

N° d'ordre : 975

61584

50376  
1992  
329

50376  
1992  
329

# THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**  
spécialité Electronique

par

Mohammed HAMZAOU



**CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION  
DE BALISES DE TRANSMISSION VOIE-MACHINE DANS  
LE DOMAINE DES TRANSPORTS GUIDES -  
ETUDE DU COUPLAGE D'ANTENNES FONCTIONNANT  
EN CHAMP PROCHE**

soutenue le 21 Septembre 1992 devant la Commission d'Examen

Membres du jury : MM. R. GABILLARD, Président, Directeur de Thèse  
J. FONTAINE, Rapporteur  
Y. DAVID, Rapporteur  
P. DEGAUQUE, Examineur  
B. DEMOULIN, Examineur  
Y. NGUYEN, Examineur  
A. GAZET, Invité  
M. LARDENNOIS, Invité

A mes parents

A mes frères et sœurs

A mes amis

A tous ceux qui me sont chers

## REMERCIEMENTS

Ce travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de Radiopropagation et d'Electronique (LRPE) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille dirigé par le Professeur Robert GABILLARD.

Qu'il trouve ici mes plus vifs remerciements pour m'avoir accueilli. Son soutien constant, ses multiples encouragements et ses précieux conseils m'ont profondément touchés, aussi je lui exprime toute ma gratitude. Je tiens à le remercier de l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence de mon jury.

Qu'il me soit permis d'adresser mes remerciements :

à Monsieur le Professeur J. FONTAINE de l'Université BLAISE PASCAL (CLERMONT II) et à Monsieur Y. DAVID Directeur du C.R.E.S.T.A. pour avoir accepté de juger mon travail,

à Messieurs les Professeurs à l'USTL P. DEGAUQUE et B. DEMOULIN qui ont bien voulu examiner ce travail et participer au jury,

à Monsieur Y. NGUYEN Maître de conférences à l'USTL pour son suivi constant et son aide efficace tout le long de ce travail et pour avoir bien voulu l'examiner,

à Messieurs A. GAZET Chef de division du département ASTREE de la SNCF et R. LARDENNOIS Responsable du service "produits nouveaux" de MATRA-TRANSPORT pour l'intérêt qu'ils portent à nos travaux,

à Monsieur C. SEMET Ingénieur de recherche au laboratoire. Ses précieux conseils et son aide efficace ont été déterminants pour mener à bien ce travail,

à Messieurs P. LECOCQ, A. WOESTELAND, P. MEGANCK et Y. LECLERCQ pour leur participation et leur aide efficace au projet.

Mes remerciements vont aussi à :

Madame C. CHEROUTRE pour les nombreux services administratifs qu'elle m'a rendus,

Madame N. MEESMAECKER et Mademoiselle Maï Thï NGUYEN qui ont assuré la dactylographie de ce mémoire.

La reproduction du manuscrit a été assurée par Monsieur J.P. DEHORTER; que lui même et ses collègues des ateliers mécaniques trouvent ici l'expression de toute ma considération.

Enfin, j'exprime ma reconnaissance à tous les membres du laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont toujours témoignée.

# SOMMAIRE

PAGE

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : PRESENTATION GENERALE.....</b>	<b>5</b>
<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>5</b>
<b>I-1 LA LOCALISATION PONCTUELLE.....</b>	<b>6</b>
a) Système de localisation relative.....	6
b) Système de localisation absolue.....	6
<b>I-2 CAHIER DE CHARGES SNCF : CONTRAINTES-OBJECTIFS.....</b>	<b>7</b>
I-2-1 Cahier de charges.....	7
I-2-2 Contraintes.....	8
I-2-3 Objectifs visés lors de la conception des systèmes.....	8
<b>I-3 LE SYSTEME N°1 (Balises de recalage analogiques).....</b>	<b>9</b>
I-3-1 Principe de fonctionnement.....	9
I-3-2 L'interrogateur, le double démodulateur synchrone, le système Pythagore et le système déphaseur.....	12
I-3-3 Exemple de réalisation d'une balise analogique (à antenne fente).....	14
I-3-4 Particularités du système n°1.....	15
I-3-5 Relevé des performances apportées par le système n°1.....	17
I-3-6 Conclusion.....	18
<b>I-4 PRESENTATION SOMMAIRE DU SYSTEME N°2 (BALISES NUMERIQUES - RECEPTEUR AM SYNCHRONE).....</b>	<b>18</b>
<b>I-5 PRESENTATION DU SYSTEME N°3 : (BALISES NUMERIQUES A OSCILLATEUR INTEGRE - RECEPTION HETERODYNE 150 kb/s OU 1 Mb/s).....</b>	<b>19</b>
<b>I-6 CONCLUSION.....</b>	<b>21</b>

CHAPITRE II : LES MOYENNES FREQUENCES.....	22
INTRODUCTION.....	22
II-1 STRUCTURE DES CIRCUITS MOYENNE FREQUENCE.....	25
II-2 DETERMINATION DE LA PUISSANCE MAXIMALE RECEUILLIE.....	25
II-3 ANALYSE DETAILLEE DES DIFFERENTS EFFETS PHYSIQUES RENCONTRES POUR UN CADRE IMPRIME ISOLE.....	30
II-3-1 Détermination de la longueur des fils bobinés des cadres.....	30
II-3-2 Optimisation de la géométrie des cadres.....	31
II-3-2-1 Détermination du coefficient de remplissage optimum du cadre de la balise .....	31
II-3-2-1-1 Détermination de la résistance $R_s$ .....	32
II-3-2-1-2 Détermination de l'inductance $L_s$ .....	32
II-3-2-1-3 Détermination du coefficient de qualité $Q_s$ optimum.....	34
II-3-2-2 Effet induit par la capacité parasite inter- spires.....	35
II-3-2-2-1 Calcul de la capacité parasite d'une bobine simple face.....	35
II-3-2-2-2 Calcul de la capacité parasite d'une bobine double faces.....	36
II-4 DETERMINATION DE LA MUTUELLE INDUCTANCE ENTRE LES DEUX CADRES INTERROGATEUR ET BALISE.....	37
II-4-1 Mutuelle inductance entre deux fils.....	38
II-4-2 Mutuelle inductance entre deux cadres.....	40
II-5 OPTIMISATION DES CADRES.....	40
II-5-1 Cadre interrogateur.....	40
II-5-1-1 Cadre interrogateur 1 MHz.....	40

II-5-1-2 Cadre interrogateur 150 kHz.....	42
II-5-2 Optimisation des balises et bilan de transmission MF.....	42
II-6 SELECTIVITE SPATIALE.....	47
II-6-1 Résultats pratiques et théoriques.....	48
II-6-2 Approche d'une solution du problème posé par les zéros de transmission MF.....	51
II-7 CONCLUSION.....	55
<b>CHAPITRE III : LA TRANSMISSION HYPERFREQUENCE.....</b>	<b>57</b>
INTRODUCTION.....	57
III-1 ABSORPTION ET REFLEXION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES -CHOIX DES FREQUENCES ET PUISSANCE DE TRAVAIL.....	58
III-1-1 Absorption.....	58
III-1-2 Réflexion.....	59
III-1-3 Choix des fréquences et puissance de travail.....	59
III-2 CARACTERISATION DE L'ANTENNE HF FENTE $\lambda/2$ .....	60
<b>CHAPITRE IV : LES SYSTEMES A BALISES NUMERIQUES....</b>	<b>62</b>
IV-1 GENERALITES SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL DE LA CHAINE DE TRANSMISSION HERTZIENNE BALISE-INTERROGATEUR.....	63
IV-1-1 Synoptique de la chaîne balise-interrogateur.....	63
IV-1-2 Comparatif du T.E.B inhérent aux démodulations courantes.....	64
IV-2 LE SYSTEME N°2.....	64
IV-2-1 Principe de fonctionnement.....	65
IV-2-1-1 Résolution du problème posé par l'ambiguïté binaire.....	65
IV-2-2 Structure du système.....	65

IV-2-3 Quelques résultats d'essais dynamiques à 150 kb/s....	67
IV-2-4 Conclusion.....	68
IV-3 LES SYSTEMES N°3 (BALISES A OSCILLATEUR).....	68
IV-3-1 La balise 820 MHz.....	69
IV-3-2 La balise 50 MHz.....	70
IV-4 LA CARTE D' ACQUISITION DES INFORMATIONS EN TEMPS REEL.....	71
IV-5 CONCLUSION.....	72
CONCLUSION GENERALE.....	74
BIBLIOGRAPHIE.....	76

T.G.V.  
(Train à Grande Vitesse)

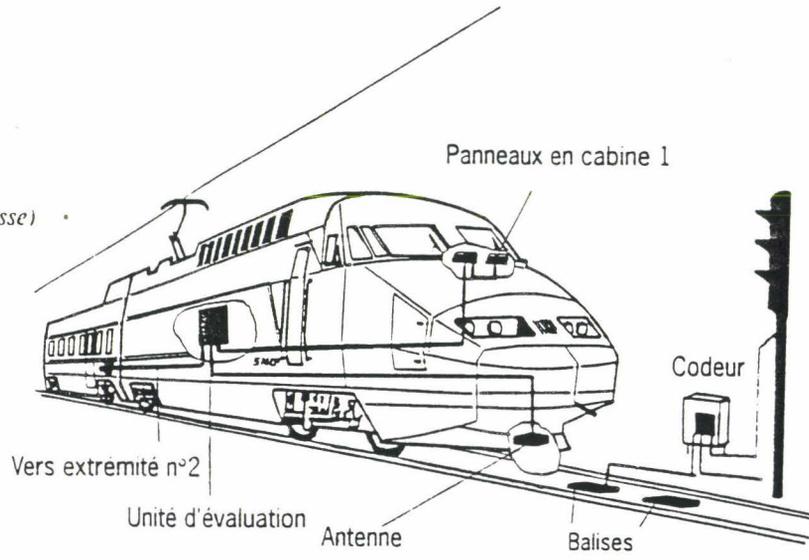


Figure 1

# INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, des moyens de localisation sont nécessaires pour certains systèmes de transports guidés. Les besoins pressants en matière de capteurs de position découlent essentiellement des progrès techniques importants accomplis dans les systèmes SNCF et métros. En effet, on assiste actuellement à un changement radical de perspective qui évolue de plus en plus vers l'automatisation et le suivi des trains en temps réel (projet ASTREE\* de la SNCF et métro VAL\* par exemple). La matérialisation de ce nouveau concept n'est possible que si l'on est capable, à tout instant, d'identifier, de localiser et de connaître la vitesse du véhicule.

La roue phonique, le cinémomètre Doppler, la génératrice tachymétrique etc...comptent parmi les dispositifs capables de réaliser les fonctions précitées. En complément de ces systèmes de localisation continue, il existe d'autres dispositifs commerciaux où la localisation s'effectue cette fois ponctuellement grâce à des balises placées sur la voie (tous les kms par exemple) qui transmettent une information au véhicule au moyen d'ondes électromagnétiques.

A titre d'exemple, la figure 1 illustre le principe du système KVB\* actuellement à l'essai par la SNCF.

Un interrogateur placé sous la caisse du véhicule lit au vol des balises contenant chacune un message représentatif de sa position par rapport à la voie (par exemple le point kilométrique). Les balises sont qualifiées de «passives» au sens où elles ne disposent pas de piles. Elles sont en fait téléalimentées par l'interrogateur. Malheureusement, utilisant des débits d'informations numériques faibles, ce système ne convient pas pour des trains à grande vitesse (TGV :  $V_{\text{max}} \cong 500 \text{ km/h}$ ).

C'est pourquoi, dans le but de répondre le mieux au cahier des charges SNCF, pour notre part, nous avons conçu et réalisé 3 types de systèmes originaux qui se distinguent des systèmes commerciaux par le fait qu'ils utilisent 2 fréquences d'émission: une haute fréquence(HF) et une moyenne fréquence(MF):

N°1: système à balises analogiques de recalage des autres instruments de navigation embarqués.

N°2: système à balises numériques dont la fréquence porteuse d'information est 1 GHz.

N°3: système à balises numériques à oscillateur HF intégré.

\*ASTREE: Automatisation et Suivi des trains en Temps Réel. Objectif: contrôler et commander le trafic ferroviaire.

\*VAL: Véhicule Automatique Léger.

\*KVB: Système de localisation commercialisé par GEC-ALSTOM sous licence ERICSSON.

Le système N°1 a fait l'objet de brevets d'invention [1], [2], [3]. On trouvera le détail de nos travaux concernant les systèmes SNCF dans la liste des publications [4], [5], [6], [7] [8], [9], [10], [11] , [12], [13].

Ce mémoire est consacré plus particulièrement à la description des systèmes appliqués à la SNCF et à l'étude des phénomènes physiques rencontrés. En effet, il est indispensable que les systèmes puissent continuer à fonctionner dans un environnement ferroviaire très agressif (présence d'eau, de neige etc...).

En dehors de l'aspect purement technologique, la faisabilité industrielle est liée à des considérations de coût de développement et de réalisation en grande série; pour se faire une idée, dans le cadre du projet ASTREE, il s'agit d'équiper tout le réseau ferroviaire non seulement français mais très probablement européen à raison d'une balise tous les kms environ. Le prix de revient d'une balise constitue par conséquent un facteur déterminant dans le choix de la SNCF.

Au départ de l'étude, nous avons été confrontés au problème de choix de fréquence de travail. Ce dernier résulte d'un compromis entre absorption des ondes EM par l'eau qui risque de recouvrir la balise et des hauts débits numériques à atteindre: supérieurs à 800 kbits/s pour les TGV.

On verra que l'onde HF d'émission est réémise par la balise modulée par un signal synchronisé sur la MF. L'alimentation en énergie des circuits électroniques implantés dans la balise est prélevée aux bornes d'une antenne MF. On verra aussi que le couplage magnétique MF entre l'antenne MF de l'interrogeur et l'antenne MF de la balise supprime tout risque de téléalimentation d'une balise qui se situerait sur la voie adjacente (ce fait pourrait provoquer des catastrophes).

La détermination du bilan de transmission MF et l'optimisation des antennes cadres MF constituent des points importants du travail de l'auteur de cette présente thèse. C'est précisément la réalisation industrielle de ces antennes MF qui soulève des difficultés importantes. Pour des raisons de coût les cadres MF de balise sont réalisés sur des circuits imprimés classiques en verre époxyde.

Précisons ici, qu'à notre connaissance, les méthodes d'optimisation décrites sont originales. En effet, le formalisme et les modèles appliqués ne sont pas classiques: nous nous sommes basés sur des formules pour la plupart empiriques établies entre autres par GROVER, TERMAN ... et les avons modifiées pour notre application (la technique des circuits imprimés n'existait pas au moment des recherches entreprises par ces auteurs).

Nous avons commencé l'étude MF par établir une méthodologie rigoureuse. Elle a débouché en particulier sur des logiciels de simulation dont certains permettent de prévoir le comportement des circuits MF et cela pour diverses dispositions spatiales. Le bilan de puissance peut ainsi être évalué avec une précision meilleure que 10 %.

Pour présenter les résultats de nos travaux, nous avons divisé le document de la manière suivante:

Dans le premier chapitre de présentation générale l'accent est porté sur l'aspect système proprement dit. Après avoir posé le problème sur la localisation en général, nous abordons le principe de fonctionnement du système n°1 (le plus simple). Pour faciliter la compréhension de l'exposé l'approche est développée de façon progressive. Les particularités des systèmes sont ainsi mis en évidence. Nous présentons ensuite sommairement les systèmes 2 et 3.

Le chapitre 2 est consacré au délicat problème posé par l'optimisation des antennes cadres et circuits MF.

Nous décrivons la méthode que nous avons choisi pour y parvenir point par point. Après examen des différents effets physiques rencontrés à propos des cadres imprimés, nous donnons leurs caractéristiques après optimisation. Nous validons expérimentalement les résultats théoriques obtenus par différents formalismes. Nous donnons enfin l'organigramme du programme de calcul du bilan de transmission MF et vérifions pratiquement les résultats obtenus pour diverses configurations spatiales des antennes.

Dans le chapitre 3 nous traitons très brièvement le cas de l'onde hyperfréquence. Après avoir considéré l'atténuation produite par une lame d'eau, nous examinons l'antenne fente  $\lambda/2$ . Nous justifions le choix de la fréquence HF.

Dans le dernier chapitre, nous décrivons en détail les systèmes numériques dont les structures résultent de l'association des différents modules optimisés d'une part, et d'autre part de l'analyse des différents comportements physiques mis en évidence dans les chapitres précédents. Nous présentons leurs principales caractéristiques.

**CHAPITRE I**  
**PRESENTATION GENERALE**

# CHAPITRE I

## PRESENTATION GENERALE

Nous avons abordé en introduction le principe de la localisation dite ponctuelle. D'une manière générale, l'information transmise par les balises peut apporter soit une assistance au conducteur du véhicule, soit le contrôler et le commander. On dit alors, dans ce dernier cas que le système de transport est à automatisme intégral; un exemple de tel système est le métro VAL qui fut installé pour la première fois dans l'agglomération lilloise.

Dans ce chapitre, on se propose tout d'abord d'évaluer les possibilités des systèmes de localisation que nous avons conçus et réalisés. L'accent sera porté sur l'aspect fonctionnel des différents dispositifs.

Tout le long de notre étude, nous avons tenu compte des contraintes très sévères d'environnement ferroviaire et de coût de réalisation en grande série. Nous exposons ensuite le projet de cahier des charges SNCF.

Enfin, en fonction de ces considérations, nous abordons le système n°1 qualifié de recalage et nous présentons ses principales caractéristiques.

On verra que le système n°2, bien que totalement différent du 1<sup>er</sup> système de part ses possibilités à transmettre cette fois un message numérique, bénéficie du même bilan de transmission concernant l'onde porteuse d'information. Certains résultats obtenus avec le système n°1 peuvent par conséquent s'étendre au système n°2.

Nous avons conçu et réalisé d'autres types de système originaux qui présentent chacun certaines potentialités et avantages : nous avons ainsi réalisé un travail de prospection dans le but de répondre le mieux au cahier des charges SNCF. Nous décrivons brièvement le principe de ces derniers systèmes. Ils seront examinés plus en détail au chapitre IV.

## **I-1 LA LOCALISATION PONCTUELLE.**

Les systèmes de localisation ponctuelle sont essentiellement de deux types. Fonctionnellement parlant, ils peuvent être classés comme suit :

a) **Systèmes de localisation relative (par rapport à la voie)**

Ce système a pour fonction de recalibrer périodiquement d'autres dispositifs de localisation embarqués tels que le cinémomètre à effet Doppler ou les localisateurs à roue phonique (roue solidaire d'une roue motrice qui délivre  $n$  impulsions pour chaque tour).

En effet, avec ces derniers systèmes qui sont aujourd'hui classiques, les mesures de distances s'entachent d'une erreur cumulative inévitable au fur et à mesure du déplacement du véhicule (glissement de roue par exemple). Le système n°1 délivre un simple top analogique de recalage : l'intervalle séparant les balises doit par conséquent être constant (tous les kms par exemple).

Une autre application de cette balise pourrait être la commande d'ouverture des portes du métro VAL lors de son arrêt en station.

b) **Système de localisation absolue.**

Il s'agit de transmettre au véhicule la position absolue de l'endroit où se trouve la balise, chacune des balises envoie alors un message différent représentatif de sa position. On appelle ce message unique : un identifiant.

Plus généralement, si on se place à présent au niveau du système de gestion du trafic ferroviaire, le message émis par la balise peut être un ordre : par exemple de freinage ou de ralentissement. Sur le plan fonctionnel, l'utilisation de telles balises n'est donc pas limitative et le choix des utilisateurs (SNCF et METRO) se porte principalement sur les systèmes de localisation absolue.

## **I - 2 CAHIER DES CHARGES SNCF - CONTRAINTES ET OBJECTIFS.**

### **I - 2 -1 CAHIER DES CHARGES.**

Nous donnons ci-après les points, les plus significatifs du projet de cahier des charges SNCF :

#### **1) besoins fonctionnels**

- fonctionner dans l'environnement ferroviaire courant,
- rester opérationnel jusqu'à des vitesses de 110 m/s soit 396 km/h,
- détecter et identifier ponctuellement la position du train avec une précision meilleure que 25 cm et un très haut niveau de sécurité reposant sur un codage des informations transmises dans le message,
- permettre l'étalonnage de position des équipements de bords.

#### **2) Besoins techniques**

##### **a) Balises :**

- les répondeurs (balises) seront posés dans l'axe de la voie, ainsi ils peuvent être lus dans les deux sens de circulation d'où une économie de balises,
- il faut qu'un minimum de contraintes soient attachées à l'installation, et la mise en service des répondeurs,
- indispensable : la programmation de la mémoire de chaque répondeur contenant le message pourra être effectuée sur place avant scellement,
- fiabilité prévisionnelle d'au moins 100000 heures,
- transmettre au moins 2 séquences de 128 bits d'information.

b) interrogateur :

- taux de mauvaise lecture de répondeur  $< 10^{-5}$
- surface maximum :  $700 \text{ cm}^2$  et 10 cm de hauteur,
- hauteur interrogateur - répondeur : 30 cm (+0, +10) ou 60 cm (+0, +10) selon les engins moteurs.

3) coût :

- critère fondamental de choix des balises,
- à minimiser pour 10 000 interrogateurs.

## I - 2 - 2 CONTRAINTES.

\* de sécurité :

surtout pas de diaphonie entre balises adjacentes (la distance minimum définissant la distance de sécurité),

\* d'environnement :

sur le plan climatique, une couche d'eau, de neige, de glace peut recouvrir la balise et perturber ainsi la transmission.

## I - 2 - 3 OBJECTIFS VISES LORS DE CONCEPTION DES SYSTEMES.

En fonction des éléments du cahier des charges, nous avons conçu les différents systèmes en visant les objectifs suivants (pour la plupart surdimensionnés) :

- distance interrogateur-balise : 70 cm,
- zone de détection effective : 30 cm pour un interrogateur situé à 50/60 cm du sol,
- zone effective de transmission : 15 cm,
- longueur minimum d'une trame numérique : 256 bits,
- débit numérique suffisant pour la transmission de 10 trames de 256 bits en 2,7 ms,
- dimensions des interrogateurs  $25 \times 25 \times 10 \text{ cm}$  pour  $h = 30 \text{ cm}$  : compte tenu des phénomènes physiques liés au couplage

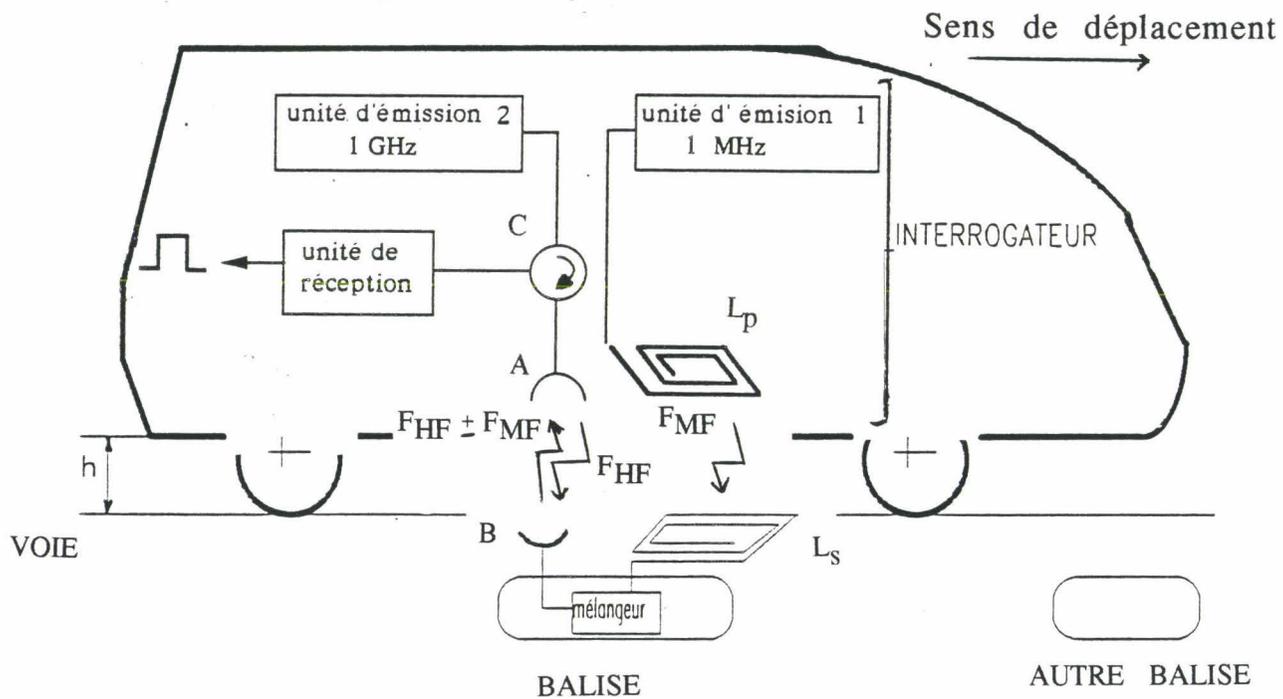


Figure 1-1 : Synoptique du système n° 1

magnétique MF, il à fallu augmenter les dimensions du cadre de l'interrogateur: pour  $h = 60$  cm, il faut un interrogateur d'environ  $40 \times 40 \times 15$  cm.

## **I - 3 LE SYSTEME N°1 ( balises de recalage analogiques)**

### **I - 1 - 3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.**

Le véhicule évolue sur une voie équipée de balises passives, c'est à dire démunies de source d'énergie interne (piles par exemple.).

Le support d'information est le rayonnement électromagnétique.

Le dispositif comporte deux sous-ensembles (fig.1-1)

- un interrogateur embarqué qui se compose de 2 sources d'émission HF et MF et d'un récepteur,
- un ensemble de balises disposées le long du parcours.

#### Principe de la réémission passive :

L'interrogateur lit au vol les balises selon le principe suivant :

- de l'énergie électromagnétique est transmise à la balise par les 2 sources d'émission HF et MF dont les antennes respectives sont dirigées vers la voie. Les 2 ondes sont émises en permanence à la fréquence  $F_{HF} = 1$  GHz et  $F_{MF} = 1$  MHz,

- l'élément coeur de la balise est le mélangeur réalisé à partir d'éléments non linéaires (en l'occurrence des diodes SCHOTTKY) [1-1] [1-2] [1-3].

les signaux HF et MF captés respectivement par les antennes B et Ls sont mélangés : cela se traduit par la génération de 2 battements d'ondes de fréquence :

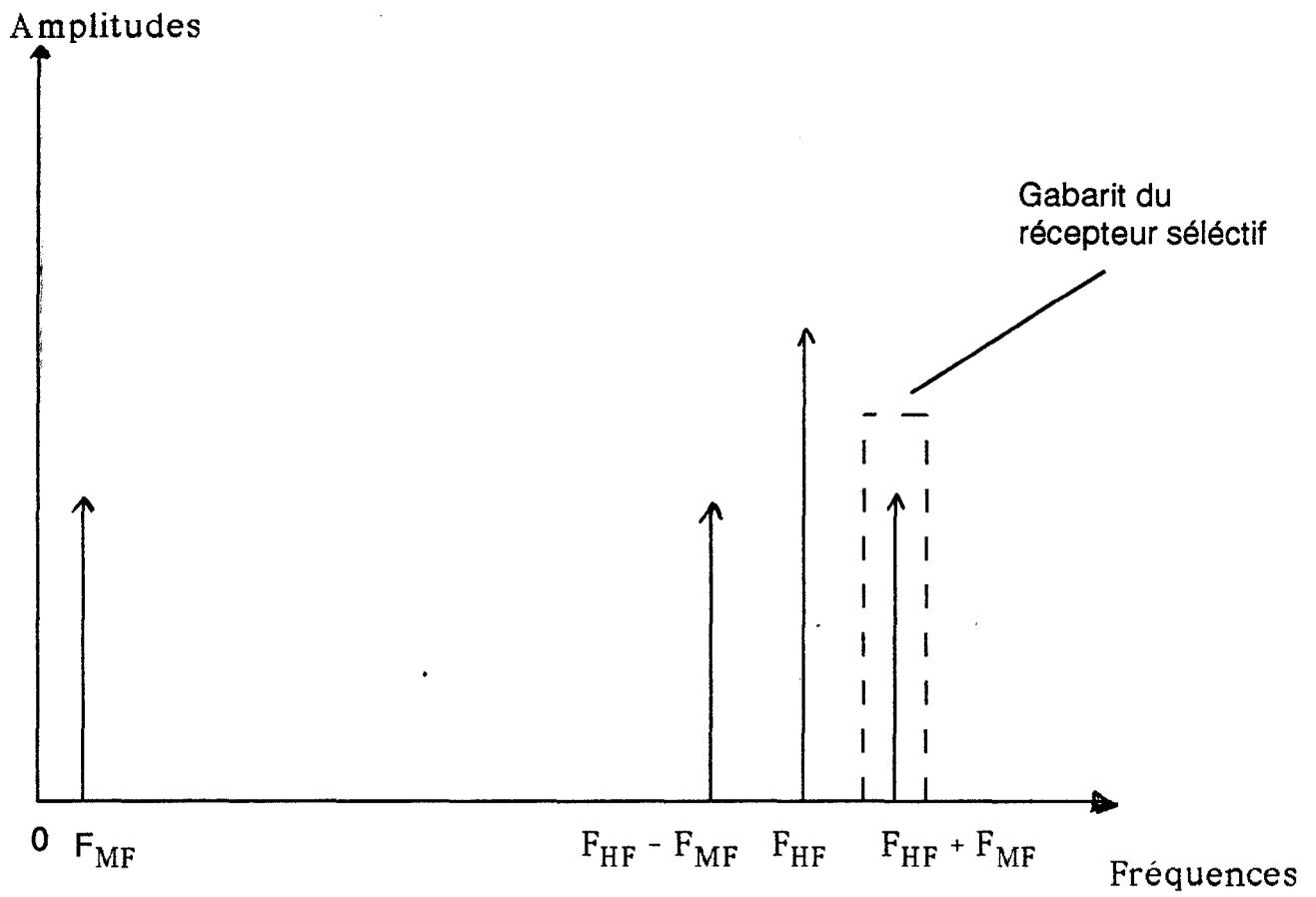


Figure 1-2 : Spectre de fréquence associé au dispositif de la figure 1-1

$$F_{HF} - F_{MF} = 999 \text{ MHz}$$

$$F_{HF} + F_{MF} = 1001 \text{ MHz}$$

La fréquence des 2 battements étant proche de la fréquence d'accord de l'antenne HF, ces ondes de battement sont réémises par cette dernière en direction du récepteur de l'interrogateur. Cette opération bien connue s'appelle aussi changement de fréquence. Au niveau de la balise, le signal MF joue le rôle "d'oscillateur locale" (OL) ou " signal de pompage".

La figure 1-2 montre le spectre de fréquence associé au dispositif de la figure 1-1.

En résumé, le signal effectivement porteur de l'information représentative de la présence d'une balise est l'onde de battement.

- L'onde de battement réémise est ensuite collectée par l'antenne HF A et est ensuite dirigée vers le récepteur via le circulateur C.

- Le récepteur est du type très sélectif afin de discriminer les battements de la porteuse HF 1 GHz.

- La sortie du récepteur traduit la présence d'une balise sous l'interrogateur.

## FONCTIONNEMENT DU SYSTEME (fig 1-3)

### A) EMISSION DES SIGNAUX HF ET MF PAR L'INTERROGATEUR.

1) - L'onde HF est générée par la source synthétisée SHF et rayonnée en permanence en direction du sol par l'antenne HF A.

2) - L'énergie MF est fournie par la source MF. Les composantes d'induction du champ électromagnétique sont délivrées par le cadre d'émission  $L_p$ . Leur amplitude respective

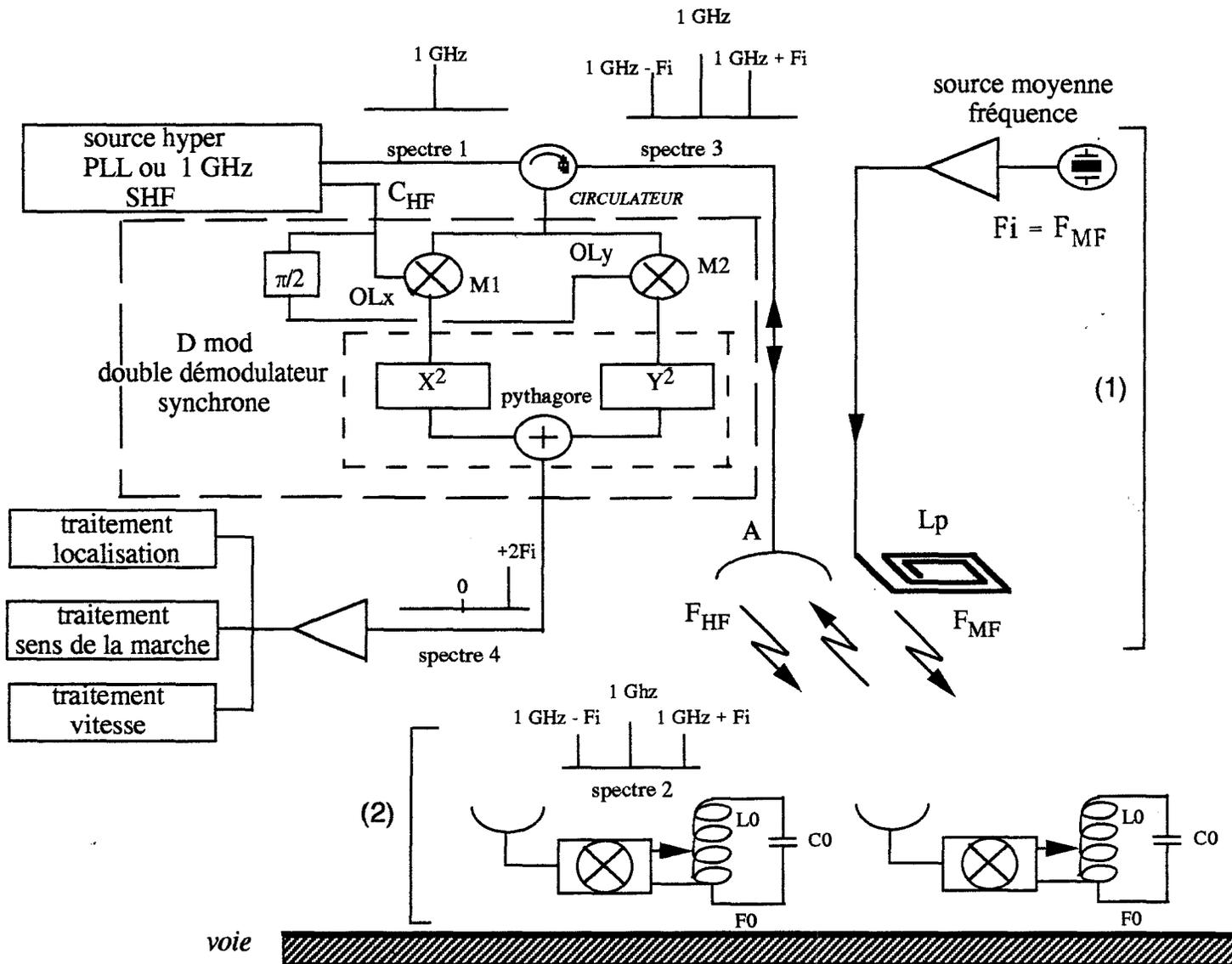


Figure 1-3 : Architecture du système de localisation retenue

(1) : INTERROGATEUR

(2) : BALISES

n'étant significative qu'au voisinage immédiat du cadre (environ 50 cm pour fixer les idées).

### B) RECEPTION PAR LA BALISE DES ONDES EMISES PAR L'INTERROGATEUR ET REEMISSION PASSIVE.

Le principe de la réémission passive ayant été expliqué précédemment, signalons simplement qu'au niveau de la balise, le signal de pompage qui alimente le mélangeur est prélevé aux bornes d'un circuit résonnant accordé sur la MF.

La balise qui est sous l'interrogateur réémet les battements  $F_{HF} \pm F_{MF}$  en direction de l'antenne A (spectre 2)

### C) RECEPTION ET DEMODULATION DU SIGNAL DE BATTEMENT PAR L'INTERROGATEUR.

Les ondes de retour sont captées par la même antenne A et sont transmises au démodulateur particulier Dmod (spectre 3). Il s'agit en fait d'un double démodulateur synchrone qui permet entre autres de s'affranchir des effets dûs aux variations de hauteur h (débattements de caisse du mobile).

En effet, si on utilise un seul mélangeur de réception, on remarque une annulation du signal puis une inversion pour des distances h modulo  $\lambda / 4$ , c-à-d tous les 7,5 cm à 1 GHz. Ceci est dû au principe même de la démodulation synchrone.

Conformément aux explications du paragraphe précédent, la détection de l'information envoyée par la balise résulte d'un nouveau mélange de  $F_{HF} \pm F_{MF}$  avec  $F_{HF}$ , produit par les mélangeurs de réception M1 et M2.

L'entrée OL (pompage) de chaque mélangeur est connectée à la même source HF d'émission au moyen d'un coupleur  $C_{HF}$ .

Après démodulation ( $F_{MF}$ ), l'élévation au carré des signaux donne les signaux de fréquence double ( $2 F_{MF}$ ) (spectre 4).

