

50578  
1991  
318

66364

50578  
1991  
318

N° d'ordre : 827

# THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET DES TECHNOLOGIES  
DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: *ELECTRONIQUE*

par

Yann NGUYEN



**ETUDE ET REALISATION DE DISPOSITIFS DE LOCALISATION  
PONCTUELLE DE VEHICULES DE TRANSPORTS GUIDES  
PAR BALISES ELECTRONIQUES PASSIVES**

Soutenu le 5 Décembre 1991 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : MM.	R. GABILLARD	Président, Directeur de Thèse
	Y. DAVID	Rapporteur
	P. DEGAUQUE	Rapporteur
	P.A. ROLLAND	Examineur
	M. HEDDEBAUT	Examineur
	A. GAZET	Invité
	R. LARDENNOIS	Invité
	A.J. POUILLE	Invité

Ce travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'un programme de recherche entre l'UNIVERSITE DES SCIENCES ET DES TECHNOLOGIES DE LILLE, la SOCIETE NATIONALE DES CHEMINS DE FER FRANÇAIS et la société MATRA TRANSPORTS.

L'impétrant a bénéficié d'une bourse de thèse co-financée par le Conseil Régional Nord-Pas de Calais et la SNCF.

Nous tenons à remercier tous ces organismes.

*A ma famille,*

*Agnès, Mai - Thi et Camille*

# REMERCIEMENTS

J'ai été accueilli au laboratoire de Radiopropagation et Electronique par Monsieur le Professeur Robert GABILLARD qui a assuré la direction de ce travail. Il a su être de bon conseil tout en me laissant beaucoup d'initiatives. L'aide efficace qu'il m'a prodiguée, aussi bien technique que financière, la patience dont il a su faire preuve à mon égard, ses qualités d'inventeur et d'homme de dialogue ont contribué à l'aboutissement de ce travail. Pour tout cela et pour avoir su faire de moi un ingénieur, je lui dédie ce travail et lui exprime ma très sincère reconnaissance. Je tiens à le remercier de l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider mon jury.

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

à Monsieur le Professeur Pierre DEGAUQUE pour l'aide et les conseils qu'il m'a toujours prodigués et pour avoir accepté d'assurer la tâche de rapporteur.

à Monsieur Y. DAVID, directeur du C.R.E.S.T.A., pour m'avoir fait l'honneur de juger mon travail et à Monsieur M. HEDDEBAUT, directeur de recherche dans ce même centre, pour avoir accepté de faire partie du jury.

à Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND du Centre Hyperfréquence et Semi-conducteur qui m'a accordé le bénéfice de ses conseils au début du travail de thèse et qui a bien voulu l'examiner,

à Monsieur A. GAZET, chef de division du département ASTREE à la SNCF, pour l'intérêt qu'il porte à nos travaux. Ce mémoire est pour moi l'occasion de lui faire part de toute ma gratitude pour m'avoir octroyé une aide financière pour mes recherches concernant les systèmes de localisation.

à Monsieur R. LARDENNOIS, responsable du service "Produits Nouveaux" de MATRA-TRANSPORT qui a bien voulu faire partie du jury.

à Monsieur A. J. POUILLE, directeur des transports et à Madame SAUVET, directrice du service recherche du Conseil Régional Nord / Pas-de-Calais qui m'ont octroyé une bourse de recherche BDI.

à Monsieur C. SEMET, ingénieur de recherche au laboratoire dont l'aide et les conseils ont été déterminants pour mener à bien l'ensemble des travaux,

à Messieurs M. HAMZAOUI, P. LECOCQ, A. WOESTELAND qui préparent une thèse. Leur aide constante et efficace a également contribué à l'aboutissement de ce travail.

à Monsieur B. DESMOULIN, Maître de Conférences, aux ingénieurs: Messieurs J. BAUDET, D. CHARPENTIER, et à Messieurs D. DESGARDIN et M. GHAZLI, pour m'avoir accordé le bénéfice de leur conseils pendant toute la durée de ce travail.

à Madame C. CHEROUTRE pour les nombreux services de secrétariat qu'elle m'a rendus.

je ne saurais oublier de remercier Messieurs les Professeurs L. RACZY et J.P. DUBUS pour le dévouement qu'ils ont toujours manifesté à l'égard des étudiants du C.N.A.M dont j'ai fait partie.

Mesdemoiselles Emmanuelle TALLEU et Mai-Thi NGUYEN, Madame Rosine REYNAERT ont assuré la dactylographie de ce mémoire. Je les remercie pour leur patience, leur bonne humeur et la qualité de leur travail.

La reproduction de ce mémoire 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 mes camarades du laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont toujours témoignée.

## SOMMAIRE.

<b>PREAMBULE</b> .....	<b>1</b>
<b>INTRODUCTION</b> .....	<b>2</b>
<hr/>	
<b>I. CHAPITRE I : PRESENTATION GENERALE</b> .....	<b>5</b>
I-1. LA LOCALISATION .....	5
I-2. CONTRAINTES .....	7
I-3. CONCEPTION GENERALE D'ENSEMBLE .....	8
I-3.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT : LA REEMISSIION PASSIVE .....	8
I-3.2. PREMIERS ELEMENTS DE CONSTRUCTION DU SYSTEME .....	10
I-3.2.1. CRITIQUE DE LA STRUCTURE INITIALE .....	10
I-3.2.2. REMEDE .....	11
I-3.3. ARCHITECTURE SYSTEME RETENUE POUR LE SYSTEME N°1 .....	11
I-3.3.1. OBJECTIFS .....	11
I-3.3.2. SYNOPTIQUE DU SYSTEME N°1 .....	11
I-3.3.3. PARTICULARITES DU SYSTEME N°1 .....	12
I-3.3.4. PARTICULARITES DES BALISES .....	13
I-3.4. CARACTERISTIQUES SOMMAIRES DU SYSTEME N°1 .....	16
I-4. PRESENTATION SOMMAIRE DES SYSTEMES N°2 ET N°3 .....	17
I-5. PRESENTATION DU SYSTEME N°4 .....	17
I-6. PRESENTATION DU SYSTEME N°5 .....	18
I-7. PRESENTATION DES PROBLEMES PARTICULIERS A RESOUDRE .....	19
<hr/>	
<b>II. CHAPITRE II : LES MELANGEURS</b> .....	<b>24</b>
II-1. LA CONVERSION DE FREQUENCE .....	24
II-1.1. PROCESSUS DE MELANGE - PRINCIPE .....	24
II-1.2. CARACTERISTIQUES DE L'ELEMENT MELANGEUR : LA DIODE SCHOTTKY .....	25
II-1.3. CHOIX DES DIODES SCHOTTKY .....	26
II-2. LE PROCESSUS DE MELANGE .....	27
II-2.1. ANALYSE QUALITATIVE - RAPPEL .....	28
II-2.2. ANALYSE QUANTITATIVE .....	28
II-2.2.1. METHODE D'ANALYSE THEORIQUE - PERTES DE CONVERSION - IMPEDANCES D'ENTREES RF ET DE SORTIE FI .....	28
II-2.2.2. ESTIMATION DES PERTES DUES UNIQUEMENT AUX ELEMENTS PARASITES DE LA DIODE .....	30

<b>II-3.</b>	<b>BRUIT DU MELANGEUR .....</b>	<b>31</b>
II-3.1.	BRUIT INTRINSEQUE AU MELANGEUR .....	31
II-3.2.	BRUIT DU MONTAGE SOURCE-MELANGEUR-CHARGE-OSCILLATEUR LOCAL .....	31
<b>II-4.</b>	<b>CHOIX DES STRUCTURES ET CARACTERISTIQUES PRATIQUES DES .....</b>	<b>32</b>
	<b>MELANGEURS .....</b>	<b>32</b>
II-4.1.	CARACTERISATION DES DIODES - REPRODUCTIVITE DE FABRICATION DES MELANGEURS .....	32
II-4.2.	CARACTERISTIQUES DU MELANGEUR BALISE .....	32
	II-4.2.1. CHOIX DE LA STRUCTURE .....	32
	II-4.2.2. CARACTERISTIQUES DU MELANGEUR .....	33
	II-4.2.2.1. OPTIMISATION PRATIQUE DES PERTES DE CONVERSION DU MELANGEUR .....	33
	II-4.2.2.2. INFLUENCE DU NIVEAU DU SIGNAL D'OSCILLATION LOCAL .....	34
	II-4.2.2.3. POINT DE COMPRESSION 1 DB .....	35
	II-4.2.2.4. BANDE PASSANTE DU MELANGEUR.....	35
	II-4.2.2.5. ESSAIS A 2 GHz .....	36
II-4.3.	CARACTERISTIQUES DES MELANGEURS DE RECEPTION .....	36
	II-4.3.1. CHOIX DE LA STRUCTURE DU MELANGEUR DE RECEPTION .....	36
	II-4.3.2. CARACTERISTIQUES DU MELANGEUR DE RECEPTION .....	37
	II-4.3.2.1. OPTIMISATION DU RENDEMENT DE CONVERSION .....	37
	II-4.3.2.2. INFLUENCE DU NIVEAU D'OSCILLATION LOCALE .....	37
	II-4.3.2.3. POINT DE COMPRESSION 1 DB .....	38
	II-4.3.2.4. IMPEDANCE D'ENTREE RF ET OL .....	38
	II-4.3.2.5. BANDE PASSANTE .....	38
	II-4.3.2.6. POSSIBILITE D'EVOLUTION A 2 GHz .....	38
II-4.4.	REPRODUCTIVITE DES MELANGEUR .....	39
<b>II-5.</b>	<b>MELANGEUR ACTIF .....</b>	<b>39</b>

---

**III. CHAPITRE III : PROPAGATION - ANTENNES - ..... 42**

<b>III-1.</b>	<b>APPROCHE SIMPLIFIEE DU PROBLEME DU RAYONNEMENT .....</b>	<b>43</b>
	<b>ELECTROMAGNETIQUE PRODUIT PAR LES ANTENNES.....</b>	<b>43</b>
III-1.1.	RAYONNEMENT DU DOUBLET ELECTRIQUE .....	43
III-1.2.	RAYONNEMENT DU DOUBLET MAGNETIQUE.....	43
III-1.3.	REMARQUES .....	44
III-1.4.	FORMULES DE BASE .....	45
III-1.5.	DEFINITIONS ET GENERALITES CONCERNANT LES ANTENNES .....	45
III-1.6.	CRITERES DE CHOIX DES ANTENNES .....	46
<b>III-2.</b>	<b>ABSORPTION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES -</b>	
	<b>CHOIX DE LA PUISSANCE ET DES FREQUENCES DE TRAVAIL .....</b>	<b>47</b>

<b>III-2.1.</b>	ABSORPTION .....	47
<b>III-2.2.</b>	REFLEXION - REFRACTION .....	49
<b>III-2.3.</b>	CHOIX DES FREQUENCES DE TRAVAIL .....	54
<b>III-2.4.</b>	OPTIMISATION DE LA PUISSANCE D'EMISSION .....	54
<b>III-2.5.</b>	CALCUL DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT .....	56
<b>III-2.6.</b>	CONCLUSION .....	56
<b>III-3.</b>	<b>LA LIGNE MICRORUBAN SUR EPOXY.....</b>	<b>57</b>
<b>III-3.1.</b>	PERMITTIVITE RELATIVE EFFECTIVE ET IMPEDANCE CARACTERISTIQUE - ABAQUES .....	57
<b>III-3.2.</b>	MESURE DE LA LONGUEUR D'ONDE GUIDEE .....	58
<b>III-3.3.</b>	EVALUATION DES PERTES .....	58
<b>III-3.4.</b>	CONCLUSION .....	59
<b>III-4.</b>	<b>DESCRIPTION SIMPLIFIEE DES ANTENNES HYPERFREQUENCES DU SYSTEME ....</b>	<b>59</b>
<b>III-4.1.</b>	L'ANTENNE DIPOLE DEMI-ONDE.....	60
<b>III-4.2.</b>	INFLUENCE DU SOL ET DES CONDUCTEURS.....	60
<b>III-4.3.</b>	ANTENNE FENTE .....	61
<b>III-4.4.</b>	ANTENNE "PATCH" RECTANGULAIRE.....	62
<b>III-5.</b>	<b>REALISATION ET CARACTERISATION DES ANTENNES HYPERFREQUENCES</b>	
	<b>DU SYSTEME .....</b>	<b>66</b>
<b>III-5.1.</b>	DISPOSITIF RAYONNANT INTERROGATEUR - DIPOLE PLAQUE .....	66
	III-5.1.1. DESCRIPTION .....	67
	III-5.1.2. CARACTERISTIQUES.....	67
	III-5.1.3. CONCLUSION .....	68
<b>III-5.2.</b>	DISPOSITIF RAYONNANT FENTE-PLAQUEE.....	68
	III-5.2.1. DESCRIPTION .....	68
	III-5.2.2. CARACTERISTIQUES.....	69
	III-5.2.3. CONCLUSION.....	69
<b>III-5.3.</b>	DISPOSITIF RAYONNANT ANTENNE "PATCH" .....	70
	III-5.3.1. DESCRIPTION .....	70
	III-5.3.2. CARACTERISTIQUES.....	70
	III-5.3.3. CONCLUSION.....	71
<b>III-5.4.</b>	COMPORTEMENT DES ANTENNES HF DE BALISE EN FONCTION DE LA POSITION .....	
	RELATIVE INTERROGATEUR/BALISE .....	72
<b>III-6.</b>	<b>LES CIRCUITS MOYENNE FREQUENCE .....</b>	<b>72</b>
<b>III-6.1.</b>	STRUCTURE DES CIRCUITS MF RETENUS POUR LE SYSTEME N°1 .....	73
	III-6.1.1. COMPORTEMENT DES CIRCUITS MF EN FONCTION DE LA FREQUENCE .....	74
	III-6.1.2 COMPORTEMENT DES CIRCUITS EN FONCTION DES DEPLACEMENTS RELATIFS	
	INTERROGATEUR / BALISE .....	74
<b>III-6.2.</b>	DESCRIPTION ET COMPORTEMENT DES CIRCUITS MF 150 KHz .....	74
<b>III-6.3.</b>	DESCRIPTION ET COMPORTEMENT DES CIRCUITS MF 1 MHZ.....	77

III-6.4.	CONCLUSION .....	79
<hr/>		
<b>IV.</b>	<b>CHAPITRE IV : LE SYSTEME N°1.....</b>	<b>81</b>
IV-1.	OPTIMISATION DE LA STRUCTURE DE LA BALISE "FENTE" .....	82
IV-2.	L'INTERROGATEUR - LE MODULE PYTHAGORE .....	82
IV-2.1.	REALISATION DE LA PARTIE DEMODULATION DE L'INTERROGATEUR .....	84
IV-3.	QUELQUES RESULTATS D'ESSAIS AVEC LA BALISE DIFFERENTIELLE .....	85
IV-3.1.	DESCRIPTION DU BANC D'ESSAIS .....	85
IV-3.2.	MESURE DE LA PRECISION DE LOCALISATION .....	86
IV-3.3.	ESSAIS DES BALISES "0" - "1" .....	86
<hr/>		
<b>V.</b>	<b>CHAPITRE V : LES SYSTEMES NUMERIQUES .....</b>	<b>88</b>
V-1.	ANALYSE DES PROCEDES SIMPLES DE MODULATION NUMERIQUES .....	90
V-1.1.	DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE DE QUELQUES SIGNAUX MODULANTS .....	90
V-1.2.	QUELQUES TYPES DE MODULATIONS .....	91
	V-1.2.1.MODULATIONS LINEAIRES- MODULATION AM .....	92
	V-1.2.2.MODULATIONS NON LINEAIRES .....	93
V-1.3.	DEMULATIONS .....	95
V-1.4.	TRAITEMENT DU SIGNAL EN BANDE DE BASE .....	97
V-1.3.	TAUX D'ERREURS BINAIRES .....	97
V-2.	CHOIX DU PROTOCOLE DE TRANSMISSION .....	100
V-3.	LA CARTE D'ACQUISITION DES DONNEES EN TEMPS REEL .....	101
V-4	LE SYSTEME N°2 .....	103
V-4.1.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .....	103
V-4.2.	STRUCTURE SIMPLIFIEE DU SYSTEME .....	104
V-4.3.	SYNOPTIQUE GENERAL DU SYSTEME .....	105
V-4.4.	PREMIERS ESSAIS DU SYSTEME N°2 .....	105
V-5.	QUANTIFICATION DU DEPHASAGE $\varphi$ .....	109
V-6.	LE SYSTEME N°3 A POLARISATIONS CROISEES .....	110
V-7.	LE SYSTEME N°4 .....	111
V-7.1.	LA BALISE 820 MHz .....	111
V-7.2.	LA BALISE 50 MHz .....	113
V-8.	LE SYSTEME N°5 - BALISE A IMPULSIONS 50 MHz .....	114

<b>CONCLUSION</b> .....	<b>117</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....	<b>119</b>

---

**ANNEXES**

<b>1- METHODE REFLECTOMETRIQUE DE MESURE DES IMPEDANCES (DIODES-ANTENNES)</b> .....	<b>A1</b>
<b>2- IMPEDANCE D'ENTREE RF ET OL DES MELANGEURS DE RECEPTION</b> .....	<b>A3</b>
<b>3- LES LIGNES MICRORUBANS SUR EPOXY</b> .....	<b>A4</b>
<b>4- DETERMINATION DE LA GEOMETRIE DES CADRES MF.</b> .....	<b>A6</b>
<b>5- CONSTANTE DIELECTRIQUE COMPLEXE DES RESINES EPOXYDES</b> .....	<b>A12</b>
<b>6- CALCULS DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE PATCH 1GHz</b> .....	<b>A13</b>
<b>7- SCHEMA DE LA CARTE ANALOGIQUE DE TRAITEMENT DU SIGNAL</b> .....	<b>A15</b>
<b>8- SCHEMA DE LA CARTE DE TRAITEMENT TEMPS REEL DES DONNEES NUMERIQUES</b> .....	<b>A17</b>

---

## **PREAMBULE.**

Pour renforcer la sécurité des lignes de chemin de fer, la SNCF est à l'origine d'un projet qualifié de «révolutionnaire» : ASTREE (Automatisation du suivi des trains en temps réel).

Sa mission : contrôler demain tout le trafic ferroviaire français et peut-être européen. Grâce à ce système, on doit être capable, à tout moment, de demander à chacun des trains sa position et sa vitesse.

Toujours en ce qui concerne les transports publics, le laboratoire de Radiopropagation et Electronique (LRPE) de l'université de Lille, est à l'origine des automatismes du métro de Lille : le VAL (Véhicule Automatique Léger). Rappelons que comme son nom l'indique, ses rames ne nécessitent pas d'agent de conduite. Ce système original de transport est de renommée mondiale et fait l'objet de commandes importantes.

Le travail qui est présenté dans le présent exposé concerne l'étude et le développement d'un système de localisation. Ce dernier constitue un outil qui peut s'intégrer dans de nombreuses utilisations chaque fois que la position d'un mobile guidé demande à être connue avec précision. Il est donc particulièrement bien adapté aux cas VAL et ASTREE.

En effet, certains systèmes automatisés nécessitent des dispositifs permettant de connaître à tout moment la position (absolue) et la vitesse du mobile.

C'est un changement radical de perspective. Pour résumer : «Ce n'est plus le sol qui voit passer le train, mais le train qui se repère constamment par rapport au sol», explique Patrice BERNARD, l'un des pères du projet ASTREE à la SNCF.

Parmi les nombreux procédés connus capables de réaliser ces fonctions, citons à titre d'exemple la roue phonique, le cinémomètre Doppler, la génératrice tachymétrique... Les informations ainsi recueillies peuvent apporter assistance à l'agent de conduite ou être transmises vers le centre de contrôle et de gestion du réseau, au moyen, par exemple, d'une liaison hertzienne véhicule - poste fixe.

Ces mesures donnent lieu à des erreurs cumulatives au fur et à mesure de l'utilisation, dues à la précision finie des appareils d'une part, et aux fluctuations de mesure provoquées par des paramètres externes d'autre part (vibrations, température...).

Pour éviter l'augmentation de cette marge d'incertitude, il est nécessaire de «recalibrer» périodiquement les appareils.

Cette dernière fonction peut être réalisée par des capteurs de position (balises de recalage) disposées à intervalle régulier ou non le long de la trajectoire du mobile.

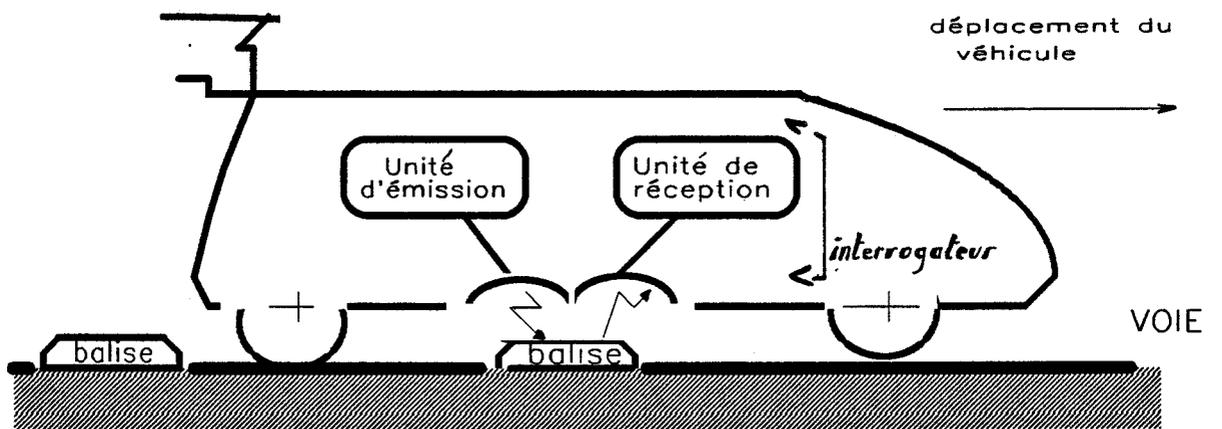


fig-1 . Principe de la localisation des véhicules

## INTRODUCTION GENERALE.

Actuellement et exception faite des systèmes de localisation à contact mécanique, la plupart des dispositifs commercialisés tirent profit des propriétés des ondes électromagnétiques et les utilisent comme support de l'information.

La figure 1 illustre le principe du procédé de localisation. Le véhicule évolue le long d'une voie sur laquelle sont disposées, à intervalles réguliers ou non, des balises spécifiques à la fonction de localisation. Les balises sont lues au vol par un interrogateur placé sous la caisse du véhicule.

Pour situer brièvement le marché actuel, nous rappelons ci-dessous quelques caractéristiques de balises électroniques proposées par différents constructeurs :

- Certaines d'entre elles sont "passives" au sens où elles ne nécessitent pas de source d'énergie interne telle que batterie, piles solaires... Par un procédé de modulation d'amplitude approprié, elles sont capables de transmettre au mobile un message "codé numérique". Malheureusement, elles nécessitent l'utilisation sur la motrice du train, d'un émetteur hyperfréquence puissant (10 watts, 915 MHz). Mis à part le problème d'homologation UIT\*, le risque de diaphonie entre balises voisines est certain. Elles sont chères et ne permettent pas toujours une localisation précise ;

- D'autres au contraire sont munies d'une pile type Lithium. Leur emploi sur réseau national SNCF paraît inconcevable ; il nécessiterait une organisation très impressionnante de remplacement des piles.

Pour satisfaire les besoins en matière de capteurs de déplacement et de transmission ponctuelle, nous avons développé 5 systèmes de localisation qui se caractérisent par le fait qu'ils utilisent deux fréquences d'émission, une haute (HF) et une moyenne (MF) ; il tirent ainsi partie des avantages liés aux propriétés de chacune des fréquences et permettent une détection de la position du mobile sans ambiguïté possible

**1-** Un système utilisant des balises de recalage délivrant un simple top de localisation (très précis). Nous avons qualifié ces premières balises de «balises analogiques».

La MF d'émission est de 4 MHz (ou 150 KHz).

La fréquence HF est de 1GHz.

Le récepteur est à démodulation synchrone d'amplitude.

**2-** Un système utilisant des balises à modulation numérique 150 Kb/s (ou 1 Mb/s).

Emission MF: 150 KHz (ou 1 MHz).

Réception synchrone sur deux voies en quadrature.

**3-** Un système à balises numériques 150 Kb/s (ou 1 Mb/s) utilisant des antennes à polarisations croisées et un modulateur actif.

Réception synchrone.

**4-** Un système à balises numériques qui intègrent un oscillateur 50 MHz ou 820 MHz.

Réception hétérodyne.

**5-** Un système utilisant des balises numériques à impulsions.

Récepteur 50 MHz hétérodyne.

Toutes ces balises sont passives. Leur alimentation est réalisée par induction à partir du champ magnétique produit par le cadre MF embarqué sur la motrice du train.

\* UIT: Union Internationale de Télécommunications.

# INTRODUCTION GENERALE

Signalons que le domaine d'application des systèmes énumérés est relativement vaste et n'est pas limité qu'au domaine ferroviaire.

Le système n°1 a fait l'objet d'un brevet d'invention [1].

Il est partiellement décrit dans les publications [2], [3], [4], [5], [6]. Mohamed HAMZAOUI a étudié en détail l'optimisation des cadres d'émission et de réception Moyenne Fréquence et a participé directement aux travaux décrits dans ce mémoire.

MATRA TRANSPORTS, C. SEMET, P. LECOCQ, A. WOESTELAND, se sont principalement préoccupés d'une variante du système N° 2 qui est plus particulièrement destinée aux applications métros. Il ne sera pas décrit ici.

Les systèmes 1-2-3-5 se caractérisent par le fait qu'ils utilisent 2 fréquences d'émission. Ils ont tous été réalisés. Le système 4, qui a été également réalisé, est basé sur des principes différents.

Dans le cadre de ce travail, nous avons attribué une importance particulière à la conception de l'architecture des systèmes : l'objectif final étant de proposer une structure "multifonctionnelle", c'est-à-dire que le même dispositif embarqué soit compatible avec plusieurs fonctions ; ceci entraînant une augmentation notable de la souplesse d'utilisation et une diminution du coût d'exploitation. Par exemple :

- localisation ponctuelle relative : "recalage" des instruments de bord,
- localisation absolue : par exemple, identification d'un point kilométrique (transmission numérique sol/véhicule),
- estimation du sens de marche du véhicule.

D'un autre côté, installées en extérieur, les balises sont soumises à un environnement très agressif : contraintes d'ordre climatique par exemple, l'eau, la neige, la glace, sans oublier les décharges électrostatiques d'origine orageuse bien connues pour leur pouvoir destructeur. Le système doit accepter ces contraintes très sévères.

En dehors de l'aspect technologique, la faisabilité du système est liée à des considérations d'ordre industriel de coût de développement et de coût de fabrication en série. Dans le cadre ASTREE et en ce qui concerne la fonction de "recalage" par exemple (70 000 km de voie à raison d'une balise tous les kilomètres), il apparaît évident que le prix de revient d'une balise constitue presque à lui seul le facteur déterminant du succès du système. Pour fixer les idées, les balises proposées pour le système N°1, spécifiques au recalage, permettent une précision de position de l'ordre du centimètre et leur coût est à peine supérieur au prix d'un tire-fond fixant le rail sur sa traverse !

Nous verrons que cet avantage offre une multitude de possibilités intéressantes, en particulier pour le système N°1 un codage par succession de balises discriminables entre elles : codage en base 2, 3, ...n !

Sur le plan matériel, l'abaissement du prix de revient n'est possible que si on élabore certains éléments équipant le dispositif de localisation à partir de composants d'usage très courant. Une partie de l'étude est consacrée à ce problème majeur. On montrera que dans certains cas particuliers, l'emploi des composants hyperfréquences commerciaux apparaît ici, comme un luxe inutile : c'est le cas des mélangeurs (entre autres). En effet, les performances obtenues à partir des structures proposées sont même meilleures que celles obtenues à partir des composants industriels pour la simple raison que les structures proposées sont adaptées spécifiquement à l'application qui nous préoccupe. Mais ce travail ne peut être conduit qu'au prix d'une analyse théorique préalable qui permet d'expliquer en partie les résultats expérimentaux d'une part, et fournir des estimations limites des résultats pratiques à obtenir d'autre part. Une analyse théorique ainsi qu'une caractérisation des composants s'avère nécessaire pour résoudre le délicat problème qu'est l'optimisation.

D'un point de vue pratique, nous nous sommes efforcés tout le long de l'étude de simuler les conditions réelles d'utilisation. A cet effet, nous considérons : des vitesses supérieures à 100 km/h, des débattements de caisse du véhicule, la présence du sol, l'absorption de l'onde électromagnétique due à un recouvrement de la balise par une couche d'eau, etc.

Ce sont toutes ces contraintes qui expliquent pourquoi nous avons été conduit à étudier successivement 3 types de systèmes différents, notamment à cause de l'atténuation de l'onde HF provoquée par l'eau.

# INTRODUCTION GENERALE

Notre travail ne constitue qu'une partie du processus d'industrialisation de tel ou tel système. En effet, les systèmes proposés doivent être soumis à un examen attentif en matière de sécurité intrinsèque et de fonctionnement. Les systèmes 1 et 2 sont actuellement en phase d'essais sur site réel d'utilisation: métros et lignes SNCF PARIS-ROUEN.

Le problème étant posé, nous nous limiterons dans le cadre de la présente étude aux fonctions: de localisation du véhicule par simple top (système 1), de la localisation absolue par la transmission au mobile d'un message numérique, et de la détermination du sens de marche.

Dans ce qui suit, nous supposons certains sujets connus. Seuls les rappels théoriques indispensables à la bonne compréhension de l'exposé et quelques méthodes de mesure utiles pour la poursuite ultérieure des travaux y seront mentionnés.

La résolution d'un problème particulier nécessitera bien sûr le recours aux articles et ouvrages spécialisés cités en référence.

Pour ne pas alourdir l'exposé, certains points théoriques et détails de fabrication seront renvoyés en annexe.

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

Dans le 1er chapitre, nous situons le problème posé par la localisation en général en considérant tout d'abord les contraintes de tous ordres auxquelles est soumis le système. Puis nous énumérons les différentes fonctions susceptibles d'être intégrées à l'intérieur d'un concept de localisation unique. Puis dans une seconde partie, nous abordons la conception générale d'ensemble en essayant de répondre au mieux aux impératifs de fonctionnement mentionnés dans la 1ère partie. Nous présentons brièvement le principe des différents systèmes. Pour souligner l'originalité des structures retenues, nous donnons d'emblée les résultats expérimentaux les plus significatifs obtenus avec le système 1. A l'issue de ces considérations, nous présentons les points particuliers qui méritent d'être approfondis. Nos lecteurs seront ainsi aiguillés vers les chapitres appropriés.

Les chapitres II et III traitent respectivement de la fonction mélange (mélangeurs) et de la propagation électromagnétique (antennes). En effet, nous avons vu que le problème lié au choix des composants et l'optimisation des sous-ensembles système se pose de façon particulièrement aigüe. On y trouvera par exemple, une étude sur l'atténuation des ondes EM consécutive à la traversée d'une couche d'eau.

Pour des raisons de clarté dans les explications des systèmes, nous consacrons un 4ème chapitre au système le plus simple N°1. Nous proposons des structures d'éléments annexes mais qui contribuent également à la faisabilité industrielle du dispositif : les sources hyperfréquences (HF) et moyennes fréquences (MF).

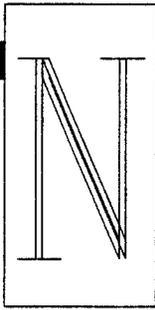
Après un bref rappel sur le traitement du signal dans les différents procédés de modulation envisagés, nous décrivons dans le 5ème chapitre les systèmes numériques 2, 3, 4, 5. Nous montrons les balises et les récepteurs correspondants. Nous examinons le module commun d'acquisition des informations qui est réalisé à partir de 2 microcontrôleurs implantés dans une architecture multi-ordinateurs.

# CHAPITRE I.

---

PRESENTATION

GENERALE.



Nous avons abordé en introduction les conséquences directes résultant du très faible prix de revient des capteurs de position sur les possibilités d'applications offertes par le système. On verra en effet que la notion de localisation relative (balises de recalage) peut s'étendre à la fonction de codage, fondamentale pour les systèmes de transport à pilotage entièrement automatisé tel que le VAL. Dans ce dernier cas, le sol peut délivrer au véhicule les informations suivantes :

- la localisation absolue du mobile : point kilométrique, entrée de canton, position à tout instant, etc ;
- un ordre : par exemple un ordre de ralentissement avant l'engagement du mobile dans une courbe ;
- évaluation de la vitesse instantanée du véhicule ;
- indication du sens de marche du véhicule (utile pour les voies uniques).

D'une manière générale, l'information transmise peut apporter, soit seulement une assistance à l'agent de conduite, soit servir à contrôler et commander la conduite du véhicule (automatisme intégral). On comprend bien à présent l'importance accordée au sol, d'où l'intérêt présenté par les dispositifs de transmission sol-véhicule.

Pour évaluer les possibilités d'intégration des dispositifs proposés dans les différents systèmes de transport, nous commençons par décrire brièvement le concept de localisation dans toute sa généralité et abordons son aspect fonctionnel.

Nous nous proposons ensuite de mieux situer le problème, en considérant cette fois l'ensemble des contraintes, environnement, fonctionnalité, fabrication, coût sans omettre les contraintes d'ordre législatif.

Enfin, après toutes ces considérations qui déboucheront sur les objectifs à atteindre, nous abordons la conception générale du système n°1 proprement dit et présenterons d'emblée ses principales caractéristiques. Ces résultats peuvent être étendus au système numérique n°2 que nous expliquons après. Les principes décrits à propos du système n°1 serviront à expliciter les systèmes numériques n°3. Nous exposons ensuite le principe de fonctionnement des systèmes n°4, n°5. Précisons que les dispositifs 1 et 2 sont abordés ici de manière très schématique et progressive. Les problèmes rencontrés sont ainsi mis en évidence.

Enfin, en fonction des considérations énoncées, nous énumérons les problèmes particuliers à résoudre et donnons l'organisation du reste du manuscrit.

## I-1 LA LOCALISATION

On peut distinguer deux types de localisation :

- la localisation en continu,
- la localisation ponctuelle ou intermittente.

a) Les systèmes de localisation en continu (relativement coûteux), où l'information est continuellement transmise de la voie au véhicule, conviennent pour des réseaux relativement courts ou pour des tronçons de réseaux particuliers : chemins de fer souterrains, voies en bordure de quais, etc. C'est le cas par exemple du guide d'onde rayonnant [1-1].

D'autres systèmes connus tels que le cinémomètre Doppler, roue phonique, permettent également une localisation absolue (indirectement).

b) Systèmes de localisation ponctuelle

Ils sont essentiellement de deux types et du point de vue fonctionnel, ils peuvent être classés de la façon suivante :

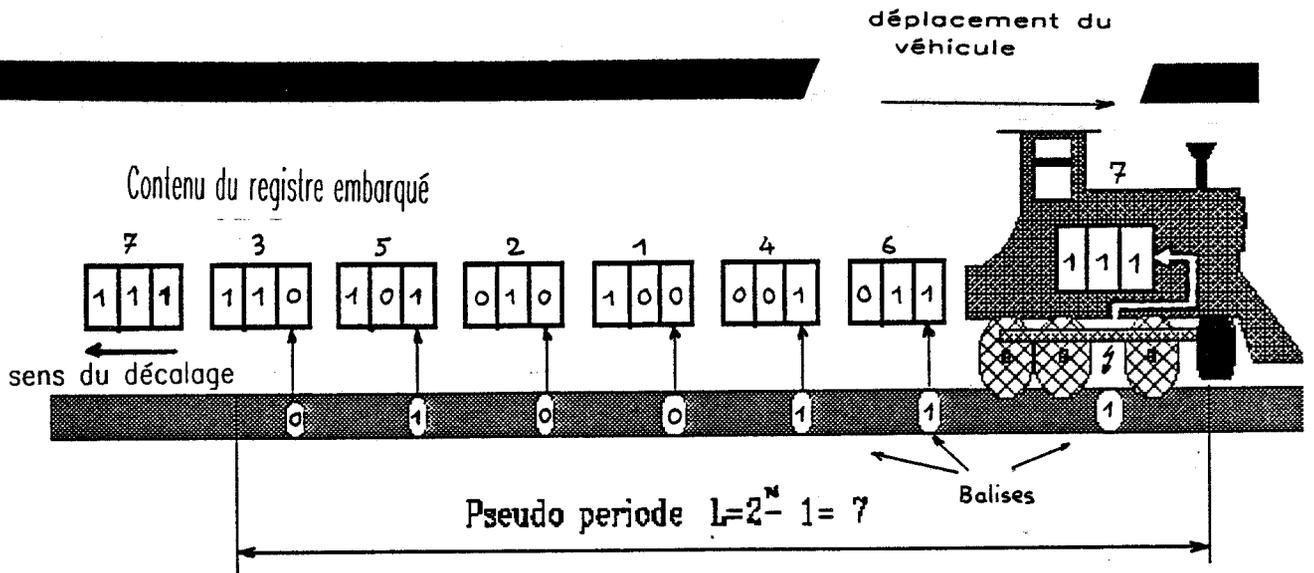
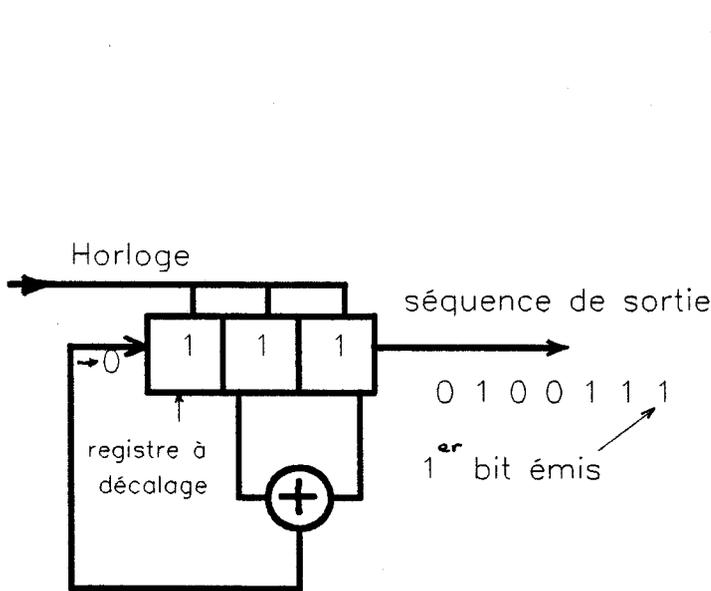


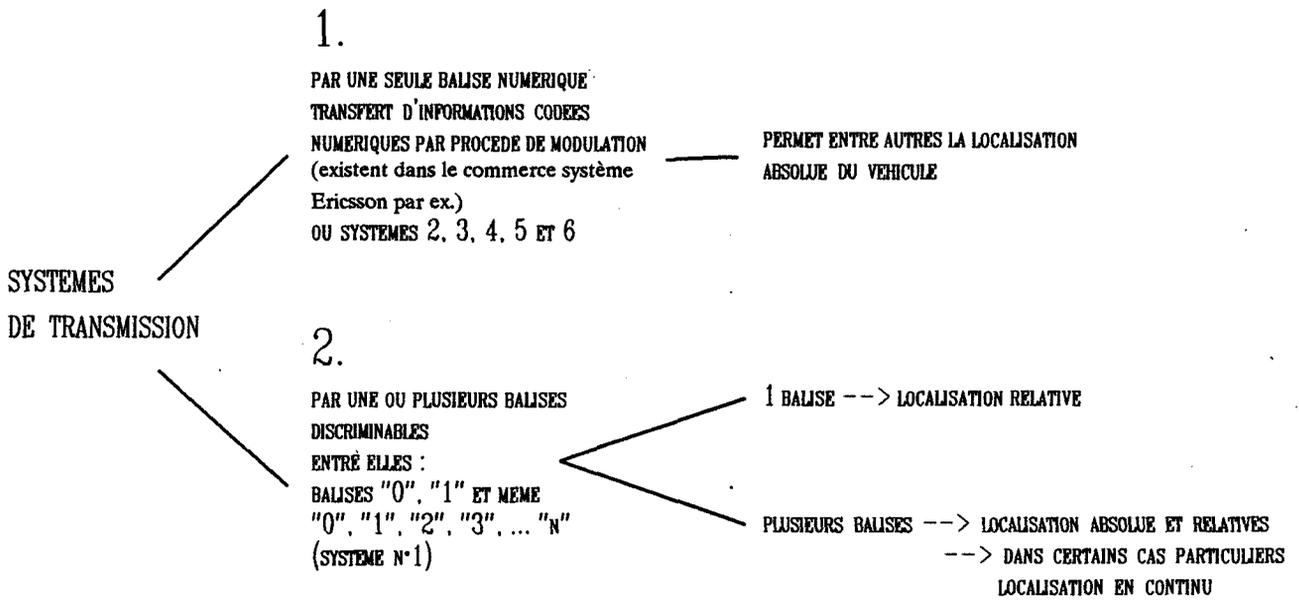
Fig. 1.1 .Exemple de codage de localisation par séquence pseudo aléatoire :  $N=3$



comparaison bit à bit  
entre le contenu du registre  
embarqué et celui du générateur

n° d'impulsion d'horloge (générateur)	type de la transition (voie)	contenu du registre du générateur	contenu du registre embarqué
0	1	111	111
1	1	011	011
2	1	001	001
3	0	100	100
4	0	010	010
5	1	101	101
6	0	110	110
7	1	111	111
8	1	011	011

FIG.1.2 .Générateur pseudo-aléatoire équivalent à la voie



Illustrons le cas 2 par des exemples (figure 1-1). Supposons qu'il existe deux types de balises : balises "1" et balises "0" (binaire). Installons le long de la voie une suite de 1 et de 0. A bord du véhicule, on est capable d'enregistrer cette suite de "1" et de "0" dans l'ordre où ceux-ci ont été implantés sur la voie. On voit qu'il est possible de coder un message sous une forme numérique classique.

Précisons que par rapport à la longueur des véhicules, une localisation obtenue à partir d'une succession de balises distantes de quelques mètres peut être considérée comme continue.

Nous nous proposons de décrire un mode de localisation original, basé sur les propriétés connues des séquences numériques cycliques pseudo-aléatoires. L'application de ce procédé de codage aux transports guidés fut imaginée par Roger LEHMANN en 1971 [1-4].

Allons plus loin et faisons passer cette suite de 1 et de 0 dans un registre embarqué à décalage à N étages (figure 1-1). Chaque nouveau bit lu rentre dans l'étage d'entrée du registre, et le contenu du registre est décalé d'un cran. Le contenu du dernier étage disparaît. On dispose ainsi en permanence, à bord, d'un mot de n bits correspondant aux N derniers bits lus sur la voie. Si l'on choisit une séquence couvrant la voie telle que les mots de N bits vus à bord du train soient tous différents les uns des autres, à chaque instant le mot dont on dispose caractérise sans ambiguïté une position et une seule.

Cette séquence binaire n'est bien sûr pas quelconque, mais correspond en fait à la sortie d'un générateur de mots cycliques pseudo-aléatoires de degré n dont la théorie est bien connue [1-2] [1-3]. Si on se réfère au générateur de la figure 1-2 (n = 3), on en déduit la séquence de sortie. Là aussi, chaque impulsion d'horloge correspond à un mot unique. Par analogie avec cet exemple simple, il suffit de donner la même configuration aux balises de voie que celle du mot de sortie du générateur ; la voie vue du véhicule qui se déplace joue par conséquent le rôle du générateur.

On conçoit bien que si la séquence est connue par le dispositif embarqué, le mot contenu dans son registre caractérise à tout instant la position du mobile. De plus, si l'interrogateur est capable de générer un "top" précis de position (équivalent à l'impulsion d'horloge pour le générateur), il peut "recaler" les autres instruments de localisation (cinémomètre...). Il s'agit donc d'une localisation à la fois absolue et relative.

Ce principe de localisation apparaît particulièrement intéressant pour les systèmes de type ASTREE : approximativement une balise tous les kilomètres.

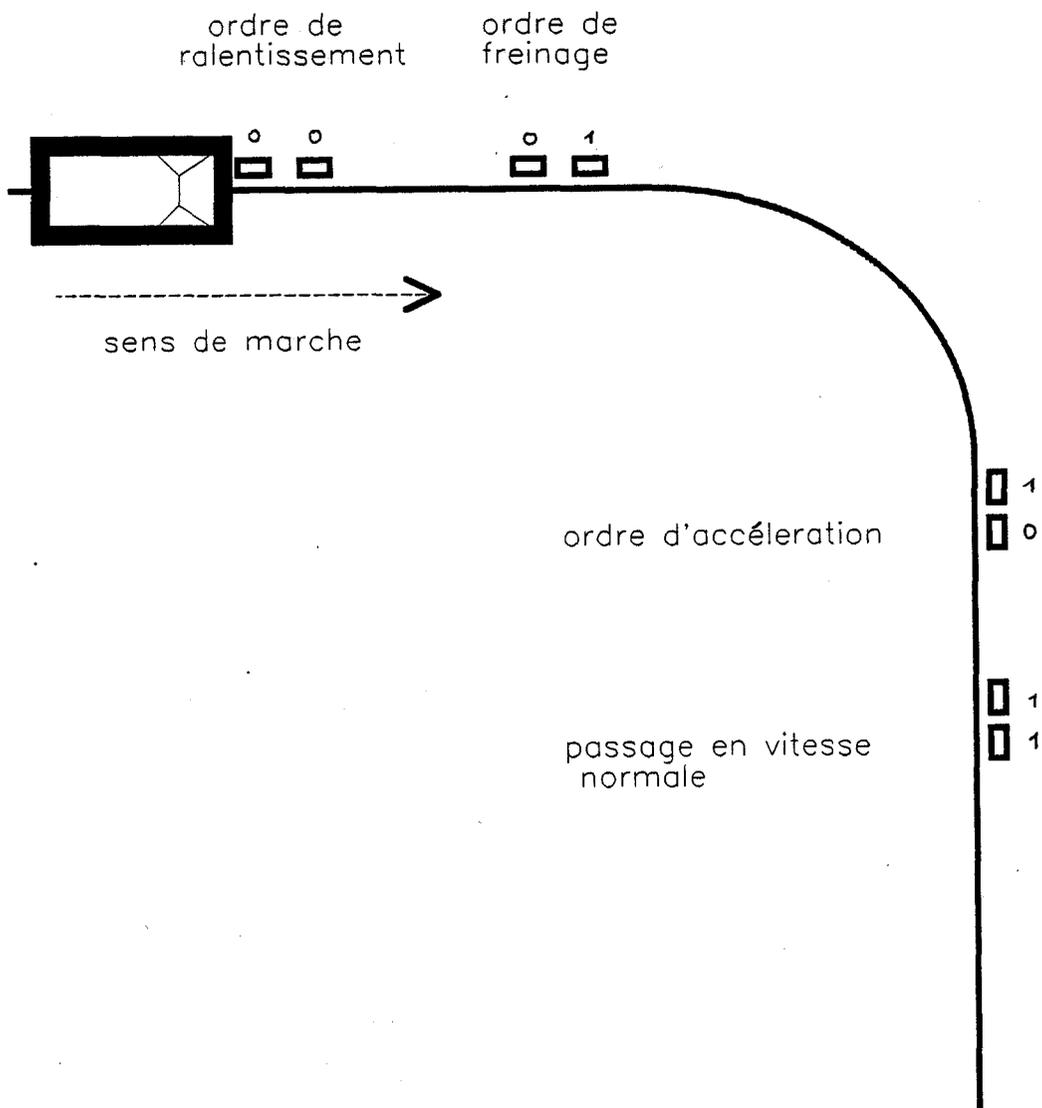


Fig 1.3 Exemple de transmission sol - véhicule. codage par différenciation de balises. Dans l'exemple VAL, 4 messages suffisent.

En utilisation réelle, le degré  $n$  est évidemment supérieur à celui de l'exemple : il est fonction de la longueur de la voie considérée, de la distance entre balises et de la résolution souhaitée.

Signalons que la localisation obtenue à partir du guide d'onde rayonnant mentionné précédemment repose sur ce principe.

Envisageons à présent le cas de la transmission ponctuelle ou plus précisément la transmission d'une séquence d'éléments d'information, élaborée à partir de la mise en série, disons tous les 30 cm, d'un groupe de  $k$  balises "différenciables". Notons que si cette fois le système est capable de discriminer  $n$  états distincts de balises (base  $n$ ), il est alors possible de coder plus "efficacement" un message qu'en binaire. Par exemple, dans une base 5 on peut coder :

- avec 5 balises consécutives :  $5^5$  soit 3125 messages différents ;
- ou si on ne s'intéresse qu'aux combinaisons :
- avec 2 balises consécutives prises parmi 5 :  $C_5^2 = 10$  messages différents.

On voit que dans ces conditions, un tel procédé de codage permettrait par exemple, la transmission du programme de vitesse à un véhicule à conduite automatique (VAL) : pour illustrer ce propos, citons par exemple, la transmission du programme d'accélération au véhicule après franchissement d'une courbe (figure 1-3).

Autre fonction :

A l'inverse, (balises sur le mobile et interrogateur de balises fixe), le système devient alors un identificateur utilisable pour les convoyeurs, le triage des véhicules, etc.

Pour en terminer avec l'aspect fonctionnel, on remarque l'étendue du domaine des applications possibles offerte par un tel système. La liste des exemples précités n'étant assurément pas limitative, nous laissons libre imagination au lecteur pour la compléter.

## I-2. CONTRAINTES.

On peut les classer de la manière suivante (liste non exhaustive) :

### A FONCTIONNALITE.

- 1- Sureté d'utilisation,
- 2- Simplicité :
  - peu de composants ( d'ou une fiabilité accrue).
  - pas de réglage,
  - moins cher,
- 3- Fiabilité,
- 4- Précision,
- 5- Dimensions de balise "raisonnables" (objectif 20 x 20 cm),
- 6- Pas de diaphonie entre balises adjacentes,
- 7- Vitesses supérieures à 400 km/h (TGV) ;

### B ENVIRONNEMENT.

- 1- Contraintes du milieu naturel -->
  - climatiques : eau, neige, glace, variation de température, orage, feuilles, herbes...
- 2- Milieu ambiant autre que naturel (contraintes ferroviaire)-->
  - nature du revêtement de voie,

- poussières - huiles,
- présence d'objets métalliques,
- perturbations électromagnétiques : interférences radio, moteurs de traction et dispositifs de commande (ponts thyristors...),
- Contraintes mécaniques - vibrations : emploi de composants légers, débattements de caisse du véhicule,
- Actes de vandalisme...

## C FABRICATION.

- 1- Coût,
- 2- Simplicité,
- 3- Reproductivité en grande série ;

## D LEGISLATIF.

- Respect du spectre radio-électrique (allocation des fréquences de travail)  
--> utilisation de la bande ISM\* et puissances d'émission faible (< 50 mW le plus communément, mais qui peuvent être supérieures pour des applications particulières; dans tous les cas à définir avec les services de gestion du spectre radioélectrique).

## E COUT.

- Contraintes très importantes pour toutes les raisons indiquées précédemment.

**Les contraintes sont ici très sévères, plus particulièrement les impératifs de fonctionnement et les contraintes liées à l'environnement.**

Nous ne détaillons pas ici chacun des points soulevés ; après présentation des systèmes, nous reviendrons sur ce sujet en donnant le projet de cahier des charges SNCF.

## I-3 CONCEPTION GENERALE D'ENSEMBLE.

### I-3.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT : LA REEMISSIION PASSIVE

Pour faciliter la compréhension du fonctionnement du dispositif proposé, nous présentons préalablement le principe du système tel qu'il fut construit au début de l'étude.

Le véhicule évolue sur une voie équipée de balises passives, c'est-à-dire démunies de source d'énergie interne telle que batterie, pile solaire, etc.

Le support d'informations retenu est le rayonnement électromagnétique.

Le dispositif comporte deux sous-ensembles (figure 1-4) :

- un interrogateur embarqué qui est composé de deux unités d'émission, d'une unité de réception et d'une unité de traitement,
- un ensemble de balises disposées le long du parcours.

\* Bande ISM: bande de fréquence: applications Industrielles, Scientifiques, Médicales.

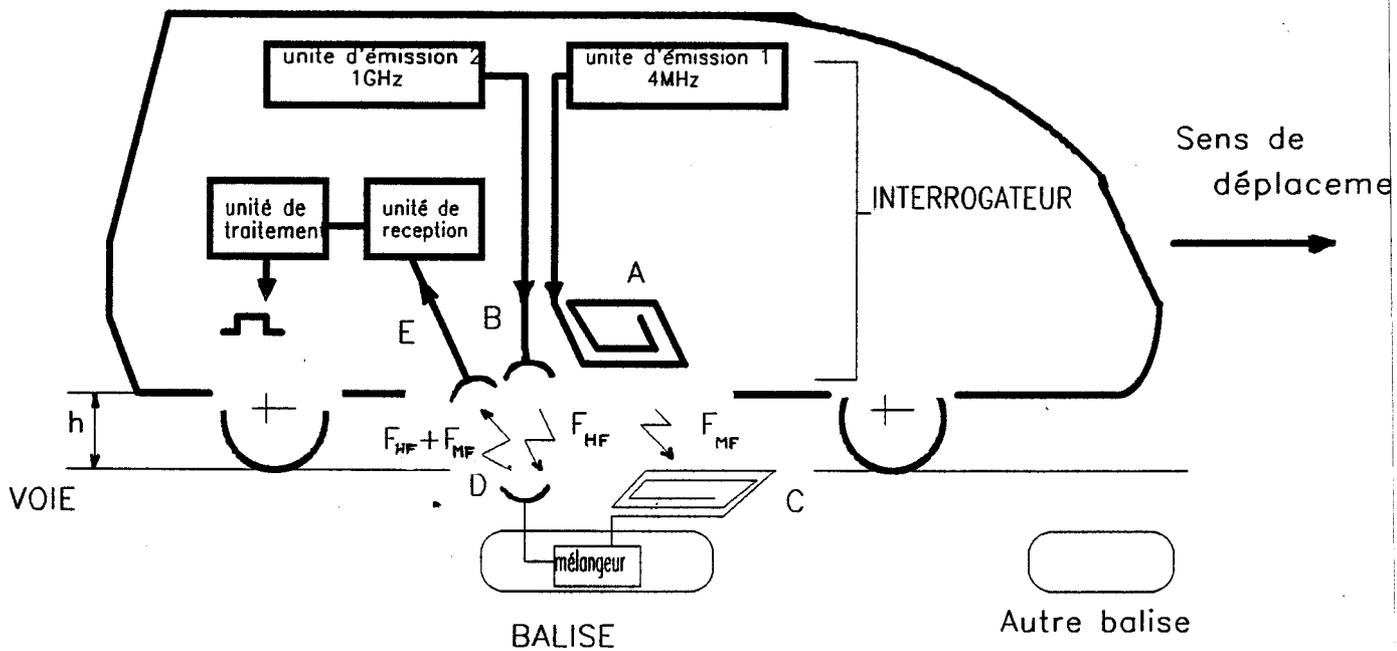


fig.1.4 . Synoptique du système initial.

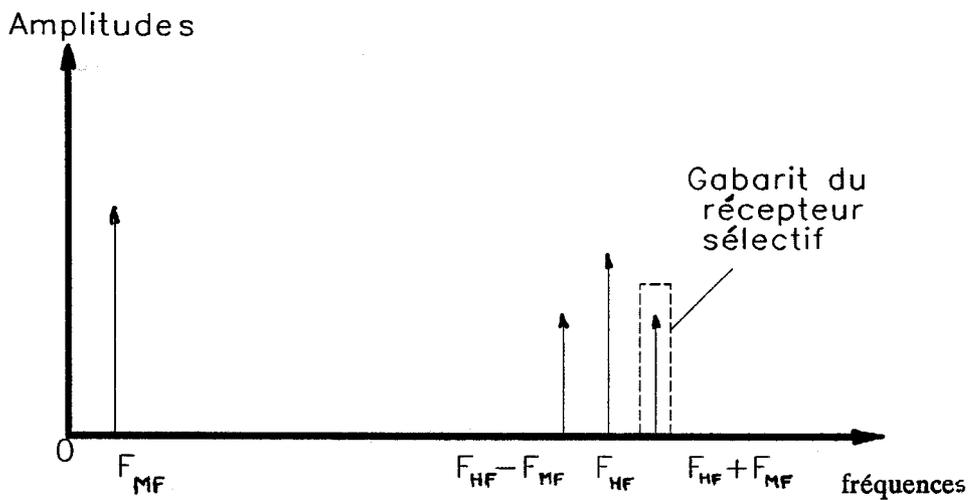


fig.1.5 . Spectre de fréquence associé au dispositif de la figure 1.4.

# PRESENTATION GENERALE

Les balises sont lues au vol par l'interrogateur selon le principe suivant :

- de l'énergie sous forme électromagnétique est transmise à la balise par les deux unités d'émission dont les antennes A et B sont dirigées en permanence vers la voie. Les deux ondes sont émises simultanément et en permanence à la fréquence  $F_{HF} = 1\text{GHz}$  et  $F_{MF} = 4\text{MHz}$ \* respectivement.

- Le principal composant de la balise est le module mélangeur constitué d'un ou plusieurs éléments non linéaires (qualité indispensable).

Comme son nom l'indique, ce module a pour fonction de mélanger les deux signaux électriques captés par les antennes C et D accordées respectivement sur  $F_{MF}$  et  $F_{HF}$ . Le résultat de l'opération de mélange se traduit par la génération de deux battements d'ondes de fréquence

$$\begin{aligned}F_{HF} - F_{MF} &= 996 \text{ MHz} \\F_{HF} + F_{MF} &= 1004 \text{ MHz}\end{aligned}$$

respectivement.

$F_{MF}$  étant très inférieure à  $F_{HF}$ , ces deux battements sont réémis par l'antenne D (accordée sur  $F_{HF}$ ) à la condition toutefois que cette dernière possède une bande passante suffisante.

Ce phénomène bien connu se nomme aussi changement de fréquence. Au niveau de la balise, le signal MF est appelé "signal d'oscillation locale" (OL) ou "signal de pompage".

La figure 1-5 représente le spectre de fréquence associé au dispositif de la figure 1-4.

En résumé, c'est l'élément non linéaire qui assure le changement de fréquence et qui délivre le signal hyperfréquence porteur de l'information.

- L'unité de réception est un récepteur très sélectif, accordé soit sur le battement supérieur (1004 MHz), soit sur le battement inférieur (996 MHz).

- La sortie du récepteur est connectée à l'unité de traitement qui traduit la présence d'une balise sous l'interrogateur.

## CONCLUSION

1- La détection des battements ne peut se faire qu'**exclusivement** lors du passage de l'interrogateur au-dessus d'une balise. La probabilité de fausse détection due à des objets métalliques traînant sur la voie, étant nulle, la détection d'une balise s'effectue donc sans ambiguïté.

Cette première particularité différencie notre système des systèmes commerciaux et le rend à priori plus "sécuritaire". En effet, certaines balises commerciales produisent l'harmonique 2 qui peut aussi se manifester d'une manière "assez naturelle" (saturation 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 (4 MHz) à la balise résulte d'un couplage magnétique mutuel entre l'antenne cadre d'émission et l'antenne cadre de balise. Etant donné la longueur d'onde (75 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, 4, 5, 6, la **sélectivité spatiale indispensable** à son bon fonctionnement.

\*  $F_{MF}$  = Moyenne Fréquence :  $F_{HF}$  = Hyperfréquence ou haute fréquence,  
appelée parfois  $F_{RF}$  (radio fréquence)

En effet, si la balise se situe dans une zone où l'induction magnétique est insuffisante, le mélangeur balise est alors privé de son signal de pompage, la réémission passive des battements est alors impossible. La décroissance de la puissance du champ d'induction en fonction de la distance étant très rapide (en  $1/r^6$ ), cette "astuce" permet donc de résoudre les problèmes de diaphonie entre balises adjacentes.

## I-3.2 PREMIERS ELEMENTS DE CONSTRUCTION DU SYSTEME N°1 (BALISES ANALOGIQUES)

### I-3.2.1 CRITIQUE DE LA STRUCTURE INITIALE

Du point de vue pratique, le récepteur sélectif utilisé lors des premiers essais était un mesureur de champ (TELEC MCP 40). Il s'agit d'une réception classique de type hétérodyne.

Outre le coût prohibitif de l'unité de réception, on conçoit bien qu'une très légère dérive des fréquences d'émission (1 GHz ou 4 MHz) a pour effet de décaler d'autant les battements : ils sortent alors de la bande d'accord du récepteur (très étroite).

D'un autre côté, par un procédé approprié implanté sur la balise (ne nécessitant pas de source d'énergie interne), les essais en laboratoire ont montré qu'il est possible de transmettre une information numérique au véhicule (Modulation d'amplitude tout ou rien). Malheureusement, dans le cas de la réception hétérodyne, les étages d'entrée du récepteur (de l'interrogateur) sont saturés par les ondes 1 GHz provenant directement de l'antenne émettrice. En effet, l'amplitude de ce champ parasite peut dans certains cas être très supérieur à celle du champ réémis par la balise.

### I-3.2.2 REMEDE.

Devant le manque de fiabilité évident d'une part et le coût trop élevé du récepteur d'autre part, pour répondre aux objectifs de sécurité et de fiabilité de transmission, nous avons retenu une technique de réception connue pour ses propriétés :

- de filtrage fréquentiel,
- d'extraction d'un signal noyé dans le bruit.

C'est la **démodulation synchrone** appelée aussi cohérente ou homodyne.

Le principe est simple ; en remarquant que l'on dispose à bord du véhicule de la fréquence HF d'émission (forcément), il suffit de démoduler l'information réémise par la balise de fréquence  $F_{HF} \pm F_{MF}$  par mélange avec  $F_{HF}$ .

Il en résulte une nouvelle transposition de fréquence.

$$(F_{HF} \pm F_{MF}) - F_{HF} = \pm F_{MF} \quad (\pm 4 \text{ MHz})$$

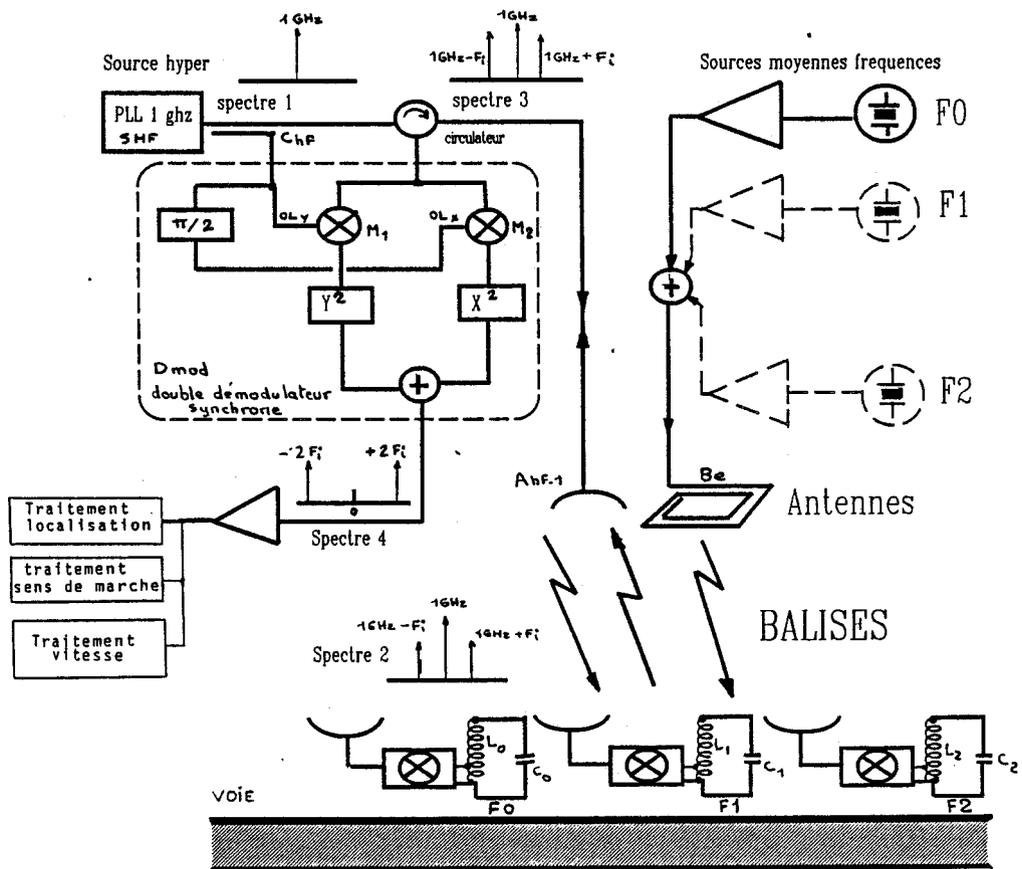


fig.1.6 . Architecture du système de localisation retenue.

Ce nouveau procédé confère au système d'autres propriétés très intéressantes :

- insensibilité aux fluctuations de l'hyperfréquence,
  - traitement du signal démodulé plus aisé (4 MHz : technique vidéo fréquence classique).
- nous verrons qu'une structure judicieuse du sous-ensemble interrogateur permettra de surcroît une diminution très notable du coût et ne nécessitera aucun réglage.

## I-3.3 ARCHITECTURE RETENUE POUR LE SYSTEME N°1

### I-3-3-1 OBJECTIFS

Nous résumons les principaux objectifs :

- respecter au mieux les contraintes citées précédemment,
- possibilité de codage, par groupe de balises de recalage, en base n,
- possibilité d'une évolution ultérieure vers l'utilisation de balises numériques à modulations performantes (par saut de phase 0-180°, haut débit numérique),
- architecture "multifonctionnelle" (réalisation du dispositif interrogateur à partir d'un concept unique) permettant à la fois l'utilisation de balises numériques, de balises de recalage, de séquences codées à partir d'un groupe de balises de recalage. Cela dans le but de réaliser les fonctions de localisation relative et de localisation absolue par les méthodes indiquées précédemment,
- précision de localisation :  $\pm 5$  cm en fonctionnel,  $\pm 30$  cm en mode sécurité (séparabilité spatiale des balises pour réduire les problèmes de diaphonie),
- insensibilité aux variations de distance interrogateur-balise : 20 cm  $\pm 10$  cm dans le sens vertical,  $\pm 10$  cm dans le sens transversal à la voie,
- compatibilité électromagnétique (normes UIT : puissances d'émission faibles et fréquences de travail appropriées),
- en ce qui concerne les balises : respecter les contraintes précédentes et essayer de faire face à leur éventuelle destruction causée par la proximité d'éclairs orageux (fonctionnement en campagne).

### I-3.3.2 SYNOPTIQUE DU SYSTEME

Nous nous proposons d'examiner l'architecture du système retenu. Elle est représentée sur la figure 1-6.

#### A- Emission des signaux HF et MF par l'interrogateur

1- L'onde hyperfréquence est générée par la source synthétisée  $S_{hf}$ . Après passage dans le circulateur, l'onde HF est transmise à l'antenne  $A_{hf}$ , à la condition bien entendu que tous les éléments de la chaîne de transmission soient parfaitement adaptés. L'antenne  $A_{hf}$  rayonne en permanence un champ électromagnétique monochromatique dans la direction du sol et en particulier vers la balise de localisation (spectre 1).

2- L'énergie MF est fournie par la (ou les) source (s) MF de fréquence F0 (ou F1, F2, ... Fn). Les composantes "d'induction" du (ou des) champ (s) électromagnétique (s) sont produites par le cadre d'émission Be, leur amplitude respective n'étant significative qu'au voisinage immédiat de ce dernier, disons 50 cm.

Notons la possibilité d'émettre simultanément n fréquences distinctes F0, F1, ... Fn .

## B- Réception par la balise des ondes émises par l'interrogateur et réémission passive

En fonctionnement normal d'utilisation, la balise est située à environ 20 cm en-dessous du plan de l'interrogateur.

Le principe de la réémission passive a été expliqué précédemment.

Remarquons simplement qu'au niveau de la balise, le signal de pompage qui alimente le mélangeur est prélevé aux bornes d'un circuit résonnant accordé exclusivement sur l'une des moyennes fréquences F0, F1... Fn d'émission.

Suivant l'accord de la balise qui se trouve en-dessous de l'interrogateur ( $F_i = F_1$  dans l'exemple choisi), cette dernière réémet les battements  $F_{HF} \pm F_i$  en direction de l'antenne  $A_{hf}$  (spectre 2).

## C- Réception et démodulation au niveau de l'interrogateur

Les ondes de retour sont captées par la même antenne  $A_{hf}$  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 dus 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 les distances h modulo  $\lambda/4$ , c-a-d tous les 7,5 cm à 1 GHz. Ceci est du au principe même de la démodulation synchrone; cet effet sera examiné en détail au chapitre 4.

Conformément aux explications du paragraphe précédent, la détection de l'information envoyée par la balise résulte d'un nouveau mélange de  $F_{HF} \pm F_i$  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 Chf .

Après démodulation ( $\pm F_i$ ), l'élévation au carré des signaux donne les signaux de fréquence double ( $\pm 2 F_i$ ) (spectre 4).

I-3.3.3

## PARTICULARITES DU SYSTEME N°1

On retiendra plus particulièrement :

### A- Sur le plan principe de fonctionnement

1- Une dérive de fréquence  $\Delta F_{HF}$  de la source hyper ( $F_{HF}$  = 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 d'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 de travail ; ce qui n'est pas le cas en réception hétérodyne.

Toutefois, cette même remarque ne s'applique pas au cas de la MF où la fréquence d'émission doit correspondre bien évidemment à la fréquence d'accord de la balise. Le problème peut être partiellement résolu par l'emploi de sources MF pilotées par un "étage à quartz".