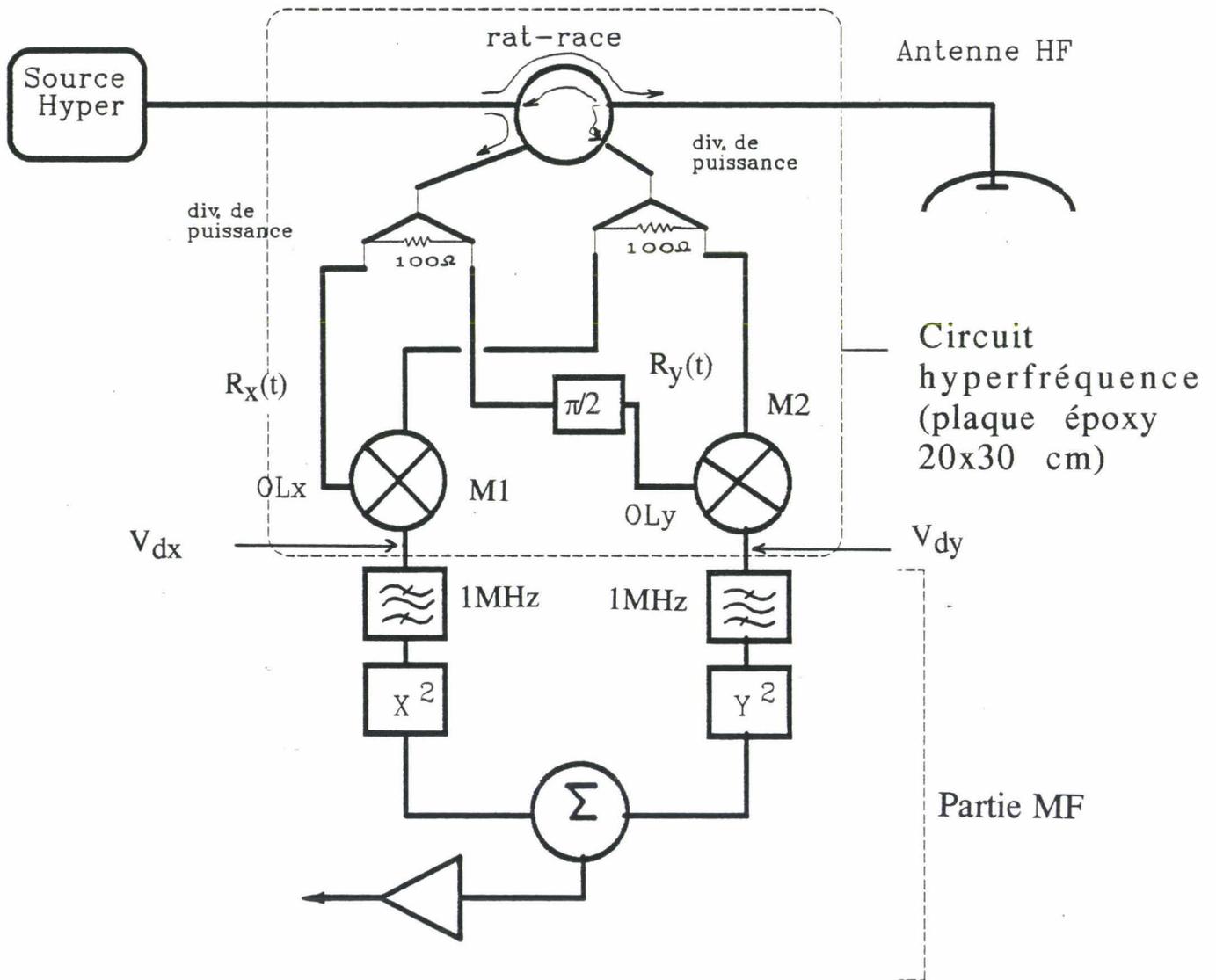


Figure 1-4 : Architecture retenue du démodulateur (interrogateur).

### I - 3 - 2 L'INTERROGATEUR, LE DOUBLE DEMODULATEUR SYNCHRONE, LE SYSTEME "PYTHAGORE" ET LE SYSTEME "DEPHASEUR"

Première approche de la réception synchrone. (figure 1-4)

En première approximation, l'expression temporelle du signal reçu par l'interrogateur peut s'écrire :

$$S(t) = A(t) \cos (2\pi F_{HF} t + \varphi) \quad (R1-1)$$

avec

$$A(t) = A \cos (2\pi F_{MF} t + \psi) \quad (R1-2)$$

et  $\varphi$  le déphasage qui dépend en fait de la distance  $h$  séparant l'interrogateur de la balise:

$$\varphi = \frac{4 \pi h}{\lambda_0} \quad (R1-3)$$

avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide (30 cm à 1 GHz).

On se place par exemple au niveau du mélangeur M1. Ce dernier réalise une nouvelle transposition de fréquence en effectuant le produit :

$$S(t) \cdot R(t)$$

où  $R(t) = R_0 \cos (2 \pi F_{HF} t) \quad (R1-4)$

est choisi comme référence (oscillateur local).

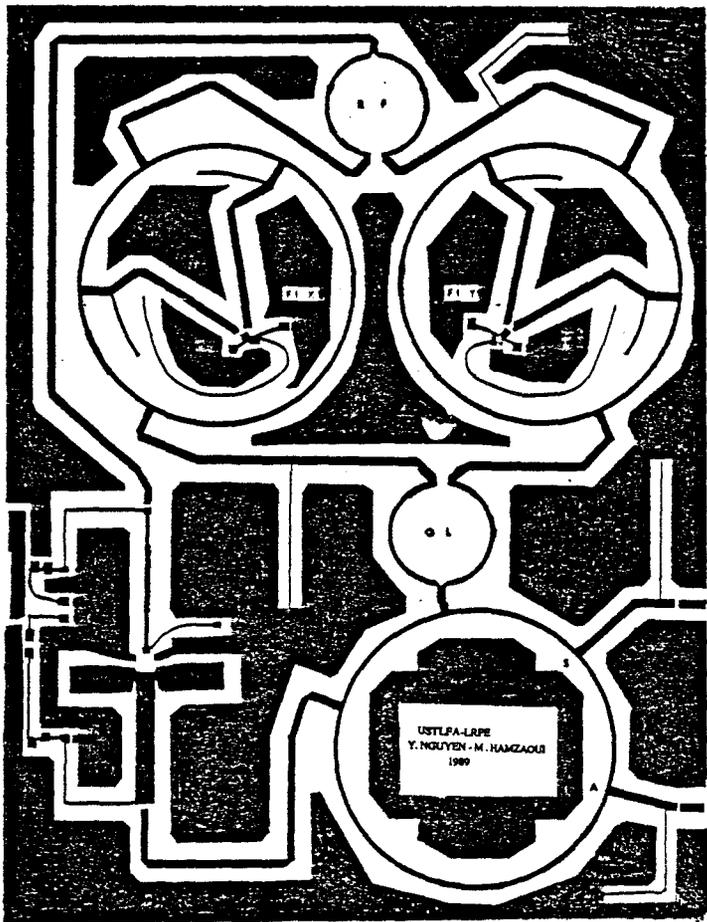


Figure 1-5 : Circuit imprimé hyperfréquence.

La sortie de M1 peut s'écrire :

$$V_{dx}(t) = R_0 \cos(2\pi F_{HF} t) \cdot S(t) \quad (R1-5)$$

soit :

$$V_{dx}(t) = \frac{R_0 A(t)}{2} \cos \varphi + \frac{R_0 A(t)}{2} \cos(4\pi F_{HF} t + \varphi) \quad (R1-6)$$

En éliminant la composante correspondant à  $2F_{HF}$  par filtrage passe bas, on obtient :

$$V_{dx}(t) \text{ proportionnel à : } A \cos(2\pi F_{MF} t + \psi) \cos \varphi$$

On remarque que l'amplitude du signal démodulé dépend de  $\varphi$  :

si  $\varphi = 0$  :  $V_{dx}(t)$  est maximum

si  $\varphi = \pi/2$  :  $V_{dx}(t)$  est nul

D'après R1-3 on voit que pour les hauteurs  $h$  particulières (tous les  $\lambda_0/4$  soit 7.5 cm)  $\varphi = \pi/2$  annulant ainsi le signal démodulé  $V_{dx}$ .

Ce phénomène est très gênant du fait de l'incertitude liée à  $h$  et l'emploi d'un mélangeur unique ne suffit pas ici.

Pour résoudre ce problème nous avons développé le module appelé "Pythagore".

### Le système "Pythagore"

Il utilise deux détecteurs synchrones en quadrature. On peut facilement montrer dans ce cas que :

$$V_{dx} \text{ est proportionnel à } A(t) \cos \varphi$$

$$V_{dy} \text{ est proportionnel à } A(t) \sin \varphi$$

$\varphi$  pouvant être tel que  $V_{dx} = -V_{dy}$  (pour  $\varphi = -\pi/4$  par exemple),

Il est alors nécessaire d'élever au carré  $V_{dx}$  et  $V_{dy}$  avant d'en effectuer la somme pour être certain d'obtenir du signal en sortie :

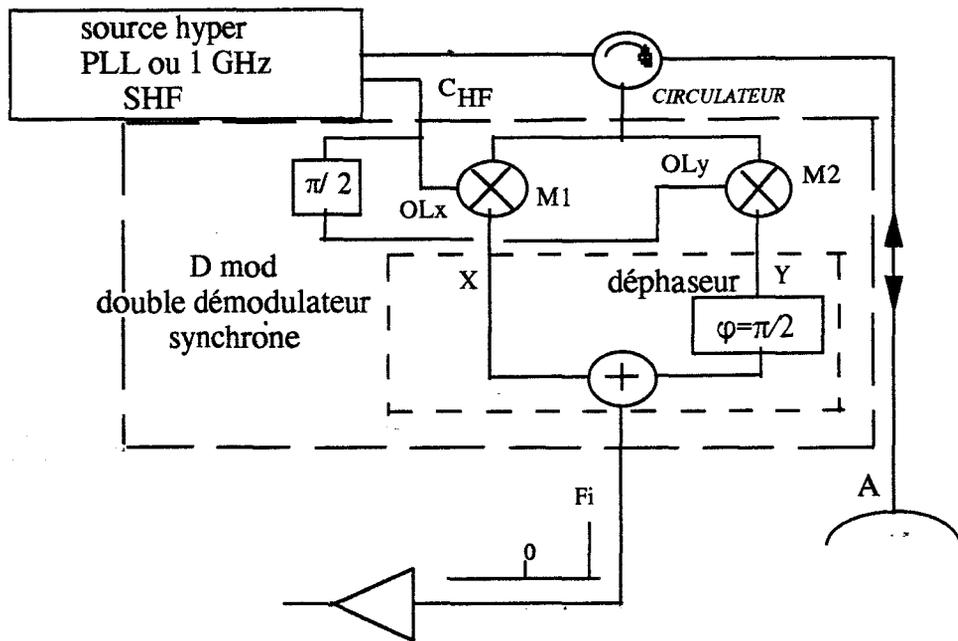


Figure 1-5 bis : Démodulateur utilisant le système déphaseur.

en sortie du sommateur (analogique) on obtient alors :

$$A^2(t) \cdot (\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) = A^2(t)$$

en vertu du théorème de Pythagore.

### Réalisation

La figure 1-5 nous montre le circuit hyperfréquence [1-1].

Pour optimiser le coût de fabrication, les composants (mélangeur de réception inclus) sont réalisées sur substrat verre-époxy standard.

Le circulateur est remplacé par un coupleur hybride 3dB-180° qui convient parfaitement ici, d'où à nouveau une diminution du prix de revient. Il permet également de prélever le signal HF nécessaire à l'entrée OL des mélangeurs.

### Le système "déphaseur" (figure 1- 5 bis )

Afin de simplifier le récepteur, nous avons remplacé les circuits d'élévation au carré par un simple déphaseur de  $\pi/2$  dans l'une des 2 voies Fi. Par un calcul trigonométrique élémentaire, on montre qu'en faisant la somme de la voie Fi déphasée avec l'autre, le signal de sortie ne s'annule pas en fonction du déphasage de l'hyperfréquence.

### **I-3-3 EXEMPLE DE REALISATION D'UNE BALISE ANALOGIQUE (A ANTENNE FENTE)**

Cette balise a servi pour qualifier le système sur site SNCF PARIS-ROUEN. Nous la nommerons par la suite "balise fente".

Elle est représentée sur la figure 1-6. Elle est réalisée à partir d'un support verre époxy d'usage courant.

Elle est composée :

- d'une antenne HF fente  $\lambda / 2$

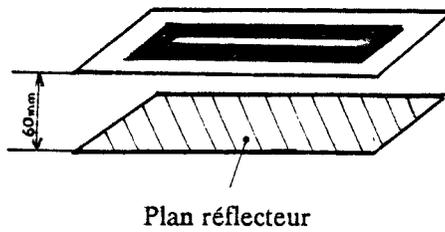
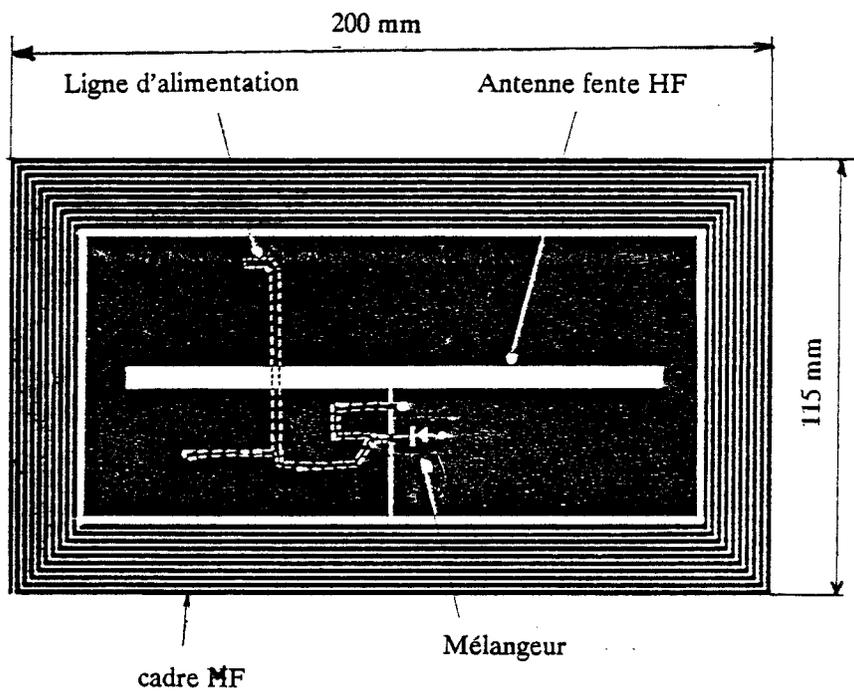


Figure 1-6 : Balise fente.

- d'une antenne cadre MF imprimée sur laquelle sera prélevé le courant de pompage nécessaire au fonctionnement du mélangeur. En ce qui concerne les balises numériques, les circuits électroniques seront également alimentés à partir de la MF,
- d'un mélangeur constitué ici par une simple diode Schottky d'usage courant et par des lignes microrubans d'alimentation,
- d'éléments d'adaptation.
- d'un plan réflecteur.

La balise se caractérise par sa simplicité et son faible coût, son fonctionnement est optimisé.

D'un point de vue pratique (figure 1-7 et 1-8), on notera la présence de la capacité C' de 68 pF qui a pour but de refermer le plan de masse de l'antenne fente d'une part (vis à vis du 1 GHz) et d'autre part de court-circuiter l'extrémité de la ligne microruban  $\lambda_g/4$ .

Ainsi, si on se place dans le plan de la diode, le circuit MF n'introduit aucune perturbation vis à vis des hyperfréquences.

En ce qui concerne le courant de pompage MF, il est prélevé de manière optimale sur la prise d'adaptation P du cadre MF.

Le bobinage est conçu de telle manière que la prise d'adaptation P corresponde justement à la spire L1, constituée par le plan de masse de l'antenne fente.

En résumé, le rôle de l'antenne fente est double en tant que:

- prise inductive d'adaptation à 1 MHz.
- antenne hyperfréquence.

### I - 3 -4 PARTICULARITES DU SYSTEME N° 1

1- La détection des battements ne peut se faire qu'exclusivement lors du passage de l'interrogateur au dessus d'une balise. La probabilité d'une fausse détection due à des objets

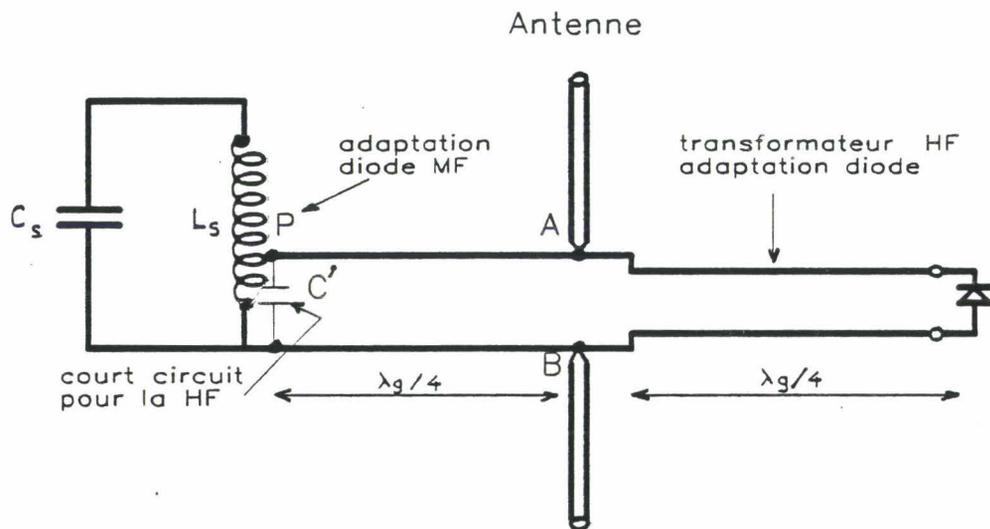


Figure 1-7 : Schéma de principe de la balise fente.

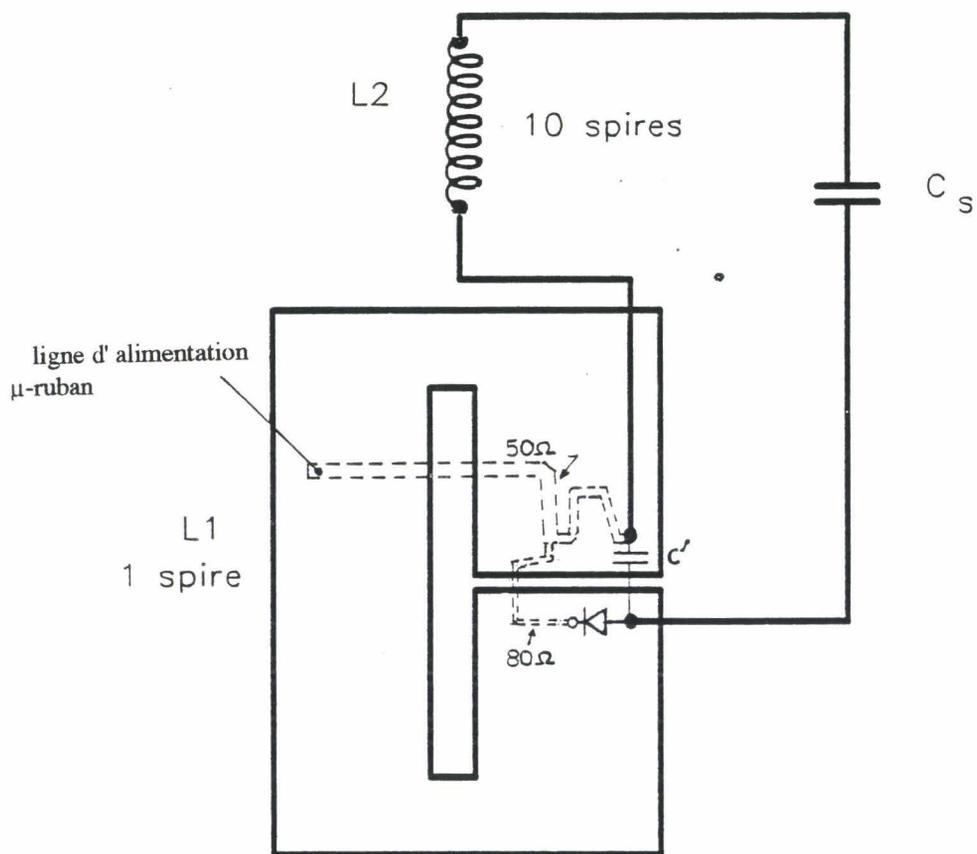


Figure 1-8 : Eléments de la balise fente.

métalliques traînant sur la voie étant nulle, la détection d'une balise s'effectue donc sans ambiguïté.

Cette première particularité différencie notre système de certains systèmes commerciaux et le rend à priori plus sûr. En effet, certaines balises commerciales produisent l'harmonique 2 qui peut aussi se manifester naturellement du fait de la non linéarité des émetteurs par exemple, d'où les risques de détection erronée.

2- Une deuxième particularité du dispositif proposé réside dans le fait que la transmission du signal de pompage (1 MHz) vers la balise résulte d'un couplage magnétique mutuel entre l'antenne cadre d'émission et l'antenne cadre de balise. Etant donnée la longueur d'onde (300 m), la transmission de la MF s'effectue en champ proche (ou champ d'induction) : c'est l'effet "transformateur". On verra que cette propriété confère aux systèmes 1, 2, 3, la sélectivité spatiale indispensable à leur bon fonctionnement.

3- Une dérive de fréquence  $\Delta F_{HF}$  de la source hyperfréquence ( $F_{HF}$  est la porteuse de l'information) a pour effet la translation de l'ensemble du spectre de réémission d'une même quantité  $\Delta F_{HF}$ . Par voie de conséquence, cet effet n'altère en rien le signal démodulé au niveau du récepteur embarqué puisque par construction la fréquence de l'OL est identique à celle de la source.

Outre les avantages liés à la démodulation synchrone proprement dite, la structure proposée ne nécessite pas de réglage (ou asservissement) de la fréquence HF du travail ; ce qui n'est pas le cas en réception hétérodyne.

4- La simplicité de la structure diminue le coût et l'encombrement du système.

Sur le plan fonctionnel :

L'évaluation de la vitesse instantanée du véhicule est possible par comptage du temps écoulé entre deux "tops" de

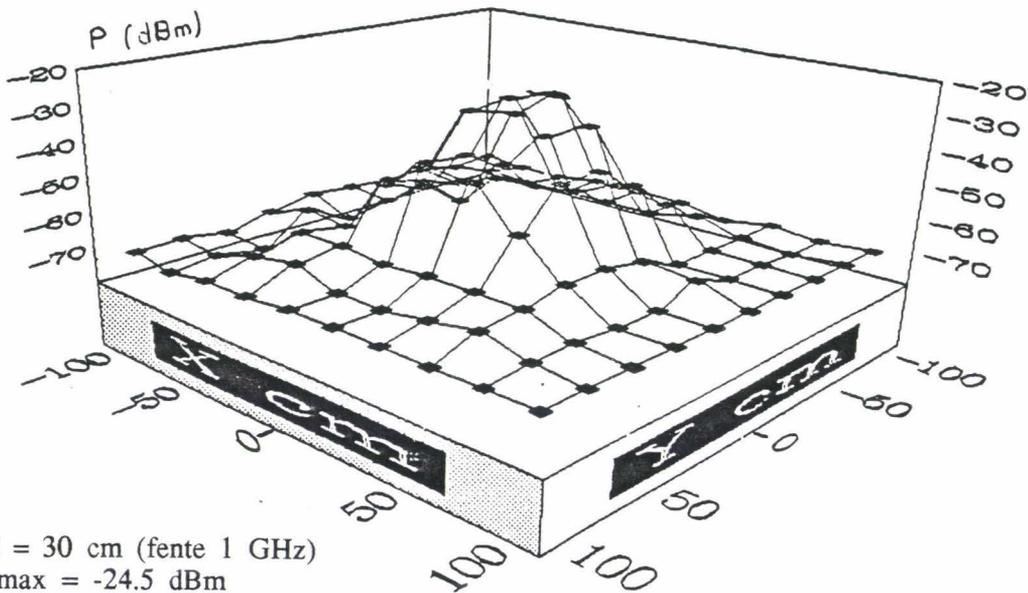
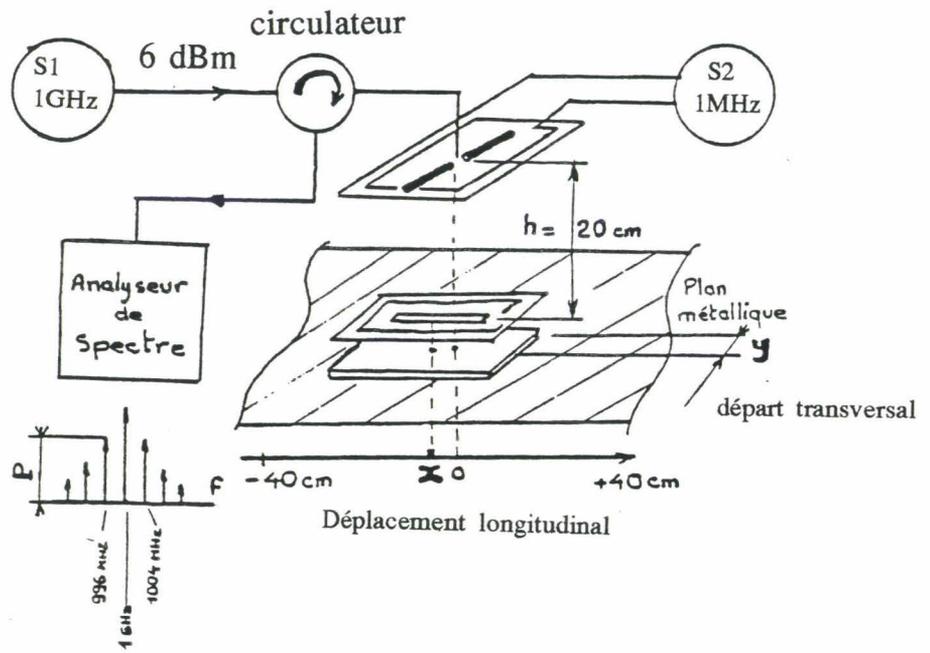


Figure 1-9 :  $h = 30 \text{ cm}$ . Puissance HF reçue par l'antenne de l'interrogateur en fonction de la position relative interrogateur/balise.

localisation délivrés par deux balises séparées par une distance relativement faible et connue.

La fonction "recalage" doit par définition assurer une bonne précision de localisation. Le système tel qu'il a été décrit jusqu'à présent permet d'obtenir une précision d'environ 30 cm.

Remarquons que le rôle du "transformateur" constitué par le cadre d'émission (primaire) et le circuit accordé de la balise (secondaire) peut ne pas être consacré exclusivement à l'alimentation OL du mélangeur balise. En effet dans les conditions normales d'utilisation ( $I_{\text{primaire}} = 200 \text{ mA}$ ;  $h = 40 \text{ cm}$ ), la tension induite aux bornes du circuit résonnant de la balise est d'environ 10 Volts (50 mW). Par un dispositif approprié simple, implanté sur la balise, il est alors possible d'alimenter des circuits intégrés de type CMOS ou TTL (mémoire morte, circuits de télécommunication). Ces circuits peuvent par exemple moduler l'information réémise par la balise. Cette dernière devient alors une balise numérique capable de transmettre des messages codés (c'est le cas des systèmes décrits après).

Dans le cas d'utilisation de balises numériques, la SNCF a imaginé un processus permettant de déterminer la non détection accidentelle d'une balise en effectuant un chaînage des identifiants propres à chacune des balises (par exemple, les balises sont installées de telle manière que chaque identifiant (numéro) suive une suite arithmétique croissante).

### **I - 3 - 5 RELEVÉ DES PERFORMANCES APPORTEES PAR LE SYSTEME N°1**

Les performances du dispositif ainsi réalisé sont résumées sur les figures 1-9 et 1-10 .

La mesure du signal informatif utile réémis s'effectue en relevant au niveau de l'interrogateur, la puissance de l'un des deux premiers battements latéraux (  $1 \text{ GHz} \pm 150 \text{ kHz}$  ou  $1 \text{ GHz} \pm 1 \text{ MHz}$  ).

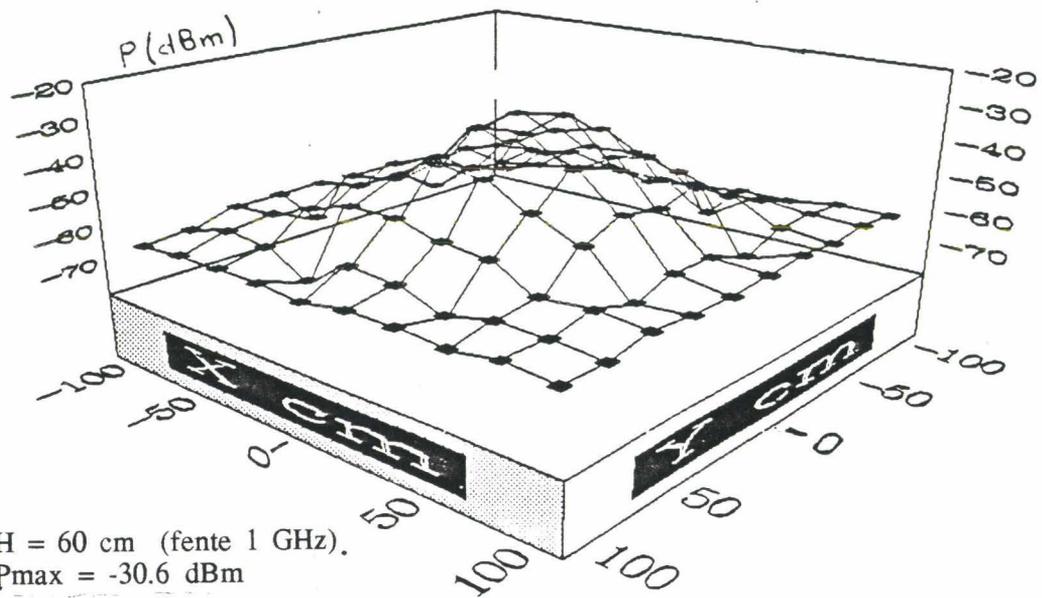


Figure 1-10 :  $h = 60 \text{ cm}$ . Puissance HF reçue par l'antenne de l'interrogateur en fonction de la position relative interrogateur/balise.

Le comportement du dispositif ainsi réalisé, en fonction d'un déplacement de la balise fente dans un plan xy sous l'interrogateur, est décrit par les courbes 3D des figures 1-9 et 1-10 pour  $h = 30$  cm et 60 cm. Ces courbes nous montrent ainsi la sélectivité spatiale du système. Disons qu'elle est limitée par un cercle de 40 cm de rayon. Cette estimation est subjective au sens où la sélectivité dépend évidemment du seuil " squelch " du récepteur.

On remarque enfin que dans une zone de fonctionnement normale ( $30 < h < 60$  cm ), le rapport signal sur bruit est supérieur à 30 dB.

### **I - 3 - 6 CONCLUSION**

On entrevoit mieux à présent le fonctionnement et les performances d'un tel système .

Notons que la balise dont il a été question jusqu'ici est équipée d'une antenne fente. C'est avec cette structure que nous avons obtenu les meilleurs résultats. D'autres balises équipées d'antennes "dipôle" ou "patch" ont également été développés par Y. NGUYEN [1-1].

### **I - 4 PRESENTATION SOMMAIRE DU SYSTEME N° 2 (BALISES NUMERIQUES - RECEPTION AM SYNCHRONNE )**

Nous avons vu que dans le système analogique n°1 la diode est commutée à chaque période du signal MF.

Dans les systèmes numériques qui seront décrits après, la diode n'est commutée qu'à chaque état "1" du signal numérique par l'intermédiaire d'un codeur numérique et d'une PROM contenant le message à émettre. Ces derniers circuits numériques sont alors alimentés par la MF captée par le cadre MF.

Lors de la description du système n° 1, nous avons observé des effets d'inversion de phase du signal démodulé. Pour palier à cet inconvénient nous avons réalisé une nouvelle structure de récepteur, les structures "Pythagore" et "déphaseur" ne se prêtant pas bien aux signaux numériques.

Le système n° 2 a été imaginé par Y. NGUYEN [1-1] [1-4]. Le principe consiste cette fois à traiter directement et simultanément les signaux  $F_{ix}$  et  $F_{iy}$  issus des deux voies (sans élévation au carré) figure 4-3 .

Les équations régissant  $F_{ix}$  et  $F_{iy}$  nous montrent que les deux voies  $F_i$  ne peuvent s'annuler simultanément, cela quelque soit les distances  $h$  qui séparent la balise de l'interrogateur. Par contre, on va voir au chapitre IV que la structure nécessite un levé d'ambiguïté sur l'information reçue. A cet effet nous utilisons un procédé de codage particulier appelé codage différentiel. Si une telle précaution n'était pas prise, on serait incapable de déterminer avec certitude si un état "1" correspond au "1" logique de même pour l'état "0". Ce phénomène est nommé : ambiguïté d'ordre 2.

La structure système sera détaillée au chapitre IV.

## **I - 5 PRESENTATION DU SYSTEME N° 3 :** **BALISES NUMERIQUES A OSCILLATEUR INTEGRE** **RECEPTION HETERODYNE 150 kb/s OU 1 Mb/s.**

Malheureusement, l'onde 1 GHz subit une atténuation notable lorsqu'elle traverse une couche d'eau. En fait la couche d'eau atténue l'onde HF deux fois : une première fois dans le sens véhicule - balise et une deuxième fois dans le sens du retour c'est à dire le sens balise - véhicule.

Le principe consiste cette fois à implanter sur la balise un oscillateur HF modulé par un sous ensemble numérique. La sortie de l'oscillateur alimente une antenne.

Toute la puissance nécessaire au fonctionnement de la balise est prélevée sur le cadre MF. De ce fait, l'atténuation de l'onde modulée ne se produit que dans le sens balise - interrogateur. La puissance MF est en partie convertie en puissance HF. Cette propriété est intéressante si la balise est recouverte d'eau par exemple.

La réception retenue, la plus simple ici est la réception hétérodyne.

Du point de vue technologique, l'avantage est de mettre en oeuvre un récepteur classique de type téléviseur, il est composé d'un tuner et de circuits intégrés spécialisés (amplificateurs, démodulateurs). Fabriqués en grande série, ces composants sont bon marché.

Un autre avantage, et non des moindres, se situe sur le plan fonctionnel : en effet, les systèmes n° 1 et n° 2 nécessitent une émission continue d'une onde monochromatique HF. Ce point peut s'avérer gênant lors d'un croisement de trains.

Ici l'émission HF ne prend naissance que lorsque l'oscillateur de la balise est alimenté, c'est à dire uniquement lorsque l'interrogateur du train se trouve au-dessus de la balise.

Nous avons élaboré en laboratoire 2 types de balises:

- à oscillateur UHF 820 MHz
- à oscillateur HF 50 MHz (dans ce cas il n'y a plus d'onde hyperfréquence, la MF ne sert qu'à fournir de l'énergie à l'oscillateur 50 MHz. Le principe est très différent du principe de la balise n° 1 ).

Pour l'oscillateur UHF nous sommes confrontés au problème de dérive en fréquence.

Par contre, pour le deuxième cas, on peut garantir la stabilité de la fréquence en faisant usage d'un quartz.

## I-6 CONCLUSION.

Au cours de ce chapitre, nous avons examiné le problème de la localisation des véhicules de type SNCF ou METRO.

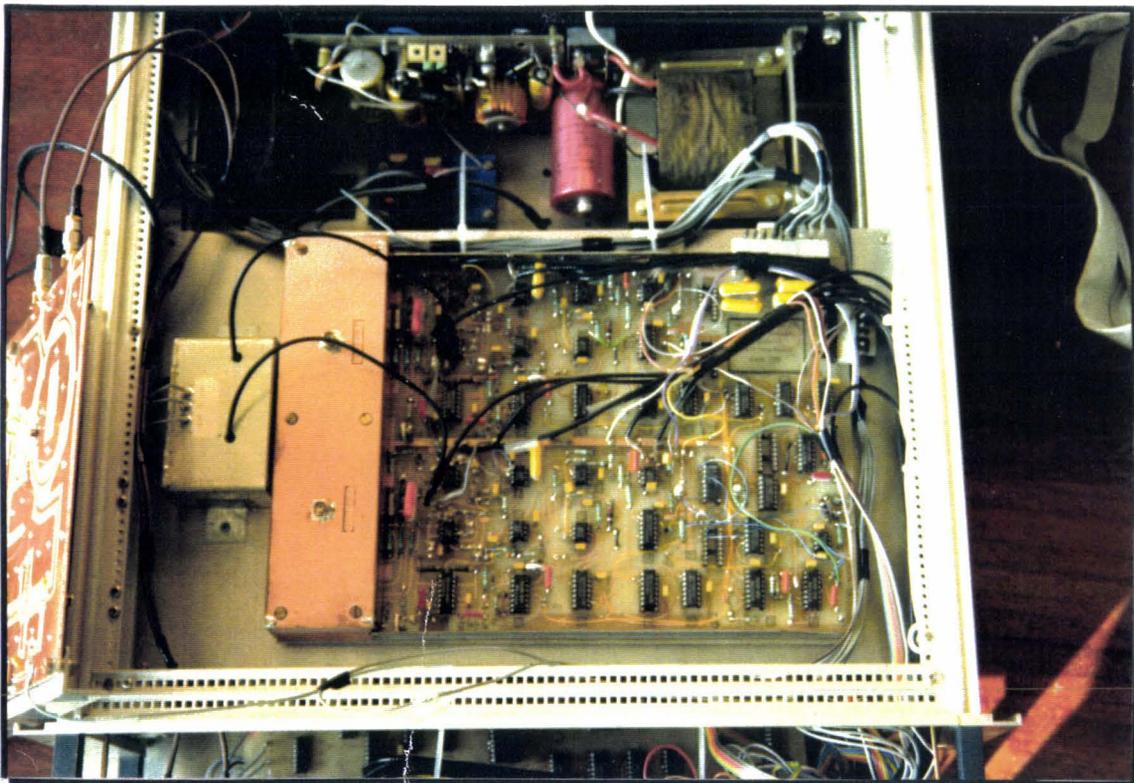
Après avoir rappelé le cahier des charges SNCF et les objectifs à atteindre, nous avons expliqué le principe de la réémission passive. Nous avons ensuite analysé progressivement le fonctionnement du système n°1 (de recalage) : l'interrogateur et les balises dites "fentes". Après un bref rappel sur la démodulation synchrone, nous avons décrit les modules de réception appelé "Pythagore" et "déphaseur" qui permettent de s'affranchir des effets résultants des variations de hauteur de caisse du véhicule.

Pour la SNCF et les METROS, le besoin en matière de localisateur absolu nous a conduit à développer des systèmes numériques (n°2 et n°3) que nous avons brièvement présentés.