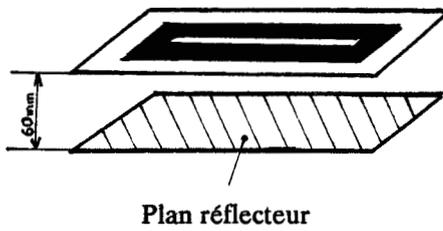
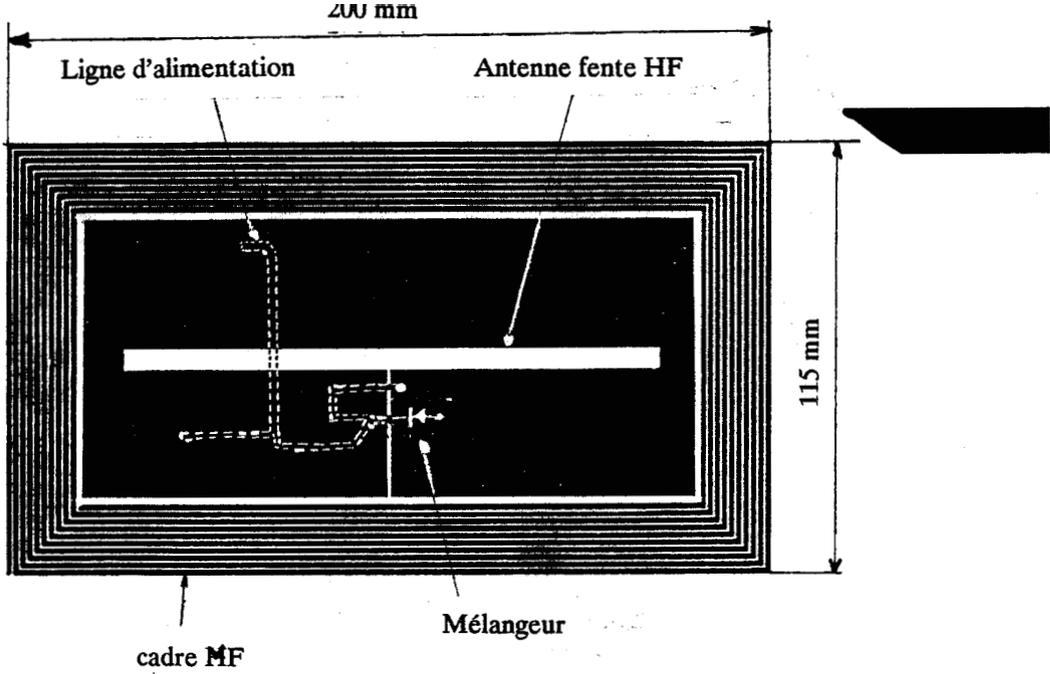


fig.1.8 . Balise "fente".

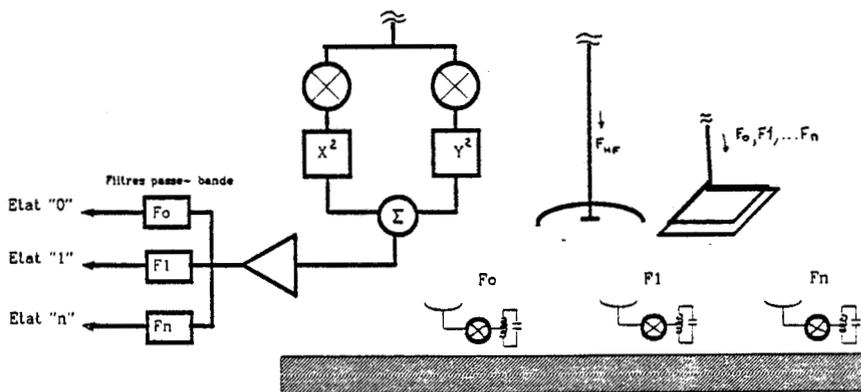


FIG.1-7 ..Exemple de codage d'un mot avec n états.

2- D'un autre côté, les mesures montrent que les composantes spectrales des perturbations produites par exemple par l'orage ou par les moteurs de traction du véhicule, ne s'étendent pas (de façon significative) jusqu'à 1 GHz (elles sont  $< 20$  MHz .cf [1-5] [1-6]). Le système présente donc une bonne insensibilité aux bruits "normaux" d'origine externe.

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

## B- Sur le plan fonctionnel

1- On entrevoit mieux à présent le processus de codage en base  $n$ . En effet, la fréquence de l'information démodulée correspond exclusivement à la fréquence d'accord propre de la balise considérée.

Par des filtres passe-bande centrés respectivement sur chacune des MF ( $F_0, F_1, \dots, F_n$ ), il est donc possible de décoder un message série délivré par un "chapelet" de balises de voie (figure 1-7).

2- La détermination du sens de marche du véhicule est possible si on installe dans un ordre préétabli deux balises consécutives différentes (ou même trois).

3- Il en est de même pour l'évaluation de la vitesse instantanée du véhicule : comptage du temps écoulé entre deux "tops" de localisation.

4- La fonction "recalage" doit par définition assurer une bonne précision de localisation. Le système tel qu'il a été décrit jusqu'à présent ne permet d'obtenir qu'une précision d'environ 30 cm. Nous verrons ci-dessous, comment réaliser une précision de  $\pm 1$  cm sans modifier la structure de base du système.

5- Remarquons que le rôle du "transformateur" constitué par le cadre d'émission (primaire) et le circuit accordé de balise (secondaire) peut ne pas être consacré exclusivement à l'alimentation OL du mélangeur balise. En effet dans les conditions normales d'utilisation ( $I$  primaire = 200 mA ;  $h = 20$  cm), la tension induite aux bornes du circuit résonnant de 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, circuit 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).

6- La sélectivité fréquentielle des balises permettrait d'envisager une organisation du transfert des informations du type multi-canaux :

Par exemple : transmission de la localisation sur le canal  $F_0$   
transmission des ordres sur le canal  $F_1$

7- 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 identificateurs propres à chacune des balises ( par ex. , les balises sont installées de telle manière que chaque identificateur (numéro) suive une suite arithmétique croissante ).

## I-3.3.4.

### PARTICULARITES DES BALISES ANALOGIQUES.

#### A- Balise "fente" d'essai

Cette balise a servi pour qualifier la transmission numérique sur le site SNCF PARIS-ROUEN. Nous la nommerons dans la suite "balise fente" ou "balise de base". Elle est représentée sur la figure I.8. Elle est réalisée à partir d'un support verre époxy d'usage courant.

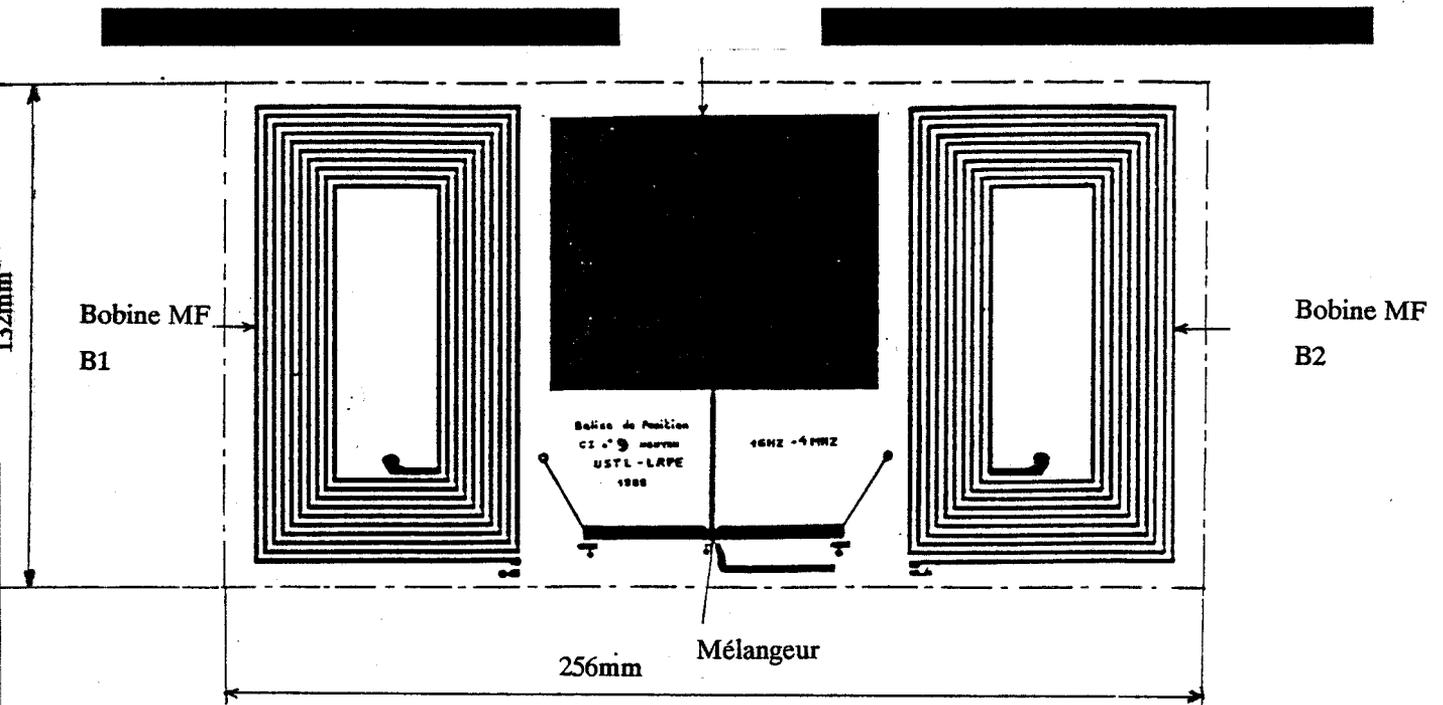


Fig. 1.9 - Balise patch différentielle du système n°1 ( top de position ).

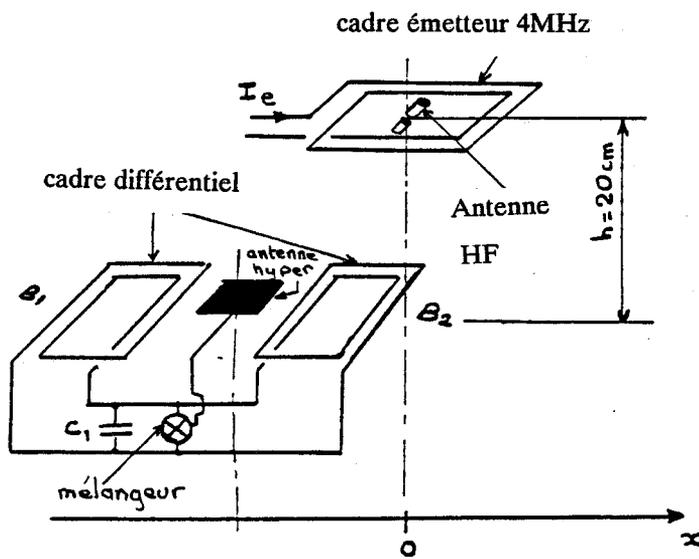


fig.1.10 . Principe de fonctionnement de la balise différentielle.

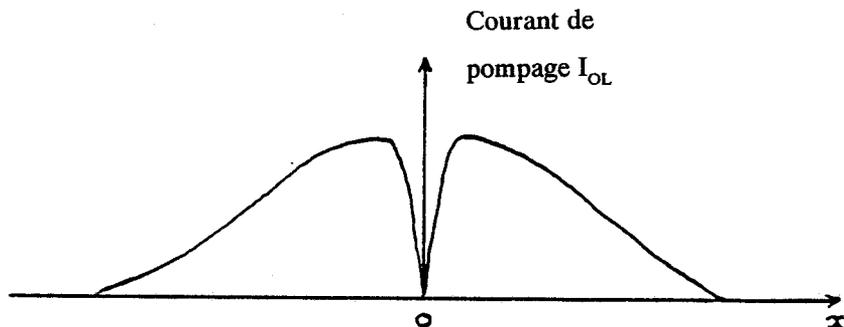


fig.1.11 . Evolution de la tension de pompage (OL) en fonction du déplacement relatif interrogateur-balise.

Elle est composée :

- d'une antenne "fente" classique (HF),
- d'un cadre MF imprimé,
- d'un mélangeur constitué par une diode SCHOTTKY d'usage courant et par ses lignes microrubans d'alimentation,
- d'éléments d'adaptation,
- d'un plan réflecteur.

La balise se caractérise par sa simplicité et son faible coût, mais ne permet pas une localisation précise (avec le cadre d'émission du système décrit précédemment). Son fonctionnement est optimisé. Elle sera examinée en détail au chapitre 4.

## B- Balise "patch" différentielle - de haute précision

Sa présentation est donnée sur la figure I.9.

Cette fois, l'antenne utilisée est du type "patch" rectangulaire et ne nécessite pas de plan réflecteur.

Précisons que le rendement de l'antenne ainsi réalisée est médiocre (pertes dans le diélectrique époxy). Toutefois, pour des raisons de faible poids et de faible encombrement, la balise ainsi réalisée convient bien pour les essais à haute vitesse effectués sur un banc de test de laboratoire. On verra qu'elle donne malgré tout de bons résultats.

Elle comporte les mêmes éléments que ceux de la balise "fente", mais se distingue par la forme particulière du cadre MF. C'est la configuration "différentielle" de ce dernier qui permet d'une part la localisation très précise du véhicule, et d'autre part, une résistance accrue vis à vis des perturbations électromagnétiques, voire même très intenses telles que celles produites par un éclair d'orage. Précisons ce propos.

Sur le plan pratique et dans les conditions normales d'utilisation ( $h = 20$  cm), il est prouvé que l'usage d'une antenne hyperfréquence, aussi directive soit-elle, ne permet pas la localisation très précise du mobile pour la raison suivante:

- interférences constructives et destructives dues d'une part à la longueur d'onde relativement faible (30 cm à 1 GHz) et d'autre part à la présence d'objets parasites proches (rail, vis, cailloux...). Il en résulte des déformations importantes du diagramme de rayonnement.

Aussi avons-nous développé une structure MF différentielle. L'idée est simple :  
**"Transposer l'effet différentiel MF vers les hautes fréquences".**

En effet, la réémission des battements par la balise nécessite la présence simultanée des signaux d'OL (MF) et HF aux entrées du mélangeur balise. La suppression du signal d'OL à l'instant précis où l'interrogateur passe sur l'axe de symétrie de la balise, est ici obtenue par la mise en parallèle de deux inductances bobinées en sens inverse et accordées par une capacité unique C1 (figure I.10).

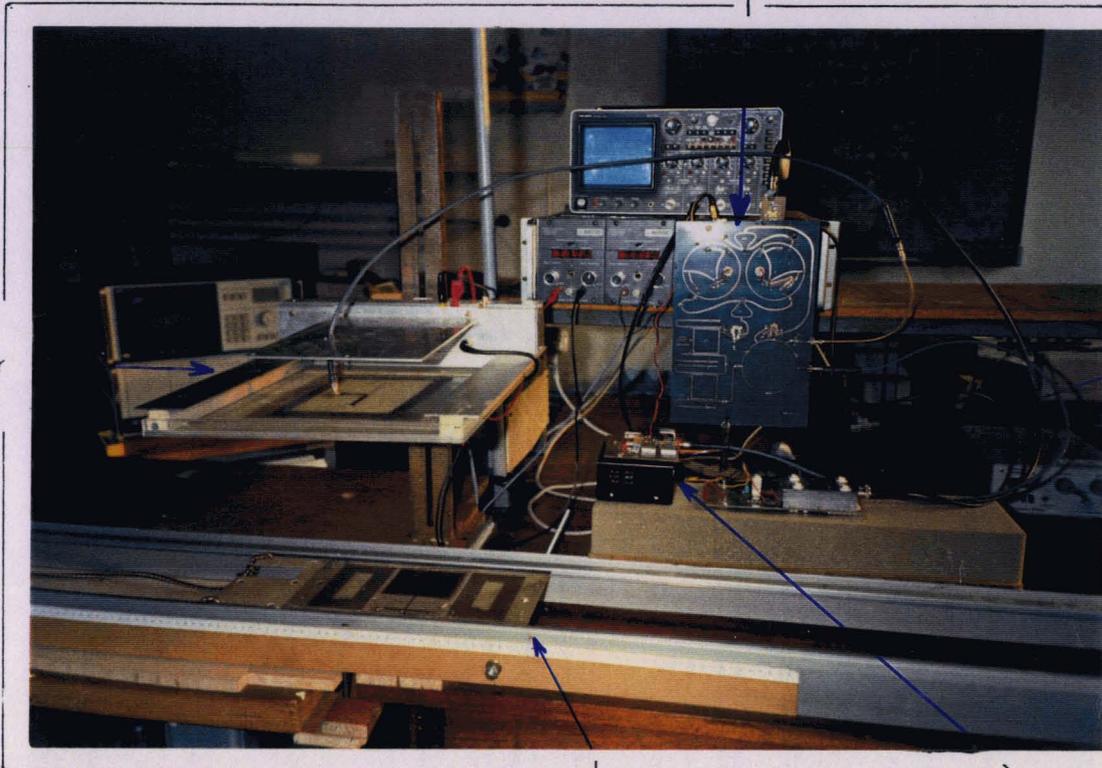
On conçoit bien que lorsque le dispositif différentiel MF se trouve centré et normal à l'axe de la bobine d'émission, les flux magnétiques qui traversent les bobines réceptrices sont égaux, par conséquent les fem induites sont égales en amplitude mais de phases opposées. Les bobines secondaires étant connectées en parallèle, il en résulte une tension MF nulle aux bornes du mélangeur qui se trouve donc dans l'impossibilité de produire des battements.

L'évolution de la tension de pompage (OL) en fonction du déplacement relatif interrogateur-balise est schématisée sur la figure I.11. Pour  $x = -10$  cm par exemple, la tension OL n'est pas nulle puisque la bobine de réception B2 est plus près de la bobine d'émission que B1 (inductance mutuelle plus élevée) : les battements sont réemis.

Plaque hyperfréquence  
de l'interrogeur.

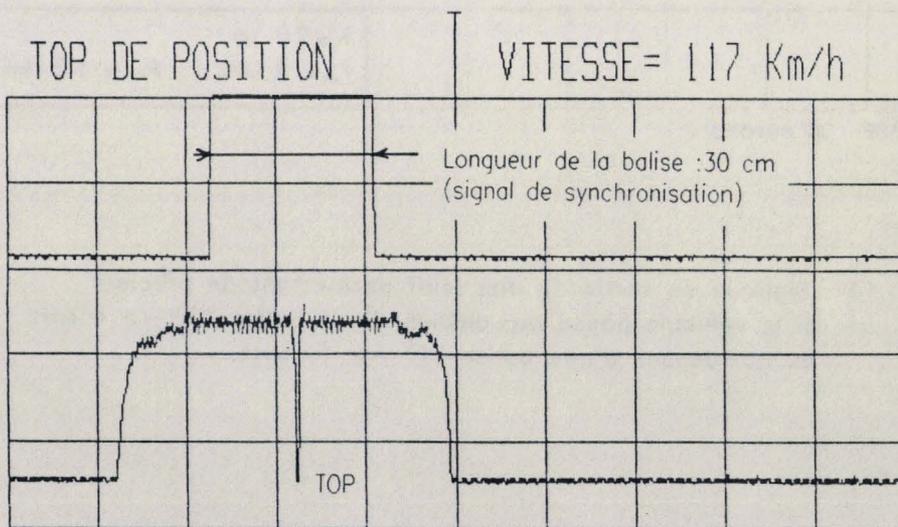
Antennes de  
interrogeur

Partie MF de  
l'interrogeur.



Balise différentielle

Source hyperfréquence



H=20CM

BASE DE TEMPS = 5 milli sec / div

AMPLITUDE = 1 volt / div

VITESSE DE DEPLACEMENT = 117 Km/h

Fig. 1.12 - Signal de sortie du système n°1 : top de localisation.

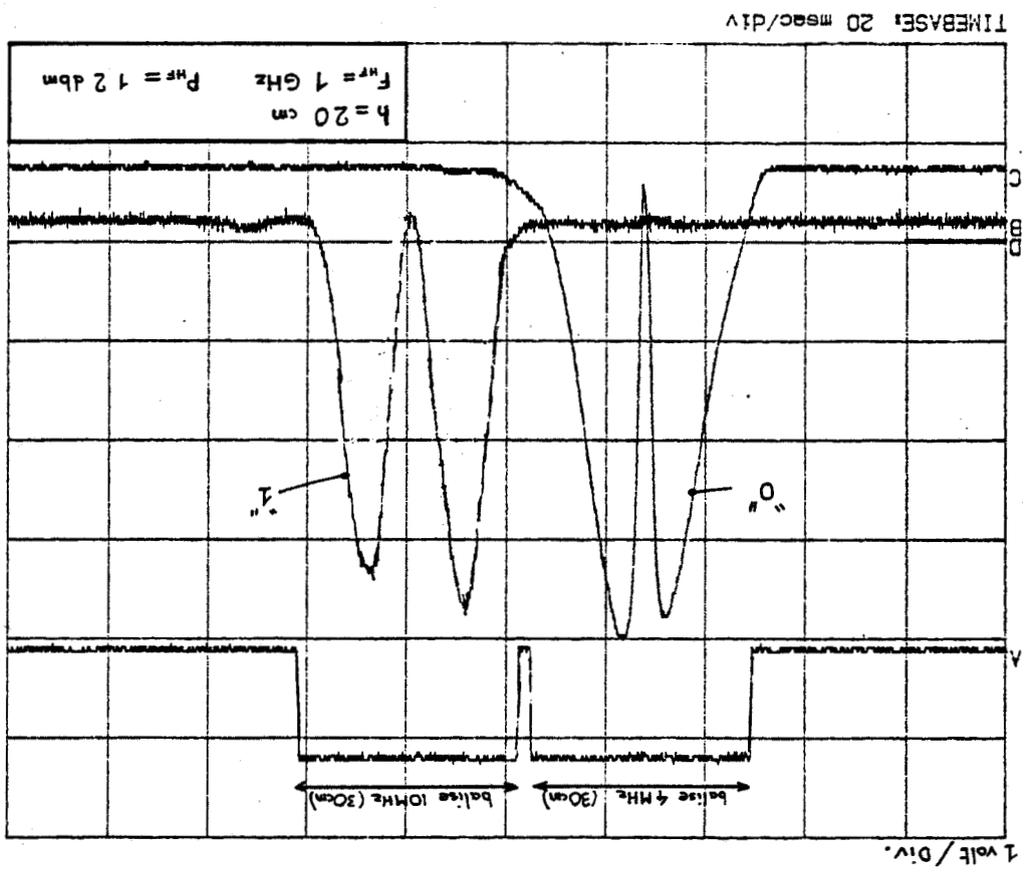


fig.1.13 . Signaux de sortie du dispositif permettant de préciser si le véhicule passe ou-dessus d'une balise "0" -> < 4 MHz ou au-dessus d'une balise "1" -> > 10 MHz.

L'inversion de phase a lieu très précisément à  $x = 0$ .

La description du phénomène est ici purement qualitative et ce sont plutôt des considérations d'ordre pratique qui ont conduit aux choix des bobines. De toute manière, le problème est ici partiellement résolu étant donné la faible place disponible sur la balise.

Toutefois, dans le but de réduire les dimensions des balises et dans l'éventualité de l'usage d'un cadre différentiel à l'émission, ce qui permettrait au niveau de la balise, l'implantation d'un cadre simple, l'approche théorique du problème pourrait être traitée en considérant toutes les inductances mutuelles résultant du couplage entre les trois bobines.

Considérons maintenant les effets dus à une perturbation électromagnétique produite par une source (orage, moteur de traction) située à une distance grande par rapport aux dimensions de la balise. L'étendue spectrale du signal perturbateur étant relativement faible, disons 0-2 MHz pour le moteur et ses commandes et 0-20 MHz pour un éclair, le champ au voisinage des bobines peut être considéré comme uniforme. Pour les mêmes raisons que celles citées précédemment, la tension parasite résultante aux bornes du mélangeur sera nulle.

Pour conclure, seules les procédures de test et de contrôle destructif appliquées à l'ensemble : balise - interrogateur seront déterminantes sur le choix de l'emplacement de la structure différentielle: soit sur la balise soit à l'émission.

I-3.4

## CARACTERISTIQUES SOMMAIRES DU SYSTEME N°1.

Dans ce domaine, seules les mesures expérimentales dans des conditions aussi proches que possible des conditions réelles d'utilisation sont significatives. Aussi avons-nous développé un banc de mesure qui permet des vitesses relatives interrogateur / balise supérieures à 100 km/h. Pour des raisons d'ordre pratique évidentes, c'est ici la balise qui est animée d'un mouvement rectiligne uniforme (et non l'interrogateur).

Pour en terminer avec la présentation du système proprement dit, nous nous proposons de donner ci-dessous les résultats les plus représentatifs.

L'allure réelle du dispositif de localisation complet est représentée sur la photographie ci-contre. Les différents sous-ensembles de l'interrogateur sont montrés en vue "éclatée" ; on notera que ces éléments peuvent être totalement intégrés dans une boîte interrogateur unique de 35 x 40 x 10 cm.

La figure 1-12 montre l'allure des signaux de sortie du dispositif de localisation, après traitements appropriés des signaux réémis par la balise. Les conditions de mesure sont les suivantes:

- la vitesse de la balise est égale à 120 km/h,
- émission hyperfréquence : 1 GHz - 25 mW,
- émission moyenne fréquence : 4 MHz - courant dans le cadre primaire: 200 mA - puissance rayonnée négligeable,
- hauteur balise interrogateur :  $h = 20 \text{ cm} (\pm 10 \text{ cm})$ ,
  
- la simulation des perturbations électromagnétiques est réalisée au moyen d'une perceuse électrique,
- simulation de la conductivité électrique du sol par une feuille d'aluminium .

La figure 1-13 montre les oscillogrammes relevés dans les mêmes conditions mais cette fois en utilisant deux MF (4 MHz et 10 MHz) et deux balises d'aspect identiques mais qui se différencient par leur accord MF respectif (4 MHz ou 10 MHz).

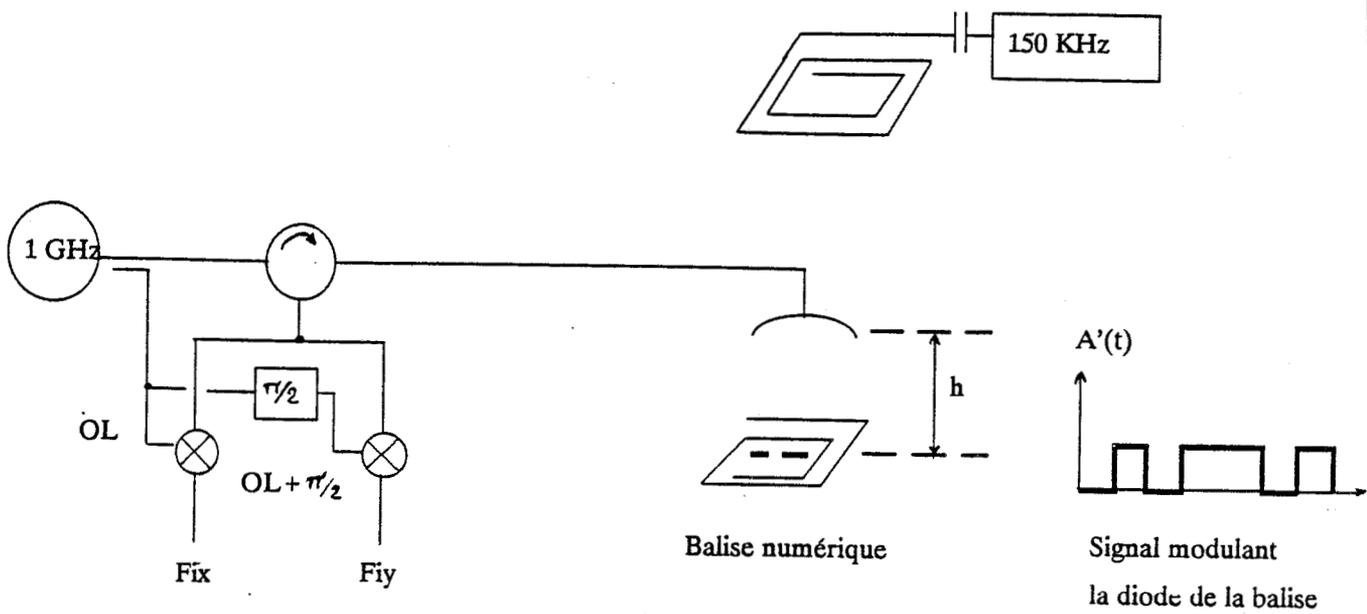


Fig. 1.14 - Schéma de principe du système n°2.

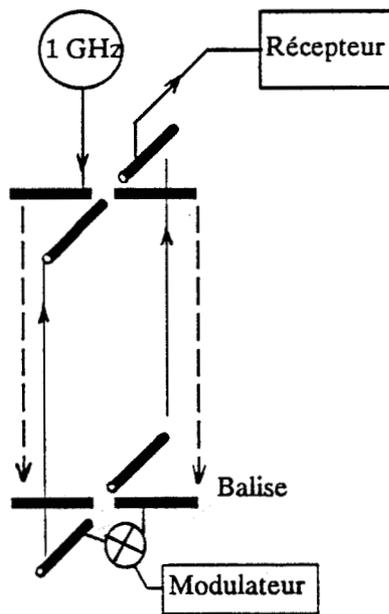


Fig. 1.15 - Principe du système à polarisation croisée  
(système n°3)

## Remarques

On notera plus particulièrement :

- précision obtenue d'environ 1 cm (sans les 3 cm d'eau),
- insensibilité aux variations de hauteur h,
- puissance et fréquence d'émission hyperfréquence compatibles avec les normes UIT en vigueur\*,
- puissance rayonnée MF négligeable,
- par contre le système est sensible aux matières absorbantes "naturelles" recouvrant la balise : l'eau étant le pire des absorbants (ce point est traité en détail au chapitre 5).

Rappelons que ces résultats sont obtenus avec un dispositif interrogateur optimisé, mais avec une antenne HF de balise de qualité médiocre.

Pour conclure, disons :

- que le système prototype proposé donne déjà de bons résultats,
- qu'il semble être compatible avec son environnement "naturel",
- qu'il satisfait aux contraintes d'ordre législatif,
- et enfin en ce qui concerne les balises, que le rapport qualité/coût est excellent.

I-4

## PRESENTATION SOMMAIRE DES SYSTEMES N° 2 ET 3 (BALISES NUMERIQUES - RECEPTION AM SYNCHRONE).

La structure de la balise numérique est presque identique à celle du système analogique précédent. Seule change la façon de commuter la diode Schottky :

- Dans le système analogique, la diode est commutée à chaque période du signal MF.
- Dans le système numérique, la diode n'est commutée qu'à chaque «1» binaire par exemple (modulation tout ou rien ou on-off).

Un premier sous ensemble numérique de balise a été réalisé par MATRA.T. Il a été implanté sur des balises «fente» similaires à celles du système 1. Le signal modulant est codé en modulation de phase  $0 - \pi / 2$ , qui a pour avantage d'annuler la composante continue du signal démodulé dans le récepteur. La modulation de la porteuse est également du type AM - tout ou rien.

Le récepteur conserve le module PYTHAGORE.

Des essais avec ce type de balise sont en cours sur la ligne SNCF - Paris-Rouen.

Pour notre part, pour palier au phénomène d'inversion de phase du signal démodulé, nous avons conçu une nouvelle structure de récepteur : la balise reste identique, seul le procédé de codage du signal modulant est différent fig.(1.14).

Du côté récepteur, le principe consiste à traiter directement et simultanément les signaux Fix et Fiy issus des 2 voies : on n'élève plus au carré. L'explication théorique conduite au chapitre 4 montre que les signaux Fix et Fiy ne peuvent s'annuler simultanément, cela quelles que soient les distances h qui séparent la balise de l'interrogateur. Par contre, on va voir au chapitre 5 que la structure préconisée nécessite un levé d'ambiguïté sur l'information reçue. Pour ce faire nous utilisons un procédé de codage particulier appelé codage différentiel ou codage par transitions. En effet, si une telle précaution n'était prise, on serait incapable de déterminer avec certitude si un état 1 correspond à un «1» logique, de même pour l'état 0. Ce phénomène s'appelle l'ambiguïté d'ordre 2.

\* Pas tout à fait vrai: bande ISM --> 915 MHz. La fréquence 1 GHz fut choisie ici pour des raisons de commodité d'usage et de disponibilité de matériel.

Le procédé de codage différentiel est parfois utilisé dans les récepteurs BPSK (sauts de phase  $0 - \pi$ ) où n'existe pas ce problème d'annulation et d'inversion : la démodulation cohérente du signal est dans ce cas le plus souvent réalisée avec des PLL qui régénèrent la porteuse HF. Dans le cas qui nous préoccupe, c-à-d en modulation AM tout ou rien, moyennant certaines astuces on va voir au chapitre 5 que le codage différentiel est parfaitement adapté, et cela sans compliquer la balise.

Une fois l'ambiguïté levée, en sortie des décodeurs différentiels, il suffit d'effectuer un «ou» logique sur les deux voies pour récupérer le signal informatif.

Les résultats pratiques montrent la validité de la structure du système ainsi réalisé : nous l'avons appelé système n°2. Les photographies en fin du chapitre montrent la maquette du sous-système récepteur réalisée.

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.à.d le sens balise-véhicule

D'où l'idée de remplacer le mélangeur balise par un mélangeur actif prélevant l'énergie nécessaire à son fonctionnement sur la balise MF, l'énergie MF étant toujours disponible, même en présence d'eau.

Le mélangeur actif apporte un gain de conversion de fréquence (2 à 3 dB) alors que le mélangeur dissipatif à diode présente au contraire une perte de conversion (-4 à -6 dB). Le gain global de puissance entre les 2 systèmes est donc de 8 dB environ. Il permet ainsi de compenser un peu l'atténuation par l'eau. Nous employons de plus des antennes à polarisations croisées pour mieux découpler l'onde aller de l'onde retour.

Ce système est le n° 3 (fig(1.15)).

I-5

## SYSTEME N°4 BALISE NUMERIQUE A OSCILLATEUR INTEGRE - RECEPTION HETERODYNE 150 Kb/s OU 1 Mb/s.

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, pour les mêmes raisons que celles énoncées à propos du système 3. 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.

Par contre, à la réception, une démodulation synchrone du signal reçu, utilisant des PLL par ex., deviendrait très complexe dans ce cas, compte tenu du laps de temps très court disponible pour la transmission à 400 Km/h.

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

Du point de vue technologique, l'avantage est de mettre en oeuvre des récepteurs classiques. Pourquoi ne pas utiliser la chaîne de réception d'un poste téléviseur? Cette dernière est parfaitement au point de nos jours. Elle est composée d'un tuner et de circuits intégrés spécialisés (amplification, démodulation). 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 1, 2 et 3 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.à.d 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 hyper, la MF ne sert plus qu'à fournir l'énergie à l'oscillateur 50 MHz. Le principe est très différent de la balise de base n°1).

Pour l'oscillateur UHF on est confronté au problème de dérive en fréquence.

Par contre, pour le 2ème cas, on peut garantir la stabilité de la fréquence de l'oscillateur en faisant usage d'un quartz.

## I-6 **PRESENTATION DU SYSTEME N°5 - BALISES NUMERIQUES A IMPULSIONS 50 MHz, RECEPTION HETERODYNE (150 Kb/s OU 1 Mb/s).**

Le principe de ce système ressemble à celui qui est commercialisé par ERICSSON. Il s'agit d'exciter un circuit oscillant RLC par une percussion brève, à chaque «1» du message binaire par exemple. Ici, le circuit RLC résonne sur la fréquence 50 MHz.

Le générateur d'impulsions ainsi que le sous ensemble numérique sont une fois de plus alimentés à partir du cadre MF.

La particularité de notre système par rapport au système ERICSSON devrait se situer au niveau du générateur d'impulsions : le prototype proposé délivre des impulsions d'amplitude supérieure à 50 V avec un temps de descente inférieur à 5 ns, d'où des fréquences HF élevées.

La réception des impulsions émises est du type hétérodyne (le même récepteur que pour le système 4).

Du point de vue fonctionnel, ce système possède les mêmes avantages que le système 4 mais se distingue par le fait qu'il prélève très peu d'énergie sur le cadre MF.

## I-7 **PRESENTATION DES PROBLEMES PARTICULIERS A RESOUDRE - CAHIER DES CHARGES SNCF.**

Nous donnons ci-après les points les plus significatifs du projet du 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 25cm et un très haut niveau de sécurité reposant sur un codage des informations transmises dans le message.
- permettre l'étalonnage de position en marche des équipements de bord.

## 2 - Contraintes techniques.

### a) balises.

- les répondeurs (balises) seront posés dans l'axe de la voie (ainsi ils peuvent être lus dans les 2 sens de circulation d'où une économie de balises)
- il faut qu'un minimum de contraintes soient attachées à l'installation et à 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 100.000 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.
- hauteurs interrogateur-répondeur : 30 cm (+0, +10) ou 60cm (+0, +10) selon les engins moteurs.

## 3 - Coûts.

- critère fondamental de choix des balises.
- à minimiser pour 10.000 interrogateurs.

## Objectifs visés lors de la conception des systèmes.

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

- distance maximum interrogateur balise: 70cm
- zone de détection effective : 30cm pour un interrogateur situé à 50/60 cm du sol.
- zone effective de transmission : 15cm
- longueur minimum d'une trame numérique : 256 bits
- Débit numérique suffisant pour la transmission de 10 trames de 256 bits en 2,7ms:
- dimensions des interrogateurs  $25 \times 25 \times 10\text{cm}$  pour  $h = 30\text{cm}$ ;  
compte tenu des phénomènes physiques liés au couplage magnétique MF, il faut augmenter les dimensions du cadre de l'interrogateur: pour  $h = 60\text{cm}$  il faut un interrogateur d'environ  $40 \times 40 \times 10\text{cm}$ .

---

Comme nous l'avons signalé en introduction, l'abaissement du prix de revient des différents organes du système n'est possible que si on utilise des composants de base d'usage très courant. Rappelons que le facteur coût inhérent aux balises est ici fondamental.

D'un autre côté, si nous avons jusqu'ici répondu aux questions d'ordre général : localisation, applications, contraintes, objectifs, structures, et caractéristiques de fonctionnement, il n'en demeure pas moins vrai que se pose maintenant une question importante : la faisabilité technique industrielle.

Insistons sur le fait qu'il s'agit ici d'une étape préliminaire à un éventuel développement industriel du système. Une description plus détaillée des systèmes s'avère à présent nécessaire.

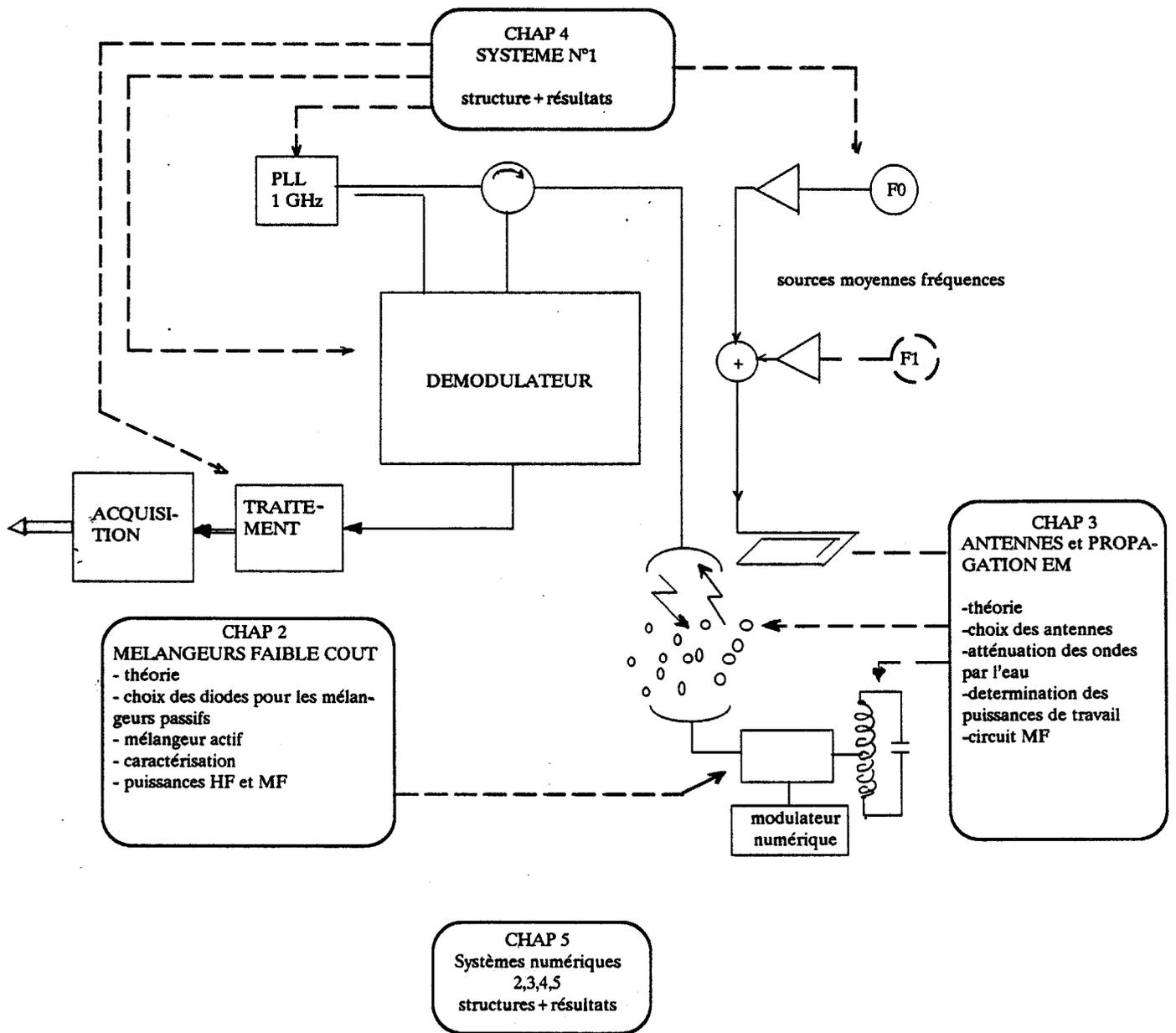


Fig. 1.17 - organisation du manuscrit.

A cet effet, dans le reste du mémoire, nous nous efforcerons de justifier les propos déjà tenus et de répondre à d'autres questions telles que :

- l'optimisation des performances,
- la réalisation pratique,
- sur le plan technologique : la reproductivité en série des dispositifs,
- sur le plan des performances : la qualification et la quantification des pertes qui résultent par exemple de l'opération de mélange, de l'atténuation des ondes électromagnétiques en présence d'eau.
- certains sous-ensembles de la balise étant alimentés par le cadre MF, quelles sont alors les puissances disponibles et comment optimiser leur transmission ?

L'organisation du manuscrit est schématisée à la figure 1-17.

Les problèmes à résoudre seront introduits plus explicitement au début de chaque chapitre.

## CONCLUSION

Nous avons au cours de ce chapitre examiné le problème de la localisation en général appliqué plus particulièrement aux réseaux ferroviaires et aux véhicules à conduite automatisée.

Toujours d'un point de vue général, nous avons considéré l'aspect fonctionnel des architectures utilisant des balises de voie, susceptibles d'apporter assistance au contrôle et à la commande des véhicules. Nous en avons déduit l'importance du repérage par rapport au sol et des commandes en provenance de celui-ci, ainsi que les multiples fonctions que doivent réaliser les systèmes de transmission ponctuelle sol-véhicule.

Les objectifs étant fixés, et en réponse aux contraintes de coût, d'environnement, de législation et de "fonctionnalité" nous avons alors proposé une structure originale d'un système qui exploite, entre autres, les propriétés de la démodulation cohérente.

Nous avons vu que la structure modulaire du dispositif proposé (concept unique de l'interrogeur) lui confère une très grande souplesse d'utilisation.

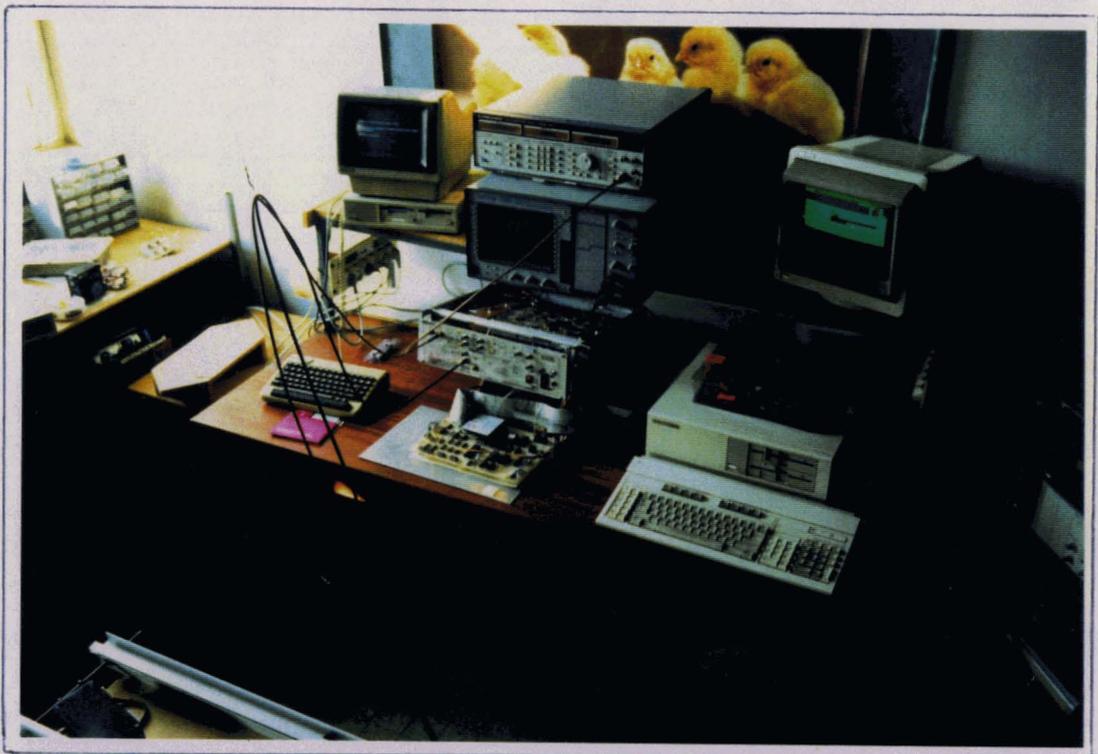
Dans des conditions proches de la réalité d'utilisation, les premiers résultats expérimentaux obtenus avec le système 1 étant bons, on peut affirmer que des processus de codage de type LEHMAN ou en base  $n$  sont parfaitement envisageables pour les transports guidés.

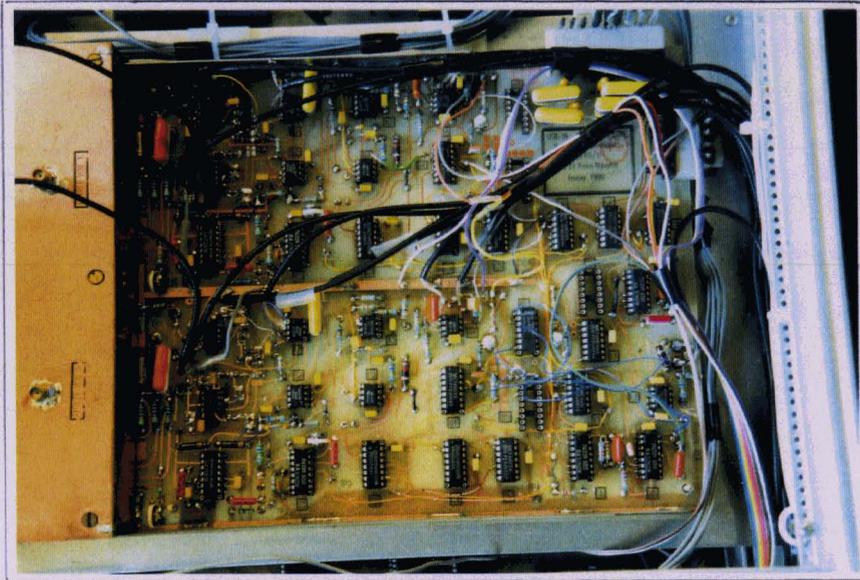
Pour la SNCF et les métros, le besoin en matière de localisateur absolu nous a conduit à développer des systèmes numériques que nous avons présentés. Mais quelles sont leurs performances ? D'une façon générale, les performances dépendent du rapport du signal démodulé sur bruit qui est lié au procédé de modulation utilisé : ce point sera examiné au chapitre 5.

Il paraît donc important d'entreprendre une étude plus complète dans le but de faciliter un éventuel développement industriel du procédé.

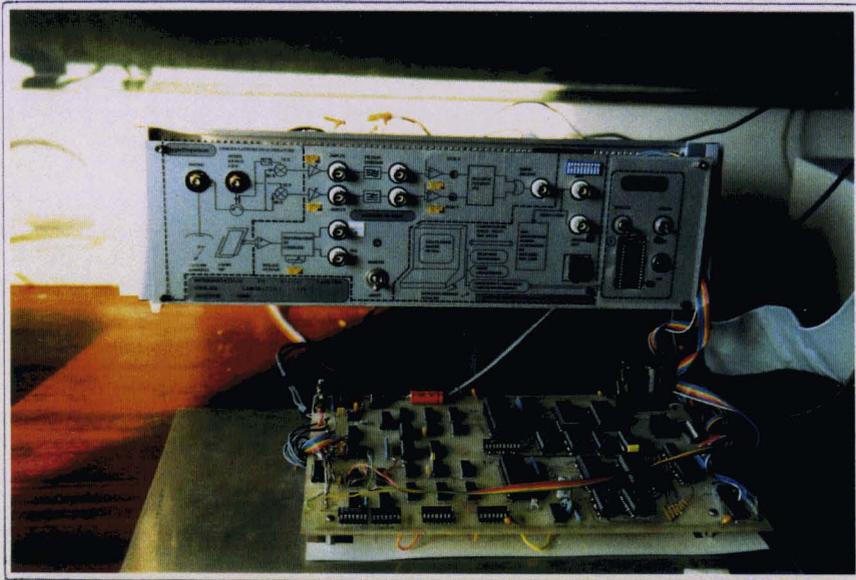


BANC D'ESSAIS DYNAMIQUES.

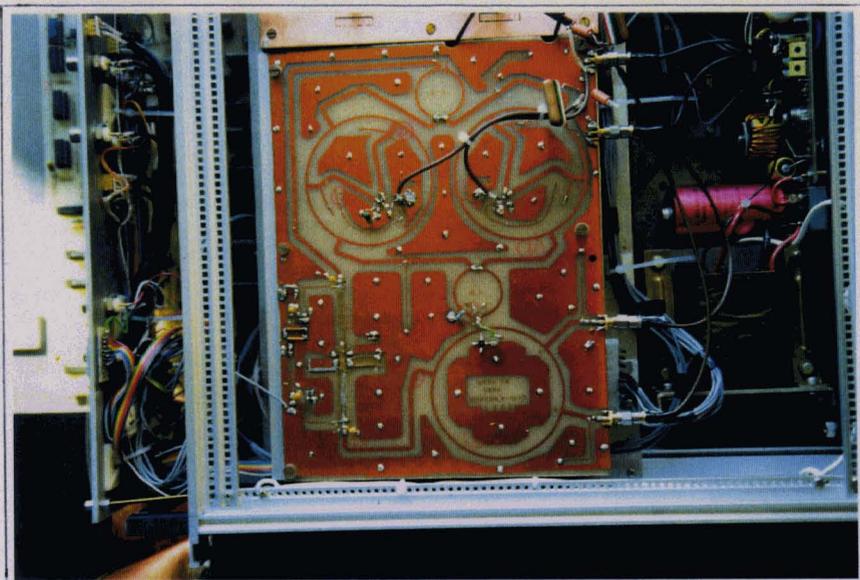




CARTE DE TRAITEMENT DU SIGNAL.



CARTE D'ACQUISITION ET DE TRAITEMENT DES DONNEES  
EN TEMPS REEL - 150 Kb/s, 1 Mb/s.



CARTE HYPERFREQUENCE.

## CHAPITRE II.

---

### LES MELANGEURS

## CHAPITRE II.

---

### LES MELANGEURS

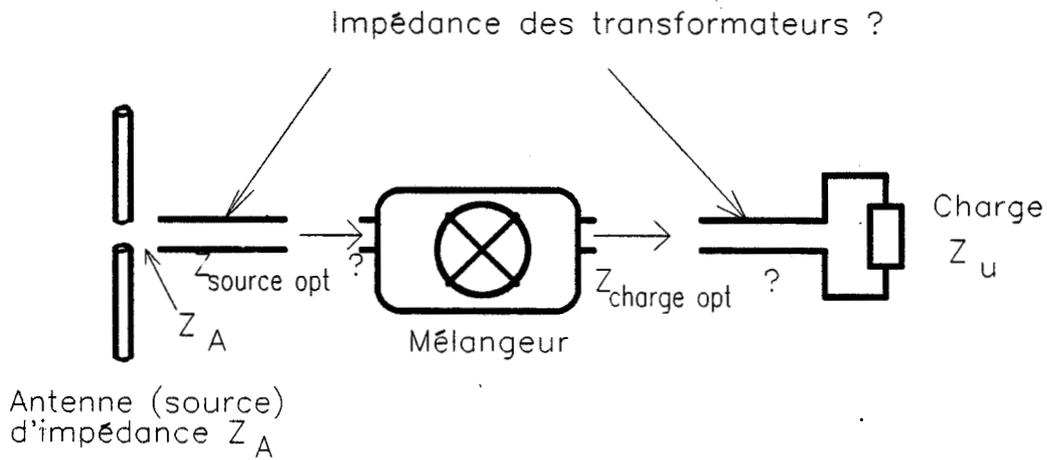


Fig.2.1. Représentation du problème d'adaptation du mélangeur avec les éléments associés

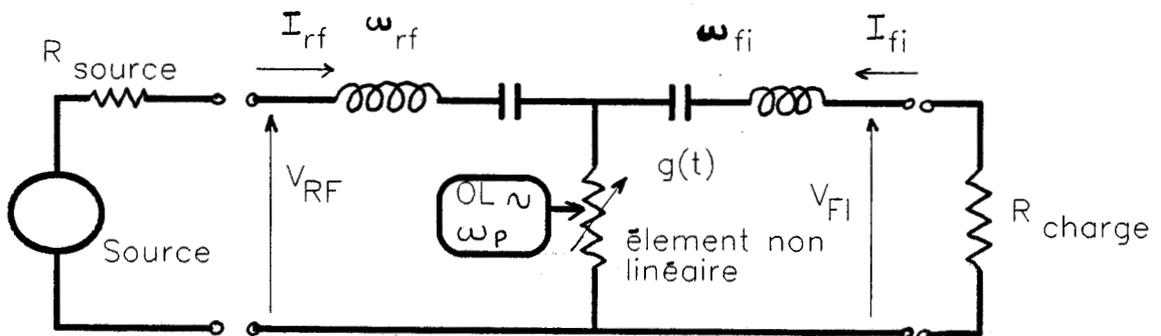
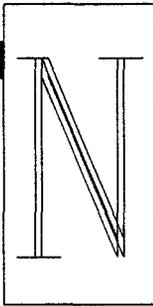


fig 2.2. Schéma de principe d'un mélangeur simple diode  
Les filtres d'entrée ( $\omega_{rf}$ ) et de sortie ( $\omega_{fi}$ ), sont supposés idéaux : court circuit pour les fréquences  $F_{rf}$  et  $F_{fi}$  et circuit ouvert pour les fréquences hors-bande.



ous avons précisé au chapitre précédent le rôle de chacun des mélangeurs du système.

En ce qui concerne plus particulièrement le mélangeur balise, l'implantation d'un mélangeur commercial ne satisfait pas la contrainte de coût.

Bien que pour l'interrogateur embarqué, le facteur coût soit d'importance moindre, nous verrons que les mélangeurs non commerciaux proposés conviennent bien au système.

On se trouve par conséquent confronté au problème de la conception et de l'optimisation des mélangeurs.

L'investigation inhérente au mélange devant bien sûr se concrétiser par la réalisation pratique des mélangeurs, on se propose de résoudre le problème posé en répondant aux questions suivantes :

- Quels sont les composants les plus économiques susceptibles de réaliser la fonction mélange ?
- Dans la phase de mise au point, comment être sûr que les performances obtenues sont optimales (notamment les pertes de conversion) ?
- Etant donné une source HF d'impédance de sortie connue (antenne par exemple), comment réaliser, dans les meilleures conditions possibles, la transition source-mélangeur ? : l'adaptation en puissance nécessite la connaissance des impédances optimales, de source et de charge du mélangeur (figure 2-1).
- Quelle puissance HF et MF faut-il émettre pour assurer le bon fonctionnement du système ?

A cet effet, nous avons divisé le chapitre en quatre parties.

Dans la première partie qui est plutôt théorique, nous commençons par choisir les diodes de mélange. Puis, après un bref rappel permettant de qualifier le processus de conversion de fréquence, nous quantifions théoriquement les pertes de conversion et les résistances de source et de charge.

Dans une deuxième partie, en se basant sur les résultats théoriques, nous proposons une méthode expérimentale d'optimisation qui débouchera directement sur la réalisation pratique des mélangeurs passifs.

Nous donnons ensuite les caractéristiques des structures proposées : mélangeur balise et mélangeurs de réception.

Enfin, dans la dernière partie nous montrons la structure d'un mélangeur actif qui est utilisé dans les systèmes à polarisations croisées.

## II-1. LA CONVERSION DE FREQUENCE

### II-1-1 PROCESSUS DE MELANGE - PRINCIPE

Le changement de fréquence est une opération qui transpose la fréquence  $F_{RF}$  du signal incident en une onde de fréquence  $F_{FI}$  (fréquence intermédiaire) par mélange avec un signal local de fréquence  $F_{OL}$  (désigné parfois par  $F_p$  : pompage). L'opération de mélange est réalisée par un élément non linéaire : diode, interrupteur...

La figure 2-2 montre le schéma de principe d'un mélangeur simple diode. L'élément non linéaire est ici la conductance de jonction qui varie au rythme de l'OL (le circuit de pompage n'est pas représenté).

Il en résulte l'apparition de battements parmi lesquels (figure 2-3) :

- 1er battement direct «différence» :  $F_{FI\Delta} = F_{RF} - F_{OL}$

- 1er battement direct «somme» :  $F_{FI\Sigma} = F_{RF} + F_{OL}$

Ces deux battements se produisent avec la même efficacité.

Dans le cas des mélangeurs dissipatifs (diodes), il est important de prendre en considération

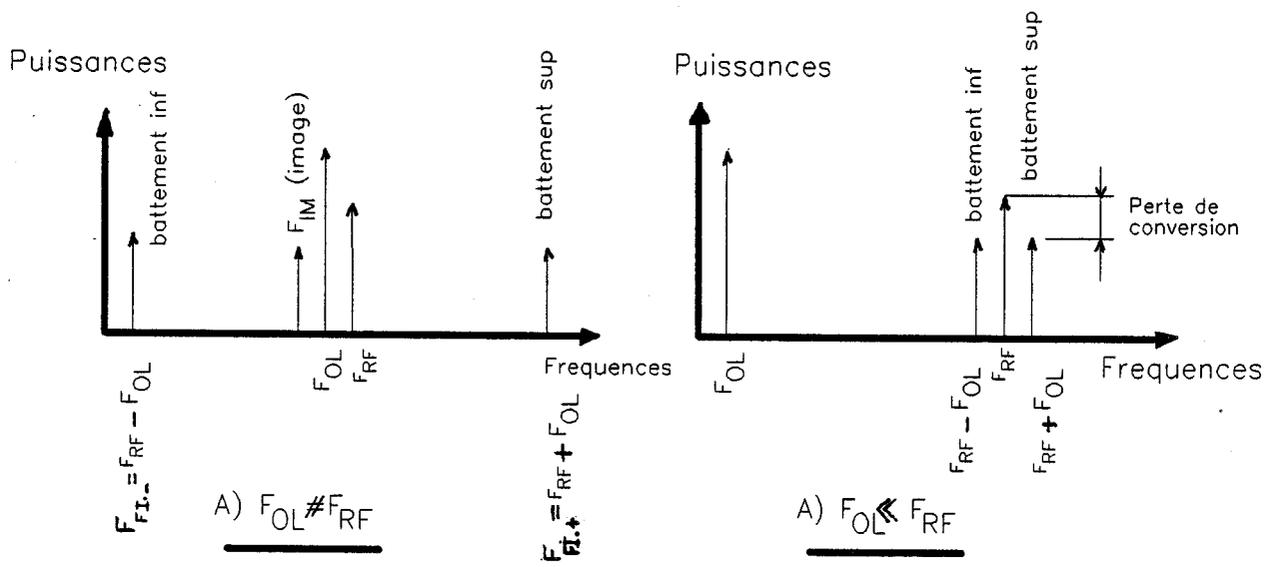


fig 2.3. Principe du changement de fréquence.

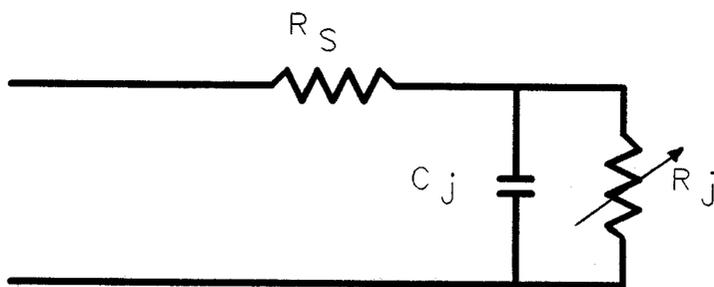


fig 2.4. Schéma équivalent de la diode SCHOTTKY.

considération le fait qu'une partie seulement de la puissance du signal d'entrée est convertie à la fréquence intermédiaire (FI). Cette perte est mesurée par la perte de conversion L :

$$L(\text{db}) = 10 \log \frac{\text{puissance FI (sur l'un des deux battements)}}{\text{Puissance RF}} \quad (\text{R2-1})$$

A titre d'exemple, considérons le cas de la balise de localisation : le rapport entre la puissance hyperfréquence reçue par la balise ( $P_{RF}$ ) et la puissance réémise par cette dernière vers l'interrogateur ( $F_{FI}$ ) est représentatif des pertes de conversion du mélangeur balise.

A leur tour, les fréquences  $F_{FI \text{ inf}}$  et  $F_{FI \text{ sup}}$  sont converties aux fréquences appelées "images", par battement avec la fréquence de pompage  $F_{OL}$  :

Par exemple dans le cas du battement différence  $F_{FI \Delta}$  :

$$F_{im} = F_{OL} - F_{FI \Delta}$$

Dans la pratique, le niveau du signal de pompage étant élevé comparativement au signal d'entrée RF, le mélangeur génère des harmoniques  $n \cdot F_{OL}$  ( $n = 2, 3, \dots$ ) qui eux aussi donnent naissance à d'autres battements. Le spectre résultant comporte ainsi une multitude de raies qui heureusement décroissent rapidement. L'image et les battements harmoniques peuvent être qualifiés de "parasites" et donnent lieu à une dispersion de la puissance disponible, d'où l'augmentation de la perte de conversion à la fréquence d'intérêt. Il convient donc de filtrer ces signaux indésirables (dans la mesure du possible).

Le mélangeur idéal serait un interrupteur qui commuterait le signal d'entrée au rythme de l'oscillateur local.

Pratiquement, aux fréquences élevées, la diode SCHOTTKY (entre autres) est capable de jouer le rôle de l'interrupteur. Dans ce cas, la variation temporelle de la résistance (ou conductance) est liée à la non linéarité de la caractéristique de transfert courant tension.

## II-1-2 CARACTERISTIQUES DE L'ELEMENT MELANGEUR : LA DIODE SCHOTTKY

On trouvera en référence [2-1] [2-2] sa description détaillée. Nous ne donnons ici que les principales propriétés qui seront utiles à l'étude quantitative du mélangeur.

La diode SCHOTTKY est la version moderne de la diode à pointe. C'est une hétéro-jonction constituée par un contact métal-semi conducteur.

Elle est particulièrement intéressante dans l'application mélangeur puisqu'elle ne présente pas d'effets de stockage de charge susceptibles de limiter la fréquence de fonctionnement.

Le schéma équivalent est représenté à la figure 2-4.

Le courant de porteurs traversant la jonction est donné par la loi :

$$I_D = I_s \left[ e^{\frac{V_a - R_s I_D}{\eta U_T}} - 1 \right] \quad (\text{R2-2})$$

où  $V_a - R_s I_D$  est la potentiel effectivement appliqué à la jonction

$R_s$  est la résistance série (contacts + substrat)

$U_t$  = potentiel thermodynamique (26 mV à 300°K)

$\eta$  = facteur d'idéalité qui est proche de 1 pour les diodes que nous utiliserons.

Le mécanisme d'évacuation des minoritaires n'existant pas, le temps de commutation régime conducteur - régime inverse n'est limité que par la capacité de jonction  $C_j$  :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 - \frac{V_j}{\phi}\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (R2-3)$$

où  $\phi$  est la barriere de potentiel

et  $C_{j0}$  est la capacité de jonction sans polarisation externe.

On peut enfin montrer que la résistance de jonction  $R_j$  s'exprime par :

$$R_j \approx \frac{0.026}{I} \quad (R2-4)$$

avec  $I$  courant de polarisation directe.

II-1-3

## CHOIX DES DIODES SCHOTTKY

Pour satisfaire la contrainte de coût, notre choix s'est porté sur des diodes d'usage très courant. Leurs dimensions géométriques doivent être petites par rapport aux longueurs d'onde utilisées. Certaines d'entre elles appartiennent à la famille de composants appelés CMS (composants à montage en surface). Comme son nom l'indique, cette technologie ne nécessite pas le traditionnel perçage du circuit imprimé et limite ainsi les impédances parasites dues au repliement des pattes du composant. Enfin elle se prête bien aux techniques des lignes microrubans (tant que les fréquences de travail restent inférieures à 3 GHz).

Nous avons retenu les trois diodes suivantes (HEWLETT PACKARD) :

- HSMS 2800:	$R_s = 16 \Omega$ ,	$C_{j0} = 1,29 \text{ pF}$
- HSMS 2820 (ou 5082-2835):	$R_s = 6 \Omega$ ,	$C_{j0} = 1 \text{ pF}$
- 5082-2817 (boîtier verre) :	$R_s = 6 \Omega$ ,	$C_{j0} = 0,84 \text{ pF}$

On trouvera en annexe les caractéristiques détaillées de ces diodes.

La résistance de la diode SCHOTTKY peut être exprimée par  $R_s$  ou par sa résistance dynamique  $R_D$ . Ces deux termes sont liés par la relation :

$$R_D = R_s + R_j$$

où  $R_j$  est la résistance de jonction définie précédemment.

Contrairement à la résistance de jonction, la résistance série  $R_s$  est indépendante du courant.

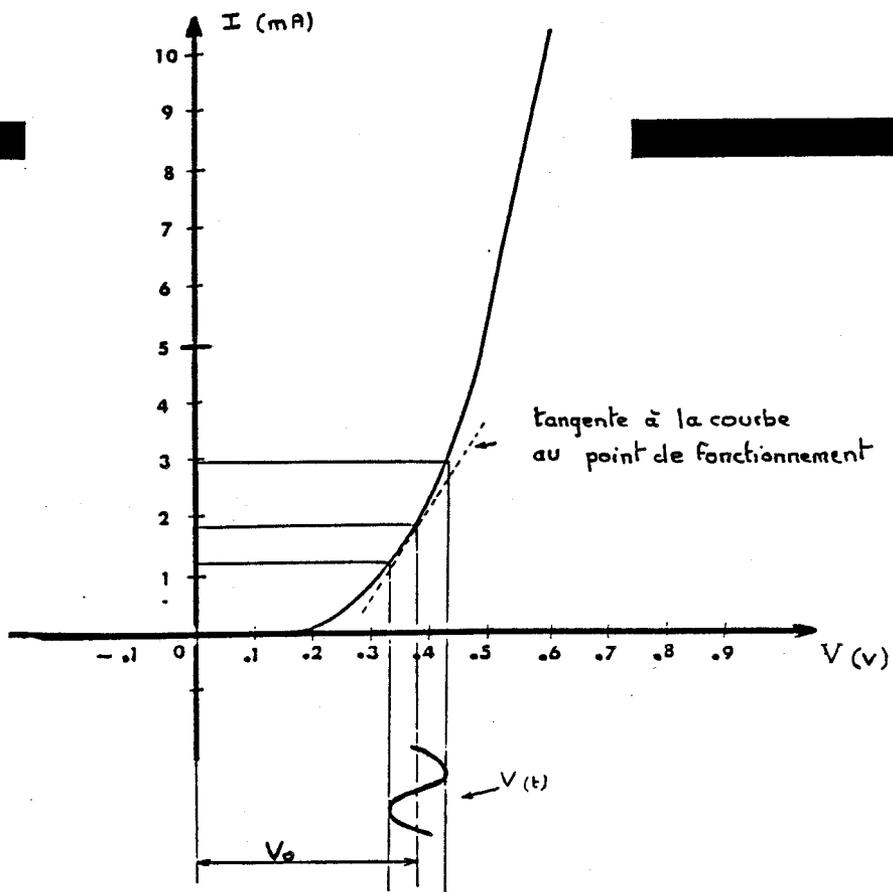


fig 2.5. Caractéristique courant-tension de la diode HSMS-2800 à la température  $T = 25^\circ\text{C}$ .