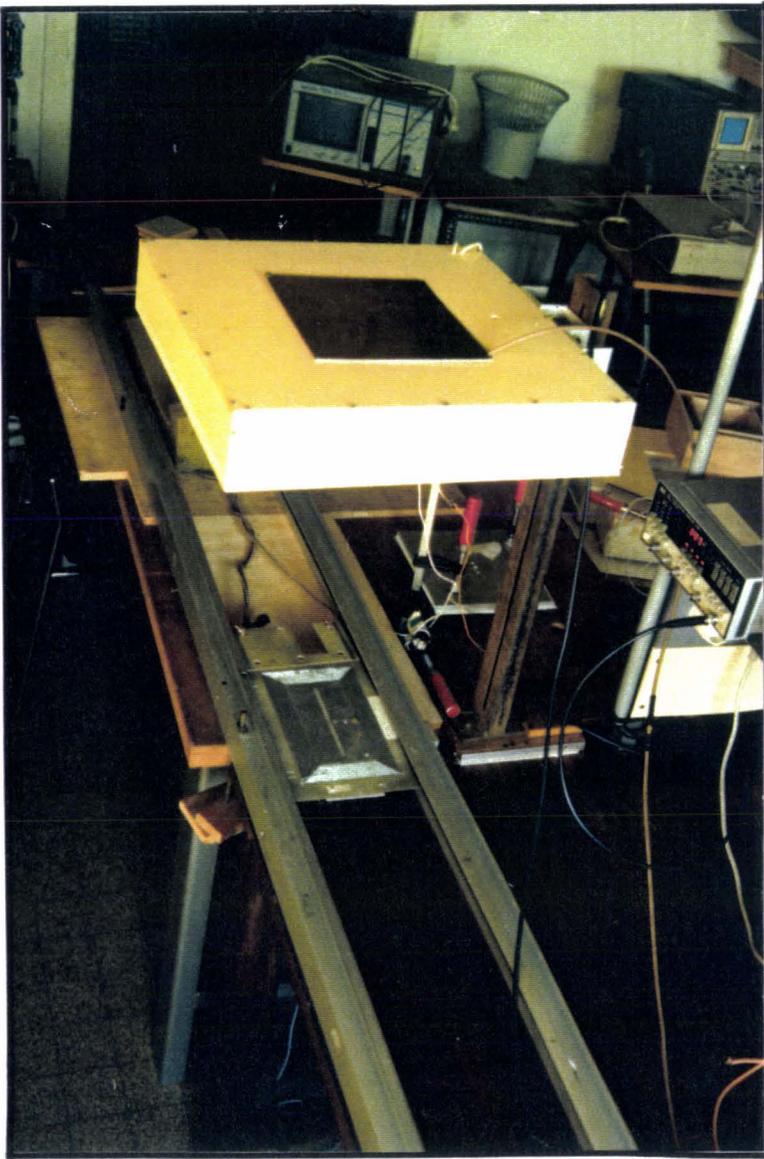
Au cours de ce chapitre nous avons surtout abordé l'aspect système des dispositifs que nous avons réalisés. Il paraît important d'entreprendre une étude plus complète, notamment de la transmission MF et des effets d'atténuation par l'eau des ondes E.M. avant de traiter en détail les systèmes numériques.



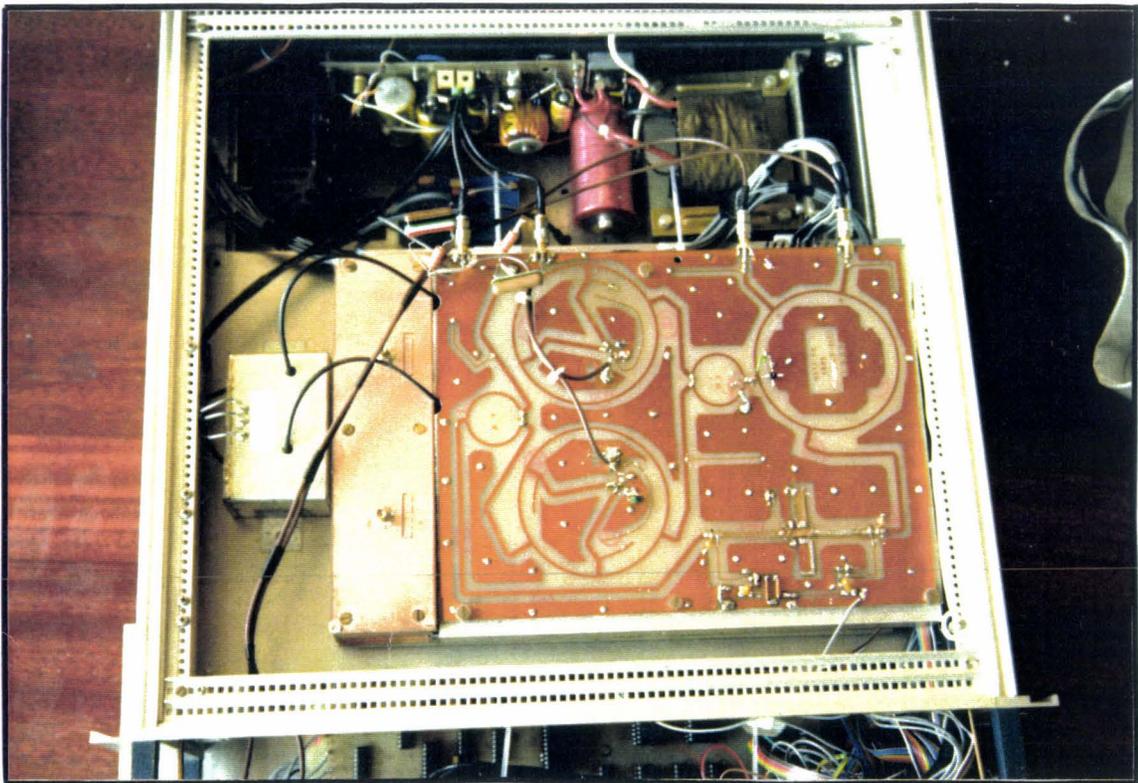
Banc de test : vue d'ensemble



Carte de traitement du signal



Banc d'essais dynamiques



Carte hyperfréquence

**CHAPITRE II**  
**LES MOYENNES FREQUENCES**

## CHAPITRE II

### LES MOYENNES FREQUENCES

Comme nous l'avons vu au chapitre présentation générale, la moyenne fréquence a pour fonction :

- De pomper la diode mélangeuse dans le cas du système n° 1 ou d'alimenter l'oscillateur haute fréquence HF qui équipe les balises dites "oscillateur" que nous décrirons dans le chapitre IV.
- D'alimenter les circuits numériques de la balise (EPROM - circuits intégrés - modulateur, etc...).
- De séquencer les bits d'information "Horloge de lecture".
- De conférer aux différents systèmes une bonne sélectivité spatiale (pas de risque de téléalimenter une balise qui se situerait sur la voie adjacente).

Au départ de l'étude inhérente aux MF, il est nécessaire de faire une approximation : la transmission de la MF s'effectue en régime quasi-statique, c'est-à-dire en champ d'induction proche. La décroissance du champ magnétique en  $1/r^3$  confère alors aux systèmes la sélectivité spatiale qui constitue l'un des points essentiels du cahier des charges SNCF.

L'hypothèse régime quasi-statique reste valable même à 1 MHz puisque la longueur d'onde est de 300 m qui est très supérieure devant les distances de transmission et devant les dimensions des cadres utilisés.

Il est utile de préciser ici que pour les besoins des utilisateurs nous avons développé 2 types de cadre MF :

- 150 kHz pour les applications mètres de MATRA-TRANSPORT (150 kbits/s),

- 1 MHz pour les applications SNCF (1 Mbits/s compte tenu des vitesses supérieures à 120 m/s).

Pour la résolution du problème posé par l'optimisation des circuits MF nous avons établi une méthodologie qui sera suivie rigoureusement tout le long de l'étude :

- 1) Choix des modèles et des structures d'après les limitations imposées par le cahier des charges, notamment en fonction des dimensions maximales des sous-ensembles interrogateur et balise. D'un autre côté, le facteur coût nous impose de réaliser des cadres MF imprimés en "spirale rectangulaire".
- 2) Approche empirique du comportement des inductances rectangulaires imprimées.
- 3) Analyse théorique des effets physiques rencontrés qui limitent les performances des circuits MF.
- 4) Confrontation théorie-expérience et choix du formalisme le plus approprié à notre cas.
- 5) Etude théorique de la mutuelle inductance entre l'interrogateur et la balise.
- 6) Optimisation des cadres MF 150 kHz et 1 MHz. Etablissement d'un logiciel d'optimisation.
- 7) Etude théorique et expérimentale du bilan de transmission de la puissance MF. Etude du comportement des circuits MF au cours de déplacements de l'interrogateur.
- 8) Réalisation des cadres optimisés.
- 9) Approche d'une solution au problème posé par les zéros de transmission MF.

Rappelons d'abord les principales contraintes liées aux dispositifs MF :

- distance interrogateur-balise "h" inférieure ou égale à 70 cm ;
- volume d'encombrement maximum de l'interrogateur :  
40 x 40 x 15 cm<sup>3</sup> ;
- volume d'encombrement maximum de la balise :  
30 x 20 x 10 cm<sup>3</sup>.

D'une manière générale, le problème à traiter n'est pas classique, d'une part par l'utilisation inhabituelle des circuits MF qui sont ici en mouvement relatif et d'autre part par l'utilisation de balises imprimées rectangulaires et non de simples solénoïdes dont la théorie est connue.

Précisons que pour transmettre le maximum de puissance MF il est nécessaire d'utiliser des cadres dont les dimensions et les caractéristiques électriques sont telles que l'on s'approche du couplage magnétique dit "critique". Ce couplage correspond alors à une distance inter-cadres particulière qui dans notre cas est d'environ 40 à 50 cm.

Enfin, disons que l'objectif à atteindre peut se résumer par la question suivante :

pour une application particulière (SNCF ou METRO), à partir d'une distance inter cadres connue et d'une charge résistive équivalente constituée par les circuits électroniques de balise, quelles doivent être les caractéristiques des cadres et la puissance MF à fournir au cadre interrogateur pour que le dispositif couplé magnétiquement soit proche du couplage critique et transmettre la puissance nécessaire à la charge ?

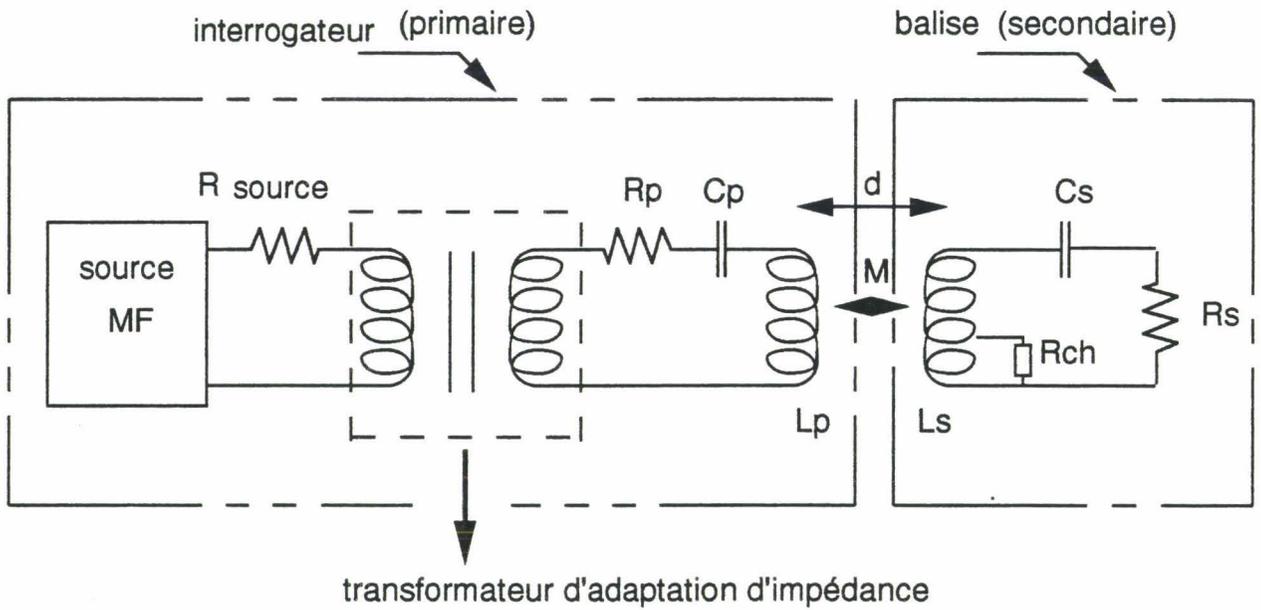


figure 2-1 :Schéma de principe de la partie MF du système .

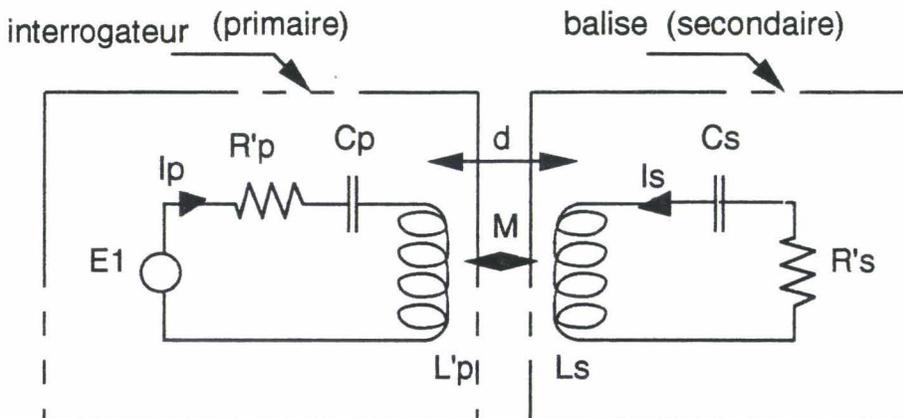


figure 2-2 :Shéma équivalent du shéma de principe de la MF représenté sur la figure 2\_1 .

## II-1 STRUCTURE DES CIRCUITS MOYENNE FREQUENCE MF

La figure 2-1 montre la structure du dispositif MF retenue :

L'interrogateur que l'on nomme aussi circuit primaire et le cadre balise désigné également par circuit secondaire constituent deux circuits  $R_p L_p C_p$  et  $R_s L_s C_s$  séries accordés sur la même fréquence de travail (150 kHz ou 1 MHz) et couplés par mutuelle inductance  $M$ .

$R_p$  et  $R_s$  représentent respectivement les résistances de pertes de  $L_p$  et  $L_s$ .

On remarquera, d'après la figure 2-1, l'existence d'un transformateur à ferrite qui permet l'adaptation de l'impédance interne de la source MF à l'impédance du cadre interrogateur. Au niveau de la balise la résistance  $R_{ch}$  simule la charge équivalente présentée par les différents circuits électroniques (EPROM, circuits intégrés, modulateur, etc...). Elle est connectée sur une prise d'adaptation du cadre balise afin de l'adapter avec la résistance  $R_s$  série. Le circuit MF balise constitue ainsi un autotransformateur.

Le schéma de la figure 2-1 devient équivalent au schéma de la figure 2-2 :

$R'_p$  est la somme des résistances  $R_p$  et la résistance de source ramenée au secondaire du transformateur d'adaptation ;

$L'_p$  est l'inductance résultante des deux inductances :  $L_p$  est l'inductance présentée par le transformateur d'adaptation.

$R'_s$  est la somme de  $R_s$  et  $R_{ch}$  ramenée au primaire de l'autotransformateur.

## II-2 DETERMINATION DE LA PUISSANCE MAXIMALE RECUEILLIE

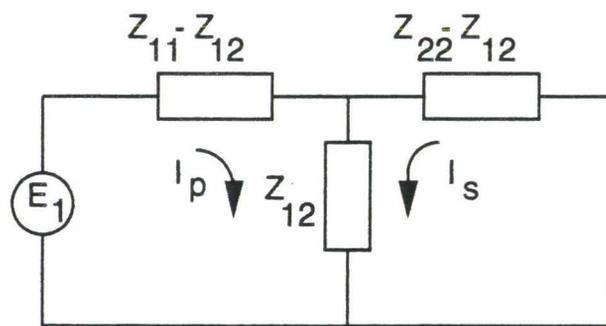


figure 2-3 :Représentation du couplage interrogateur-balise sous forme de quadripôle .

Le schéma de la figure 2-2 peut être modélisé par le quadripôle [2-9] [2-4] représenté sur la figure 2-3 où :

$$Z_{11} = R'_p + j \left( L'_p \omega - \frac{1}{C_p \omega} \right) = R'_p + j X_p \quad (\text{R2-1})$$

$$Z_{22} = R'_s + j \left( L_s \omega - \frac{1}{C_s \omega} \right) = R'_s + j X_s \quad (\text{R2-2})$$

$$Z_{12} = j \omega M \quad (\text{R2-3})$$

$\omega$  est la pulsation de travail.

L'impédance du secondaire (balise) ramenée au primaire (interrogateur) est :

$$\frac{|Z_{12}|^2}{Z_{22}}$$

et l'impédance du primaire ramenée au secondaire est :

$$\frac{|Z_{12}|^2}{Z_{22}}$$

Les expressions de  $I_p$  et  $I_s$  sont données par :

$$I_p = \frac{E_1}{Z_{11} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{22}}} \quad (\text{R2-4})$$

$$I_s = \frac{-j \omega M E_1}{Z_{11} Z_{22} + \omega^2 M^2} \quad (\text{R2-5})$$

D'où l'expression du module de  $I_s$  :

$$|I_s| = \frac{|\omega M E_1|}{\sqrt{(R_p' R_s' - X_p X_s + \omega^2 M^2)^2 + (R_p' X_s + R_s' X_p)^2}} \quad (R2-6)$$

A la résonance :

$$|I_s| = \frac{|\omega_0 M E_1|}{R_p' R_s' + \omega_0^2 M^2} \quad (R2-7)$$

$$\text{où } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p' C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (R2-8)$$

est la pulsation de travail ou de résonance.

En annulant la dérivée de l'expression (R2-7) par rapport à l'inductance mutuelle  $M$ , on obtient le maximum de courant induit représentatif du couplage dit critique que l'on nommera par la suite  $I_s$  critique :

$$I_s \text{ critique} = \frac{E_1}{2 \sqrt{R_p' R_s'}} \quad (R2-9)$$

En introduisant dans l'expression de  $|I_s|$  les termes :

$$Q_p' = \frac{L_p' \omega}{R_p'} \quad (R2-10)$$

$$Q_s' = \frac{L_s \omega}{R_s'} \quad (R2-11)$$

appelés respectivement les coefficients de qualité des circuits interrogateur et balise

$$\text{et } k = \frac{M}{\sqrt{L_p' L_s}} \quad (R2-12)$$

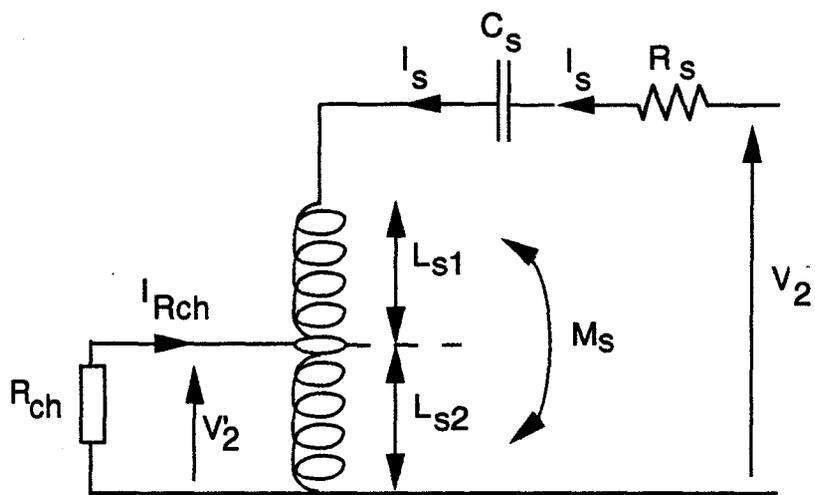


figure 2-4 : Adaptation de la charge  $R_{ch}$  à la résistance série  $R_s$  par fractionnement de l' inductance  $L_s$  .

appelé coefficient de couplage.

L'expression de  $|I_s|$  devient alors :

$$|I_s| = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{L_p' L_s}} \frac{k}{\frac{1}{Q_p' Q_s'} + k^2} E_1 \quad (\text{R2-13})$$

avec  $E_1 = R_p' I_{p0}$  (R2-14)

où  $I_{p0}$  est le courant de résonance circulant dans l'interrogateur isolé dans l'espace (c-à-d en l'absence de la balise).

D'après (R2-13) le couplage critique correspondant au maximum du courant  $I_s$  est obtenu pour :

$$k = k_{\text{critique}} = \frac{1}{\sqrt{Q_p' Q_s'}}$$

Pour évaluer la puissance consommée par la charge  $R_{ch}$  (figure 2-4), il suffit de déterminer le courant  $I_{R_{ch}}$  qui la parcourt.

Rappelons que le circuit de la balise se comporte comme un autotransformateur permettant l'adaptation de la charge  $R_{ch}$  à la résistance série  $R_s$ . Ce circuit peut donc être aussi modélisé par un quadripôle dont les paramètres impédances sont à la résonance :

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}' &= R_s \\ Z_{22}' &= j L_{s2} \omega \\ Z_{12}' &= j \omega (L_{s2} + M_s) \end{aligned} \right\} \quad (\text{R2-15})$$

$M_s$  étant la mutuelle inductance entre les selfs  $L_{s1}$  et  $L_{s2}$  (figure 2-4).

Les impédances ramenées respectivement au primaire et au secondaire de l'autotransformateur sont :

$$\frac{|Z'_{12}|^2}{R_{ch}}$$

et

$$\frac{|Z'_{12}|^2}{R_s} \tag{R2-16}$$

ce qui, à l'adaptation donne :

$$R_{ch} = \frac{\omega_0^2 (L_{s2} + M_s)^2}{R_s} \tag{R2-17}$$

et  $R'_s = 2 R_s$  (R2-18)

Remarque : l'adaptation est impossible si :

$$R_{ch} > \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s}$$

La tension aux bornes de  $R_s$  est :

$$-R_s I_s = \frac{I_s}{jC_s \omega} + jL_s \omega I_s + j \omega (L_{s2} + M_s) I_{Rch}$$

A la résonance l'expression ci-dessus se simplifie :

$$-R_s I_s = j \omega (L_{s2} + M_s) I_{Rch} \tag{R2-19}$$

et d'après (R2-17) et (R2-19) on obtient :

$$|I_{R_{ch}}| = \sqrt{\frac{R_s}{R_{ch}}} |I_s| \quad (R2-20)$$

La puissance consommée par  $R_{ch}$  à l'adaptation est donc :

$$P_{R_{ch}} = R_{ch} I_R^2 = R_s I_s^2 \quad (R2-21)$$

En substituant  $I_s$  par  $I_s$  critique donné par (R2-8), on obtient alors le maximum de puissance  $P_{R_{ch}}$  :

$$P_{R_{ch},max} = \frac{E_1^2}{8 R'_p} \quad (R2-22)$$

qui devient en utilisant (R2-14) :

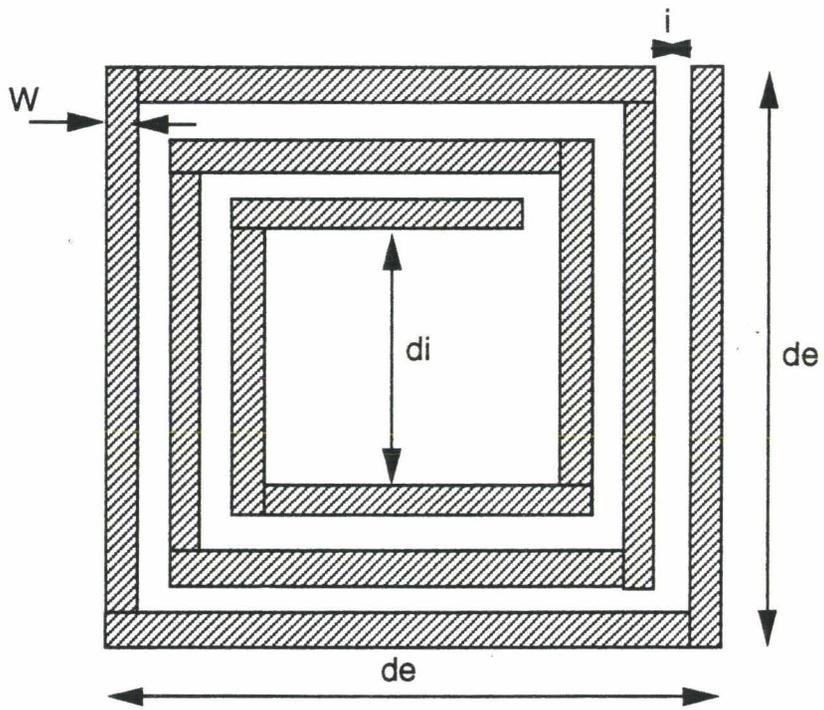
$$P_{R_{ch}} = \frac{R'_p I_{p0}^2}{8} \quad (R2-23)$$

On remarque qu'au couplage critique la puissance maximale dissipable dans  $R_{ch}$  est indépendante des caractéristiques du cadre balise et est égale au huitième de la puissance consommée par la résistance  $R'_p$  du cadre interrogateur.

## **II - 3 ANALYSE DETAILLEE DES DIFFERENTS EFFETS PHYSIQUES RENCONTRES POUR UN CADRE IMPRIME ISOLE**

### **II - 3 - 1 DETERMINATION DE LA LONGUEUR DES FILS BOBINES DES CADRES**

Pour pouvoir appliquer les résultats théoriques classiques en matière de circuits magnétiques couplés, il est nécessaire de



$$a = \frac{d_e + d_i}{4}$$

$$c = \frac{d_e - d_i}{4}$$

figure 2 -5 :bobine carrée imprimée

travailler en régime quasi-statique, c'est-à-dire de considérer la distribution des courants  $I_p$  et  $I_s$  comme uniforme le long des bobinages. Pratiquement cette condition est obtenue lorsque la longueur totale des fils bobinés est inférieure au septième de la longueur d'onde  $\left(\langle \frac{\lambda_{MF}}{7} \right)$  [2-13].

## II-3-2 OPTIMISATION DE LA GEOMETRIE DES CADRES

### II-3-2-1 Détermination du coefficient de remplissage optimum du cadre de la balise

Pour des raisons de reproductibilité en grande série d'une part et de coût d'autre part, nous avons utilisé des bobinages imprimés sur circuit époxy standard.

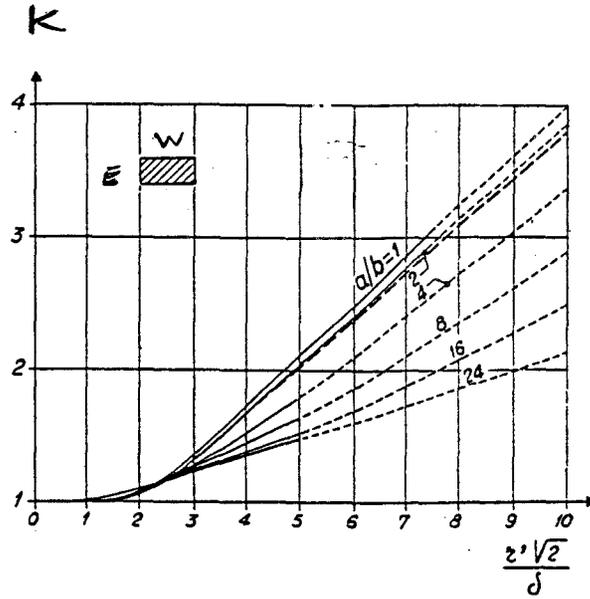
Pratiquement, nous nous sommes rendu compte que pour des selfs imprimées en "spiralettes" bobinées jusqu'au centre nous obtenions un moins bon coefficient de qualité qu'avec des selfs partiellement bobinées. Par voie de conséquence, pour une même qualité de piste cuivre, il existe un coefficient de qualité optimum correspondant à une certaine surface bobinée qui reste à déterminer.

Pour cela, nous avons défini un coefficient dit de remplissage  $C_r$  comme étant le rapport entre la longueur intérieure sur la longueur extérieure de la surface bobinée :

$$C_r = \frac{d_i}{d_e} \quad (\text{voir figure 2-5})$$

On rappelle que le coefficient de qualité du cadre balise à vide (sans charge  $R_{ch}$ ) est :  $Q_s = \frac{L_s \omega}{R_s}$

Pour déterminer  $Q_s$  il suffit de déterminer  $L_s$  et  $R_s$ .



$$r' = \sqrt{\frac{w \cdot E}{\pi}}$$

figure 2-6 : K facteur de correction de TERMAN

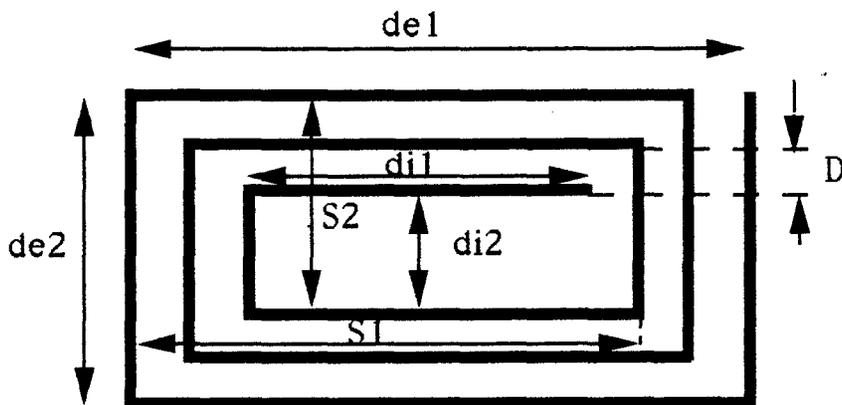


figure 2-7 : bobine en spirale rectangulaire

### II-3-2-1-1 Détermination de la résistance $R_s$

Pour des fréquences relativement élevées, le courant ne circule pas uniformément dans la totalité de la section du cuivre.

Dans le cas qui nous préoccupe, l'épaisseur de peau  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\omega\mu}}$  (où  $\sigma$  est la conductivité et  $\mu$  est la perméabilité magnétique) est supérieure aux épaisseurs de cuivre utilisés.

L'expression de la résistance  $R_s$  est donnée par :

$$R_s = K \frac{l}{\sigma S} \quad (\text{R2-24})$$

où  $l$  est la longueur totale du fil bobiné

$S$  est la section du fil :  $S = w.E$

$w$  est la largeur des spires

$E$  est l'épaisseur des spires.

$K$  est un facteur de correction déterminé expérimentalement par TERMAN [2-2][2-10], (fig. 2-6), il tient compte des pertes ramenées par la forte densité de courant dans les angles du fil (ruban de section rectangulaire) où les rayons de courbure sont très faibles.

### II-3-2-1-2 Détermination de $L_s$

D'après TERMAN [2-2] l'expression de l'inductance d'une bobine "spirale rectangulaire" est :

$$L = 0,02339 n^2 \left[ (s_1 + s_2) \log_{10} \frac{2s_1 s_2}{nD} - s_1 \log_{10} (s_1 + g) - s_2 \log_{10} (s_2 + g) \right] +$$

$$0,01016 n^2 \left( 2g - \frac{s_1 + s_2}{2} + 0,447 nD \right) \quad \text{en } \mu\text{H}$$

(fig. 2-7) (R2-25)

où les dimensions sont en inch.

de1 (cm)	de2 (cm)	w (mm)	i (mm)	n	L selon TERMAN $\mu\text{H}$	L selon BRYAN $\mu\text{H}$	L mesurée en $\mu\text{H}$
28	19	1.6	0.6	26	203	139	140
28	18	0.8	0.6	40	476	280	300
29	20	1.6	1.6	15	104	78	80
29	20	2.4	0.8	15	93	70	71
21	12	1.6	0.6	10	42	34	32
22	14	2.4	0.6	10	32	38	37
22	13	0.8	0.6	20	130	91	95
28	19	2.4	0.6	18	112	83	80

Figure 2-8. Tableau de comparaison entre les inductances calculées avec les formules de TERMAN et BRYAN et les inductances mesurées.

$s_1$  et  $s_2$  sont respectivement la longueur et la largeur moyenne.

$n$  est le nombre de tours (spires)

$$g = \sqrt{s_1^2 + s_2^2} \quad ; \quad D = w + i \quad , \quad i \text{ est l'inter-spires.}$$

BRYAN [2-3] a proposé une autre expression pour une bobine spirale carrée (figure 2-5).

$$L = 0,0555 a n^{5/3} \ln \left[ \frac{8a}{c} \right] \quad \text{en } \mu\text{H} \quad (\text{R2-26})$$

$a$  et  $c$  sont en cm

$n$  est le nombre de spires

$2a$  est le côté moyen

$C = nw + (n-1) i$  est la largeur du bobinage.

Pour notre part nous avons appliqué la formule de BRYAN à des bobines spirales rectangulaires. Précisons que l'application de la formule de BRYAN au cas d'une bobine rectangulaire constitue en fait une approximation. Cette dernière a été vérifiée expérimentalement pour une bobine rectangulaire dont le rapport longueur sur largeur est inférieur à 1,5.

Dans notre approximation le terme  $2a$ , qui est l'équivalent du côté moyen, devient :

$$\frac{d_{e1} + d_{e2} + d_{i2} + d_{i1}}{4} \quad (\text{figure 2-7})$$

Nota : Dans le tableau de la figure 2-8, on trouve une comparaison entre les inductances calculées avec les deux formulations (TERMAN et BRYAN) et les inductances mesurées. On remarque que les valeurs calculées avec la formule de BRYAN modifiée sont proches des valeurs mesurées des inductances. Par contre, avec la formule de TERMAN les résultats divergent [2-11]. Par conséquent, c'est la formule de BRYAN que nous avons adopté par la suite.

### II-3-2-1-3 Détermination de $Q_s$ optimum

La connaissance de  $R_s$  et  $L_s$  nous permet à présent d'optimiser le coefficient de qualité  $Q_s$  en fonction du coefficient de remplissage  $C_r$ . Pour des raisons de simplicité de calcul, nous traitons ci-après le cas d'une bobine carrée. Les résultats pourront être extrapolés au cas de la bobine rectangulaire. Cette approximation est également vérifiée par pratique dans la limite où le rapport longueur sur largeur est inférieur à 1,5.

On rappelle que  $C_r = \frac{d_i}{d_e}$

$$R_s = K \frac{1}{\sigma} \frac{8na}{w.E} \quad (R2-27)$$

$$\left. \begin{aligned} c &= nw + (n-1)i \approx n(w+i) \text{ pour } c \gg i \\ c &= \frac{d_e}{2} \left(1 - \frac{d_i}{d_e}\right) = \frac{d_e}{2} (1 - C_r) \\ a &= \frac{d_e}{4} \left(1 + \frac{d_i}{d_e}\right) = \frac{d_e}{4} (1 + C_r) \end{aligned} \right\} \quad (R2-28)$$

D'après (R2-26), (R2-27) et (R2-28) on obtient :

$$Q_s = K' (1 - C_r)^{2/3} \ln 4 \frac{1 + C_r}{1 - C_r} \quad (R2-29)$$

où 
$$K' = \frac{0,0555 \sigma \omega w E}{8K} \left( \frac{d_e}{2(w+i)} \right)^{\frac{2}{3}}$$

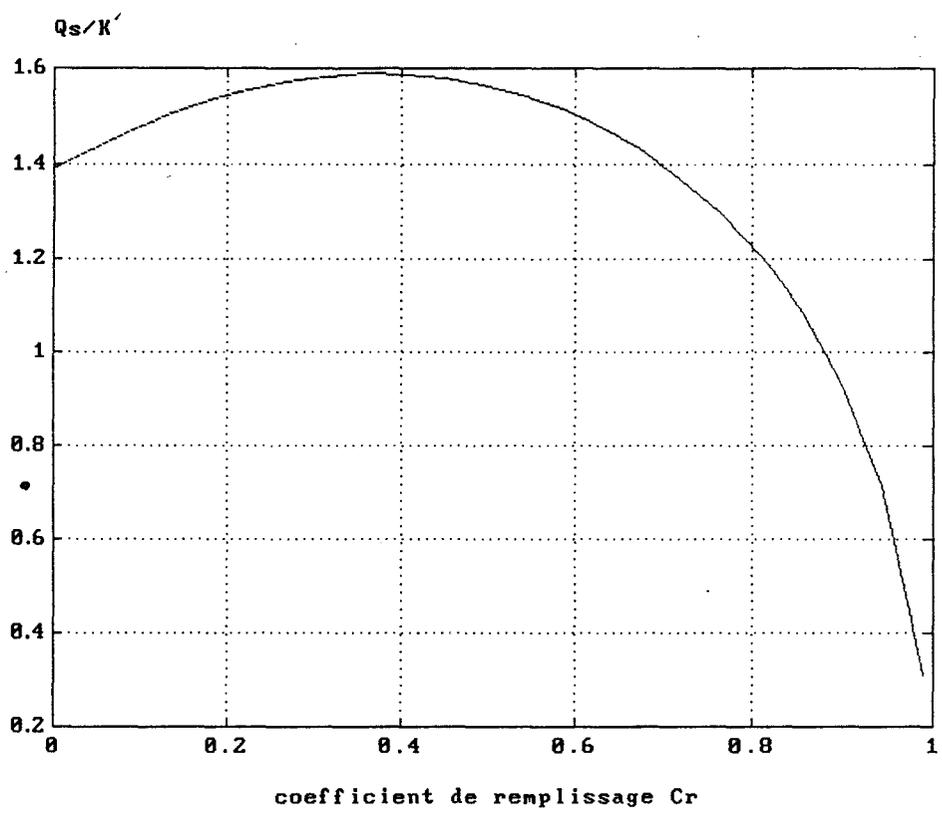


Figure 2-9 : évolution du coefficient de qualité  $Q_s$  en fonction du coefficient de remplissage  $C_r$  dans le cas d'une bobine imprimée carrée.

La figure 2-9 montre l'évolution de  $Q_s$  en fonction du coefficient de remplissage  $C_r$  :  $Q_s$  est maximum pour :

$$C_r \cong 0,4 \quad (R2-30)$$

### II-3-2-2 Effet induit par la capacité parasite inter-spires

Il existe un autre effet qui réduit le coefficient de qualité : c'est l'effet de la capacité répartie appelée aussi capacité parasite.