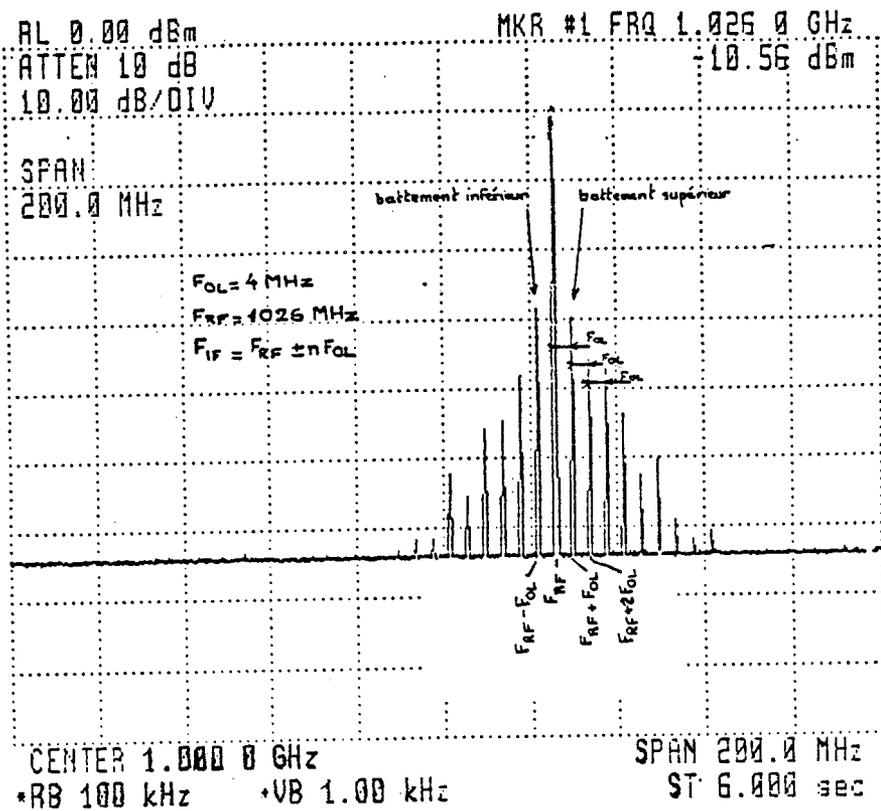


fig 2.6. Exemple de réponse fournie par un mélangeur.

## II-2 LE PROCESSUS DE MELANGE

Dans ce paragraphe, à partir des caractéristiques des diodes choisies, on se propose d'étudier théoriquement l'intégration de la diode dans l'ensemble qui constitue le mélangeur. Nous avons vu dans l'introduction de ce chapitre que l'optimisation du mélangeur (adaptation en puissance) nécessite la connaissance de l'impédance optimale de source et de l'impédance optimale de charge d'une part, et l'évaluation des pertes de conversion, d'autre part. La connaissance de l'ordre de grandeur de ces valeurs s'avèrera indispensable lors de l'élaboration du prototype de mélangeur qui servira à la mise au point finale.

A cet effet, nous commençons par rappeler brièvement la classique analyse qualitative du processus de mélange. Elle permet d'expliquer la présence des raies d'intermodulation.

Enfin, dans une deuxième partie, en se basant sur la théorie des mélangeurs résistifs, nous examinons l'influence des éléments parasites  $R_s$ ,  $C_j$  sur le rendement de conversion et sur les impédances de source et de charge.

La comparaison des résultats obtenus pour chacune des diodes déterminera leur choix.

### II-2.1 ANALYSE QUALITATIVE - RAPPEL

La figure 2-5 représente la caractéristique  $I = f(V)$  d'une diode SCHOTTKY HSMS 2800 (HEWLETT PACKARD).

Cette caractéristique est quasi exponentielle conformément à l'expression R 2-2. Considérons l'excursion d'une tension sinusoïdale d'amplitude  $V$  autour d'un point de polarisation (Fig2-5).

On montre que le courant direct peut se mettre sous la forme :

$$I = AV + BV^2 + CV^3 + \dots + K_m V^m \quad (R2-5)$$

Si on applique simultanément un signal  $v_{OL} = V_p \cos \omega_p t$  et  $v_{RF} = V_{RF} \cos \omega_{RF} t$

et en remplaçant dans l'expression R 2-5, on peut également montrer que chaque terme

$K v_{RF} v_{OL}$  provenant du développement génère deux fréquences appelées :

fréquence somme :  $m F_{RF} + n F_{OL}$

fréquence différence :  $m F_{RF} - n F_{OL}$

Exemple : 1er battements :  $F_{RF} \pm F_{OL}$

$$2 B v_{RF} v_{OL} = B V_{RF} V_{OL} [ \cos (\omega_{RF} - \omega_{OL}) t + \cos (\omega_{RF} + \omega_{OL}) t ]$$

La puissance délivrée par l'oscillateur local ( $P_{OL}$ ) étant généralement très supérieure à la puissance du signal incident ( $P_{RF}$ ), les produits d'intermodulation de la forme :  $\pm m F_{RF} \pm n F_{OL}$  sont nettement moins apparents que ceux de la forme :  $\pm F_{RF} \pm n F_{OL}$ .

On trouvera en référence [2-2] le détail du calcul.

Pour illustrer ces résultats, la figure 2-6 représente les signaux obtenus avec un mélangeur de notre fabrication.

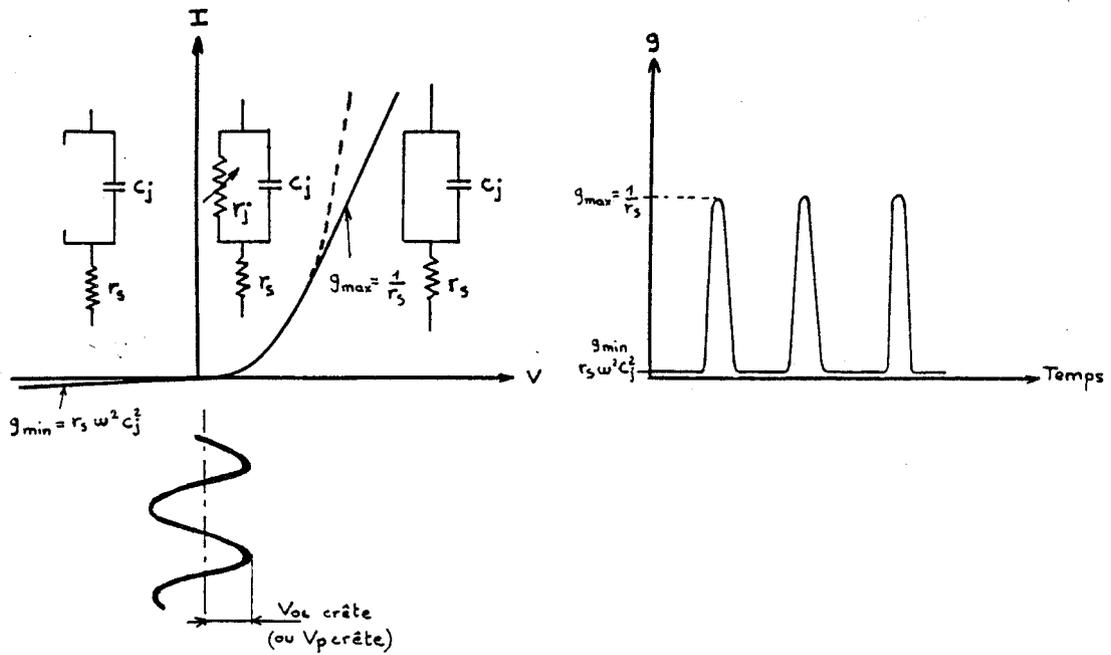


Fig. 2.7 : Principe du pompage de la diode sans polarisation continue externe.

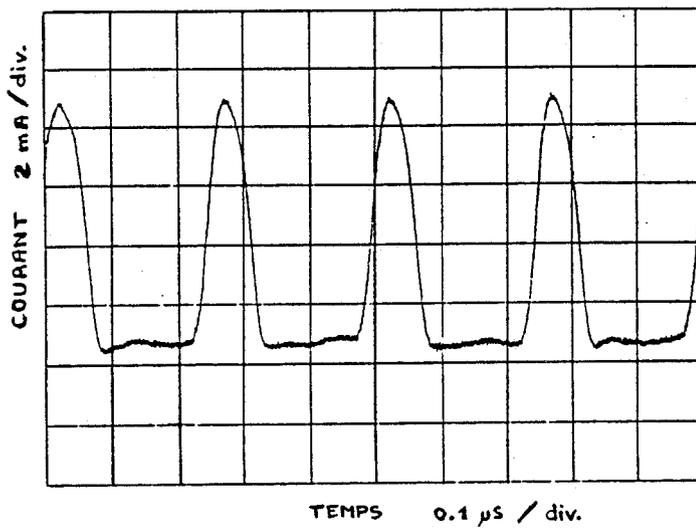


Fig. 2.8 : Allure du courant circulant dans la diode  
 $F = 4\text{ MHz}$

Remarque : si on applique à la diode des petits signaux, l'excursion du point de fonctionnement autour du point de repos est alors petite. On peut dans ce cas approximer la courbe à sa tangente au point de repos et l'expression R 2-5 devient :

$$I = AV$$

La réponse de la diode est alors quasi-linéaire, il ne se produit plus de battement.

## II-2.2 PROCESSUS DE MELANGE : ANALYSE QUANTITATIVE

On se propose à présent de déterminer approximativement les pertes de conversion et les impédances (d'entrée RF et de sortie IF) présentées par un mélangeur constitué par une simple diode SCHOTTKY.

Le pompage en tension effectivement utilisé dans les mélangeurs du système s'effectue sans prépolarisation statique. Il est représenté à la figure 2-7.

La diode présente une résistance série  $R_s$  et une capacité de jonction  $C_j$  qui affectent le processus de mélange. Ces éléments parasites ont pour effet d'augmenter les pertes de conversion et de modifier les résistances d'entrée et de sortie du mélangeur.

- Dans le sens direct, l'accroissement de la tension de pompage provoque une diminution de la conductance présentée par la jonction jusqu'à atteindre  $g_{max} = 1/R_s$  ;

- Dans le sens inverse, la diode présente une conductance résiduelle  $g_{min} = R_s \omega^2 \cdot C_j^2$  (partie réelle de l'admittance du circuit  $R_s C_j$ ).

La figure 2-8 montre la forme du courant circulant dans la diode. Il est produit par un pompage en tension sinusoïdale de fréquence 4 MHz.

Dans ces conditions, l'analyse qualitative décrite précédemment ne convient pas pour résoudre le problème posé (pas de polarisation statique dans notre cas).

### II-2.2.1 METHODE D'ANALYSE THEORIQUE - PERTES DE CONVERSION - IMPEDANCES D'ENTREES RF ET DE SORTIE FI

Les pertes globales dépendent d'abord des propriétés de la jonction, puis des impédances parasites, enfin des circuits d'adaptation et de filtrage.

La théorie permettant le calcul des pertes de conversion a été décrite par HEROLD [2-3], TORREY et WHITMER [2-4].

Le principe du calcul consiste tout d'abord à décomposer  $g(t)$  (pics de conductance représentés sur la figure 2-7) en série de FOURIER et, selon le type de mélangeur utilisé, à considérer ou non les conductances  $g_0, g_1, g_2 \dots$  :

$$g(t) = g_0 + \sum 2g_n \cos n \omega_p t \quad (R2-6)$$

avec  $\omega_p$  = pulsation de pompage.

Une bonne approximation consiste à assimiler les pics de conductance réels à des pics rectangulaires (BARBER [2-5]). Le rapport cyclique équivalent  $t/T$  obtenu pour des courants de pompage  $I_{OL}$  (ou  $I_p$ ) supérieurs à 10 mA est compris entre 20% et 30%.

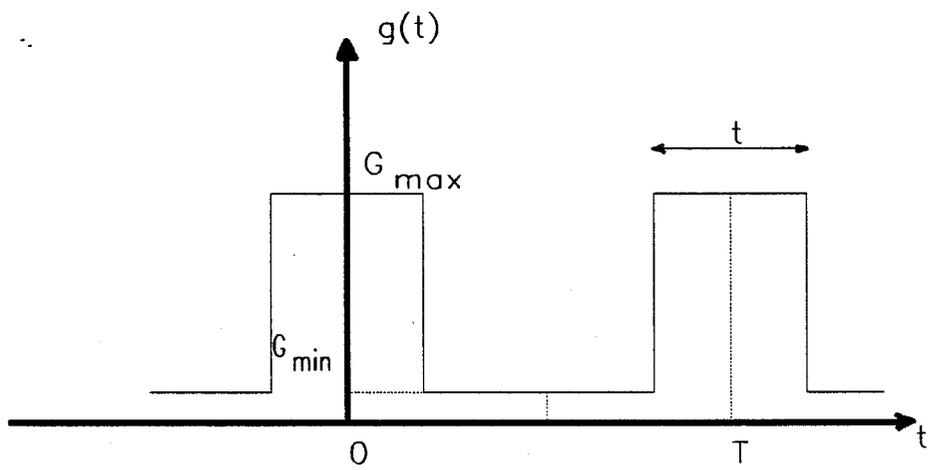


fig 2.9. Forme temporelle équivalente de la conductance de la diode pompée

Il est alors possible de considérer les éléments  $R_s$  et  $C_j$  comme des éléments de valeur constante. La forme temporelle de la conductance équivalente est représentée à la figure 2-9.

Les coefficients résultant de la décomposition de FOURIER de  $g(t)$  sont :

$$\begin{aligned}
 g_0 &= (g_{\max} - g_{\min}) \frac{t}{T} + g_{\min} \\
 g_1 &= (g_{\max} - g_{\min}) \frac{\sin \frac{t}{T} \pi}{\pi} \\
 g_2 &= (g_{\max} - g_{\min}) \frac{\sin 2 \frac{t}{T} \pi}{\pi}
 \end{aligned}
 \quad \text{avec} \quad
 \begin{cases}
 g_{\min} = R_s \omega^2 C_j^2 \\
 g_{\max} = \frac{1}{R_s} \\
 \frac{t}{T} = \text{rapport cyclique}
 \end{cases}
 \quad (R2-7)$$

Dans ces conditions, et en supposant le mélangeur large bande\*, les pertes de conversion totales s'expriment par [2-5] :

$$L = \left[ 1 + \frac{1 + \frac{g_2}{g_0} - 2 \left( \frac{g_1}{g_0} \right)^2}{1 + \frac{g_2}{g_1}} \right]^2 \cdot \frac{1 + \frac{g_2}{g_1}}{\left( \frac{g_1}{g_0} \right)^2} \quad (R2-8)$$

- la conductance optimale de source :

$$(R_{\text{source}})^2_{\text{opt}} = \left[ g_1^2 \cdot \left( 1 + \frac{g_2}{g_0} \right) \cdot \left( \left( \frac{g_0}{g_1} \right)^2 + \frac{g_0 g_1}{g_1^2} - 2 \right) \right]^{-1} \quad (R2-9)$$

- la conductance optimale de charge :

$$(R_{\text{charge}})^2_{\text{opt}} = \left[ g_0^2 \left( 1 - \frac{2 \cdot \left( \frac{g_1}{g_0} \right)^2}{1 + \frac{g_2}{g_0}} \right) \right]^{-1} \quad (R2-10)$$

Pour les deux diodes choisies, HSMS 2800 et 2835, l'évolution de chacune de ces trois grandeurs en fonction de la fréquence est représentée aux figures 2-10 et 2-10bis (rapport cyclique = 25 %).

\* C'est à dire en supposant la conductance, vue par la fréquence image, égale à la résistance de source (vrai dans le cas des mélangeurs du système).

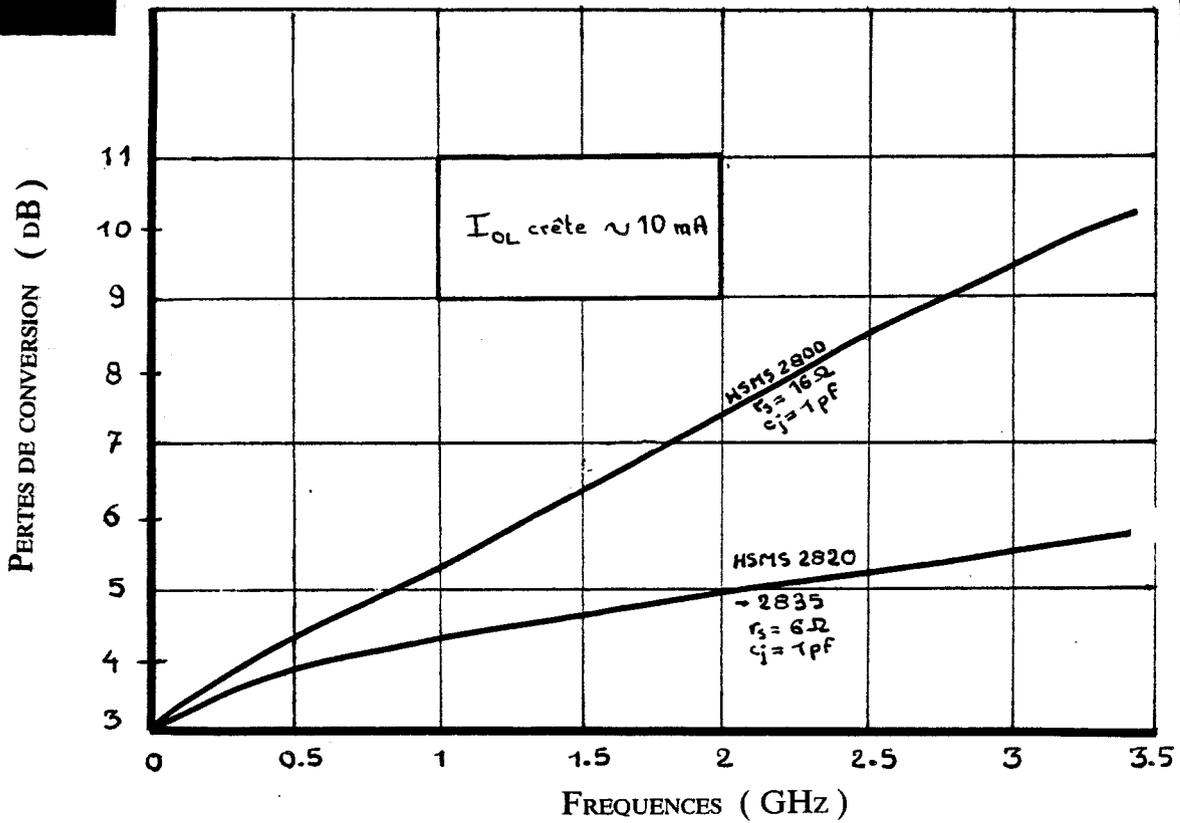


fig2.10. Pertes de conversion théoriques (totales) dues aux caractéristiques de jonction et aux éléments parasites  $r_s$ ,  $c_j$  des diodes 2800 et 2835 ( $I_{OL}$  crête  $\approx 10 \text{ mA}$ ).

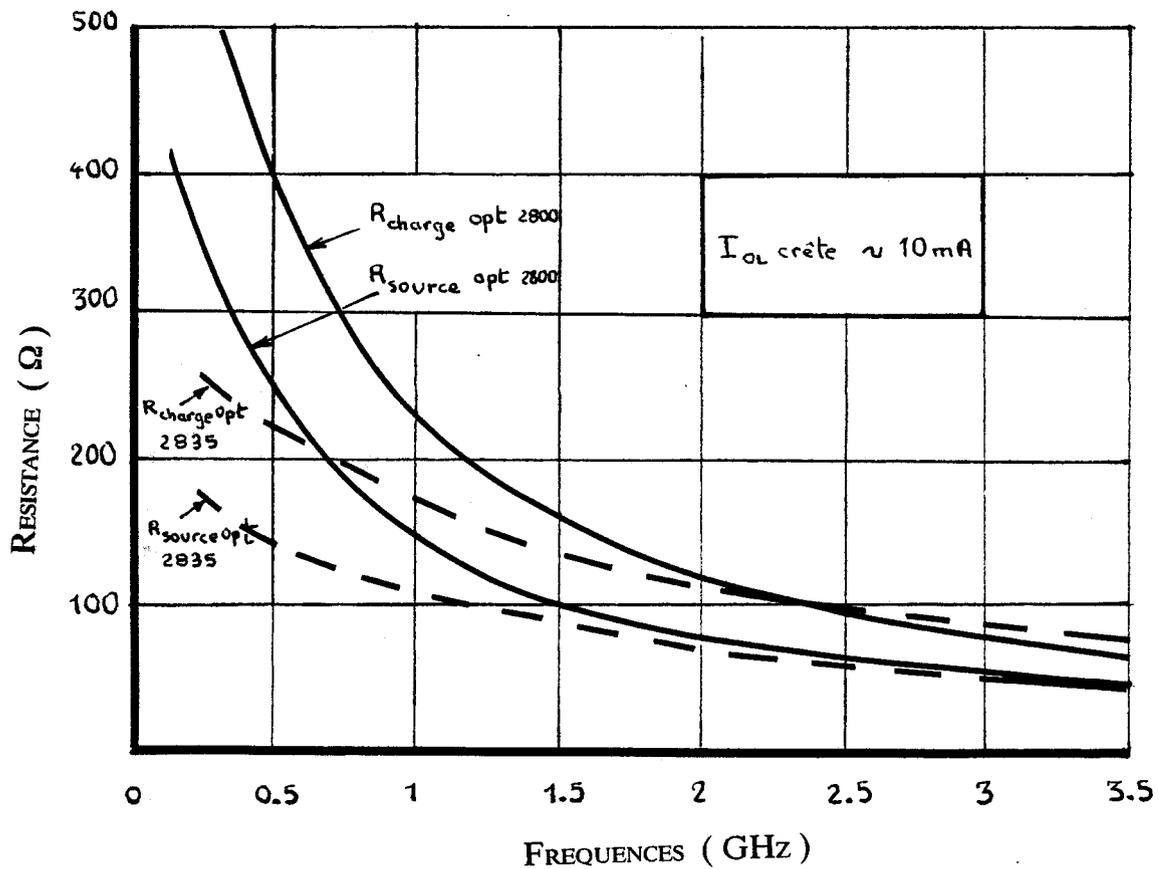


Fig 2.10 bis Résistances, de source et de charge, optimales en fonction de la fréquence HF ( $I_{OL}$  crête  $\approx 10 \text{ mA}$ ).

En ce qui concerne les pertes, on remarque que la diode 2820 ou 2835 est meilleure que la 2800, surtout à partir de 2 GHz (3 dB de différence). On notera également qu'avec ce type de mélangeur, les pertes aux basses fréquences convergent vers la limite de 3 dB.

D'un autre côté, les courbes de la figure 2-10bis montrent que pour une diode déterminée, la résistance optimale de source diffère de la résistance optimale de charge et que leur valeur est comprise disons entre 100 et 250  $\Omega$  à 1 GHz.

Précisons toutefois que les estimations obtenues sont très approximatives. Ces valeurs varient beaucoup en fonction du rapport cyclique (donc de l'amplitude et de la forme du signal de pompage). Les valeurs de capacité  $C_j$  choisies correspondent en fait à  $C_{j0}$ , capacité sans polarisation externe : en toute rigueur, on aurait du tenir compte du fait que la capacité de jonction varie également en fonction de la tension instantanée appliquée à la diode.

## II-2.2.2. ESTIMATION DES PERTES DUES UNIQUEMENT AUX ELEMENTS PARASITES DE LA DIODE

Devant l'importance du choix des diodes à utiliser, et dans la perspective d'une évolution du système vers l'emploi d'une fréquence HF de 2.45 GHz, nous avons jugé bon de préciser mieux l'influence des éléments parasites  $R_s$  et  $C_j$  sur les pertes de conversion.

En se référant au schéma équivalent de la diode (figure 2-4), la puissance HF effectivement disponible au niveau de la jonction diminue avec l'augmentation de la fréquence. Cette perte, contenue implicitement dans l'expression précédente R 2-8 donnant la perte de conversion globale, peut être distinguée par [2-4] :

$$L_2 \text{ (dB)} = 10 \log \left[ 1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega^2 C_j^2 R_s R_j \right] \quad (R2-11)$$

$R_j$  dépendant fortement de l'amplitude du signal de pompage, la familière expression  $R_j = \frac{0.026}{I}$  ne s'applique pas au cas du courant redressé. Elle se réfère à un courant de polarisation continu. Dans notre cas, la valeur instantanée du courant de pompage varie entre un maximum (sens direct) et un minimum (sens inverse). La valeur moyenne de la résistance de jonction est donc supérieure à celle donnée par cette expression ; elle est d'environ 130  $\Omega$  pour un courant de pompage  $I_{O\text{Lcrête}}$  de  $\approx 10$  mA.

Les pertes dues uniquement aux impédances parasites des trois diodes : 2800 - 2835 et 5310 sont représentées à la figure 2-11.

La diode 5310 est une diode spécifiquement conçue pour le mélange haute-fréquence (18 GHz, mais nettement plus chère que les deux autres).

Aux basses fréquences, les pertes sont indépendantes de  $C_j$ . La meilleure diode est la 2835 qui présente la plus petite résistance série  $R_s$ .

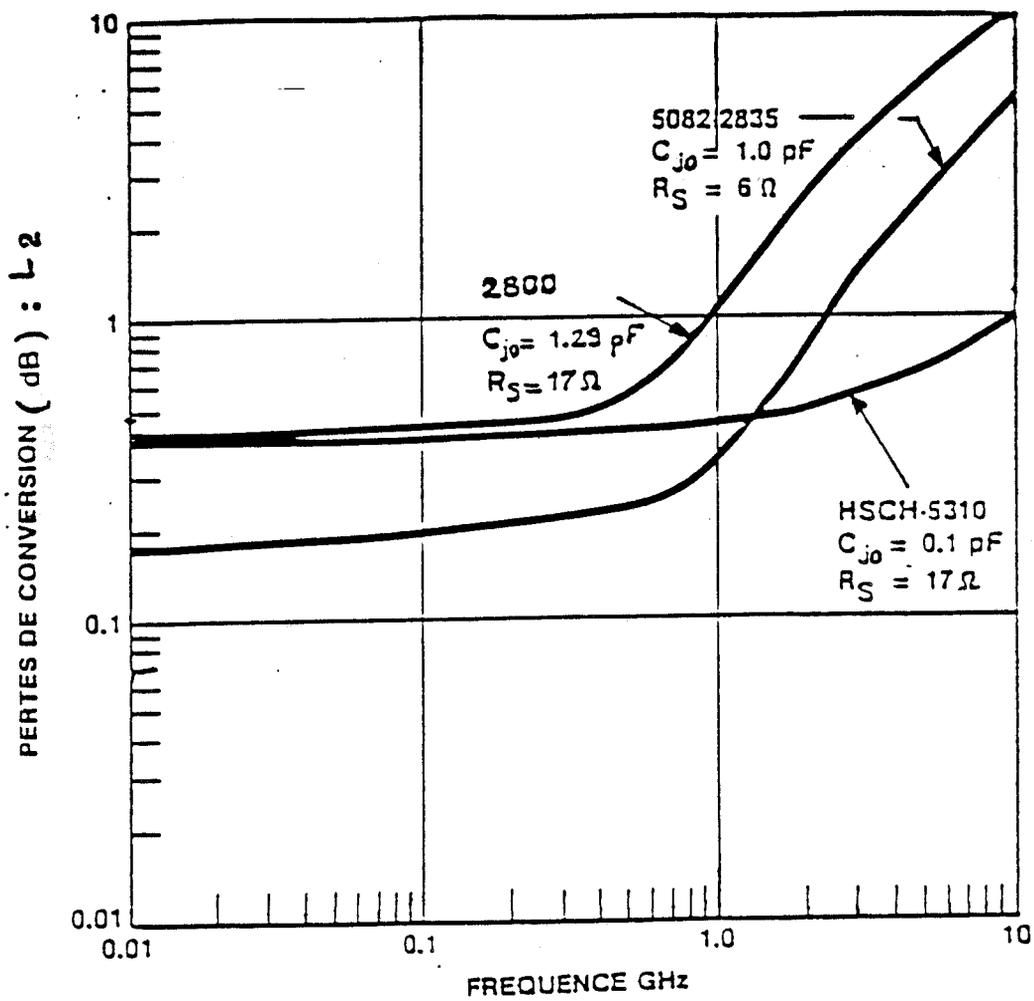


fig.2.11. Pertes de conversion inhérentes aux impédances parasites.

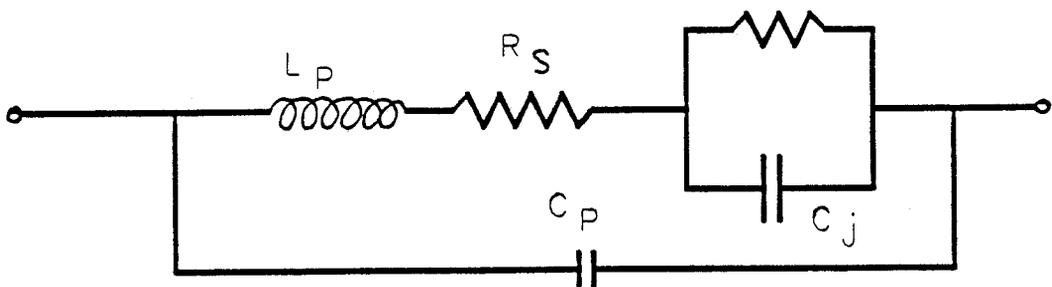


fig2.12. Schéma équivalent réel de la diode  
 Impédances parasites supplémentaires :  $L_p$  et  $C_p$ .

Aux hautes fréquences, les effets dus à la capacitance deviennent prépondérants. On remarquera qu'à 1 GHz, les trois diodes ont des performances quasi-identiques et qu'aux basses fréquences la 2835 est même meilleure que la 5310.

Enfin, pour en terminer avec les pertes de conversion, précisons que ces derniers résultats sont compatibles avec les résultats précédents. En effet, la perte de conversion totale s'écrit [2-4] :

$$L_T = L_1 + L_2 \quad (\text{dB}) \quad (\text{R2-12})$$

où  $L_1$  est la perte due à la jonction seule ( $\approx 4$  dB avec ce type de mélangeur [2-4]).

## Conclusion - Choix des diodes

Mélangeur balise:

HSMS 2800 : plus de pertes que la 2835 mais tension de claquage inverse  
 $\rightarrow V_{BR} = 70$  volts.

Mélangeurs de réception:

2835 (ou 2820) : moins de pertes de conversion,  $V_{BR} = 8V$ .

## II-3 BRUIT DU MELANGEUR

### II-3.1 BRUIT INTRINSEQUE AU MELANGEUR

Les trois sources de bruit ont pour origine : le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit de scintillation [2-6].

Le bruit de scintillation ou bruit en "1/P" est inversement proportionnel à la fréquence ; il est donc particulièrement gênant dans la bande des basses fréquences.

### II-3.2 BRUIT DU MONTAGE SOURCE - MELANGEUR - CHARGE - OSCILLATEUR LOCAL

Le facteur de bruit du montage dépend également du niveau du signal de pompage et des impédances, de source et de charge, présentées à la fréquence image [2-5].

Du point de vue pratique, on approxime généralement le facteur de bruit aux pertes de conversion du mélangeur:

$$N \approx L_T$$

Signalons enfin que le bruit injecté par l'oscillateur local, qui ne délivre pas un signal parfaitement pur, est transposé à la fréquence intermédiaire FI. Une symétrisation du montage (2 diodes) permet de diminuer le bruit transposé d'environ 20-30 dB.

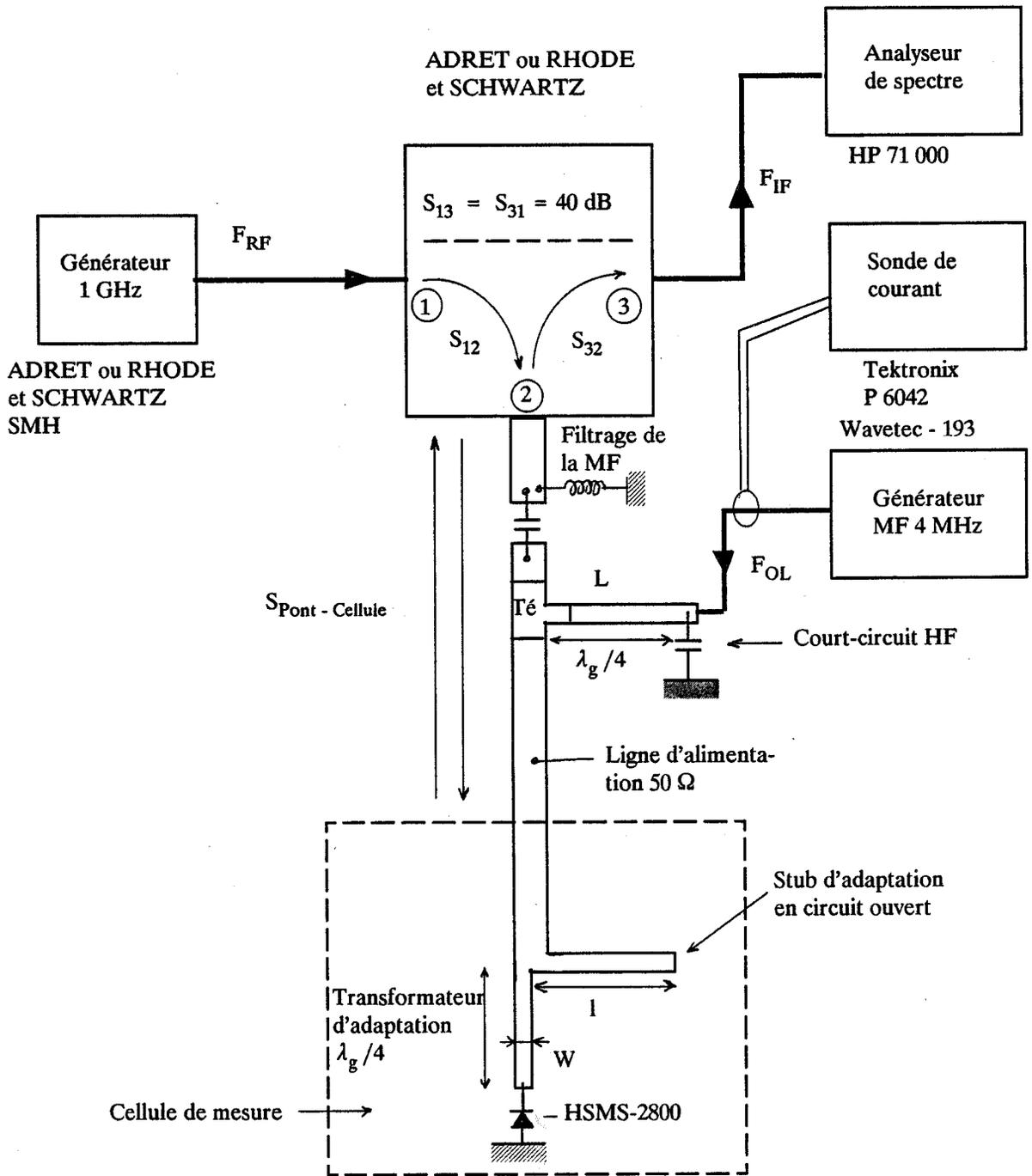


FIG. 2-13. Montage réalisé pour l'optimisation du mélangeur.

## II-4 CHOIX DES STRUCTURES ET CARACTERISTIQUES PRATIQUES DES MELANGEURS

Dans ce paragraphe, nous proposons les structures de mélangeur concernant tout d'abord la balise, puis le récepteur embarqué qui utilise deux mélangeurs symétriques. Ces structures sont choisies en fonction des performances souhaitées, des contraintes de coût et de sécurité en fonctionnement du système.

### II-4-1 CARACTERISATION D'UN LOT DE DIODES SCHOTTKY - REPRODUCTIVITE DE FABRICATION DES MELANGEURS

La connaissance de l'impédance présentée par la diode permet son adaptation aux éléments associés tels que source, antenne, ligne microruban.

Le schéma équivalent à considérer est celui de la figure 2-12 où interviennent maintenant les impédances parasites supplémentaires dues au boîtier de la diode d'une part, et aux conditions réelles d'assemblage (soudures, repliement des pattes...).

Ces diodes d'usage courant ne sont pas caractérisées ni triées par le constructeur. Dans le but de réduire les pertes supplémentaires d'inadaptation et de conclure sur la reproductivité de fabrication des mélangeurs, nous avons entrepris une série de mesures sur un lot de cinq diodes provenant chacune d'une série de fabrication différente.

Les mesures ont été réalisées au laboratoire par la méthode réflectométrique avec un vecteur mètre piloté par un ordinateur. Afin de valider nos résultats, une deuxième série de mesures a été effectuée au CHS\* avec un analyseur de réseau. On trouvera en annexe une description de la méthode de mesure d'impédance, et les résultats de mesure concernant les deux diodes choisies (pour différents courants de polarisation).

La comparaison des résultats a montré des différences inférieures à 10% concernant les capacités et inférieures à 5% concernant les résistances.

Ce dernier point nous renseigne sur la reproductivité de fabrication d'un dispositif mélangeur élaboré à partir de ce type de diodes.

### II-4.2 CARACTERISTIQUES DU MELANGEUR BALISE

#### II-4.2.1 CHOIX DE LA STRUCTURE

A 1 GHz, nous avons vu que la diode HSMS 2800 convient particulièrement bien au mélangeur balise : à priori, résistance aux perturbations atmosphériques (orage) meilleure que la 2835.

Concernant la structure du mélangeur, tant du point de vue coût que du point de vue sécurité, on peut résumer la ligne de conduite à suivre par :

“moins il y a, mieux c'est”.

Pour cette raison, le mélangeur balise est du type simple diode (single ended mixer). Une structure symétrique nécessiterait l'emploi d'au moins deux diodes : solution un peu plus chère et augmentation du risque de mauvais contacts dus à la multiplication des soudures.

\* CHS : Centre Hyperfréquence et Semi-conducteurs.

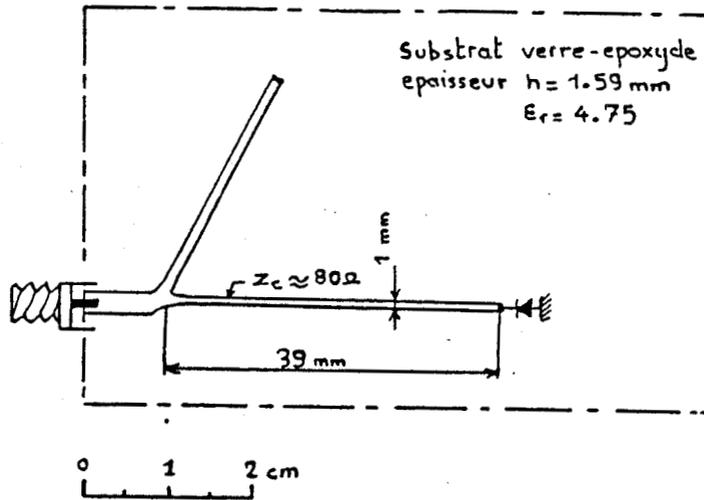


fig 2-14. Cellule mélangeuse optimisée (pour  $I_{OL}$  crête > 10mA).

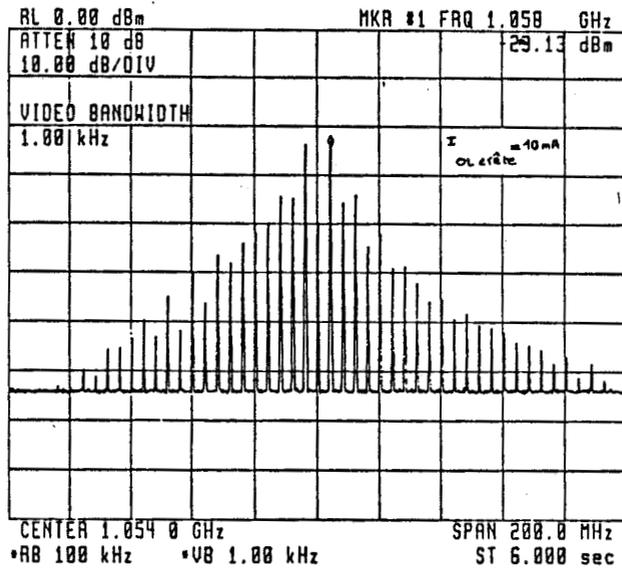


fig 2-15. Réponse du mélangeur pour  $I_{OL}$  crête = 10mA.

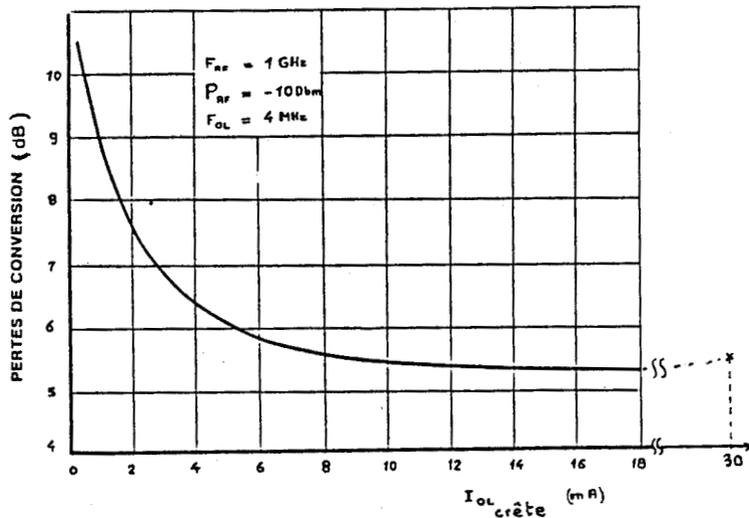


fig 2.16. Evolution des pertes de conversion en fonction de l'amplitude de la tension crête de pompage.

## II-4.2.2 CARACTERISTIQUES DU MELANGEUR

L'optimisation des pertes de conversion résulte de "l'adaptation" de la diode 2800 avec les éléments qui lui sont associés:

- résistances, de source et de charge, optimales :  $100 \Omega < R_{\text{source opt}}$  et  $R_{\text{charge opt}} < 250 \Omega$  (vu au paragraphe II-2 de ce chapitre). Précisons que dans le cas de la balise, l'antenne hyperfréquence constitue à la fois la charge et la source.

- adaptation en puissance au sens habituel :

impédance complexe de source (ou de charge) = impédance complexe conjuguée de la diode.

$$Z_s = Z_d^*$$

A 1 GHz, la mesure directe de l'impédance présentée par une diode pompée par un fort signal 4 MHz n'est pas réalisable avec les instruments de mesure classiques (régime fortement non linéaire).

Aussi avons-nous développé une méthode de mesure permettant l'optimisation pratique du mélangeur.

### II-4.2.2.1 OPTIMISATION PRATIQUE DES PERTES DE CONVERSION DU MELANGEUR

La méthode utilise un pont réflectomètre. Les pertes d'insertion inhérentes aux différents éléments du montage tels que pont réflectomètre, cellule de filtrage, câbles ont été mesurés au préalable. le montage est représenté à la figure 2-13.

Le signal de pompage 4 MHz est injecté dans la ligne  $\lambda_g / 4$ . Court-circuitée par un condensateur à son extrémité (vis-à-vis de la HF), elle se présente comme un circuit ouvert dans l'axe du Té, et ne perturbe donc pas le signal hyperfréquence. Cette ligne constitue également un court-circuit pour le signal de fréquence  $2 F_{RF}$  et diminue ainsi les pertes de conversion aux fréquences utiles.

La cellule de mesure est réalisée à partir d'un support classique de type circuit imprimé en verre-époxyde (substrat économique qui servira à la fabrication finale de la balise).

Les lignes microrubans sont élaborées à partir de rubans de cuivre (du type clinquant autocollant) collés sur la face supérieure d'un support circuit imprimé.

Moyennant toutes ces précautions de mesure, l'optimisation du rendement de conversion se fait par l'observation, sur l'analyseur, des deux premiers battements latéraux.

L'adaptation en puissance est réalisée par :

- le transformateur  $\lambda_g / 4$  qui adapte la partie résistive de l'impédance de la diode,
- le stub qui compense la partie réactive présentée par la diode et ses soudures.

L'optimisation pratique des pertes de conversion consiste à diminuer progressivement (par découpage) la largeur  $W$  du transformateur d'adaptation et la longueur  $l$  du stub, jusqu'à l'obtention des raies  $F_{RF} + F_{OL}$  maximales.

L'étude des caractéristiques du support époxy et des éléments hyperfréquences (lignes, coupleurs) sera décrite au chapitre III.



La figure 2-14 montre la cellule mélangeuse optimisée à 1 GHz. Le transformateur quart d'onde est constitué d'une ligne de largeur  $W = 1$  mm, ce qui correspond à une impédance caractéristique  $Z_c = 80 \Omega$ . L'application de la relation d'adaptation concernant le transformateur  $\lambda_g/4$  nous donne :

$$Z_c = \sqrt{50 \Omega + Z_{\text{diode opt}}}$$

d'où  $Z_{\text{diode opt}} = 128 \Omega$  qui correspond donc à la résistance optimale de source d'alimentation de la diode (pour  $I_{OL} = 10$  mA crête).

La figure 2-15 représente la réponse du mélangeur ainsi optimisé.

La connaissance des différentes pertes d'insertion (câbles, pont...) permet de quantifier la perte de conversion totale, soit pour la 2800 et à la fréquence 1 GHz :

$L_T = 5,5$  dB avec  $I_{OL}$  crête = 10 mA (sur une bande latérale).

Ce résultat est satisfaisant et correspond à celui déterminé théoriquement (voir courbe figure 2-6:  $L_T = 5,5$  dB).

A titre de comparaison, signalons qu'un mélangeur commercial classique (AD 149) présente dans les mêmes conditions une perte de 8 dB.

## II-4.2.2.2 INFLUENCES DU NIVEAU DU SIGNAL D'OSCILLATEUR LOCAL

La réponse du mélangeur en fonction du niveau délivré par l'oscillateur local est une caractéristique très importante.

En effet, ce niveau est représentatif de la puissance que doit fournir l'émetteur MF embarqué dans le véhicule. D'où l'intérêt de travailler avec un mélangeur balise faible niveau OL, notamment devant la contrainte législative concernant l'octroi des bandes de fréquences. Nous utiliserons le terme "barrière basse" pour les diodes qui possèdent une faible valeur de tension pour un courant donné (usuellement 1 mA). C'est le cas des deux diodes choisies 2800 et 2835 :  $V_d(1 \text{ mA}) = 0,35$  V.

La figure 2-16 nous montre l'évolution des pertes de conversion en fonction du courant de pompage  $I_{OL}$  avec le montage de la figure 2-13.

On constate qu'à partir d'un courant crête de 6 mA, les performances du mélangeur ne s'améliorent pratiquement plus. Le rendement de conversion maximum est obtenu pour un courant de 20 mA, puis décroît lentement lorsque la valeur du courant croît. Ce phénomène s'explique par la perte de puissance à la fréquence utile provoquée par l'augmentation de la puissance dissipée aux fréquences d'intermodulation de rang élevé (vu au chapitre II lors de l'analyse qualitative).

La figure 2-17 donne la réponse du mélangeur lorsque le courant de pompage est de 30 mA crête.

Pour assurer le bon fonctionnement du système, l'émetteur MF embarqué doit être conçu de manière à induire au niveau du mélangeur balise, un courant supérieur à 8 mA crête.

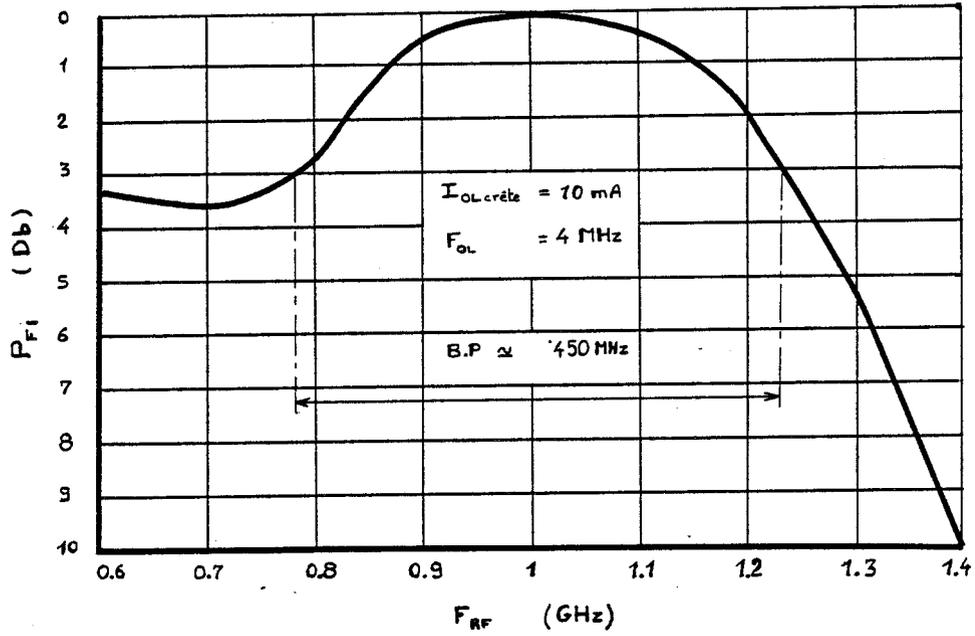


fig 2.19. Réponse FI du mélangeur balise en fonction de la fréquence.

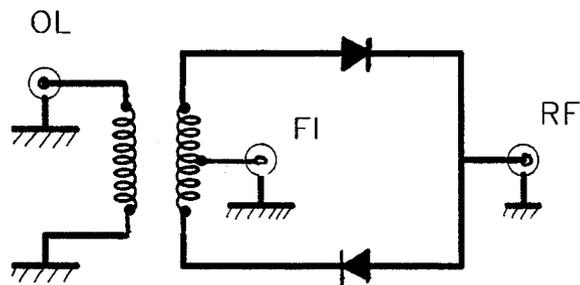


fig 2.20. Schéma de principe d'un mélangeur BF.

## II-4.2.2.3 POINT DE COMPRESSION 1 DB

En se référant au principe de fonctionnement du système décrit en introduction et en supposant une puissance de pompage suffisante, on pourrait croire qu'une augmentation de la puissance émise par l'émetteur hyper embarqué aurait pour effet une augmentation du signal HF réémis par la balise. Cette particularité intéressante aurait pour conséquence une amélioration du rapport signal sur bruit au niveau du récepteur embarqué. Ce phénomène est cependant limité.

En effet, le mélangeur possède sur toute son échelle dynamique un gain quasi-constant : le signal de sortie FI suit plus ou moins fidèlement les variations du signal d'entrée RF. Ce point est caractérisé par la linéarité du mélangeur qui est représentative de sa qualité (bien que le qualificatif "linéaire" parait paradoxal lorsqu'il est associé au mélangeur). Ceci ne dure que jusqu'à ce que l'on atteigne un niveau RF qui entraîne une saturation de la caractéristique  $P_{FI} = f(P_{RF})$ . Cette limite maximale est constituée par le point de compression à 1 dB du mélangeur.

Ce phénomène est illustré à la figure 2-18 où nous avons tracé  $P_{FI} = f(P_{RF})$  pour deux courants  $I_{OL}$ .

Remarquons que la valeur du point de compression 1 dB est liée au niveau d'injection OL.

Nous en tirons les conclusions concernant la puissance d'émission hyperfréquence :

- Dans les conditions normales d'utilisation ( $I_{OL} > 10$  mA) et compte tenu de l'atténuation de l'onde hyperfréquence  $L_{att}$  liée à la distance séparant l'antenne d'émission hyper à la balise

$$\text{Puissance d'émission} < 4 + L_{att} \quad \text{en dbm}$$

Pour fixer les idées, l'atténuation est approximativement de 10 dB entre la puissance injectée au niveau de l'antenne émettrice et la puissance recueillie par l'antenne réceptrice, si la distance de séparation est de 20 cm et la fréquence égale à 1 GHz. Nous obtenons donc la condition importante suivante :

$$\text{Puissance d'émission hyper} < 14 \text{ dBm} \quad (\text{R 2-13})$$

Signalons que dans cette expression, les effets relatifs à l'absorption de l'onde hyperfréquence, provoqués par exemple par une couche de neige recouvrant la balise, ne sont pas pris en considération. Ce point sera développé au chapitre III.

## II-4.2.2.4 BANDE PASSANTE DU MELANGEUR

La réponse de la balise est conditionnée en particulier, par la bande passante de son mélangeur (de ses antennes aussi).

La réponse du mélangeur en fonction de la fréquence du signal d'entrée est représentée à la figure 2-19. Notons que la bande passante mesurée est supérieure à 40%.

## II-4.2.2.5 ESSAIS A 2 GHZ

Pour diminuer les dimensions de l'antenne balise, nous avons envisagé une évolution du dispositif vers des fréquences plus élevées. Dans ce but, nous avons effectué des essais à 2 GHz. Les conditions expérimentales sont les mêmes que celles décrites précédemment.

Pour ce faire, nous avons développé deux cellules de mélange adaptées au 2 GHz, l'une équipée de la diode 2800, l'autre de la 2835.

Les pertes de conversion obtenues sont :

- pour la 2800                      L = 6,75 dB à 2 GHz
- pour la 2835                      L = 5,5 dB à 2 GHz

En faisant abstraction du problème lié à l'absorption des ondes électromagnétiques, ces résultats démontrent la faisabilité d'une telle évolution.

## II-4-3 CARACTERISTIQUES DES MELANGEURS DE RECEPTION

Le récepteur embarqué nécessite l'emploi de deux mélangeurs destinés à démoduler le signal réémis par la balise. Bénéficiant des résultats obtenus au paragraphe précédent, nous présentons ici leur structure et caractéristiques.

Dans le cadre d'application de type SNCF, la contrainte de coût concernant le matériel embarqué, est moindre (à priori), nous avons cependant développé un autre mélangeur économique.

### II-4.3.1 CHOIX DE LA STRUCTURE DU MELANGEUR DE RECEPTION

Les mélangeurs ont pour fonction la démodulation du signal réémis par la balise, en synchronisme avec le signal d'émission hyperfréquence. C'est la démodulation synchrone (Ce point sera développé au chapitre IV).

La fréquence d'émission et celles réémises sont très voisines. On considère cette fois le mélangeur comme un composant à trois accès distincts : l'entrée RF, l'OL, la sortie FI.

On se trouve cette fois dans le cas de la conversion basse. La structure généralement employée dans ce cas fait usage d'un coupleur hybride 3 dB - 90° (ou branch-line) [2-9] [2-10] (ce mélangeur est du type symétrique équilibré et utilise deux diodes montées tête bêche, supposées parfaitement appariées).

Des essais ont montré que cette structure offre un bon rendement de conversion. Malheureusement, ce type de mélangeur présente une mauvaise isolation OL - RF. Une partie de la puissance OL est donc émise par l'antenne HF de l'interrogateur et donne lieu à des interférences entre l'onde HF "normale" qui télé-alimente la balise et l'onde OL.

La solution à ce problème consiste à employer un coupleur hybride 3 dB - 180°, plus connu sous le nom de "rat-race".

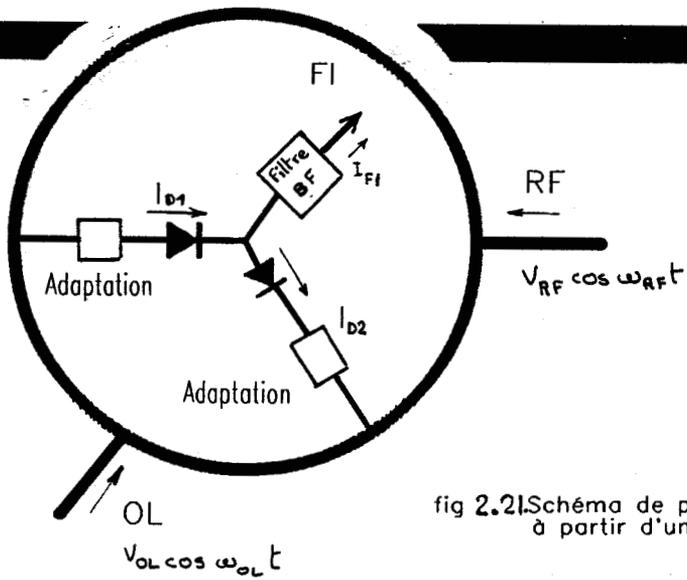


fig 2.21. Schéma de principe d'un mélangeur hyperfréquence élaboré à partir d'un coupleur "rat-race" 3 db, 180°.

fig 2.22. Maquette finale du mélangeur de réception.

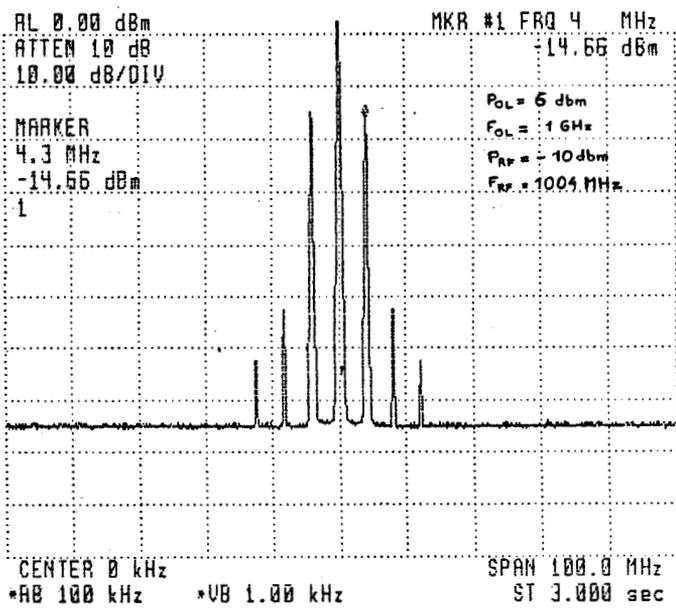
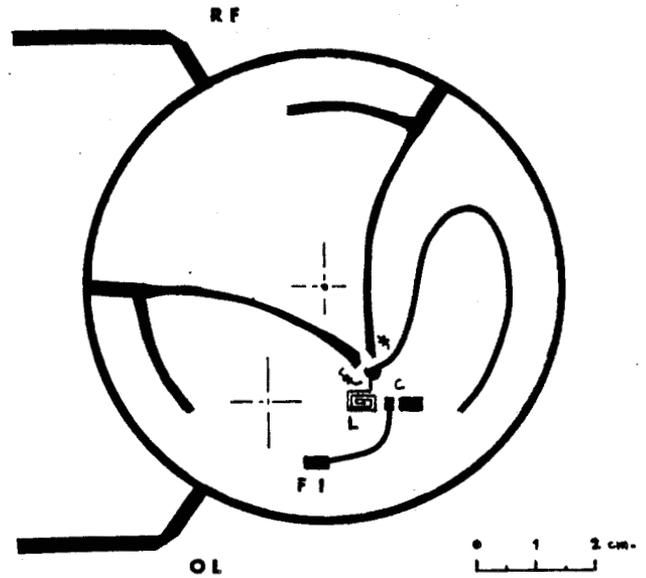


fig 2.23. Réponse spectrale du mélangeur de réception.

## Approche simplifiée du mélangeur

La figure 2-20 représente le schéma de principe d'un mélangeur BF. Ce type de mélangeur est également du type symétrique équilibré et utilise deux diodes appariées. Son équivalent hyper est donné à la figure 2-21.

Si  $F_{OL}$  est proche de  $F_{RF}$ , on montre qu'après filtrage des composantes HF du courant de sortie ( $\omega_{OL} + \omega_{RF}$ ,  $\omega_{RF}$ , ...), ce dernier s'écrit:

$$I_{FI} = I_{D1} - I_{D2} = B V_{RF} V_{OL} \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF}) t \quad (R2-14)$$

Pour que le dispositif puisse fonctionner correctement, il faut que ses quatre bras soient chargés sur l'impédance caractéristique du coupleur (50  $\Omega$ ). L'adaptation des diodes est donc indispensable.

## II-4.3.2 CARACTERISTIQUES DU MELANGEUR DE RECEPTION

### II-4.3.2.1 OPTIMISATION DU RENDEMENT DE CONVERSION

L'optimisation des performances du mélangeur utilise les résultats expérimentaux obtenus précédemment à propos du mélangeur balise.

La maquette finale ainsi optimisée est représentée à la figure 2-22.

Les deux bras d'alimentation de diode sont similaires à celui du mélangeur balise. Les deux diodes appariées sont intégrées dans un boîtier unique CMS (HSMS 2822). Le filtre FI est constitué par les deux éléments suivants:

- le tronçon de ligne à extrémité ouverte contribue à l'adaptation des diodes ;
- le filtre LC constitué par une self de choc HF imprimée et une capacité de 100 pf. Il est destiné à rejeter les composantes HF.

La figure 2-23 montre la réponse spectrale du mélangeur soumis à un signal 1 GHz d'oscillation locale d'une puissance de 6 dBm.

On remarque une différence de 40 dB entre les amplitudes des deux premiers battements.

Le mélangeur équipé des diodes 2835 présente une perte de conversion de 4,5 dB pour une puissance d'OL de 6 dBm.

Le même mélangeur adapté aux diodes 2800 donne une perte de 5,3 dB.

Le système embarqué est moins soumis aux perturbations électromagnétiques (orages). Pour cette raison, nous choisissons les 2835 qui donnent le meilleur rendement de conversion.

### II-4.3.2.2 INFLUENCE DU NIVEAU D'OSCILLATION LOCALE

L'évolution des pertes de conversion en fonction de la puissance OL est donnée à la figure 2-24. Au niveau du récepteur embarqué, nous verrons que pour des raisons de coût en particulier, la

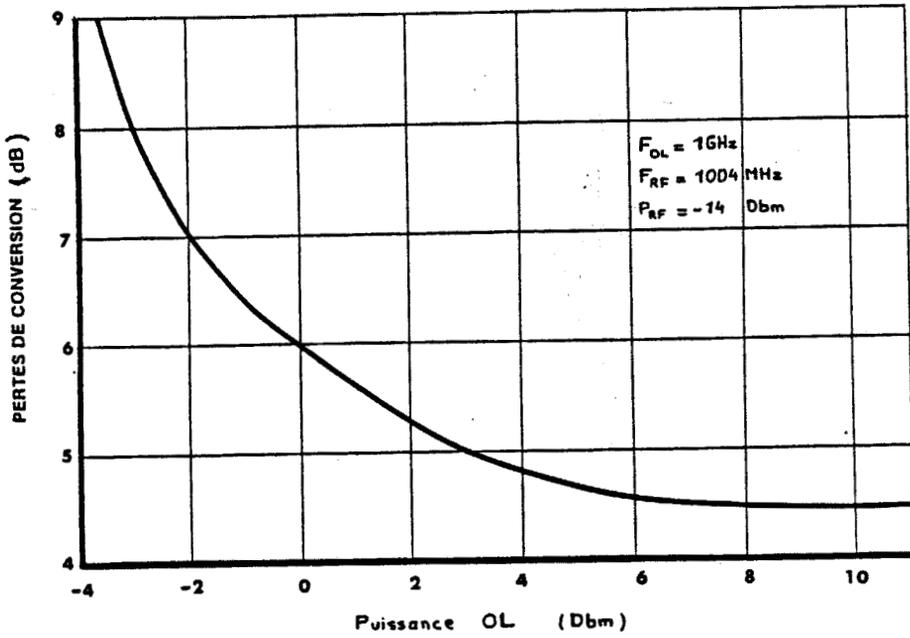


fig2-24. Evolution des pertes de conversion du mélangeur de réception en fonction du niveau de puissance OL injectée.

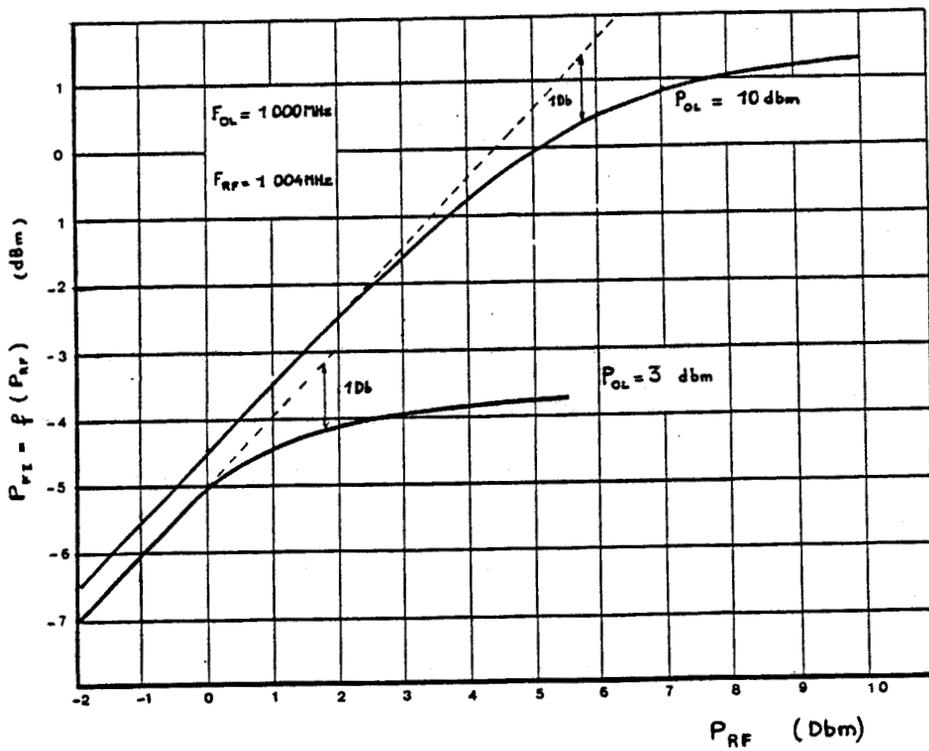


fig2-25. Effet de saturation du mélangeur de réception : points de compression à 1 db pour  $P_{OL} = 10\text{ dbm}$  et  $P_{OL} = 3\text{ dbm}$ .

puissance disponible et nécessaire à l'alimentation OL des mélangeurs est limitée. D'où l'intérêt qu'offrent ces mélangeurs à faible puissance OL.

A titre de comparaison, signalons qu'à 0 dBm de puissance OL, le mélangeur commercial AD 149 présente des pertes d'au moins deux fois supérieures à celui que nous venons de décrire.

## II-4.3.2.3 POINT DE COMPRESSION 1 dB

Considérons les courbes  $P_{FI} = f(P_{RF})$  de la figure 2-25. Au niveau du récepteur, les effets consécutifs au phénomène de saturation sont moins critiques que pour la balise.

La puissance du signal reçu en provenance de cette dernière est relativement faible : approximativement -30 à -20 dBm. Une puissance d'OL de 2 à 3 dBm s'avère ici suffisante.

## II-4.3.2.4 IMPEDANCE D'ENTREE RF ET OL

On a vu précédemment que l'entrée RF du mélangeur est destinée à être connectée directement à l'antenne du récepteur. La connaissance de l'impédance d'entrée RF du mélangeur est donc indispensable. Elle détermine le calcul des éléments d'adaptation à insérer au niveau des transitions : mélangeur - câble ou lignes microruban. On évite ainsi les ondes stationnaires et les pertes supplémentaires d'inadaptation.

Dans cet objectif, nous avons utilisé une méthode similaire à la méthode de mesure d'impédance réflectométrique exposée en annexe.

Les résultats sont présentés ici dans l'abaque de SMITH, ce qui permet de déterminer rapidement à l'aide d'échelles appropriées le TOS et le coefficient de réflexion (figure 2-26). On trouvera en annexe une représentation plus précise de l'impédance d'entrée sous la forme partie réelle, partie imaginaire.

L'ensemble des résultats amène les deux constatations suivantes :

- la comparaison des courbes met en évidence, une fois de plus, l'influence de la puissance OL sur l'impédance ;

- qu'à 1 GHz et dans les limites de puissance locale utilisable, le TOS est inférieur à 1.6, ce qui correspond à un coefficient de réflexion inférieur à 0,2.

Ces résultats sont satisfaisants et de par la symétrie du mélangeur, ils sont également valables pour l'entrée OL.

## II-4.3.2.5 BANDE PASSANTE

La mesure de la bande passante du dispositif a été réalisée dans les conditions suivantes :

$P_{OL} = 6 \text{ dBm}$  ;  $F_{OL} = 1 \text{ GHz}$  ;  $P_{RF} = -14 \text{ dBm}$ ,  $F_{RF}$  variant de 1 à 1,1 GHz.

La courbe représentative de l'affaiblissement de la puissance FI en fonction de  $F_{FI} = F_{RF} - F_{OL}$  est donnée à la figure 2-27. La bande passante à 3 dB ainsi obtenue est de 80 MHz soit 8%.

## II-4.3.2.6 POSSIBILITE D'EVOLUTION A 2 GHz

Les caractéristiques du mélangeur n'ont été établies qu'à la fréquence 1 GHz. Toutefois, les résultats théoriques et expérimentaux obtenus précédemment montrent que l'évolution du dispositif vers des fréquences supérieures est tout à fait envisageable (mais raisonnablement inférieures à 3 GHz avec ce type de diode et de support).

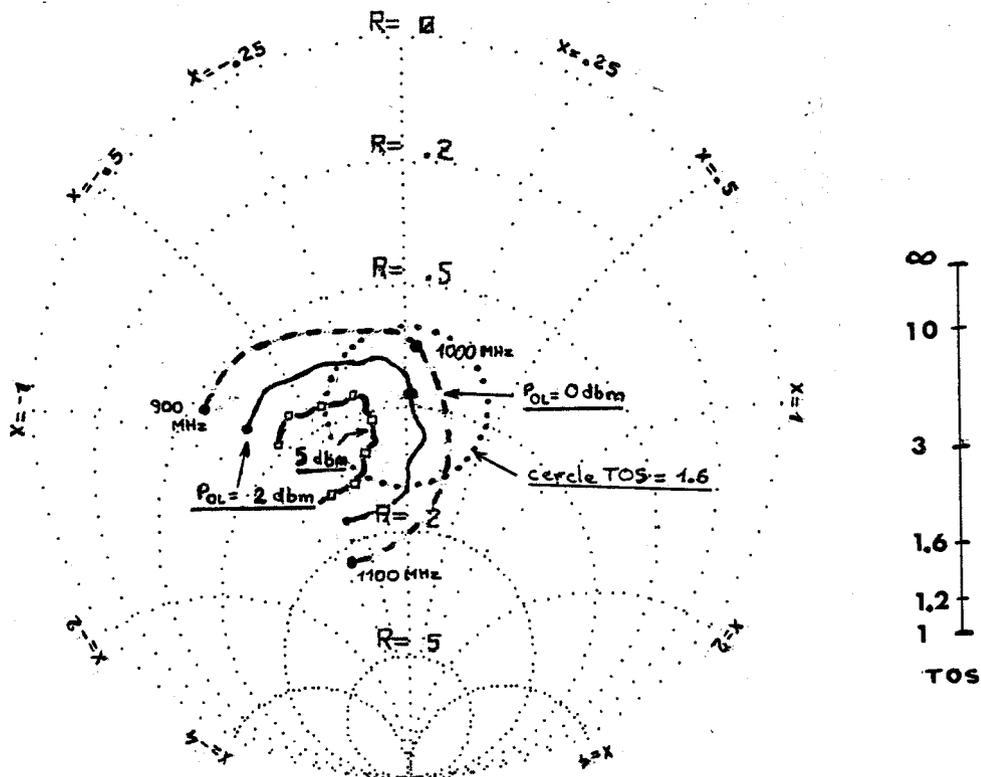


Fig.2-26. Représentation polaire de l'impédance d'entrée RF ou OL du mélangeur de réception.

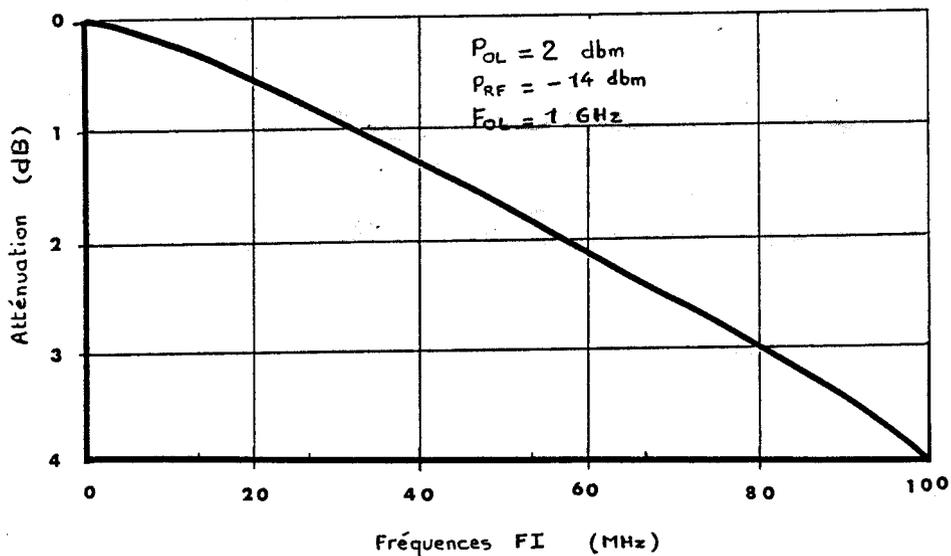


fig 2.27 Réponse FI du mélangeur de réception en fonction de la fréquence.

## II-4.4 REPRODUCTIVITE DES MELANGEURS

La reproductivité de fabrication concernant les mélangeurs balise et de réception est bonne. En effet, leur construction est aisée : elle nécessite la très classique technique des circuits imprimés.

En ce qui concerne la reproductivité des caractéristiques, l'expérience a montré que pour des variations inférieures à 10%, à la fois de la permittivité électrique  $\epsilon_r$  et de l'épaisseur du support époxy, la dégradation des pertes de conversion reste inférieure à 2 dB. La simulation de cet effet a été effectuée en augmentant la longueur de chacune des lignes. Une méthode de caractérisation du support sera examinée au chapitre III.

## II-5 MELANGEUR ACTIF.

D'une manière générale, le dispositif que nous décrivons ici pourrait être conçu en tant que mélangeur hyperfréquence. Il est plus particulièrement adapté à la fonction de modulateur (tout ou rien). Il équipe les balises du système n°3 à polarisations croisées. L'unique différence avec les mélangeurs dissipatifs que nous avons détaillés ci-avant, réside dans le fait que ce dispositif utilise un transistor UHF qui puise son énergie à une alimentation en courant continu qui est connectée directement sur le cadre MF. Il est par conséquent nécessaire de minimiser ici la consommation, d'une part sur l'alimentation continue et d'autre part sur la commande de modulation (équivalente à l'entrée OL).

La fig.2.28 nous montre la structure du modulateur retenu.

Sa structure est du type simple non équilibrée, montage base commune (pour des fréquences de travail élevées).

Le transistor utilisé est du type MESA et présente l'avantage de pouvoir fonctionner avec un courant collecteur relativement faible : 2 à 4 mA et une tension VCE de - 6 à - 10V. Ce transistor est d'une technologie relativement ancienne mais convient bien pour l'application. Le transistor BF 181, plus moderne, conviendrait également.

La base du transistor constitue l'entrée commande du modulateur.

Pour des raisons de compatibilité avec les systèmes hétérodynes, la fréquence de travail est fixée à 790 MHz.

### Méthode d'élaboration.

- 1 - Caractérisation du transistor à l'analyseur vectoriel de réseaux (paramètres S) pour plusieurs points de fonctionnement .
- 2 - Détermination des éléments nécessaires à la polarisation du composant et des capacités de découplage, ceci en minimisant la consommation statique et la durée des transitoires de commutation (prévue pour 1 Mb/s).
- 3- Optimisation des lignes hyperfréquences d'adaptation avec le logiciel TOUCHSTONE.
- 4 - réalisation.
- 5 - caractérisation et optimisation expérimentales avec l'analyseur de spectre (fig.2.29).

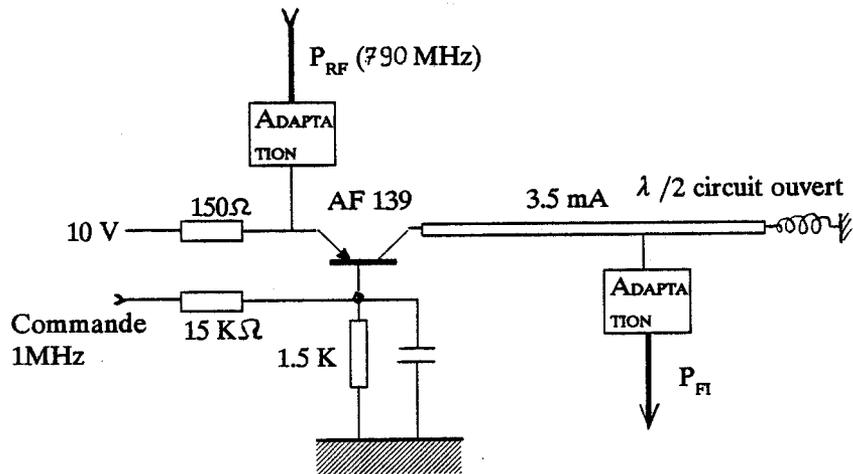


Fig.2.28 - Structure du mélangeur actif.

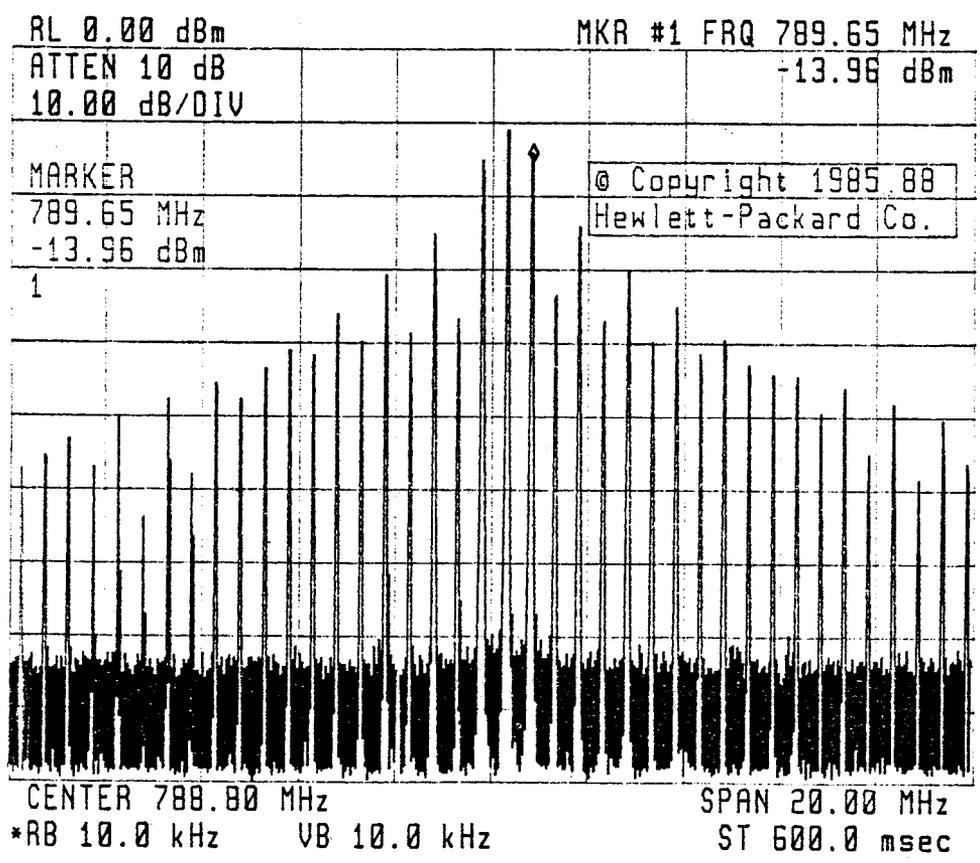


Fig.2.29 - Transfert de puissance du mélangeur actif :  $P_{Fi} = f(P_{RF})$ .  
 $F_{RF} = 820 \text{ MHz}$ ,  $F_{OL} = 1 \text{ MHz}$  (signal de pompage carré).  
 $P_{RF}$  injectée = -16,5 dBm -  $F_{OL} = 500 \text{ KHz}$  - Gain de conversion = 2,54 dB.

## Conclusion.

- tension d'alimentation comprise entre 9 et 13V
- consommation totale: 25 mW au maximum.
- point de compression à 1 dB : 2 dBm
- gain de conversion : 2,5 dB
- bande passante : 40 MHz
- coût comparable au mélangeur simple diode.

On verra au chapitre 4 l'interconnexion du modulateur avec une antenne patch carrée à polarisations croisées.

Le modulateur actif a l'avantage de présenter un gain de conversion de 7 dB par rapport aux mélangeurs dissipatifs décrits précédemment. Ceci permet d'améliorer le bilan de transmission HF du système n°1 et 2 et compense ainsi un peu l'atténuation de l'onde HF due à l'eau.

Dans la même optique, il est possible d'employer d'autres transistors possédant à la fois un paramètre S21 plus élevé (représentatif du gain) et un point de compression de l'ordre de 5 dBm; ceci entraîne bien entendu une augmentation de la puissance consommée : 150 mW au minimum.

Un point de compression plus élevé permettrait d'augmenter la puissance HF d'émission (système 3) jusqu'à disons 500 mW.

---

## CONCLUSION

Nous avons au cours de ce chapitre décrit comment réaliser et optimiser, à partir de composants très économiques, trois structures de mélangeurs (simple diode - double diode - mélangeur actif).

### 1 - mélangeurs passifs.

L'analyse théorique et pratique du processus de mélange a déterminé le choix des diodes SCHOTTKY ; celles-ci s'adaptent le mieux à l'application en fonction des contraintes imposées et plus particulièrement aux impératifs de coût et de sécurité liés essentiellement à la balise de position.

L'étude inhérente au mélangeur balise a permis de quantifier les caractéristiques importantes telles que :

- les pertes de conversion : 5,5 dB pour un courant de pompage  $I_{OL}$  crête de 10 mA
- le point de compression à 1 dB : 4 dBm.

Elles déterminent en partie la puissance que doit fournir chacun des émetteurs MF et hyperfréquence. La résistance optimale de charge et de source ( $\approx 120 \Omega$ ) nous renseigne sur la manière de connecter le mélangeur avec les antennes hyperfréquences.

L'étude concernant le mélangeur symétrique de réception a montré que ses caractéristiques et propriétés sont particulièrement bien adaptées au système de localisation :

- un faible niveau d'OL : 2 dBm ;
- une bande passante à 3 dB:  $\approx 10\%$  ;
- une bonne adaptation des entrées OL et RF : TOS < 1.4 ;
- une bonne isolation OL-RF et OL-FI : supérieure à 25 dB.

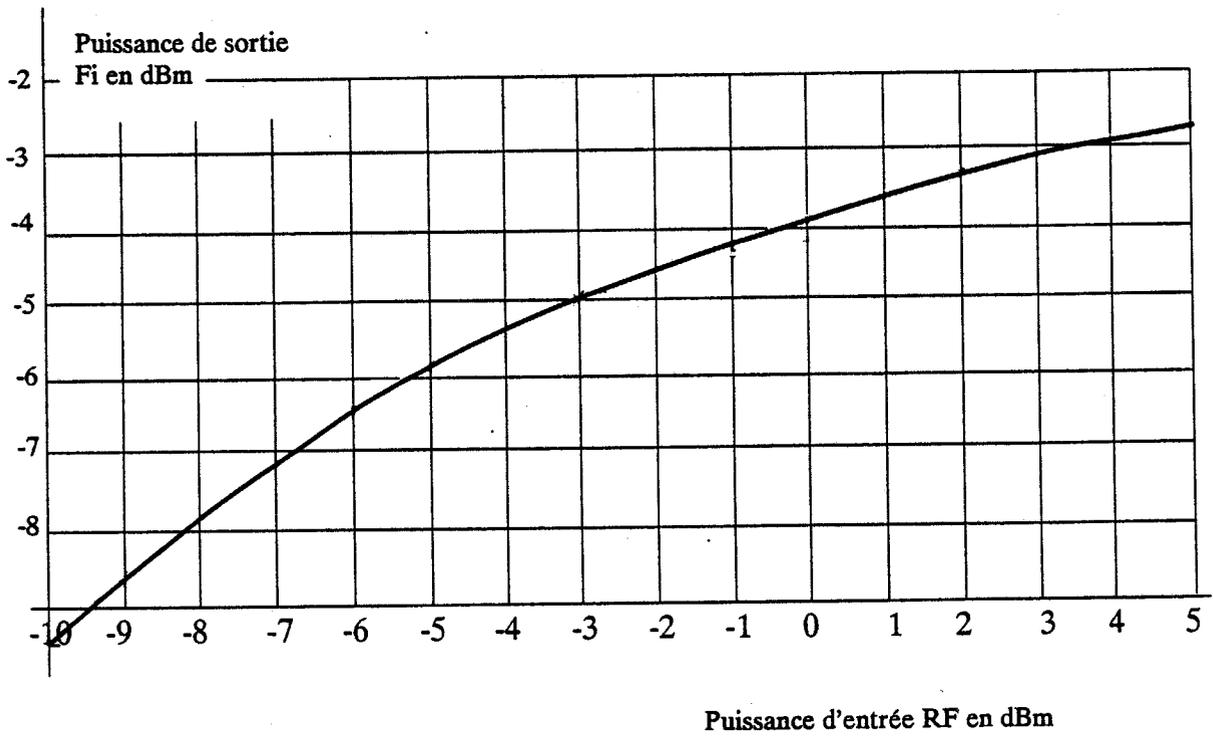


Fig.2.30 - Transfert de puissance du mélangeur actif :  $P_{Fi} = f(P_{RF})$ .  
 $F_{RF} = 820 \text{ MHz}$ ,  $F_{OL} = 1 \text{ MHz}$  (signal de pompage carré).

Des travaux antérieurs ont mis en évidence la relative insensibilité des mélangeurs vis-à-vis des fluctuations de température : variations des pertes de conversion inférieures à 0,5 dB par 100° [2-10].

La classique technique des circuits imprimés confère à ces deux dispositifs une reproductibilité de fabrication excellente.

Enfin l'évolution du système vers la bande 2,45 GHz n'est pas inenvisageable. L'estimation des pertes de conversion à d'autres fréquences de travail peut être déduite par interpolation des courbes théoriques et expérimentales obtenues.

## 2 - Mélangeur actif (modulateur).

pour conférer au système numérique n°3 à polarisations croisées un meilleur bilan de transmission, nous avons fabriqué un modulateur faible consommation qui apporte un gain de 8 dB par rapport au mélangeur passif à diode.

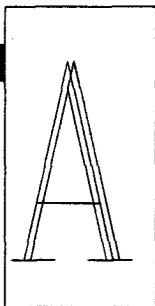
# CHAPITRE III.

---

PROPAGATION

ELECTROMAGNETIQUE

ANTENNES



# PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE

u chapitre précédent, nous avons vu que la conversion de fréquence s'effectue grâce au mélangeur de balise. Cette dernière constitue donc véritablement le coeur du système de localisation et ne fonctionne qu'à partir de l'énergie électromagnétique délivrée par les antennes moyenne fréquence (MF) et hyperfréquence (RF) placées sous le véhicule.

Cet apport d'énergie concerne les signaux suivants :

- oscillation locale ou signal de pompage 4 MHz (OL),
- signal hyperfréquence 1 GHz (RF).

Au niveau de la balise, la réception simultanée de ces signaux se traduit par la réémission d'ondes hyperfréquences :

battements  $1 \text{ GHz} \pm n \cdot 4 \text{ MHz}$  (avec  $n$  entier).

Ce chapitre traite de la transmission des ondes électromagnétiques. Nous nous proposons, à partir du mécanisme de propagation de ces ondes, de choisir les antennes du système. Pour guider le choix dans la détermination des éléments de la chaîne de transmission, on s'efforcera de répondre aux contraintes citées au chapitre I. L'association des résultats obtenus à l'issue du chapitre II et III se matérialisera par la construction d'une balise très simple et de coût minimum ; elle équipe le système n°1 et sera décrite au chapitre 4.

La première partie du chapitre est consacrée à l'approche simplifiée du problème de rayonnement électromagnétique. Elle est basée sur la théorie du rayonnement émis par des antennes élémentaires (doublet électrique et magnétique de HERTZ). A l'issue de ce rappel, nous justifions le choix des antennes réelles à utiliser en fonction des impératifs de fonctionnement du système de localisation.

Dans la deuxième partie, nous abordons l'atténuation des ondes électromagnétiques par des matières absorbantes et réfléchissantes telles que l'eau, la glace, la neige. Nous justifions le choix des fréquences et puissances de travail (HF et Moyennes Fréquences).

La troisième partie traite de la propagation guidée par les lignes microrubans que nous avons déjà évoqués au chapitre précédent et que nous rencontrerons tout le long de l'étude. L'utilisation du support époxy permet de s'affranchir en partie de la contrainte de coût, mais aux dépens des performances. Nous proposons une méthode de caractérisation de ce type de substrat.

Dans la quatrième et cinquième partie, nous décrivons les propriétés des antennes hyperfréquences susceptibles de convenir au système. Nous y développons des antennes modernes dites "plaquées" : dipôle électrique - antenne "fente" - antenne "patch".

L'étude théorique du rayonnement électromagnétique appliquée au cas réel qui nous préoccupe serait très complexe. En effet, la propagation est perturbée par le sol et les éléments métalliques environnants (caisse du véhicule, rail...) qui provoquent des réflexions multiples. Le couplage entre antennes (émission - balise) complique encore plus le problème. Par souci de simplification, nous examinons l'influence de ces phénomènes sur une antenne connue, le dipôle filaire, celui-ci possédant des propriétés très voisines de son équivalent en structure plaquée.

Le sixième paragraphe est consacré à la partie moyenne fréquence. Nous optimisons les antennes cadres d'émission et de réception après avoir choisi le modèle des circuits résonnants couplés. Pour les applications SNCF, les distances séparant l'interrogateur de la balise étant supérieures à celles prévues pour les métros (60 cm au lieu de 20 cm), il a fallu développer des interrogateurs plus grands que pour le système initial n°1. Les cadres qui les composent sont également parcourus par des courants plus importants que ceux qui parcourent le cadre de l'interrogateur métro.

Là encore, les méthodes conduisant à l'optimisation des cadres sont appliquées au cas du système de base n°1. Pour des raisons de concision, nous ne mentionnons que les caractéristiques des circuits MF réalisés.

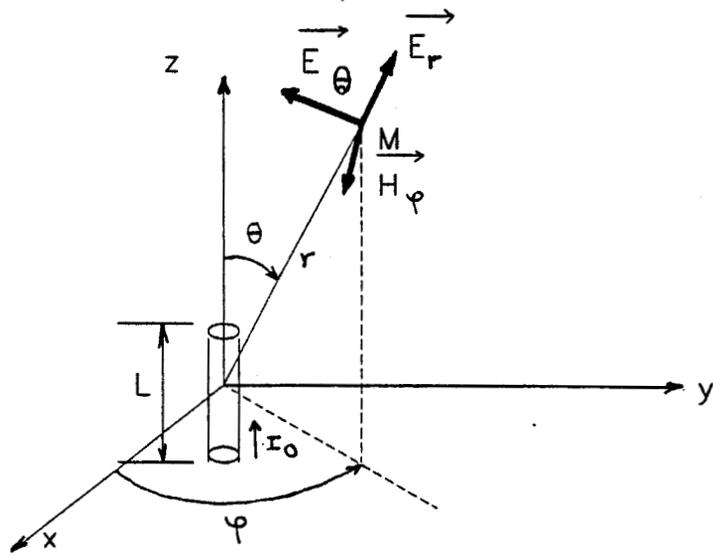


fig 3-1 . composantes du champ rayonné par un doublet électrique

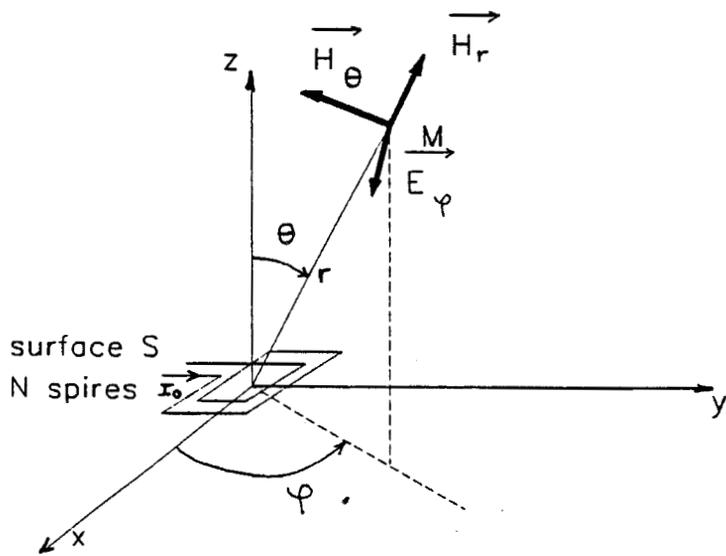


fig 3-2 . composantes du champ rayonné par un doublet magnétique

### III-1 APPROCHE SIMPLIFIEE DU PROBLEME DU RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE PRODUIT PAR LES ANTENNES

La théorie de l'électromagnétisme est basée sur les quatre équations de MAXWELL. L'approche simplifiée du problème consiste à considérer selon le cas, soit le rayonnement du doublet électrique, soit le rayonnement du doublet magnétique [3-1] [3-33]. Nous nous proposons de rappeler les principaux résultats.

#### III-1.1 RAYONNEMENT DU DOUBLET ELECTRIQUE

Un doublet électrique est une antenne filaire élémentaire dont la longueur  $l$  est très inférieure à la longueur d'onde et qui est parcouru par un courant considéré comme constant (figure 3-1).

En supposant qu'il soit placé dans l'espace libre isolant (vide), on démontre alors que les trois composantes du champ rayonné exprimées en coordonnées sphériques sont :

$$\begin{aligned}
 E_r &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I_0 l}{4\pi\lambda} 2 \cdot \cos \theta \left[ \frac{\lambda}{r^2} - \frac{j\lambda^2}{2\pi r^3} \right] e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \\
 E_\theta &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I_0 l}{4\pi\lambda} \sin \theta \left[ \frac{j2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} - \frac{j\lambda^2}{2\pi r^3} \right] e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \\
 H_\phi &= \frac{I_0 l}{4\pi\lambda} \sin \theta \left[ \frac{j2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} \right] e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}
 \end{aligned} \tag{R3.1}$$

composantes "rayonnées" du champ
composantes "induites" du champ

avec  $\lambda$  = longueur d'onde dans l'air  
 $c$  = vitesse de la lumière #  $3 \cdot 10^8$  m/s et

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi$$

$E_r$  et  $E_\theta$  en V/m

$H_\phi$  en A/m

#### III-1.2 RAYONNEMENT DU DOUBLET MAGNETIQUE

Un doublet magnétique est une antenne cadre élémentaire composée de  $N$  spires dont les dimensions sont très inférieures à la longueur d'onde et qui est parcouru par un courant constant (figure 3-2).

Moyennant les mêmes hypothèses que pour le cas électrique, on démontre pour le doublet magnétique :

$$\begin{aligned}
 H_r &= \frac{2\pi j}{4\pi\lambda^2} I_0 NS \cdot 2 \cdot \cos \theta \left[ \frac{\lambda}{r^2} - \frac{j\lambda^2}{2\pi r^3} \right] e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \\
 H_\theta &= \frac{2\pi j}{4\pi\lambda^2} I_0 NS \sin \theta \left[ \frac{j2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} - \frac{j\lambda^2}{2\pi r^3} \right] e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad (R3.2) \\
 E_\varphi &= -2\pi j \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{I_0 NS}{4\pi\lambda^2} \sin \theta \left[ \frac{j2\pi}{r} + \frac{\lambda}{r^2} \right] e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}
 \end{aligned}$$

composantes "rayonnées" du champ
composantes "induites" du champ

S étant la surface du cadre en m<sup>2</sup>  
 et N le nombre de spires

### III-1.3 REMARQUES

Ces expressions sont valables quelque soit la distance r.

On distingue dans les deux cas deux catégories de termes :

- 1) les termes correspondant à la partie rayonnée du champ qui varie en 1/r
- 2) les termes correspondant à la partie induite du champ qui varie en 1/r<sup>2</sup> et 1/r<sup>3</sup>.

Si on s'intéresse au champ lointain, ce qui est souvent le cas en pratique, les termes en 1/r<sup>2</sup> et 1/r<sup>3</sup> deviennent négligeables devant les termes en 1/r et on retrouve les classiques formules des champs :

#### Cas électrique

$$E_r = 0$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi}{\lambda r} I_0 \sin \theta e^{j\omega(t - r/c)}$$

$$H_\varphi = j \frac{1}{2\lambda r} I_0 \sin \theta e^{j\omega(t - r/c)}$$

(R3.3)

#### Cas magnétique

$$H_r = 0$$

$$H_\theta = -\pi \frac{N \cdot S}{\lambda^2 r} I_0 \sin \theta e^{j\omega(t - r/c)}$$

$$E_\varphi = 120\pi^2 \frac{N \cdot S}{\lambda^2 r} I_0 \sin \theta e^{j\omega(t - r/c)}$$

(R3.4)

Dans les deux cas, les deux composantes restantes sont en phase et on vérifie que le rapport des amplitudes de E sur H est 120 π qui est l'impédance d'onde du vide 377 Ω.

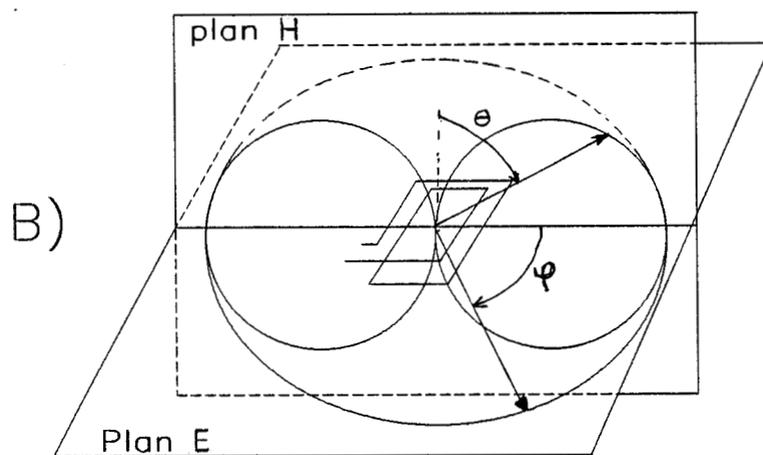
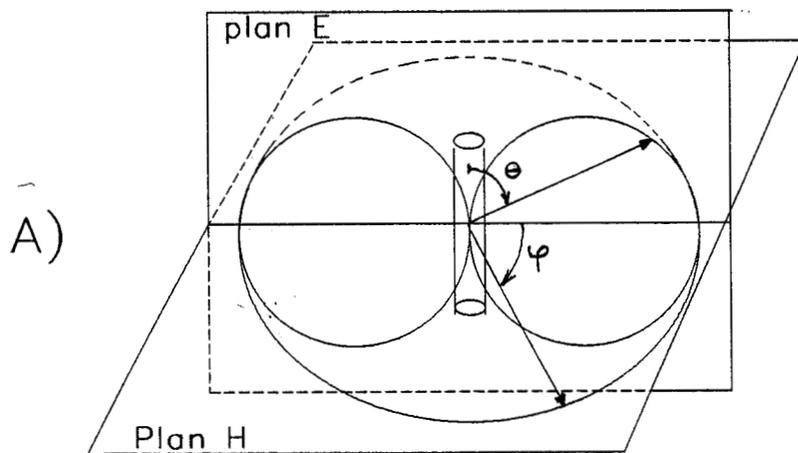


Fig.3-1 bis -Diagrammes de rayonnement

A) dipôle électrique

B) dipôle magnétique

## III-1.4 FORMULES DE BASE

### PUISSANCE RAYONNEE

La puissance instantanée qui traverse l'élément de surface  $ds$  dans la sphère de rayon  $r$  est égale au flux du vecteur de POYNTING :

$$\vec{P} = \frac{\vec{E} \wedge \vec{H}}{2} \cdot ds$$

On peut montrer en utilisant les relations précédentes (R 3-3), (R3-4) et en intégrant sur toute la sphère de rayon  $r$  que la puissance totale rayonnée s'exprime par :

Cas du doublet électrique.

$$P = 40\pi^2 \left[ \frac{1}{\lambda} \right]^2 I_0^2 \quad (R3.5)$$

Cas du doublet magnétique [3-2]

$$P = 160\pi^4 \left[ \frac{N.S}{\lambda^2} \right]^2 I_0^2 \quad (R3.6)$$

### Résistance de rayonnement

A l'énergie rayonnée, on associe la notion de résistance de rayonnement  $R_a$  définie par :

$$P = \frac{1}{2} R_a \cdot I_0^2$$

$R_a$  devient :

Cas du doublet électrique

$$R_a = 80\pi^2 \left[ \frac{1}{\lambda} \right]^2 \quad (\Omega) \quad (R3.7)$$

Cas du doublet magnétique

$$R_a = 320\pi^4 \left[ \frac{N.S}{\lambda^2} \right]^2 \quad (\Omega) \quad (R3.8)$$

## III-1.5 DEFINITIONS ET GENERALITES CONCERNANT LES ANTENNES

Les méthodes de caractérisation des antennes se réfèrent généralement à de nombreuses définitions. On les trouvera par exemple dans l'article [3-3] (notions de diagramme de rayonnement, impédance d'entrée .....).

Les diagrammes de rayonnement du doublet électrique et du doublet magnétique sont rappelés sur la figure 3-1 bis.

Enfin, la connaissance de l'impédance d'entrée de l'antenne est primordiale pour son adaptation.

L'approche simplifiée du problème nous amène à faire quelques remarques qui justifieront le choix des antennes du système. Ces constatations ont été à la base de la conception de la partie transmission du système.

## III-1.6 CRITERES DE CHOIX DES ANTENNES

L'ANTENNE CADRE qui sera effectivement utilisée à l'émission de la MF du système n°1 comporte 10 spires. La surface moyenne est d'environ 300 cm<sup>2</sup>. Elle est parcourue par un courant sinusoïdal de 200 mA de fréquence 4 MHz. Dans ces conditions, elle peut être assimilée à un doublet magnétique.

Un calcul numérique simple appliqué à la relation R 3-8 donne une résistance de rayonnement de  $910^{-5}\Omega$  (en supposant le cadre isolé dans l'atmosphère). La puissance totale rayonnée est alors:

$$P_a = \frac{1}{2} R_a \cdot I_0^2 \quad \text{soit } 1.8 \mu W ! \quad (-30 \text{ dBm})$$

Pour les autres systèmes qui nécessitent la transmission d'une puissance MF plus élevée, les puissances effectivement rayonnées sont :

- pour le cadre 150 KHz (36 spires de 40 x 40 cm,  $L_p = 400 \mu H$ ,  $I_p = 1.5 \text{ A}$ ):  $P_a = 7.8 \cdot 10^{-8} \text{ W}$

- pour le cadre 1 MHz ( 18 spires de 40 x 40 cm,  $L_p = 100 \mu H$ ,  $I_p = 1.5 \text{ A}$ ):  $P_a = 3.2 \cdot 10^{-5} \text{ W}$

On conçoit bien que, dans ces conditions, le cadre est une mauvaise antenne d'émission. Les longueurs d'onde respectives étant de 75 m (4 MHz) - 300 m (1MHz) et 2 Km (150 KHz) , il ne faut considérer dans les expressions R 3-2 que la partie correspondant aux composantes induites du champ (champ proche). Au voisinage du cadre émetteur, la puissance du champ d'induction décroît très rapidement en fonction de la distance r: en  $1/r^4$  et  $1/r^6$ .

Ces propriétés confèrent donc au système la sélectivité spatiale indispensable pour résoudre le problème de diaphonie entre balises voisines. En effet, si la balise est suffisamment éloignée du cadre d'émission, le mélangeur balise ne reçoit plus de signal de pompage et, par conséquent, n'est plus en mesure de délivrer les ondes de battement.

La transmission de la puissance MF à la balise est effectuée par "effet transformateur" résultant du couplage par induction mutuelle entre le cadre d'émission et le cadre de balise. Ce point sera précisé à la fin du chapitre.

D'un autre côté, cette faible puissance rayonnée ne devrait pas constituer un handicap devant l'homologation du système par les PTT ; d'autant plus que les effets perturbateurs sont réduits ici, par le fait que le cadre est placé sous la caisse métallique du véhicule (écran).

### DIRECTIVITE DES ANTENNES HYPERFREQUENCES

Dans ce cas particulier d'application, les antennes hyperfréquences utilisées ne doivent pas être trop directives. Elles doivent en effet couvrir une zone relativement large, en vue d'une extension probable du système à la transmission numérique d'une part et du fait de l'imprécision d'implantation des balises sur la voie d'autre part. Il faut aussi tenir compte de la largeur de la zone d'induction des antennes cadres : zone dans laquelle la puissance transmise à la balise est suffisante.

Le temps disponible pour transmettre quelques octets est fonction de la vitesse du véhicule (400 km/h) et de la largeur du lobe principal des antennes hyperfréquences d'émission et de balise.

## ADAPTATION

L'efficacité (ou rendement) et l'adaptation de l'antenne hyper de la balise et de l'antenne interrogateur doivent être bonnes : celles-ci jouant le rôle à la fois d'antenne d'émission et d'antenne de réception : l'effet de perte est alors doublé.

## BANDE PASSANTE

Les antennes doivent posséder une bande passante suffisamment large pour assurer au moins la transmission des deux premiers battements d'une part, et d'autre part pour minimiser les effets dus à une éventuelle dérive de la fréquence de l'émetteur.

Pour conclure, on aura recours aux antennes hyperfréquences "classiques" (dipôle  $\lambda / 2$  ou fente  $\lambda / 2$  par exemple) dont les propriétés sont bien connues et satisfont aux conditions énoncées ci-dessus. Parmi d'autres dispositifs susceptibles de convenir à l'application, nous essaierons l'antenne "patch" rectangulaire qui présente, outre l'avantage d'être plate, celui de ne pas nécessiter de plan réflecteur. Ces propos seront détaillés par la suite.

## III-2 ABSORPTION ET REFLECTION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES - CHOIX DE LA PUISSANCE ET DES FREQUENCES DE TRAVAIL.

### III-2.1 ABSORPTION

Les balises sont exposées à de très sévères conditions climatiques. Elles peuvent, en particulier, être recouvertes par une pellicule d'eau, de glace ou de neige. Selon leur nature, ces dépôts perturbent plus ou moins la transmission du signal.

L'étude détaillée du phénomène d'absorption sortirait du cadre de cet exposé. Aussi renvoyons-nous le lecteur intéressé aux ouvrages spécialisés [3-4] [3-5]. Après un bref rappel concernant la permittivité électrique complexe, nous nous bornerons ici à ne donner que les résultats principaux.

Par définition, la constante diélectrique complexe s'écrit :

$$\epsilon^* = \epsilon_0 (\epsilon' - j\epsilon'') \quad (R3.9)$$

avec  $\epsilon_0 =$  permittivité du vide  $= \frac{1}{36\pi} 10^9 \text{ F/m}$

et  $\epsilon' / \epsilon'' = \text{tg } \delta$  tangente à l'angle de perte.

On introduit la permittivité relative en divisant R 3-9 par  $\epsilon_0$  :

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon' (1 - j \text{tg } \delta) \quad (R3.10)$$

La permittivité complexe du milieu considéré varie avec la fréquence et la température d'une manière qui dépend de sa structure microscopique.

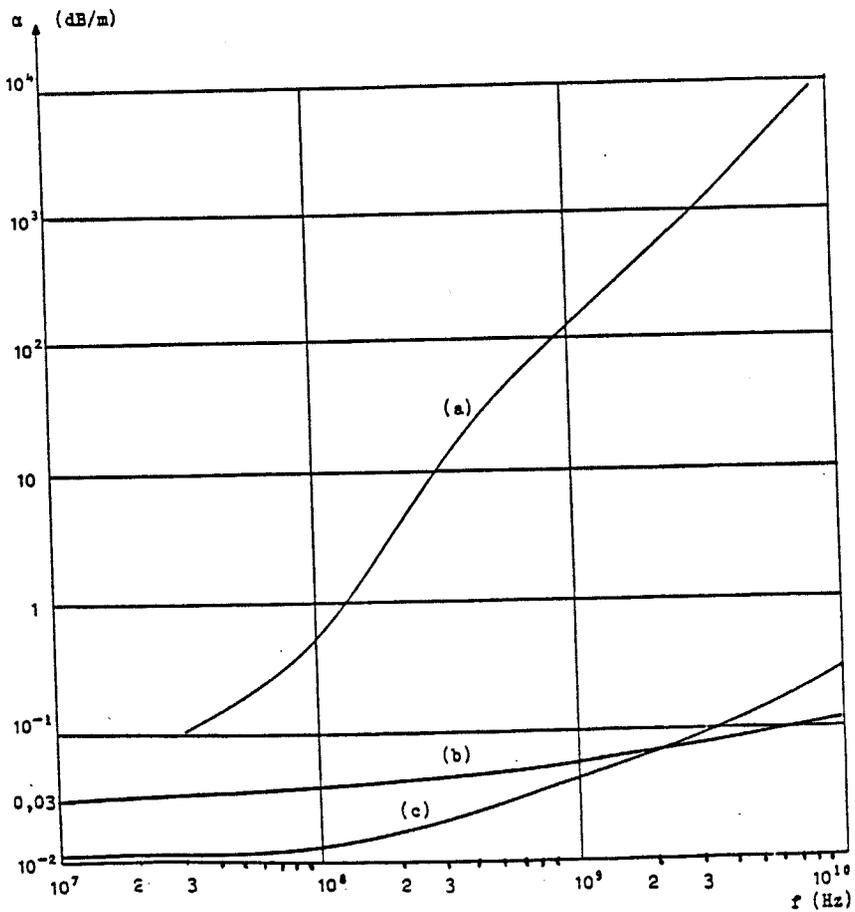


fig 3-3 . (a) atténuation de l'eau en fonction de la fréquence  
 (b) atténuation de la glace en fonction de la fréquence  
 (c) atténuation de la neige sèche en fonction de la fréquence

L'onde électromagnétique qui se propage dans un milieu diélectrique à pertes subit une atténuation mesurée généralement par le facteur d'atténuation [3-4] :

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[ \frac{\epsilon'}{2} \left[ (1 + \operatorname{tg}^2 \delta)^{1/2} - 1 \right] \right]^{1/2} \quad (\text{R3.11})$$

avec  $\lambda_0$  = longueur d'onde dans le vide.  
On en déduit les pertes en décibels par mètre :

$$8,686 \cdot \alpha \quad [\text{dB/m}]$$

Pour résumer, la figure 3-3 représente les variations du coefficient d'atténuation pour l'eau, la glace et la neige en fonction de la fréquence [3-6]. Ces courbes mettent en évidence l'influence très prédominante de l'eau sur l'atténuation du signal par rapport à la neige et la glace. La puissance transmise à travers l'eau diminue considérablement avec l'augmentation de fréquence.

Par contre, en ce qui concerne la neige et la glace, l'absorption de l'onde est négligeable. Toutefois, précisons que les résultats mentionnés sur la courbe se rapportent à de la neige sèche. Le coefficient d'atténuation de la neige augmente notablement avec sa teneur en eau (neige fondante).

On trouvera dans l'ouvrage récent [3-7], une série de mesures de permittivité complexe concernant de nombreux végétaux (feuillages, herbes...). Les cas de la glace et de la neige y sont également traités.

A titre indicatif [3-4] :

à 1 GHz	Glace à -12°	$\operatorname{tg} \delta = 9 \cdot 10^{-4}$	$\epsilon' = 3.2$
à 1 GHz	Neige poudreuse	$\operatorname{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-4}$	$\epsilon' = 1.2$
à 1 GHz	Neige humide à 10% d'humidité	$\operatorname{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-2}$	$\epsilon' = 6$

Des mesures effectuées au laboratoire ont montré qu'à 4 MHz, la perturbation produite par 5 cm d'eau est très faible.

En ce qui concerne la neige sèche et la glace, on peut considérer que les pertes sont négligeables à partir de 1 MHz [3-8].

Pour illustrer les effets d'absorption du signal résultants de la présence d'une épaisseur d'eau (cas le pire) recouvrant la balise, considérons l'exemple suivant :

Supposons que l'épaisseur de la couche d'eau soit égale à 1 cm. L'onde incidente 1 GHz subit une atténuation de 1,3 dB qui correspond à une puissance transmise d'environ 75%. Il en est de même pour l'onde réémise par la balise vers le véhicule. La perte totale, liée uniquement à l'absorption de l'onde par l'eau, est donc 2,6 dB soit 55%. Un raisonnement analogue, mais en considérant cette fois une fréquence de travail de 2.5 GHz, donne une perte de puissance totale de 97% .

Dans ces conditions, et si l'on fixe la limite de hauteur d'eau recouvrant la balise à 1 cm (raisonnablement), l'exploitation d'un système fonctionnant à 2,45 GHz apparaît très difficile.

En réalité, d'autres phénomènes contribuent à dégrader les performances de la balise, notamment la modification de l'impédance d'entrée de l'antenne balise et la réflexion de l'onde incidente sur la surface de l'eau.

L'incidence de ces phénomènes sur la transmission est décrite au paragraphe suivant. Nous considérons dans la suite de l'exposé que 1 cm d'eau (ou l'équivalent) constitue une limite raisonnable.

Signalons enfin, que la puissance transmise à travers un conducteur de type métallique est nulle : suite, par exemple, au recouvrement accidentel de la balise par un "papier aluminium".

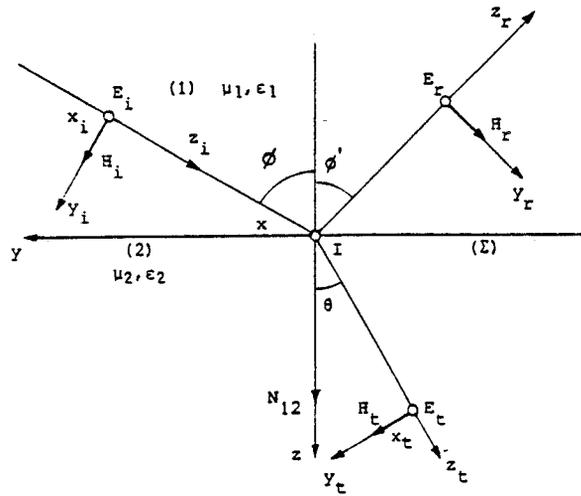


Fig. 3.33d - Réflexion et réfraction d'une onde plane à polarisation horizontale.

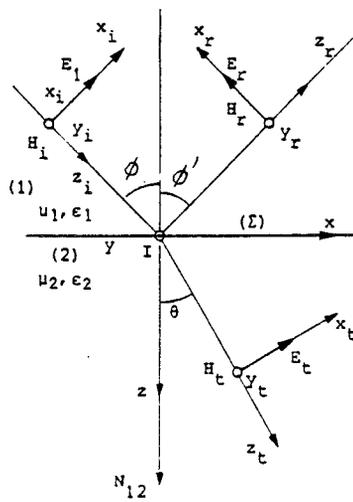


Fig. 3.33e - Réflexion et réfraction d'une onde plane à polarisation verticale.

## III-2.2 REFLEXION - REFRACTION.

Nous allons à présent examiner les phénomènes physiques qui se rapportent au passage d'une onde à travers une surface de séparation entre 2 milieux par exemple air/eau.

Le problème que nous proposons est un problème idéalisé. Pour simplifier l'étude, nous allons en effet étudier un modèle théorique simple (mais cependant assez représentatif des phénomènes réels) dans lequel nous considérerons une onde EM supposée plane (approximation de l'optique géométrique) tombant sur une surface de séparation plane entre 2 milieux supposés infinis, isotropes, diélectriques parfaits. Ce problème est un classique de l'EM et le lecteur intéressé se référera par exemple aux ouvrages de NIKOLSKI [ 3-9] ou de DUBOST [3-10]; ce dernier auteur a résolu le problème d'une onde traversant une lame de diélectrique.

Il faut distinguer ici 2 types de polarisation d'onde : horizontale et verticale.

a - polarisation horizontale (fig.3.3 d ). Le vecteur E de l'onde incidente est parallèle à la surface de séparation et donc perpendiculaire à la direction de propagation (Cas des systèmes 1 et 2).

b - polarisation verticale (fig.3.3 e )

E est cette fois dans le plan d'incidence.

L'onde incidente donne dans les 2 cas naissance à une onde réfléchie et une onde réfractée.

Rappelons les lois utiles.

Lois de SNELLIUS (qui donne les directions de propagation des différentes ondes, incidente, réfléchie, réfractée) :

- Les 3 rayons sont dans le même plan,

- L'angle du rayon réfléchi par rapport à la normale est égal à l'angle d'incidence:  $\phi = \phi'$ ,

-  $k_1 \sin \phi = k_2 \sin \theta$  avec les nombres d'onde  $k_1 = 2\pi/\lambda_1$  et  $k_2 = 2\pi/\lambda_2$

d'où 
$$\frac{\sin \theta}{\sin \phi} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \frac{v_2}{v_1}$$
 avec  $v_1, v_2$  : vitesses de phase dans les milieux respectifs

En appliquant les règles précédentes et en considérant la continuité des champs tangentiels  $E_T$  et  $H_T$  à la surface de séparation, on aboutit finalement aux expressions de FRESNEL qui pour les deux types de polarisation s'écrivent :

coef. de réflexion :  $r_h = \frac{Z_2 \cos \phi - Z_1 \cos \theta}{Z_2 \cos \phi + Z_1 \cos \theta}$  (R3.12) , coef. de transmission  $t_h = \frac{2Z_2 \cos \phi}{Z_2 \cos \phi + Z_1 \cos \theta}$  (R3.13)  
 en polarisation horizontale

de même, en :  $r_v = \frac{Z_2 \cos \theta - Z_1 \cos \phi}{Z_1 \cos \phi + Z_2 \cos \theta}$  (R3.14) et  $t_v = \frac{2Z_2 \cos \phi}{Z_1 \cos \phi + Z_2 \cos \theta}$  (R3.15)  
 polarisation verticale:

où  $Z_0, Z_1, Z_2$  sont les impédances d'ondes dans les milieux respectifs 0, 1, 2 .

avec  $Z_1 = Z_0 \sqrt{\mu_1 / \epsilon_1}$  et  $Z_2 = Z_0 \sqrt{\mu_2 / \epsilon_2}$  et  $Z_0 = E/H = \mu_0 / \epsilon_0 = 120\pi (\Omega)$

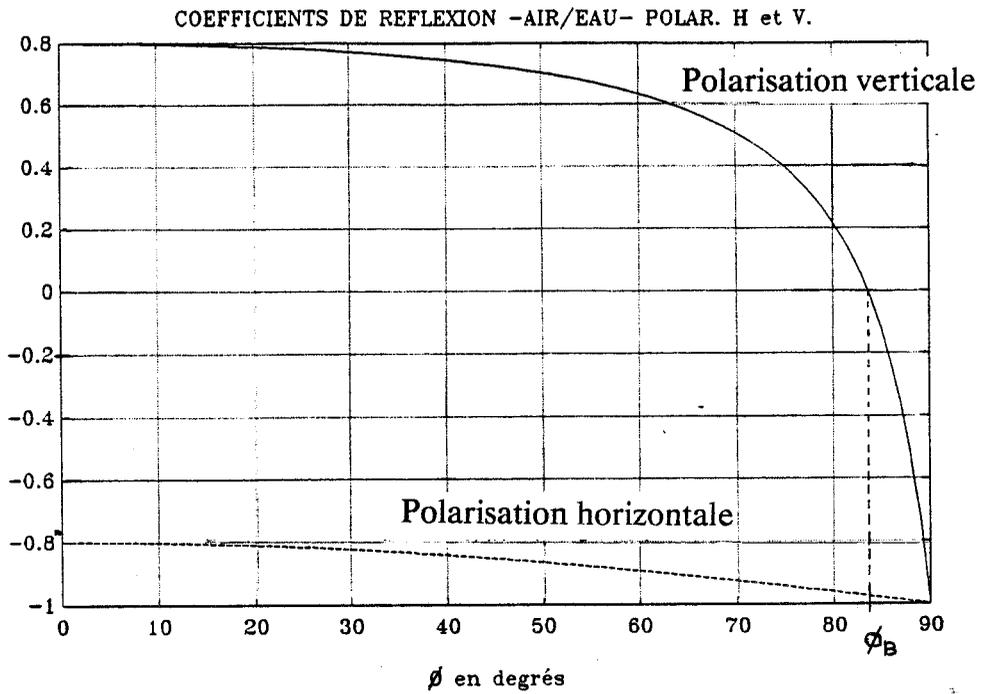


Fig. 3.33f - Coefficient de réflexion présenté par une interface air/eau.

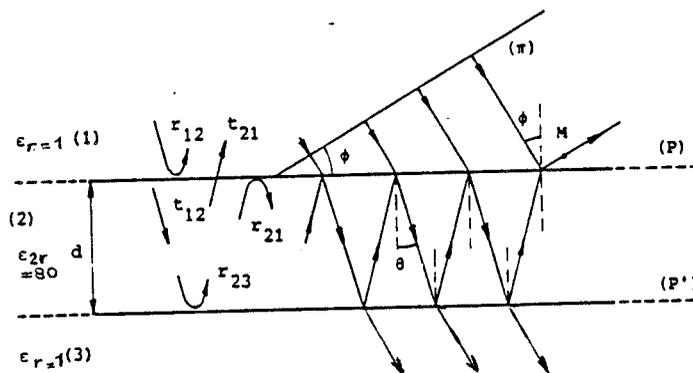


Fig. 3.33g - Effets de réflexion et réfraction d'une onde plane en présence d'une lame d'eau.

# PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE

Dans le cas qui nous intéresse, le milieu 1 est de l'air :  $\epsilon_{1r} = 1, \mu_{1r} = 1$  le milieu 2 est de l'eau  $\epsilon_{2r} = 80, \mu_{2r} = 1$   
 Dans ce cas :

$$r_v = \frac{\epsilon_{2r} \cos \phi - (\epsilon_{2r} - \sin^2 \phi)^{1/2}}{\epsilon_{2r} \cos \phi + (\epsilon_{2r} - \sin^2 \phi)^{1/2}} \quad \text{et} \quad r_h = \frac{\cos \phi - (\epsilon_{2r} - \sin^2 \phi)^{1/2}}{\cos \phi + (\epsilon_{2r} - \sin^2 \phi)^{1/2}} \quad (3-16)$$

ces fonctions sont tracées fig.(3.3 f)

On remarque qu'en incidence normale, et c'est le cas qui nous intéresse le plus:  
 $r = 0,8$  et  $t = 0,2$  (indifféremment de la polarisation)

Seulement 20% de l'amplitude de l'onde incidente pénètre dans l'eau.

On note également qu'en polarisation verticale, il existe un angle pour lequel l'onde est intégralement transmise, c'est l'angle de BREWSTER (en incidence rasante) :

$$\phi_B = \arctg \sqrt{\epsilon_{2r}} \quad \text{soit } 83.6^\circ$$

Malheureusement nos systèmes d'interrogateurs ne rayonnent que dans une zone limitée d'environ  $\approx 45^\circ$  de part et d'autre de la normale, nous ne pouvons par conséquent pas exploiter cette propriété.

En réalité, le milieu eau n'est pas infiniment profond. Il se présente comme une lame diélectrique (ici supposée sans pertes et d'épaisseur variable) (fig.3.3 g).

Les calculs correspondants ont été effectués par DUBOST [3-10] (entre autres).

On définit:  $r_{12}$  = coef. de réflexion du milieu (1) sur le milieu (2)

$t_{12}$  = coef. de transmission du milieu (1) vers le milieu (2)

de même pour  $r_{21}, r_{23}, t_{21}, t_{23}$ .

Si les milieux 1 et 3 sont identiques, et le milieu 2 est un diélectrique parfait,  $r_{21} = r_{12} = r_{23}$ , on montre que le module du coefficient de réflexion s'écrit :

$$|R| = \frac{2 r_{12} \sin(\Phi/2)}{[(1 - r_{12}^2)^2 + 4 r_{12}^2 \sin^2(\Phi/2)]^{1/2}} \quad (R3.17)$$

avec :

$$\Phi = 2k_2 e \left[ 1 + \left[ \frac{k_1}{k_2} \right]^2 \sin^2 \phi \right]^{1/2}$$

et où  $r_{12} = r_{12V}$  ou  $r_{12H}$  selon la polarisation considérée.

$|R|$  s'annule pour:

$$\Phi = 2\pi N \quad \phi = \arcsin \left[ \frac{\epsilon_{2r} - N^2 \lambda_0^2}{4e^2} \right] \quad \text{avec } N \text{ entier} \quad (R3.18)$$

( $|R|$  s'annule aussi pour l'angle de BREWSTER :  $\phi_B = \arctg \sqrt{\epsilon_{2r}}$ )

\* En incidence normale ( $\phi = 0$ ),  $r_{12}$  pour les deux types de polarisation devient:

$$r_{12} = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{2r}}}{1 + \sqrt{\epsilon_{2r}}} \quad (R3.19)$$

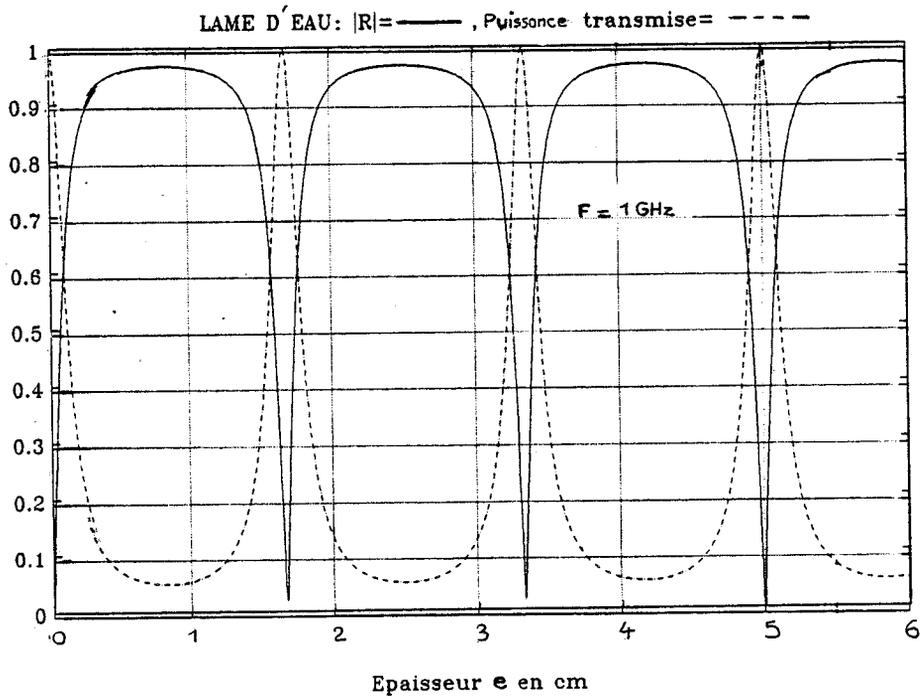


Fig. 3.33g:  $|R|$  et puissance transmise à travers une lame d'eau d'épaisseur  $e$ .

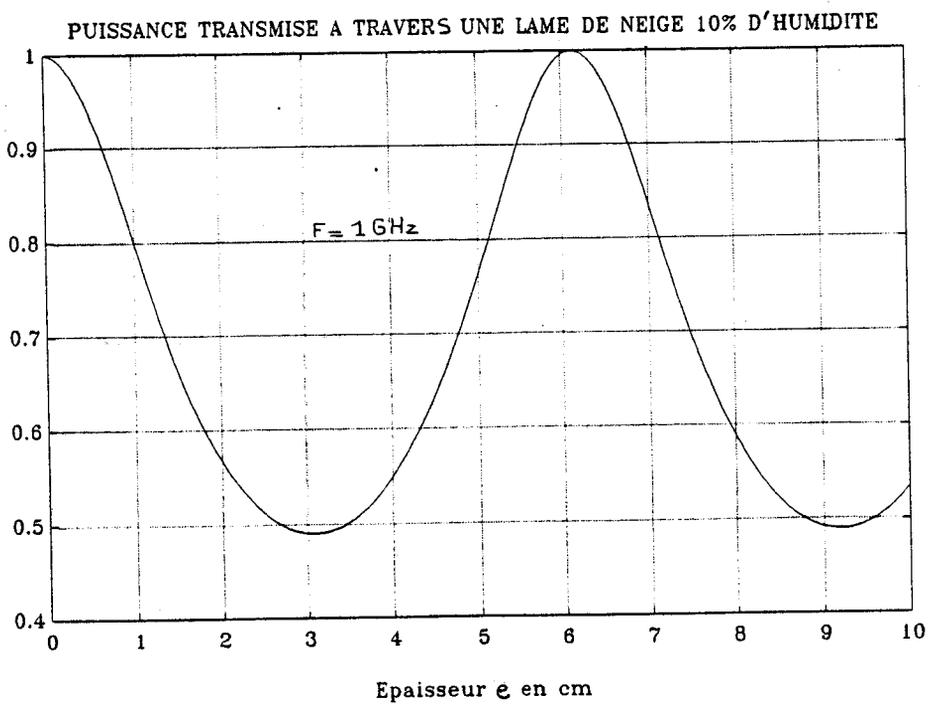


Fig. 3.33h - Puissance transmise à travers une couche de neige à 10% d'humidité d'épaisseur  $e$ .

En minimisant le dénominateur dans l'expression de  $|R|$ , on obtient, le maximum de coefficient de réflexion pour les valeurs particulières de  $e$ , tous calculs faits :

$$e_{\min} = \frac{\lambda_0 (2N + 1)}{4 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\lambda_0 = 30 \text{ cm}) \quad (\text{R3.20})$$

ce qui appliqué à notre cas donne :

$$|R| = 0.97 \text{ pour } e_{1\min} = 8.3 \text{ mm}, e_{2\min} = 25.1 \text{ mm}, e_{3\min} = 41.6 \text{ mm} \dots \text{etc..}$$

En vertu du principe de conservation de l'énergie, ces épaisseurs correspondent aux minimums d'énergie effectivement transmise. La puissance transmise est par définition :

$$P_T = 1 - |r|^2 \quad \text{soit ici seulement } 5\%.$$

Les maximums de puissance transmise correspondent alors d'après R3.18 à :

$$e_{1\max} = 0 \text{ mm}, \quad e_{2\max} = 16.7 \text{ mm}, \quad e_{3\max} = 33.54 \text{ mm} \text{ etc.....}$$

- On remarque que les minimums sont très aigus et ont lieu pour des épaisseurs qui correspondent exactement à  $\lambda_2 / 4 + N \lambda_2 / 2$ .

- De même, les maximums correspondent à  $\lambda_2 / 2 + N \lambda_2 / 2$ .

Par analogie avec les lignes, on peut considérer le milieu air n°3 comme un circuit ouvert, la lame d'eau comme la ligne et l'onde TEM incidente comme l'onde TEM qui proviendrait d'un générateur source.

L'analogie se confirme d'autant plus que, dans la technique d'adaptation du radôme d'une antenne par exemple, pour adapter 2 milieux diélectriques différents 1 et 3, on intercale généralement une lame diélectrique d'épaisseur  $\lambda_{g2} / 4$  et de permittivité  $\epsilon_{r2} = \sqrt{\epsilon_{r1} \epsilon_{r3}}$ .

Pour de la neige à 10% d'humidité ( $\epsilon_r = 6$  d'après [3-4]), la puissance théoriquement transmise en incidence normale est tracée sur la fig. 3.3 h.

Le premier minimum est obtenu pour  $e = 3 \text{ cm}$ ; la puissance transmise est alors de 50%. Les minimums sont moins aigus que ceux provoqués par la lame d'eau.

On pourrait se poser les mêmes questions pour une lame d'huile. La plupart des huiles ont une permittivité diélectrique relative inférieure à 3 et une tangente à l'angle de perte inférieure à  $10^{-4}$ . Dans ces conditions, elles ne devraient pas poser de problème.

## RESULTATS EXPERIMENTAUX.

Les relevés à l'analyseur de réseau vectoriel, n° 1 et 2 ( fig.3.3 i) montrent l'évolution du module de  $S_{21}$  interrogateur/balise dans les conditions de mesure: stipulées sur la fig.3.3 i.

Pour minimiser les effets parasites (Réflexion sur le sol, diffraction et effets de bords), nous avons placé l'antenne dipôle de réception ( de la balise ) au centre d'une boîte étanche en polyester qui est noyée dans un large récipient rempli d'eau. En effet, l'antenne de réception se désadapte, d'une part en fonction de la distance  $h'$  qui la sépare de la lame d'eau, et d'autre part en fonction de l'épaisseur  $e$  de cette dernière.

Les meilleurs résultats sont obtenus avec  $h'$  sensiblement égale à  $7 \text{ cm}$  ( $\lambda_0 / 4$ ).

Les atténuations réelles résultent de 3 phénomènes : réflexion sur la surface de l'eau qui est prépondérante, absorption, désadaptation de l'antenne par rapport à la source qui l'alimente.

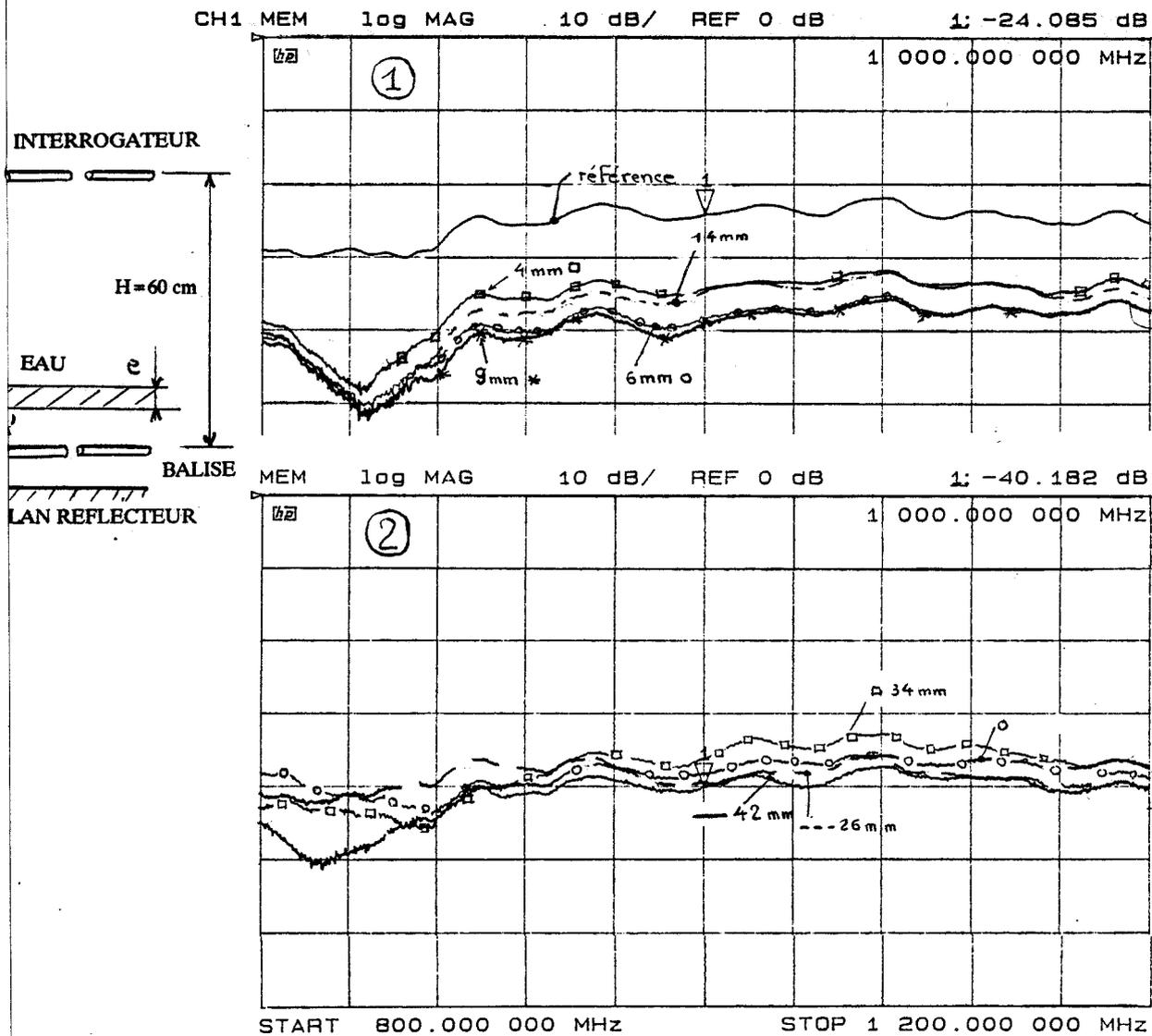


Fig 3.33i - Evolution de  $|S_{21}|$  en fonction de l'épaisseur  $e$  de la lame d'eau qui recouvre la balise (distance  $h' = \lambda_0 / 4$ ).

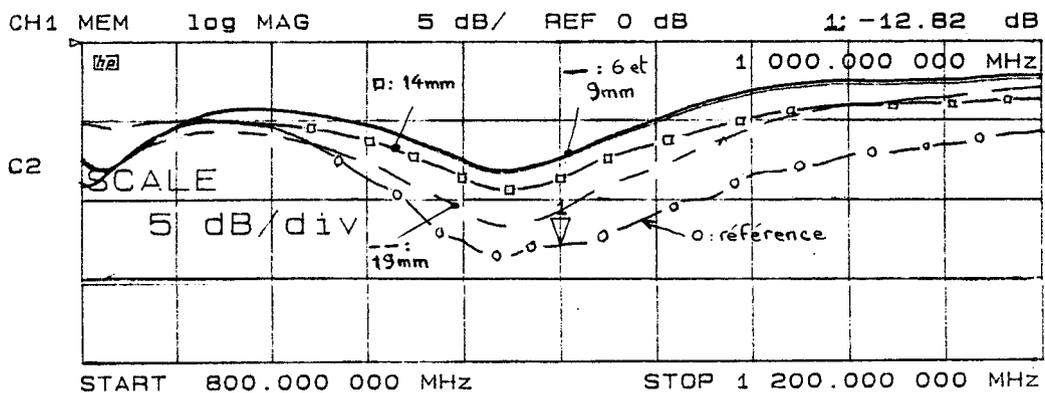


Fig 3.33j - Evolution de  $|S_{11}|$  en fonction de l'épaisseur  $e$  de la lame d'eau qui recouvre la balise. (distance  $h' = \lambda_0 / 4$ )

Le 1er phénomène est bien montré par l'expérience. On retrouve la périodicité spatiale des maximums et des minimums des champs captés en fonction de l'épaisseur  $e$ .

Plus  $e$  augmente, plus cet effet s'estompe à cause de l'absorption par l'eau qui augmente. C'est ce qui se passe également avec l'amplitude des ventres et des noeuds le long d'une ligne TEM, court-circuitée par exemple, qui présente des pertes.

Le 3ème phénomène est illustré par les relevés de  $|S_{11}|$  de l'antenne de réception pour différentes épaisseurs  $e$  ( fig 3.3 j). On note qu'au pire des cas, l'atténuation est de 13 dB par rapport à la référence; cette désadaptation correspond approximativement à 5% de puissance perdue.

On note au pire des cas ( $e < 1\text{cm}$ ) que la diminution relative  $S_{21}$  / référence, pour les cas considérés, est de 14 dB, soit 4% seulement de puissance effectivement transmise.

En ce qui concerne enfin la susceptibilité des autres antennes : patch, fente, nous avons constaté qu'avec le patch on obtient à peu de choses près les mêmes résultats qu'avec l'antenne dipôle. L'antenne fente par contre se désadapte un peu plus.

## CONCLUSION.

De l'examen des conditions qui dégradent le bilan global de la transmission, nous pouvons formuler quelques remarques et suggestions:

1 - Les mesures semblent vérifier les calculs théoriques malgré les hypothèses simplificatrices posées au départ. L'approximation onde plane est cependant justifiée puisque la balise se situe en dehors de la zone de champ considérée comme proche, la distance minimale étant déterminée par  $l_{\min} = 2 D^2 / \lambda_0$  où  $D$  est la plus grande des dimensions de l'antenne).