On définit la valeur de la fréquence de résonance  $f_{op}$  propre d'une bobine d'inductance  $L$  par :

$$f_{op} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_{op}}} \quad (R2-31)$$

où  $C_{op}$  est la capacité parasite inter-spires.

Le coefficient de qualité réel s'exprime alors par : [2-4]

$$Q_r = Q \left( 1 - \left( \frac{f}{f_{op}} \right)^2 \right) \quad (R2-32)$$

où  $Q = \frac{L 2\pi f}{R}$  est le coefficient de qualité calculé sans tenir compte de l'influence de  $C_{op}$ . En 1<sup>ère</sup> approximation, en considérant  $R$  invariant en fonction de la fréquence, et d'après (R2-32), on peut montrer que le coefficient de qualité optimum est obtenu pour  $f = \frac{f_{op}}{\sqrt{3}}$ . Pratiquement ce dernier est obtenu pour  $f = \frac{f_{op}}{3}$  environ [2-4].

#### II-3-2-2-1 Calcul de la capacité parasite pour une bobine simple face

Compte tenu des sections rectangulaires des conducteurs ( $S = w.E$ ) et la présence d'un demi-plan de la bobine de permittivité

de1 (cm)	de2 (cm)	w (mm)	i (mm)	n	$f_{op}$ mesurée en MHz	$f_{op}$ théorique en MHz
28	20	1.6	1.6	15	7.8	7
28	19	1.6	0.6	26	7.5	6.7
21	12	1.6	0.6	10	12.6	11
22	13	0.8	0.6	20	10	8.9

Figure 2-10. Tableau de comparaison entre les fréquences de résonance propres  $f_{op}$  théoriques et mesurées pour des bobines imprimées simple face.

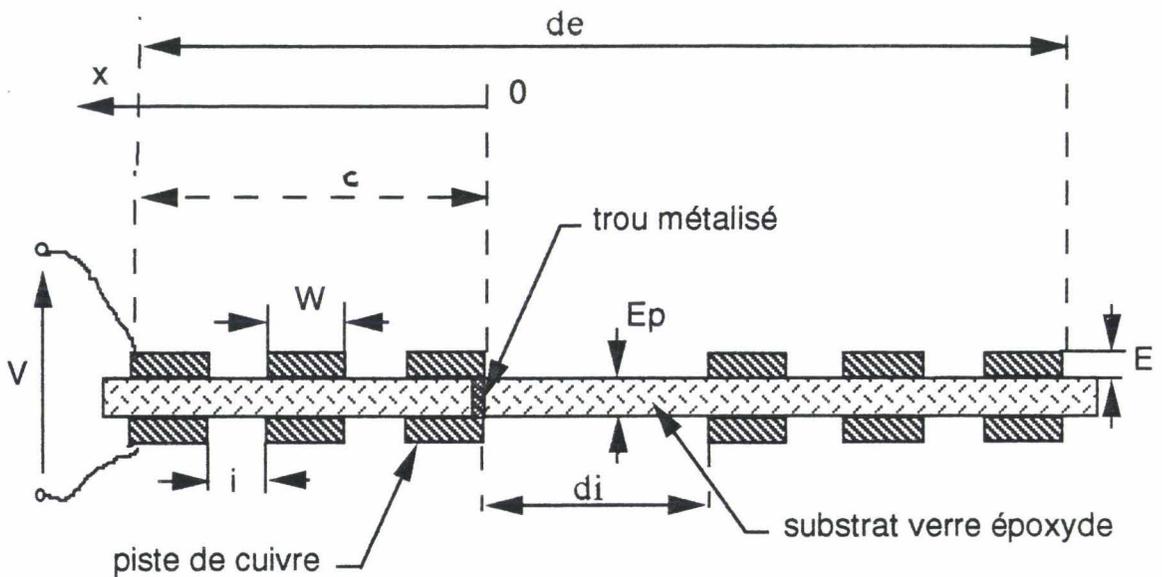


figure 2-11 : Coupe transversale du plan de bobinage d'une bobine imprimée double face .

relative ( $\epsilon_r = 4,75$  verre époxy), les calculs menant à l'expression de la capacité parasite inter-spires seraient trop complexes; nous pouvons cependant approcher la valeur de  $C_{op}$  par l'expression donnée ci-dessous [2-5] :

$$C_{op} = \frac{n-1}{n^2} 8a \epsilon_0 \epsilon_r \left[ \frac{E}{i} + 0,92 + \frac{2}{\pi} \ln \left( \frac{W}{i} + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (R2-33)$$

où  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du substrat.

Les relevés expérimentaux de la figure 2-10 donnant les valeurs des fréquences de résonance propre  $f_{op}$  confirment la validité de l'approximation faite ci-dessus.

#### II-3-2-2-2 Calcul de la capacité parasite pour une bobine double face

Il existe à priori une façon d'augmenter le coefficient de qualité d'une bobine: en augmentant l'inductance, c'est-à-dire en bobinant cette fois sur les deux faces opposées du circuit imprimé (pour un même encombrement)[2-12] [2-4].

Par contre cette nouvelle structure n'est intéressante que dans le cas où l'effet de la capacité "inter-faces" est négligeable c'est-à-dire en basses fréquences ; nous nous proposons à présent de déterminer cette dernière capacité  $C_{opdf}$  :

Soit par exemple un bobinage "spirale rectangulaire" imprimé sur les 2 couches opposées. Considérons une coupe transversale du plan de bobinage (figure 2-11).

Supposons grand le nombre de spires de sorte que la différence de potentiel entre deux spires voisines soit faible et qu'on puisse négliger le courant capacitif entre spires voisines d'une même couche.

Soit  $c$  la largeur du bobinage,  $x$  la distance comptée à partir du trou métallisé vers les bornes de l'inductance,  $V$  la différence de potentiel aux bornes de l'inductance.

de1 (cm)	de2 (cm)	w (mm)	i (mm)	n	$f_{\text{opdf}}$ mesurée en MHz	$f_{\text{opdf}}$ théorique en MHz
21	12	1.6	0.6	10	1.5	1.3
22	14	2.4	0.6	10	1.1	1.2
28	19	2.4	0.6	18	0.46	0.43
28	19	1.6	0.6	26	0.3	0.4

Figure 2-13. Tableau de comparaison entre les fréquences de résonance  $f_{\text{opdf}}$  théoriques et mesurées pour des bobines imprimées double faces.

Si on néglige l'inter-spices  $i$  devant la largeur des spires  $w$  et si on suppose les deux surfaces bobinées isolées l'une de l'autre, ces dernières formeraient un condensateur plan de capacité :

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{8a.c}{E_p}$$

où  $E_p$  est l'épaisseur du substrat.

Lorsque les deux bobines opposées sont connectées par le trou métallisé, la différence de potentiel à la distance  $x$  est  $\frac{V.x}{c}$  ; l'énergie emmagasinée dans cet élément de condensateur est :

$$\frac{1}{2} V^2 \left(\frac{x}{c}\right)^2 \frac{C}{c} dx$$

L'énergie totale s'exprime alors par :

$$W_t = \int_0^c \frac{1}{2} V^2 \left(\frac{x}{c}\right)^2 \frac{C}{c} dx = \frac{1}{2} V^2 \frac{C}{3} \quad (\text{R2-34})$$

Cette expression montre qu'il s'agit en fait d'un condensateur de capacité :

$$C_{opdf} = \frac{C}{3} \quad (\text{R2-35})$$

Le tableau de la figure 2-13 montre qu'il y a une bonne correspondance entre les valeurs de  $f_{opdf}$  déterminées à partir de (R2-35) et les valeurs mesurées.

## II - 4 DETERMINATION DE LA MUTUELLE INDUCTANCE ENTRE LES DEUX CADRES INTERROGATEUR ET BALISE

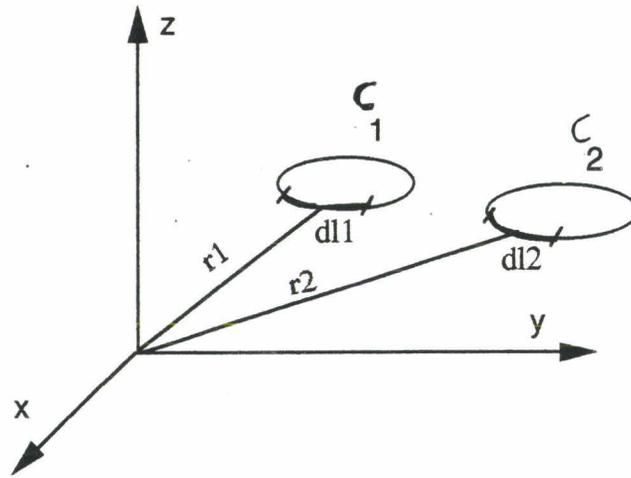


Figure 2-14 : Représentation de spires couplées par mutuelle inductance.

## Méthode

D'une manière générale, la détermination de la mutuelle inductance entre deux cadres rectangulaires comportant respectivement  $n_p$  et  $n_s$  spires consiste à intégrer numériquement la mutuelle de chaque élément infinitésimal  $dl_p$  du fil de la bobine émettrice sur chacun des éléments  $dl_s$  de la bobine réceptrice. Cependant, dans notre cas, les portions de fils droits en regard étant soit parallèles soit perpendiculaires, on va voir que la résolution du problème d'intégration peut être simplifiée comme suit :

1) Calcul de la mutuelle entre 2 fils droits et parallèles, cela pour les différentes configurations rencontrées dans notre cas.

2) La mutuelle entre 2 fils perpendiculaires est nulle.

3) Calcul de la mutuelle totale entre deux cadres monospire de dimensions égales aux dimensions moyennes des cadres utilisés ; soit  $M_0$  cette mutuelle.

4) La mutuelle totale est alors :  $M_T = n_p \cdot n_s \cdot M_0$ .

### II-4-1 MUTUELLE INDUCTANCE ENTRE DEUX FILS

D'après NEUMANN, la mutuelle inductance entre deux spires isolées dans l'air est définie par : [2-6] (figure 2-14)

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{c_1, c_2} \frac{\vec{dl}_1 \cdot \vec{dl}_2}{|r_2 - r_1|} \quad (\text{R2-36})$$

Cette relation n'est valable que dans le cas de l'approximation quasi-statique.

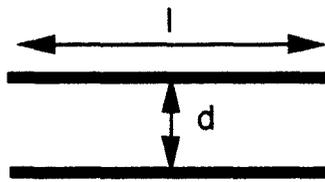


figure 2-15 :fils parallèles et égaux .

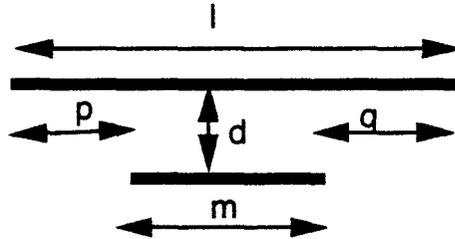


figure 2-16 :fils parallèles inégaux

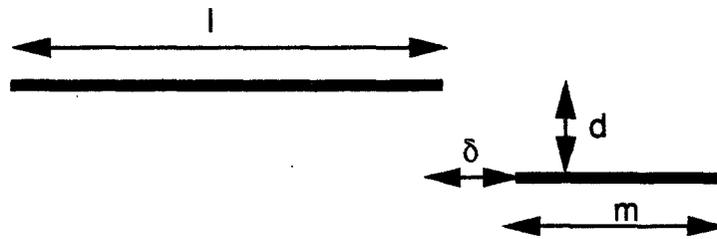


figure 2-17 :fils dont les supports sont parallèles et les extrémités sont séparées par une distance  $\delta$  .

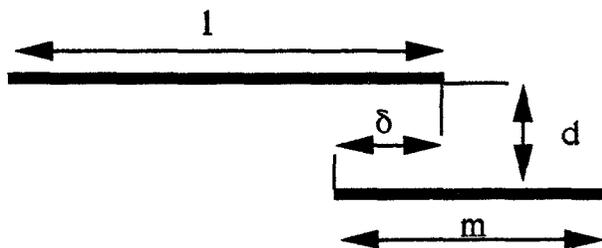


figure 2-18 :fils dont les supports sont parallèles et les extrémités se recouvrent .

D'après cette expression, on vérifie que la mutuelle entre deux fils perpendiculaires est nulle.

Dans le cas de deux fils parallèles, égaux, de longueur  $l$ , séparés par une distance  $d$  et en face l'un de l'autre (figure 2-15), on montre que l'expression de la mutuelle est : [2-8] [2-14]

$$\begin{aligned}
 M(l,d) &= 0,002 \left[ l \ln \left( \frac{1}{d} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}} \right) - \sqrt{l^2 + d^2} + d \right] \\
 &= 0,002 \left[ l \operatorname{Arg sh} \frac{1}{d} - \sqrt{l^2 + d^2} + d \right]
 \end{aligned}
 \tag{R2-37}$$

avec  $l$  et  $d$  en cm et  $M$  en  $\mu\text{H}$ .

De cette expression on peut déduire la mutuelle inductance entre différentes configurations possibles de fils parallèles :

- fils parallèles inégaux (figure 2-16)

$$M = \frac{1}{2} \{M(m+p,d) + M(m+q,d) - M(p,d) - M(q,d)\}
 \tag{R2-38}$$

- fils dont les supports sont parallèles et les extrémités séparées par une distance  $\delta$  (figure 2-17)

$$M = \frac{1}{2} \{M(l+m+\delta,d) + M(\delta,d) - M(l+\delta,d) - M(m+\delta,d)\}
 \tag{R2-39}$$

- fils dont les supports sont parallèles et les extrémités se recouvrent (figure 2-18)

$$M = \frac{1}{2} \{M(l+m-\delta,d) + M(\delta,d) - M(l-\delta,d) - M(m-\delta,d)\}
 \tag{R2-40}$$

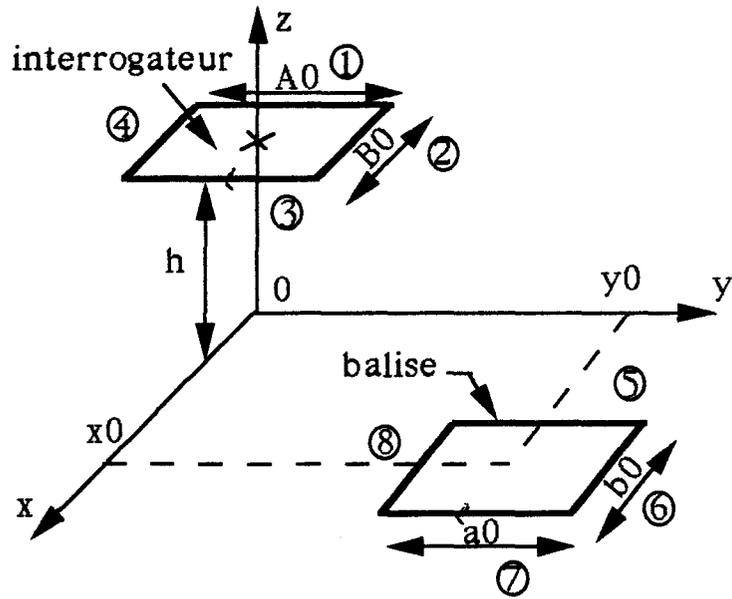


figure 2-19 : configuration spatiale des cadres interrogateur et balise .

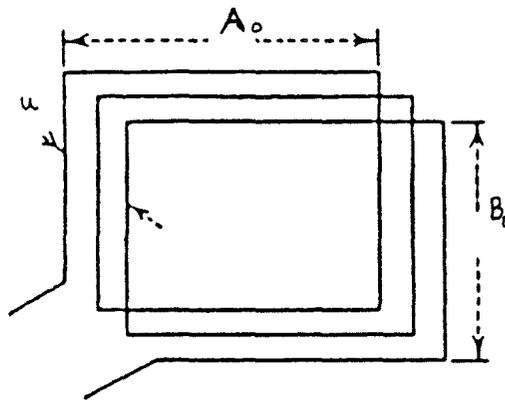


figure 2-20 : solénoïde rectangulaire.

## II-4-2 MUTUELLE INDUCTANCE ENTRE DEUX CADRES

Soient deux cadres rectangulaires interrogateur et balise composés respectivement de  $n_p$  et  $n_s$  spires et de dimensions moyennes respectives  $A_0$ ,  $B_0$ ,  $a_0$ ,  $b_0$  (figure 2-19).

La mutuelle totale entre ces deux cadres est donnée par :

$$M_T = n_p n_s M_0 \quad (\text{R2-41})$$

où  $M_0$  est la mutuelle entre deux cadres monospire dont les dimensions sont données ci-dessus.

L'expression de  $M_0$  est alors :

$$M_0 = M_{15} + M_{26} + M_{37} + M_{48} - M_{17} - M_{28} - M_{35} - M_{46} \quad (\text{R2-42})$$

où  $M_{ij}$  est la mutuelle entre les côtés  $i$  et  $j$ .

## II-5 OPTIMISATION DES CADRES

### II-5-1 CADRE INTERROGATEUR

Comme nous l'avons signalé au début de ce chapitre, nous avons utilisé deux fréquences MF : 1 MHz pour les applications SNCF et 150 kHz pour les applications MATRA-TRANSPORT.

#### II-5-1-1 Cadre interrogateur 1 MHz

- les dimensions d'encombrement maximales sont  $40 \times 40 \times 15 \text{ cm}^3$
- le cadre émetteur est un solénoïde rectangulaire bobiné en fil de Litz de diamètre 4 mm.

D'après TERMAN [2-2], l'inductance d'un tel cadre est :

G

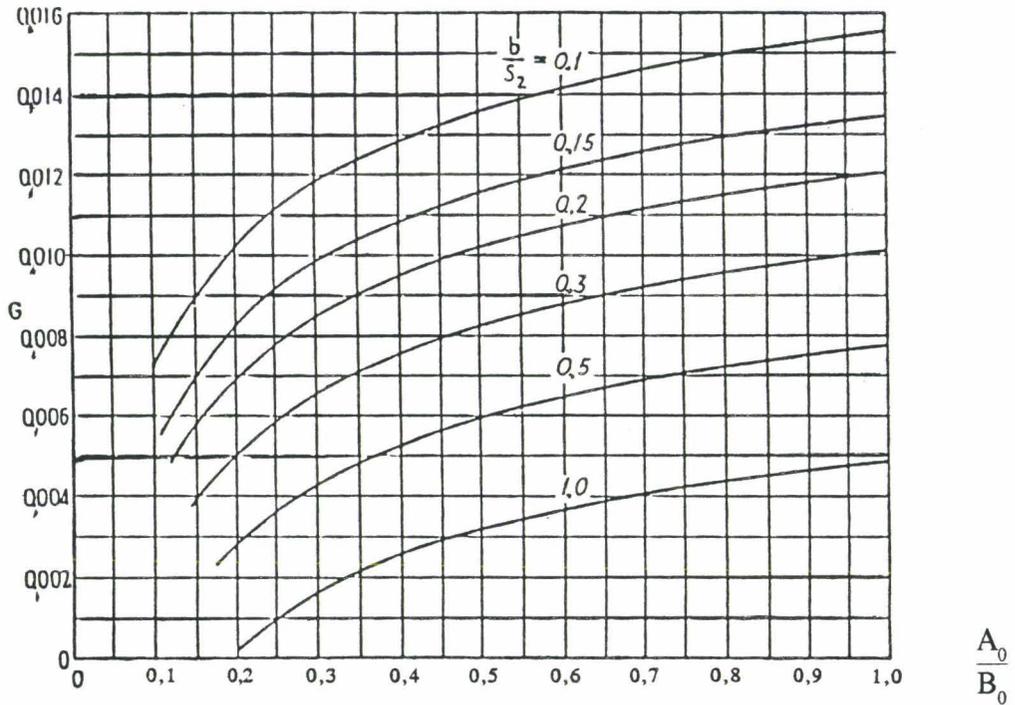


Figure 2-21 : facteur G utilisé dans l'équation (R2-43).

H

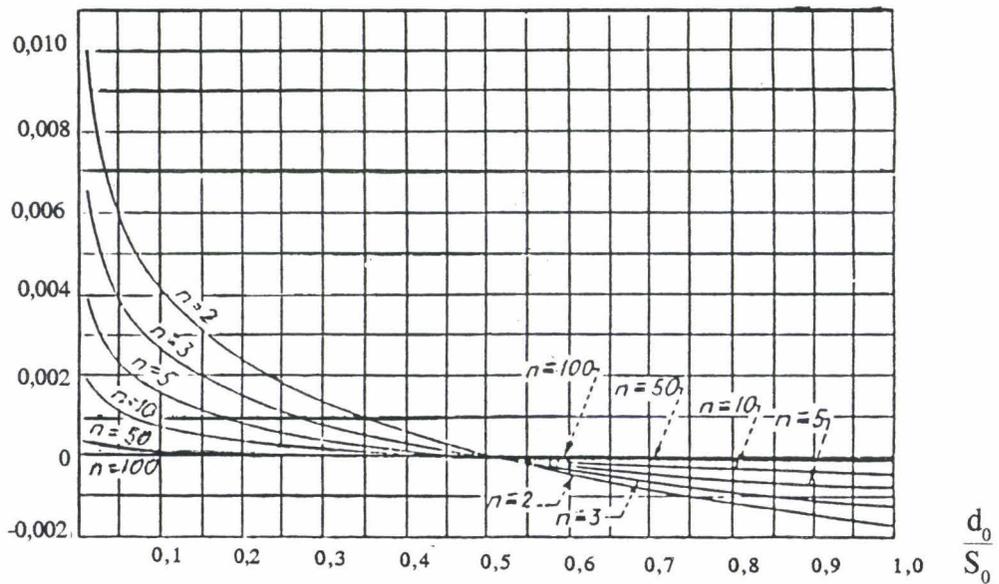


Figure 2-22 : facteur H utilisé dans l'équation (R2-43).

$$L = p n_p^2 (G + H) \quad \text{en } \mu\text{H} \quad (\text{R2-43})$$

où :

$p = 2(A_0 + B_0)$  est le périmètre du cadre en inch (2,54 cm) avec  $A_0$  sa longueur et  $B_0$  sa largeur (figure 2-20),

$n_p$  est le nombre de spires,

$G$  est un facteur dépendant de  $\frac{A_0}{B_0}$  et  $\frac{u}{B_0}$  (figure 2-21) avec  $u$  la longueur axiale du cadre,

$H$  est un facteur dépendant de  $n_p$  et  $\frac{d_0}{S_0}$  (figure 2-22) avec  $d_0$  le diamètre du fil et  $S_0$  le pas d'enroulement.

L'expression de la capacité parasite est [2-7] :

$$C_{op} = \frac{P}{3,6 \text{ Arg ch } \frac{S_0}{d_0}} \quad (\text{R2-44})$$

( $p$  en cm et  $C_{op}$  en pF)

Elle est indépendante du nombre de tours.

Rappelons que le coefficient de qualité optimum est obtenu pour des fréquences inférieures ou égales à  $\frac{f_{op}}{3}$  où  $f_{op}$  est la fréquence de résonance propre.

Nous avons pris un  $\frac{S_0}{d_0} = 3$ , ce qui correspond à un  $C_{op} = 25$  pF d'où un  $L = 112 \mu\text{H}$  et un  $n_p = 12$  : dans ces conditions la fréquence de résonance propre  $f_{op}$  est trois fois la fréquence de travail ( $f_{op} = 3$  MHz).

Pratiquement le maximum de coefficient de qualité ( $Q_{p0} = 200$ ) est obtenu pour un cadre comprenant 11 spires et dont l'inductance est égale à  $100 \mu\text{H}$ .

### II-5-1-2 Cadre interrogateur 150 kHz

On procède de la même manière que pour le cadre interrogateur 1 MHz :

Nous avons pris un  $\frac{S_0}{d_0} = 1,1$  d'où  $C_{op} \# 100 \text{ pF}$

d'où  $L = 1,2 \text{ mH}$  et  $n_p = 41$ .

Pratiquement :  $L = 1,1 \text{ mH}$  ;  $n_p = 36$  ;  $Q_{p0} = 200$ .  
( $f_{op} = 450 \text{ kHz}$ ).

### II-5-2 OPTIMISATION DES BALISES (SIMPLE FACE 1 MHz ET DOUBLE FACES 150 kHz) ET DU BILAN DE TRANSMISSION MF

Caractéristiques des cadres interrogateurs et des balises

Cadre interrogateur 150 kHz :

C'est un solénoïde rectangulaire de dimensions :  $40 \times 40 \times 15 \text{ cm}^3$

$$\begin{array}{ll} L'_p = 1,1 \text{ mH} & n_p = 36 \text{ spires} \\ I_p = 3,5 \text{ A cc} & Q_p = 200 \quad Q'_p = 100 \end{array}$$

Cadre interrogateur 1 MHz :

Il possède les mêmes dimensions que le cadre interrogateur 150 kHz

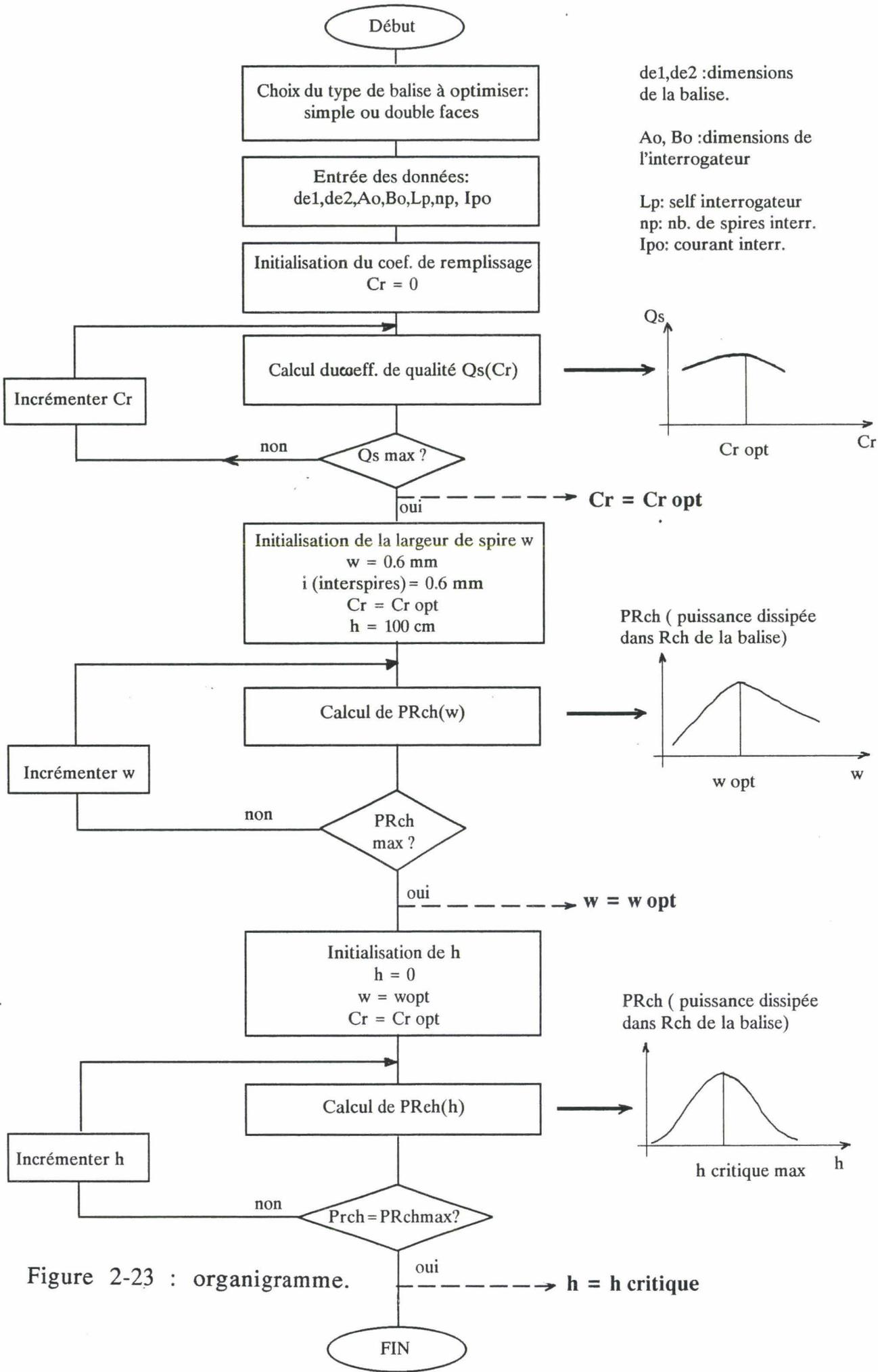


Figure 2-23 : organigramme.

$$L'_p = 100 \text{ mH} \quad n_p = 11 \text{ spires}$$

$$Q_p = 100 \quad Q'_p = 200 \quad Q''_p = 100$$

Cadre balise 150 kHz :

dimensions extérieures :  $d_{e1} = 22 \text{ cm}$  ;  $d_{e2} = 13 \text{ cm}$   
 interspires :  $i = 0,6 \text{ mm}$  ; Epaisseur des pistes cuivre :  $E_p = 110 \text{ }\mu\text{m}$

Cadre balise 1 MHz :

$d_{e1} = 30 \text{ cm}$  ;  $d_{e2} = 20 \text{ cm}$   
 interspires :  $i = 0,6 \text{ mm}$  ; Epaisseur des pistes cuivre :  $E_p = 35 \text{ }\mu\text{m}$

Présentation de l'organigramme de l'optimisation et des résultats

La méthode d'optimisation est donnée par l'organigramme de la figure ci-contre (figure 2-23). Elle comporte 3 étapes :

- 1) Détermination du coefficient de remplissage optimal  $C_{ropt}$ .
- 2) On se place dans le cas  $C_{ropt}$  et on détermine le nombre et la largeur des spires optimum à utiliser  $w_{opt}$ .
- 3) On pose  $C_r = C_{ropt}$  et  $w = w_{ropt}$  et on détermine la distance  $h$  correspondant au couplage critique.

Dans l'étape n° 1, le programme de calcul numérique prend en compte tous les effets physiques cités précédemment : effets des capacités parasites inter-spaires et inter-faces, effet d'angle (facteur de correction K) etc... On détermine ainsi le  $C_{ropt}$  en faisant varier  $C_r$  jusqu'à obtention du meilleur coefficient de qualité  $Q_s$ .

Dans l'étape n° 2, en partant de  $C_{ropt}$  et en se plaçant à une distance  $h$  (1 m) grande devant la distance critique, on détermine la puissance dissipée dans la charge  $R_{ch}$  en faisant varier la largeur des spires.

Pour chaque  $w$ , le programme détermine successivement :

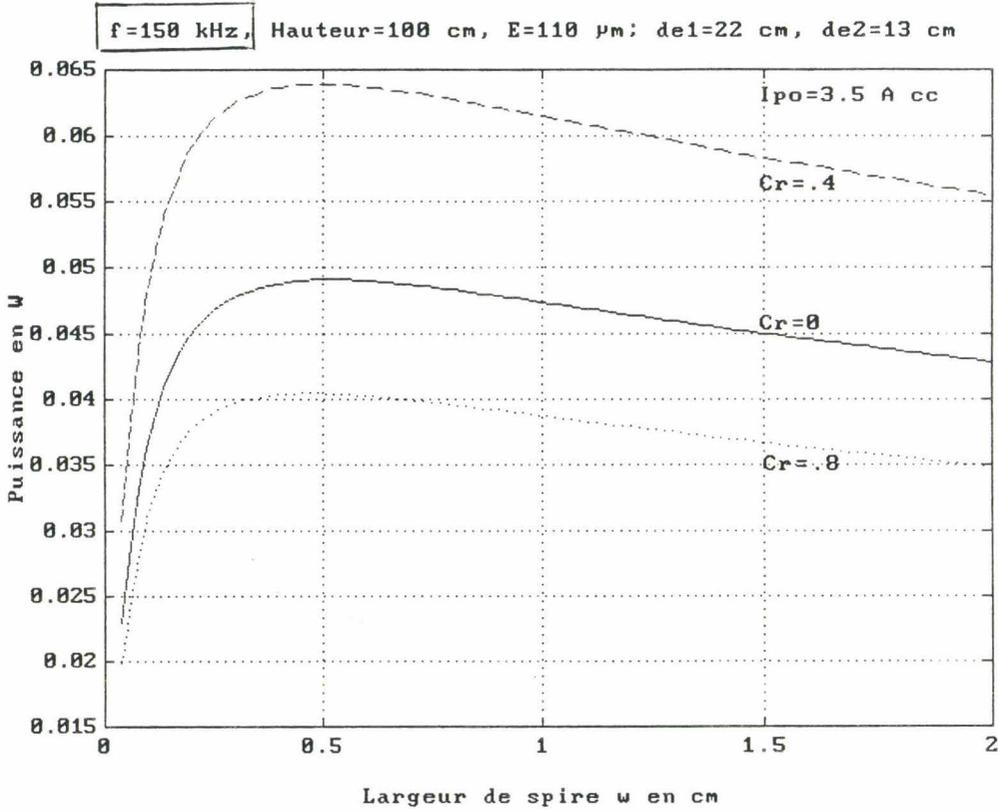


Figure 2 -24 : évolution de la puissance dissipée dans  $R_{ch}$  en fonction de la largeur  $w$  des spires (150 kHz).

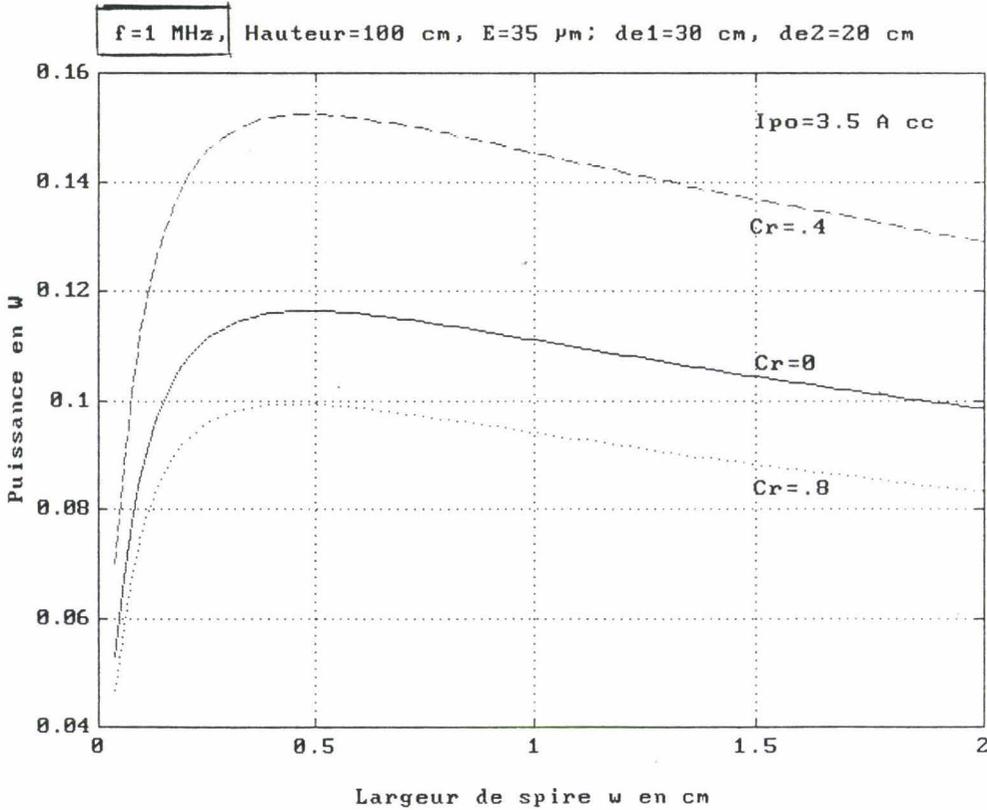


Figure 2 -25 : évolution de la puissance dissipée dans  $R_{ch}$  en fonction de la largeur  $w$  des spires (1 MHz).

- le nombre de spires
- l'inductance
- le coefficient de qualité
- la prise d'adaptation de la charge  $R_{ch}$  en puissance
- la mutuelle inductance entre les deux cadres.
- la puissance dissipée dans la charge  $R_{ch}$ .

### Résultats et commentaires de l'étape 2 :

Pour différents coefficients de remplissage  $C_r$  les figures 2-24 et 2-25 nous montrent l'évolution de la puissance dissipée dans la charge en fonction de la largeur des spires, cela pour la balise 150 kHz et pour la balise 1 MHz.

On note, pour les deux cas considérés, que la puissance maximum recueillie est obtenue pour  $C_r = 0,4$ , ce qui confirme l'approche décrite dans le paragraphe (II-3-2-1-2). Ce maximum correspond à une largeur de spires comprise entre 2,5 et 5 mm.

D'un autre côté on remarque qu'à partir de  $w = 2,5$  mm la décroissance des courbes est faible; d'un point de vue pratique cette particularité permet une certaine souplesse de réalisation.

Dans l'étape 3, à partir du coefficient de remplissage et de la largeur de spires optimisés, nous déterminons la puissance dissipée dans la charge  $R_{ch}$  en faisant varier la hauteur  $h$ .

Cette puissance passe par un maximum :  $P_{R_{ch}max} = \frac{R_p I_{p0}^2}{8}$  pour une distance  $h$  qui correspond au couplage critique.