2 - L'affaiblissement global doit être multiplié par 2 pour les systèmes 1 et 2 car l'onde réémise par la balise est également affectée.

3 - Une lame diélectrique intercalée dans de l'air réfléchit plus qu'une simple interface air/eau où le module du coefficient de réflexion ne dépasse pas 0,8.

4 - Le problème posé par la neige fondante est assez compliqué car il faut considérer la modification de la distribution spatiale des poches d'eau qui descendent progressivement à mesure de la fonte qui peut durer des heures. Une approche de ce phénomène ainsi que des mesures ont été effectuées au laboratoire LRPE [3.11]. A 1 GHz, les résultats montrent qu'au cours de la fonte l'atténuation fluctue dans une plage de 3dB; le manteau de neige tassée avait initialement une épaisseur de 7cm.

5 - Pour augmenter l'épaisseur donnant lieu à un 1er minimum de transmission ( $e_{\min}$ ), il faut choisir une fréquence de travail plus basse, mais on se heurte alors au problème des dimensions d'antennes.

Dans les systèmes 1 et 2 on peut aussi augmenter la puissance émise par l'interrogateur. La puissance de l'onde réémise sera de ce fait plus importante.

Cette augmentation doit cependant être modérée, pour ne pas saturer le mélangeur de la balise.

C'est surtout à cause de l'influence des dépôts de matières absorbantes et réfléchissantes que nous avons développé les systèmes 4 et 5 par exemple, qui mettent en oeuvre des fréquences HF nettement inférieures (50 MHz) : la réflexion et l'absorption sont minimales comparativement à celles produites à 1 GHz.

Une autre solution consiste, comme nous l'avons vu au chapitre I, à munir la balise d'un mélangeur actif.

On améliore encore le bilan de transmission en installant sur la balise un émetteur.

L'onde émise par le véhicule ne parcourt ainsi qu'un seul trajet et l'atténuation globale se trouve par conséquent divisée par 2 (grossièrement) par rapport à celle présentée par un système «aller-retour».

Enfin, on peut envisager dans le cas du système «aller-retour» de remplir le volume délimité par le plan d'antenne et le couvercle de la boîte par une matière dont la constante diélectrique est comprise entre 5 et 9 (avec peu de pertes évidemment). Cela aurait pour conséquence de mieux adapter le milieu 3 au milieu 2. Malheureusement au cas où il n'y a pas d'eau sur la balise, les puissances transmises seraient alors diminuées de 50% environ; on note que cette éventualité permettrait également de réduire la hauteur de la boîte d'un facteur égal à  $\lambda_g$  du diélectrique d'adaptation qui pourrait être simplement du sable sec par exemple ( $3 < \epsilon_r < 6$ ) ou des morceaux de verre de silice ( $1 < \epsilon_r < 10$ ,  $\text{tg } \delta < 10^{-3}$ ).

## III-2.3 CHOIX DES FREQUENCES DE TRAVAIL .

Comme nous venons de le voir ce choix résulte tout d'abord du compromis entre la taille réduite des antennes hyperfréquences et les effets d'absorption et de réflexion:

- encombrement de la balise : environ 15 x 15 cm (compatible avec la largeur d'une traverse de type SNCF),
- atténuation modérée de l'onde hyperfréquence consécutive au recouvrement de la balise par des matières telles que l'eau.

Les moyennes fréquences et le 1 GHz répondent bien à ce compromis.

D'un autre côté, tout système d'émission doit être soumis à l'approbation des organismes chargés de la réglementation inhérente au spectre radio-électrique essentiellement pour les deux raisons suivantes :

- Ne pas polluer l'espace radio-électrique réservé à d'autres applications : les puissances rayonnées doivent être minimisées,
- Ne pas être perturbé par des émetteurs situés à proximité de la voie : ceci est important en ce qui concerne la sécurité du fonctionnement du système.

Signalons que dans le cadre de cette étude, la fréquence 1 GHz a été choisie à titre d'exemple pour les raisons indiquées ci-dessus, mais n'est pas conforme aux législations en vigueur puisqu'elle se situe dans les bandes réservées aux radiocommunications fixes et mobiles.

Un entretien avec les personnes spécialisées en matière d'homologation des matériels d'émission (CNET Issy) nous a confirmé l'existence de certaines installations fixes (fours, systèmes antivols) qui fonctionnent dans la bande de fréquences 915 MHz. De toute manière, quelle que soit la puissance et les fréquences émises, les matériels rayonnants, surtout s'ils sont mobiles, doivent être homologués et font pour la plupart l'objet de dérogations (en général, les puissances d'émission doivent être inférieures à 50 mW (17 dBm)).

Pour en terminer avec la réglementation, précisons que le problème lié à l'impératif de limitation de la bande de fréquence occupée, est ici simplifié par le fait que l'émetteur ne délivre qu'une porteuse sinusoïdale (raie théoriquement très étroite). D'autre part, le problème concernant la stabilité de la fréquence de travail peut être résolu par l'emploi d'une source hyperfréquence synthétisée (vu au chapitre "système n°1").

D'un autre côté, l'utilisation du 1 GHz présente un double intérêt :

- le prix des composants est encore "raisonnable" dans cette gamme de fréquence ;
- mise en oeuvre simple : on peut encore se permettre de réaliser des circuits à constante localisée [3-12] [3-13].

## III-2.4 OPTIMISATION DE LA PUISSANCE D'EMISSION DANS LES CAS LES PLUS DEFAVORABLES.

On se propose de déterminer la puissance optimale d'émission.

Notons que cette valeur constitue ici une limite à partir de laquelle un accroissement de la puissance hyperfréquence d'émission ne contribue quasiment plus à l'augmentation de l'amplitude du signal réémis par la balise. Nous avons examiné au chapitre II l'effet de saturation lié au mélangeur balise. Cet effet est caractérisé par le point de compression à 1 dB.

# PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE

Pour établir la puissance maximale d'émission hyperfréquence, il faut cette fois prendre en compte les éventuelles pertes par absorption, et d'inadaptation provoquées par l'eau par exemple. La puissance optimale d'émission s'écrit alors :

$$P_e < P_{1 \text{ dB}} + L_{\text{eau}} + L_{\text{propa}} + L_{\text{inadapt}} \quad (\text{R3-21})$$

où  $P_{1 \text{ dB}}$  = point de compression à 1 dB du mélangeur balise (en supposant bien entendu que le courant de pompage 4 MHz est suffisant : > 10 mA pic).

$L_{\text{eau}}$  = atténuation par l'eau : 1,3 + 14 dB en supposant une épaisseur d'eau correspondant à l'atténuation maximale c-a-d 8,3 mm (voir le § sur la réflexion par l'eau dans le présent chapitre).

$L_{\text{propa}}$  = atténuation en puissance de l'onde liée à la distance de propagation balise -émetteur : 10 dB environ pour  $h = 20 \text{ cm}$  et 20 dB pour  $h = 60 \text{ cm}$ .

$L_{\text{inadapt}}$  = pertes d'inadaptation ~ 2 dB.

Soit, pour  $h = 20 \text{ cm}$  (applications métros):  $P_e < 30 \text{ dBm}$  (1 W)

et pour  $h = 60 \text{ cm}$  (SNCF) :  $P_e < 40 \text{ dBm}$  (10 W)

L'usage de telles puissances doivent faire l'objet d'une demande de dérogation.

Du point de vue pratique, le fonctionnement du système de localisation est également caractérisé par le rapport S/B évalué au niveau même du récepteur embarqué. Un calcul simple donne la valeur de la puissance reçue par le récepteur :

$$P_r = P_e - 2 L_{\text{propa}} - 2 L_{\text{eau}} - 2 L_{\text{inadapt}} - L_c \quad (\text{R3-22})$$

où  $L_c$  est la perte de conversion du mélangeur balise : ~ 6 dB

A) - Soit, dans le pire des cas, avec les systèmes 1 et 2 et avec  $P_e = 17 \text{ dBm}$  par exemple ; (8,3 mm d'eau);  $h = 20 \text{ cm}$  :

$$P_r = -43 \text{ dBm}$$

ce qui correspond à une tension reçue sur  $50 \Omega$  de 1,6 mV.

- Pour  $h = 60 \text{ cm}$ :  $P_r = -63 \text{ dBm}$ , soit 0,16 mV sur  $50 \Omega$ .

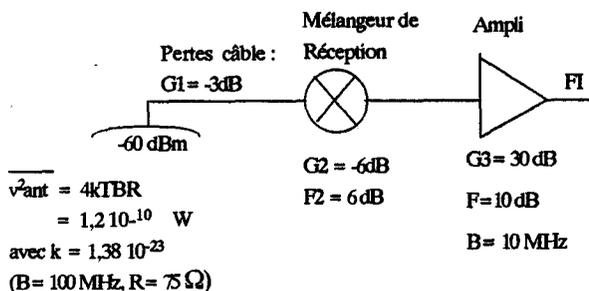
B) - Avec le système n°3 (balise à mélangeur actif), le gain est de 8 dB d'où si  $P_e = 17 \text{ dBm}$ :

$h = 20 \text{ cm}$  ----->  $P_r = -35 \text{ dBm}$  (4 mV sur  $50 \Omega$ )

$h = 60 \text{ cm}$  ----->  $P_r = -55 \text{ dBm}$  (0,4 mV sur  $50 \Omega$ )

## III-2.4 CALCUL DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT.

Il est à présent intéressant de qualifier le rapport S / B minimal que l'on peut obtenir dans les conditions les plus défavorables. La figure ci dessous schématise le sous-ensemble interrogateur (avec  $P_e = 17 \text{ dBm}$  pour l'exemple); les caractéristiques mentionnées correspondent à des composants classiques. On suppose que le niveau de puissance reçue est égal à  $-60 \text{ dBm}$  et la température  $= 300^\circ\text{K}$ .



On rappelle que : les  $F_i$  sont les facteurs de bruit  
 les  $T_{ei}$  sont les températures équivalentes de bruit

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_2}$$

Tous calculs faits, on trouve :

$$S / B = 25 \text{ dB pour une bande d'analyse de } 10 \text{ MHz}$$

## III-2.5 CONCLUSION

Pour conclure, une augmentation inconsidérée de la puissance hyperfréquence n'est pas une solution pratique vis-à-vis des performances du système d'une part, du point de vue législatif d'autre part.

Dans des conditions défavorables ( $h = 60 \text{ cm}$  et  $8,3 \text{ mm}$  d'eau recouvrant la balise), les calculs montrent que la puissance HF d'émission doit être comprise entre  $50 \text{ mW}$  et  $1 \text{ W}$  pour obtenir un taux d'erreur de transmission raisonnable à  $1 \text{ Mb/s}$  avec le système N°2 (voir détails au chapitre 5).

D'un autre coté, un calcul de S/B identique à celui qui vient d'être exposé, mais en plaçant cette fois au niveau de l'antenne de l'interrogateur, un préamplificateur de gain  $15 \text{ dB}$  et un facteur de bruit de  $5 \text{ dB}$  par exemple montrerait que dans ce cas le S/B serait de  $35 \text{ dB}$  (pour  $B = 10 \text{ MHz}$  et dans les mêmes conditions d'environnement que précédemment). Cette solution qui consiste à placer en tête de chaîne de réception un amplificateur faible bruit est classique mais n'est envisageable que pour le système n°3 à polarisations croisées où l'interrogateur possède une antenne d'émission HF découplée par rapport à l'antenne HF de réception ( $20$  à  $25 \text{ dB}$ ).

La puissance émise correspondra approximativement à la puissance délivrée par les VCO\* d'usage courant, c'est-à-dire  $13$  à  $30 \text{ dBm}$  ( $20 \text{ mW}$  à  $1 \text{ W}$ ).

- En ce qui concerne l'homologation d'un tel système, les caractéristiques des dispositifs rayonnants devront être déterminées avec le plus grand soin.

\* VCO : Voltage Control Oscillator

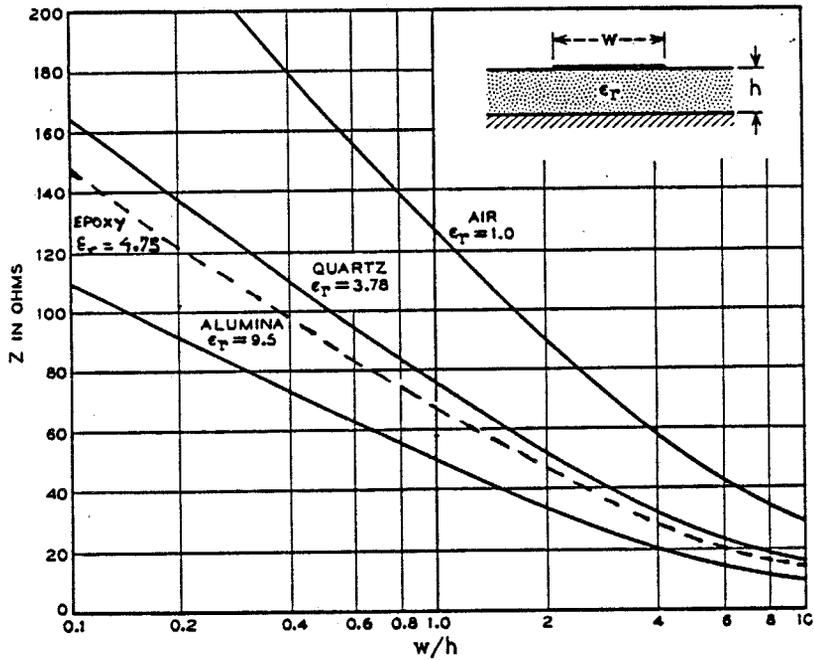


fig 3-5 . Racine carrée de la permittivité relative effective de lignes  $\mu$ rubans en fonction de  $W/h$  pour différents  $\epsilon_r$

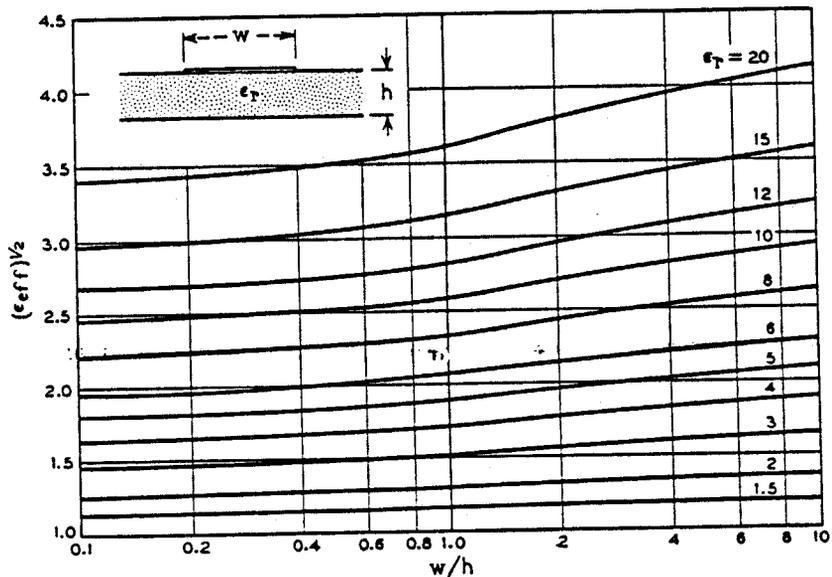


fig 3-4 . Impédance caractéristique de lignes  $\mu$ rubans en fonction de  $W/h$  pour différents  $\epsilon_r$

### III-3 LA LIGNE MICRORUBAN SUR EPOXY.

Le système fonctionnant dans une bande de fréquence relativement réduite, nous avons vu dans le cadre du chapitre II, que l'usage des lignes microrubans permet d'une façon simple, la réalisation de la plupart des composants hyperfréquences nécessaires au système (coupleur, ligne d'adaptation...).

Pour des raisons essentiellement économiques, les dispositifs hyperfréquences sont réalisés à partir de supports stratifiés verre-époxyde. Ces supports n'étant pas prévus pour ce type d'application, ils ne sont pas précaractérisés aux hyperfréquences par les constructeurs. Certains auteurs donnent des valeurs de la permittivité relative du diélectrique époxyde :

$$\epsilon_r = 4.9 \text{ [3-14]} \quad , \quad \epsilon_r = 4.45 \text{ [3-15]}$$

Il apparaît donc clairement que ces caractéristiques sont susceptibles de varier d'une marque de circuit à l'autre.

Or, lors de la conception, les dimensions de certains tronçons de ligne (stub, coupleur) doivent être déterminées avec précision. On verra, plus loin, que cette remarque s'applique plus particulièrement à l'antenne "patch".

A cet effet, nous décrivons une méthode de mesure qui nous a permis de déterminer la permittivité relative  $\epsilon_r$  du support utilisé. La comparaison des résultats obtenus à partir d'échantillons époxy différents, nous renseigne sur la reproductivité de fabrication des composants.

Malheureusement, à 1 GHz, ce support présente des pertes. La connaissance de l'atténuation de l'onde transmise étant nécessaire à l'optimisation du système, nous examinons la dégradation des performances d'une ligne ainsi réalisée.

Nous supposons ici, la technique des lignes microrubans connue. Toutefois, pour clarifier certains points ou termes particuliers, le lecteur trouvera en annexe :

- un bref rappel sur les lignes microrubans [3-16] [3-17],
- les formules de SCHNEIDER qui donnent directement la valeur de l'impédance caractéristique ( $Z_c$ ) et de la permittivité relative effective ( $\epsilon_{\text{reff}}$ ) de la ligne considérée en fonction des caractéristiques du substrat utilisé ( $\epsilon_r$ , hauteur  $h$ , largeur du ruban  $W$ ),
- des références bibliographiques.

#### III-3.1 PERMITTIVITE RELATIVE EFFECTIVE ET IMPEDANCE CARACTERISTIQUE - ABAQUES

Pour les besoins courants, on peut se servir de familles de courbes donnant  $Z_c$  et  $\epsilon_{\text{reff}}$  en fonction du rapport  $W/h$  pour différentes valeurs de  $\epsilon_r$  (figures 3-4 et 3-5 d'après SCHNEIDER). Ces courbes fournissent immédiatement les données nécessaires à la synthèse pratique des lignes. Aussi avons-nous complété ces figures en traçant les courbes qui se rapportent au verre-époxyde utilisé ( $\epsilon_r = 4.75$ ).

## III-3.2 MESURE DE LA LONGUEUR D'ONDE GUIDEE

On trouve dans le bulletin technique du support utilisé [3-18] la valeur du  $\epsilon_r$  typique à 1 MHz :  $\epsilon_r = 4.7$ . Nous proposons ici une méthode simple permettant la mesure de la longueur d'onde guidée pour des lignes microrubans de  $50\Omega$ .

Le principe de la mesure consiste à relever la fréquence de résonance  $F_r$  (ou d'antirésonance) produite par des tronçons de ligne à extrémité court-circuitée (par la méthode réflectométrique de mesure d'impédance vue au chapitre II). En supposant a priori que l'on commette une erreur faible sur la détermination de la largeur  $W$  des lignes en partant de  $\epsilon_r = 4.7$ ,  $F_r$  et la longueur  $L$  des lignes, on déduit par simples règles de trois  $\lambda_g$  et  $\epsilon_{\text{reff}}$  :

$$\text{à 1 GHz : } \quad Z_c = 50\Omega \quad h = 1.59 \text{ mm}, W = 2.88 \text{ mm}, \lambda_g = 159 \text{ mm}, \epsilon_{\text{reff}} = 3.56$$

On peut maintenant, à l'aide de la relation AR4-7 (annexe 4) calculer la valeur de la permittivité relative du verre-époxy (type usuel EP GC - 2) :

$\epsilon_r = 4.75$

## III-3.3 EVALUATION DES PERTES

On trouvera en référence [3-19], une synthèse concernant les lignes microrubans et, en particulier, des expressions donnant l'évaluation des pertes pour des supports de permittivité relative comprise entre 2 et 10.

En général, on mesure les pertes par le coefficient d'atténuation linéique  $\alpha$  en dB/m ou cm.

### PERTE CUIVRE (EFFET PELLICULAIRE)

$$\alpha_c = \frac{8.68}{W.Z_c} R_s \quad (\text{dB/cm}) \quad \text{avec} \quad R_s = \left[ \frac{\omega\mu_0}{2\sigma_c} \right]^{1/2} \quad (\text{R3.23})$$

$R_s$  est la résistance de surface ( $8.2 \text{ m}\Omega$ )

$\sigma_c$  = la conductivité du ruban à 1 GHz ( $\sim 5,8 \cdot 10^7 (\Omega \text{ m})^{-1}$ ). Les dimensions sont exprimées en cm. L'application numérique donne :  $\alpha_c \sim 5.5 \cdot 10^{-3} \text{ dB/cm}$  pour une ligne  $50 \Omega$  (verre-époxy).

### PERTE DIELECTRIQUE

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{\text{reff}}} \cdot \frac{\epsilon_{\text{reff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\text{tg } \delta}{\lambda_g} \quad \text{dB/cm} \quad (\text{R3.24})$$

où  $\text{tg } \delta$  = tangente à l'angle de perte du diélectrique considéré (typiquement  $0,02 < \text{tg } \delta < 0,03$ )

pour les résines à couler [3-4] (voir annexe)).

Les longueurs sont exprimées en cm.

L'application numérique donne :  $\alpha_d = 4,66 \cdot 10^{-2} \text{ dB/cm}$  pour une ligne  $50 \Omega$  (avec  $\text{tg } \delta = 0,03$ ).

## III-3.4 CONCLUSION

On s'aperçoit que les lignes microrubans construites à partir du support époxy usuel (EP GC 2) présentent des pertes diélectriques non négligeables :

5 dB/m

(vérifié expérimentalement)

A titre de comparaison, signalons qu'un câble coaxial d'usage courant RG 58 U possède un coefficient d'atténuation de 0.5 dB/m.

Les pertes étant susceptibles de dégrader les performances des dispositifs hyperfréquences, on évitera, dans la mesure du possible, l'emploi de lignes longues.

Des mesures effectuées sur des échantillons époxy différents mais appartenant à la même marque ont donné :

$\Delta\epsilon_{\text{reff}} < 5\%$

Les résultats obtenus nous renseignent aussi sur la reproductibilité des dispositifs élaborés à partir de ce type de substrat. Par exemple, un transformateur d'impédance quart d'onde possède une bande passante théorique d'environ 11% pour un TOS < 1,2 [3-20]. Nous n'avons donc pas jugé bon d'utiliser des structures "large bande" qui ont l'inconvénient d'être plus spacieuses que les structures traditionnelles [3-20].

Par voie de conséquence, l'utilisation d'un tel support permet la reproductibilité de fabrication de la plupart des éléments hyperfréquences utilisés par le système : coupleur "rat-race", ligne d'adaptation.

Toutefois, cette conclusion ne s'applique pas aux structures résonnantes telle que l'antenne "patch" que nous allons examiner plus loin. Dans ce dernier cas, et dans l'éventualité d'une production à grande échelle, la caractérisation précise du support s'avère indispensable.

## III-4 DESCRIPTION SIMPLIFIEE DES ANTENNES HYPERFREQUENCES DU SYSTEME

Nous avons vu au paragraphe III-2-2 que les antennes à choisir doivent rayonner dans une zone suffisamment étendue\*. Nous examinerons successivement le cas de :

- l'antenne dipôle demi onde,
- l'antenne "fente" demi onde,
- l'antenne "patch" rectangulaire.

Ces différentes antennes présentent l'avantage d'être simples et peu encombrantes. Elles ont toutes fait l'objet de nombreux travaux à la fois théoriques et expérimentaux. Les deux premières sont très connues [3-3] [3-21] et sont souvent utilisées par les émetteurs de télévision et de radiodiffusion. Le sol et les parties métalliques ont pour effet de modifier les caractéristiques des antennes.

La connaissance de ces derniers effets n'apporte pas une information complète mais permet une évaluation plutôt qualitative du comportement de l'antenne. Cette approche permet de mieux appréhender le fonctionnement du système et d'en améliorer la conception. Ces effets ne seront considérés ici, que pour le cas du dipôle électrique. L'étude de l'antenne "patch" sera plus détaillée et on s'efforcera d'apporter les justifications théoriques des résultats expérimentaux qui seront donnés

\* Cette propriété est en fait définie par l'angle d'ouverture à -3 dB de part et d'autre de la direction de propagation maximale.

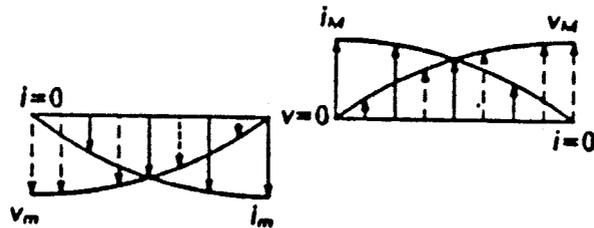


fig 3-6 . Répartition du courant et de la tension dans un dipôle électrique accordé en  $\lambda/2$

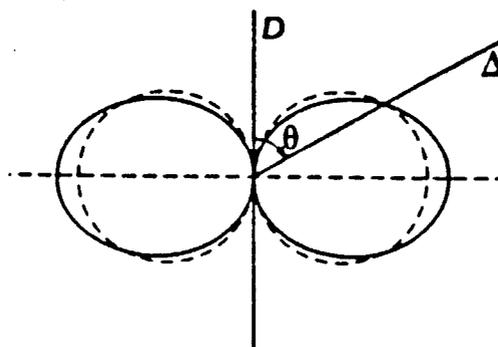


fig 3-7 . Caractéristique de rayonnement d'un dipôle en  $\lambda/2$   
En tirets: caractéristique du dipôle élémentaire.

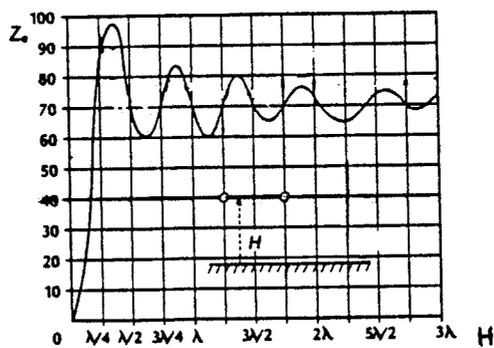


fig 3-8 . Evolution de l'impédance d'entrée d'un dipôle horizontal en fonction de sa hauteur par rapport au sol (supposé parfaitement conducteur)

plus loin. Pour des raisons de simplicité de réalisation, les antennes qui seront effectivement utilisées sont toutes du type plaquées (sur support époxy). Leur comportement est cependant très voisin de celui des antennes classiques, le dipôle filaire et la fente : les explications qui vont suivre ne se référeront qu'à ces dernières.

## III-4.1 L'ANTENNE DIPOLE DEMI-ONDE

### DESCRIPTION - RAPPEL [3-21]

Une antenne filaire de longueur  $L$  quelconque peut être considérée comme un empilement de doublets électriques élémentaires. Le calcul du champ rayonné à grande distance par cette antenne peut être conduit en sommant les champs rayonnés par chacun de ces doublets dans lequel circule un courant  $I(x)$  supposé constant.

La principale difficulté réside dans la détermination de la loi de répartition du courant  $I(x)$  le long de l'antenne. Dans quelques cas particuliers simples, on peut faire l'hypothèse d'une répartition sinusoïdale. C'est le cas par exemple, du dipôle demi-onde (figure 3-6).

On peut également montrer [3-20] :

### CARACTERISTIQUE DE RAYONNEMENT :

$$F(\theta) = \frac{\cos[\pi/2 \cos \theta]}{\sin \theta} \quad (R3-25)$$

Elle est presque identique à celle du doublet (figure 3-7).

### GAIN/ISOTROPE

$$G = 1,63 \text{ soit } 2,12 \text{ dB.}$$

### IMPEDANCE D'ENTREE A LA RESONANCE (dipôle infiniment fin et isolé dans l'espace)

$$Z_e \sim 75 \Omega = \text{résistance de rayonnement } R_a$$

## III-4.2 INFLUENCES DU SOL ET DES CONDUCTEURS

Dans nos systèmes, l'antenne de l'interrogateur (dipôle) est parallèle au sol, située à des hauteurs  $h$  comprises entre 20 cm et 60 cm (+ 0, + 10 cm) par rapport au sol, placée à une distance  $d$  (arbitraire a priori) en-dessous de la caisse métallique du véhicule. A 1 GHz, la longueur d'onde  $\lambda$  est de 30 cm : les distances  $d$  et  $h$  sont par conséquent loin d'être négligeables devant  $\lambda$ . Ces distances sont de surcroît susceptibles de varier (débattements de caisse par exemple).

Il en résulte des modifications, d'une part de l'impédance d'entrée, et d'autre part du diagramme de rayonnement. Pour fixer les idées, la figure 3-8 représente l'évolution du module de l'impédance d'entrée d'un dipôle  $\lambda/2$  en fonction de la hauteur  $h$  par rapport à un plan supposé parfaitement conducteur (sol en 1ère approximation) [3-3].

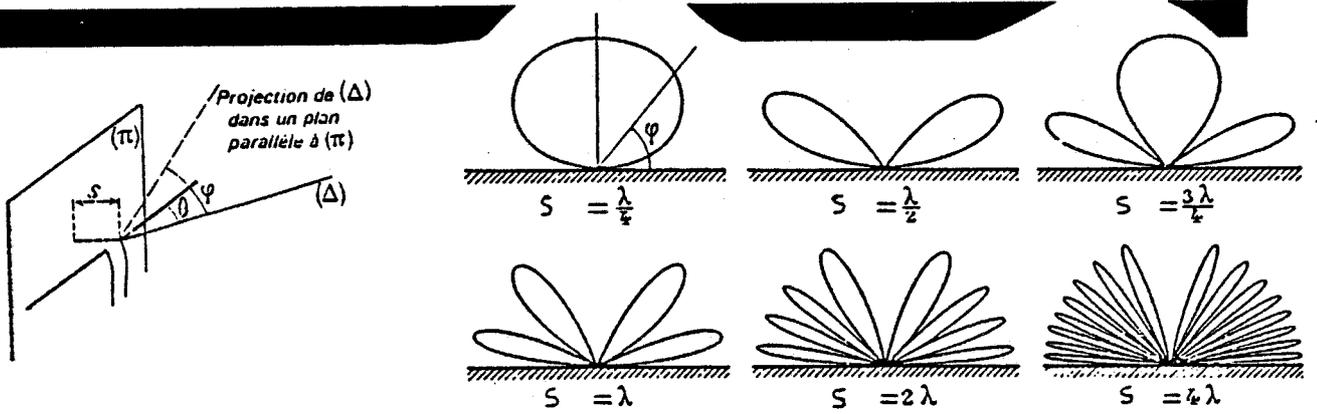


fig 3-9 . Déformation du diagramme de rayonnement d'un dipôle en fonction de sa distance  $S$  par rapport à un plan réflecteur

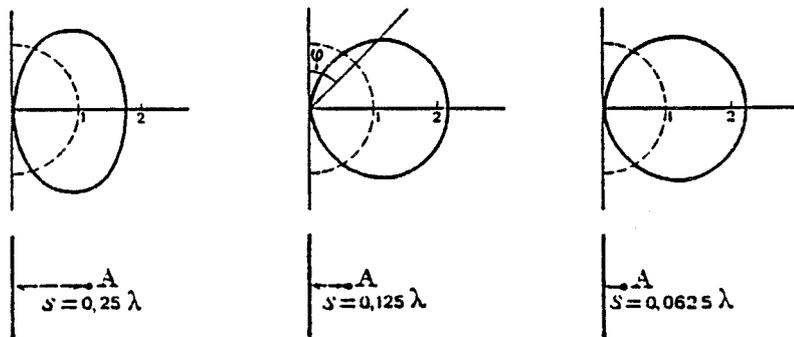


fig 3-10 . Caractéristique de rayonnement d'un dipôle muni de son réflecteur

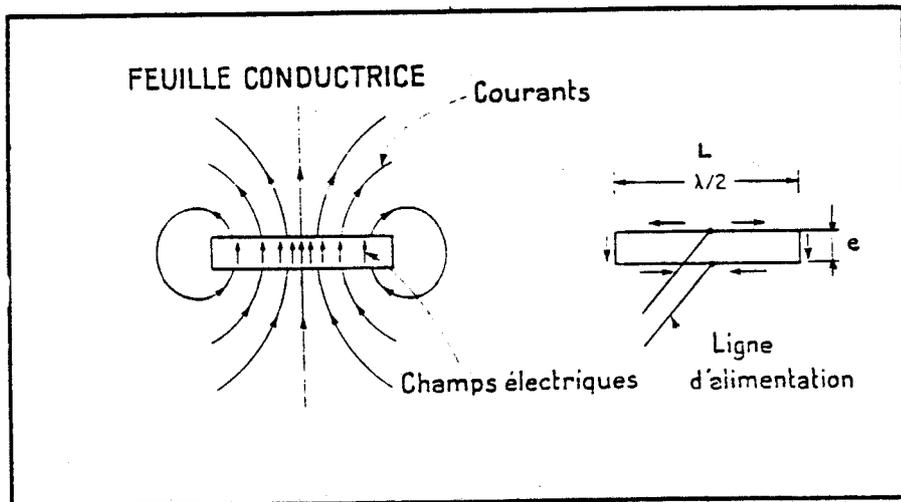


fig 3-11 . Distribution du champ électrique et du courant dans une antenne fente demi-onde

La figure 3-9 montre la déformation du diagramme de rayonnement pour différentes distances  $S$  séparant le dipôle d'un plan réflecteur.

On note que l'on peut obtenir le diagramme convenant le mieux au système en ajustant la distance  $S$ . Il convient donc, pour s'affranchir des effets de sol (cas de la balise) et des effets de caisse (cas de l'interrogateur) qui sont très dépendants des distances de séparation antenne-plan réflecteur\*, de placer un plan réflecteur à  $\lambda/4$  derrière les antennes de l'interrogateur et de la balise.

Par ailleurs, ces réflecteurs permettent de doubler la puissance rayonnée dans la direction principale de propagation (figure 3-10).

Le problème se complique encore si on considère le couplage mutuel entre les deux antennes qui résultent de leur proximité ( $h < \lambda$ ).

On trouvera dans l'ouvrage cité en référence [3-21] les explications théoriques quantitatives des phénomènes que nous venons de mentionner.

Pratiquement, si on se place dans les conditions normales d'utilisation, les antennes étant munies de leur réflecteur et  $h = 20 \text{ cm} \pm 5 \text{ cm}$ , les variations d'impédances mesurées sont inférieures à 10%.

Pour conclure, on peut dire que compte tenu des phénomènes en présence, l'adaptation parfaite des antennes en toute circonstance apparaît impossible. L'optimisation théorique serait très difficile et ce sont plutôt des considérations pratiques qui guideront le choix des éléments d'adaptation à utiliser.

Enfin, fonctionnellement parlant, seul le cas où les deux dispositifs rayonnants sont face à face présente de l'intérêt. C'est donc dans ces conditions que nous effectuerons les mesures.

## III-4.3 ANTENNE FENTE [3-21] [3-22]

Cette antenne se présente sous la forme d'une ouverture rectangulaire, de longueur  $L$  et de largeur  $l$  découpée dans la partie médiane d'une plaque métallique (figure 3-11).

Si la longueur  $L$  est égale à  $\lambda/2$ , la fente résonne ; la distribution du champ électrique et la distribution du courant dans la plaque métallique qui en résultent, correspondent approximativement au schéma de la figure 3-11. Le champ  $E$  est normal aux bords (les grands) et on peut considérer sa répartition sinusoïdale. Le champ magnétique est perpendiculaire au plan métallique.

On peut montrer qu'un tel dispositif ne se différencie du dipôle demi-onde que par l'orientation des composantes du champ rayonné. Dans le cas dipôle, le champ électrique créé est parallèle à son axe, tandis que dans le cas de la fente, il est orthogonal à l'axe (figure 3-12). La fente est l'antenne "duale" du dipôle. Théoriquement, si les dimensions de la plaque métallique sont très grandes, le diagramme de rayonnement de l'antenne "fente" est alors semblable à celui du dipôle.

Impédance d'entrée

Si  $Z_d$  est l'impédance d'entrée du dipôle et  $Z_f$  celle de l'antenne "fente" (en leur milieu), on

\* Dans le cas de la balise, les propriétés de l'antenne dépendent aussi de la nature du sol

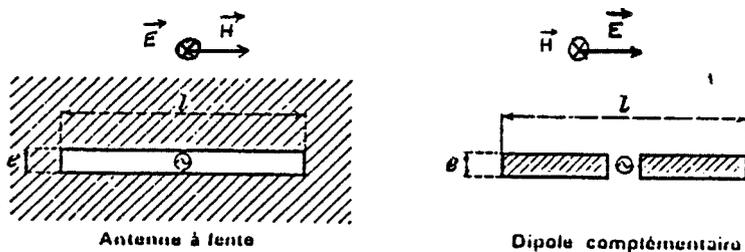


fig 3-12 . Dualité antenne fente - antenne dipôle

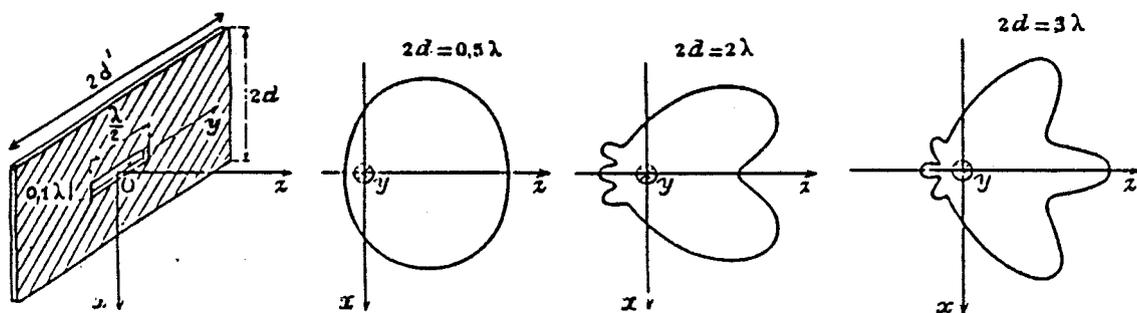


fig 3-13 . Modifications de la caractéristique de rayonnement d'une fente rayonnante en fonction des dimensions du plan métallique

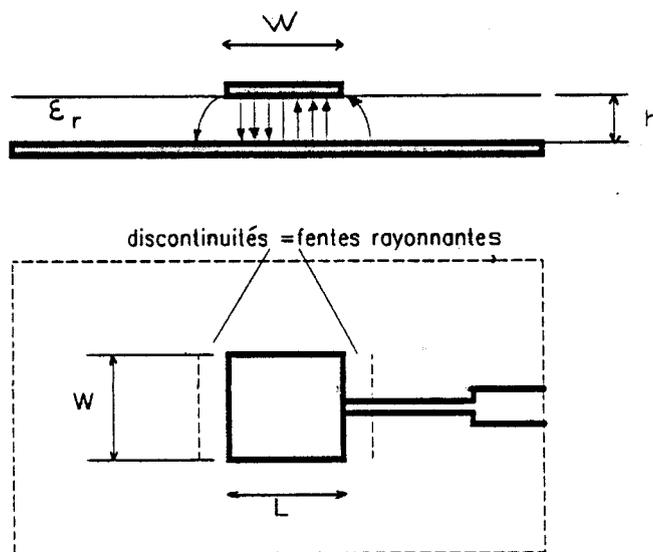


fig 3-14a . Représentation du champ électrique dans le diélectrique d'une antenne "patch" rectangulaire

peut montrer que :

$$Z_d \cdot Z_f = \frac{Z_0^2}{4}$$

avec  $Z_0 = 120 \pi \Omega$ , impédance caractéristique du vide.

Or, nous avons vu qu'un dipôle fin  $\lambda/2$  avait une impédance de :

$$Z_d = 73,2 + j 42,5 \quad \Omega \quad (R3-26)$$

Une fente fine  $\lambda/2$  présente donc en son milieu une impédance de :

$$Z_f = 363 - j 211 \quad \Omega \quad (R 3-27)$$

Pratiquement, l'adaptation de l'antenne à sa ligne d'alimentation ( $50 \Omega$  par exemple) se fait en déplaçant le point d'alimentation du milieu de la fente vers l'une de ses extrémités. Si l'on considère à présent une antenne réalisée dans un plan conducteur de dimensions finies, le diagramme de rayonnement dans le plan  $xoz$  est alors modifié. Les perturbations sont essentiellement liées à la distance  $2d$  séparant les 2 bords de la plaque métallique (diffraction sur les bords). Par ailleurs, la dimension  $2d'$  n'a pas grande influence ( $E \neq 0$  dans cette direction).

La figure 3-13 représente les aberrations du diagramme de rayonnement liées aux variations de  $2d$  [3-21].

## CONCLUSION

Cette antenne simple convient particulièrement bien à la balise dans le cas où elle comporterait des circuits intégrés par exemple. Ils pourraient être implantés derrière le plan conducteur qui constitue alors un blindage vis-à-vis de l'onde hyperfréquence émanant de l'émetteur embarqué ; dans ce cas, le comportement des circuits serait moins perturbé .

Pour les mêmes raisons que celles citées précédemment à propos du dipole, la balise sera munie d'un plan réflecteur situé approximativement à  $\lambda/4$  en-dessous de la fente.

## III-4.4 ANTENNE "PATCH" RECTANGULAIRE

Elle est réalisée en structure microruban. Elle se présente sous la forme d'un conducteur supérieur, appelé couramment "patch", séparé d'un plan de masse par un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r$  et d'épaisseur  $h$  (figure 3-14).

Le concept de l'antenne plaquée est relativement récent. Il fut établi par DESCHAMP en 1953. Elles ont fait l'objet de nombreuses études et plusieurs réalisations ont vu le jour à partir de 1970.

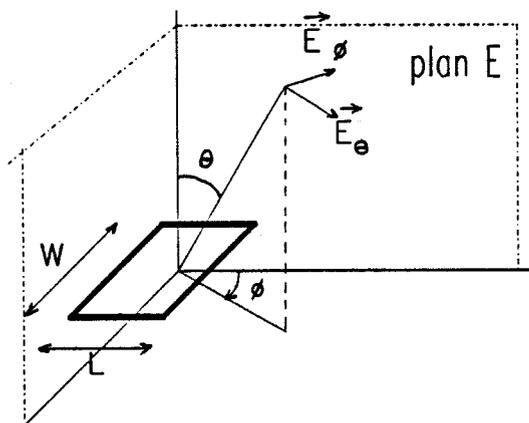


fig 3-14b . Configuration des champs rayonnés par un patch rectangulaire

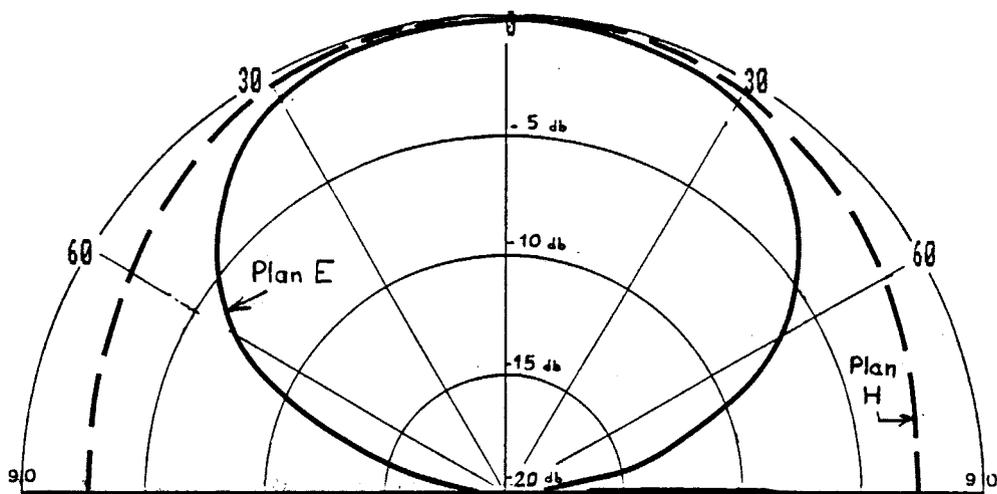


fig 3-15 . Diagramme de rayonnement théorique d'un patch rectangulaire  
1 GHz ;  $W = 86$  mm ;  $L = 70,5$  mm

## PRINCIPE

La plus simple description analytique de l'antenne "patch" rectangulaire utilise la théorie de la ligne de transmission. L'élément rayonnant (Patch) peut être considéré comme une ligne microruban résonnante demi-onde, de largeur  $W$  et de longueur  $L$ . Les champs dans le diélectrique varient le long de cette ligne. La figure 3-14a représente la répartition du champ électrique dans le milieu diélectrique ( $\epsilon_r$ ). Ce sont les deux extrémités ouvertes de la ligne qui donnent naissance au rayonnement électromagnétique. Ces extrémités peuvent en effet être assimilées à deux fines fentes rayonnantes distantes de  $L$  et de longueur  $W$  (leur largeur  $\sim h$ ).

## DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

Si on se réfère au système de coordonnées de la figure 3-14b, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sont [3-23] :

Dans le plan E :

$$(\theta = \pi/2); F(\theta = \pi/2, \phi) = \frac{\sin \left[ \frac{k_0 h \cos \phi}{2} \right]}{\left[ \frac{k_0 h \cos \phi}{2} \right]} \cos \left( \frac{k_0 L}{2} \cos \phi \right) \quad (\text{R3-28})$$

Dans le plan H :

$$(\phi = \pi/2); F(\phi = \pi/2, \theta) = \frac{\sin \left[ \frac{k_0 W \cos \theta}{2} \right]}{\left[ \frac{k_0 W \cos \theta}{2} \right]} \sin \theta \quad (\text{R3-29})$$

où  $k_0 = 2\pi / \lambda_0$  avec  $\lambda_0 =$  longueur d'onde dans le vide.

Les tracés de ces fonctions sont représentés à la figure 3-15 ( $W = 86 \text{ mm}$  ;  $L = 70,5 \text{ mm}$ ). On remarque que dans le plan E, le champ électrique ne varie quasiment pas en fonction de  $\phi$  : la caractéristique de rayonnement est presque identique à un cercle.

Du point de vue rayonnement, on peut donc dire que l'antenne "patch" se comporte presque comme un dipôle demi-onde.

On trouvera en référence [3-25] des expressions plus précises du champ établies d'après une modélisation différente de l'antenne (modèle de la cavité).

## IMPEDANCE D'ENTREE

Le schéma équivalent à l'antenne est donné à la figure 3-16a.

$G + jB$  est l'admittance présentée par chacune des fentes rayonnantes et  $Z_0$  ( $Y_0$ ) l'impédance (admittance) caractéristique de la ligne microruban. Cette impédance est très faible étant donné l'importante largeur de la ligne ( $Z_0 \sim 1,5 \Omega$  pour  $W = 86 \text{ mm}$ ). AAS a établi une expression approchée de  $G$ , dans laquelle le couplage inter-fentes est pris en compte [3-34]:

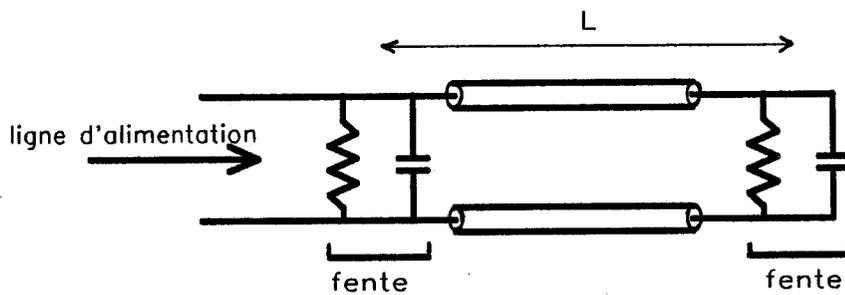


fig 3-16a . Schéma équivalent à un patch (modèle de la ligne de transmission)

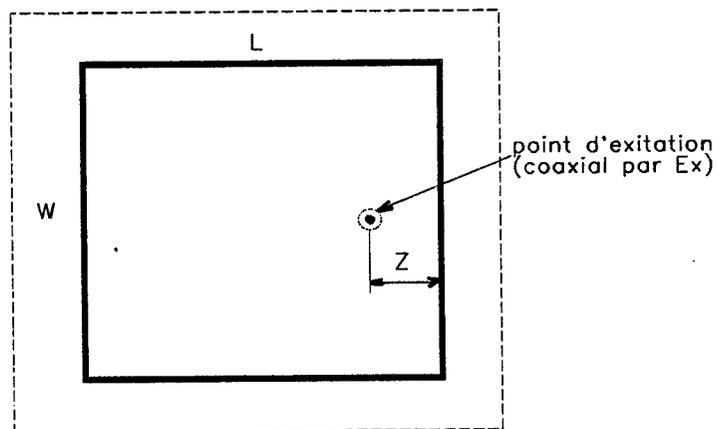


fig 3-16b . Alimentation d'un patch par un coaxial

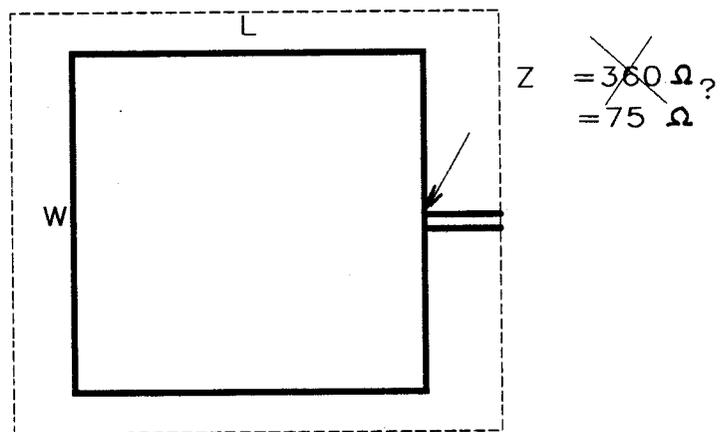


fig 3-16c . Alimentation d'un patch par le côté au moyen d'une ligne microruban  
 Problème : Impédance d'entrée calculée différente de l'impédance mesurée

pour une fente :

$$Gr \sim \frac{1}{90} \left[ \frac{W}{\lambda_0} \right]^2 \left[ 1 - \frac{9}{16} \left[ \frac{W}{\lambda_0} \right]^2 \right] \left[ 1,32 + 0,68 \cos \left( 4,85 \frac{L}{\lambda_0} \right) \right] \quad (\Omega) \quad (R-30)$$

où  $L$  = distance séparant les deux fentes.

L'admittance d'entrée (à la résonance) en un point d'alimentation situé sur l'axe de la ligne et distant de  $z$  par rapport à l'une de ses extrémités (fentes) est donné par [3-24] (figure 3-16b) :

$$Y_{in}(z) = 2Gr \left[ \cos^2(\beta z) + \frac{Gr^2 + Br^2}{Y_0} + \sin^2(\beta z) - \frac{Br}{Y_0} \sin(2\beta z) \right]^{-1} \quad (R3-31)$$

avec  $\beta$  = constante de propagation dans le diélectrique =  $\frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}$

Pratiquement,  $Gr$  et  $Br < Y_0$  et l'expression R 3-31 se simplifie :

$$Y_{in}(z) \sim 2Gr \cos^2 \beta z \quad (R3-32)$$

On voit donc que l'adaptation de l'antenne à la source (ou au récepteur) est possible en choisissant le point d'excitation approprié (figure 3-16b). Pratiquement, l'alimentation peut être réalisée au moyen d'un câble coaxial\*. Pour notre part, le "patch" est alimenté par le milieu d'un côté grâce à une ligne microruban (la structure s'y prête bien) (figure 3-16c). Dans ce cas, l'admittance d'entrée devient :

$$Z_{in} = \frac{1}{2Gr} \quad (R3-33)$$

L'antenne système a pour dimensions :  $W = 86 \text{ mm}$  ;  $L = 71,5 \text{ mm}$  ;  $h = 1,59 \text{ mm}$  ;  $\epsilon_r = 4.75$ .

Une application numérique donne d'après (R 3-30) et (R 3-33) :

$$Z_{in} = 360 \Omega$$

Cette valeur ne correspond pas à la valeur mesurée :  $Z_{in} = 75 \Omega$

Notons que les résultats précédents ont été obtenus en négligeant les pertes dans les conducteurs (effet pelliculaire) et dans le diélectrique. Ces pertes sont négligeables pour les substrats spécifiques à cette utilisation.

C'est pour cela que dans la plupart des publications, elles n'apparaissent pas dans les calculs d'antenne. Dans le cas présent, elles interviennent d'une part dans l'expression de l'efficacité de l'antenne réelle et d'autre part dans l'expression de l'impédance d'entrée (connaissance indispensable pour l'adaptation). Une évaluation des pertes inhérentes au support époxy classique est donc nécessaire (type EP GC 2).

\* Solution envisageable dans le cas où l'antenne HF choisie pour l'interrogateur serait une antenne patch.

## EVALUATION DES PERTES

Si l'on considère à présent l'antenne comme une cavité résonnante qui présente non seulement des pertes par rayonnement (c'est ici le but recherché) mais également des pertes dans le cuivre et dans le diélectrique, l'admittance d'entrée peut s'écrire [3-25].

$G_{in} = 2G_r + G_{cu} + G_{di}$  où  $G_{cu}$  et  $G_{di}$  sont respectivement les conductances des pertes cuivre et diélectrique

$$G_{cu} = \frac{R_s \pi^2 W}{2\omega^2 \mu^2 L h} \quad (S) \quad \text{où } R_s = \sqrt{\frac{\mu \omega}{2\sigma}} \quad \text{et } \mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad \text{H/m} \quad (R3-34)$$

$$G_{di} = \omega C_{10} \operatorname{tg} \delta \quad (S) \quad \text{où } C_{10} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \frac{LW}{h}, \quad \epsilon_0 = (1/36\pi) \cdot 10^{-9} \text{ F/m} \quad (R3-35)$$

Le circuit époxy est précaractérisé par le constructeur : à 1 MHz  $\operatorname{tg} \delta = 19 \cdot 10^{-3}$  pour le type EP GC 2. A.R. Von HIPPEL a donné les valeurs de  $\operatorname{tg} \delta$  pour différents matériaux de 100 Hz à 10 GHz [3-4]. En particulier, pour des résines époxyde :  $0,01 < \operatorname{tg} \delta < 0,03$  à 1 GHz \*.

Une application numérique appliquée aux relations (R 3-34) et (R 3-35) donne :

(typiquement  $\sigma_{cu} \sim 5 \cdot 10^{-7} \text{ S/m}$ ) ----->  $G_{cu} = 1,2 \cdot 10^{-6} \text{ S}$  (négligeable)

$G_{di} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ S}$  pour  $\operatorname{tg} \delta = 0,01$

$G_{di} = 1,5 \cdot 10^{-7} \text{ S}$  pour  $\operatorname{tg} \delta = 0,03$

La nouvelle conductance d'entrée de l'antenne est :

$$G_{in} = \frac{1}{360} + G_{cu} + G_{di}$$

On obtient finalement :

$Z_{in} \sim 130 \Omega$  pour  $\operatorname{tg} \delta = 0,01$

$Z_{in} \sim 56 \Omega$  pour  $\operatorname{tg} \delta = 0,03$

On remarque l'influence importante des pertes diélectriques sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Ces conductances de pertes permettent également d'évaluer l'efficacité de l'antenne [3-23]

$$\eta = \frac{G_r}{G_r + G_{di} + G_{cu}} \quad \text{soit } 36 \% \text{ pour } \operatorname{tg} \delta = 0,01$$

$$15 \% \text{ pour } \operatorname{tg} \delta = 0,03$$

\* Les valeurs tabulées ne correspondent pas exactement au matériau verre époxyde utilisé ici.

C'est pourquoi nous ne donnons qu'un ordre de grandeur qui correspond aux résines époxyde à couler.

Ces résultats théoriques expliqueront les résultats expérimentaux.

On trouvera en référence [3-23] des courbes représentant l'efficacité d'antennes "patch" rectangulaires en fonction de l'épaisseur et de la permittivité du substrat utilisé (duroïd et Alumine). A titre de comparaison, signalons qu'un patch construit sur un support duroïd de même épaisseur possède une efficacité de 80% à 1 GHz.

Pour en terminer avec cette présentation, signalons que ce type d'antenne possède une résonance très aiguë. Pratiquement, la bande passante n'excède pas 3% (TOS = 2) [3-23]. Ce point sera examiné plus en détail lors de la caractérisation pratique de l'antenne.

## III-5 REALISATION ET CARACTERISATION PRATIQUE DES ANTENNES HYPERFREQUENCES DU SYSTEME

Nous avons évoqué précédemment les modifications très notables des caractéristiques de l'antenne, provoquées par le voisinage d'éléments conducteurs tels que le sol, réflecteur, support métallique, bobinage imprimé (antenne moyenne fréquence), etc. Nous avons construit 3 types d'interrogateurs et 7 prototypes différents de balise. Pour des raisons de temps, nous n'avons pas caractérisé chacune des antennes utilisées dans chacun des dispositifs. Nous nous sommes contenté de les caractériser pour le système initial n°1 dans les contextes qui seront rappelés ci-après. Les ensembles ainsi constitués seront appelés "dispositifs rayonnants".

Les diagrammes de rayonnement (en puissance) ont été relevés en chambre anéchoïde. La distance séparant l'antenne d'émission (dipôle de mesure "TELEC"\*) de l'antenne de réception à caractériser est de 2,5 mètres.

Rappelons que la mesure de la puissance reçue par le dispositif est exprimée en valeur relative par rapport au niveau mesuré dans la direction de propagation maximale. Pour établir une comparaison de la puissance maximum susceptible d'être émise (ou captée) par chacun des dispositifs rayonnants à caractériser, le niveau maximum recueilli à la même distance par un autre dipôle de mesure "TELEC" est choisi ici comme référence. Celle-ci sera spécifiée sur chacun des diagrammes.

### III-5.1 DISPOSITIF RAYONNANT INTERROGATEUR-DIPOLE PLAQUE DES SYSTEMES 1, 2, 3, 4 [3-26]

Ce dispositif est destiné à l'émission du signal vers la balise et à la réception du signal réémis par la balise. Il sera placé sous la caisse du véhicule.

\* Cette antenne est de très bonne qualité ( $\eta > 90\%$  à 1 GHz)

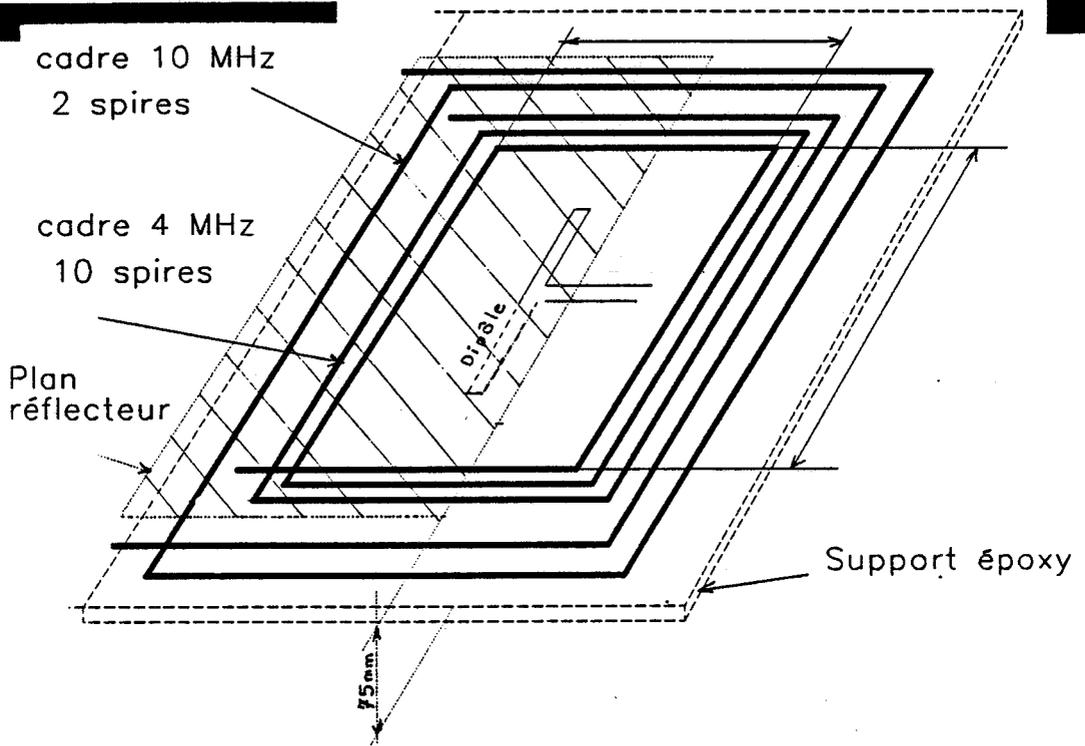


fig 3-17 . Vue d'ensemble du dispositif rayonnant interrogateur (dipôle plaqué)

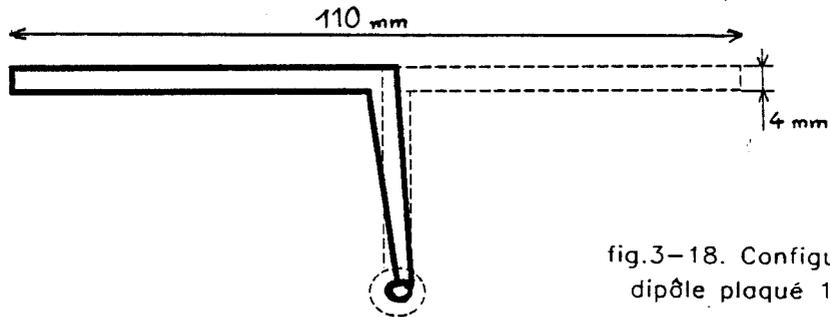


fig.3-18. Configuration du dipôle plaqué 1 GHz

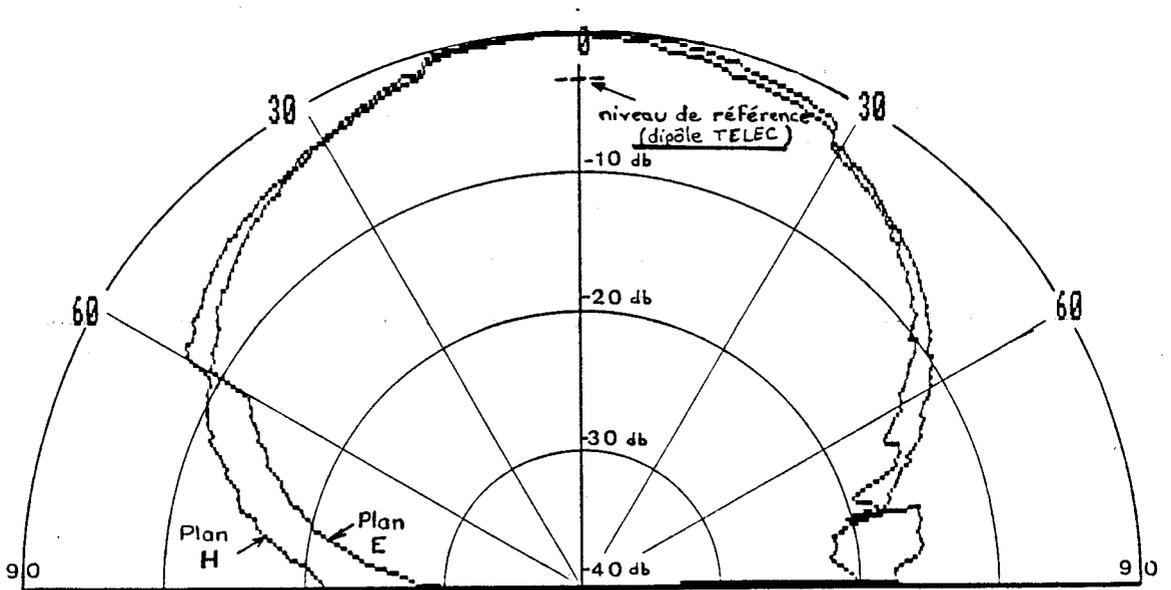


Fig.3-19. Diagrammes de rayonnement du dispositif interrogateur

## III-5.1.1 DESCRIPTION

Le dispositif rayonnant interrogateur est représenté à la figure 3-17.

Il est composé d'un dipôle demi-onde imprimé (double face) entouré d'un bobinage rectangulaire également imprimé sur le même support époxy. Ce bobinage, qui comporte 10 spires pour le système n° 1, est l'antenne d'émission moyenne fréquence (4 MHz). Les autres interrogateurs seront examinés au paragraphe III-6. Un réflecteur métallique placé à  $\lambda/4$  au-dessus du dipôle a pour but d'éviter les effets dus à la présence de la caisse du véhicule et de concentrer l'énergie vers la voie.

Les dimensions du dipôle sont données à la figure 3-18. L'adaptation ( $50\Omega$ ) du dispositif au câble d'alimentation est réalisée par la transition symétrique  $\lambda/4$ . La largeur  $l = 4$  mm des brins permet d'obtenir une bande passante d'environ 25%. L'accord du dipôle à 1 GHz a été ajusté expérimentalement : il est réalisé pour une longueur de brin de 55 mm.

## III-5.1.2 CARACTERISTIQUES

### DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU DISPOSITIF INTERROGATEUR EMBARQUE

Nous les avons relevés en plan E et H (figure 3-19). Ces diagrammes mettent en évidence les diverses interactions qui existent entre le dipôle et les éléments métalliques qui l'entourent. Précisons enfin que c'est le diagramme en plan H qui nous intéresse ici (translation du véhicule dans le plan E). L'angle d'ouverture à -3 db est d'environ  $60^\circ$ . Le diagramme dans le plan E, nous renseigne sur les dégradations du signal reçu par le dispositif, occasionnées par un décalage de la balise dans le sens transversal à la voie.

### IMPEDANCE D'ENTREE

La figure 3-20 nous montre l'évolution de l'impédance présentée par le dispositif en fonction de la fréquence. Cette figure illustre bien les effets de sol, de couplage inter-antennes : la "désadaptation" croît lorsque le dispositif s'approche du sol et de la balise (munie d'une antenne "fente").

### TOS ET BANDE PASSANTE

Bien que l'on puisse déduire le TOS à partir de la représentation de l'impédance dans l'abaque de SMITH, il est traditionnellement mesuré directement par l'évolution de la puissance réfléchie par l'antenne en fonction de la fréquence. Le montage de mesure utilise un pont réflectomètre. La figure 3-21 montre l'évolution des pertes par retour du dispositif rayonnant dipôle. L'étalonnage du système nécessite de charger la sortie de mesure par un court-circuit pour réfléchir la totalité de l'énergie transmise : son évolution correspond au tracé supérieur de la figure. Le tracé inférieur est représentatif de la puissance de retour lorsque la charge est remplacée par une charge adaptée.

A 1 GHz, la puissance réfléchie est de 23 dB inférieure à celle réfléchie par le court-circuit. On en déduit le TOS du dispositif : 1.15.

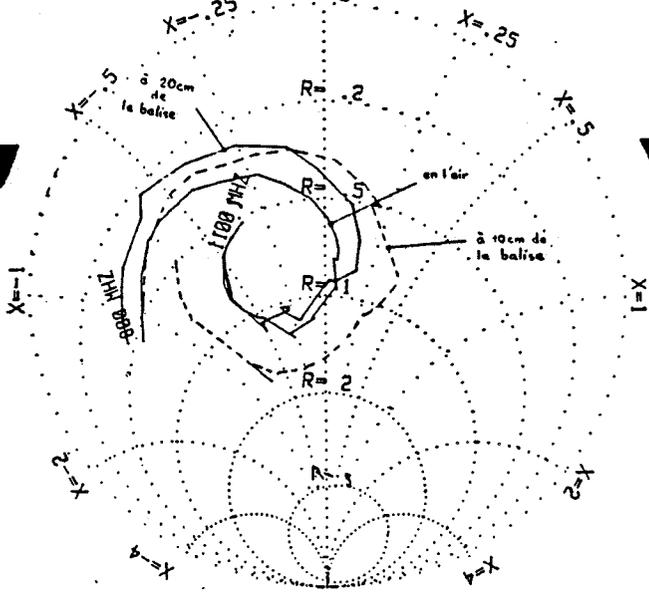


fig 3-20 . Evolution de l'impédance d'entrée du dispositif interrogateur pour diverses distances de séparation interrogateur - balise "fente" (h)

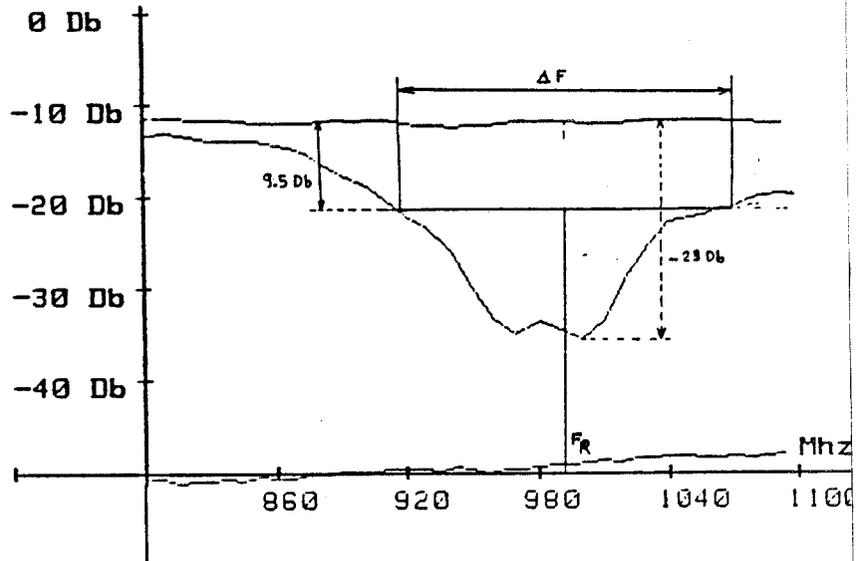


fig 3-21 . Evolution des pertes par réflexion du dispositif interrogateur en fonction de la fréquence TOS

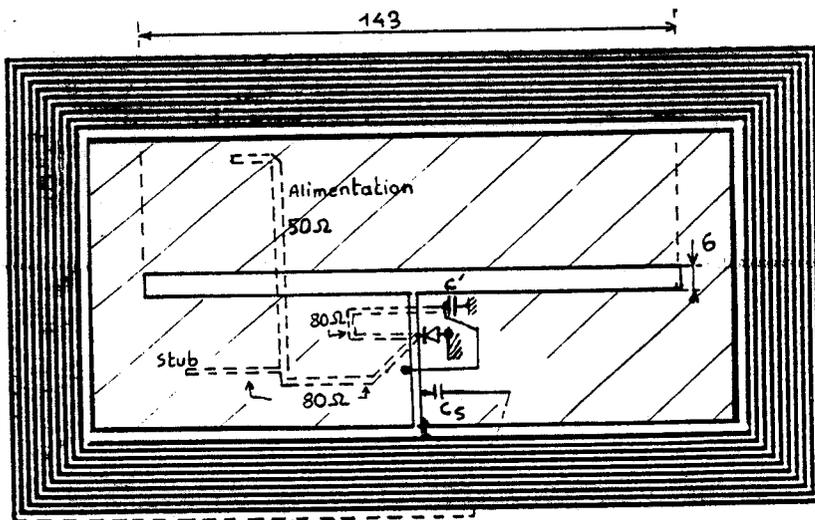


fig 3-22 . Dispositif rayonnant "Fente - plaquée" (balise)

La notion de bande passante d'antenne est étroitement liée au TOS. A titre d'exemple, une perte par réflexion de 9,5 db (88,9% de la puissance transmise à l'antenne : voir annexe) correspond à un TOS = 2. On déduit de la figure 3-21, la bande passante pour un TOS < 2 :

$$BP(TOS < 2) = \frac{\Delta F}{F_r} \approx \frac{250}{990} = 25\%$$

### III-5.1.3 CONCLUSION

L'organe d'émission-réception ainsi réalisé convient bien au système de localisation. L'adaptation du dipôle plaqué est de mise en oeuvre aisée.