### Résultats et commentaires de l'étape 3 :

Dans les 2 cas, 150 kHz et 1 MHz pour différentes largeurs de spires  $w$ , les figures 2-26 (a,b,c) et 2-27 (a,b,c) nous montrent l'évolution de la puissance dissipée dans la charge en fonction de  $h$ . A chaque figure correspond un coefficient de remplissage  $C_r$

On tire les points de conclusion suivants :

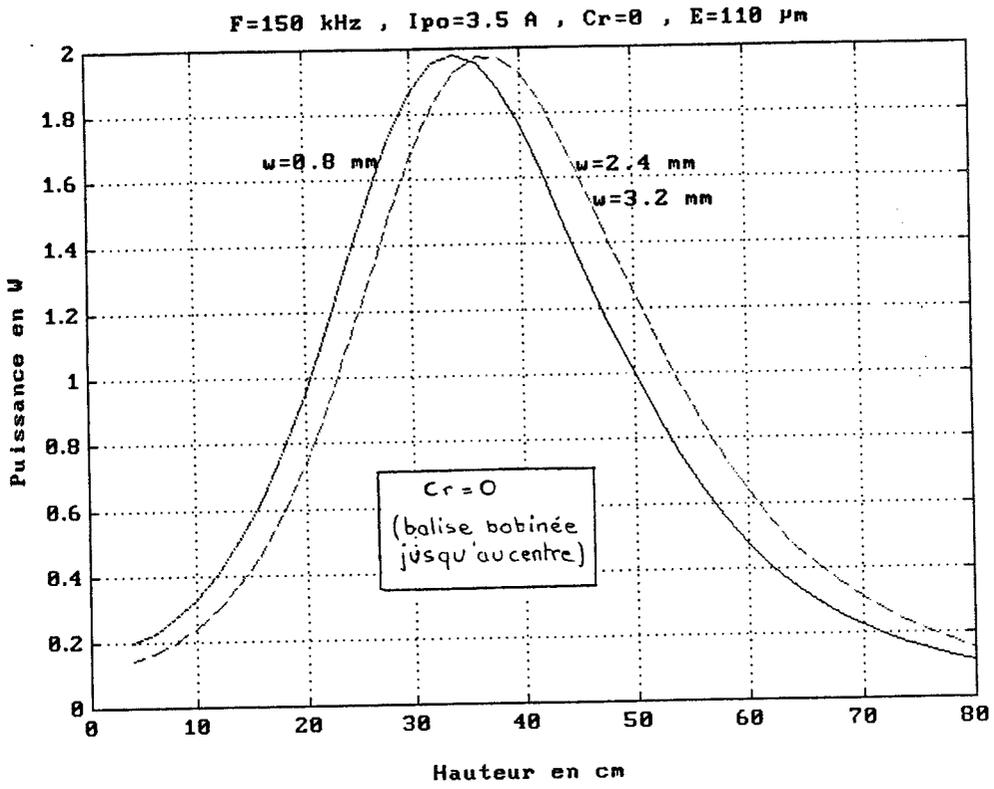


Figure 2-26 a.

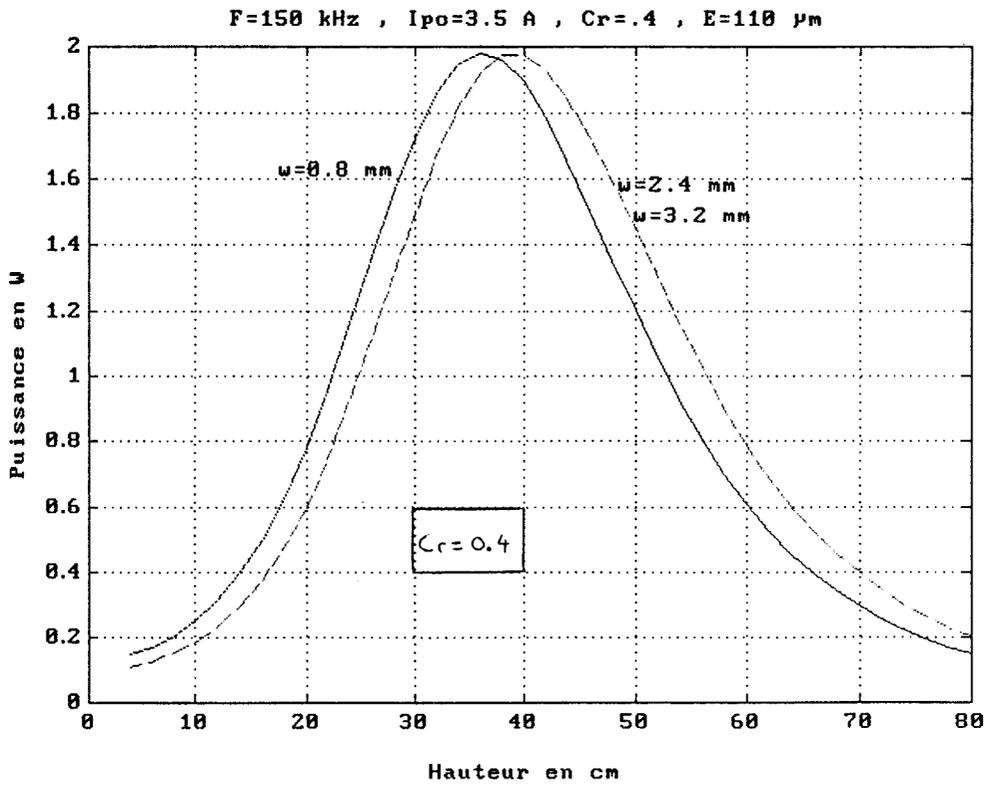


Figure 2-26 b.

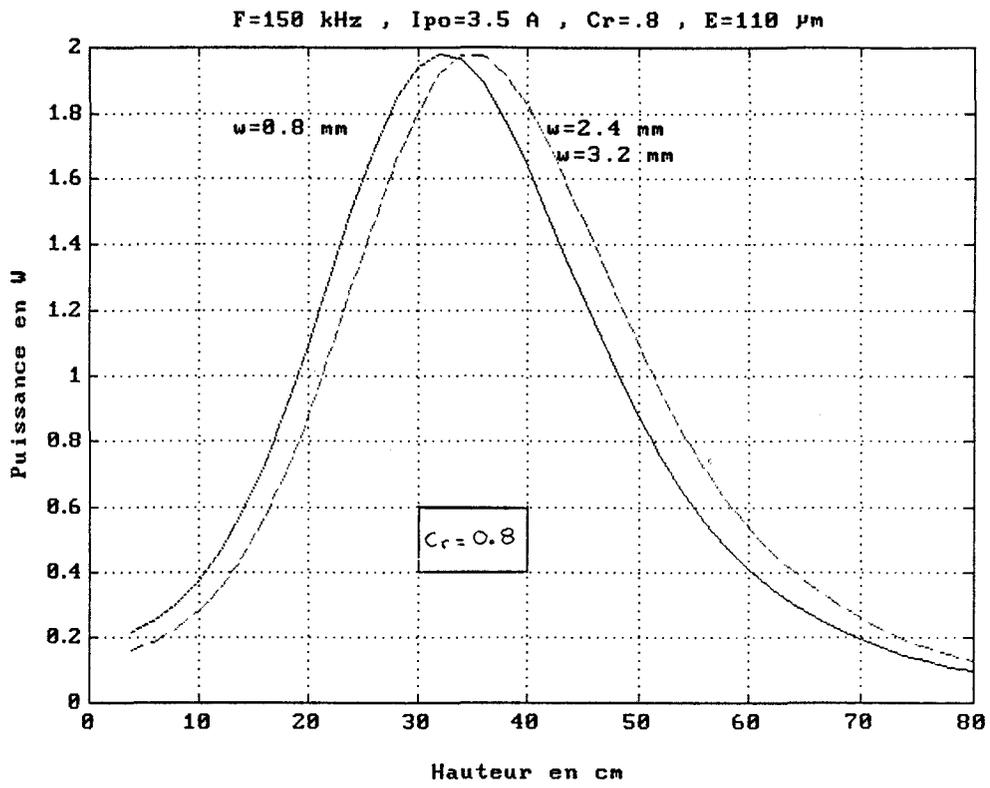


Figure 2-26 c.

Figure 2-26 ( a,b,c ) : évolution de la puissance dissipée dans  $R_{ch}$  en fonction de la hauteur  $h$  (  $x=0, y=0, f = 150\text{kHz}$ ).

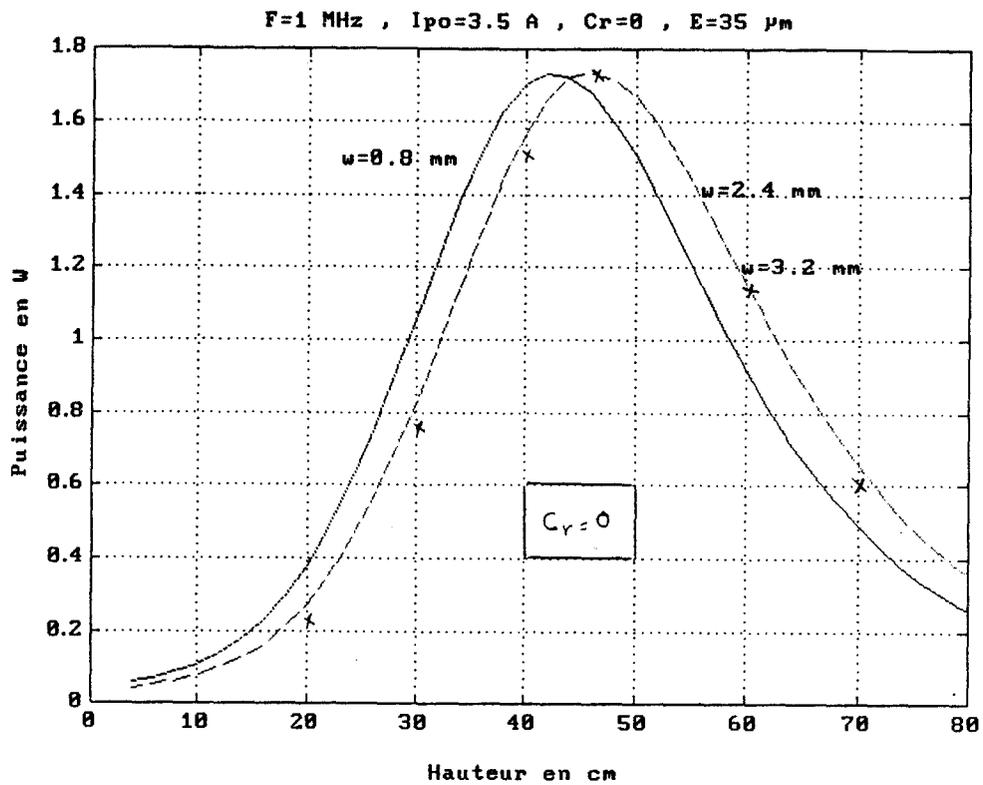


Figure 2-27 a.

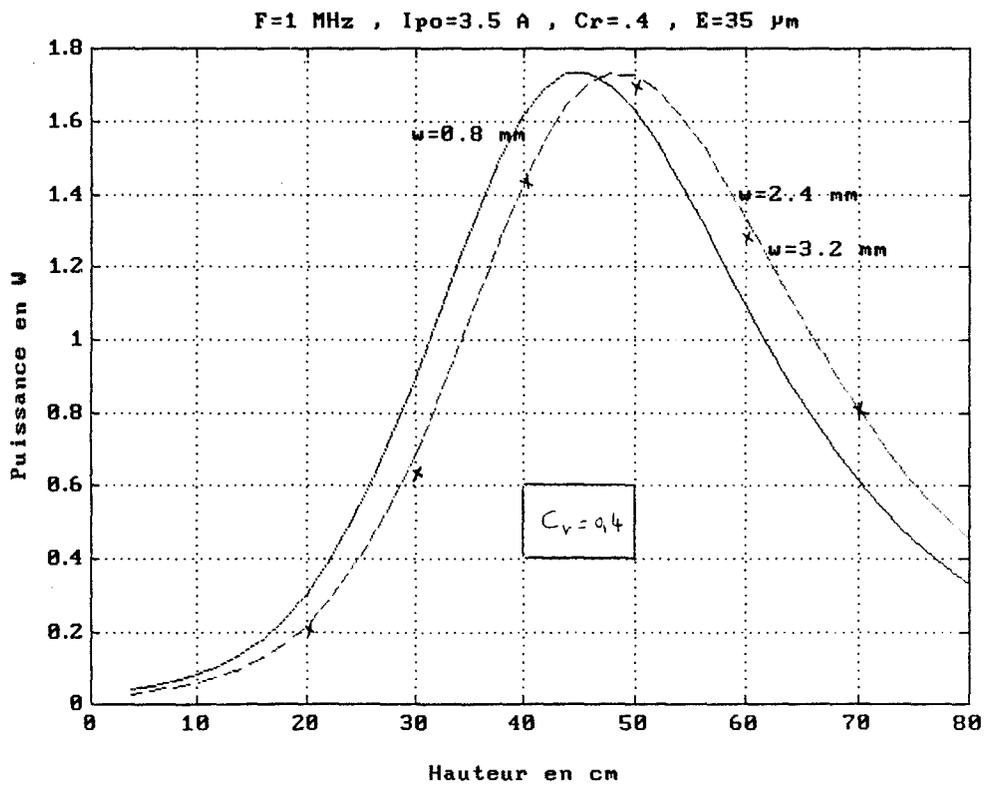


Figure 2-27 b.

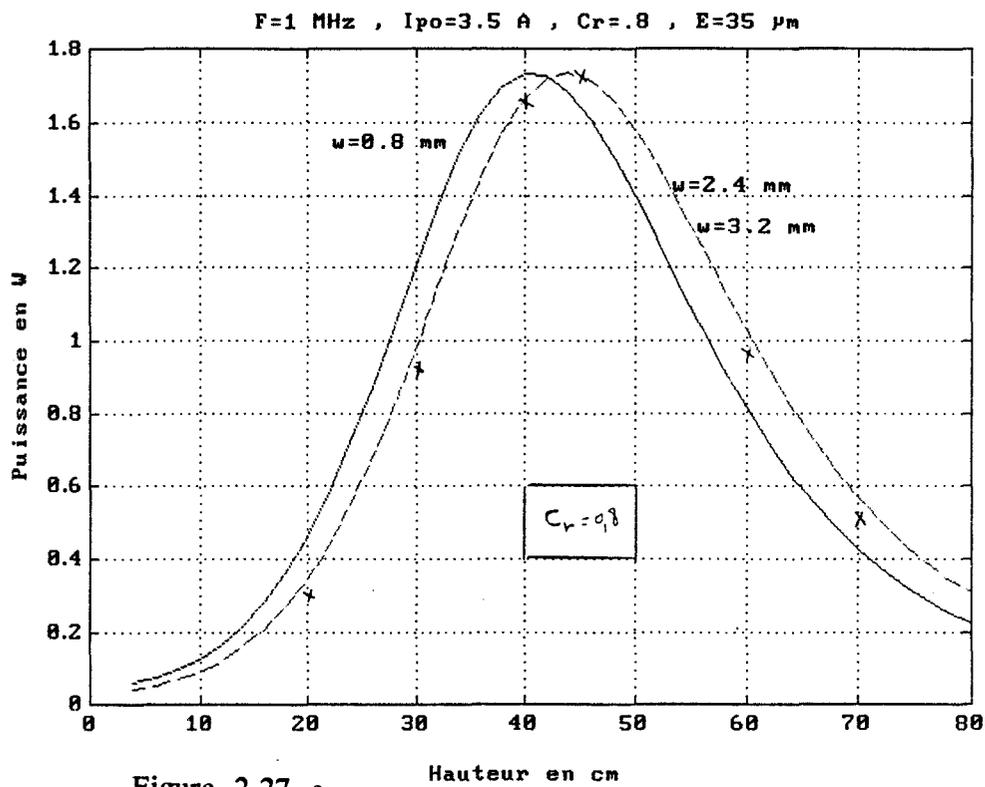


Figure 2-27 c.

Figure 2-27 ( a,b,c ) : évolution de la puissance dissipée dans  $R_{ch}$  en fonction de la hauteur  $h$  (  $x=0$ ,  $y=0$ ,  $f = 1 \text{ MHz}$  ).

Les points en (x) sont les relevés expérimentaux (  $w=2.4 \text{ mm}$  )

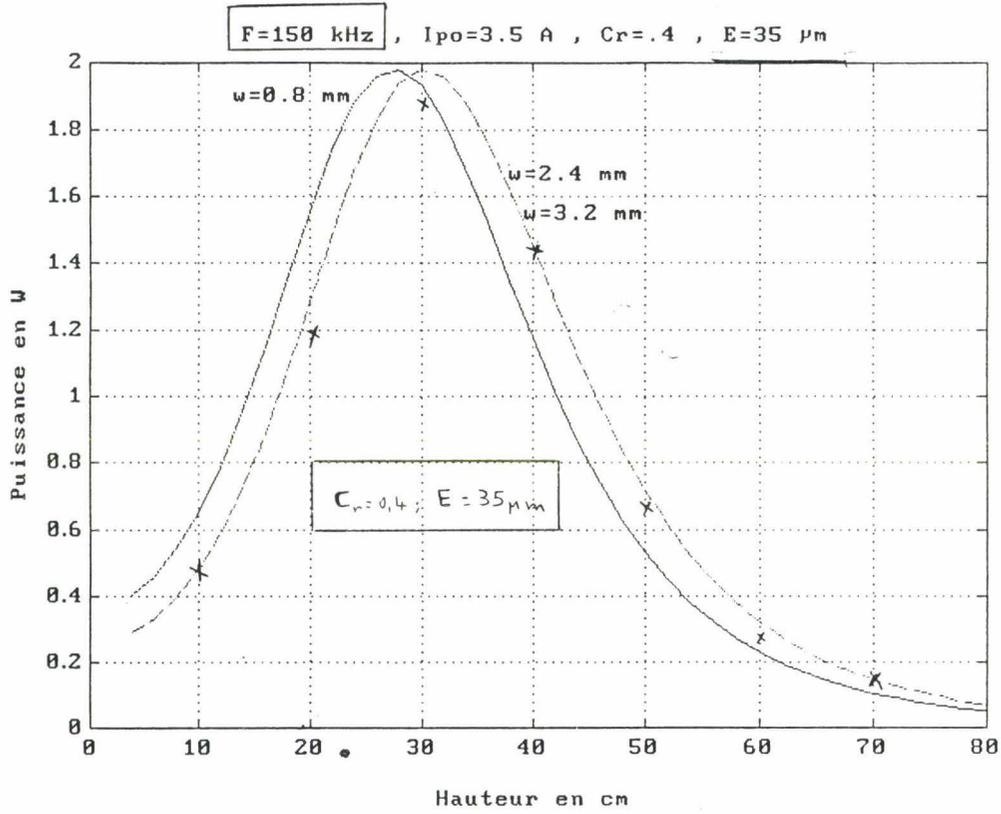


Figure 2-28 : évolution de la puissance dissipée dans  $R_{ch}$  en fonction de  $h$  ( $x=0, y=0, f=150 \text{ kHz}$ ) pour une épaisseur des pistes cuivre de  $35 \mu\text{m}$ .

- Pour  $C_r = 0,4$  la distance critique est supérieure de 5 cm à celle obtenue pour les deux autres cas ( $C_r = 0,8$  et  $C_r = 0$ ).

On remarque que les meilleurs résultats sont obtenus pour  $C_r = 0,4$  et  $w = 2,5$ .

- A 1 MHz la distance critique est plus grande d'environ 10 cm que pour le cas 150 kHz.

Nous avons effectué une vérification expérimentale pour une largeur  $w = 2,4$  mm et différents  $C_r$  ; les points de mesure indiqués sur la figure sont proches des résultats de simulation.

### Influence de l'épaisseur des pistes cuivre

A 150 kHz et dans le but de réduire le coût du support, nous avons quantifié le bilan de puissance MF avec une bobine de  $35 \mu\text{m}$  d'épaisseur (circuit imprimé standard). Les résultats sont donnés sur la figure 2-28; cette fois la différence est nette, on perd 10 cm sur la distance critique par rapport à la bobine ( $E = 110 \mu\text{m}$ ).

## II-6 SELECTIVITE SPATIALE

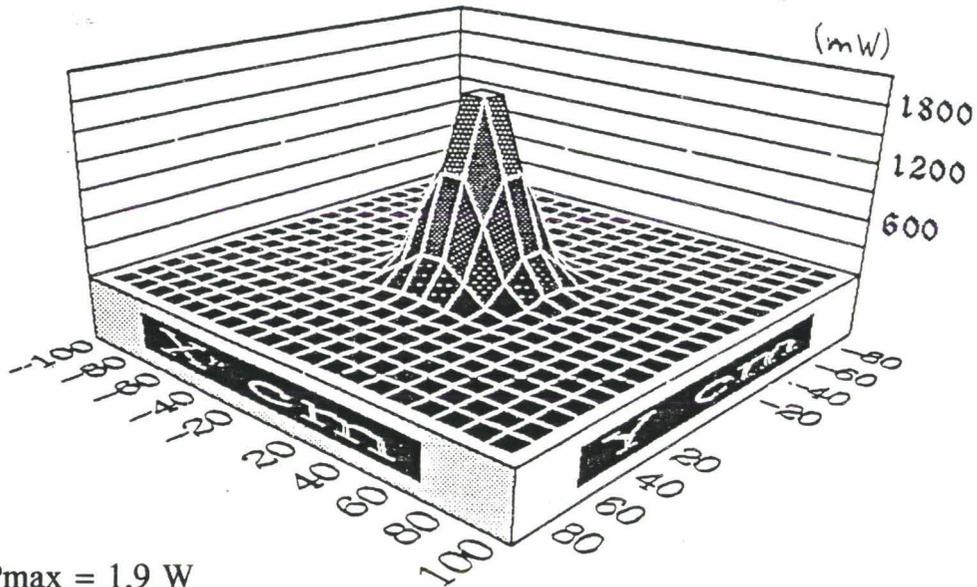
On déplace en xy la balise sous l'interrogeur et on détermine la puissance reçue par la charge, cela pour deux hauteurs  $h = 30$  et  $60$  cm.

Les interrogeurs ont les mêmes caractéristiques que celles décrites au paragraphe II -5 - 2.

### Caractéristiques du cadre balise 150kHz (double face) :

dimensions :  $d_{e1} = 22$  cm;  $d_{e2} = 13$  cm;  $d_{i1} = 16$  cm;  $d_{i2} = 8$  cm  
interspires  $i = 0,6$  mm; largeur des spires  $w = 0,8$  mm  
épaisseur des pistes cuivre  $E_p = 110 \mu\text{m}$ .

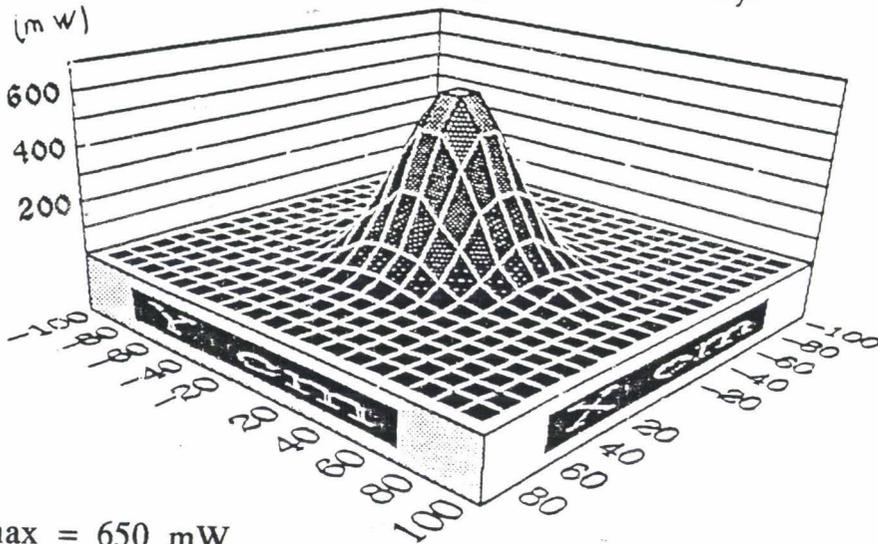
H=30 cm (charge 100 ohm).



$P_{\max} = 1,9 \text{ W}$

Figure 2-29 - relevé expérimental : puissance disponible sur le cadre MF balise 150 kHz ( h = 30 cm ).

H=60 cm (charge 100 ohm).



$P_{\max} = 650 \text{ mW}$

Figure 2-30 - relevé expérimental : puissance disponible sur le cadre MF balise 150 kHz ( h = 60 cm ).

## Caractéristiques du cadre balise 1MHz (simple face)

dimensions :  $d_{e1} = 30$  cm;  $d_{e2} = 20$  cm;  $d_{i1} = 20$  cm;  $d_{i2} = 10$  cm  
inter spires  $i = 0,6$  mm; largeur des spires  $w = 2,4$  mm  
épaisseur des pistes cuivre  $E_p = 35$   $\mu$ m.

### II-6-1 RESULTATS PRATIQUES ET THEORIQUES

Les figures 2-29 à 2-36 représentent l'évolution de la puissance  $P_{R_{ch}}$  pour différentes positions de la balise; elle montre bien la sélectivité spatiale du système (interrogateur-balise). La comparaison des relevés expérimentaux avec les courbes de simulation montre une bonne correspondance entre théorie et expérience.

Dans la figure 2-37, on remarque que pour certaines positions de la balise, la puissance s'annule puis augmente légèrement avant de décroître à nouveau au fur et à mesure que la balise s'éloigne de l'axe de l'interrogateur.

On peut expliquer ce phénomène par les équations de rayonnement d'une boucle magnétique [2-1], (figure 2-38) :

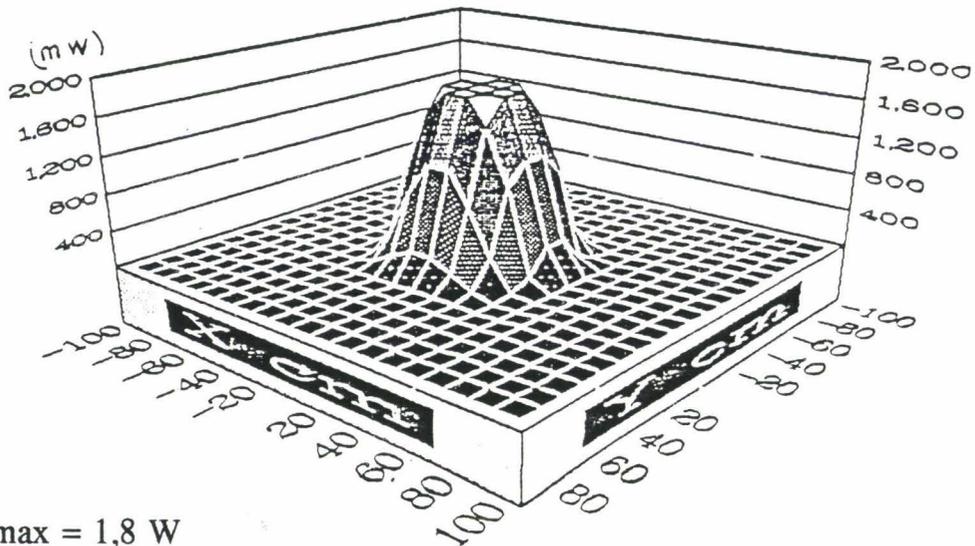
$$H_r = 2\pi j \frac{I_p n_s S}{4\pi \lambda_{MF}^2} 2 \cos \theta \left( \frac{\lambda}{r^2} - j \frac{\lambda^2}{2\pi r^3} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (R2-45)$$

$$H_\theta = 2\pi j \frac{I_p n_s S}{4\pi \lambda_{MF}^2} \sin \theta \left( j \frac{2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} - j \frac{\lambda^2}{2\pi r^3} \right) e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (R2-46)$$

$S$  est la surface du cadre interrogateur,  $\lambda_{MF}$  est la longueur d'onde MF,  $r$  la distance interrogateur balise.

Le fait qu'on travaille en champ proche et si la balise est dans le même axe que celui de l'interrogateur, seule la composante  $H_r$  contribue à l'induction du champ magnétique puisque  $H_\theta$  est

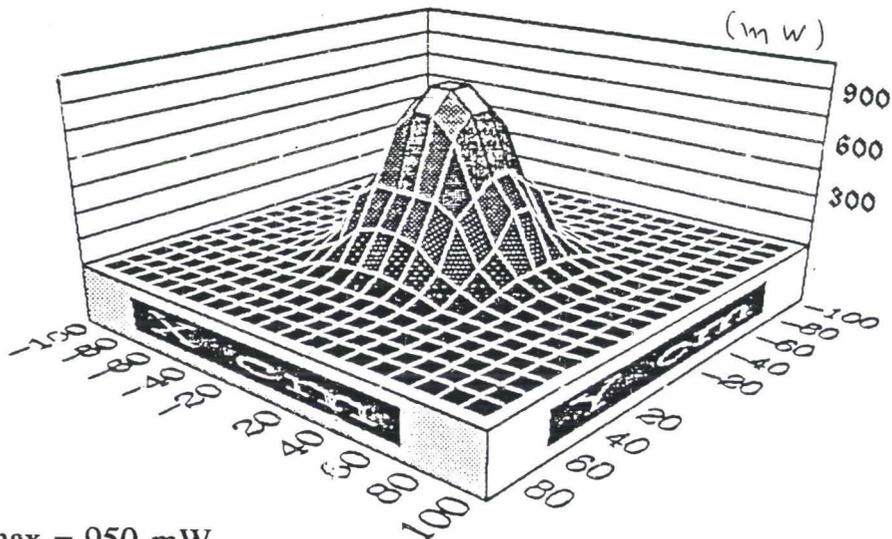
H=30 cm (charge 100 ohm) 1MHz



$P_{max} = 1,8 \text{ W}$

Figure 2-31 - relevé expérimental : puissance disponible sur le cadre MF balise 1MHz ( h = 30 cm ).

H=60 cm (charge 100 ohm) -1 Mhz



$P_{max} = 950 \text{ mW}$

Figure 2-32 - relevé expérimental : puissance disponible sur le cadre MF balise 1MHz ( h = 60 cm ).

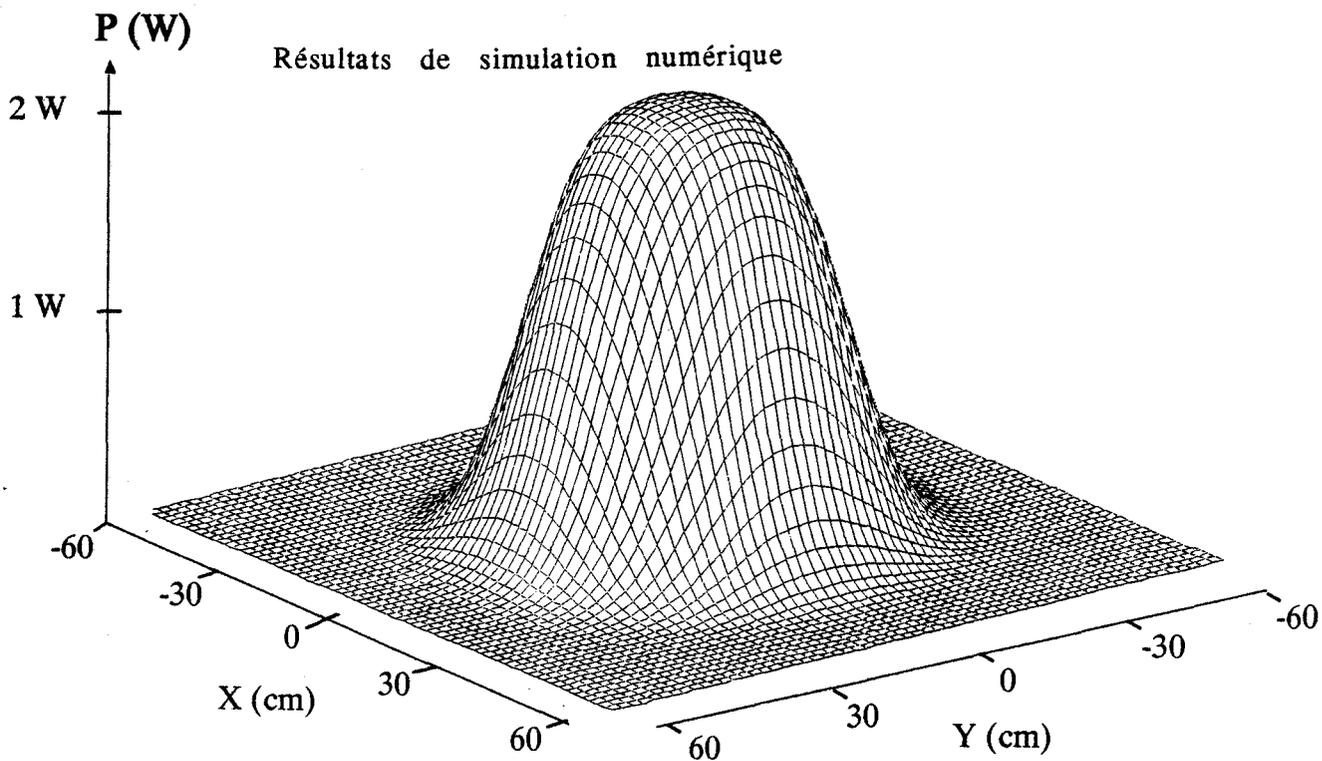


Figure 2-33 - puissance disponible sur le cadre balise 150 kHz  
(  $h = 30$  cm ).

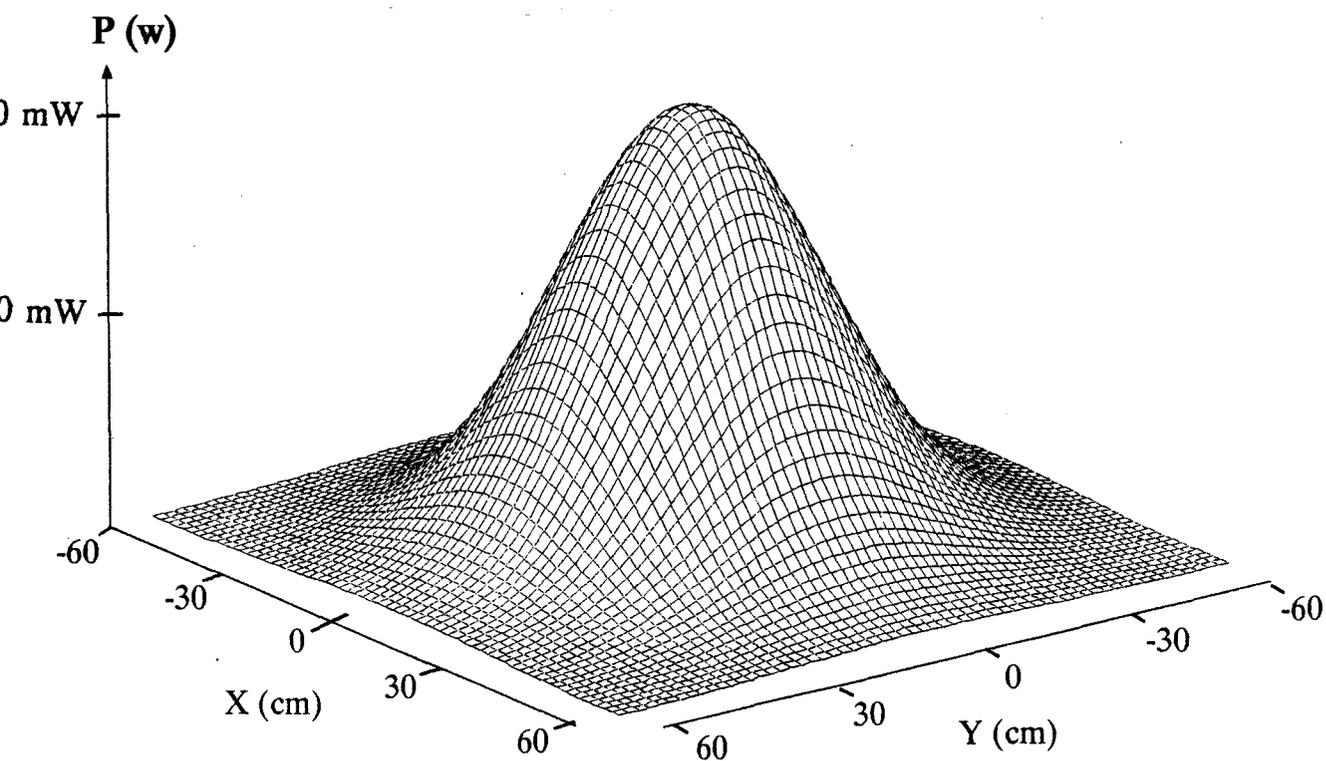


Figure 2-34 - puissance disponible sur le cadre MF balise 150 kHz  
(  $h = 60$  cm ).

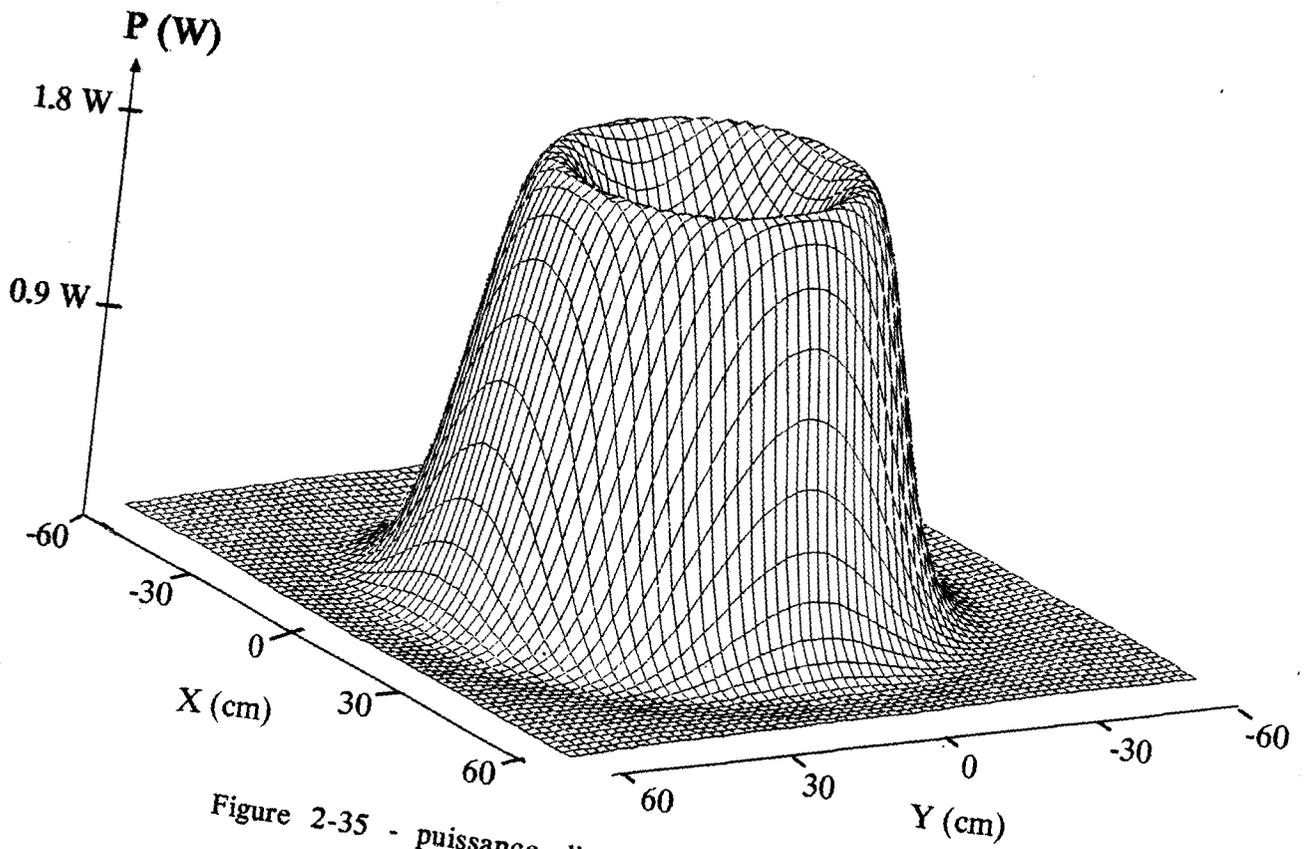


Figure 2-35 - puissance disponible sur le cadre MF balise 1MHz  
( $h = 30$  cm).

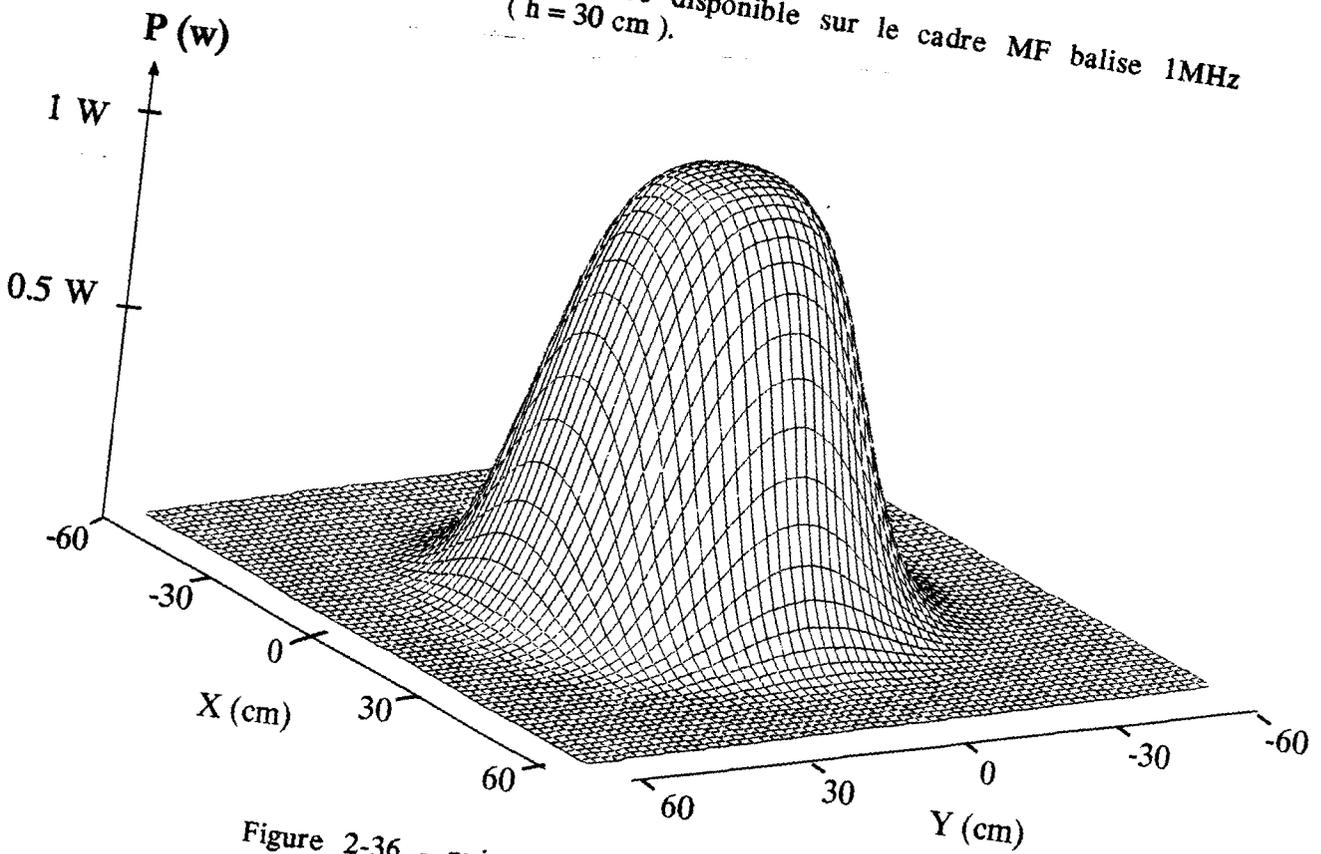


Figure 2-36 - puissance disponible sur le cadre MF balise 1MHz  
( $h = 60$  cm).

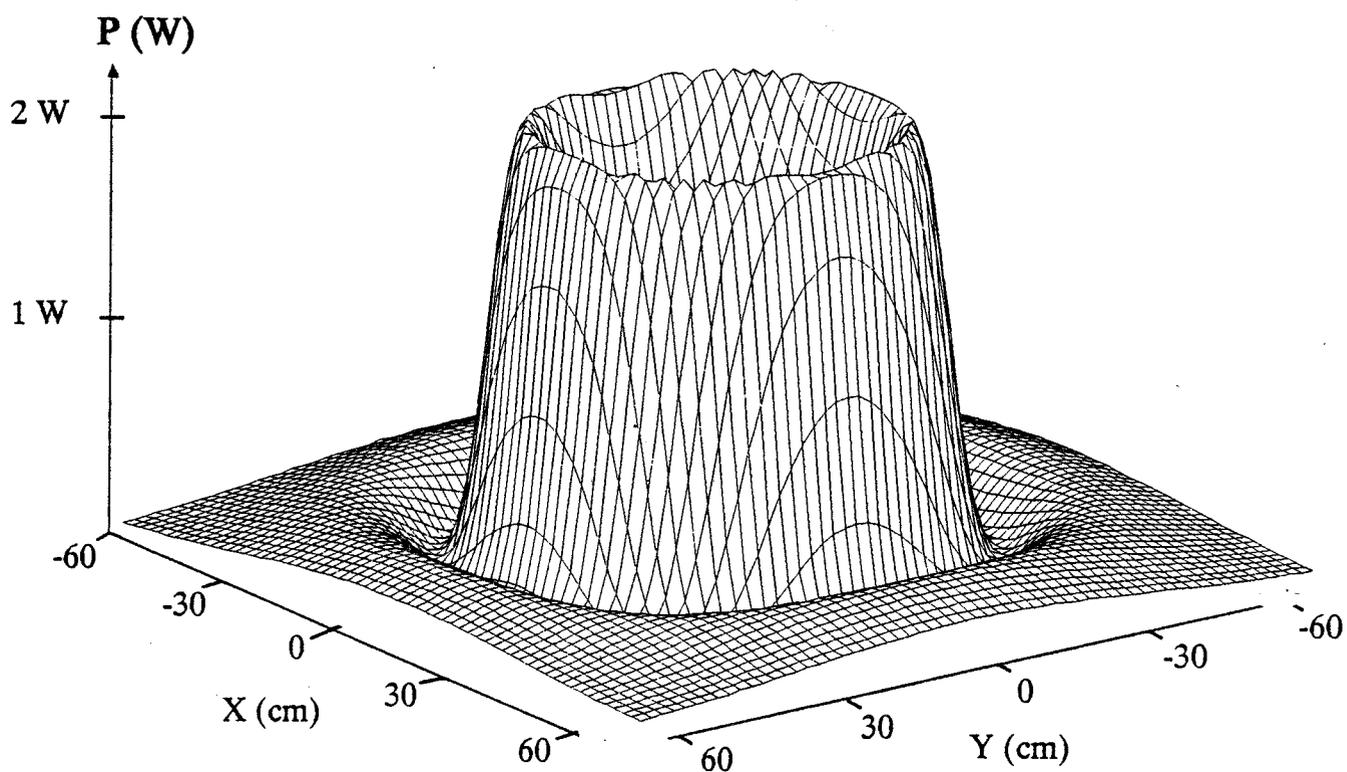


Figure 2-37 - (  $h = 20$  cm ) puissance disponible sur le cadre balise  
150 kHz

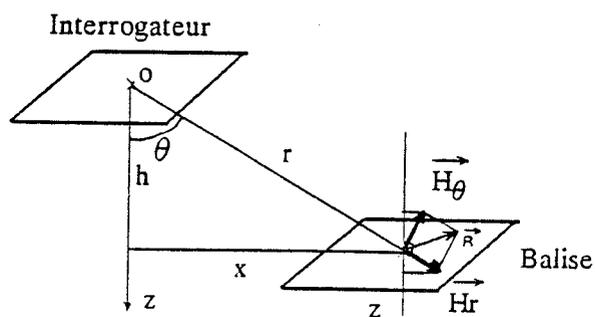


Figure 2-38 - représentation vectorielle des composantes  $H_r$  et  $H_\theta$  du  
champ magnétique.

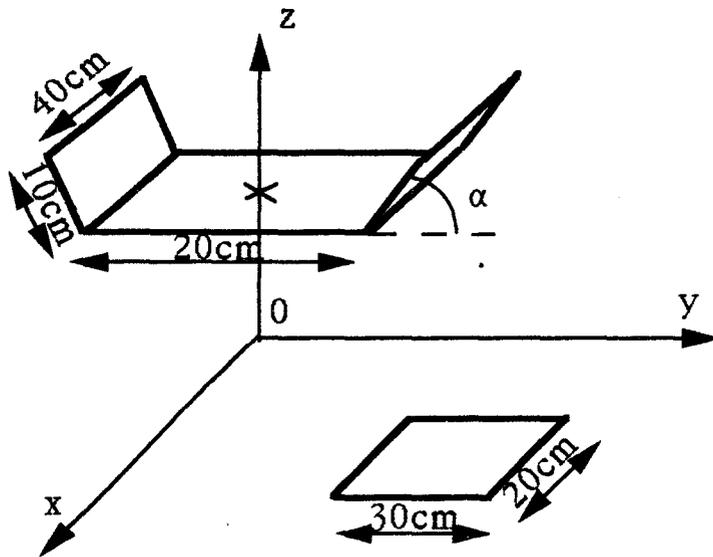


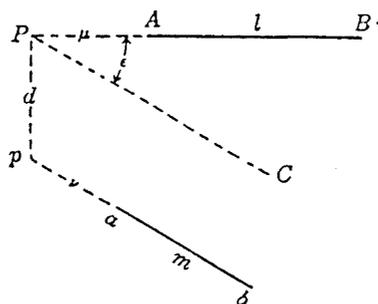
Figure 2-39 : Proposition d'une solution aux problèmes posés pour les zéros de transmission MF : interrogateur à parties inclinées .

parallèle au plan de la balise. Au cours du déplacement de la balise il existe des positions particulières pour lesquelles la somme vectorielle des 2 champs H est parallèle au plan de la balise, le courant induit dans la balise est alors nul; on montre que cette configuration correspond à un angle  $\theta_0 = 54,7^\circ$ .

## II - 6 - 2 APPROCHE D'UNE SOLUTION DU PROBLEME POSE PAR LES ZEROS DE TRANSMISSION MF

Certains dispositifs de recalage sont sensibles à l'enveloppe du signal reçu. L'existence des zéros de transmission MF va se traduire par des zéros de réémission HF. Ce phénomène peut être gênant. Afin d'éloigner les zéros de l'axe de l'interrogateur, nous avons réalisé un cadre interrogateur qui comporte des parties inclinées (figure 2-39).

Dans ce dernier cas, la différence avec les cas traités précédemment tient au fait qu'il faut déterminer la mutuelle entre 2 fils non parallèles qui n'appartiennent pas au même plan; la figure ci-dessous montre la configuration générale de deux fils non parallèles :



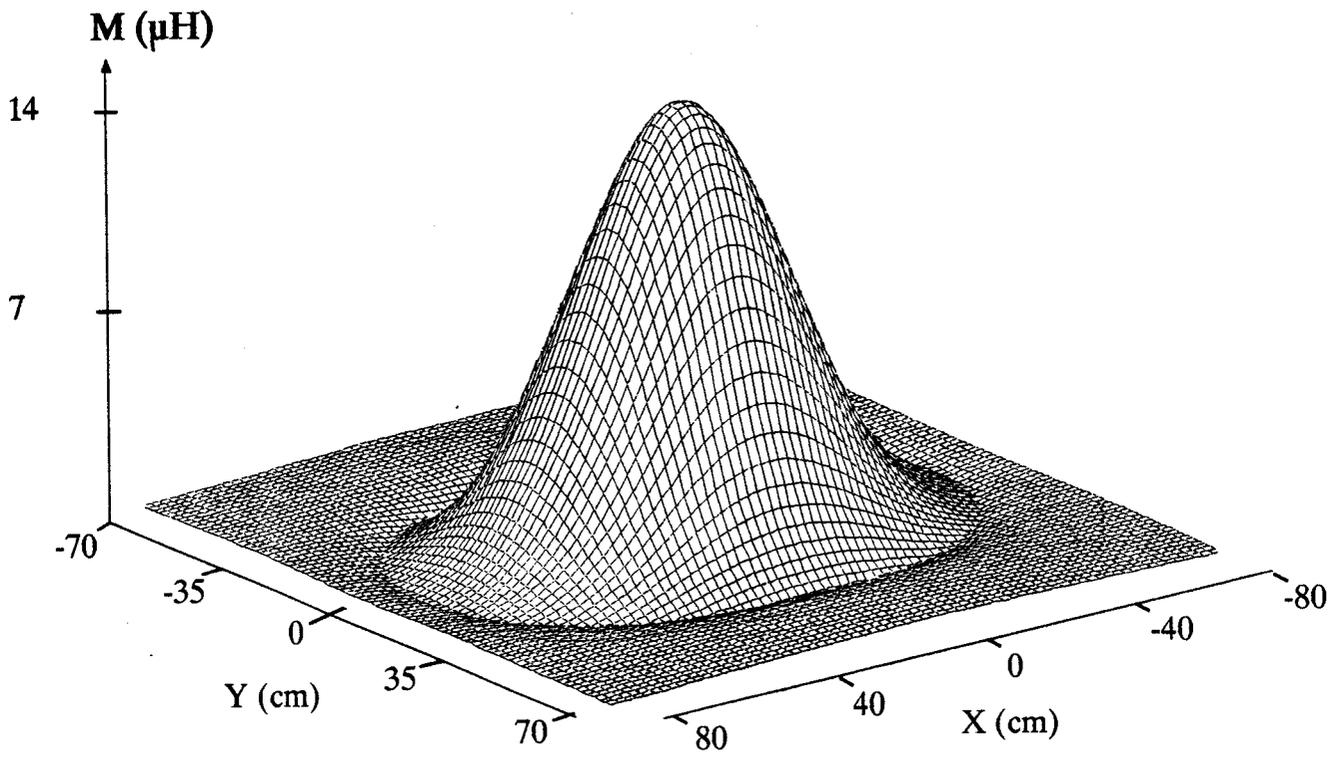


Figure 2-40 - mutuelle inductance (  $h = 30 \text{ cm}$ ,  $\alpha = 30^\circ$  ).

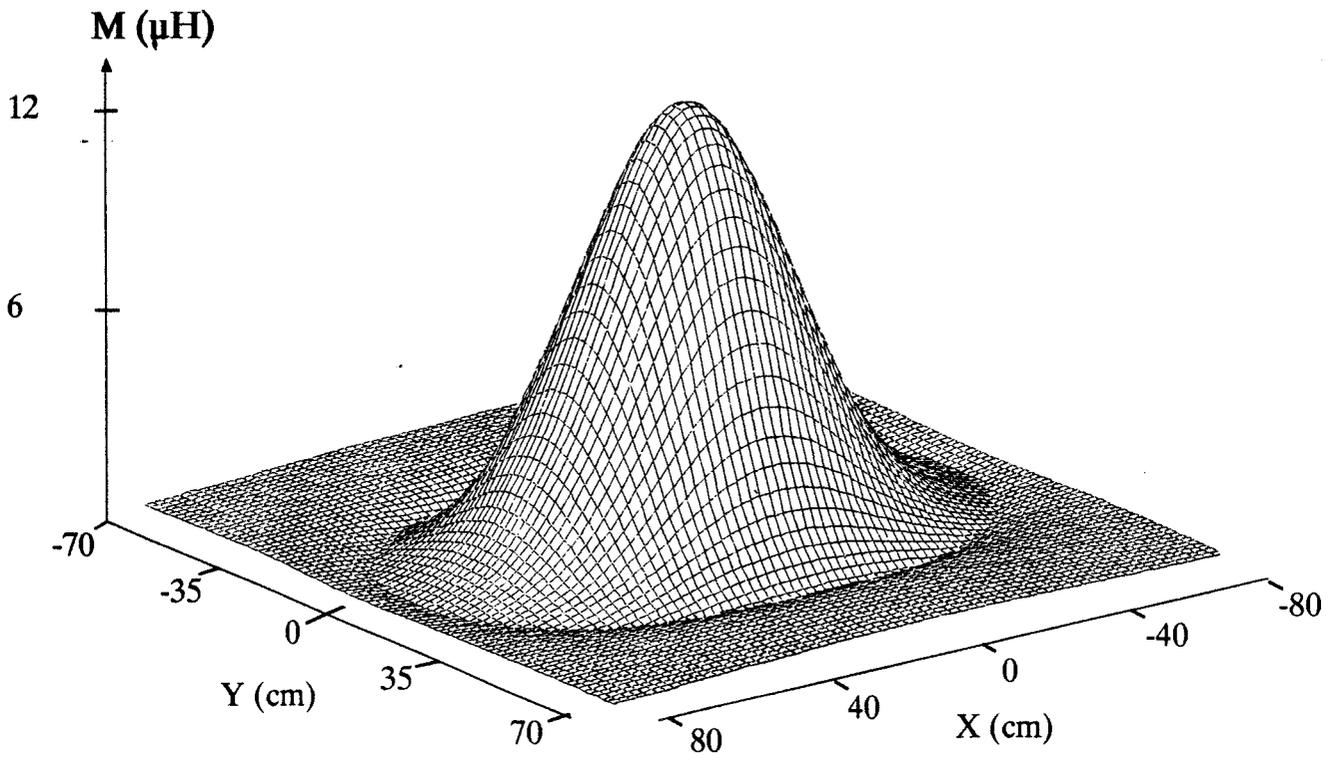


Figure 2-41 - mutuelle inductance (  $h = 30 \text{ cm}$ ,  $\alpha = 45^\circ$  ).

Les plans PBC et pPb contenant respectivement les fils 1 et m sont perpendiculaires. On pose :

$$PA = \mu \quad pa = v$$

$$Bb = R_1 \quad ; \quad Ba = R_2 \quad ; \quad Aa = R_3 \quad \text{et} \quad Ab = R_4$$

l'expression de M est donnée par [2-8] :

$$\frac{M}{0.001 \cos \varepsilon} = 2 \left[ (\mu+1) \tanh^{-1} \frac{m}{R_1+R_2} + (v+m) \tanh^{-1} \frac{1}{R_1+R_4} \right. \\ \left. \mu \tanh^{-1} \frac{m}{R_3+R_4} - v \tanh^{-1} \frac{1}{R_2+R_3} \right] - \frac{\Omega d}{\sin \varepsilon} \quad (\text{R2-47})$$

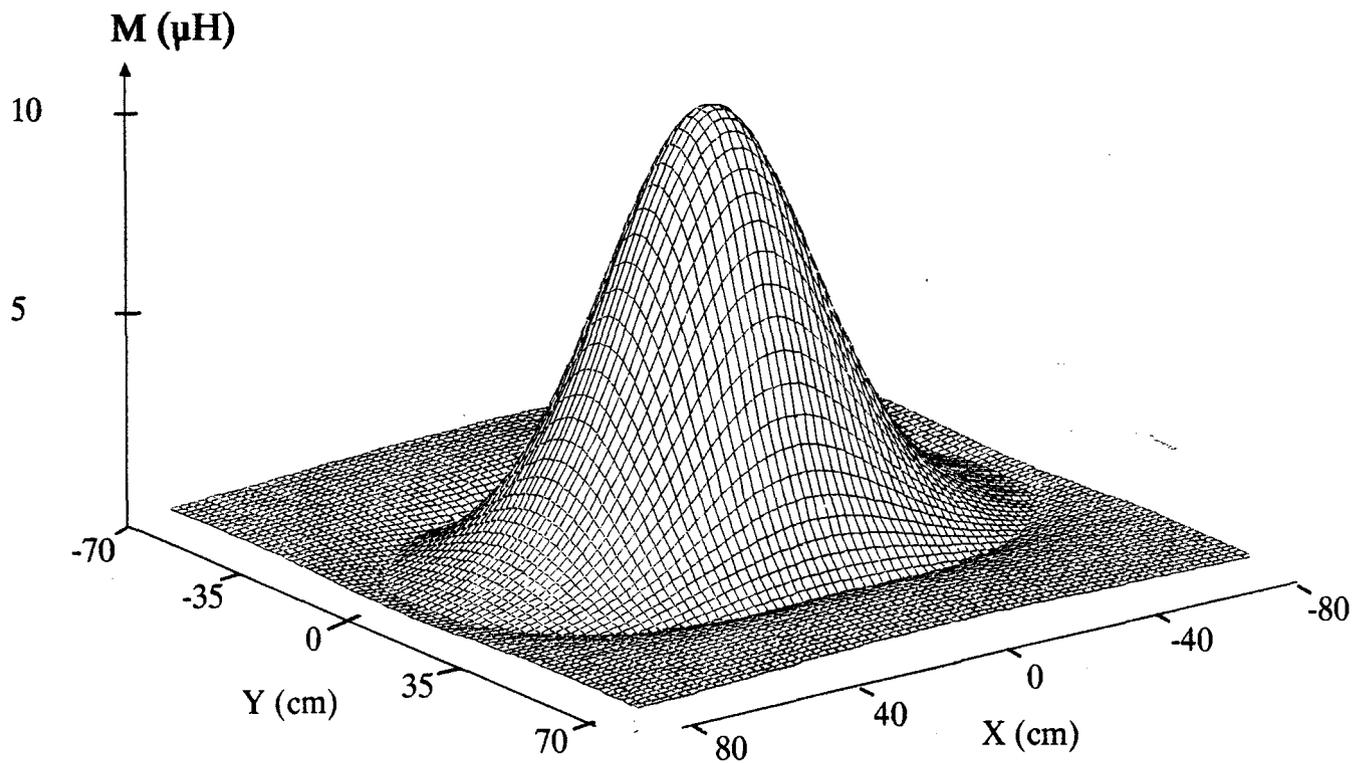


Figure 2-42 - mutuelle inductance (  $h = 30 \text{ cm}$ ,  $\alpha = 60^\circ$  ).

où :

$$\begin{aligned}
 \Omega = & \tan^{-1} \left( \frac{d^2 \cos \varepsilon + (\mu+1)(v+m) \sin^2 \varepsilon}{dR_1 \sin \varepsilon} \right) \\
 & + \tan^{-1} \left( \frac{d^2 \cos \varepsilon + (\mu+1) v \sin^2 \varepsilon}{dR_2 \sin \varepsilon} \right) \\
 & + \tan^{-1} \left( \frac{d^2 \cos \varepsilon + \mu v \sin^2 \varepsilon}{dR_3 \sin \varepsilon} \right) \\
 & - \tan^{-1} \left( \frac{d^2 \cos \varepsilon + \mu (v+m) \sin^2 \varepsilon}{dR_4 \sin \varepsilon} \right)
 \end{aligned}
 \tag{R2-48}$$

$$\begin{aligned}
 \cos \varepsilon &= \frac{\alpha^2}{2lm'} \\
 \alpha^2 &= R^2_4 - R^2_3 + R^2_2 - R^2_1 \\
 d^2 &= R^2_3 - \mu^2 - v^2 + 2 \mu v \cos \varepsilon \\
 \frac{\mu}{l} &= \frac{2m^2 (R^2_2 - R^2_3 - l^2) + \alpha^2 (R^2_4 - R^2_3 - m^2)}{4 l^2 m^2 - \alpha^4} \\
 \frac{v}{m} &= \frac{2l^2 (R^2_4 - R^2_3 - m^2) + \alpha^2 (R^2_2 - R^2_3 - l^2)}{4 l^2 m^2 - \alpha^4}
 \end{aligned}
 \tag{R2-49}$$

Par une méthode identique à celle décrite pour les bobines planes, nous avons établi un programme de simulation qui donne l'évolution de la mutuelle inductance pour un déplacement XY de la balise. Les résultats qui sont donnés sur les figures (2-40 , 2-41 , 2-42), ont été obtenus avec l'interrogeur(  $n_p = 36$  spires) représenté sur la figure 2-37 et la balise 150 kHz décrite au début du paragraphe II - 6.

On note un sensible éloignement des zéros dans le sens d'inclinaison.

## II - 7 CONCLUSION.

En résumé, de l'étude détaillée exposée dans ce chapitre, nous nous proposons ici de dégager des points de conclusion utiles pour les réalisations industrielles des antennes cadre MF:

- d'une manière générale, l'utilisation des cadres permet un excellent transfert de puissance MF tout en perturbant peu l'espace environnant,

- pour des raisons de coût et de simplicité de réalisation en grande série, les cadres balise peuvent être imprimés sur circuit époxy,

- étant donnée une distance interrogateur - balise, les circuits MF couplés doivent être optimisés de manière à ce qu'ils soient proches du couplage critique à la distance  $h$  désirée et non d'appliquer la solution qui consiste à se dire que puisque la législation le permet, d'utiliser des cadres minuscules et en contre-partie d'émettre des puissances MF inconsiderées. Cette solution aurait pour conséquences de polluer inutilement le spectre radio-électrique et d'augmenter le risque de diaphonie entre balises voisines,

- les coefficients de qualité respectifs des circuits MF ne doivent pas être trop importants: raisonnablement inférieurs à 50 pour que les circuits ne se désaccordent pas trop en fonction des variations de température par exemple. Dans ces conditions, on peut dire que l'interrogateur doit avoir *grosso modo* des dimensions du même ordre de grandeur que la distance  $h$  interrogateur-balise,

- à 150 kHz, et si la hauteur nominale  $h$  est inférieure à 30 cm, les cadres peuvent être imprimés sur circuit standard 35  $\mu\text{m}$ . Pour des distances supérieures, il faut employer des cadres imprimés double faces 110  $\mu\text{m}$ ,

- à 1 MHz, l'utilisation de cadres 110  $\mu\text{m}$  (simples face) n'apportent que des améliorations minimales (à cause de l'effet de peau), l'usage du 35  $\mu\text{m}$  convient bien,

- les cadres imprimés rectangulaires ne seront pas bobinés sur toute leur surface: il faut respecter un coefficient de remplissage d'environ 0.4 (un raisonnement intuitif pourrait laisser croire le contraire),

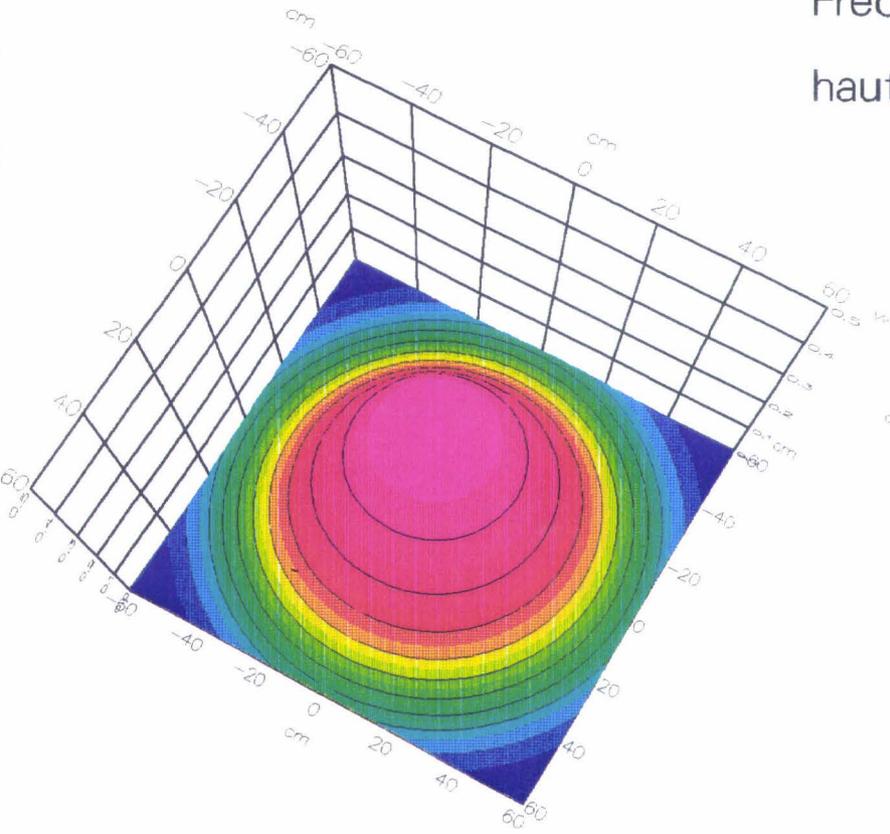
- pour résoudre le problème posé par les zéros de transmission MF, l'utilisation de cadres interrogateur inclinés apporte peu d'amélioration et entraînerait une augmentation notable de leur prix de revient; une solution basée sur le traitement du signal reçu semblerait plus appropriée (mettre un seuil de détection par exemple).

Enfin, il est clair que l'usage du logiciel de simulation que nous avons développé, constitue un outil précieux pour la conception et l'optimisation des cadres industriels. Les prototypes que nous avons réalisés conviennent bien pour des application SNCF : pour fixer les idées, avec un courant interrogateur de 1.3 ampère, la puissance captée par la balise est d'environ 2 watts, ce qui correspond à une puissance dissipée dans une résistance de 100 ohms alimentée sous une tension de 14 volts. La puissance captée est alors largement suffisante pour alimenter des circuits électroniques, voir même des oscillateurs.

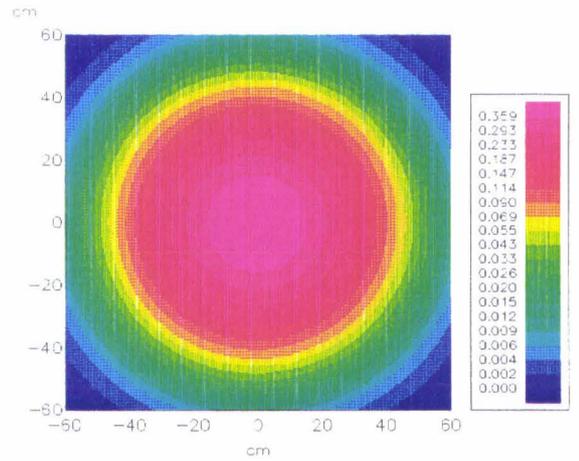
# PUISSANCE

Frequence : 150 kHz

hauteur : 60 cm



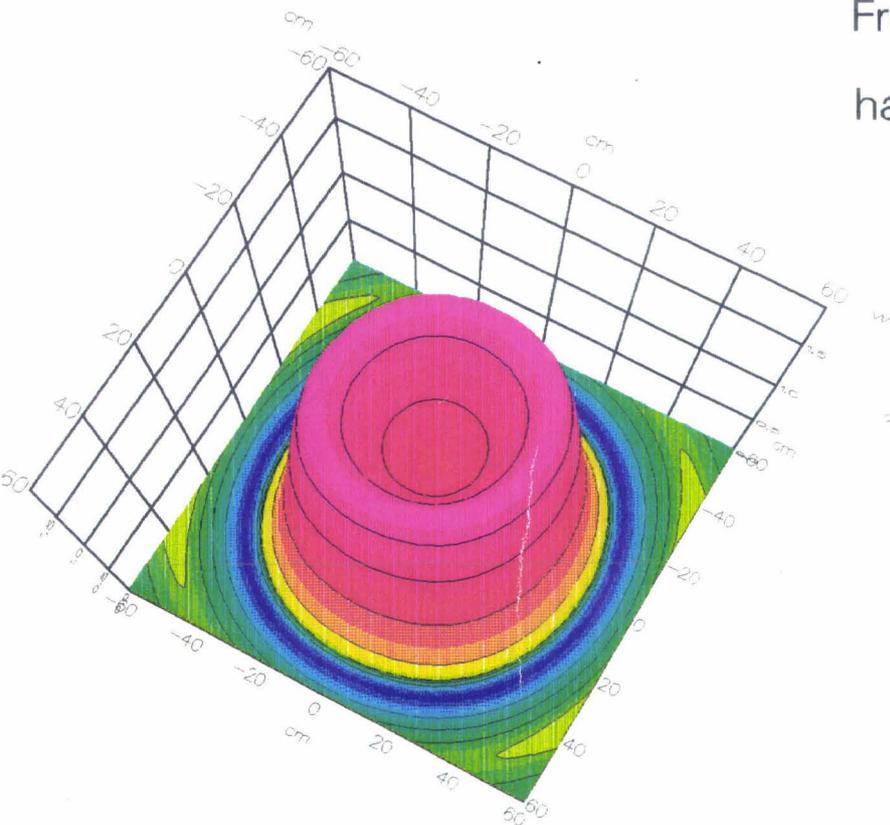
vue de dessus



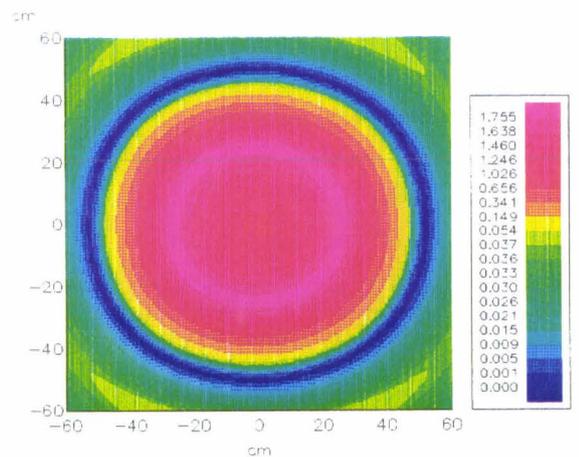
# PUISSANCE

Frequence : 1 MHz

hauteur : 30 cm



vue de dessus



**CHAPITRE III**  
**LA TRANSMISSION HYPERFREQUENCE**

# CHAPITRE III

## LA TRANSMISSION HYPERFREQUENCE

- ° - ° - ° -

### INTRODUCTION

Au chapitre précédent, nous avons traité en détail la partie transmission MF. Dans ce présent chapitre, nous nous proposons de décrire brièvement les points inhérents à la partie hyperfréquence des systèmes.

La première partie est consacrée à l'approche concernant l'atténuation subie par les ondes EM lorsqu'elles traversent une lame d'eau, de neige, etc... d'épaisseur  $d$ . L'expérience montre que l'eau est le pire des absorbants d'origine climatique qui risquent de recouvrir la balise.

Nous justifions le choix des fréquences de travail en n'omettant pas de considérer la législation radio-électrique.

Dans la 2<sup>ème</sup> partie, nous abordons l'antenne fente  $\lambda/2$  utilisée dans la balise à titre d'exemple. Nous donnons ses caractéristiques.

### III-1 ABSORPTION ET REFLEXION DES ONDES E.M - CHOIX DES FREQUENCES DE TRAVAIL

Selon la nature des dépôts qui risquent de recouvrir la balise (eau, neige, glace...) la transmission de l'onde HF porteuse d'informations est plus ou moins perturbée. L'atténuation totale de l'onde résulte en fait de deux effets physiques différents :

- l'absorption due aux pertes diélectriques de la lame ;
- les réflexions qui prennent naissance aux différents interfaces air-diélectrique.

Dans l'étude qui va suivre, nous nous proposons de quantifier ces deux effets. Pour simplifier l'étude (pour avoir des ordres de grandeur) nous traitons séparément ces deux effets, l'approche globale de l'atténuation a été traitée par exemple dans la référence [3-1] où l'auteur considère d'une manière générale des lames diélectriques à pertes. Patrick LECOCQ a traité en détail ces problèmes d'absorption et de réflexion. Il aborde notamment le cas de la neige fondante [3-2].

#### III-1-1 ABSORPTION

Par définition, la constante diélectrique complexe d'un milieu s'écrit :

$$\varepsilon^* = \varepsilon_0 (\varepsilon' - j\varepsilon'') \quad (R3-1)$$

avec :  $\varepsilon_0 = \frac{1}{36 \pi} 10^{-9} \text{ F/m} = \text{permittivité du vide}$

On définit également la tangente à l'angle de pente  $\delta$  :

$$\text{tg } \delta = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''} \quad (R3-2)$$

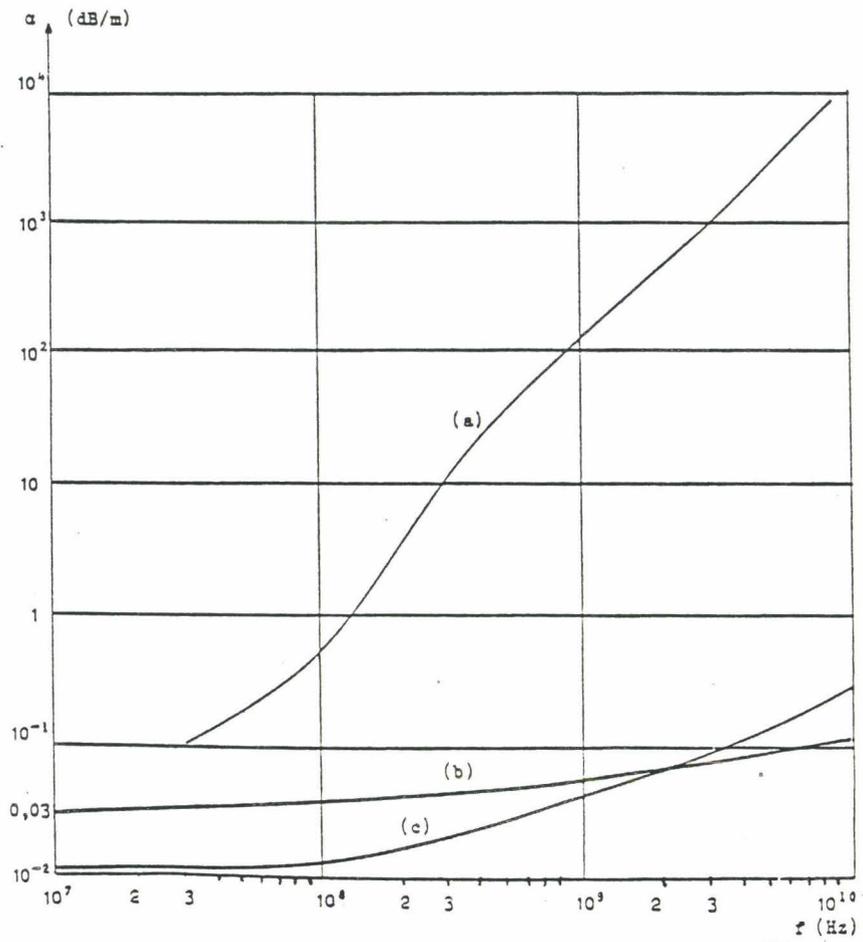


Figure 3-1 : (a) atténuation de l'eau en fonction de la fréquence  
 (b) atténuation de la glace en fonction de la fréquence  
 (c) atténuation de la neige sèche en fonction de la fréquence

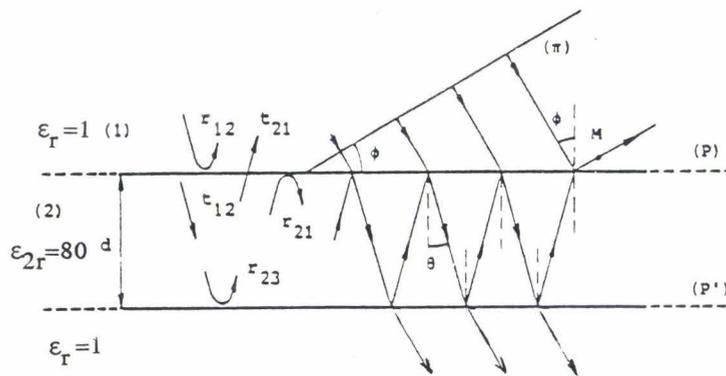


Figure 3-2 : effets de réflexion et réfraction d'une onde plane en présence d'une lame d'eau.