La largeur de bande confère à cette structure l'avantage d'être facilement reproductible. Du fait des dimensions réduites du dipôle et de la possibilité d'ajustement du lobe de rayonnement par déplacement du plan réflecteur, ce dipôle pourrait également convenir à la balise de localisation.

## III-5.2 DISPOSITIF RAYONNANT FENTE-PLAQUEE [3-23] [3-27]

### III-5.2.1 DESCRIPTION

Ce dispositif est destiné à la balise. Il capte l'énergie issue du dispositif embarqué et réémet les fréquences de battement. Il est représenté à la figure 3-22.

Il est composé de :

- une antenne fente demi-onde entourée d'un bobinage formé de 10 spires imprimées. La fonction de ce dernier est de collecter le signal 4 MHz nécessaire au pompage de la diode mélangeuse ;
- un réflecteur situé à 60 mm derrière la fente qui concentre l'énergie réémise par la balise vers le véhicule et qui limite les effets liés aux variations des propriétés du sol porteur.

L'alimentation de la fente est réalisée par couplage avec une ligne microruban  $50\Omega$ , de longueur  $\lambda_g/4$  et à extrémité ouverte. Le point d'excitation est situé à 39mm d'une des deux extrémités de la fente. L'impédance d'entrée du dispositif est alors  $50\Omega$  [3-27]. La longueur  $L_F = 143$  mm et la largeur  $W_F = 6$  mm ont été déterminées pour obtenir une bande passante d'environ 25%.

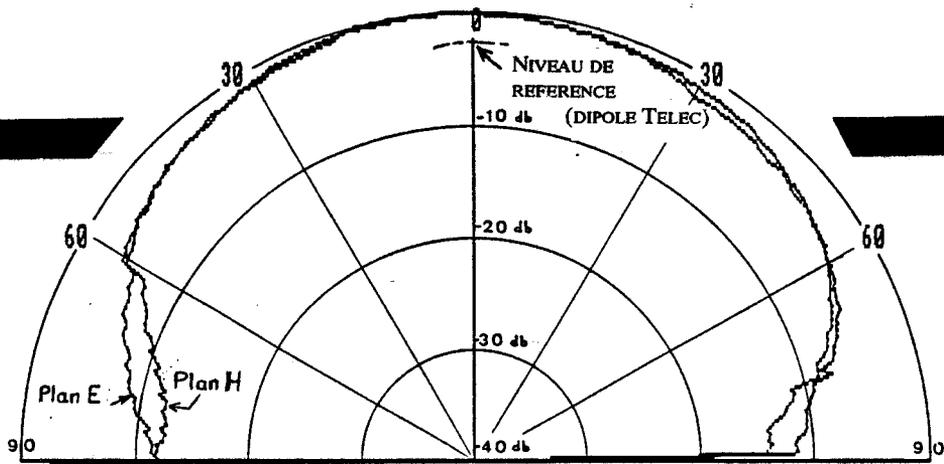


fig 3-23 . Diagrammes de rayonnement du dispositif "fente plaquée"

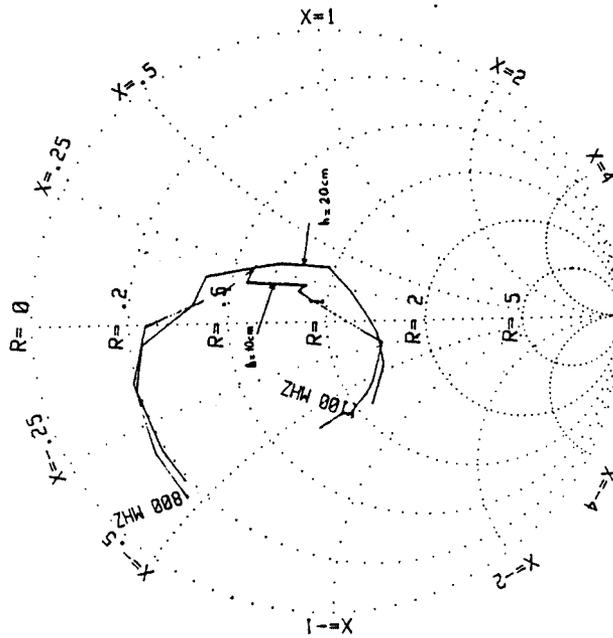


fig 3-24 . Relevés d'impédance d'entrée du dispositif "fente"

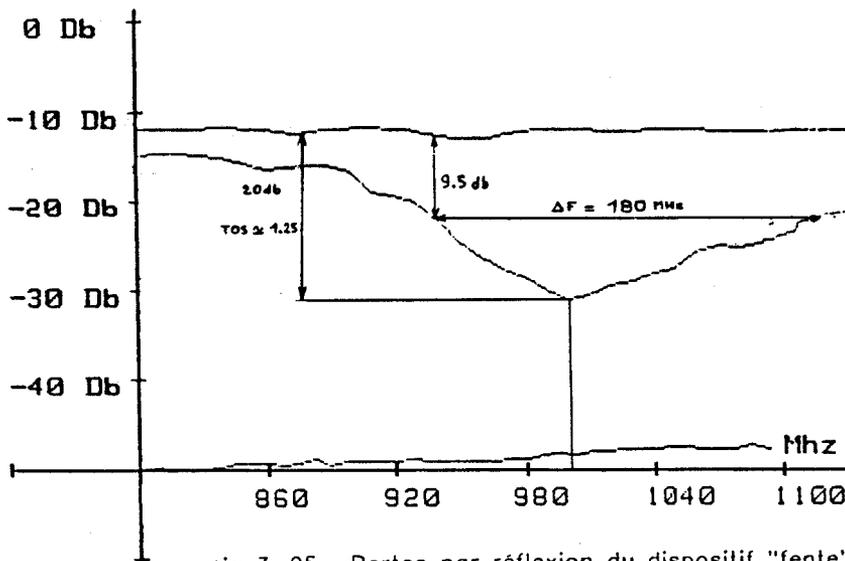


fig 3-25 . Pertes par réflexion du dispositif "fente" en fonction de la fréquence - TOS

## III-5.2.2 CARACTERISTIQUES

### DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU DISPOSITIF FENTE -PLAQUEE (BALISE)

Les diagrammes en plan E et H de la figure 3-23 sont quasiment identiques. On notera une largeur étendue des lobes de rayonnement (angle d'ouverture à -3 db  $\sim 100^\circ$ ).

### IMPEDANCE D'ENTREE DU DISPOSITIF

Les relevés d'impédance sont représentés à la figure 3-24.

### TOS - BANDE PASSANTE

Les pertes de puissance par réflexion sont données à la figure 3-25.

De la même façon que pour le dispositif dipôle, on détermine :

- TOS à 1 GHz  $\sim 1.25$

- BP (TOS = 2)  $\sim 20\%$

## III-5.2.3 CONCLUSION

Pratiquement, l'optimisation de cet organe d'émission-réception est assez délicate. Ses propriétés diffèrent parfois de celles établies par la théorie. Ceci s'explique par le fait des dimensions réduites du plan de masse de l'antenne d'une part, et d'autre part par la nature particulière de l'alimentation (sans contact matériel avec la fente).

Cependant, une fois ses dimensions géométriques établies, on peut affirmer que cette structure d'antenne est parfaitement reproductible, sa largeur de bande étant élevée et les dimensions de la fente ne dépendant pas de la permittivité du support.

L'importance de son angle d'ouverture (dans les deux plans E et H) conforte l'intérêt présenté par une telle structure.

Enfin, pour en terminer avec cette antenne, disons qu'elle est particulièrement bien adaptée à la balise (plan de masse = blindage pour les composants "logiques") et que son utilisation dans l'organe d'émission réception embarqué est tout à fait envisageable.

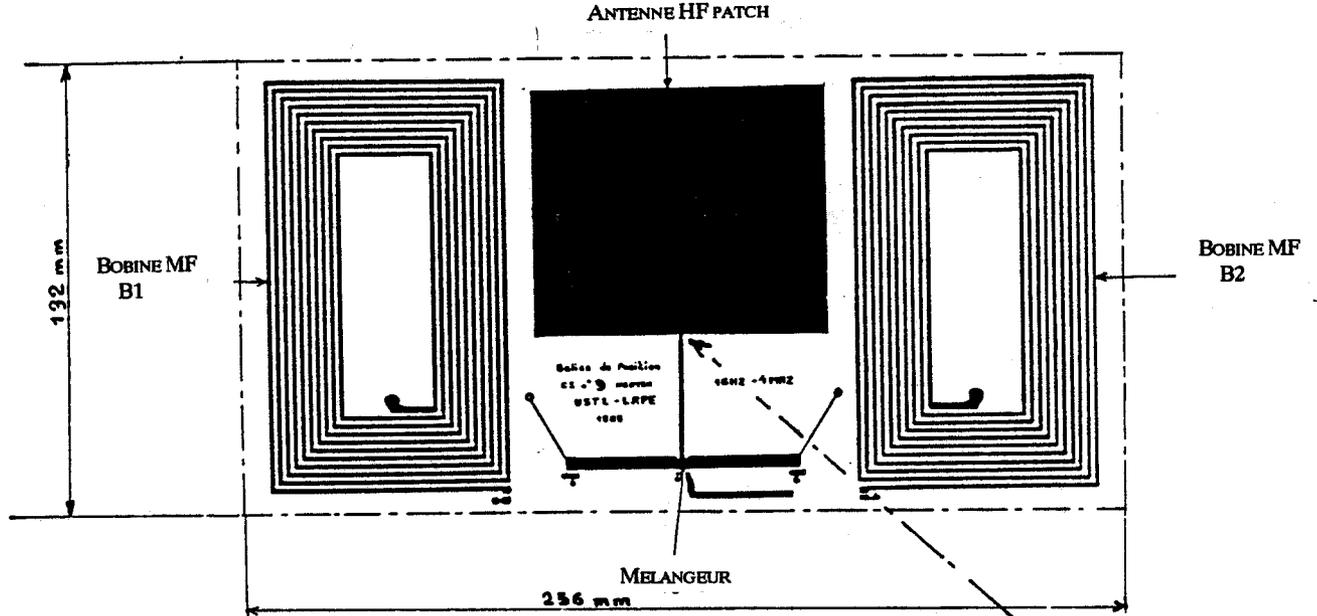


fig 3-26 . Dispositif rayonnant : balise "Patch"

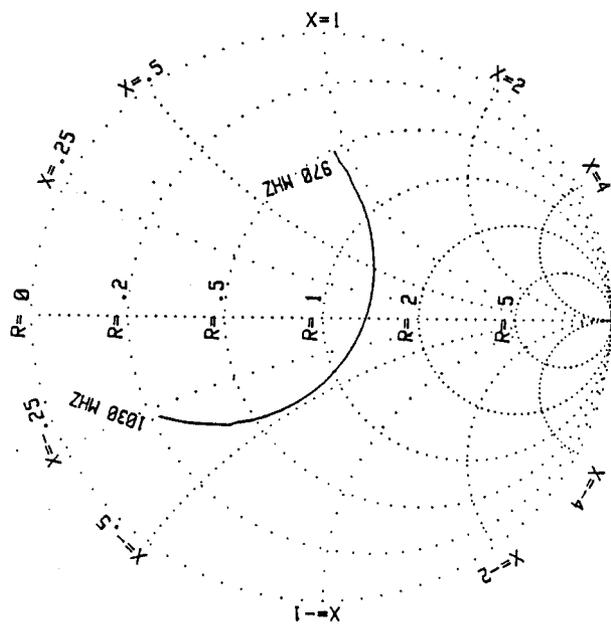


fig 3-28 . Impédance d'entrée du patch au point spécifié

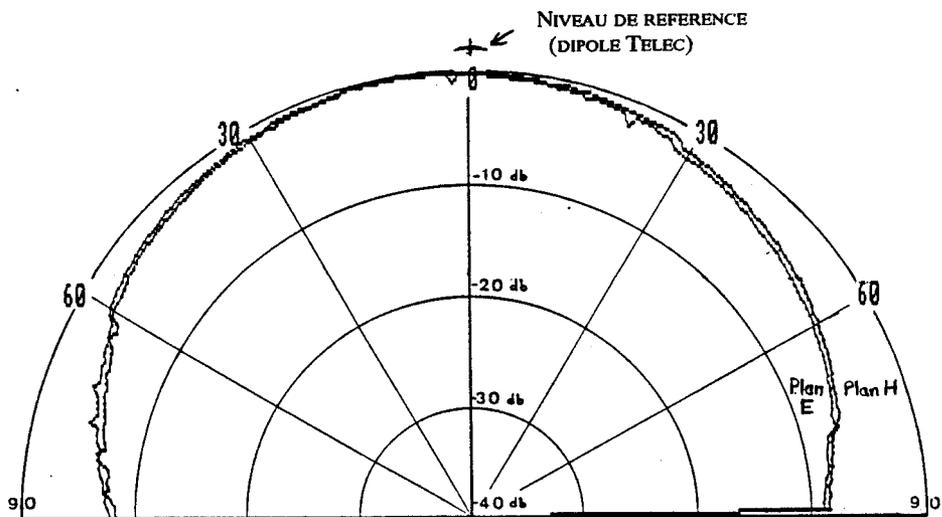


fig 3-27 . Diagrammes de rayonnement de la balise "patch"

## III-5.3 DISPOSITIF RAYONNANT ANTENNE "PATCH" [3-23] [3-25]

### III-5.3.1 DESCRIPTION

Nous avons procédé à des essais concernant la localisation précise du véhicule. Cette dernière est déterminée au moyen d'une balise qualifiée de "haute précision" et fait usage d'une antenne microruban "patch".

Le dispositif est représenté sur la figure 3-26.

Il est composé de :

- une antenne "patch" rectangulaire munie de sa ligne d'alimentation qui est en fait un transformateur d'impédance  $\lambda_g / 4 - 75-50 \Omega$  ;
- deux bobines imprimées : leur présence a été justifiée précédemment au chapitre I consacré à la présentation générale du système.

L'antenne "patch" confère à cette balise un avantage par rapport à celle décrite précédemment : en effet, ce type d'antenne ne nécessite pas de réflecteur. Le sol (ou tout autre matière) ne modifie presque pas l'impédance d'entrée de l'antenne puisque le patch et le sol sont séparés par le plan de masse.

### III-5.3.2 CARACTERISTIQUES

Pratiquement, la résonance à 1 GHz de l'élément rayonnant est obtenue pour une largeur  $W = 86$  mm et une longueur  $L = 70,5$  mm. Le calcul théorique des dimensions est détaillé en annexe. Avec ces dernières dimensions, la fréquence de résonance mesurée est 1022 MHz. Cet écart provient probablement d'une erreur de 5% sur la permittivité relative du diélectrique. Les incertitudes de fabrication de l'antenne  $\Delta W$ ,  $\Delta h$ ,  $\Delta \epsilon_r$  et surtout  $\Delta L$  influent sur sa fréquence de résonance. La moindre variation de ces paramètres peut entraîner des dégradations notables des performances de l'antenne, celle-ci possédant une sélectivité très marquée. Ce dernier point sera illustré ci-dessous.

### DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU DISPOSITIF BALISE DE LOCALISATION "PATCH"

La figure 3-27 montre les diagrammes de rayonnement dans le plan E et H. On constate la ressemblance des diagrammes. De même que pour l'antenne "fente", le lobe de rayonnement est étendu (angle d'ouverture à -3 db  $\sim 100^\circ$ ). Pour les raisons mentionnées auparavant, cette propriété est intéressante. Malheureusement, on s'aperçoit que le niveau maximum reçu ou émis par ce dispositif est inférieur de 3 db à celui délivré par le dipôle de référence, soit environ quatre fois moins que pour le dispositif embarqué (dipôle) et la balise "fente". Cette constatation a été expliquée par l'évaluation des pertes dans le diélectrique époxy de l'antenne. Le calcul de l'efficacité réduite qui en résulte (15 à 25%) est vérifié ici, par l'expérience.

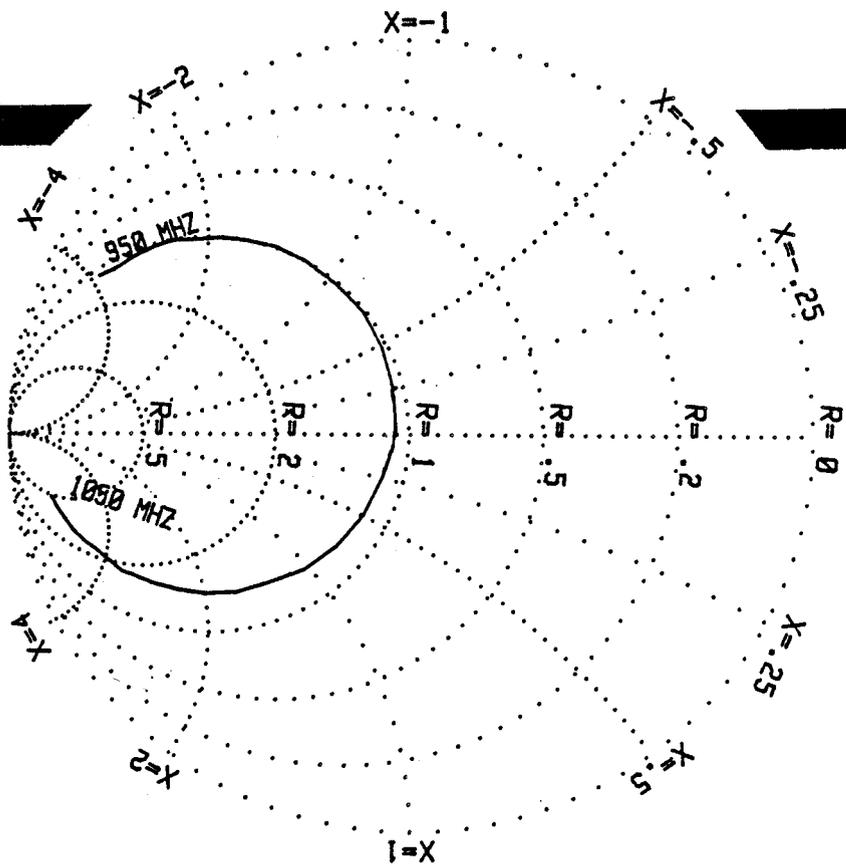


fig 3-29 . Impédance d'entrée du dispositif "balise patch"

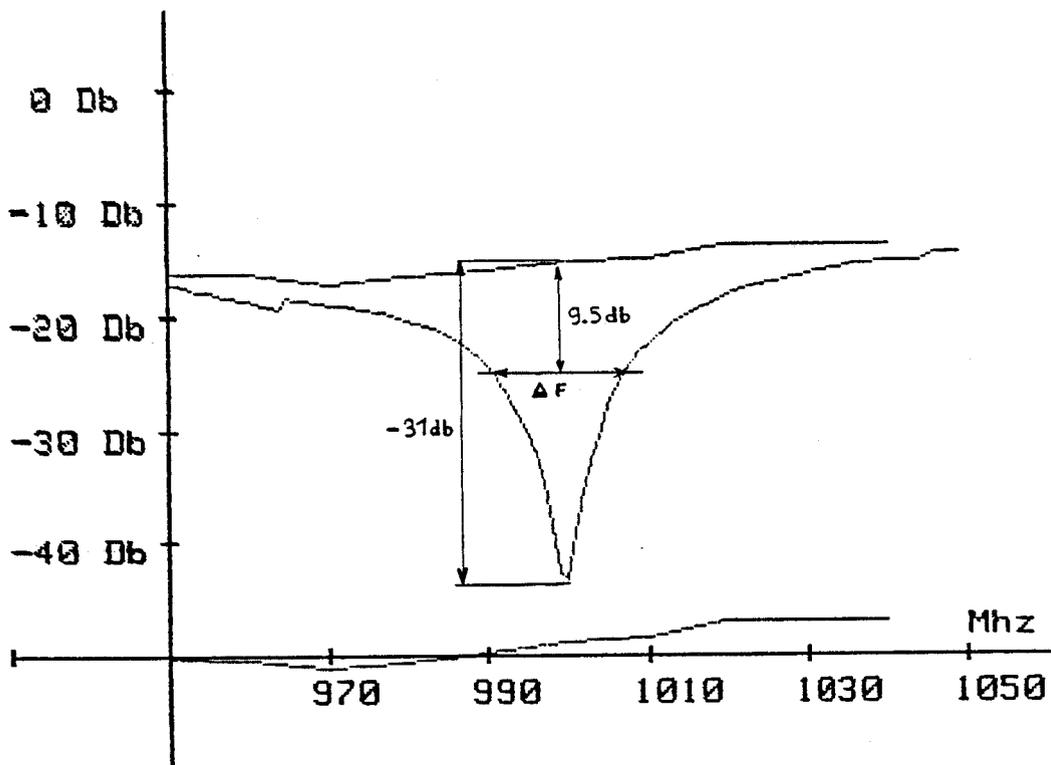


fig 3-30 . Pertes par réflexion du dispositif en fonction de la fréquence - TOS

## IMPEDANCE D'ENTREE DU DISPOSITIF

La figure 3-28 représente l'évolution de l'impédance d'entrée du "patch" mesurée au point spécifié. On voit qu'à 1 GHz (résonance) l'impédance est d'environ  $75\Omega$ . Ce résultat qui diffère de celui établi par la théorie ( $360\Omega$ ), a été expliqué précédemment. L'impédance au point considéré étant connue, l'adaptation de l'antenne au câble d'alimentation ( $50\Omega$ ) est possible grâce à un transformateur d'impédance  $\lambda_g/4$  (figure 3-29).

L'impédance caractéristique  $Z_r$  de ce dernier est déterminée par la relation :

$$Z_r = \sqrt{50 \times 75} = 61,2 \quad \Omega$$

Ses dimensions sont calculées par les relations de SCHNEIDER.

L'évolution de l'impédance du dispositif complet est donnée à la figure 3-29.

On remarque déjà le caractère sélectif du dispositif.

## TOS ET BANDE PASSANTE

La figure 3-30 montre la puissance perdue par réflexion du dispositif rayonnant. A 1 GHz, le TOS de l'antenne est 1.06.

La bande passante (TOS < 2) du dispositif est très faible : 1,7%.

### III-5.3.3 CONCLUSION

#### 1) Balise

Nous venons de voir les deux inconvénients majeurs présentés par une antenne "patch" construite à partir d'un support époxy :

- mauvaise efficacité de rayonnement ;
- résonance très aigüe.

La première constatation permet de dire que les stratifiés verre-époxyde classiques ne conviennent pas bien à ce genre d'application. On pourrait alors employer, par exemple, des stratifiés verre-téflon, mais ce matériau est plus onéreux.

Pour notre part, nous avons réalisé une maquette d'antenne en plaçant en "sandwich" une plaque de verre ordinaire entre le plan cuivrée d'une plaque de circuit imprimé. Le tout était maintenu grâce à des boulons  $\Phi$  3 mm en nylon traversant le patch en chacun de ses coins. Ce prototype présente la même efficacité qu'une antenne dipôle + plan réflecteur, soit le double de puissance émise par le patch sur époxy.

Rappelons que dans le cas de la balise, l'affaiblissement du signal résultant des pertes dues soit au manque d'efficacité, soit à la désadaptation est en fait doublé puisque l'antenne est utilisée à la fois en réception et en réémission.

La deuxième constatation amène naturellement la question de la reproductivité de fabrication à grande échelle. Nous avons vu qu'une erreur de 5% sur la permittivité du diélectrique (ce qui est faible) entraîne une modification de la fréquence d'accord de l'antenne : 1022 MHz. Si on se reporte à la figure 3-30, on déduit facilement la dégradation du TOS provoquant des pertes supplémentaires d'inadaptation de l'ordre de 40%.

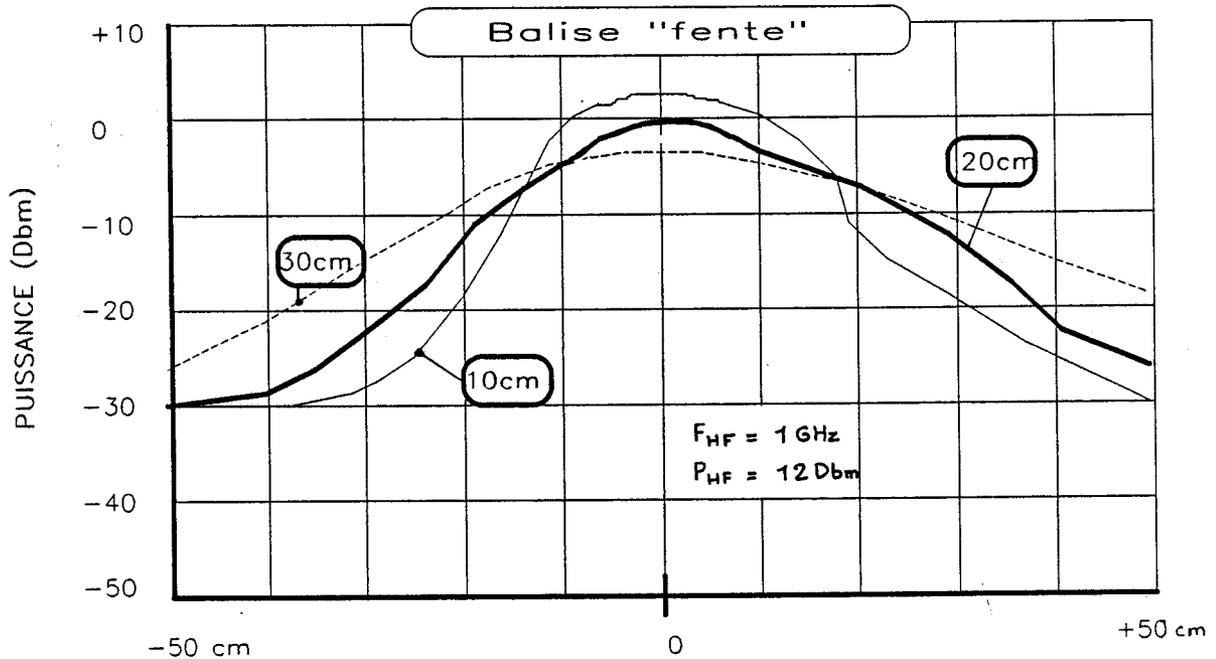
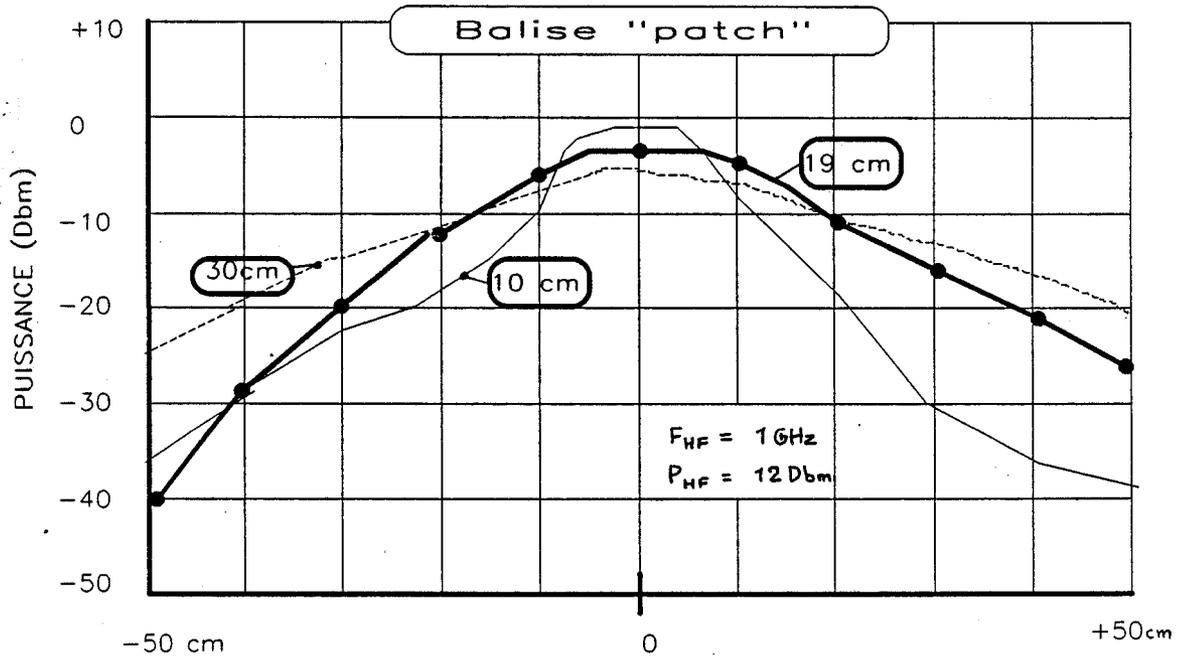


fig 3-30bis . Evolution de la puissance HF délivrée par l'antenne de la balise (Patch et Fente) en fonction de la distance x séparant le centre de la balise à l'axe vertical de l'interrogateur, pour différentes hauteurs h.

On peut affirmer que la fabrication industrielle de ce type de balise nécessiterait une précaractérisation du support et une mise au point finale par retaille de l'antenne (ce qui revient très cher).

Le faible encombrement et le faible poids de cette balise sont intéressants pour les expériences effectuées en laboratoire à haute vitesse qui seront décrites plus loin et donneront malgré tout des résultats satisfaisants.

## 2) Interrogateur

Dans le cas de l'interrogateur par contre, le problème de coût étant d'importance moindre, l'implantation d'une antenne "patch" sur support stratifié verre-téflon est tout à fait envisageable.

En effet, son emploi présenterait un avantage appréciable : la résonance très aigüe du dispositif offre au système interrogateur la sélectivité fréquentielle, d'où une diminution du bruit propre d'antenne .

## III-5.4 COMPORTEMENT DES ANTENNES HF DE BALISE EN FONCTION DE LA POSITION RELATIVE DE L'INTERROGATEUR/BALISE

La figure 3-30bis donne l'évolution de la puissance HF délivrée par l'antenne de la balise considérée (Fente ou Patch) en fonction du déplacement longitudinal de la balise par rapport à l'axe vertical de l'interrogateur pour différentes hauteurs  $h$ .

L'interrogateur est constitué d'un dipôle plaqué et de son réflecteur. La puissance hyperfréquence d'émission est de 12 dBm (à l'antenne).

(Les résultats obtenus après avoir décalé la balise de 10 cm dans le sens transversal, sont sensiblement identiques (atténuation de 2 dB).

Ces tracés mettent en évidence la meilleure efficacité de la balise "fente" par rapport à la balise "patch" époxy: un peu plus du double de puissance reçue.

## III-6 LES CIRCUITS MOYENNES FREQUENCES

Au cours des paragraphes précédents, nous avons étudié les éléments se rapportant à la transmission hyperfréquence. Nous avons déjà évoqué que la transmission du signal de pompage (4 MHz pour le système n° 1) vers le mélangeur balise ou du signal MF qui sert à alimenter les circuits numériques des balises numériques, s'effectue par induction mutuelle entre le circuit résonnant  $L_p$   $C_p$   $R_p$  émetteur (embarqué sous le véhicule) et le circuit résonnant récepteur de la balise  $L_s$   $C_s$   $R_s$  (figure 3-31). Le comportement de l'ensemble cadre d'émission-cadre balise est alors identique à celui d'un transformateur classique dont le noyau magnétique qui canalise le champ magnétique serait remplacé par de l'air.

Le principe de fonctionnement est simple. Si on se réfère au modèle du transformateur idéalisé, aucune puissance n'est absorbée par le primaire (émetteur) si le secondaire (balise) n'est pas chargé (ou s'il n'est pas couplé au primaire). Dans le cas contraire, la puissance dissipée dans la résistance de charge ( la diode pour le système n°1) s'obtient en "ramenant" cette charge dans le circuit primaire en la divisant par le carré du rapport de transformation.

Interrogateur

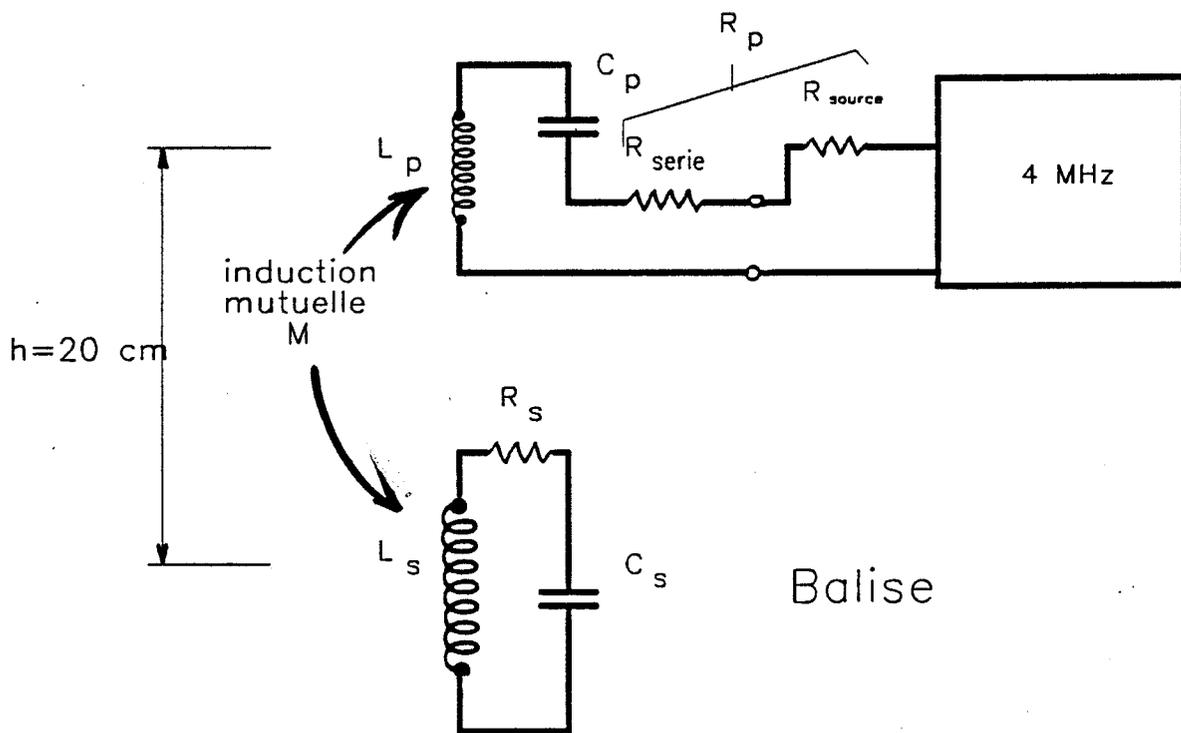


fig 3-31 . Schéma de principe de la partie MF du système

Cette structure présente un double intérêt :

- Nous avons vu que les cadres utilisés possèdent une très faible résistance de rayonnement. Si le courant circulant dans le cadre est de l'ordre de quelques centaines de milliampères, la puissance électromagnétique rayonnée est très faible. En outre, cette dernière décroît rapidement avec la distance  $r$  : en  $1/r^6$  en champ proche.

Cette propriété est intéressante d'une part parce qu'elle confère aux systèmes la sélectivité spatiale indispensable pour éviter la diaphonie entre balises voisines, et d'autre part, parce que les effets perturbateurs causés par ce genre de dispositif sont très faibles ;

- L'accord des deux circuits (sur la même fréquence MF) offre au système tous les avantages liés à la sélectivité "fréquentielle".

D'un autre côté, pour le système 1, on va voir que pour des degrés de couplage circuit primaire-circuit secondaire légèrement supérieur au couplage dit "critique", le système permet une certaine tolérance sur :

- la fréquence de travail (émetteur MF) ;
- les condensateurs d'accord  $C_p$  et  $C_s$  de 5% --> emploi de capacités d'usage courant (tout du moins pour des courants primaires pas trop importants) .

Il en résulte une certaine tolérance en ce qui concerne l'accord des circuits MF, ce qui confère au système une bonne reproductivité de fabrication des circuits MF et une sensibilité moindre aux fluctuations de température (dérive  $T^\circ$ ).

Nous nous proposons à présent, d'étudier le comportement de la structure MF du système n°1.

Le problème posé peut se résumer par la question suivante :

En posant à priori, une distance raisonnable interrogateur-balise d'une vingtaine de cm , et à partir de la place disponible sur la balise, comment réaliser les deux circuits résonnants pour qu'ils soient au couplage critique et que, bien sûr, la diode mélangeuse soit adaptée au cadre de balise ?

Bien que le modèle des circuits couplés soit bien connu, la géométrie particulière des bobines et l'optimisation des dimensions de ces dernières font que l'étude et surtout la mise au point se sont avérées particulièrement délicates; ce travail est traité dans la thèse de Mohamed HAMZAOUI. Toutefois, pour ne pas alourdir l'exposé, la réponse à la question est traitée en annexe. Nous nous bornerons ci-après à ne donner que les résultats les plus significatifs.

## III-6.1 STRUCTURE DES CIRCUITS MF RETENUS POUR LE SYSTEME N°1

Dans le cas d'une balise simple cadre, la structure des circuits MF et leurs caractéristiques sont représentées à la figure 3-32.

Pour une hauteur  $h$  d'environ 20 cm, les caractéristiques des circuits sont optimisées pour obtenir un couplage primaire/secondaire légèrement supérieur au couplage critique ( $n \sim 1,4$ ). On remarque la prise inductive d'adaptation de la diode mélangeuse. On verra au chapitre consacré au système interrogateur que le circuit d'émission contribue à l'amélioration de la pureté spectrale de l'émetteur (filtre).

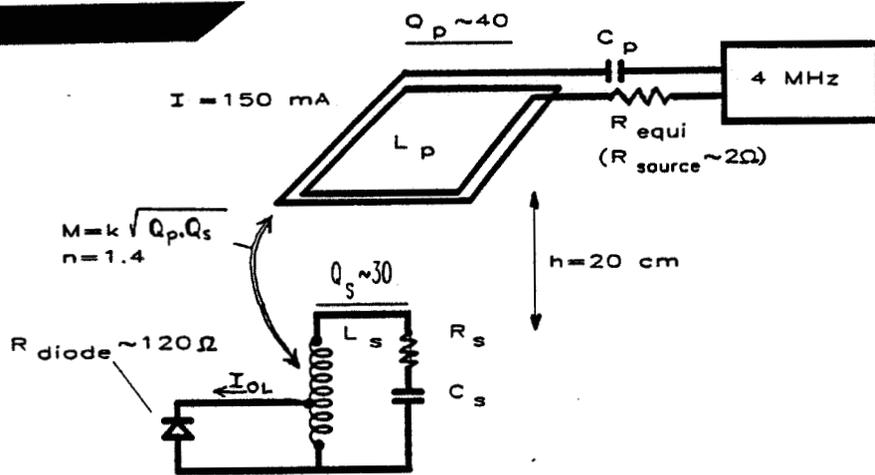


fig 3-32 . Principales caractéristiques des circuits MF

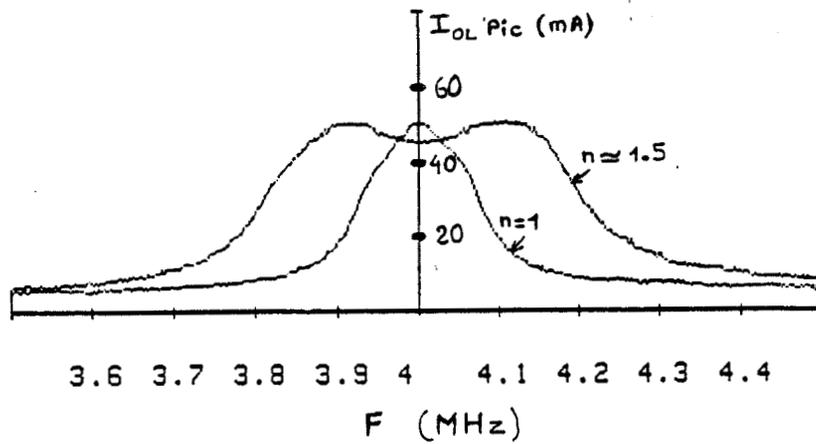


fig 3-33 . Evolution du courant de pompage diode ( $I_{OL}$ ) en fonction de la fréquence (le courant circulant dans le cadre primaire  $\approx 150$  mA)

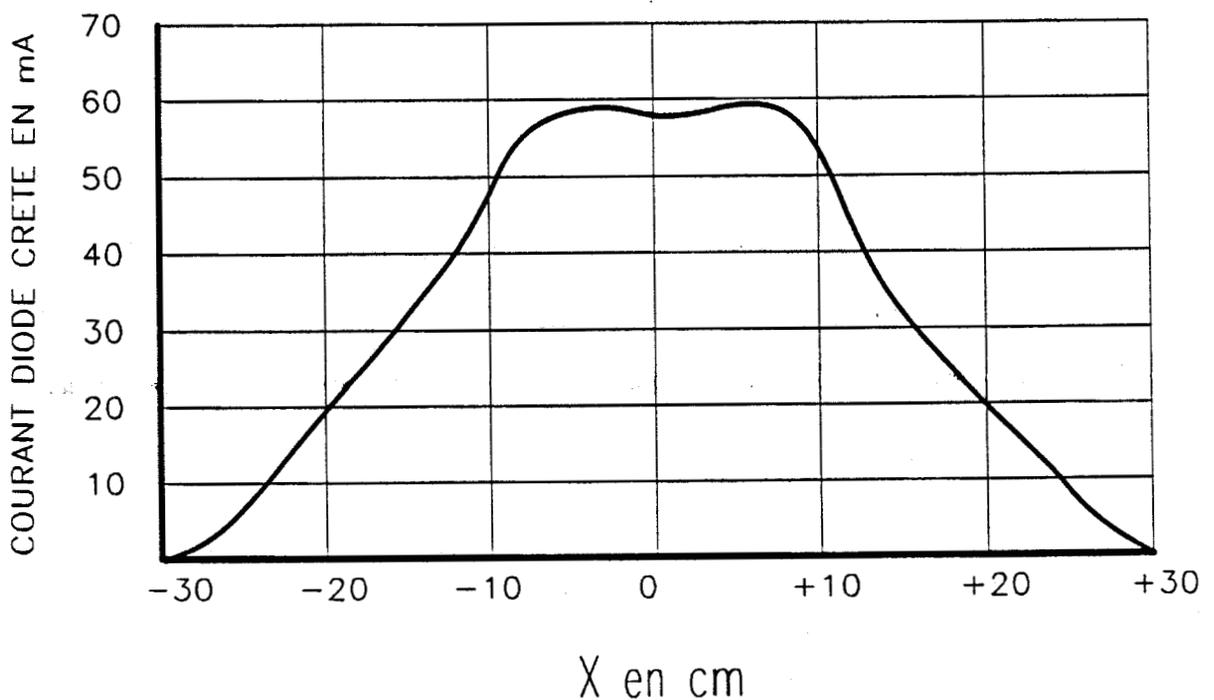


fig 3-34 . Evolution du courant de pompage diode lors d'une translation longitudinale de l'interrogateur ( $h = 20$  cm)

## III-6.1.1 COMPORTEMENT DES CIRCUITS MF EN FONCTION DE LA FREQUENCE MF .

La figure 3-33 montre l'évolution du courant de pompage diode ( $I_{OL} > 10$  mA) en fonction de la fréquence. On constate que le dispositif présente une bande passante relativement large mais suffisamment sélective pour autoriser l'emploi d'autres fréquences MF (système à plusieurs MF).

## III-6.1.2 COMPORTEMENT DES CIRCUITS EN FONCTION DES DEPLACEMENTS RELATIFS INTERROGATEUR/BALISE

En fonction de la distance h: pratiquement, des variations de hauteurs  $h = 20\text{cm} \pm 5$  cm influent peu sur le courant de pompage.

En fonction du déplacement longitudinal:

La figure 3-34 représente l'évolution du courant de pompage lors de la translation longitudinale de l'interrogateur (condition normale d'utilisation).

On remarquera la sélectivité spatiale offerte par le dispositif MF ainsi réalisé :  $\pm 30$  cm. Précisons que le courant primaire est ici, d'environ 150 mA .

Dans le sens transversal, la sélectivité spatiale est sensiblement la même que celle présentée dans le sens longitudinal. Elle est cependant suffisante pour parer à un éventuel décalage de la balise dans le sens transversal : disons  $\pm 15$  cm. Cette dernière propriété permet par conséquent, une certaine tolérance sur la disposition des balises.

## III-6.2 DESCRIPTION ET COMPORTEMENT DES CIRCUITS MF 150KHz.

Au départ de l'étude des balises numériques, les cadres MF étaient accordés sur 150 MHz, surtout pour des raisons de compatibilité avec le matériel de MATRA.T. Nous nous proposons de les décrire.

La MF est utilisée non seulement pour alimenter les différents modules implantés sur la balise mais aussi pour séquencer l'émission des informations binaires issues du modulateur.

A la réception, la MF peut aussi servir à la génération des horloges de lecture des trames numériques incidentes.

Sur le plan réalisation, le cadre d'émission doit être capable de supporter des courants de 2 A ainsi que des tensions élevées (1000 V).

### DESCRIPTION.

#### Le circuit d'émission.

Ses caractéristiques sont :

le condensateur d'accord ( $C = 3$  nF) est réalisé par 2 plaques d'aluminium séparées par une feuille de diélectrique à faibles pertes: téflon lamifié  $\epsilon_r = 2,2$ . Sa surface est de l'ordre de  $2$  dm<sup>2</sup>.

le cadre est bobiné avec 36 spires  $40 \times 40$  cm de fil de LITZ de diamètre 4 mm.

l'inductance est de  $400 \mu\text{H}$ . Les coefficients de qualité du circuit ainsi réalisé sont :  $Q_{p_0} = 195$  à vide,  $Q_{p_{ch}} = 40$  en charge sur la source  $50 \Omega$  (pour  $I_p = 1$  A).

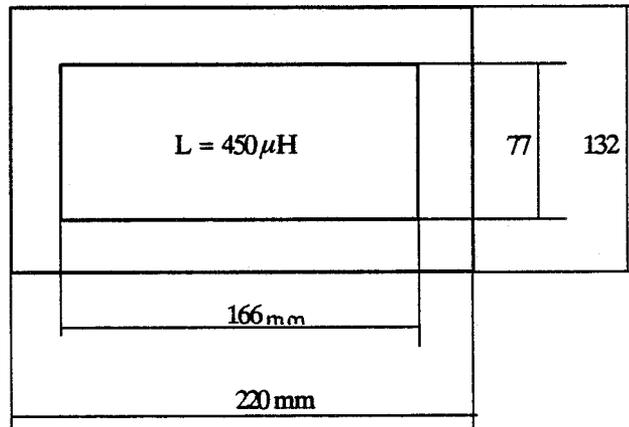


Fig. 3.36 - cadre de la balise 150 KHz - 2 faces de 20 spires chacune.

Largeur des spires : 1 mm , inter-spire: 0,4 mm; epaisseur  $110 \mu\text{m}$ .

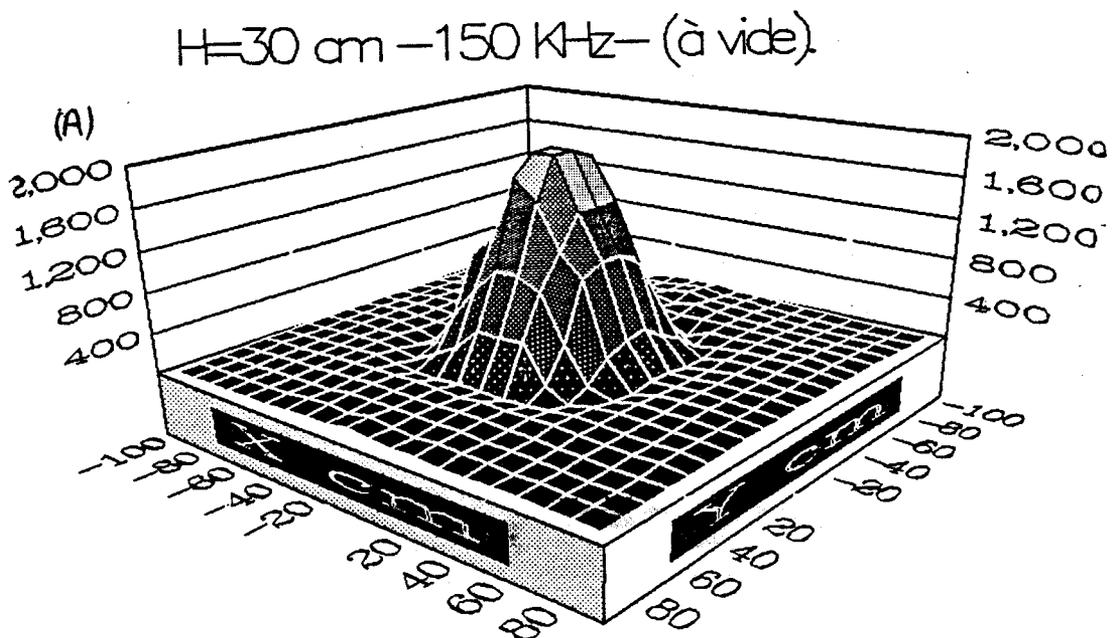


Fig. 3.37 - h = 30 cm: relevé du courant à vide dans le cadre MF balise 150 KHz en fonction de son déplacement sous l'interrogateur.

## Cadre de la balise (fig.3.36).

Le cadre de la balise est réalisé par simple gravure sur circuit imprimé double face dont les couches de cuivre ont une épaisseur de  $110 \mu\text{m}$  (au lieu de  $35 \mu\text{m}$  classiquement) pour avoir une résistance HF relativement faible. Le bobinage est réparti sur les 2 faces et en périphérie de la balise. Ses caractéristiques sont optimisées en fonction : de la capacité parasite inter-spires, des effets de proximité, des pertes cuivre, de la puissance à fournir aux différents modules électroniques de la balise [3-28].

Le circuit est accordé par une capacité CMS.

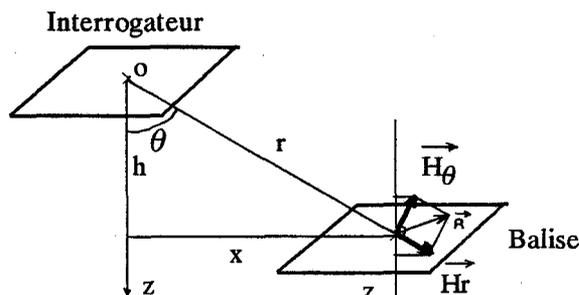
L'antenne fente constitue la spire centrale.

Le coefficient de qualité du circuit MF à vide est :  $Qs_0 = 30$ . Avec une résistance de charge de  $100 \Omega$ ,  $Q_{\text{charge}} = 13,4$ . Cette résistance simule la charge présentée par les différents circuits électroniques de la balise : soit 50 mA sous une ddp de 5V.

## COMPORTEMENT DE L'ENSEMBLE MF.

Les fig (3.37) et (3.38) sont les relevés du courant  $I_s$ , dans la bobine de la balise à vide (c-a-d avec la  $100 \Omega$  débranchée) au cours d'un déplacement XY pour 2 hauteurs : 30 cm et 60 cm. Ces figures nous montrent bien la sélectivité spatiale du système. On remarque également en agrandissant les courbes 3D de la figure (3.37) que pour certaines positions de la balise le courant induit s'annule, puis augmente légèrement avant de décroître à nouveau au fur et à mesure de l'éloignement de la balise par rapport à l'axe de l'interrogateur (fig.3.39).

Ce phénomène dont l'effet est plus marqué pour  $h=30$  cm s'explique par les équations de rayonnement d'une boucle magnétique (voir début du chapitre). En effet, puisque l'on travaille en champ proche et que les deux cadres sont parallèles, seule la composante  $H_r$  du champ électromagnétique contribue à induire un courant puisque  $H_\theta$  est parallèle au plan du cadre si les deux bobines ont leurs axes confondus; par contre si on les translate l'une par rapport à l'autre,  $H_r$  n'est plus perpendiculaire au plan du cadre récepteur et  $H_\theta$  n'est plus parallèle à ce même plan. Dans cette position, pour calculer l'induction mutuelle il faut donc tenir compte des deux composantes  $H_r$  et  $H_\theta$ , c'est à dire les additionner vectoriellement. Si on continue à traduire, il arrivera un moment où la résultante des deux composantes sera parallèle au cadre et donc le flux du champ magnétique à travers la bobine réceptrice sera nul. Si on se déplace encore dans le même sens, le flux s'inverse, d'où une inversion du courant induit.



En 1ere approximation, pour déterminer l'angle particulier  $\theta_0$  pour lequel le flux dans la bobine s'annule, il suffit que  $H_z$ , somme algébrique de  $H_\theta$  et  $H_r$  sur l'axe Oz, soit nul. Tout calcul fait on trouve que  $\theta_0 = 54,7^\circ$ ; ce qui se vérifie à peu près par les relevés. Dans notre cas la distance qui sépare les deux bobines est du même ordre de grandeur que les dimensions des cadres; une méthode plus précise consisterait à intégrer numériquement la contribution de chaque élément infinitésimal dle du fil de la bobine émettrice sur chacun des éléments dlr de la bobine réceptrice.

H=60 cm -150 KHz- (à vide).

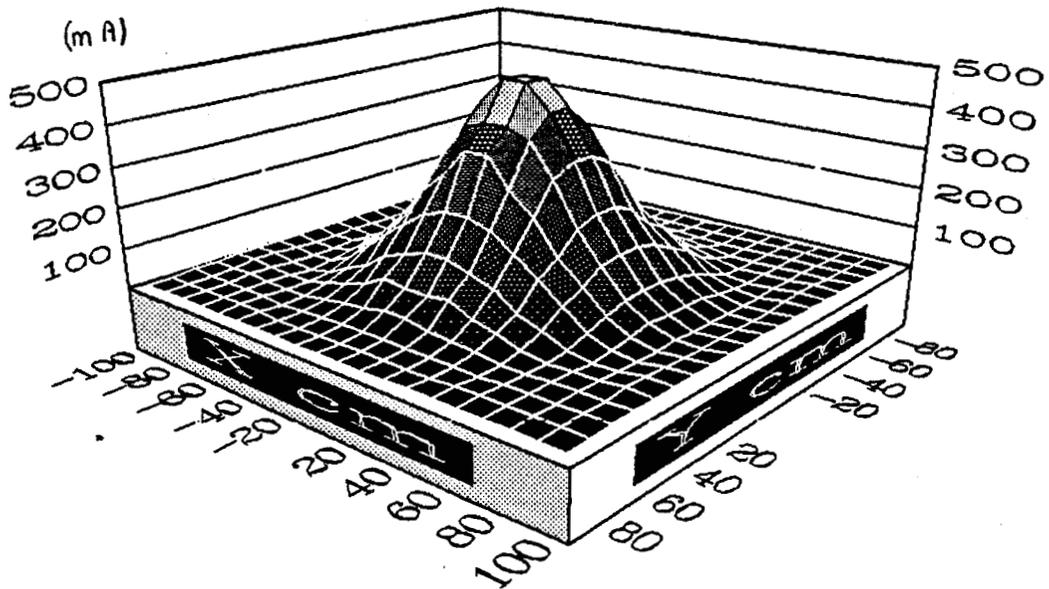


Fig. 3.38 -  $h = 60$  cm: relevé du courant à vide dans le cadre MF balise 150 KHz en fonction de son déplacement sous l'interrogateur.

H=30 cm -150 KHz- (à vide).

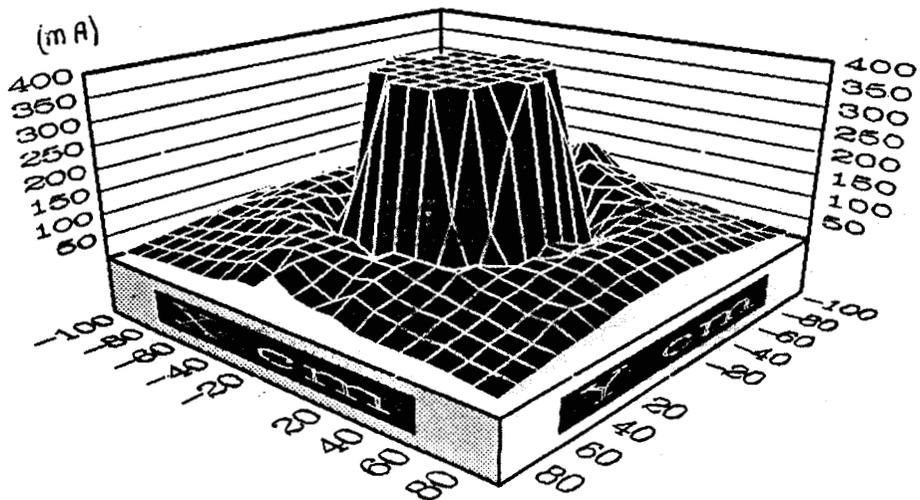


Fig 3.39 - Agrandissement de la courbe 3.37 ( $h = 30$  cm, 150 KHz).

H=30 cm (charge 100 ohm).

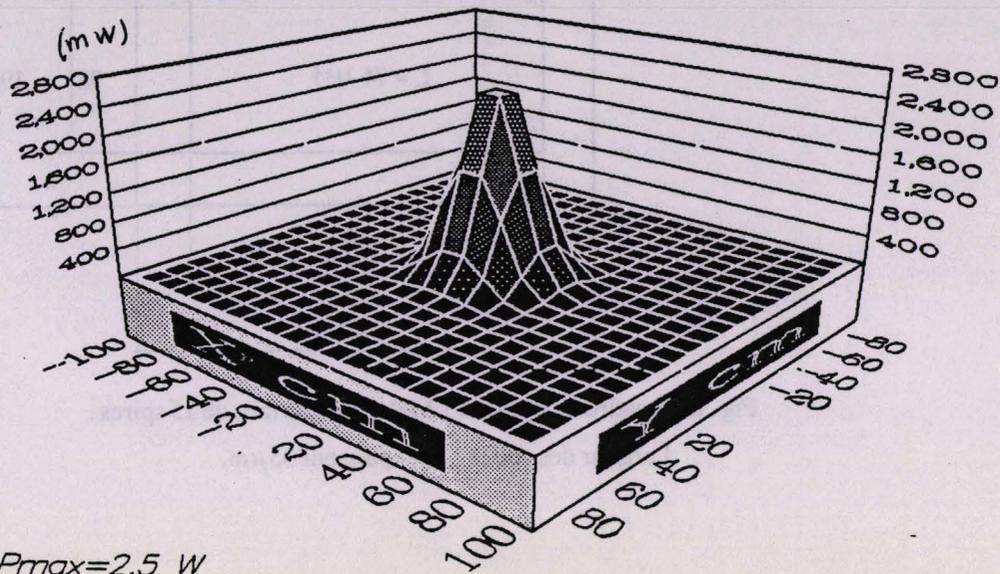


Fig 3.40 - h = 30 cm : puissance disponible sur le cadre MF balise 150 KHz.

H=60 cm (charge 100 ohm).

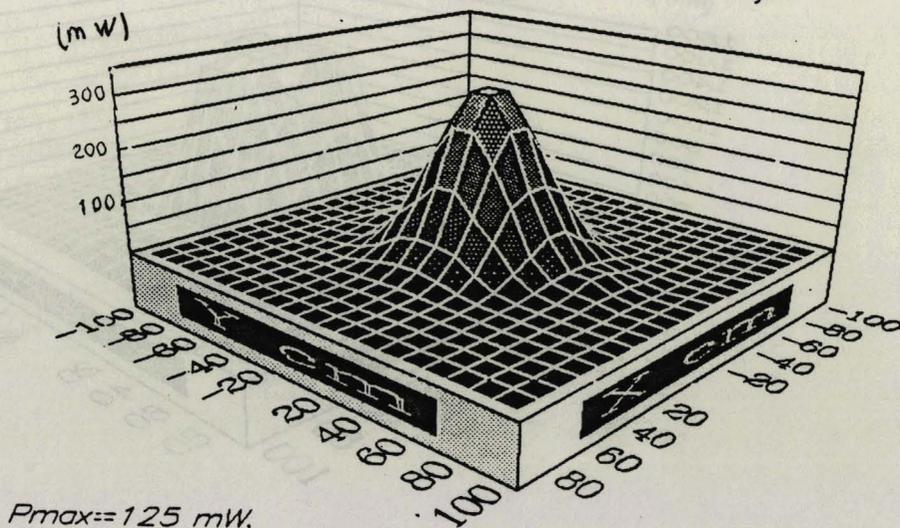


Fig 3.41 - h = 60 cm : puissance disponible sur le cadre MF balise 150 KHz.

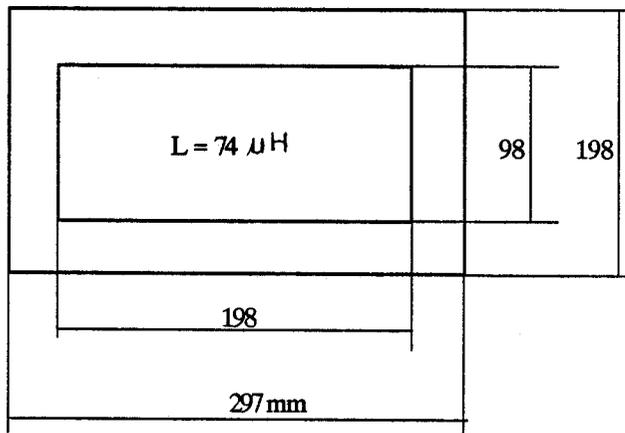


Fig. 3.43 - cadre de la balise 1 MHz - simple face de 15 spires .

Largeur des spires : 2,4; épaisseur  $35 \mu\text{m}$ .

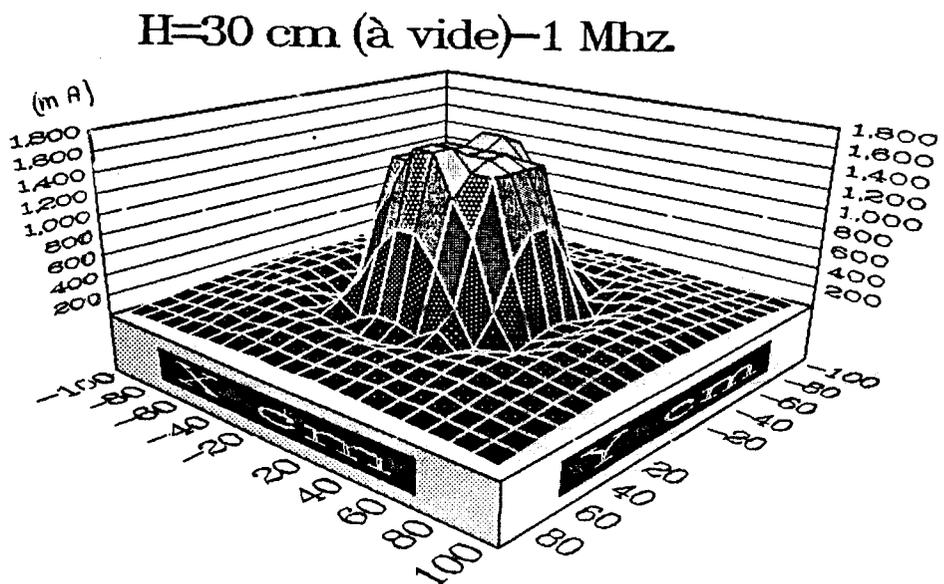


Fig. 3.44 -  $h = 30 \text{ cm}$ : relevé du courant à vide dans le cadre MF balise 1 MHz en fonction de son déplacement sous l'interrogateur.

On peut ainsi calculer d'une part  $\theta_0$  et d'autre part le coefficient d'induction mutuelle en fonction de  $\theta$  et de la géométrie des cadres. Cette méthode est décrite dans la thèse de notre collaborateur Mohammed HAMZAOU.

Heureusement pour nos systèmes, pour des hauteurs  $h$  de 60 cm cet effet est minime puisqu'il intervient dans des zones où le courant induit est insuffisant pour alimenter les circuits électroniques.

A ce propos, les figures (3.40) et (3.41) montrent la puissance qui est effectivement dissipée dans la charge résistive de  $100 \Omega$  branchée sur le cadre de la balise, pour les hauteurs  $h=30$  cm et  $h=60$  cm.

On peut alors déterminer facilement la selectivité spatiale du dispositif MF qui est fonction du seuil à partir duquel les circuits de balise commencent à fonctionner. Ce seuil dépend des systèmes, et disons pour simplifier, que pour un courant primaire de 3,5 A cc et pour les 2 hauteurs considérées, la zone de travail est grossièrement un cercle de 60 cm de diamètre.

## III-6.3 DESCRIPTION ET COMPORTEMENT DES CIRCUITS MF A 1 MHz

Nous avons développé des systèmes 1 MHz dans le but d'augmenter le débit d'informations numériques à 1 Mb/s pour les TGV.

### Description

#### Le circuit d'émission

Il est constitué par un condensateur plan d'une surface d'environ  $1 \text{ dm}^2$ . Il est du même type que celui utilisé pour le système 150 KHz.

Le cadre est bobiné avec le même fil que pour le 150 KHz (Litz  $\Phi$  4mm). Il comporte 14 spires de  $40 \times 40$  cm.

Ses caractéristiques électriques sont :

$L_s = 100 \mu\text{H}$	inductance mesurée
$f_0 = 3 \text{ MHz}$	fréquence de résonance propre
$C_0 = 30 \text{ pF}$	capacité parasite
$Q_0 = 150$	à vide
$Q_p = 83$	en charge sur la source

#### Cadre balise

Il est presque semblable à celui de la balise 150 KHz (figure 3.43). La différence majeure est qu'il est réalisé sur du circuit imprimé simple face classique ( $35 \mu\text{m}$ ).

Caractéristiques électriques:

$L_s = 74 \mu\text{H}$	mesurée
$Q_0 = 50$	
$Q_s = 22$	pour l'adaptation en puissance d'une résistance de $100 \Omega$ .

Comportement de l'ensemble MF 1 MHz:

Il est illustré par les figures (3.44) (3.45) (3.46) (3.47).

Les explications des phénomènes sont les mêmes que précédemment.

H=60 cm (à vide)-1 Mhz

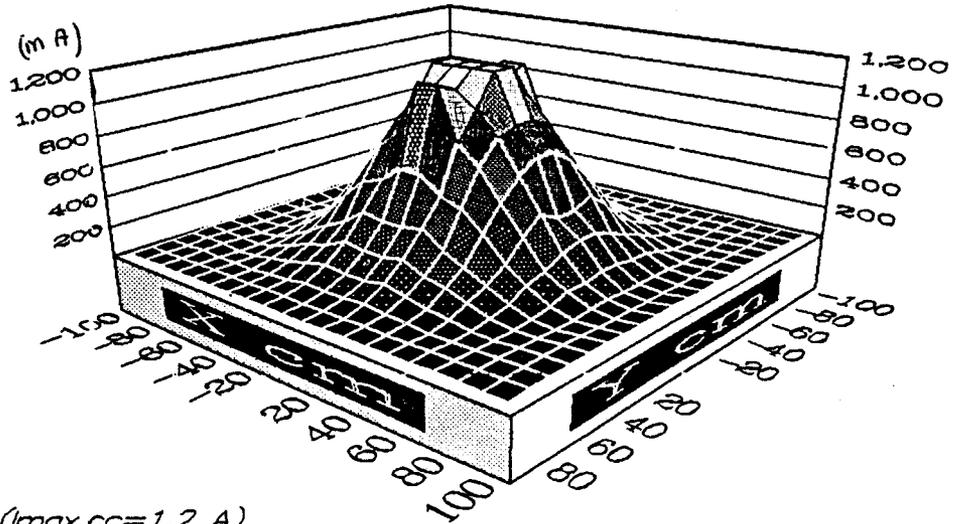


Fig. 3.45-  $h = 60$  cm: relevé du courant à vide dans le cadre MF balise 1 MHz en fonction de son déplacement sous l'interrogateur.

H=30 cm (charge 100 ohm) 1MHz

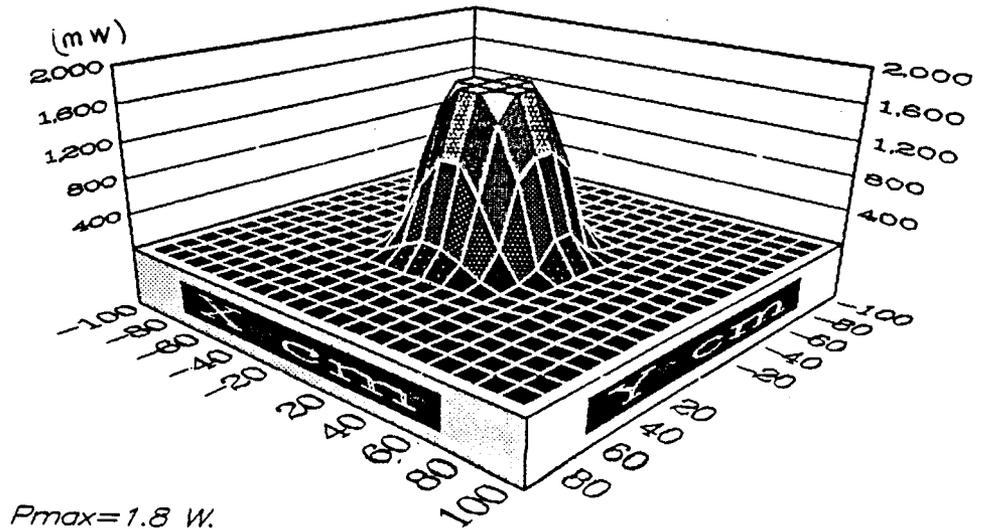


Fig 3.46 -  $h = 30$  cm : puissance disponible sur le cadre MF balise 1 MHz.

## III-6.4

### CONCLUSION.

L'ensemble des résultats obtenus concernant les dispositifs MF permet de dégager les points suivants:

D'une manière générale on peut affirmer que l'utilisation de circuits couplés permet le transfert d'énergie MF tout en perturbant peu l'espace environnant du véhicule.

En ce qui concerne les circuits MF du système de base n°1 (  $h = 10$  à  $20$  cm ), disons que la structure «circuits couplés» rend le système particulièrement simple et qu'elle offre, outre la sélectivité spatiale indispensable, la sélectivité fréquentielle qui va nous conduire vers la conception d'un procédé de codage en base n par discrimination fréquentielle des balises.

Si on se réfère à présent aux autres systèmes, on peut tirer les points de conclusion suivants:

- à courant d'émission égal ( $1.25$  Aeff), les 2 systèmes MF,  $1$  MHz et  $150$  KHz, sont capables d'alimenter des balises à  $60$  cm de distance si les circuits électroniques de ces dernières ne dissipent pas plus de  $200$  mW approximativement.

- pour alimenter une balise, il faut que celle ci soit placée au minimum à  $50$  cm de l'axe de l'interrogeur.

- on a vu que le bilan de transmission MF dépend avant tout du couplage mutuel entre l'interrogeur et la balise qui est essentiellement lié à leur géométrie. Les dimensions des balises étant limitées et la hauteur  $h$  étant fixée à  $60$  cm, il paraît peu probable de diminuer de beaucoup les dimensions des interrogeurs.

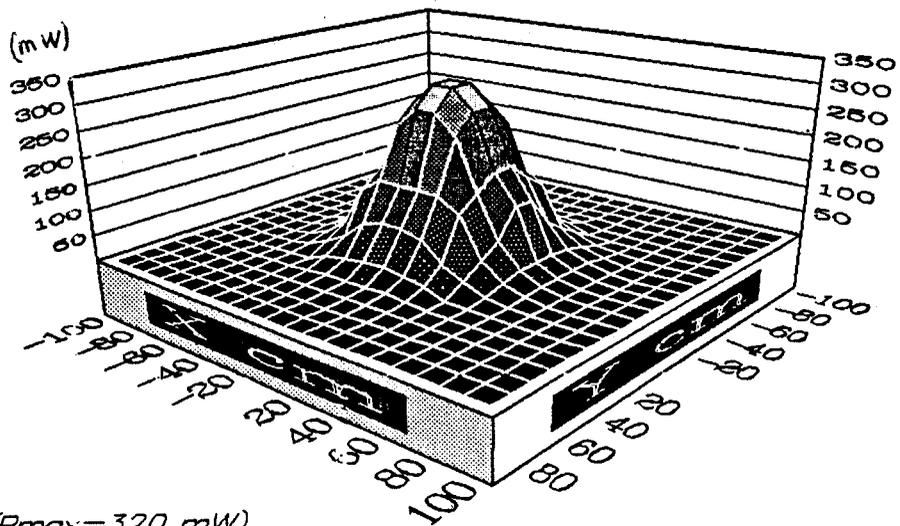
- si on désire obtenir une transmission MF optimale, à  $150$  KHz il faut utiliser du circuit imprimé à couche de  $110$   $\mu$ m qui coûte relativement cher. A  $1$  MHz par contre, on peut utiliser du circuit tout à fait standard.

- le cadre de balise est parfaitement reproductible et peut être accordé avec un condensateur classique: CMS ou autre pourvu qu'il ne présente pas trop de pertes.

- Au voisinage d'un plan métallique, une étude plus approfondie montrerait d'une part que le circuit MF de la balise se désaccorde et d'autre part que le coefficient de qualité diminue (pertes par courants de FOUCAULT). En conséquence, si on ne veut pas augmenter les contraintes d'installation de la balise, c-a-d qu'elle doit fonctionner correctement indifféremment de la nature de la traverse sur laquelle elle repose (métallique ou bois), il faut prévoir un plan métallique placé parallèlement au cadre. Pratiquement, ce plan peut être placé à environ  $4$  cm au moins en dessous du cadre.

- en ce qui concerne enfin l'optimisation des cadres en fonction d'autres hauteurs interrogeur/balise, par exemple si on envisage de placer l'interrogeur sous les boggies du train, nous espérons déterminer relativement rapidement la géométrie et autres caractéristiques des cadres grâce aux simulateurs informatiques que nous sommes en train de développer. Les courbes de simulation 3.48 et 3.49 montrent ainsi l'évolution du courant circulant dans le cadre (non chargés) d'une balise de base en fonction de sa position XY sous l'interrogeur. On observe une bonne correspondance avec les résultats expérimentaux donnés précédemment, notamment la position des zéros. Le détail de la méthode numérique utilisée sera décrite dans la thèse de notre collègue Mohamed HAMZAOUI [3-35].

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



( $P_{max}=320$  mW)

Fig 3.47 - h=60 cm : puissance disponible sur le cadre MF balise 1 MHz.

# PROPAGATION ELECTROMAGNETIQUE

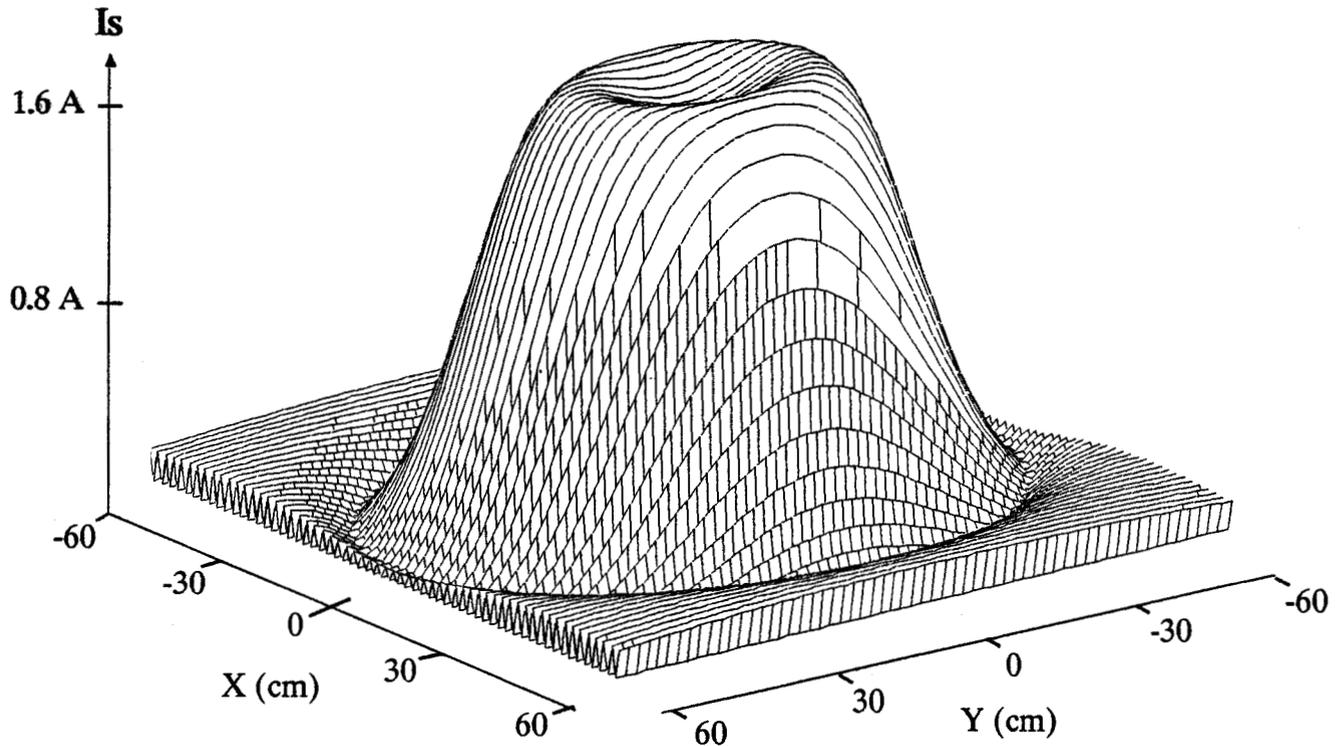


Fig. 3.48 - Résultat de simulation numérique -  $h=30$  cm, système 150KHz - évolution du courant  $I_s$  circulant dans le cadre balise (à vide) en fonction d'un déplacement XY.

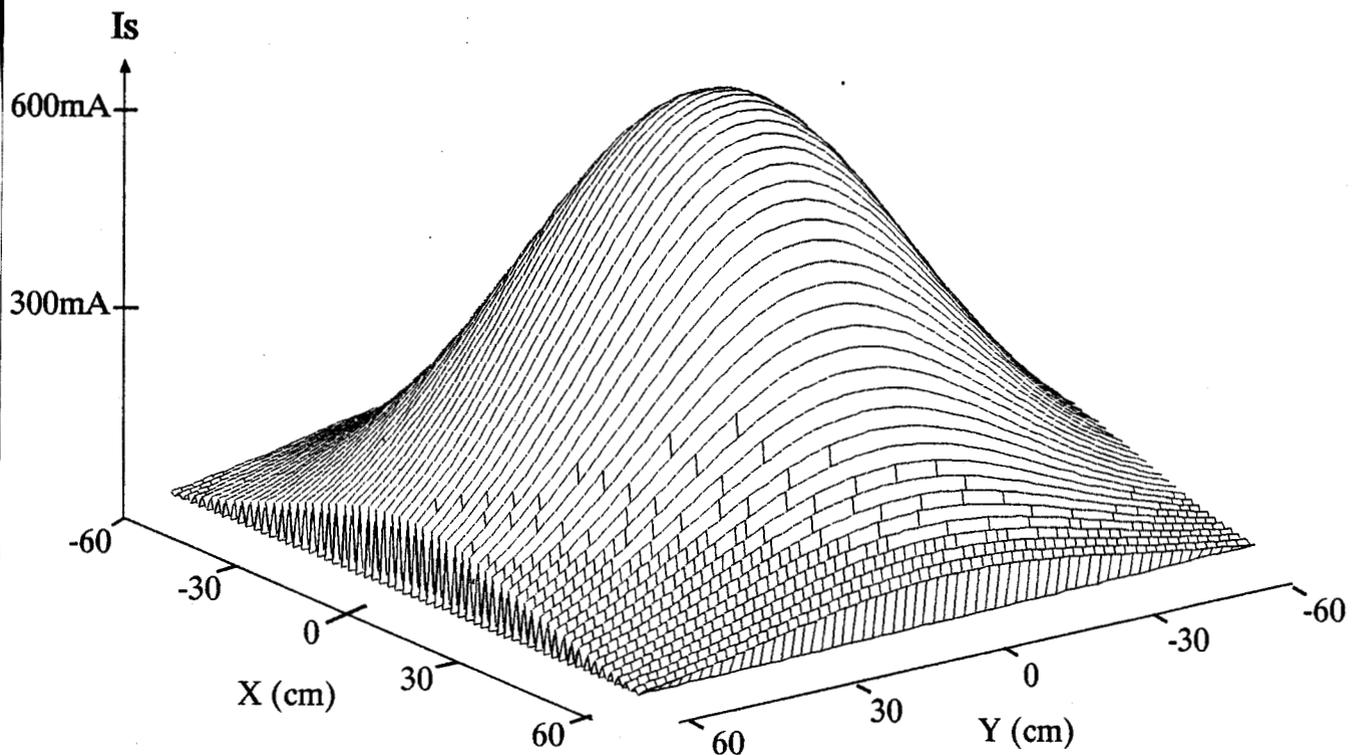


Fig. 3.49 - Résultat de simulation numérique -  $h=60$  cm, système 150KHz - évolution du courant  $I_s$  circulant dans le cadre balise (à vide) en fonction d'un déplacement XY.

# CHAPITRE IV.

---

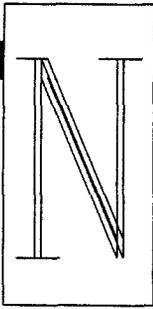
## LE SYSTEME N° 1

# CHAPITRE IV.

---

## LE SYSTEME N° 1





ous nous proposons à présent de décrire les différents organes composant le système n°1.

Rappelons qu'il utilise un type particulier de balise que nous avons développé dans le but de démontrer la faisabilité du système de localisation. Les essais de transmission numérique s'effectueront à partir de cette même balise qualifiée «de base», sa structure s'y prêtant particulièrement bien. Les hauteurs interrogateur/balise sont de 30 cm au maximum, la fréquence MF utilisée est de 4 MHz.

Les antennes et les mélangeurs ayant été examinés en détail au cours des deux précédents chapitres, nous traiterons successivement les points suivants :

- l'optimisation de la structure de la balise de base élaborée à partir d'une antenne fente,
- la démodulation synchrone des signaux réémis par la balise,
- la structure baptisée "Pythagore".

L'intérêt de ce système réside dans sa grande simplicité technologique, le conduisant à un bas prix de revient.

L'appareillage embarqué étant destiné à équiper un véhicule (motrice SNCF par exemple), l'accent est également mis sur la compacité du dispositif.

L'approche qui va suivre traite globalement de la structure de l'interrogateur et du procédé de démodulation cohérente bien connue pour ses qualités d'extraction du signal noyé dans le bruit et de filtrage fréquentiel.

Ce procédé simple présente cependant l'inconvénient d'être très sensible aux fluctuations de distance interrogateur-balise compte tenu de la longueur d'onde utilisée. Aussi avons-nous étudié et développé un système original appelé "Pythagore" permettant de s'affranchir de ce phénomène.

Pour montrer les performances obtenues avec le système, nous donnerons quelques résultats d'essais.

## IV-1. OPTIMISATION DE LA STRUCTURE DE LA BALISE «FENTE» .

Nous avons vu au chapitre II, les effets du courant de pompage sur la réponse du mélangeur ( $I_{OL} > 10 \text{ mA}$ ). Pour minimiser la puissance MF délivrée par l'émetteur, la diode doit être adaptée aussi au circuit MF (au même titre que pour l'hyperfréquence).

### Optimisation de la structure .

Le bobinage rectangulaire imprimé de la balise est «enroulé en spirales» autour de l'antenne «fente» hyperfréquence. Cette dernière se présente alors comme une large spire en court-circuit qui diminue les performances du circuit accordé MF. Le remède consiste à faire participer l'antenne «fente» au circuit MF.

En effet, si on considère la fente demi-onde comme le dual de l'antenne dipôle demi-onde, un raisonnement simple permet de dire que puisque le courant au centre de la fente est nul, une étroite coupure du plan de masse à cet endroit ne modifie pas les propriétés de l'antenne (par contre, dans le cas d'un dipôle  $\lambda/2$ , à l'accord, le courant est nul à ses extrémités et maximum au centre). Ce point est vérifié expérimentalement.

Cette fois, on peut donc connecter le plan de masse assimilé à une large spire d'inductance  $L_1$ , en série avec les autres spires du cadre ( $L_2$ ) (figure 4.1).

Le schéma de principe de la balise est donné à la figure 4.2.

On notera la présence de la capacité  $C'$  de 68 pF qui a pour but, vis-à-vis du 1 GHz, de refermer le plan de masse de l'antenne fente d'une part, 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 devient «transparent» pour les hyperfréquences.

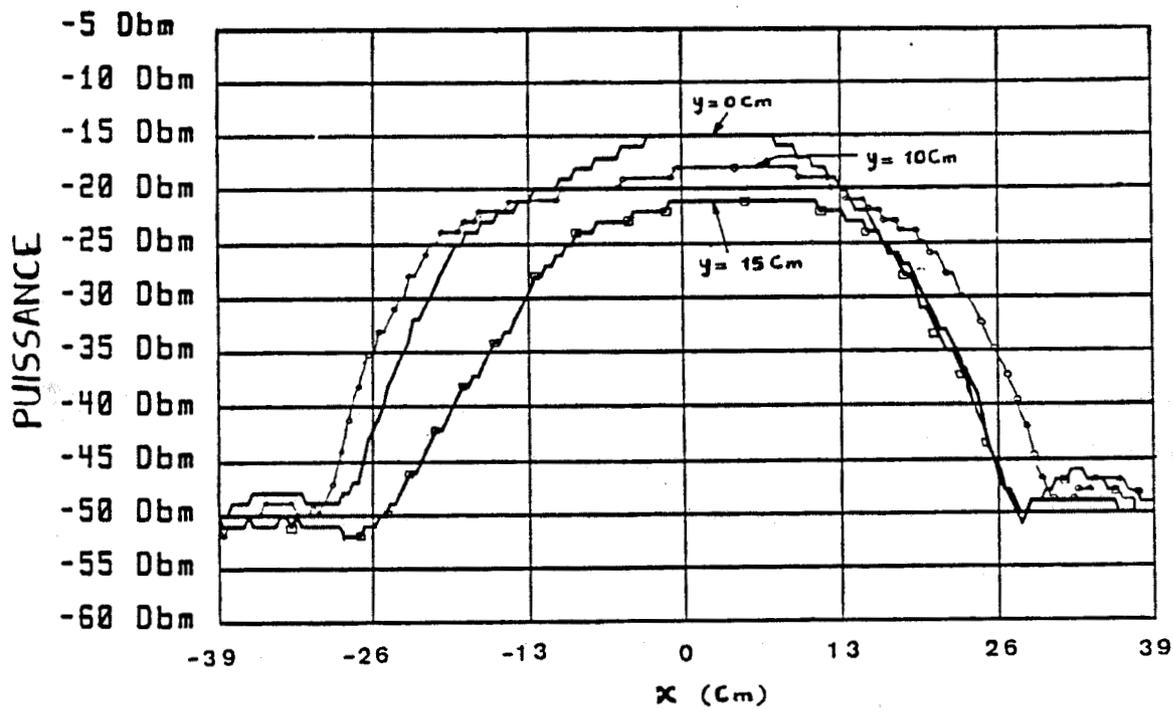
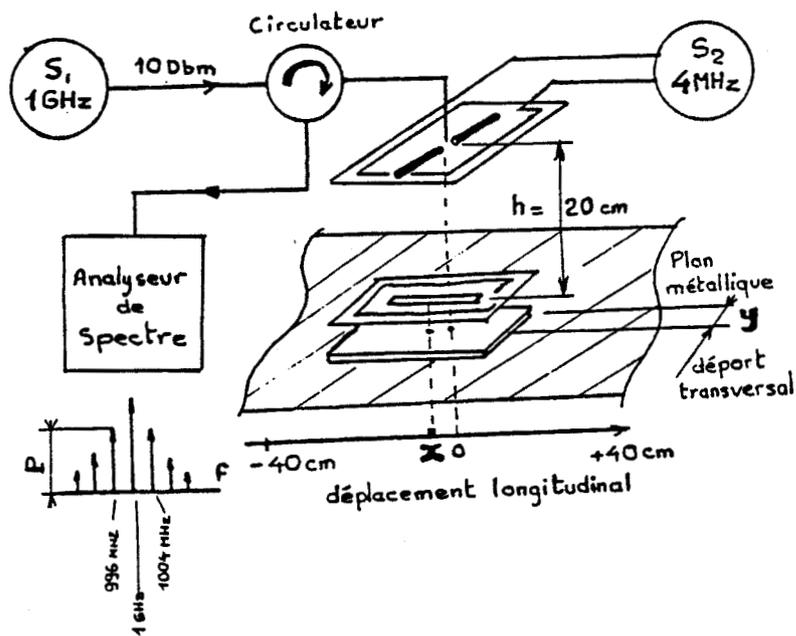


fig 4-3 . Puissance FI récupérée au niveau de l'interrogateur

Pratiquement, l'adaptation est obtenue par le déplacement progressif de la prise P jusqu'à l'obtention du courant  $I_{OL}$  maximum.

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 4 MHz ;
- antenne hyperfréquence.

L'optimisation de la structure de la balise s'effectue à partir des résultats obtenus précédemment :

- au chapitre II : structure du mélangeur balise ; évaluation de la résistance optimale de source et de charge :

- au chapitre III :

- antennes hyperfréquences ; évaluation de l'impédance d'entrée (adaptation  $50\Omega$ ),
- circuits moyenne fréquence : adaptation du mélangeur.

Les performances du dispositif ainsi réalisé sont résumées sur la figure 4.3. Conformément à la figure annexée, le principe de la mesure consiste à relever au niveau de l'interrogateur, la puissance hyperfréquence utile à l'information, c'est-à-dire la puissance inhérente à l'un des deux premiers battements réémis par la balise. Le relevé est effectué pour différentes positions de la balise, dans le sens parallèle et le sens transversal à la voie. Les valeurs correspondant au sens transversal peuvent être significatives d'une mauvaise implantation de la balise par rapport à la voie.

Notons que les résultats concordent parfaitement avec ceux qui ont été obtenus à propos du mélangeur et des antennes.

A titre indicatif, les résultats de mesures analogues mais appliquées au cas de la balise «patch» donnent des courbes de mêmes formes mais translatées de -9 dB par rapport à celles obtenues avec la balise «fente». Cette constatation s'explique une fois de plus par le mauvais rendement de l'antenne «patch» époxy.

Dans le cas de la balise de base, et si on se fixe un seuil de -30 dBm par exemple, (7 mV sur  $50\Omega$ ), la plage de détection est d'environ 40 cm.

## IV-2 L'INTERROGATEUR-LE DOUBLE DEMODULATEUR SYNCHRONE ET LE SYSTEME «PYTHAGORE»

### La démodulation cohérente

Parmi les nombreux moyens d'extraction de signaux noyés dans le bruit, la détection synchrone apparaît particulièrement bien adaptée au système de localisation.

Le principe du récepteur cohérent exige une connaissance parfaite de la fréquence et de la phase de l'onde porteuse HF.

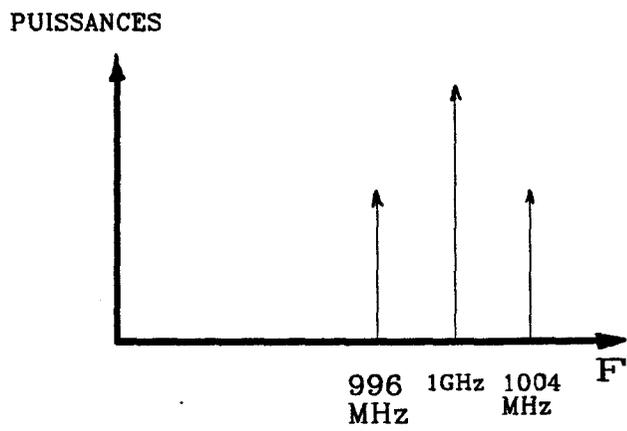


Fig. 4-4. Spectre du signal issu de la balise

## Approche

Le signal issu de la balise peut être considéré en première approximation comme étant le résultat de la modulation en amplitude d'une porteuse  $F_{HF} = 1$  GHz par un signal informatif sinusoïdal  $F_{MF} = 4$  MHz (figure 4-4).

L'expression temporelle du signal récupéré s'écrit alors :

$$S(t) = A(t) \cos (2 \pi F_{HF} t + \varphi) \quad (R4.1)$$

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

L'opération à effectuer sur  $S(t)$  est une transposition de fréquence  $F_{HF}$ . Elle est réalisée au moyen d'un mélangeur qui effectue le produit  $S(t) \times R(t)$

où  $R(t) = R_0 \cos (2 \pi F_{HF} t)$  est choisi ici comme référence (porteuse locale)

L'organe non linéaire de détection délivre donc le signal :

$$V_d(t) = R_0 \cos (2 \pi F_{HF} t) \cdot S(t) \quad (R4.2)$$

soit: 
$$V_d(t) = \frac{R_0 A(t) \cos \varphi}{2} + \frac{R_0 A(t) \cos (4 \pi F_{HF} t + \varphi)}{2} \quad (R4.3)$$

Par filtrage passe-bas, il est facile d'éliminer le deuxième terme correspondant à  $2\omega_{HF}$ .  
Finalement on obtient :

$$V_d(t) \text{ proportionnel à : } A \cos (2 \pi F_{HF} t + \psi) \cdot \cos \varphi \quad (R4.4)$$

On s'aperçoit que si  $\varphi = 0$ , la démodulation du signal récupéré donne un signal semblable à celui émis par le cadre interrogateur. Par contre, si  $\varphi = \pi/2$ , le signal démodulé est nul.

A propos du bruit, signalons simplement que :

- par un filtrage passe-bande de prédétection, centré sur  $F_{HF}$ , seuls les bruits dont la fréquence est au voisinage de  $F_{HF}$  contribueront aux perturbations du signal de sortie,
- le spectre de perturbation du signal généré par le moteur de traction du véhicule ne s'étend pas jusqu'à 1 GHz ( $< 2$  MHz).

Dans le cas du système proposé, l'intérêt majeur réside dans la simplicité des organes de démodulation puisque toute dérive en fréquence se reporte sur le signal de référence locale et l'effet de filtrage reste le même : le système est donc insensible aux fluctuations de la fréquence HF.

## Pertes de conversion

Rappelons que les mélangeurs de réception présentent des pertes de conversion d'environ 5 dB.

Ce point ayant été traité en détail au chapitre II, nous n'y reviendrons plus.

## Influence du déphasage

Dans le cas général, la référence  $R(t)$  n'est pas en phase avec le signal. Le déphasage  $\varphi$  dépend en fait de la distance  $h$  séparant l'interrogateur de la balise.

Le déphasage existant effectivement au niveau du mélangeur s'écrit :

$$\varphi = \frac{4 \pi h}{\lambda_0} + \varphi_0 \quad (R4.5)$$

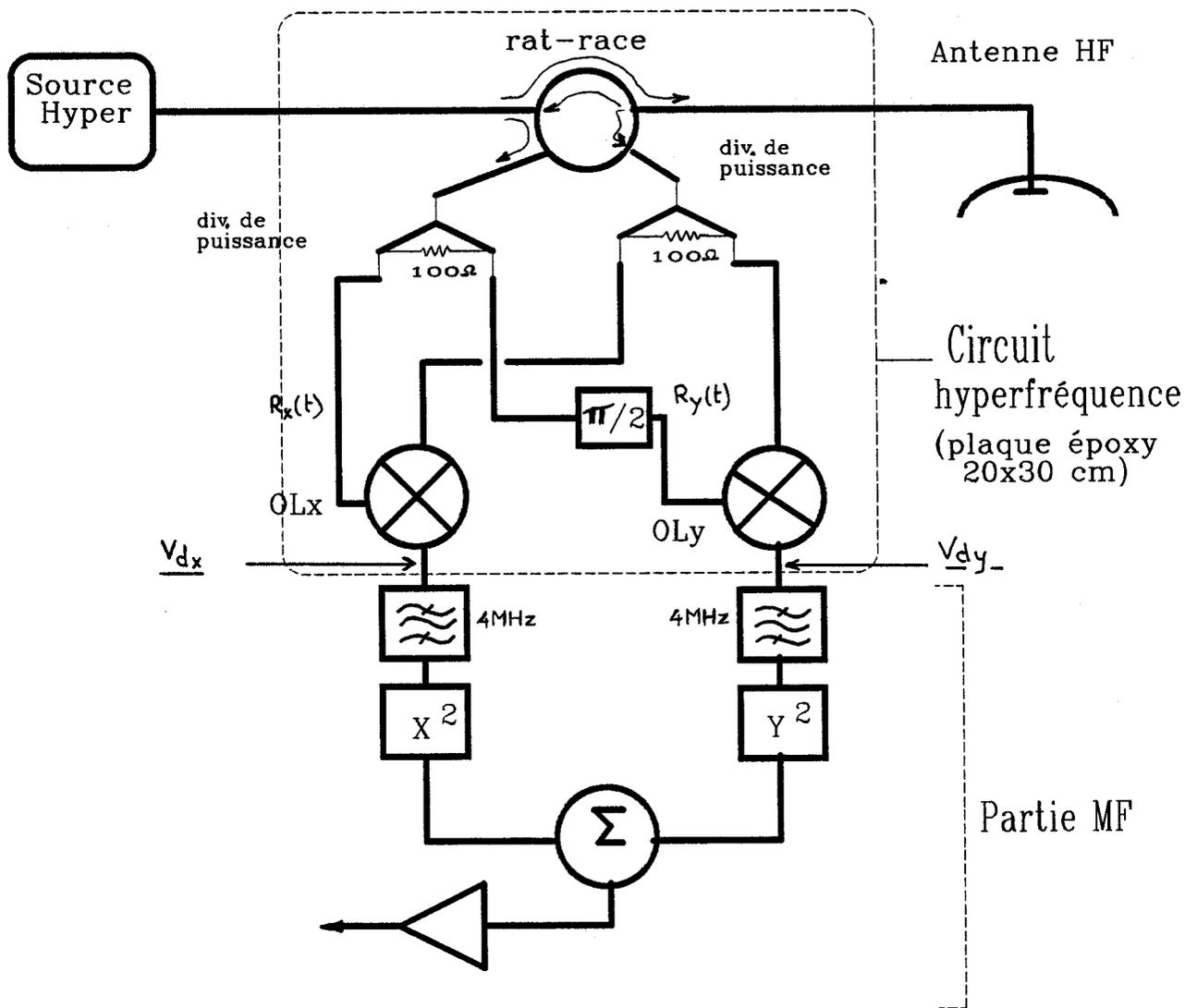


Fig.4-6. Architecture retenue du démodulateur (interrogateur)

$\varphi_0$  étant le déphasage produit par les autres éléments de la chaîne de transmission et  $\lambda_0 =$  longueur d'onde dans l'air (30 cm à 1 GHz).

D'après R 4-5, on voit que pour des hauteurs  $h$  particulières (tous les  $\lambda/4$  soit 7,5 cm)  $\varphi = \pi/2$ , annulant ainsi la tension démodulée.

On remarquera au passage, que ce type de structure pourrait convenir à des applications de télémétrie, mais en ce qui concerne le système de localisation, ce phénomène est très gênant du fait de l'incertitude liée à  $h$ .

Aussi pour palier à cet inconvénient, avons-nous développé un système appelé «Pythagore».

### Le système «Pythagore»

Il utilise deux détecteurs synchrones en quadrature (figure 4-6).

On peut prouver facilement que le double détecteur est capable de décomposer le signal d'entrée  $S(t)$  en deux composantes perpendiculaires : si  $R(t) = R_0 \cos(2\pi F_{HF} t)$

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

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

Autrement dit, la tension de sortie de chaque mélangeur est chaque fois proportionnelle à la composante du signal d'entrée qui est alignée sur le signal de référence.

$\varphi$  pouvant être tel que  $V_{dx} = -V_{dy}$  ( $\varphi = -\pi/4$  par exemple), il est nécessaire d'élever au carré chacun de ces signaux avant d'en effectuer la somme.

On obtient par conséquent à la sortie du sommateur :

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

qui en vertu du théorème de Pythagore, devient :  $A^2(t)$ .

## IV-2-1 REALISATION DE LA PARTIE DEMODULATION DE L'INTERROGATEUR.

### Structure retenue

Le synoptique de l'interrogateur est représenté à la figure 4-6.

On a vu que les mélangeurs de réception sont réalisés sur substrat verre-époxy. Pour optimiser le coût de fabrication d'une part et pour réduire les problèmes de connectiques (connecteurs SMA, câbles..) d'autre part, nous nous sommes efforcés à concevoir l'ensemble de la structure hyperfréquence sur une même plaque époxy 20 cm x 30 cm (mis à part les antennes et la source HF).

On remarquera que le circulateur est remplacé par un «rat-race» : un circulateur 1 GHz est très onéreux, lourd et encombrant : ne perdons pas de vue que l'interrogateur sera soumis à des accélérations (vibrations mécaniques) importantes.

En ce qui concerne la distribution de la puissance, le rôle du «rat-race» est triple :

- envoi de la moitié de la puissance délivrée par la source vers l'OL des mélangeurs ;

- envoi de l'autre moitié vers l'antenne d'émission HF ;

- envoi de la moitié de la puissance d'information vers les entrées RF des mélangeurs mais malheureusement l'autre moitié est dirigée vers la source, ce qui correspond donc à une perte supplémentaire de la puissance du signal informatif (3 dB).

L'amplitude des signaux dirigés vers la source HF sont faibles (réflexions dues à la désadaptation des composants hyper : «rat-race» - antenne HF - partie des ondes de battement réémises par la balise) : l'insertion d'un isolateur en sortie de source n'est pas indispensable.

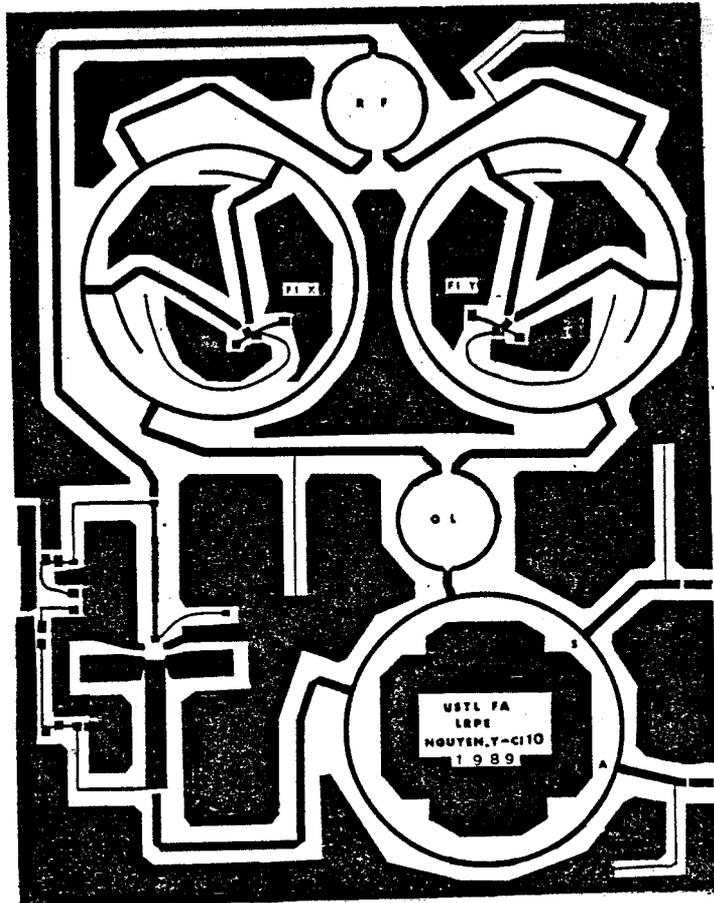


Fig. 4.7 - Circuit imprimé hyperfréquence.

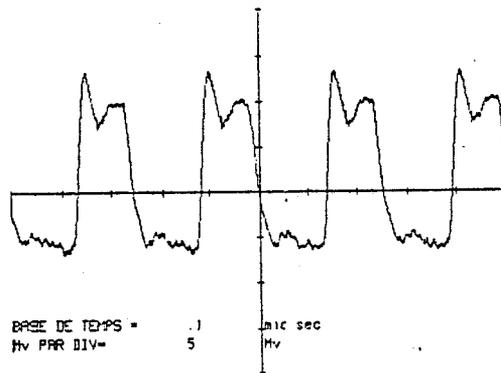


Fig.4-8. Allure du signal de sortie d'un des deux mélangeurs (Tx ou Ty)

On remarquera enfin que l'équirépartition de la puissance (OL et d'information) est réalisée au moyen d'un diviseur de puissance équilibré de type WILKINSON [4-1].

### Réalisation pratique

Le circuit hyperfréquence est représenté sur la figure 4-7.

Il est réalisé sur un substrat verre-époxyde classique : type EP GC - 2.

Le déphasage  $\pi/2$  entre les deux entrées OL des mélangeurs est effectué par des lignes microrubans (différence de longueur =  $\lambda g/4$ ).

La connaissance des caractéristiques inhérentes au support époxy  $\epsilon_r = 4.75$ , pertes..., qui ont été déterminées au chapitre III, autorise à présent l'usage d'outils spécifiques à la conception des composants hyperfréquences : par exemple, logiciel de DAO «Touchtone»...

### Résultats de mesure

L'allure du signal correspondant à la sortie FI d'un des 2 démodulateurs synchrones est représentée sur la figure 4.8 (dans les conditions optimales de réception, c-a-d: balise fente à 20 cm de l'interrogateur et  $\varphi = 0$ ). On remarque que le signal possède un bon rapport S/B.

## IV-3 QUELQUES RESULTATS D'ESSAIS AVEC LA BALISE DIFFERENTIELLE.

Nous nous proposons, au cours de ce paragraphe, de décrire la phase d'essais en laboratoire, indispensable pour la préparation des essais en réel.

Nous nous limiterons à la présentation des relevés des signaux issus des étages de démodulation et de mise en forme, dans des conditions simulant au mieux l'environnement immédiat de la balise, notamment la présence du sol et le recouvrement de la balise par des matières absorbantes.

Pour ce faire, nous avons développé un banc d'essai permettant l'observation du comportement du système en dynamique (vitesses supérieures à 100 km/h) et l'appréciation de la précision de position en fonction des paramètres externes.

### IV-3.1 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAIS

Le schéma du banc est représenté sur la figure 4-9. Son fonctionnement est similaire à celui d'une arme médiévale bien connue, l'arbalète. Ici, pour des raisons pratiques évidentes, c'est la balise qui est animée d'un mouvement de translation et non l'interrogateur. En-dessous de l'interrogateur, la balise se déplace à vitesse uniforme  $V_0$  (longueur du ressort de traction détendu déterminée en conséquence). Les instants de passage, début de la balise ( $t_1$ ) et fin de balise ( $t_2$ ) sont repérés grâce à la cellule optoélectronique. L'enregistrement de ce signal de synchronisation (oscilloscope à mémoire numérique) et son traitement (calculateur) permettent d'évaluer la vitesse  $V_0$  :

$$V_0 = \frac{d}{t_2 - t_1}$$

avec  $d$  = longueur de la balise (30 cm)

La vitesse  $V_0$  est fonction de l'élongation initiale du ressort.

Notons que la balise utilisée ici est du type différentielle «patch» ; on a vu au chapitre III que ses performances ne sont pas optimales, mais qu'elle possède l'avantage de ne pas nécessiter de plan réflecteur ; elle se prête donc bien à ces expériences.

# RESULTATS D'ESSAIS

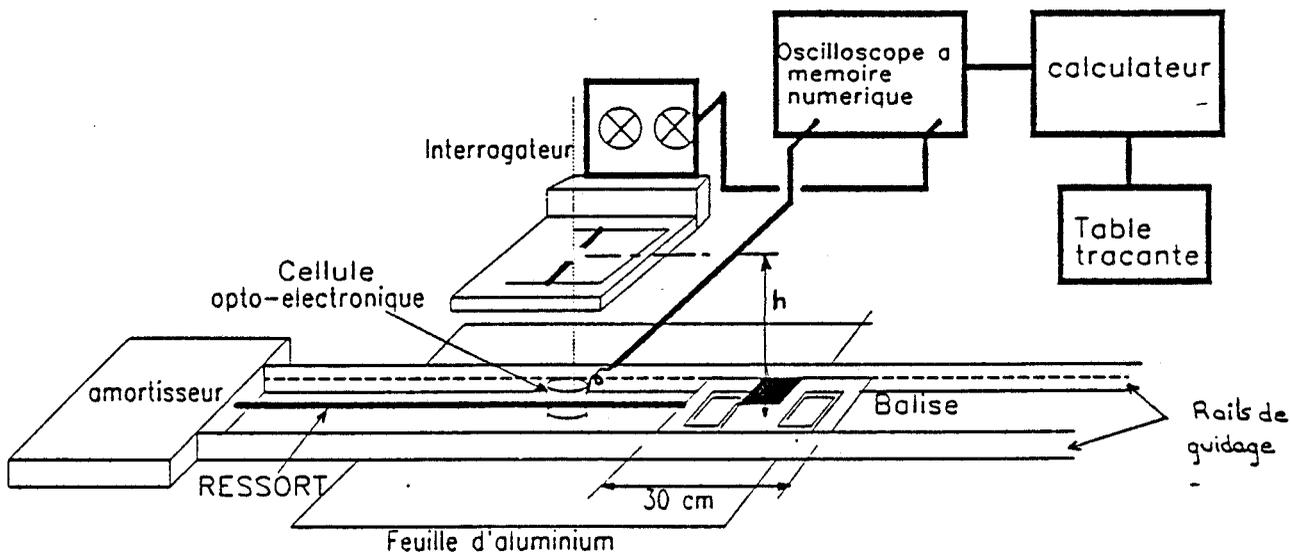
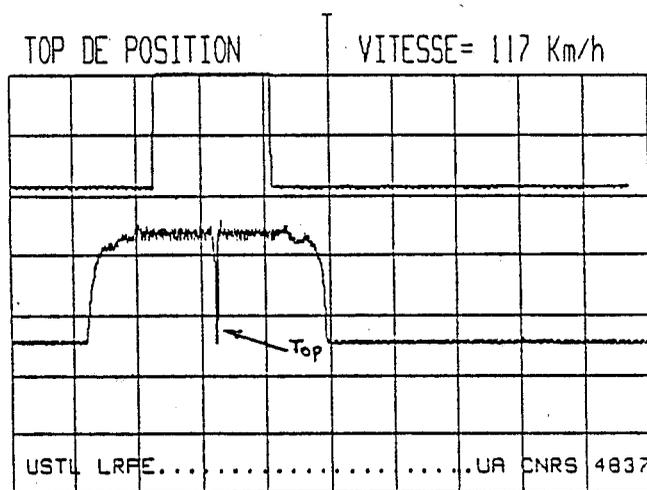
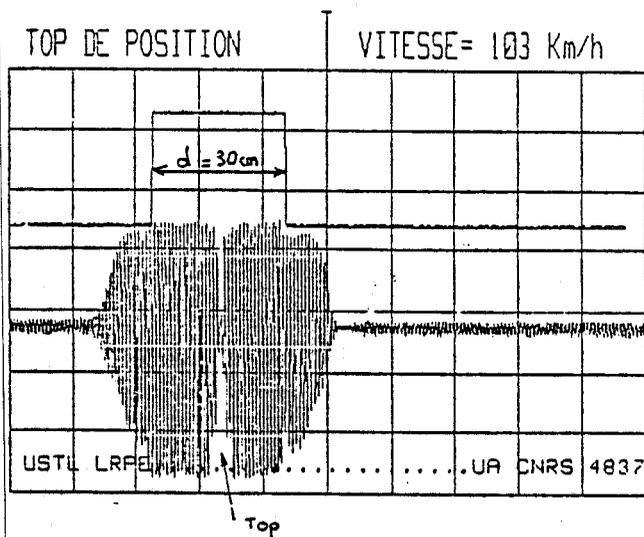


Fig. 4.9 - banc d'essais dynamiques.



N=29CH

BASE DE TEMPS = 5 mill sec / div

AMPLITUDE = 1 volt / div

VITESSE DE DEPLACEMENT = 117 km/h

fig 4-10. Signal de sortie de l'étage de démodulation "Pythagore"

Top de position obtenu à une vitesse de 117 km/h et une distance interrogateur/balise  $h = 20\text{ cm}$

Le sol est simulé par la feuille d'aluminium placée sous les rails de guidage.

### IV-3.2 MESURE DE LA PRECISION DE LOCALISATION - INFLUENCE DE LA HAUTEUR INTERROGATEUR/BALISE (H).

La figure 4.10 donne l'évolution du signal de sortie de l'étage de démodulation «Pythagore». Par un procédé très simple de mise en forme (détection + filtrage passe-bas + seuillage à comparateur), on voit qu'il est possible d'extraire du signal précédent, le «top» de localisation.

On notera, que dans les conditions mentionnées sur la figure 4.10 ( $V_0 = 117 \text{ km/h}$  ;  $h = 20 \text{ cm}$  ;  $P_e = 12 \text{ dBm}$  à  $1 \text{ GHz}$ ), la précision de la localisation obtenue est d'environ  $\pm 5 \text{ mm}^{**}$ .

Signalons que les résultats obtenus dans les mêmes conditions mais à vitesses moindres sont identiques (temps de réponse des dispositifs négligeables:  $10 \mu\text{s}$ ).

Pour montrer l'influence de la hauteur  $h$  sur le signal de sortie (donc indirectement sur la largeur du top de position), nous avons effectué une série de mesures pour des distances  $h$  différentes (figures 4.11).

En ce qui concerne les perturbations produites par des matières absorbantes risquant de recouvrir la balise, on trouvera en référence [4-2] d'autres résultats: les pierres de ballast et la terre recouvrant la balise n'ont pas d'effet notable; par contre, une couche d'eau supérieure à  $1 \text{ mm}$  peut atténuer le signal assez fortement; ce cas a été traité au chapitre précédent.

### V-3.3 ESSAIS : BALISE «1» -> 4 MHz, BALISE «0» 10 MHz

Du point de vue fonctionnel, nous avons vu au chapitre I, les multiples avantages procurés par un procédé mixte : recalage et codage par différenciation de balises.

Les résultats donnés au chapitre 1 montrent la faisabilité d'un tel procédé. Les signaux de la figure 1.13 correspondent au passage sous l'interrogateur d'un train de deux balises distantes de  $2 \text{ cm}$  et accordées respectivement sur  $4 \text{ MHz}$  et  $10 \text{ MHz}$ . Les signaux de sortie sont issus d'un dispositif capable de déterminer l'état «1» ou «0» de la balise qui se trouve sous l'interrogateur.

## CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, après une approche concernant la démodulation cohérente en général, nous avons expliqué l'influence de la variation de distance interrogateur-balise sur l'amplitude du signal démodulé.

Pour palier à ce défaut extrêmement gênant pour l'application de localisation d'un véhicule guidé, nous avons proposé une structure dite de «PYTHAGORE».

Sur le plan pratique, nous avons présenté un prototype hyperfréquence réalisé sur un support époxy d'usage courant. La reproductivité en série du dispositif se trouve de ce fait aisée diminuant ainsi considérablement le prix de revient du dispositif.

Dans des conditions d'expérimentation proches des conditions réelles de fonctionnement, les résultats d'essais ont montré que le système n°1 est capable de délivrer un «top» de position très précis :  $\pm 0,5 \text{ cm}^*$  dans des conditions «normales».

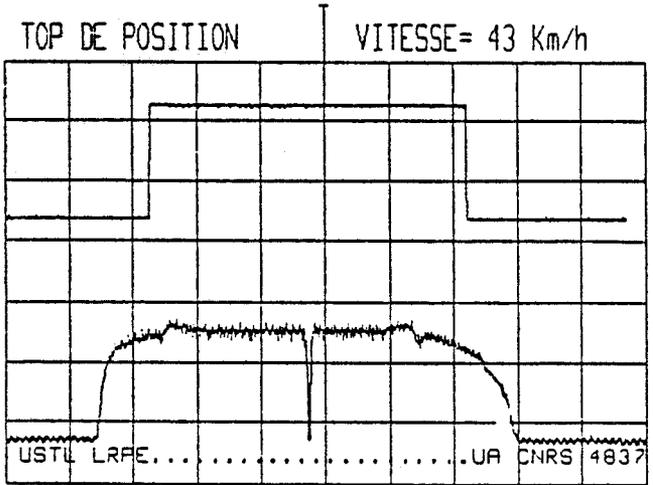
Le banc d'essai, conçu et construit spécialement pour étudier le comportement du système en dynamique, nous a permis de mettre en évidence quelques propriétés intéressantes :

- une relative insensibilité du dispositif de localisation en fonction des distances interrogateur/balise, qui permet ainsi de s'affranchir des problèmes liés d'une part aux débattements de caisse du véhicule, et d'autre part, à l'imprécision d'implantation des balises sur la voie .

- une relative insensibilité à la vitesse : ici  $120 \text{ km/h}$  ;

- une bonne insensibilité aux perturbations électromagnétiques externes.

\* La précision de localisation dépend en fait de plusieurs paramètres: puissance HF, géométrie des bobines différentielles etc...

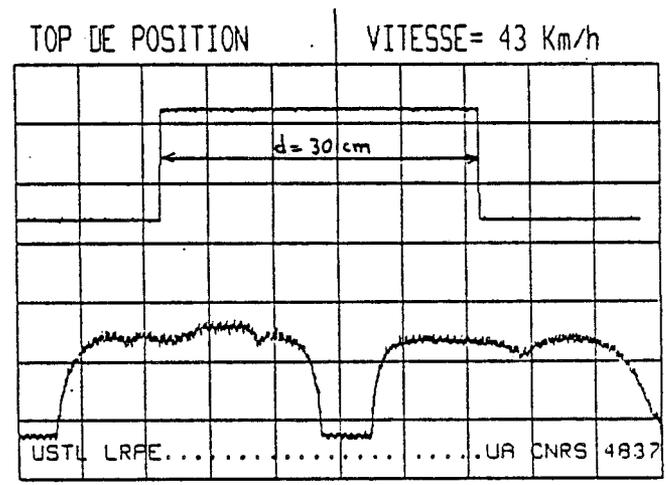


h=10 CM

BASE DE TEMPS= 5 milli sec / div  
 AMPLITUDE = 1 volt / div

VITESSE DE DEPLACEMENT= 43 Km/h

a)



30 CM

BASE DE TEMPS= 5 milli sec / div  
 AMPLITUDE = 1 volt / div

VITESSE DE DEPLACEMENT= 43 Km/h

b)

fig 4-11. a) Top de position pour h = 10 cm  
 b) Top de position pour h = 30 cm

Nous avons ensuite démontré la faisabilité d'un procédé de codage binaire à partir de deux balises de structure identique (très économiques). Cette particularité confère au système l'avantage très intéressant «qui consiste à faire d'une pierre deux coups» : fonction de recalage + fonction de codage.

Le codage de la localisation absolue du véhicule est donc possible (procédé LEHMAN, etc. voir chapitre I).

Enfin, nous insistons sur la nécessité d'essais réels qui permettront de conclure véritablement sur les possibilités offertes par le système proposé.

# CHAPITRE V.

---

## LES SYSTEMES NUMERIQUES

# CHAPITRE V.

---

## LES SYSTEMES NUMERIQUES

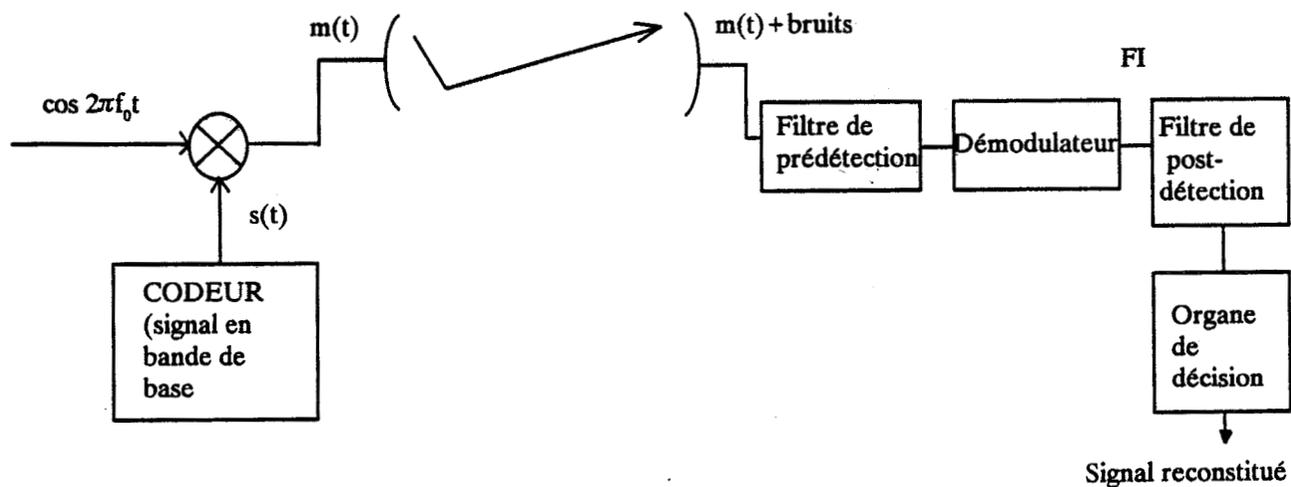
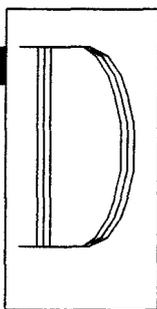


Fig. 5.1- Schéma synoptique simplifié d'une chaîne de transmission.



ans les chapitres précédents, nous vous avons démontré progressivement la faisabilité technique du système n°1 de base dont la balise délivre au véhicule un simple top de position.

Chacun des constituants de ce système ayant été examiné en détail, on se propose à présent de considérer les autres systèmes dans leur ensemble en tant qu'outils potentiels d'aide à la conduite des véhicules.

En ce qui concerne les systèmes 2 et 3, l'analyse qui va suivre consiste à déterminer d'autres structures et améliorations dans le but de pouvoir transmettre au véhicule au moins un message codé de 256 bits à des débits de 150 Kb/s ou 1 Mb/s.

D'une manière générale, la fiabilité avec laquelle le message sera interprété dépend avant tout du rapport entre la puissance du signal analogique sortant des chaînes de traitement et la puissance du bruit; l'origine de ce dernier étant soit interne aux dispositifs considérés (bruit thermique par ex.) soit externe (brouilleurs externes de nature impulsive par ex.).

La structure simplifiée d'une chaîne classique de transmission est représentée fig.(5.1).

Il est nécessaire de distinguer :

- le signal modulant  $s(t)$  c-à-d le signal qui module effectivement l'onde porteuse. Il peut être issu d'un adaptateur (simple transistor sur certaines balises) qui est connecté soit directement à la sortie de la PROM balise, soit d'un module d'encodage qui met en forme le message brut sortant de la PROM (états 0, 5V).

C'est évidemment ce signal qui contient l'information à transmettre. Son spectre de fréquence est appelé spectre du signal en bande de base.

- le signal effectivement transmis par la balise  $m(t)$  qui résulte de l'action directe du signal modulant porteur d'information sur la porteuse (1 GHz par ex.). Son spectre est appelé spectre du signal en transmission.

- l'opération de démodulation du signal  $m'(t) = m(t) + \text{bruits d'origine diverse}$  qui doit restituer le signal  $s(t)$  aussi fidèlement que possible.

Les sous-ensembles interrogateur-balise forment un ensemble indissociable. En effet, à une balise qui utilise tel ou tel type de modulation, doit correspondre le démodulateur apparié.

Compte tenu du nombre de systèmes qui ont été réalisés, il n'est pas question ici de les détailler. A chaque idée présentée, on s'efforcera d'y associer des schémas synoptiques.

Par nature l'information à transmettre est variable et le bruit additionnel est aléatoire. Le langage utilisé dans le traitement du signal fait souvent appel à des expressions probabilistes. Nous supposons le langage des «numériciens» connus (fonction d'autocorrélation, DSP etc...). On pourra trouver les informations sur le sujet dans les références [5-1] [5-2].

Dans notre cas, cette fiabilité est mesurée par le taux d'erreur binaire (TEB) des messages reçus. Il est clair que la minimisation du TEB est avant tout l'objectif recherché.

Le TEB dépend des moyens de modulation et de démodulation mis en oeuvre. Par ailleurs, nous avons vu que le niveau du signal reçu peut être fortement diminué à cause de l'eau par exemple. C'est en fonction de cela que nous avons déterminé les puissances d'émission HF optimales (environ 1 W pour les applications SNCF).

En se rappelant que 3 dB de perte de puissance correspond à une diminution d'un facteur 2, il est naturel de se poser le problème suivant :

Comment faire pour n'émettre que disons 100 mW au lieu d'1 W par exemple, ceci avec le même résultat final, c-à-d le même TEB ?

Nous avons jusqu'ici répondu partiellement à la question en essayant de gagner 2 ou 3 dB par ci par là, surtout au niveau de la balise (optimisation des antennes et des mélangeurs).

Un deuxième élément de réponse consiste à choisir des filtres et des modulations efficaces en matière de TEB; cela évidemment sans sortir des limites de simplicité et de coût que nous nous sommes imposés au départ. Ce point est par conséquent au moins aussi fondamental que l'optimisation des mélangeurs et des antennes.

Passons à l'organisation du chapitre.

Il est découpé en deux parties. La première concerne les généralités et les modules communs à tous les systèmes. La deuxième partie est consacrée aux systèmes réalisés proprement dits ainsi qu'à leurs performances.

A) - Nous commencerons par une analyse des propriétés des principales modulations d'une fréquence porteuse par un signal modulant en fonction des potentialités offertes par les structures proposées. Cette étude a servi à l'optimisation des différents filtres qui équipent les récepteurs.

Nous choisirons ensuite un protocole de transmission.

Nous examinerons le module commun d'acquisition et de stockage des données numériques qui a été réalisé en architecture multiordinateur. Nous verrons qu'il constitue aussi un appareil qui permet d'effectuer une analyse statistique sur les messages reçus.

B) - Nous décrirons le fonctionnement du système N°2.

Au chapitre précédent nous avons vu qu'en sortie des mélangeurs du double démodulateur synchrone, les signaux peuvent s'annuler et s'inverser en fonction de la distance interrogateur/balise. Ce phénomène devient très gênant lorsqu'il s'agit d'interpréter une suite d'états, surtout si le signal s'inverse en plein message.

On dit alors qu'il y a ambiguïté d'ordre 2 sur la connaissance des symboles transmis.

Une première méthode, issue directement du système 1, consisterait à conserver le module PYTHAGORE et à traiter ensuite le signal. Ce procédé est actuellement à l'étude par d'autres chercheurs : MATRA.T., C.SEMET, P.LECOCQ et A.WOESTLAND. Il ne sera pas décrit ici.

On va voir qu'en traitant séparément les signaux issus des deux voies Fi et moyennant quelques «astuces», il est possible d'utiliser un codage différentiel des éléments binaires à transmettre et de restituer le message sans ambiguïté en fin de chaîne de traitement sans avoir besoin d'utiliser la méthode Pythagore..

Nous passerons ensuite à l'étude du système N° 3 qui est en fait une amélioration du système N°2. Nous décrirons comment connecter le mélangeur actif étudié précédemment à une antenne patch à polarisations croisées.

Nous proposerons une maquette de balise fonctionnant sur ce principe.

Nous avons décrit sommairement au chapitre de présentation générale les systèmes 4 et 5. Nous nous proposons ici de les détailler et donnerons quelques premiers résultats.

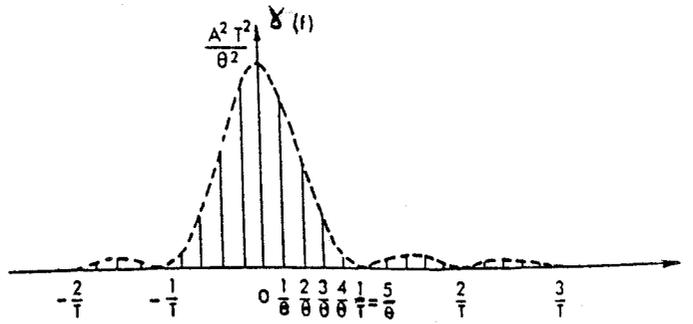
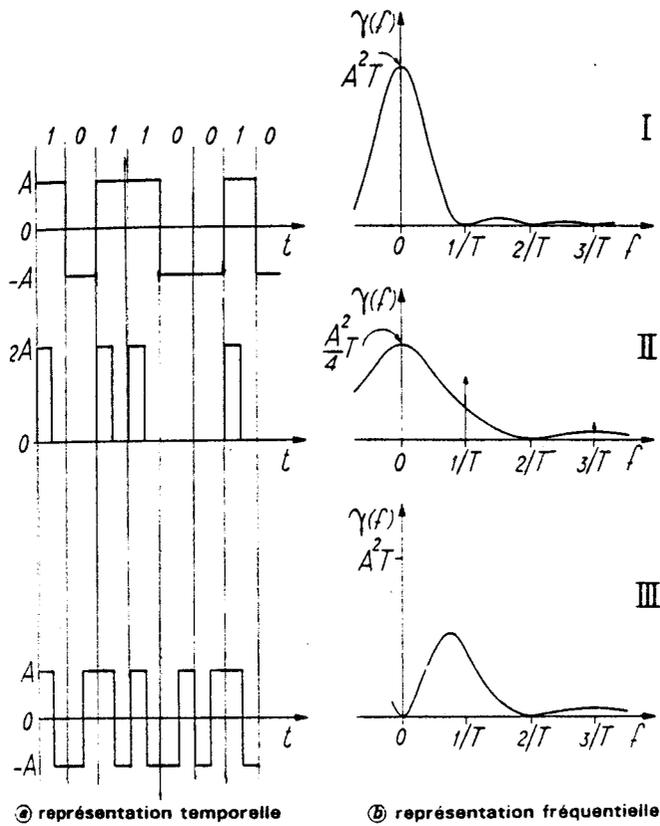


Fig. 5.2 - Spectre d'une suite d'impulsions rectangulaires périodiques.



Ⓐ représentation temporelle

Ⓑ représentation fréquentielle

I codage NRZ :

$$\gamma(f) = A^2 T |\text{sinc}(\pi f T)|^2$$

II codage RZ :

$$\gamma(f) = \frac{A^2 T}{4} [\text{sinc}(\pi f T/2)]^2 \left[ 1 + \frac{1}{T} \text{comb}_{1/T}(f) \right]$$

III codage biphasé :

$$\gamma(f) = A^2 T [\text{sinc}(\pi f T/2)]^2 [\sin(\pi f T/2)]^2$$

Fig. 5.3 - Codes binaires de transmission fondamentaux.

## V - I ANALYSE DES PROCÉDES SIMPLES DE MODULATION NUMÉRIQUE

### V-1.1 DENSITÉ SPECTRALE DE PUISSANCE DE QUELQUES SIGNAUX MODULANTS (BANDE DE BASE).

a) - Nous commençons par rappeler les propriétés des signaux classiques constitués d'une suite d'impulsions rectangulaires de largeur  $T$  et d'amplitude  $+A$ . La période  $\theta$  de répétition des amplitudes est telle que  $\theta = nT$  avec  $n$  entier.  
Il est bien connu que la DSP d'un tel signal est un spectre de raies dont l'enveloppe décroît selon une loi en  $\sin^2x/x^2$  (fig.5.2).

$$\gamma(f) = \frac{A^2 T^2}{\theta^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[ \frac{\sin n\pi \frac{T}{\theta}}{n\pi \frac{T}{\theta}} \right]^2 \delta \left( f - \frac{n}{\theta} \right) \quad (R5.1)$$

avec  $\delta$  fonction impulsion de DIRAC au sens des distributions

b) - Pour une impulsion isolée de durée  $T$  la DSP est alors une fonction continue qui est justement l'enveloppe des raies obtenues pour le signal périodique précédent.

$$\gamma(f) = A^2 T^2 \left[ \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 \quad \text{ou} \quad A^2 T^2 [\text{sinc}(\sin \pi f T)] \quad (R5.2)$$

Pour un signal non déterministe (aléatoire ou pseudo-aléatoire) la DSP est la transformée de FOURIER de sa fonction d'autocorrélation; ceci est l'énoncé du théorème de WIENER-KINCHINE.

#### c) -DSP des codes usuels.

Signalons qu'il s'agit ici plutôt d'une technique mise en forme des signaux plutôt que des véritables codes.

On se limite au cas des codes à 2 niveaux.

On suppose l'équiprobabilité et l'indépendance d'apparition des symboles binaires 0 et 1.

Les propriétés des codes sont représentés sur la fig.(5.3) tirée de [5-4].

- Le code NRZ (non retour à zéro).

Dans le cas de la figure, il s'agit d'un code polaire ( $+A, -A$ ). Ce code existe aussi en mode unipolaire ( $+2A, 0$ ). Dans les 2 cas les DSP sont identiques à part que pour le 2ème il existe une raie à la fréquence zéro d'amplitude  $A^2$ .

Le spectre est continu.

Environ 95% de l'énergie est contenue dans le premier lobe.

- Le code RZ (retour à zéro).

L'énergie s'étend de façon significative jusqu'à la fréquence  $2/T$ .  
Le spectre comporte une partie continue et une raie à chaque fréquence  $(N+1)/T$ .

- Le code biphase.

Le spectre est continu et ne comporte pas de composante continue.

On remarque en comparant les 3 codes que le NRZ et le RZ nécessitent de transmettre la composante continue, contrairement au biphase. L'absence de puissance, continue ou aux fréquences très basses, simplifie les problèmes de largeur de bande des amplificateurs (dans les BF). Mais la largeur de bande nécessaire au biphase est le double de celle du NRZ. Le spectre du RZ possède l'avantage de comporter une raie à la fréquence bit, ce qui permet à la réception de pouvoir régénérer facilement l'horloge de lecture des informations reçues.

Il existe beaucoup d'autres codes de transmission, notamment pour véhiculer des informations sur les lignes métalliques: HDB3, CMI etc...Ils ne sont pas toujours de mise en oeuvre simple.

Pour notre part, nous avons choisi le code NRZ (ou plus exactement son équivalent non polaire) pour les raisons suivantes:

-il est surtout simple à produire et décoder,

-il demande le moins de bande passante, on peut donc employer dans le récepteur des gabaris de filtres plus étroits, ce qui a pour effet d'augmenter le rapport S/B.

-on peut malgré tout extraire la fréquence bit (moins simplement qu'avec le RZ cependant). De toute manière, dans les cas des systèmes 2, 3, 4, l'horloge de lecture peut être prélevée sur le cadre d'émission puisque l'horloge de la balise fonctionne en synchronisme avec la MF de l'interrogateur.

## V-1.2 QUELQUES TYPES DE MODULATION.

Nous allons à présent exposer les propriétés des différentes modulations qui nous intéressent c.a.d applicables aux transmissions hertziennes. Elles sont traitées en détail par exemple dans [5-2] et [5-3].

Pour étudier le comportement des signaux modulés en présence de bruit, nous nous limitons dans ce qui suit au cas du bruit blanc dont les propriétés statistiques sont bien connues (bruit thermique par ex.).

Rappelons que l'opération de modulation a pour but de transformer le signal numérique en bande de base en un signal numérique passe-bande.

Les points de comparaison importants pour notre cas peuvent être classés de la manière suivante:

- simplicité de réalisation,
- résistance aux bruits,
- occupation spectrale.

La figure 5.4 nous montre les principales modulations numériques (d'après [5.4]).

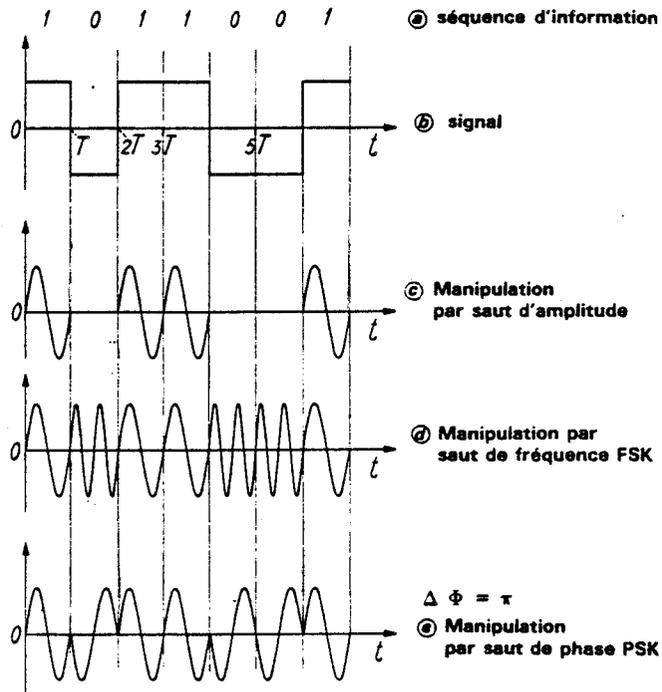


Fig. 5.4 - Représentation temporelle d'un message NRZ.

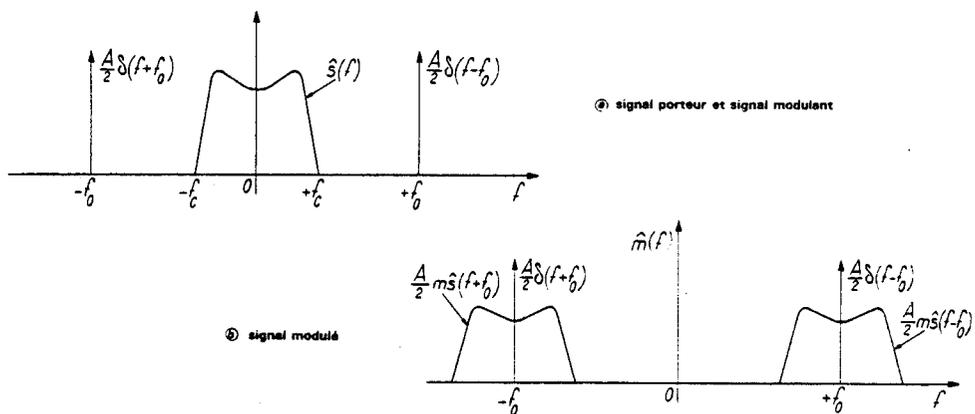


Fig. 5.5 - Propriétés spectrales de la modulation d'amplitude avec porteuse.