Le facteur d'atténuation de l'onde s'exprime alors par [3-3] :

$$\alpha_{\frac{dB}{m}} = 8,686 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[ \frac{\epsilon'}{2} \left[ (1 + \operatorname{tg}^2 \delta)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{R3-3})$$

Cette fonction est tracée sur la figure 3-1 pour le cas de l'eau, la neige (sèche), la glace [3-4].

On remarque d'une part que l'absorption croît très rapidement en fonction de la fréquence et d'autre part, que l'eau est le cas le pire : pour l'eau, à 1 GHz, le facteur d'atténuation  $\alpha = 10^2$  dB/m tandis qu'à 2,5 GHz  $\alpha$  est environ 8 fois plus important.

### III-1-2 REFLEXION

Sur la figure 3-2 est représenté un plan d'onde qui se propage vers une lame d'eau d'épaisseur  $d$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 80$ . Pour simplifier, l'eau est supposée sans perte.

En incidence normale (cas où la balise est à la verticale de l'interrogateur), on montre qu'à 1 GHz le coefficient de réflexion  $R$  et la puissance transmise en fonction de l'épaisseur de la lame d'eau ont l'allure donnée sur la figure 3-3 (d'après [3-5]).

On note la présence de pics importants d'atténuation tous les  $k \cdot \lambda_g / 2$  ( $\lambda_g \approx 9$  mm).

Nous avons également traité le cas de la neige à 10 % d'humidité ( $\epsilon_r \approx 6$ ) (figure 3-4). Les minimums sont moins aigus.

### III-1-3 CHOIX DES FREQUENCES ET PUISSANCE DE TRAVAIL

Des résultats précédents, on voit bien qu'une lame d'eau d'épaisseur inférieure à 5 cm est quasiment "transparente" vis-à-vis des moyennes fréquences.

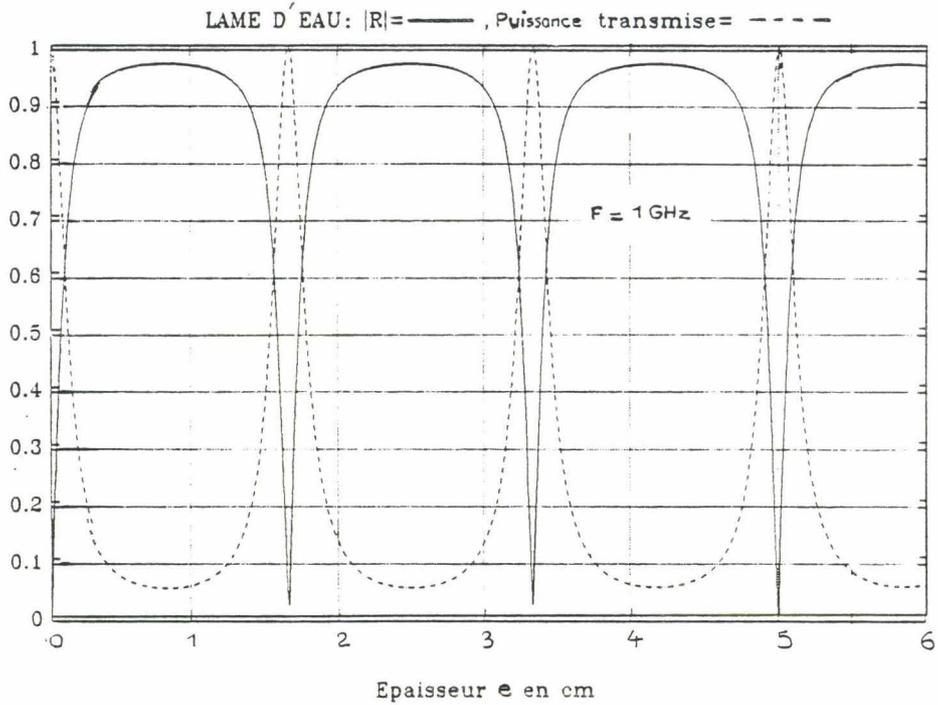


Figure 3-3 :  $|R|$  et puissance transmise à travers une lame d'eau d'épaisseur  $e$ .

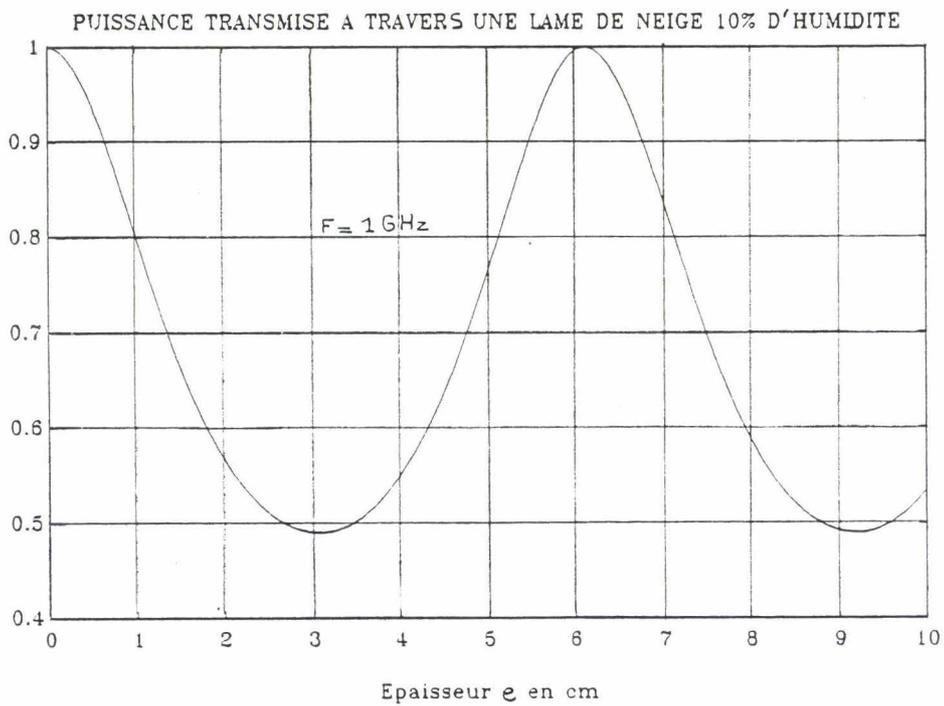


Figure 3-4 : puissance transmise à travers une couche de neige à 10% d'humidité d'épaisseur  $e$ .

Par contre, il n'en est pas de même pour les hautes fréquences; dans ce cas il a fallu faire un compromis entre : atténuation par l'eau, taille réduite des antennes HF et réglementation en matière de spectre radio-électrique. La fréquence 915 MHz (Bande Industrie - Services - Médical) fut choisie à la place du 2,45 GHz, l'atténuation de cette dernière fréquence étant 8 fois plus importante que pour le 915 MHz.

Pour les systèmes n° 1 et n° 2, l'onde HF subit en fait deux atténuations, une première dans le sens interrogateur-balise et une deuxième dans le sens balise - interrogateur. En considérant les différents facteurs de bruit des composants de la chaîne de réception (câble, mélangeur de réception, amplificateur) un calcul théorique nous donne un rapport signal sur bruit de 25 dB (pour une bande d'analyse de 10 MHz) [ 3-5].

Pratiquement, pour recevoir correctement les messages numériques dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire :  $h = 70$  cm, épaisseur d'eau de 8,3 mm, la puissance HF émise par l'interrogateur devait être de l'ordre du watt.

### **III-2 CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE FENTE $\lambda/2$** **(figure 3-5) [3-6] [3-7] [3-8]**

Cette antenne se présente sous la forme d'une fente rectangulaire découpée dans la partie médiane d'une plaque métallique. La fente résonne si sa longueur est égale à  $\lambda/2$  (environ)

L'impédance d'entrée au centre de la fente est [3-9] :

$$Z_f = 363 - j 211 \Omega$$

Pratiquement, l'adaptation de l'antenne à sa ligne d'excitation (50  $\Omega$  dans notre cas) se fait en déplaçant le point d'alimentation vers l'une des extrémités de la fente.

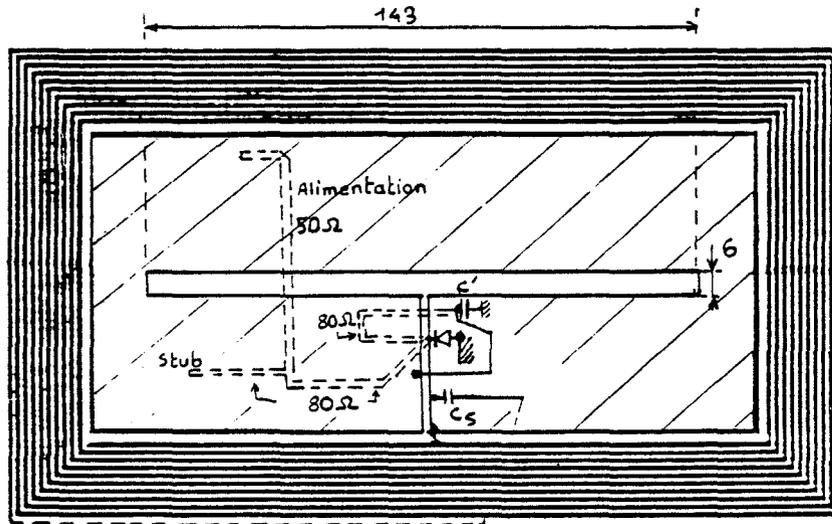


Figure 3-5 : dispositif rayonnant "fente - plaquée" (balise).

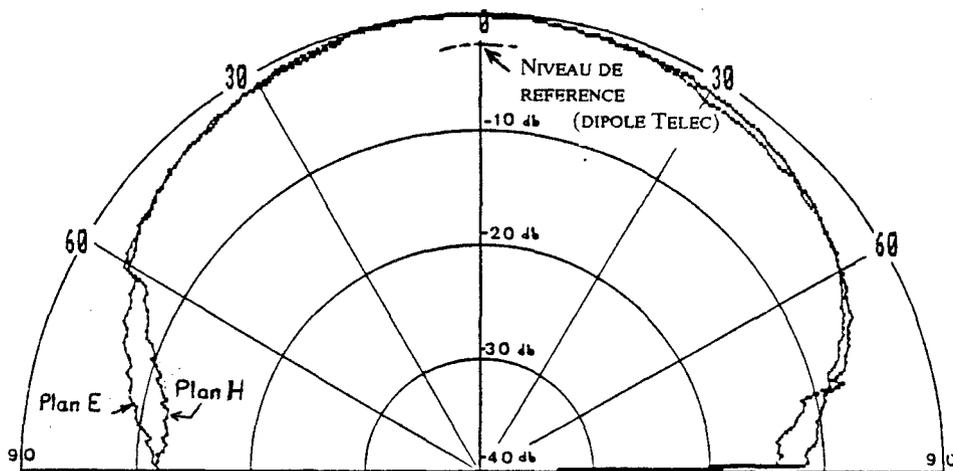


Figure 3-6 : diagramme de rayonnement du dispositif " fente plaquée".

Les diagrammes de rayonnement du dispositif balise fente (munie de son plan réflecteur) sont représentés sur la figure 3-6.

On note que malgré la taille réduite du plan métallique, les caractéristiques de rayonnement sont, à peu de choses près, semblables à celles d'un dipôle classique muni d'un plan réflecteur.

**CHAPITRE IV**  
**LES SYSTEMES A BALISES NUMERIQUES**

## CHAPITRE IV

### LES SYSTEMES A BALISES NUMERIQUES

Dans le chapitre I nous avons décrit le fonctionnement et les caractéristiques du système n° 1 baptisé système de recalage .  
Au cours du chapitre II, nous avons montré comment résoudre le problème posé par l'optimisation des sous ensembles MF.

Nous avons décrit brièvement dans le chapitre III, l'approche concernant la propagation électromagnétique HF à propos d'une antenne fente 1 GHz développée à titre d'exemple. Les effets d'atténuation par une couche d'eau ont été également abordés.

Le but de ce chapitre est de décrire les architectures retenues pour les systèmes numériques. Elles ont été déduites en fait d'après les résultats théoriques et expérimentaux obtenus pour chacun des constituants du système n° 1. Pour la cohérence de l'ouvrage, deux points nouveaux doivent être abordés : la modulation et la démodulation du signal hyperfréquence et le traitement de l'information reçue.

Ces points ont été traité en détail dans la thèse de Y. NGUYEN [4-1]. Nous nous limitons ici aux résultats essentiels.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante :

Après un bref rappel sur les propriétés des principales modulations numériques nous exposons dans une première partie le principe de fonctionnement du système n° 2. Nous montrons

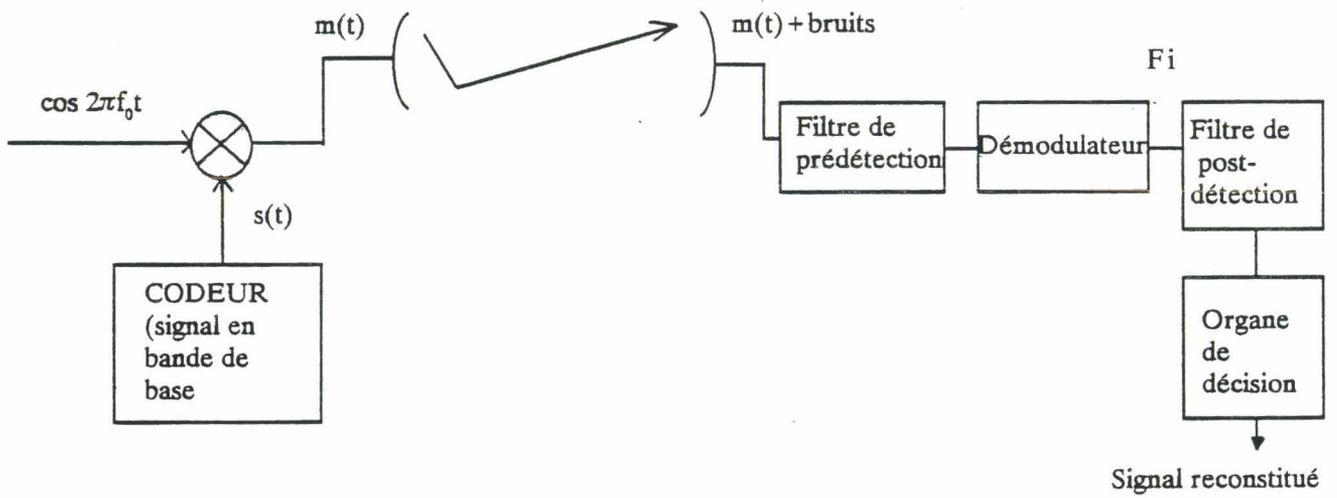


Figure 4-1 : Schéma synoptique simplifié d'une chaîne de transmission

comment à partir d'un codage différentiel de l'information à émettre nous avons construit la structure du système en question.

Nous passerons ensuite à l'étude des systèmes (n°3) à oscillateur intégré dans les balises. Ces derniers prototypes ont été développés dans le but d'améliorer notablement le bilan de transmission de l'onde HF porteuse d'information dans le cas d'un environnement climatique défavorable (dépôt de neige fondante recouvrant la balise par exemple). Le système n° 3 exploite la propriété intéressante de "transparence" d'une couche d'eau vis à vis d'un couplage magnétique MF.

#### **IV - 1 GENERALITES SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL DE LA CHAINE DE TRANSMISSION HERTZIENNE BALISE - INTERROGATEUR.**

##### **IV - 1 - 1 SYNOPTIQUE DE LA CHAINE BALISE - INTERROGATEUR.**

La structure simplifiée de la chaîne de transmission balise - interrogateur est représentée sur la figure 4-1.

La structure est classique mais il est utile de préciser :

- qu'au niveau de la balise, la porteuse  $A(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  est modulée par le signal modulant  $s(t)$ . Ce dernier est issu d'un codeur connecté en sortie d'une mémoire PROM contenant l'information à émettre. Dans le cas du système n° 2, la porteuse  $A(t)$  est en fait l'onde HF émise par l'interrogateur (réémission passive). Dans le cas du système n° 3,  $A(t)$  est produite par des oscillateurs HF implantés sur la balise et alimentés par le cadre MF.

- qu'au niveau du récepteur, la fiabilité avec laquelle le message sera interprété dépend évidemment du rapport signal

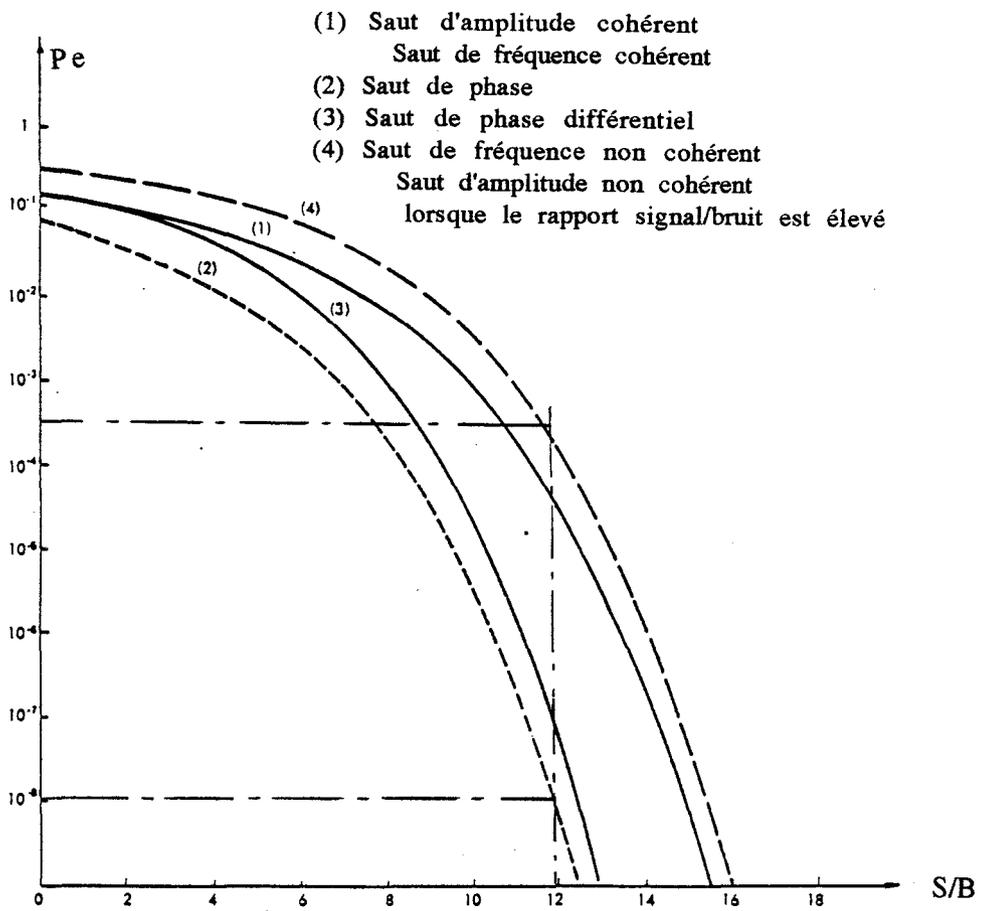


Figure 4-2 : Probabilité d'erreur des systèmes binaires en fonction du rapport signal sur bruit

informatif sur bruit et du type de couple modulation/ démodulation employé. Cette fiabilité se mesure généralement par le T.E.B (taux d'erreur binaire).

Par voie de conséquence, pour minimiser le T.E.B, il est nécessaire d'utiliser des filtres optimums (passe bande pour le filtre de prédétection et passe bas pour le filtre de post - détection).

Dans le cas du système n° 2, le procédé de démodulation d'amplitude est du type synchrone.

Dans le cas des systèmes n° 3, on utilise des procédés classiques de démodulation d'amplitude (détection hétérodyne).

#### **IV - 1 - 2 COMPARATIF DU T.E.B INHERENT AUX DEMODULATIONS COURANTES.**

Nous ne décrivons pas ici l'analyse des différents procédés de démodulation les courbes théoriques de la figure 4-2 suffisent à les caractériser [ 4-2 ].

On remarque que la modulation / démodulation la plus performante en matière de T.E.B est le saut de phase (BPSK). Un système utilisant ce type de modulation est actuellement à l'étude [4-3]. Il ne sera pas décrit ici.

#### **IV - 2 LE SYSTEME N° 2.**

Imaginé par Yann NGUYEN, le principe et la structure du système n° 2 sont différents du système n° 1 par le fait que le système n°2 ne nécessite plus de module "Pythagore" ou "déphaseur".

Le traitement du signal s'effectue ici indépendamment et simultanément sur chacune des deux voies  $F_i$  ( $F_{ix}$  et  $F_{iy}$ ). De plus

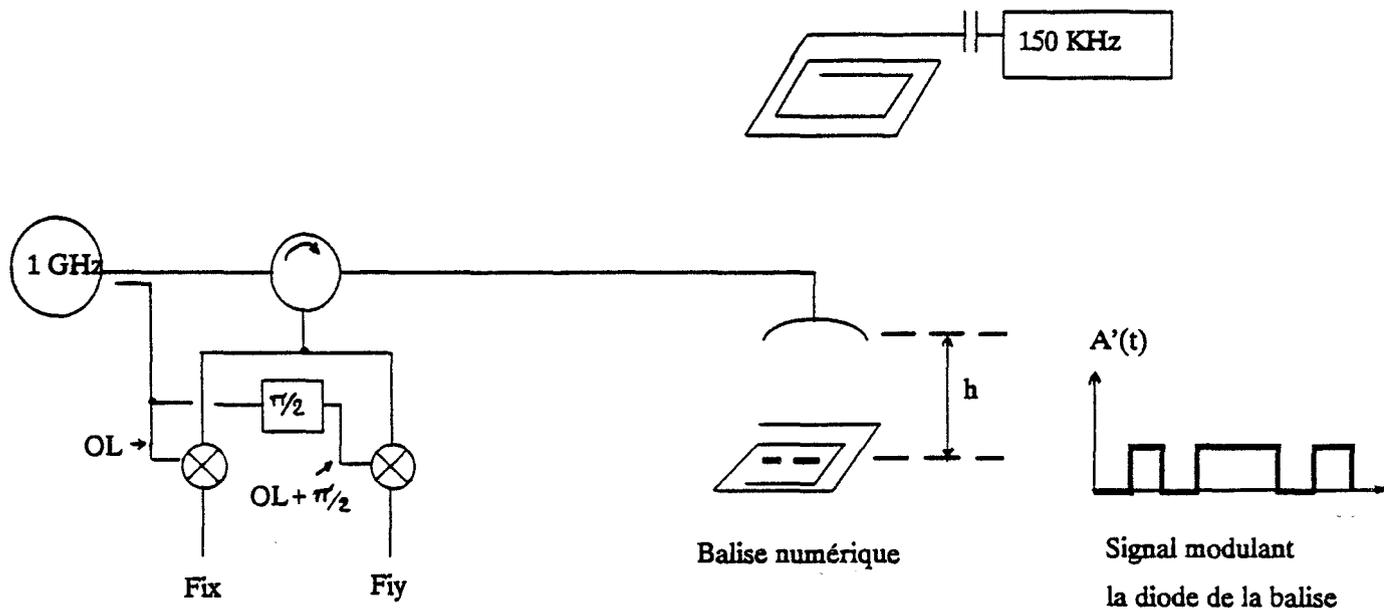


Figure 4-3 : Schéma de principe du système n°2

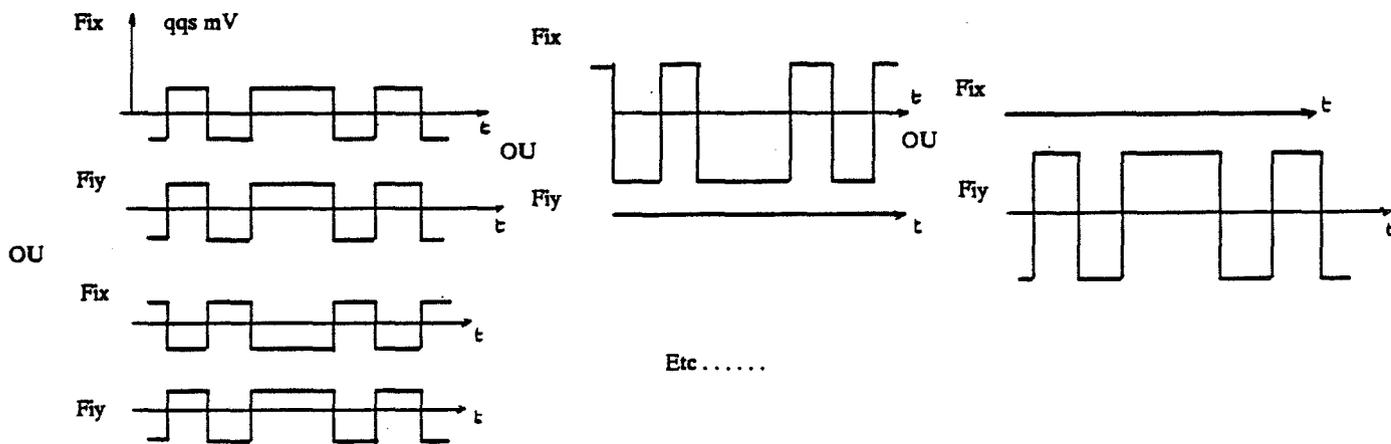


Figure 4-4 : Sorties Fi suivant certaines configurations de hauteur h

pour que l'information numérique puisse être lue sans ambiguïté, on associe au système un précodage appelé différentiel [4-6] [4-7] de l'information émise de la balise.

#### IV - 2 - 1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ( figure 4-3 ).

En utilisant les équations décrivant le mécanisme de la démodulation synchrone (vues aux chapitre I), on montre facilement que pour des hauteurs interrogateur/ balise particulières, on obtient des signaux  $F_i$  représentés sur la figure 4-4.

On retiendra que :

1 ) Les signaux  $F_i$ , s'annulent et s'inversent sous certaines configurations de hauteur. On se trouve donc dans l'impossibilité d'associer, à un instant donné, un niveau analogique à un état logique ( 0 ou 1 ). Il y a donc une ambiguïté sur les états lus.

2 ) Les niveaux analogiques  $F_{ix}$  ou  $F_{iy}$  sont soit en phase soit en opposition de phase.

3 ) Si la balise est sous l'interrogateur, il existe toujours du signal significatif au moins sur l'une des deux voies  $F_{ix}$  ou  $F_{iy}$  .

#### IV- 2 - 1 - 1 Résolution du problème posé par l'ambiguïté binaire.

Ce problème est fondamental.

Une solution consiste à précoder l'information à émettre par l'emploi d'un code différentiel [4-6] [4-7] dont voici le principe :

#### Loi du codage différentiel :

Les symboles 0 et 1 représentatifs d'un caractère à transmettre ne modulent pas directement la porteuse. On intercale un codeur. A la réception, le décodeur différentiel associé compare

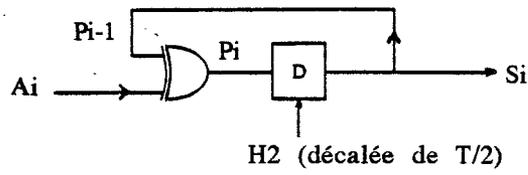


Figure 4-5 : Le codeur différentiel

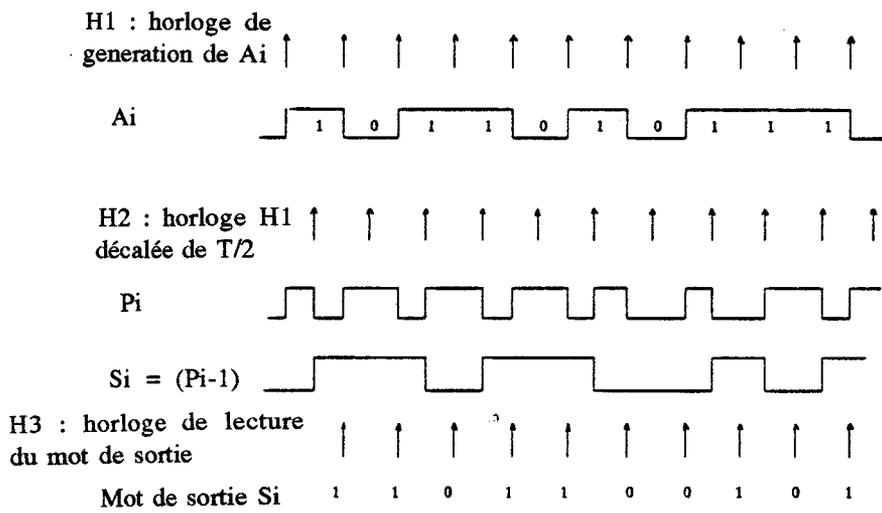


Figure 4-6 : Chronogramme (codeur)

un état de la trame numérique à celui qui le précède immédiatement.

#### A ) Le codeur

Il peut être réalisé simplement à l'aide d'une bascule D et d'un OU exclusif comme le montre la figure 4-5.

Le chronogramme de la figure 4-6 nous montre que si  $A_i$  est la séquence binaire d'entrée (choisie ici à titre d'exemple), la séquence de sortie correspondante est  $S_i$

L'opération de codage est décrite par la fonction suivante :

$$P_i = A_i \oplus P_{i-1}$$

#### B ) Le décodeur

Il est réalisé pratiquement à l'aide de deux bascules D et d'un OU exclusif ( figure 4-7).

Considérons la séquence  $S_i$  précédente issue du codeur qui attaque l'entrée du décodeur. Le chronogramme de la figure 4-8a nous montre que l'on retrouve bien en sortie la séquence d'origine  $A_i$ .

Une particularité importante de ce procédé de codage réside dans le fait que si on rentre dans le décodeur, non plus  $S_i$  mais son inverse  $\overline{S_i}$ , on retrouve de nouveau la séquence d'origine  $A_i$  (figure 4-8b).

En résumé, ce procédé de codage est parfaitement adapté au système puisqu'il permet d'obtenir une interprétation du message émis indépendamment des inversions de phase qui résultent des variations de distance interrogateur / balise.

### IV - 2 - 2 STRUCTURE DU SYSTEME.

#### A ) La balise ( Figure 4-9 ).

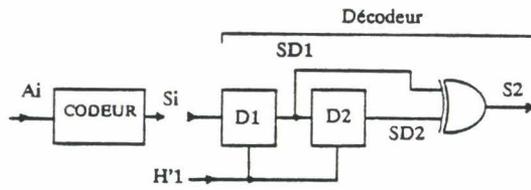


Figure 4-7 : Le décodeur différentiel

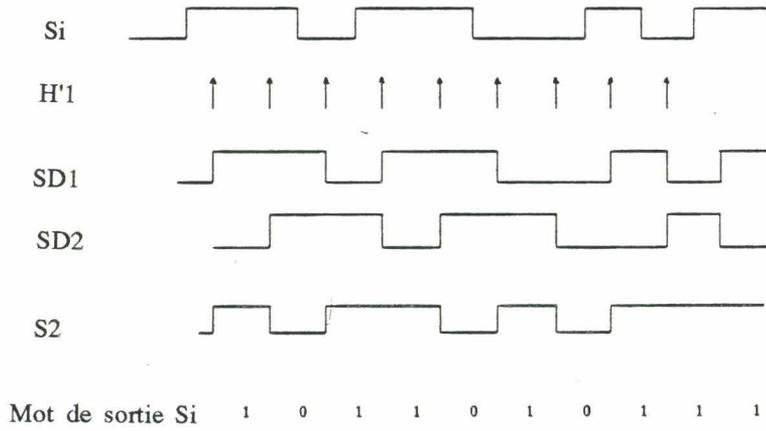


Figure 4-8a : Chronogramme du décodeur (entrée Si)

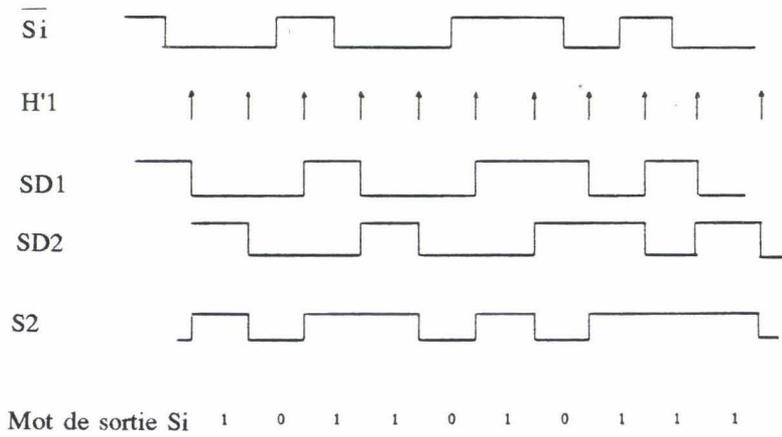


Figure 4-8b : Chronogramme du décodeur (entrée  $\overline{Si}$ )

On note la mémoire PROM contenant l'information originelle  $A_i$ . La porteuse HF émise est modulée en tout ou rien par l'intermédiaire de la diode D commutée directement par le codeur. La séquence émise est Si. L'énergie nécessaire à l'alimentation des différents circuits électroniques est prélevée sur le cadre MF. L'horloge de séquencement de l'information est prélevée également sur le cadre MF.

#### B) Le récepteur ( figure 4-10)

Les deux voies de réception x et y comportent des filtres de post détection passe-bas optimums [4-8] (à bande de NYQUIST : Bessel d'ordre 5).

La réponse d'un filtre à une séquence binaire est représentée à la figure 4-11. On remarque que les transitions sont "émoussées" par des demi arches de sinusoïde. L'amplitude des signaux démodulés variant en fonction de la hauteur h, et le seuil de décision devant être situé au milieu des crêtes du signal, il est impératif d'adjoindre un dispositif de seuil. Ce dernier est réalisé par un détecteur de crêtes et suivi d'un diviseur de tension par 2. Sa sortie constitue ainsi la référence de comparaison avec le signal incident. Cette fonction est matérialisée par un comparateur analogique.

On remarque également sur le schéma synoptique la présence d'un "squelch" qui permet de valider la sortie d'une voie si le signal qui la traverse possède une amplitude suffisante.

Pour retrouver le message originel  $A_i$  les sorties des décodeurs sont cablées en OU.

On note enfin que le séquencement des différentes opérations ( horloges de lecture, synchro, etc... ) est obtenu à partir du cadre MF.

#### **IV -2 - 3 QUELQUES RESULTATS D'ESSAIS DYNAMIQUES A 150 kb/s.**

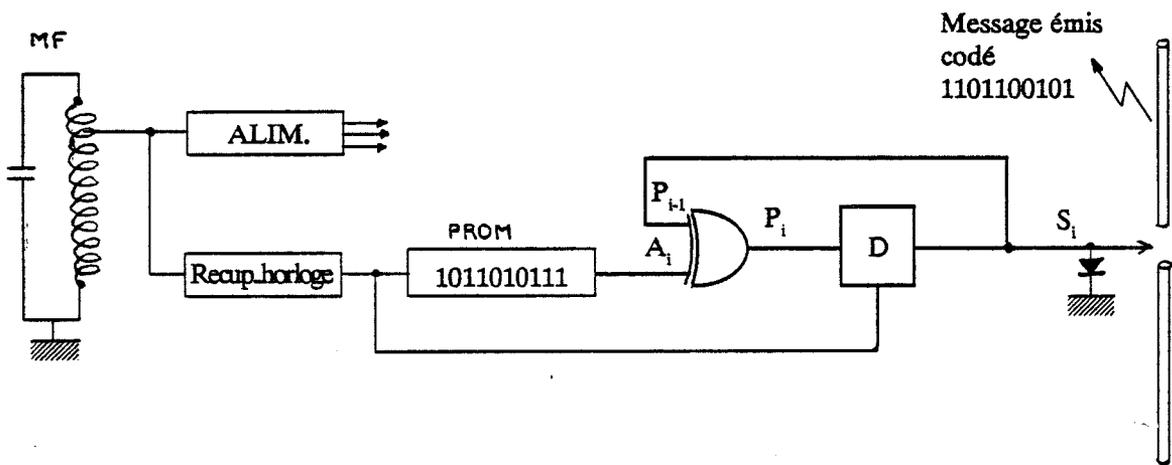


Figure 4-9 : Schéma de principe de la balise numérique.

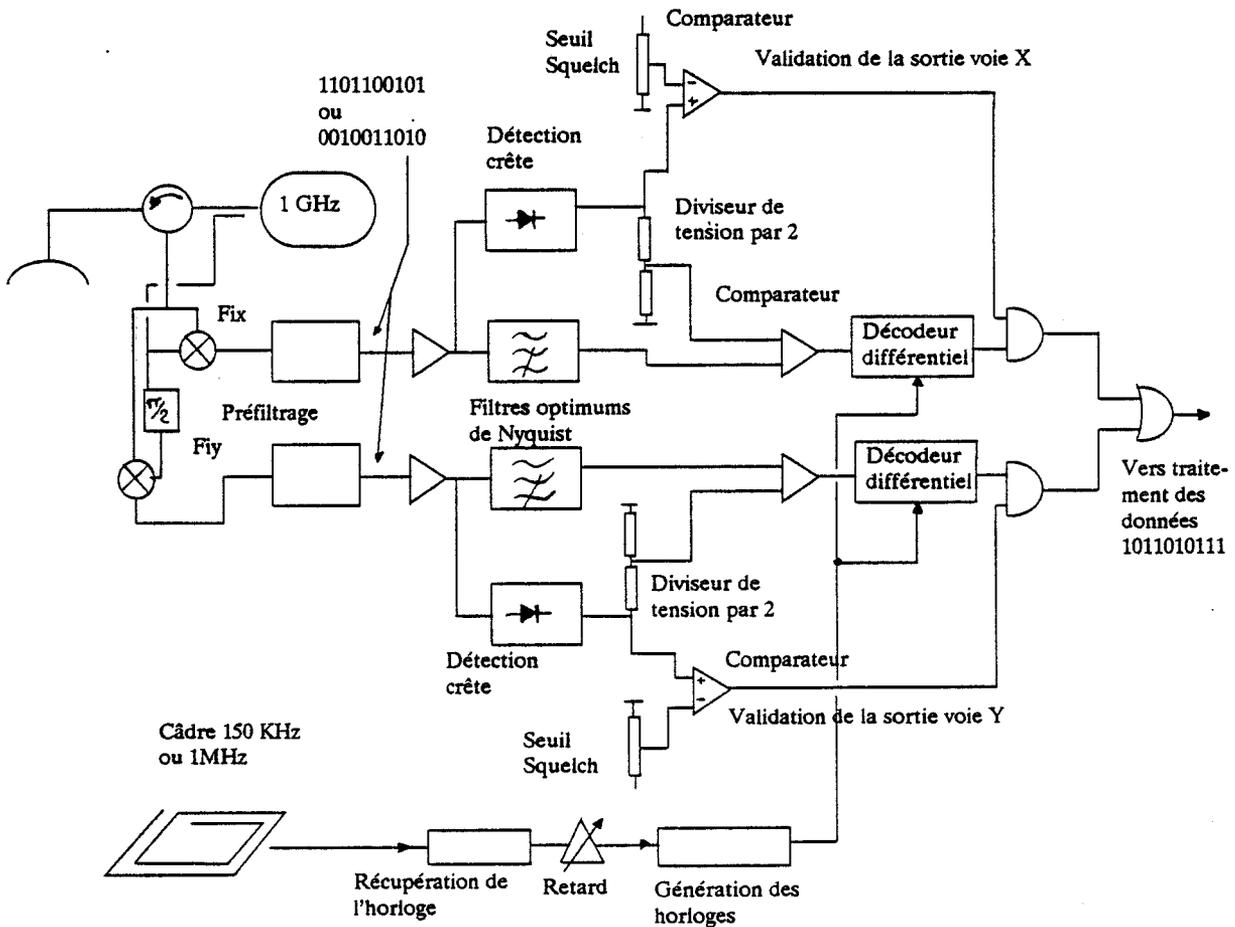


Figure 4-10 : Récepteur du système n° 2

Les essais se réfèrent à la version SNCF à 150 kb/s. La version 1 Mb/s n'étant pas terminée.

L'enregistrement de la figure 4-12 correspond à un tir de balise à une vitesse de 70 km/h, pour  $h = 60$  cm. La puissance HF d'émission est de 11 dBm ( essai obtenu avec un banc d'essais dynamiques de laboratoire ).

Le message est "LA SNCF C'EST POSSIBLE".

Le listing des messages reçus et décodés par le système (figure 4-13), nous montre que l'on reçoit correctement 11 messages sur 15 émis.

D'autres essais pour  $h$  variant entre 30 et 70 cm sont tout aussi concluants.

#### **IV - 2 - 4 CONCLUSION**

Nous avons rencontré d'autres difficultés provoquées entre autres par l'effet Doppler. Son influence sur la transmission numérique a nécessité une étude approfondie [ 4-1 ].

Les essais effectués avec le système n° 2 ainsi réalisé, démontrent le bien fondé de sa structure.

#### **IV - 3 LES SYSTEMES N° 3 (BALISES A OSCILLATEUR):**

Ces systèmes se distinguent des précédents par le fait que l'interrogateur n'émet plus de HF, mais uniquement de la MF. La balise est équipée d'un oscillateur alimenté par le cadre MF et modulé en tout ou rien par la PROM contenant le message au rythme de la MF.

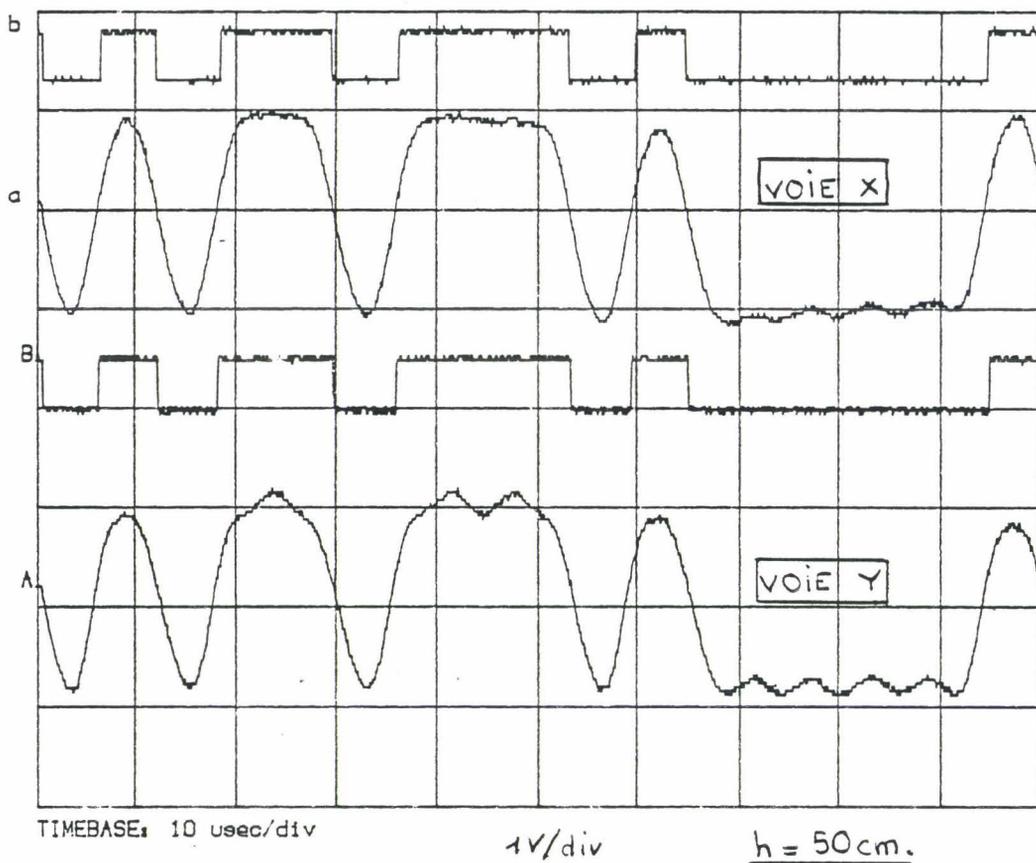


Figure 4-11 : Réponse des filtres de BESSEL passe-bas 150 kHz du système n° 2

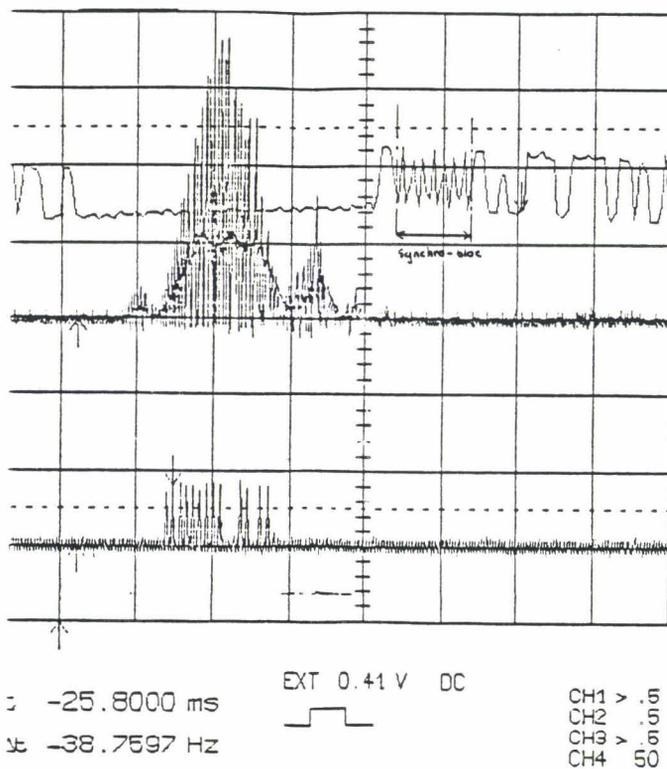


Figure 4-12 : Signal numérique reçu Fix après filtrage de la composante BF Doppler

L'avantage de cette nouvelle structure réside dans le fait que la transmission d'information est moins atténuée (deux fois moins) qu'avec les autres systèmes. En effet dans le cas des système n° 1 et n° 2 que l'on pourrait qualifier "d'aller - retour", l'onde HF subit en fait deux affaiblissements : une première dans le sens interrogateur-balise, et une deuxième dans le sens de réémission : c'est à dire balise-interrogateur.

Supposons à présent qu'une lame d'eau recouvre la balise. Suivant son épaisseur, nous avons vu au chapitre III que la lame pouvait apporter une atténuation importante. D'où l'idée d'implanter un oscillateur dans la balise qui serait alimenté par la MF, cette dernière ne subissant presque pas d'atténuation par l'eau. L'atténuation de l'onde HF n'a lieu alors que dans le sens balise - interrogateur.

En contre partie ne disposant plus de la référence HF au récepteur, il faut ici mettre en oeuvre une démodulation d'amplitude classique ( hétérodyne ).

Pour notre part, nous avons utilisé un récepteur de télévision qui convient parfaitement pour cette application. Afin de rester compatible avec les tuners TV, nous avons réaliser deux balises :

- une balise à oscillateur 820 MHz munie d'une antenne fente
- une balise à oscillateur 50 MHz munie d'une antenne cadre blindée électriquement.

#### IV-3-1 LA BALISE 820 MHZ

Le schéma de l'oscillateur est représenté à la figure 4-14. Il s'agit d'un oscillateur à lignes dont la théorie sortirait du cadre de l'ouvrage. On la trouvera décrite par exemple dans [4-4] [4-5]. Les transistors HF utilisés sont du même type que ceux qui équipent les Tuners TV.



La sortie HF du dispositif aussi réalisé est montrée sur la figure 4-15.

L'allure du signal numérique démodulé au niveau du téléviseur est représenté figure 4-16. Les conditions de mesure sont:  $h = 60$  cm et une épaisseur d'eau recouvrant la balise de 5 cm. Le rapport S/B est de 11 dB environ. L'atténuation produite par la lame d'eau est en fait compensée ici par la CAG du récepteur.

Malheureusement nous sommes confrontés au problème de stabilité en fréquence de l'oscillateur (dérive de 4 MHz environ pour une variation de température de  $100^{\circ}\text{C}$ ).

#### IV-3-2 LA BALISE 50 MHZ

Dans le but de réduire encore l'atténuation de l'onde HF, nous avons développé une balise à oscillateur 50 MHz à couplage magnétique. Son schéma est donné à la figure 4-17.

La fréquence d'oscillation est fixée ici par circuit accordé LC, mais pourrait être stabilisée notablement par l'usage d'un quartz.

La sortie de l'oscillateur est validée ou non au moyen d'une porte ET. Le transistor FET joue le rôle d'adaptateur entre les circuits de commutation et l'antenne cadre. Le blindage de cette dernière est entaillé dans la partie diamétralement opposée à son point d'alimentation. Cette antenne permet d'augmenter la sélectivité spatiale du dispositif. Pratiquement, l'antenne peut être réalisée très simplement à partir d'un câble coaxial d'impédance  $75 \Omega$ .

L'antenne de réception est du même type. Elle n'est théoriquement sensible qu'à la composante  $H_r$  du champ électromagnétique rayonné par la balise.

En ce qui concerne enfin les résultats d'essai, nous avons remarqué que la transmission n'était pratiquement pas perturbée par l'eau.

Le courant circulant dans le cadre balise est d'environ 100 mA. L'enregistrement de la figure 4-18 donne l'allure d'une trame numérique 1Mb/s démodulée par le récepteur TV.

Au delà d'un cercle de 40 cm de rayon centré sur l'axe de l'interrogateur, aucun signal n'est capté. Ce système permettrait de résoudre le problème de diaphonie entre voies.

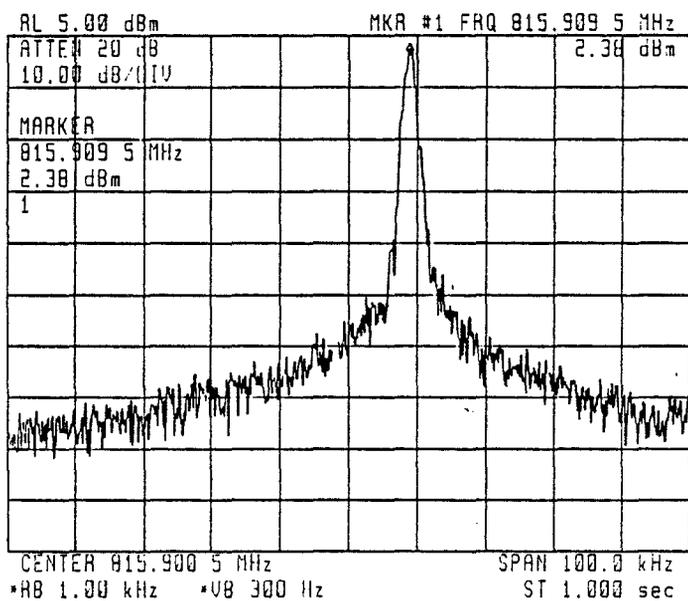


Figure 4-15 : Caractéristique du signal de sortie de l'oscillateur 820 MHz.

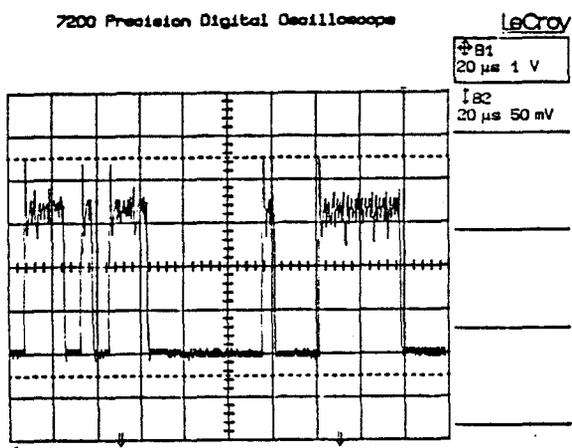


Figure 4-16 : Allure du signal numérique récupéré par le téléviseur (h = 70 cm)

Ajoutons enfin qu'une étude plus approfondie du couplage magnétique interrogateur/balise pourrait être effectuée en utilisant les résultats obtenus au cours du chapitre II consacré aux circuits MF.

#### **IV-4 LA CARTE D'ACQUISITION DES INFORMATIONS EN TEMPS REEL.**

Sa fonction première est de qualifier l'information numérique reçue lors des essais dynamiques. Elle permet entre autres de quantifier le taux d'erreur binaire, notamment pour des positions diverses de la balise par rapport à l'interrogateur.

Munie d'une sortie synchronisation pour oscilloscope numérique elle permet également l'analyse des trames numériques incidentes.

Elle permet enfin d'utiliser toute la souplesse de la logique microprogrammée : traitement des données en temps réel, comptage d'erreur, test de codes dits de sécurité etc..... Elle présente de plus l'avantage de faire l'acquisition des messages à des débits pouvant s'élever jusqu'à 1 Mb/s : la plupart des analyseurs de protocoles commerciaux sont limités à des débits de 256 kb/s.

Le synoptique de la carte est représenté sur la figure 4-19. Pour atteindre des vitesses de traitement élevées, la carte est basée sur une architecture "Pipe-Line" utilisant 2 microcontrôleurs 80C31 (INTEL) qui travaillent en parallèle. La minimisation du temps d'exécution est obtenue grâce à des programmes écrits en langage d'assemblage qui sont résidents dans les EEPROM n°1 et n°2.

Les programmes ont été développés avec un émulateur temps réel [4-9] [4-10] et ont été écrits sous forme modulaire. Compte tenu de la complexité des logiciels développés (environ 4 kilo octets) ils ne seront pas décrit ici. Nous nous limitons au principe de fonctionnement du module d'acquisition :

- les trames sérielles numériques décodées en provenance de la carte de traitement analogique du signal sont "parallélisées" sous forme d'octets sur le bus interne de la carte au rythme de l'horloge de lecture.

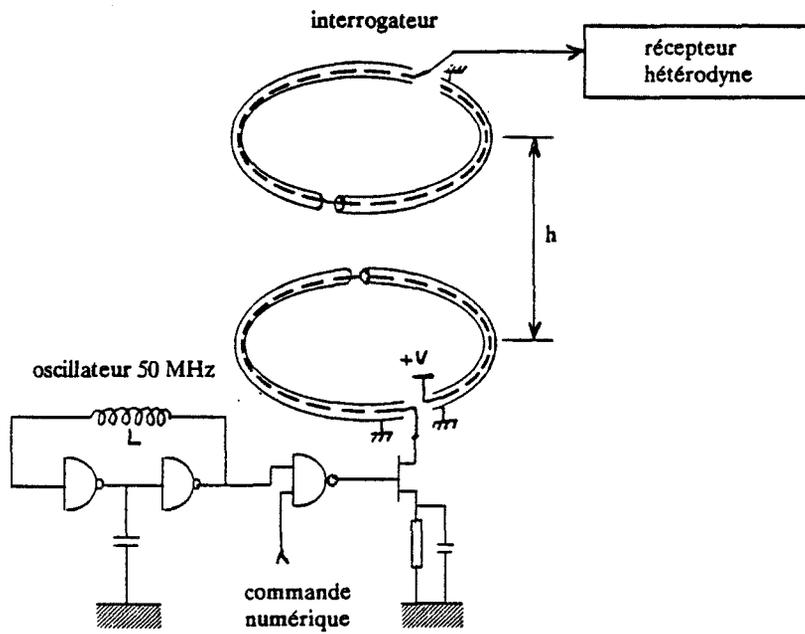


Figure 4-17 : Schéma de principe de la partie HF de la balise 50 MHz

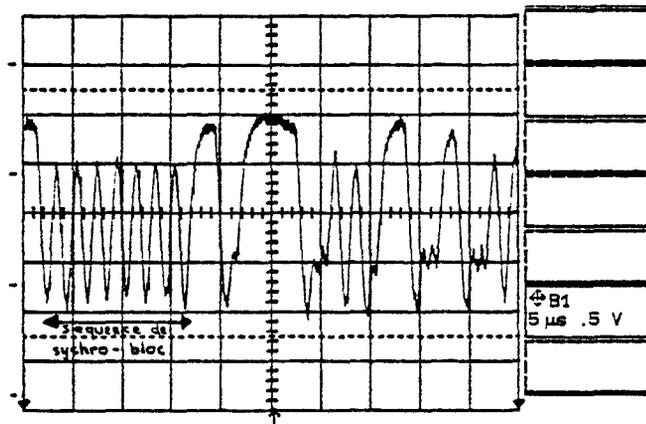


Figure 4-18 : Signal de sortie  $F_i$  du téléviseur : trame numérique d'environ 1 Mb/s.  
h = 50 cm

- le  $\mu$ c maître n°1 gère localement la carte de la manière suivante :

Il met en attente  $\mu$ c2 par action sur la ligne de commande A1. Après détection du préfixe de synchronisation trame (16 bits 0 et 1 en alternance),  $\mu$ c1 acquiert les informations sur le bus après avoir sélectionné les commutateurs de bus appropriés. Il remplit ainsi sa mémoire RAM interne (de capacité limitée) jusqu'à 32 octets. Cette phase terminée, il oriente le bus vers  $\mu$ c2 par action sur le sélectionneur c10. Il ordonne ensuite à  $\mu$ c2 de stocker à son tour les prochaines données dans sa RAM interne; pendant ce temps,  $\mu$ c1 transfère le contenu de sa RAM interne vers la RAM 1 externe. A son tour, après avoir rempli sa RAM interne,  $\mu$ c2 "rend la main" à  $\mu$ c1, par action sur A2 et après avoir commuté le bus dans sa position de départ il remplit la RAM 2 externe.

Ce processus se répétera ainsi de suite jusqu'à stockage complet des données émises par la balise.

Après passage de la balise, les données mémorisées sont alors transférées vers un calculateur pilote (HP 9816) via une liaison série RS232C et sont visualisées en clair. Le traitement statistique peut être alors réalisé par le calculateur en temps différé.

Sur le synoptique, on note enfin l'existence d'un module permettant de programmer les PROMS des balises.

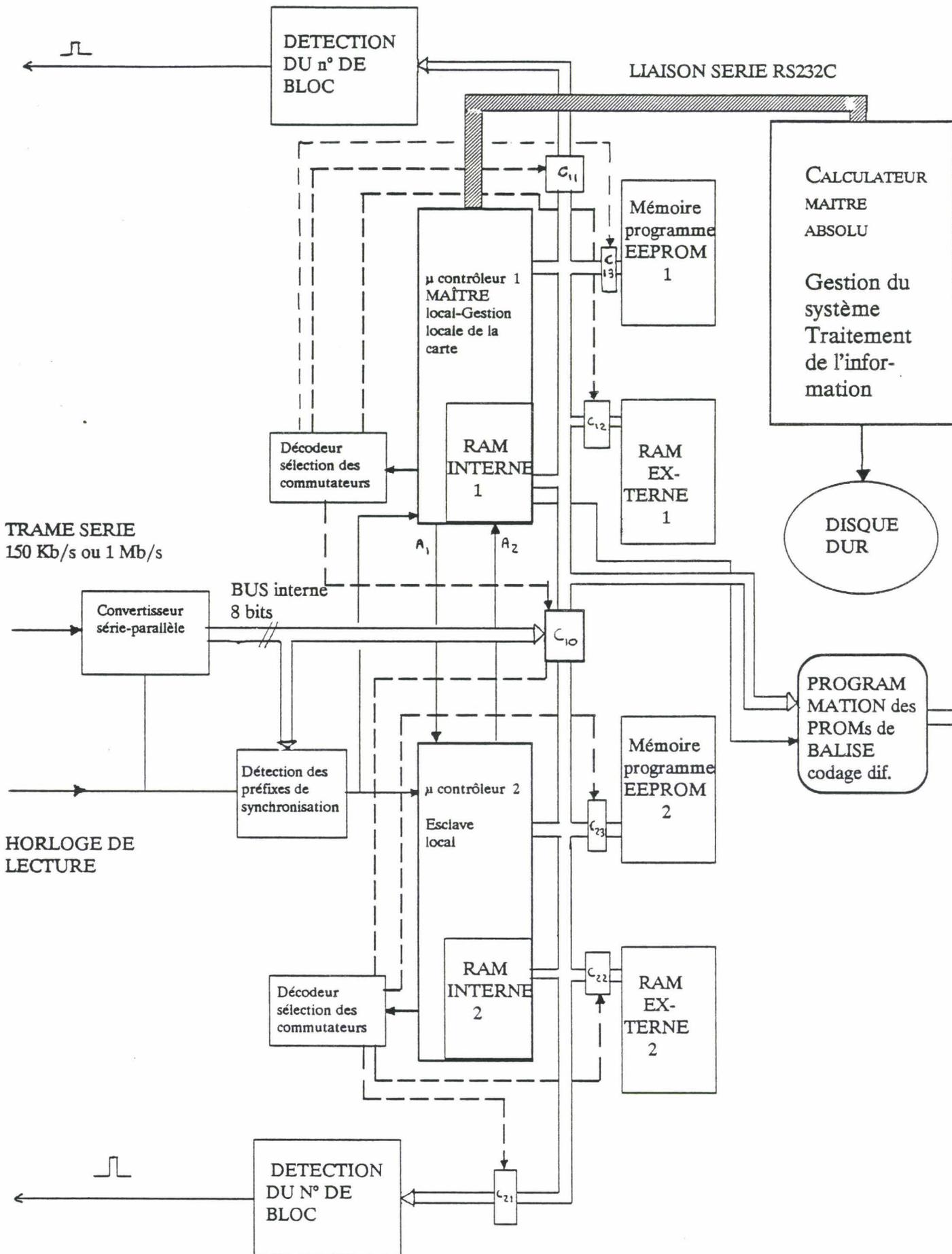
## IV-5 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, après avoir résumé les généralités sur le traitement du signal de la chaîne de transmission hertzienne balise-interrogateur nous avons, dans une première partie, décrit le système original n°2.

Après examen des causes de l'ambiguïté d'ordre 2 sur le signal démodulé, nous avons vu comment aboutir progressivement à l'architecture du système en question qui s'appuie sur l'utilisation d'un procédé de codage particulier : le codage différentiel.

Les résultats d'essais démontrent la validité de la structure proposée.

Figure 4-19 : Synoptique de la carte de traitement numérique des informations.



Dans le but de fournir d'autres éléments de réponse au cahier des charges SNCF, notre travail de prospection à débouché sur le développement d'autres dispositifs originaux (système n°3). Pour essayer d'améliorer le bilan de transmission en présence d'eau, nous avons montré comment à partir d'une balise équipée d'un oscillateur il était possible de recevoir simplement un message en réception hétérodyne.

Enfin, nous donnons le principe de fonctionnement du sous ensemble d'acquisition en temps réel des trames numériques que nous avons réalisé à partir de deux microcontrôleurs travaillant en parallèle.

## **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Le travail exposé dans ce mémoire fait état de l'avancement de recherches dans le domaine de la signalisation ferroviaire par des localisateurs ponctuels (balises) placés sur les voies. Les travaux réalisés débouchent sur la réalisation de systèmes originaux permettant de déterminer la position des trains avec une grande précision et une bonne sûreté de fonctionnement.

Le principe de base, conçu au laboratoire par le professeur GABILLARD, permet de garantir à l'exploitant une fiabilité certaine des informations qu'il aura à gérer. L'originalité tient au fait que les signaux récupérés utilisent deux fréquences différentes simultanément: une moyenne fréquence (MF) et une haute fréquence (HF). C'est à partir de ce concept initial (1<sup>o</sup> système) que nous avons développé un second système puis un troisième dispositif.

Dans le premier chapitre du mémoire est rappelé la structure du premier interrogateur, appelé PHYTAGORE. Il intègre les principes avantageux de la démodulation synchrone. Nous présentons de façon sommaire le second système, dit à deux voies codées différentielles ainsi qu'un troisième système dit à oscillateur.

Les architectures de ces deux derniers dispositifs font l'objet d'explications plus détaillées dans le chapitre 4. Leur particularité commune est de nécessiter une optimisation du couplage des circuits d'antennes de la moyenne fréquence.

Cette étude est entièrement développée dans le chapitre 2 compte tenu de son importance pour l'alimentation des circuits électroniques de la balise et des synchronisations éventuelles. Nous développons en particulier, pour différentes configurations spatiales, le calcul et la vérification expérimentale du bilan de transmission et présentons des méthodes originales d'optimisation d'antennes MF imprimées. C'est précisément la conception en vue de la réalisation industrielle de ces antennes qui a soulevé des difficultés.

Pour conférer aux systèmes une bonne sélectivité spatiale nous avons choisi une solution qui consiste à translater deux cadres plats et parallèles. Ce moyen "inhabituel" de transmission d'énergie au sens où les cadres sont en mouvement relatif, a nécessité une étude détaillée.

La méthodologie retenue est exposée et une analyse commente point par point les effets physiques rencontrés dans les bobines imprimées. Cette étude débouche sur la création de logiciels de simulation dont certains permettent de prévoir le comportement des circuits MF, pour différentes géométries et dispositions spatiales des cadres. Le bilan de puissance peut être évalué avec une précision meilleure que 10 %. Les résultats

de simulation numériques sont validés expérimentalement. Ces logiciels consistent des outils précieux pour l'optimisation des prototypes industriels des cadres.

En ce qui concerne les problèmes liés à la haute fréquence nous nous limitons dans le 3<sup>ème</sup> chapitre à rappeler les effets d'absorption et de réflexion dûs à l'eau qui risque de recouvrir la balise.

Dans le 4<sup>ème</sup> chapitre, à l'issue des investigations exposées dans les chapitres précédents, nous avons décrit en détail le principe et l'architecture du système à balises de haut débit numérique (n° 2). Nous avons montré comment à partir d'un traitement simultané du signal sur les 2 voies du récepteur synchrone, il est possible de s'affranchir des phénomènes d'annulation et d'inversion des signaux démodulés grâce à un précodage différentiel des informations binaires contenues dans la balise (les inversions étant dues aux variations de hauteur de caisse).

Des résultats d'essais dynamiques à 120 km/h ont démontré la validité de la structure de ce système original.

Pour essayer d'améliorer le bilan de transmission HF en présence d'eau, nous avons proposé deux autres dispositifs. Ce sont des balises équipées d'oscillateurs (50 MHz ou 1 GHz).

°°°

## BIBLIOGRAPHIE

### BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION

[1] R. GABILLARD - Y. NGUYEN - C. SEMET.

"Dispositif de détection du passage d'au moins un mobile en un point déterminé de son emplacement." Brevet français 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 Least One Location Fixed By Its Travel". Brevet américain n°5068655 - 26 novembre 1991.

[4] R. GABILLARD - Y. NGUYEN - C. SEMET.

"Dispositif d'aide à la localisation ponctuelle des trains par balises passives à codage différentiel". Enveloppe SOLEAU déposée à l'Institut National de la Propriété Industrielle.

[5] R. GABILLARD - Y. NGUYEN - M. HAMZAOUÏ - C. SEMET.

"Dispositif d'aide à la localisation ponctuelle des trains à haut débit d'informations numériques à modulations par sauts de phase BPSK".  
enveloppe SOLEAU.

[6] Y. NGUYEN.

" Etude et réalisation d'un système de localisation de véhicules guidés par balises passives." Mémoire CNAM - 2 juin 1989 LILLE.

[7] Y. NGUYEN.

"système de localisation par balises passives - Optimisation de ses mélangeurs ." Mémoire de DEA 1989 - LILLE

[8] Y. NGUYEN.

" Etude et réalisation de dispositifs d'identification et de localisation ponctuelle de véhicules de transport guidés par balises passives."  
Thèse de doctorat de l'Université soutenue le 5 décembre 1991 à LILLE.

[9] Y. NGUYEN - C. SEMET.

"Etude d'un système de localisation de véhicules guidés par balises passives - principes généraux"  
Rapport de contrat USTLFA/SNCF/Région Nord Pas-de-Calais octobre 1989.

[10] Y. NGUYEN - C. SEMET.

"Etude d'un système de localisation par balises passives - Transmission électromagnétique."  
Rapport de contrat USTLFA/SNCF/Région Nord Pas-de-Calais janvier 1990.

[11] Y. NGUYEN - C. SEMET.

"Etude de faisabilité d'une localisation de trains par balises électroniques pour le réseau ferroviaire SNCF".  
Rapport de contrat USTLFA/Région Nord Pas-de-Calais avril 1990.

[12] Y. NGUYEN - C. SEMET - M. HAMZAOU.

"Conception et réalisation de 5 systèmes de localisation et d'identification de trains - Phase maquettes industrielles."

Rapport final de contrat USTLFA/SNCF/Région Nord Pas-de-Calais décembre1991.

[13] M. HAMZAOU - P. LECOCQ.

"Réalisation d'un localisateur de balises bifréquence. 1 GHz-128 kHz."

Rapport de fin de contrat USTLFA/SNCF/MATRA-TRANSPORT. mai 1990.

## **BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I.**

[1-1] Y. NGUYEN

"Etude et réalisation de dispositifs d'identification et de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises passives"

Mémoire de thèse de doctorat de l'Université soutenue le 5 décembre 1991 à LILLE.

[1-2] HEROLD E.W - BUSH R.R - FERRIS W.R.

"Conversion Loss of Diode Mixers having image frequency impedance "

Proceeding of the IRE - Septembre 1945 pp.603-609.

[1-3] BARBER M.R.

"Noise figure and conversion Loss of the Schottky Barrier Mixer Diode"

P.629-635. IEEE Transactions on microwave theory and technics Vol MTT-15, n° 11 - November 1967.

[1-4] Y. NGUYEN - C. SEMET - M. HAMZAOU.

"Conception et réalisation de 5 systèmes de localisation et d'identification de trains - Phase maquettes industrielles"

Rapport final de contrat USTLFA/SNCF/Région Nord Pas-de-Calais décembre1991.

## **BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II.**

[2-1] R. GABILLARD.

"Cours de DEA - UER de LILLE I".

[2-2] TERMAN F.E

"Radioengineers handbook "- New York 1943 (Mac Graw Hill)

[2-3] BRYAN H.E.

"Printed inductors and capacitors" Tele-tech and Electronic Industries pp. 68-124; December 1955.

- [2-4] P. GRIVET .  
"Physique des circuits" Masson et Cie 1960.
- [2-5] H. KADEN.  
"Characteristics of Air-Core Coils with a Coplanar Spiral Winding"  
Siemens Forsch- u.Entwickl. Ber. Bd. 2 (1973) Nr.1  
By Springer-Verlag 1973
- [2-6] F. GARDIOL  
"Electromagnétisme" DUNOD 1987.
- [2-7] A. J. PALERMO.  
"Distributed capacity of single-layer coils" Proceeding of the Institute of Radio Engineers, Vol 22, Number 7, pp 897-905, july 1934.
- [2-8] GROVER F.W.  
"Inductances calculations" New York Van Nostrand- 1946.
- [2-9] C. B. AIKEN.  
" Two-Mesh Tuned Coupled Circuit Filters" Proceeding of the Institute of Radio Engineers, Vol 25, Number 2, pp 230-273, february 1937.
- [2-10] L. RAMON.  
"Conducteurs aux hautes fréquences" Guide de l'ingénieur E 230.
- [2-11] H.M. GREENHOUSE  
" Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors" IEEE Transactions On Part, Hybrids, and Packaging, php-10, n°2, pp101-109, june 1974.
- [2-12] CASSE J.L. " Printed transformers for high frequency" Electronic Engineering- june 1969, pp 34 et 38.
- [2-13] C. GUTTON - F. CARBENAY.  
" Etude d'un cadre destiné aux mesures d'intensité du champ au voisinage d'une antenne" Ann. des PTT 1938-I (27<sup>e</sup> année).
- [2-14] JOHNSON W. C.  
"Transmission Lines and Networks" Mac Graw Hill, pp 76-80, 1950.

### BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [3-1] G. DUBOST.  
"Propagation libre et guidée des ondes électromagnétiques - Rayonnement" .  
Masson, Paris 1981.
- [3-2] P. LECOCQ.  
"Contribution à l'étude du fonctionnement de balises de localisation de véhicules ferroviaires dans des conditions climatiques défavorables"  
Thèse de doctorat de l'Université de LILLE (soutenance prévue le 21 septembre 1992).

[3-3] VON HIPPEL A.R.

" Les diélectriques et leur applications" DUNOD 1961.

[3-4] LIVA V.

"Émissivité et transmission de la neige en ondes centimétriques- Application à la détection radiométrique des victimes d'avalanche" Thèse de docteur-ingénieur - Grenoble 1976.

[3-5] N. NGUYEN.

"Etude et réalisation de dispositifs d'identification et de localisation ponctuelle de véhicules de transports guidés par balises passives"  
Thèse de doctorat de l'Université - 5 décembre 1991.

[3-6] THOUREL L. et COMBES P.F.

" Antennes" Guide de l'ingénieur E 3280.

[3-7] EYRAUD L. - GRANGE G. - OHANESSIAN H.

"Théorie et technique des antennes" VUIBERT.

[3-8] BUI-HAI NHU.

"Antennes micro-ondes , Applications aux faisceaux hertziens" MASSON 1978.

[3-9] BAHL I. J. - BHARTIA.

"Microstrip antennas" Artech House 1980.

## **BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV**

[4-1] Y. NGUYEN.

"Etude et réalisation de dispositifs d'identification et de localisation ponctuelle de véhicules de transport guidés par balises passives" Thèse de doctorat de l'Université - 5 décembre 1991 LILLE.

[4-2] CLAVIER J. - NIQUIL N. - COFFINET G. - BEHR F.

"Théorie et technique de la transmission des données".  
ENSTA Masson et Cie 1977.

[4-3] R. GABILLARD - Y. NGUYEN - M. HAMZAOUY - C. SEMET.

"Dispositif d'aide à la localisation ponctuelle des trains à haut débit d'informations numériques à modulations par sauts de phase BPSK".  
Enveloppe SOLEAU.

[4-4] G. GENTILI.

" Amplificateurs et oscillateurs microondes" Masson et Cie Paris 1984.

[4-5] S. ROWAN - S. ROSENBAUM.

"An analytic approach to optimum oscillator desing using S-parameters"  
IEEE Transaction on MTT Vol MTT 3, n°8, August 1983.

[4-6] G. ATTAL - A. SOBRA.

" Modulation et démodulation" Guide de l'ingénieur E3450 - E3451 - E3452.

[4-7] P. MAGNE.

" Faisceaux hertziens numériques" Guide de l'ingénieur E7540 - E7541.

[4-8] K. FEHER.

" Digital communications in microwaves applications". Prentice Hall, Englewood  
Cliffs, New Jersy 1981.

[4-9] INTEL "IPDS 51" Users Guide.

[4-10] INTEL "ICE 51 FX in circuit emulateur".