Dans ce qui suit on définit:

$s(t)$  le signal modulant porteur d'information dont le spectre est supposé borné:

$$s(t) \text{ -----} \rightarrow \hat{s}(f) \quad (\text{transformée de FOURIER directe})$$

$$\text{Supp } s = [-F_c, +F_c]$$

$p(t)$  la porteuse:

$$p(t) = A \cos 2\pi f_0 t \text{ -----} \rightarrow \hat{p}(f) = A [\delta(f + f_0) + \delta(f - f_0)] \quad (\text{R5.2})$$

$m(t)$  le signal modulé

$$m(t) \text{ -----} \rightarrow \hat{m}(f)$$

qui dépend évidemment du type de modulation utilisée.

D'une manière générale on distingue 2 classes de modulation: les modulations linéaires (modulation d'amplitude AM par ex.) et les modulations non linéaires (modulation d'angle).

## V-1.2.1 MODULATION LINEAIRE - MODULATION AM.

Dans ce cas la porteuse est multipliée par  $s_1(t)$ :

$$s_1(t) = 1 + m.s(t) \quad \text{avec } 0 < m < 1 \text{ indice de modulation.}$$

$$\text{la sortie: } m(t) = A[1 + m.s(t)] \cos 2\pi f_0 t \quad (\text{R5.4})$$

qui est l'expression classique de l'AM avec porteuse.

**Mise en oeuvre:**

Dans nos systèmes, c'est la plus simple à mettre en oeuvre. On a vu précédemment le rôle de la diode mélangeuse de la balise. Il s'agit presque d'une modulation tout ou rien de l'onde 1 GHz au rythme de l'OL: la porteuse n'étant pas totalement supprimée lorsque la diode est rendue passante du fait de sa résistance série résiduelle.

**Aspect fréquentiel:**

Les balises du système 2 ne diffèrent de celles du système 1 que par le fait que la diode est commutée par la sortie de la PROM contenant le message, et non plus par le cadre MF. L'opération de modulation constitue ici aussi en un changement de fréquence (fig.5-5).

On constate que la largeur de bande occupée est identique à celle du signal modulant en bande de base.

**Aspect énergétique:**

Pour simplifier, on considère le signal modulant  $s(t)$  sinusoïdal de pulsation  $\omega_s$  et si l'indice de modulation est  $m$ , alors (R5-4) devient:

$$m(t) = A (1 + m \cdot \cos \omega_s t) \cos \omega_0 t$$

$$m(t) = A \cos \omega_0 t + mA \cos(\omega_0 - \omega_s)t + mA \cos(\omega_0 + \omega_s)t$$

on en déduit la puissance totale:

$$P_T = \frac{A^2}{2} + \frac{m^2 A^2}{8} + \frac{m^2 A^2}{8}$$

$$P_T = P_{\text{porteuse}} + P_{B.\text{lat.}\text{inf}} + P_{B.\text{lat.}\text{sup}}$$

si  $m = 1$ :

$$P_{B.\text{lat.}\text{inf}} + P_{B.\text{lat.}\text{sup}} = \frac{1}{2} P_{\text{porteuse}}$$

## V-1.2.2 MODULATIONS NON LINEAIRES [5-4].

Elles sont également qualifiées d'angulaires ou d'exponentielles.

Entre dans cette catégorie: la modulation de fréquence (FM) et la modulation de phase (PM).

Si on considère l'expression générale:

$$m(t) = A \cos \Phi(t) \text{ avec } \Phi(t) = (\cos \omega_0 t + \varphi) \quad (R5-5)$$

on voit bien que la phase  $\varphi$  peut également être utilisée pour transporter de l'information.

Par définition, dans la modulation de fréquence, la fréquence de la porteuse varie autour de sa fréquence de repos, d'une grandeur proportionnelle à l'amplitude du signal modulant. La vitesse avec laquelle la fréquence de la porteuse varie est identique à la fréquence d'information du message.

Avec la modulation de phase, c'est la déviation de phase de la porteuse qui est proportionnelle à l'amplitude du signal modulant.

### MODULATION FM.

On définit la fréquence instantanée par:

$$f(t) = f_0 + k_f s(t) \quad (R5.6)$$

où  $k_f$  est une constante arbitraire. Par exemple si la valeur instantanée du signal modulant est 1 V, la déviation de fréquence de la porteuse est 1 KHz.

Pour un signal non modulé, le vecteur représentant la porteuse à tourné d'un angle  $\theta = \omega t$  en  $t$  secondes.

Lorsque la porteuse est modulée en fréquence, la pulsation  $\omega$  n'est plus une constante, et dans ce cas:

$$\theta = \int_0^t \omega dt$$

et en utilisant l'expression de la fréquence instantanée

$$\theta = \int_0^t 2\pi [f_0 + k_f s(t)] dt$$

On obtient par conséquent, en supposant la phase origine nulle:

$$m(t)_{FM} = A \cos \left[ 2\pi f_0 t + 2\pi \int_0^t k_f s(t) dt \right] \quad (R5.7)$$

## MODULATION DE PHASE.

Cette fois c'est la phase instantanée qui varie linéairement en fonction de  $s(t)$ :

$$\phi = \phi_0 + k_p s(t)$$

où  $k_p$  est une constante du même type que  $k_f$ .

En supposant que la phase origine  $\phi_0 = 0$ , on obtient finalement en remplaçant dans l'expression (R5-5):

$$m(t)_{PM} = A \cos \left[ \omega_0 t + k_p s(t) \right] \quad (R5.8)$$

### Mise en oeuvre.

Au moment de la rédaction de ce mémoire nous n'avons pas encore réalisé de balise à modulation de phase. Toute la difficulté réside dans la fabrication d'un modulateur simple et bon marché.

A notre avis, la réalisation de balise FM apparait ici comme difficile du fait que que les interrogateurs n'émettent que 2 fréquences (à moins d'équiper la balise de diviseurs de fréquence).

### Aspect fréquentiel.

Pour comparer les performances des modulations sur le plan spectral, il est nécessaire de simplifier le problème en travaillant avec un signal modulant sinusoïdal. L'étude dans le cas général serait compliqué.

Nous ne nous intéressons qu'à la modulation de phase.

En supposant le signal utile  $s(t) = S \sin \omega_s t$  et en posant l'indice de modulation  $m = k_p S$ , on obtient:

$$m(t)_{PM} = A \cos \left[ \omega_0 t + m \sin \omega_s t \right]$$

que l'on peut écrire:

$$m(t)_{PM} = A \left[ \cos \omega_0 t \cos (m \sin \omega_s t) - \sin \omega_0 t \sin (m \sin \omega_s t) \right]$$

On peut la calculer numériquement grâce aux fonctions de Bessel en rappelant que:

$$\cos (m \sin \omega_s t) = J_0(m) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos (2n\omega_s t)$$

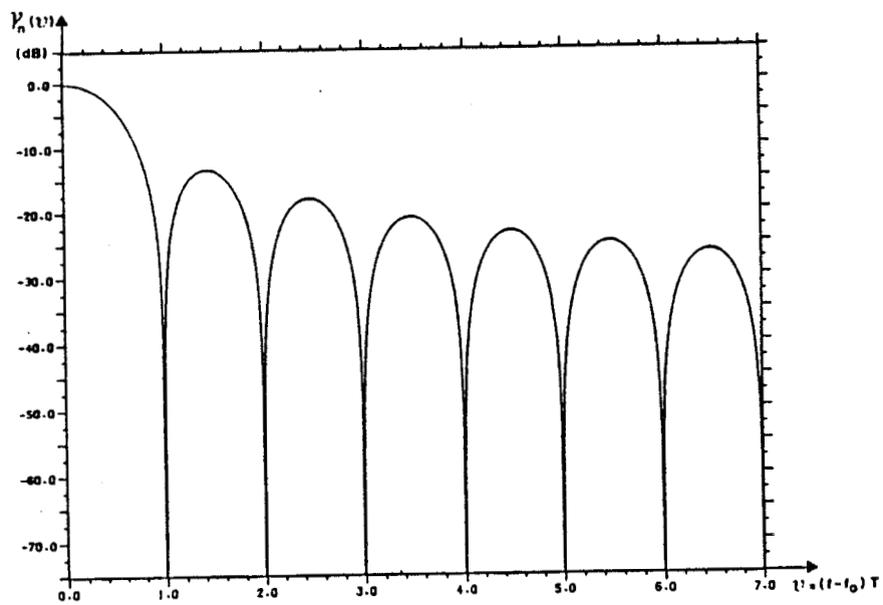


Fig 5.6 - Modulations MDP-2 - Densité spectrale de puissance.

et que

$$\sin ( m \sin \omega_s t ) = 2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1} (m) \sin [(2n+1) \omega_s t]$$

où

$$J_n (m) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \left(\frac{m}{2}\right)^{2k+n}}{k! (k+n)!}$$

Finalement on obtient:

$$\begin{aligned} m(t)_{PM} = A \{ & J_0(m) \cos \omega_0 t + J_1(m) [\cos (\omega_0 + \omega_s)t - \cos (\omega_0 - \omega_s)t] \\ & + J_2(m) [\cos (\omega_0 + 2\omega_s)t - \cos (\omega_0 - 2\omega_s)t] \\ & + J_3(m) [\cos (\omega_0 + 3\omega_s)t - \cos (\omega_0 - 3\omega_s)t] \\ & + \dots \} \end{aligned} \quad (R5.9)$$

On remarque que le spectre comporte une infinité de raies latérales.

C'est d'ailleurs pour cette raison que l'on qualifie la PM de non linéaire; la sortie modulée ne s'exprimant pas en fonction de l'entrée au moyen d'une expression unique comme dans le cas de la modulation AM.

On voit donc que pour transmettre un signal quelconque d'une largeur de bande donnée, il est possible de déterminer l'indice de modulation  $m$  en fonction du nombre d'harmoniques nécessaires.

Pratiquement, on admet que la contribution de certaines raies est négligeable et que quasiment toute la puissance est contenue dans la bande:

$$B_{PM} = 2 (k_p + 2) f_s \quad \text{centrée sur } f_0 \quad (R5.10)$$

Nous ne détaillons pas d'avantage le cas général des modulations analogiques, nous nous contentons de donner directement les résultats qui nous intéressent: la modulation BPSK ou MDP2 où le saut de phase est de  $\pi$ .

Sa DSP est représentée fig(5.6) d'après [5-3].

## V-I.3 DEMODULATION [5-4].

Le signal reçu est toujours entaché de bruit. Selon le type de modulation-démodulation employé, la dégradation du signal est plus ou moins importante.

En traitement du signal, il est d'usage courant de considérer le bruit blanc dont la densité d'amplitude est celle de GAUSS (appelée aussi loi normale):

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ \frac{-(x - m)^2}{2 \sigma^2} \right]$$

avec  $m$ , valeur moyenne du bruit, généralement nulle et  $\sigma$  la variance du bruit.

Il n'est bien entendu pas question de traiter en détail la contribution du bruit à dégrader le signal pour chaque type de démodulation. Ce problème a été traité en particulier par BETTS [5-2].

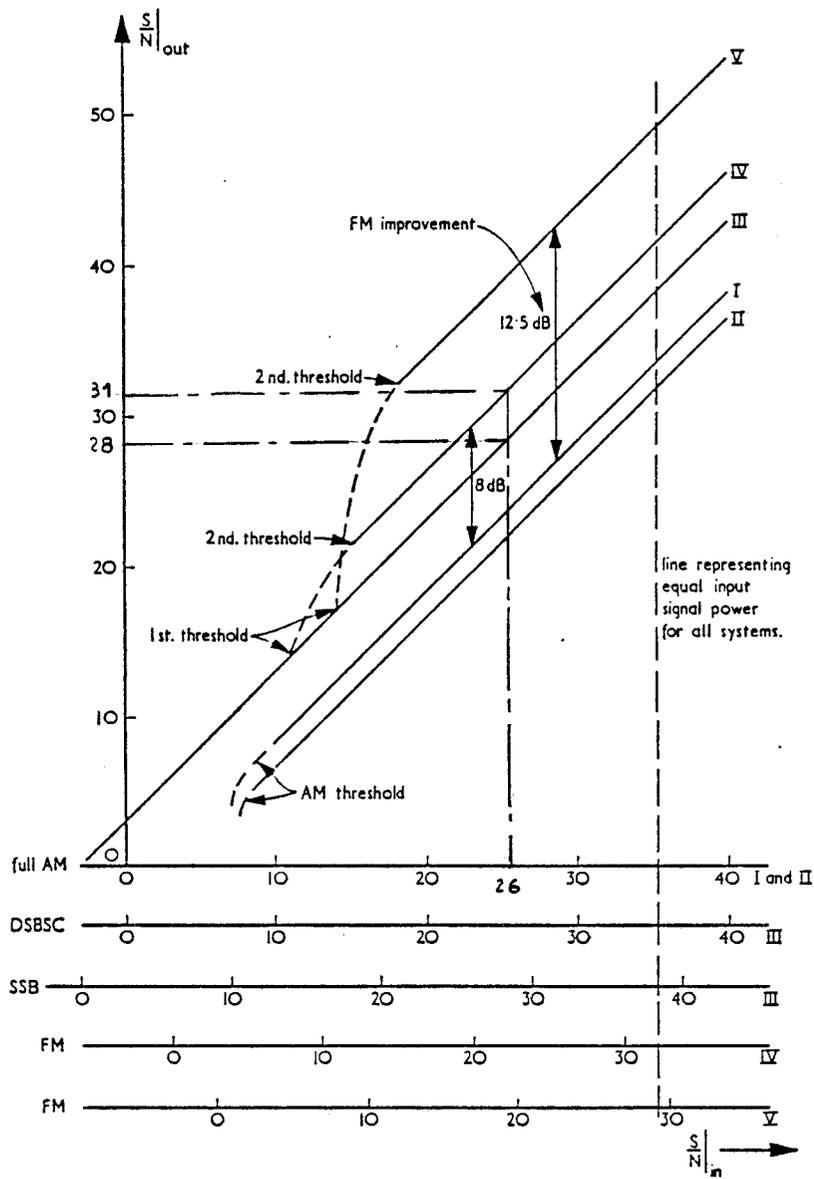


Fig. 5.7 - Caractéristiques de démodulation de quelques modulations d'après BETTS.

Le point de départ des études sur le sujet, consiste à considérer non plus le bruit en tant que signal purement aléatoire, mais à représenter le bruit gaussien sous sa forme pseudo-déterministe dans des bandes de fréquences très étroites. BETTS montre qu'un signal entaché de bruit entrant dans un filtre de fonction de transfert  $H(j\omega)$ , sortira avec une amplitude du bruit total qui s'écrit (sous sa forme cartésienne):

$$v_n(t) = x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t \quad (R5.11)$$

où  $x(t)$  et  $y(t)$  sont des fonctions aléatoires à distribution également gaussienne qui modulent les 2 composantes de la porteuse.

Le bruit étant en général additif au signal utile, il est alors possible de quantifier sa contribution dans les bandes de travail.

BETTS a montré également, par une analyse subjective (surtout d'après l'expérience), l'existence de «seuils» de rapport S/B à partir desquels la qualité du signal se dégrade très rapidement: par exemple pour la détection AM:

$$S/B \Big|_{\text{seuil}} \approx 9 \text{ dB}$$

L'auteur calcule également les améliorations apportées par l'usage de telle ou telle démodulation par rapport à la démodulation AM: par exemple pour des systèmes à détection d'enveloppe la FM donne une amélioration de 12,5 dB par rapport à l'AM, soit environ 18 fois «meilleure que pour l'AM».

Il arrive ainsi à construire un réseau de courbes (fig.5.7), (la courbe représentant la démodulation de phase cohérente est la même que la détection FM cohérente.

Appliquons les travaux de BETTS à notre cas (système 2).

On a vu au chapitre propagation que le rapport S/B calculé dans les conditions les plus défavorables ( $h = 60 \text{ cm}$ ,  $8 \text{ mm}$  d'eau, Pémision =  $17 \text{ dBm}$ ) est de 26 dB pour une bande d'analyse de 10 MHz et de 20 dB pour une bande de 40 MHz.

Reportons nous à la courbe de BETTS.

On voit qu'en AM cohérente (courbe III), pour un S/B de 26 dB en entrée du démodulateur, la limite théorique du S/B en sortie est de 28 dB. Dans les mêmes conditions, une démodulation de phase cohérente donnerait un rapport S/B supérieur à 31 dB.

Par contre l'usage d'une démodulation d'amplitude classique avec un détecteur quadratique donnerait un S/B d'environ 20 dB.

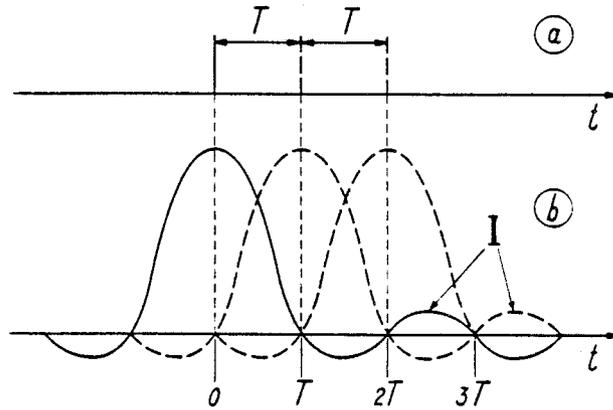
Entre les démodulations PM et AM, il y a par conséquent au moins 11 dB d'écart, ce qui veut dire pratiquement que si on est dans les mêmes conditions d'environnement, une puissance HF d'émission de 6 dBm donnerait les mêmes résultats (4 mW au lieu de 50mW).

Par contre si le S/B d'entrée eût été de 10 dB par exemple, il aurait mieux valu choisir la démodulation AM cohérente (à cause des «seuils»).

Insistons enfin sur le fait que ces résultats sont purement théoriques et qu'en pratique il faut aussi tenir compte du bruit ramené par les filtres actifs IF.

Pour un type de modulation donnée, la connaissance de l'occupation spectrale nous permet d'optimiser les filtres de prédétection (filtres HF passe-bandes).

D'un autre côté, on peut encore optimiser le S/B grâce au filtre de post-détection. C'est ce que nous nous proposons de voir ci-dessous.



- Ⓐ entrée du filtre passe-bas: impulsion de Dirac
- I suroscillation
- Ⓑ sortie du filtre passe-bas:  
réponse  $s(t) = \sin 2\pi f_N t / 2\pi f_N t$

Fig.5.8- Forme des impulsions après filtrage.

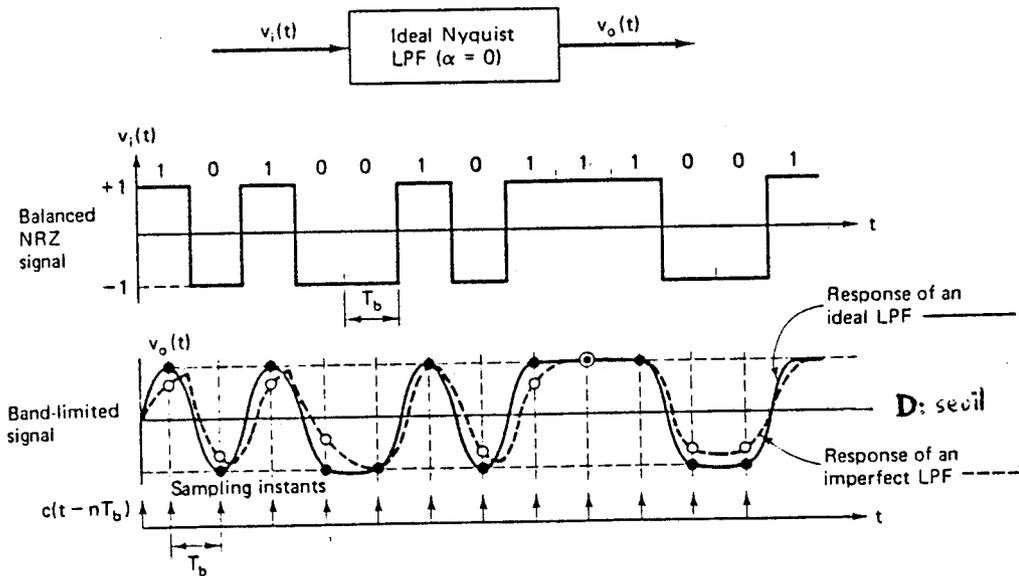


Fig 5.9 - Effets d'un filtrage passe-bas imparfait d'après FEHER.

## V-1.4 TRAITEMENT DU SIGNAL EN BANDE DE BASE. [5-12] [5-3].

A la sortie du démodulateur on retrouve le signal NRZ (par exemple) qui a été émis, à la différence qu'il est entâché de bruit. On peut montrer que le filtrage optimal de cette séquence binaire pseudo-aléatoire, dont la durée minimale d'un bit est  $T$  secondes est réalisé par un filtre de NYQUIST: il s'agit d'un filtre passe-bas idéal (gabarit rectangulaire) dont la fréquence de coupure est égale à:

$$f_n = \frac{1}{2T}$$

Malheureusement ce filtre n'a pas d'existence physique. Pratiquement il est approché par des filtres à structure de BUTTERWORTH, ou de BESSEL, cosinus surélevé etc..... [5-12].

Il est bien connu que la réponse impulsionnelle de ce type de filtre passe-bas (à coupure très raide) est donné par:

$$s(t) = \sin 2\pi f_n t / 2\pi f_n t \quad (\text{fig (5.8)})$$

L'optimisation consiste à faire en sorte que la réponse percussive du filtre s'annule aux instants repérés sur la figure :  $T, 2T, 3T$  etc.... De cette manière on réduit ce qu'on appelle l'interférence entre symboles (ISI).

La fig(5.9) tirée de [5-12] nous montre le résultat d'un filtrage imparfait. La ligne horizontale centrée par rapport au signal constitue le seuil de décision. Si l'amplitude du signal à l'instant d'échantillonnage est supérieure à ce seuil, le signal sera interprété comme un «1». Dans le cas contraire, il sera interprété comme un «0».

Pour notre part nous avons réalisé un filtre actif de BESSEL d'ordre 5 dont la fréquence de coupure est  $f_b = 1/T$ .

En effet, les filtres de BESSEL sont connus pour leur excellente réponse transitoire [5- 11].

La réponse du filtre ainsi réalisé à une séquence numérique de 150 Kb/s est présentée à la fig.(5.10). Les filtres pour les trames numériques d'1 Mb/s ont également été réalisés.

Passons à présent au problème essentiel de la transmission de données: la détermination de la probabilité d'erreur.

## V.1.5 TAUX D'ERREUR BINAIRE OU PROBABILITE D'ERREUR [5- 6] [5- 7]

Dans un signal en bande de base, il y a une erreur si à l'instant d'échantillonnage, l'amplitude du bruit provoque une mauvaise interprétation du bit: par exemple un signal de niveau faible, inférieur au seuil de décision  $D$ , qui devrait normalement être un «0», soumis à un parasite d'amplitude positive peut alors dépasser le seuil  $D$  et être de ce fait interprété comme un «1» (voir fig.5.9).

Le bruit perturbateur est généralement considéré comme additif gaussien. La théorie statistique qui concerne ce problème est exposée dans l'ouvrage de SPATARU [5-7].

Par définition le taux d'erreur binaire (TEB) où la probabilité d'erreur  $P_e$  est le rapport de la valeur moyenne du nombre d'erreur au nombre de décisions prises .

On montre que le seuil de décision se trouve à mi distance des 0 et des 1 s'il y a équiprobabilité des 0 et des 1.

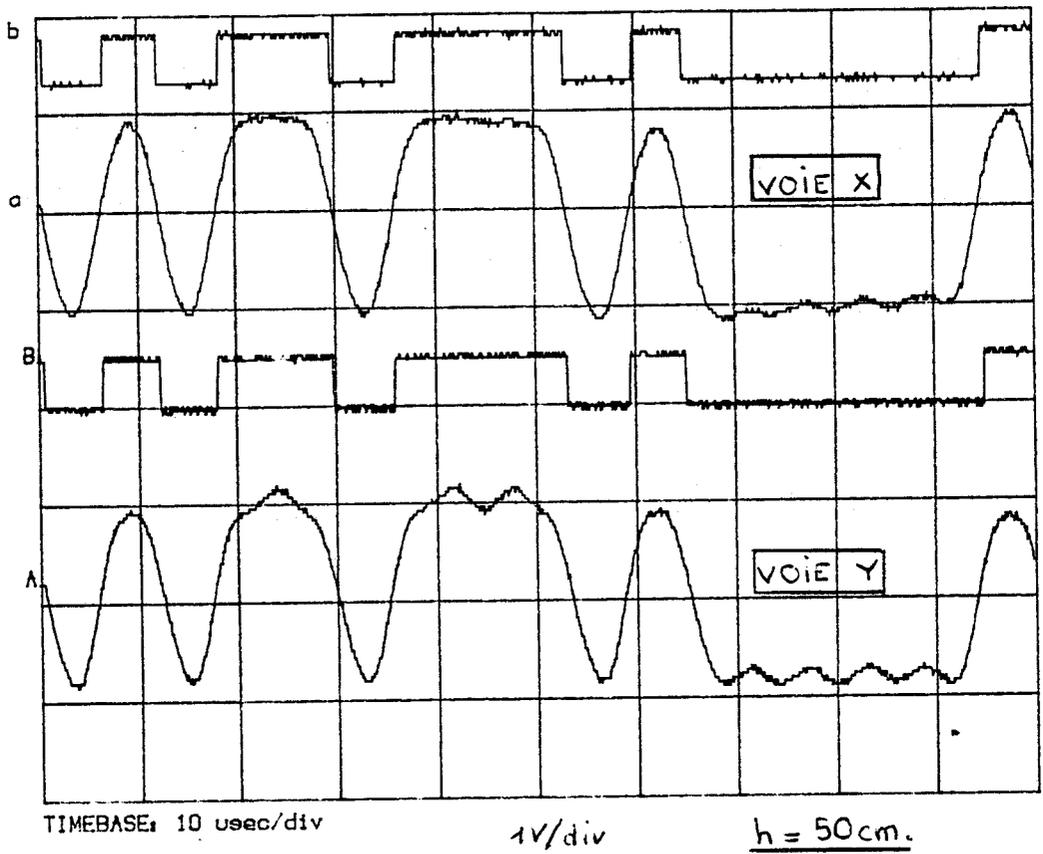


Fig. 5.10 - Réponse des filtres de BESSEL passe-bas 150 KHz du système n°2.

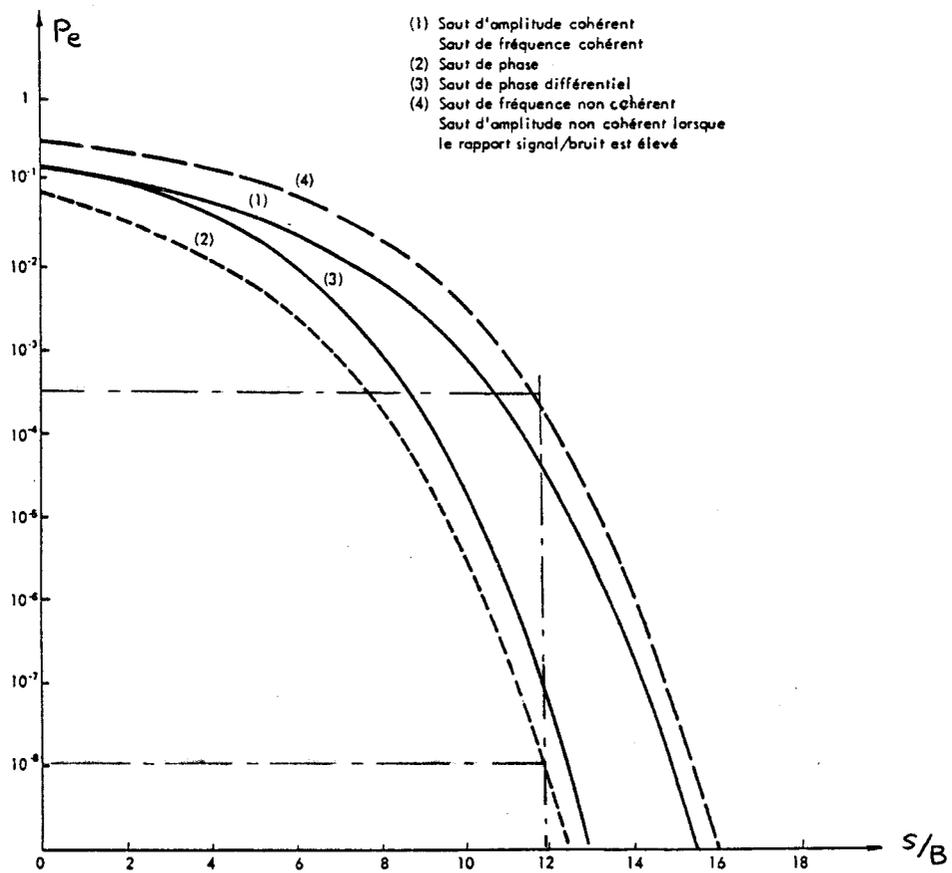


FIG. 5.11 — Probabilité d'erreur des systèmes binaires en fonction du rapport signal sur bruit

Aux instants caractéristiques de prise de décision  $P_e$  s'écrit: [5-5]

$$P_e = p(0).p(x>D) \text{ et } p(1).p(x<-D)$$

où  $p(0)$  = probabilité d'émettre un 0

$p(1)$  = probabilité d'émettre un 1

$p(x>D)$  = probabilité pour que  $x>D$

$p(x<-D)$  = probabilité pour que  $x<-D$ .

Dans le cas gaussien, on peut écrire:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ \frac{-x^2}{2\sigma^2} \right] dx$$

et on montre que:

$$P_e = \int_D^{\infty} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ \frac{-x^2}{2\sigma^2} \right] dx$$

finalement:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{D}{\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (R5.12)$$

avec  $\operatorname{erfc}(v) = 1 - \operatorname{erf}(v)$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_v^{\infty} e^{-u^2} du \quad \text{qui est tabulée dans la plupart des livres de mathématiques.}$$

Pour les 2 cas de démodulations qui nous intéressent ici, on peut également montrer que les probabilités d'erreur s'écrivent : [5-6]

en posant  $\gamma = D^2/\sigma^2$  qui s'apparente à un rapport S/B:

Modulation AM cohérente par saut d'amplitude (système 2 et 3):

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} \quad (R5.13)$$

Modulation BPSK:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} \quad (R5.14)$$

Modulation AM non cohérente par saut d'amplitude :

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{2}} \quad \text{si } \gamma < 12 \quad (R5.15)$$

Ces fonctions sont tracées à la fig.5.11 (d'après [5-6]) où on remarque la variation très rapide du TEB en fonction du S/B.

Par exemple si le S/B est de 12, on voit qu'avec une démodulation BPSK le TEB =  $10^{-8}$  et qu'à rapport S/B identique, la démodulation AM tout ou rien non cohérente présente un TEB =  $7 \cdot 10^{-4}$  soit 70 000 fois plus d'erreurs qu'en BPSK.

## CONCLUSION:

De l'analyse qui vient d'être exposée on retiendra:

-que les systèmes 1-2-3 devraient convenir a priori aux applications, les procédés de démodulation utilisés étant cohérents.

-de l'étude des propriétés des modulations - démodulation il est clair qu'un système BPSK serait nettement meilleur que les autres sur le plan des performances, mais encore faut-il le concevoir simple et bon marché.

En ce qui concerne les S/B faibles, les résultats représentés sur la fig.5.11 sont à rapprocher de ceux établis par BETTS.

Remarquons que nous n'avons pas examiné l'influence des bruits de type impulsif. C'est parce qu'il est difficile de modéliser ce bruit qui n'est pas toujours de nature gaussienne. On trouvera par exemple en ref.[5- 3] une synthèse sur le sujet.

Dans ce cas, pour quantifier les dégradations du signal, il faut considérer aussi les réponses percussionnelles du filtre optimal en bande de base.

Notons enfin que tous ces résultats sont des limites théoriques irréalisables pratiquement mais qui ont servi de référence pour l'optimisation des systèmes, et plus particulièrement pour la détermination des puissances d'émission.

D'autres étages de la chaîne de réception sont également susceptibles de dégrader les performances: par exemple, les comparateurs de décision. D'un autre côté on va voir que l'effet DOPPLER est lui aussi une source d'erreurs .

Enfin, pour terminer ce paragraphe citons P. MAGNE [5-5]:

Effet des brouilleurs sinusoïdaux:

« Les signaux numériques sont pratiquement insensibles aux brouilleurs sinusoïdaux et cela quelle que soit la position de la fréquence brouilleuse dans la bande de base . Le taux d'erreur n'est pas affecté à condition que le rapport signal/brouilleur dépasse 20 dB.»

## V-2

### CHOIX DU PROTOCOLE DE TRANSMISSION.

D'une manière générale on peut distinguer 2 modes de transmission:

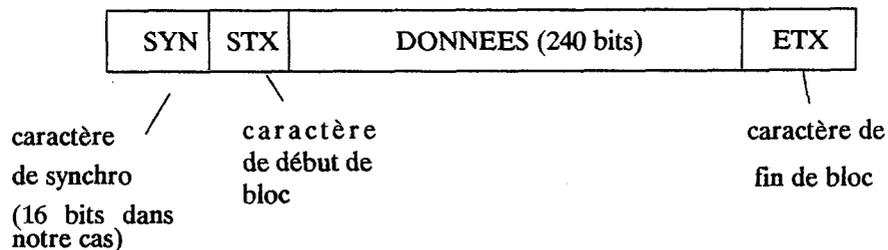
- le mode asynchrone (par ex., le RS 232C pour les liaisons courtes sur support métallique, 1 bit de parité pour unique contrôle)
- le mode synchrone (par ex., le protocole X25 du réseau téléinformatique TRANSPAC)

Le mode asynchrone est particulièrement lent et ne procurerait pas une bonne sécurité de transmission dans notre cas .

Nous avons retenu le mode de transmission synchrone. Voici ses principales caractéristiques:

- utilisé pour des débits rapides,
- la première opération consiste à synchroniser l'émetteur et le récepteur,
- puis des blocs sont émis à la suite des autres,
- contrôle sur le bloc,
- Possibilité d'envoi de caractères de synchronisation pour le calage des horloges,
- le récepteur possède les circuits logiques nécessaires pour compter les bits d'un caractère et isoler chaque caractère dans la chaîne de bits.

#### Format d'un bloc de données en synchrone.

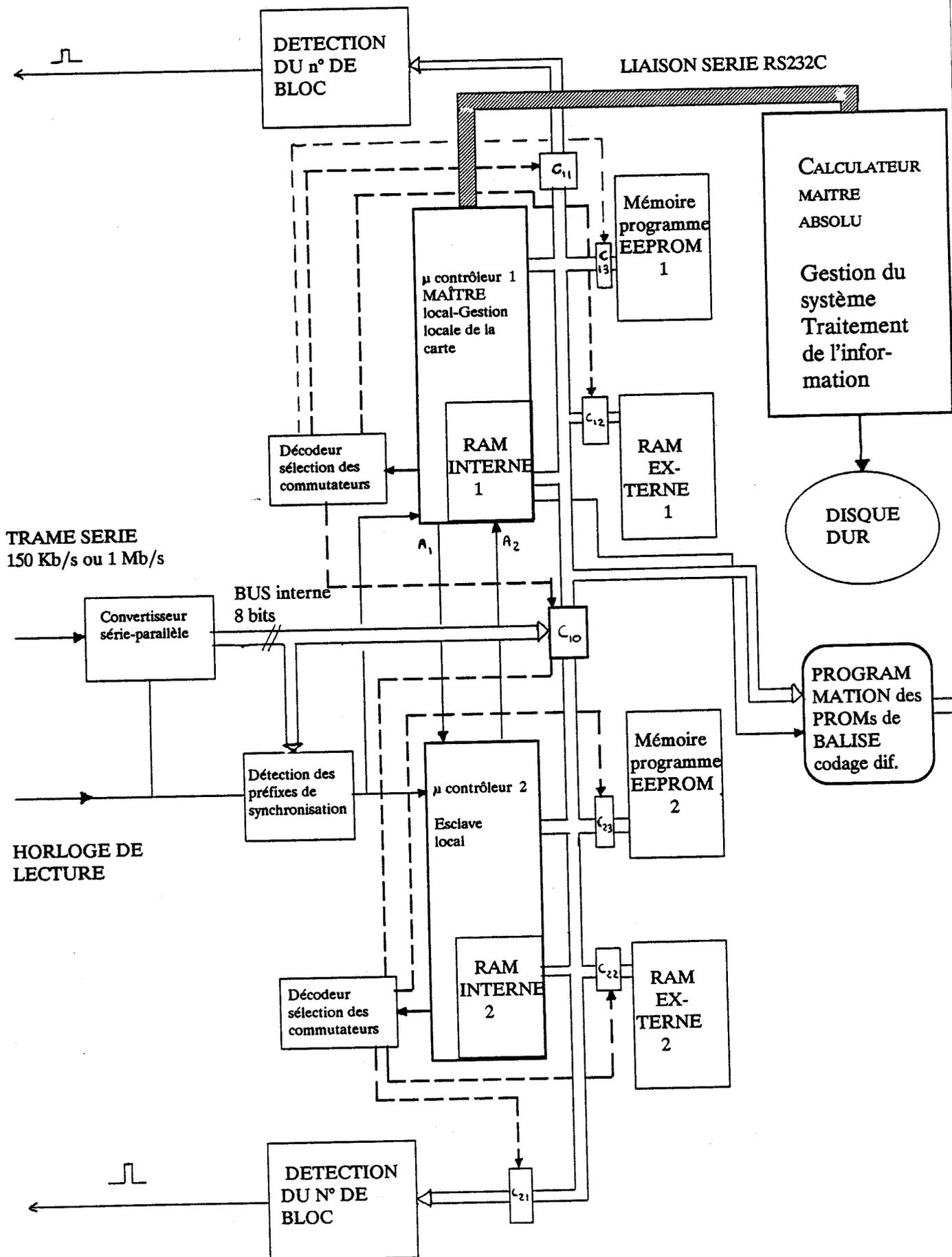


Avantage du mode synchrone:

Possibilité d'adjonction de bits redondants de contrôle vertical (VRC) ou cyclique (CRC des codes BCH par ex.), L'usage d'un code correcteur d'erreurs de type BCH permet la détection et la correction en temps réel.

Mis à part la détection et la correction des erreurs, les systèmes que nous proposons respectent les points énoncés ci-dessus.

FIG. 5.11 bis - Synoptique de la carte de traitement numérique des informations.



## V-3 LA CARTE D'ACQUISITION ET DE TRAITEMENT DES INFORMATIONS EN TEMPS REEL.

Pour étudier les performances globales des systèmes numériques proposés, nous avons développé une carte d'acquisition et de traitement en temps réel des données numériques reçues par l'interrogateur.

Nous décrivons ici simplement son principe de fonctionnement.

Sur le plan fonctionnel, ce système permet d'effectuer des tests sur la qualité de l'information reçue lors du passage des balises numériques à grande vitesse sous l'interrogateur (avec le banc de tir).

Parmi les principales fonctions réalisées, citons :

- stockage des données en temps réel dans des mémoires statiques,
- affichage en clair des messages décodés sur une console de visualisation,
- détection en temps réel des erreurs binaires de transmission,
- traitements statistiques (en mode différé) des informations stockées dans les mémoires de masse du calculateur principal,
- synchronisation des appareils de mesure tels que des oscilloscopes numériques: on peut alors visualiser les signaux démodulés analogiques en des points particuliers de la trame,
- programmation en code différentiel de la PROM de balise (voir le système n°2 dans ce même chapitre).

Le synoptique du sous-ensemble de traitement numérique de l'information est représenté sur la fig.(5.11bis).

Les trames numériques décodées, en provenance de la carte de traitement analogique du signal, sont «parallélisées» sous forme d'octets sur le bus interne à la carte au rythme de l'horloge de lecture.

Le  $\mu$ -contrôleur maître n°1 gère le stockage des informations selon le processus suivant :

il met en attente le  $\mu$  2 par l'intermédiaire de la ligne de commande A1. Lorsque la séquence de synchronisation de 16 bits est détectée (0 et 1 en alternance), le  $\mu$  1 lit 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. Puis, cette opération terminée, il connecte le commutateur de bus C10 vers le bus de données de  $\mu$  2; il donne ensuite l'ordre à  $\mu$  2 de stocker à son tour les nouvelles données incidentes dans sa RAM interne. Pendant ce temps,  $\mu$  1 dispose de suffisamment de temps pour transférer sa RAM interne dans la mémoire RAM 1 externe. Une fois la RAM interne de  $\mu$  2 remplie, les commutateurs sont basculés en position de départ et,  $\mu$  2, après avoir «rendu la main» à  $\mu$  1 (par A2), va à son tour remplir la RAM 2 externe.

Et ainsi de suite, ce processus continuera jusqu'à stockage complet des données émises par la balise.

Il s'agit ici d'un mode de fonctionnement «PIPE - LINE» réalisé à partir d'une architecture multiprocesseurs puisque les 2  $\mu$ c possèdent chacun un programme d'exécution (résident en EE-PROM).

L'acquisition terminée, le maître  $\mu$ c 1 se connecte au calculateur maître absolu par l'intermédiaire d'une liaison série RS 232C. Les informations résidentes en RAM statiques sont transférées vers la mémoire du calculateur. Les données peuvent alors être dépouillées par des logiciels écrits en langage évolué.

Sur le synoptique, on remarque la présence d'un programmeur de mémoire PROM de balise. Les messages à inscrire sont préalablement codés en différentiel par un algorithme approprié écrit en langage d'assemblage.

Pour des trames à 150 Kb/s, les  $\mu$ c disposent de suffisamment de temps pour vérifier en temps réel, par exemple si un caractère reçu est faux détectable, ou faux non détectable, c-a-d que le caractère en question s'est transformé, sous l'influence d'un parasite par exemple, en un autre caractère appartenant au code. Ce défaut est très grave pour les transmissions dites de sécurité : le message ainsi reçu peut signifier le contraire du message à émettre : par ex. : on reçoit l'ordre «accélérer» au lieu de «arrêt immédiat» [5- 16].

Actuellement, des essais sur le sujet sont réalisés par A. JBARA [5-13] de façon à déterminer la nature des codes de sécurité à mettre en oeuvre en fonction du TEB et des objectifs de sécurité de transmission fixés.

D'une manière générale l'ordre d'exécution de telle ou telle fonction est donné au  $\mu$ c maître par le calculateur maître absolu. Les différentes tâches à accomplir sont présentées sous forme d'un menu sur la visu.

Pour chaque fonction, à un module soft écrit en assembleur 8051, correspond un module écrit en langage évolué.

Pour faciliter les échanges interactifs entre modules, les programmes assembleurs sont écrits en structure modulaire (programmation structurée).

La longueur totale des programmes 8051 est d'environ 7 Koctets. Leur développement s'est effectué sur les systèmes MDS-51, ISIS II. Leur mise au point a été réalisée avec des émulateurs temps réel : IPDS-51 et ICE-51FX [5-14] [5-15].

## Conclusion:

La carte industrielle d'acquisition pourrait être réalisée avec des circuits spécifiques de communication qui ont l'avantage de posséder une ou plusieurs voies DMA\* et intègrent des circuits détecteurs et correcteurs d'erreurs.

La carte décrite ici a été réalisée plutôt pour faire des mesures.

\* DMA : accès direct mémoire.

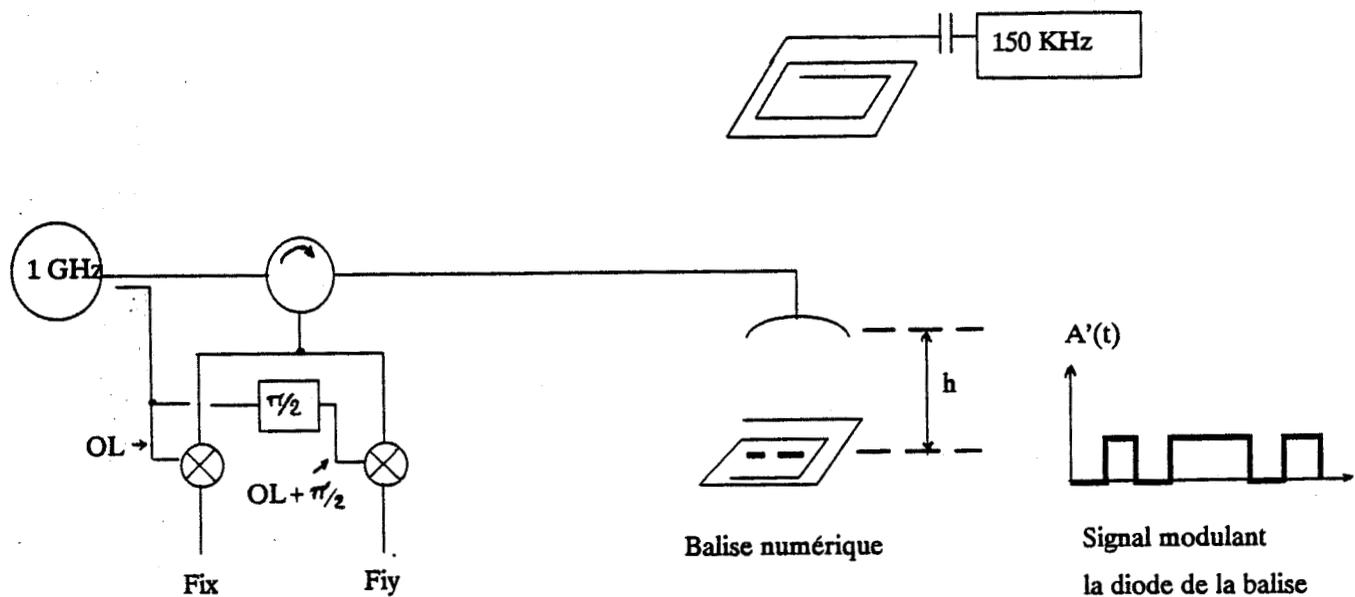


Fig.5.12 - Schéma de principe du système n°2.

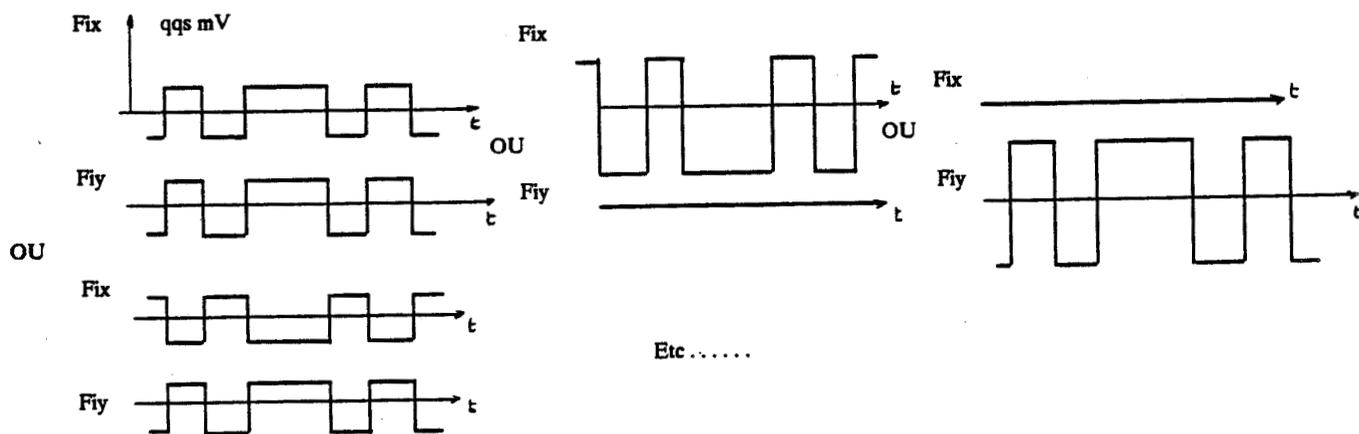


FIG.5.13 - Sorties Fi suivant certaines configurations de hauteur h.

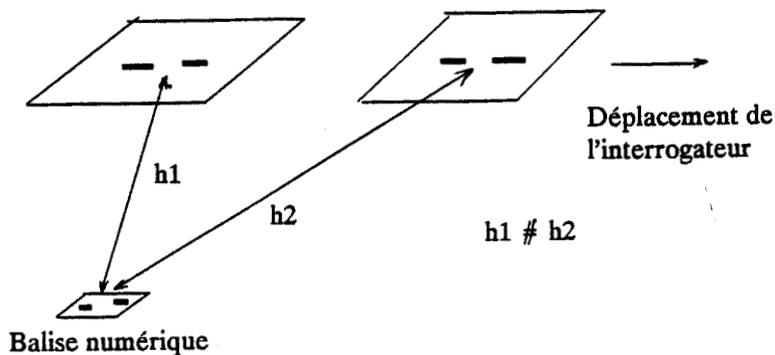


Fig.5.14 - Modification de la phase lors de la translation du train.

## V.4 LE SYSTEME N°2.

### V.4.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Nous avons vu au chapitre consacré au système de base n°1 que ce dernier utilise un double démodulateur cohérent à quadrature où le signal d'oscillation locale de référence est prélevé sur la source HF elle même. Le système n°2 diffère du précédent par le fait que les modules d'élévation au carré et le sommateur, qui constituent le «PYTHAGORE», sont remplacés par deux chaînes de traitement indépendantes.

Pour permettre une description claire et rapide des phénomènes qui interviennent dans ce deuxième système, nous avons schématisé son fonctionnement sur la fig.(5.12).

Le signal modulant  $A'(t)$  de la balise est représenté schématiquement. A une constante de phase près, les 2 signaux  $F_i$  peuvent s'écrire:

$$\begin{aligned} F_{ix} &= A(t) \cos \omega_0 t \\ F_{iy} &= A(t) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad \text{avec } \omega_0 = 4\pi h / \lambda, \quad \lambda = 30 \text{ cm à } 1 \text{ GHz.}$$

Pour fixer les idées, on peut observer à des hauteurs particulières les signaux  $F_i$  montrés sur la fig.(5.13).

Nous remarquons que:

- 1- les signaux démodulés s'annulent ou s'inversent sous certaines configurations de hauteur. On se trouve donc dans l'impossibilité d'associer, à un instant donné, un niveau logique à un état logique (0 ou 1). Il y a donc ambiguïté.
- 2- les états analogiques  $F_{ix}$  et  $F_{iy}$  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 2 voies x ou y.
- 4- lorsque l'interrogateur translate au dessus de la balise, il se peut fort bien qu'un des signaux s'annule puis s'inverse (vérifié expérimentalement) (fig.(5.14)). Pour ne pas embrouiller l'explication en cours, la quantification du déphasage sera donnée au paragraphe suivant.

### APPROCHE D'UNE SOLUTION.

Le problème d'ambiguïté apparait ici comme fondamental.

Une solution à ce problème consiste à utiliser un codage particulier appelé codage par transitions ou codage différentiel. Ce procédé de codage est parfois intégré dans les récepteurs BPSK pour lever l'ambiguïté liée à la régénération de la porteuse (à  $\pi$  près), mais où n'existe pas ce problème d'annulation et d'inversion en cours de transmission [5-5].

On va voir que le codage en question est parfaitement adapté au cas qui nous préoccupe et cela sans compliquer la balise.

Le principe consiste à traiter séparément les 2 voies x ou y.

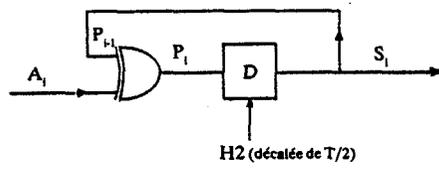


Fig. 5.15 - Le codeur différentiel.

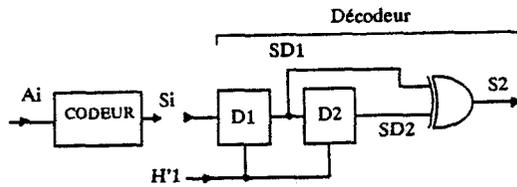
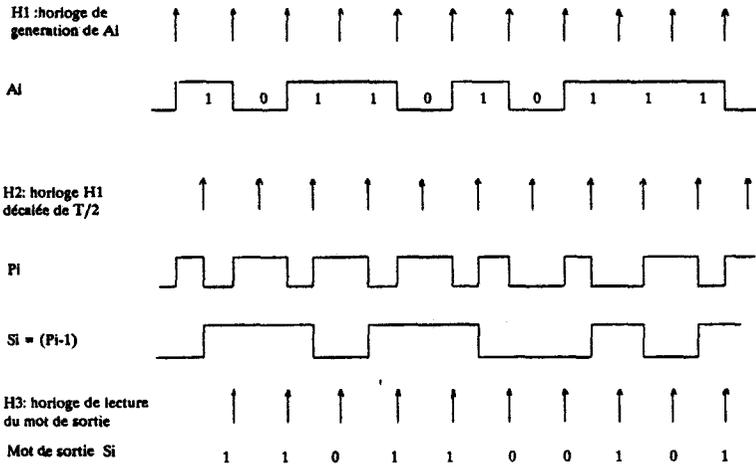
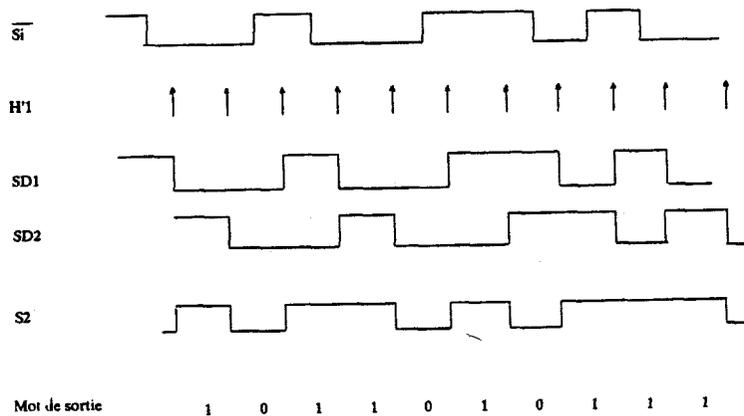
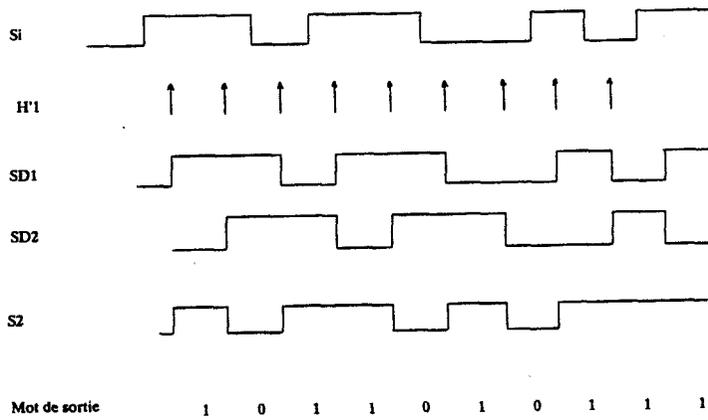


Fig. 5.16 - Le décodeur différentiel.



Voici tout d'abord brièvement le principe du codage différentiel appliqué à notre système.

## 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 qui fait en sorte que les états binaires soient portés, non plus par les états de la porteuse modulée, mais par les changements d'états.

A la réception et après démodulation, le décodeur, en comparant un état du train numérique à celui qui précède immédiatement, nous donne la connaissance du symbole transmis.

## A - LE CODEUR

Pratiquement, le codeur peut être réalisé à l'aide d'une bascule D et d'un OU exclusif. Sa structure et son fonctionnement sont symbolisés à la fig.(5.15)

La séquence d'entrée est  $A_i$ , celle de sortie est  $S_i$ .

L'opération de codage est réalisée par l'équation suivante:

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

Conformément au chronogramme, on remarque que le mot d'entrée  $A_i = 1011010111$  (10 bits dans l'exemple), est transformé en un mot  $S_i = 1101100101$ . voyons à présent le décodeur.

## B - LE DECODEUR.

Le dispositif en question est réalisé à l'aide de 2 bascules D et d'un OU exclusif. Sa fonction est de permettre de retrouver la séquence d'origine  $A_i$  (fig.(5.16)).

Considérons la même séquence  $S_i$  et faisons la rentrer dans le décodeur (fig.5.17). On retrouve en sortie du décodeur:  $A_i = 1011010111$ .

Enfin, supposons que l'on rentre dans le décodeur non plus  $S_i$ , mais son inverse  $\overline{S_i}$  (fig.5.18). On retrouve également en sortie:  $A_i = 1011010111$ .

### Conclusion:

A 2 séquences numériques inverses correspond un mot décodé unique semblable à la séquence d'origine  $A_i$ .

V-4.2

## STRUCTURE SIMPLIFIEE DU SYSTEME.

### A La balise (fig.5.19).

On retrouve la mémoire contenant la séquence  $A_i$ . La porteuse HF émise par l'antenne HF est modulée en «tout ou rien».

### B Le récepteur (fig.5.20).

Les 2 chaînes de réception x et y comportent les filtres à bande de NYQUIST vus précédemment. Leur sortie est connectée à un comparateur rapide. Comme on vient de le voir, l'amplitude des signaux varie en fonction de la hauteur h. Le seuil de décision devant être à mi-distance des crêtes du signal, il doit par conséquent être réajusté en permanence. Ceci est réalisé par le dispositif qui comporte un détecteur de crêtes suivi d'un diviseur par 2. Sa sortie sert ainsi de seuil de référence à l'organe de décision, qui est matérialisé ici par le comparateur analogique.

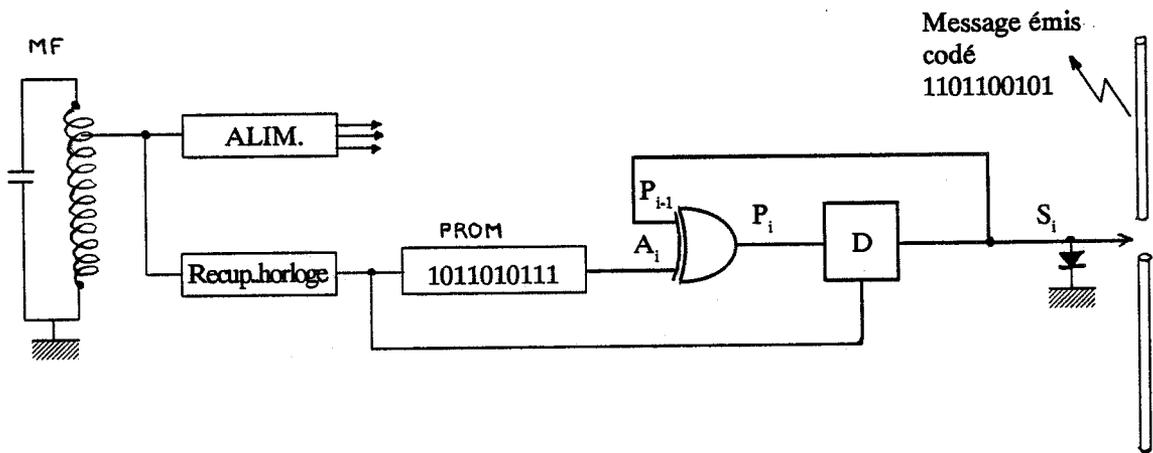


Fig. 5.19 - Schéma de principe de la balise numérique.

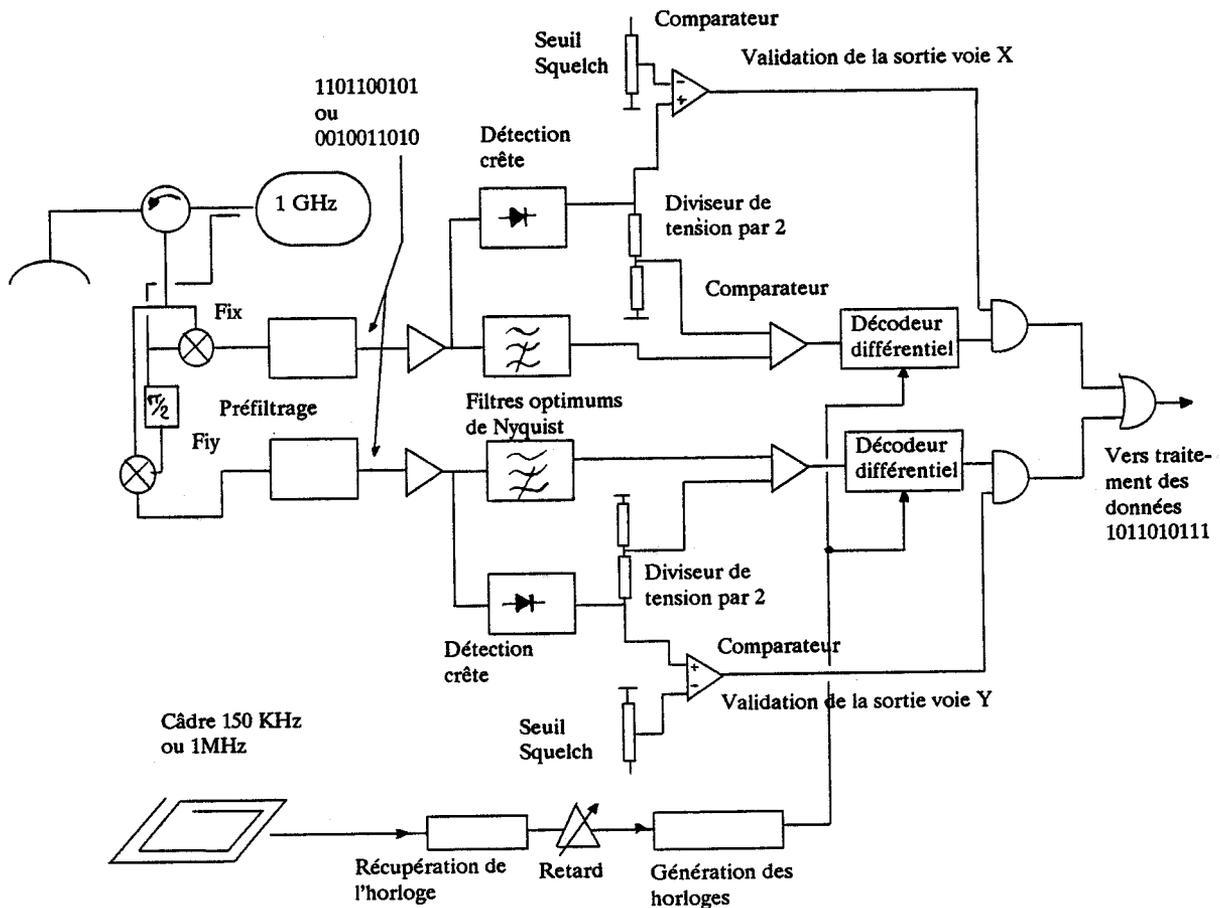


FIG. 5.20 - Récepteur du système n° 2

Passons au fonctionnement du récepteur:

- 1- les 2 signaux Fix et Fiy sont de niveau suffisant: les 2 squelches sont alors validés et les 2 séquences numériques sont décodées.  
Les horloges de rythme étant communes pour les 2 voies, le signal de sortie décodé est obtenu après une opération OU logique entre les 2 voies.
- 2- les 2 signaux Fix et Fiy sont de niveau suffisants mais inversés l'un par rapport à l'autre; le signal décodé correspondant à la voie x sera identique à celui de la voie y, conformément au principe du codage différentiel.  
On peut par conséquent recueillir ce signal en sortie du OU de sortie.
- 3- l'une des voies délivre un signal nul (ou presque), le signal correspondant à l'autre voie est donc maximal d'après les équations qui décrivent le système: c'est donc cette dernière voie qui sera validée et décodée. L'entrée du OU correspondant à la voie nulle sera au 0 logique.

On remarque enfin que les instants de décision sont déterminés à partir du cadre MF d'émission qui sert aussi de référence de temps.

## Conclusion

Les 2 voies ne pouvant s'annuler simultanément, l'analyse conduite jusqu'ici démontre le bien fondé de la structure proposée.

## Optimisation de la structure de la balise.

La présence physique du codeur différentiel sur la balise n'a pas lieu d'être. En effet, l'implantation d'un codeur en sortie de la mémoire aurait pour effet d'«alourdir» la balise: consommation plus élevée, diminution de la fiabilité.

En réalité, c'est au moment de la programmation de la mémoire qu'on effectue l'opération de codage; le message contenu dans la PROM est donc «intrinsèquement» codé différentiel. Pratiquement, cette opération est réalisée par un algorithme approprié transcrit en langage d'assemblage du  $\mu$ -contrôleur 8051 INTEL.

## V-4.3 SYNOPTIQUE GENERAL DU SYSTEME.

Il est représenté par la sérigraphie de la face avant du rack récepteur (fig.(5.21)).

## V.4.4 PREMIERS ESSAIS DU SYSTEME 2 (A 150 KB/S).

Précisons qu'en l'état actuel des travaux, le système n'a pas pu être essayé sur site S.N.C.F. réel. Les essais se réfèrent à la version 150 Kb/s, le dispositif 1 Mb/s n'étant pas terminé.

Nous commençons directement par présenter les résultats obtenus en dynamique.  
La balise est munie d'une antenne fente + plan réflecteur.  
La puissance d'émission 1 GHz est de 11 dBm.

### A - Effet DOPPLER.

L'enregistrement montré fig.(5.22) représente l'enveloppe du signal numérique issu du filtre de NYQUIST de la voie x. On remarque l'inversion de phase au point I: la sortie Fix est nulle (tandis que la sortie Fiy est maximale). L'ondulation de la composante continue est la manifestation de l'effet DOPPLER. Le pré-filtrage passe haut est visiblement insuffisant: ici il est effectué par un simple circuit RC de fréquence de coupure 75 Hz.

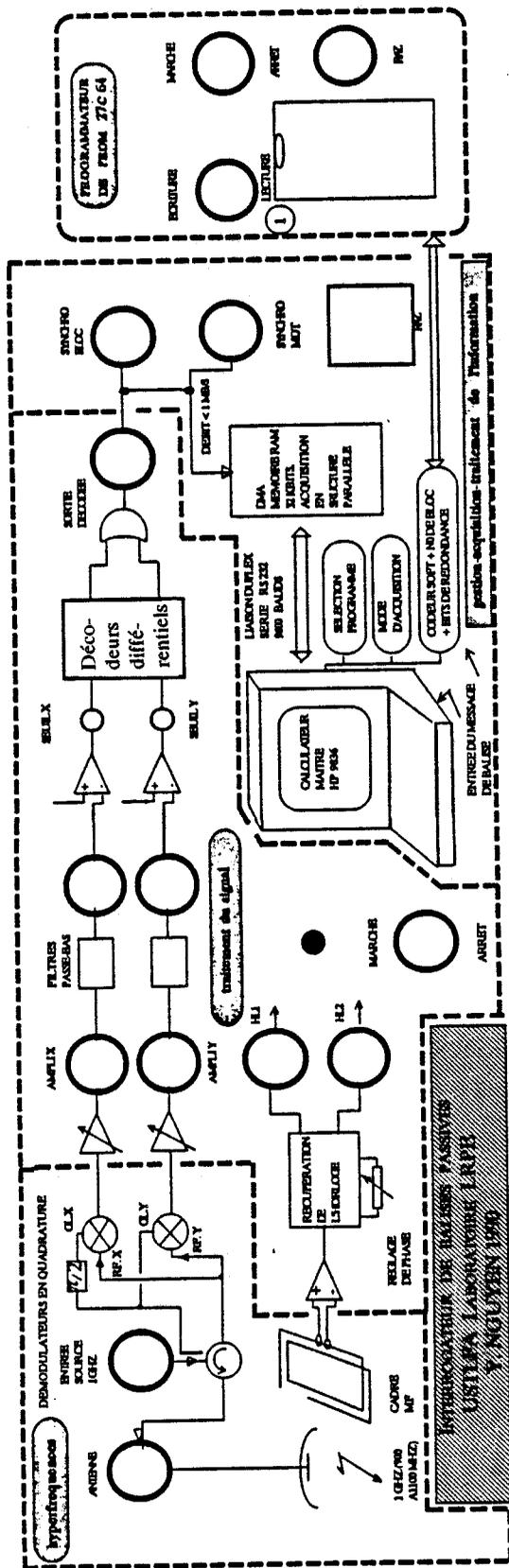


Fig. 5.21 - Synoptique général du système n°2 (face avant du rack récepteur).

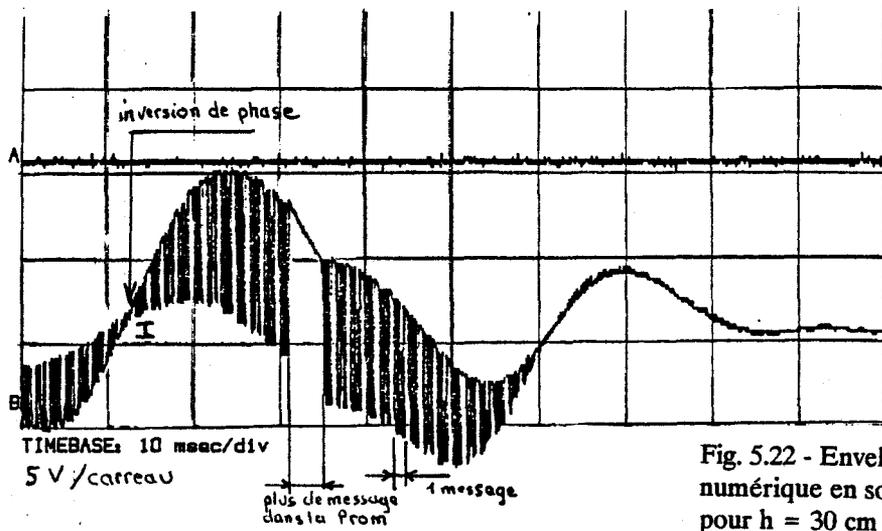
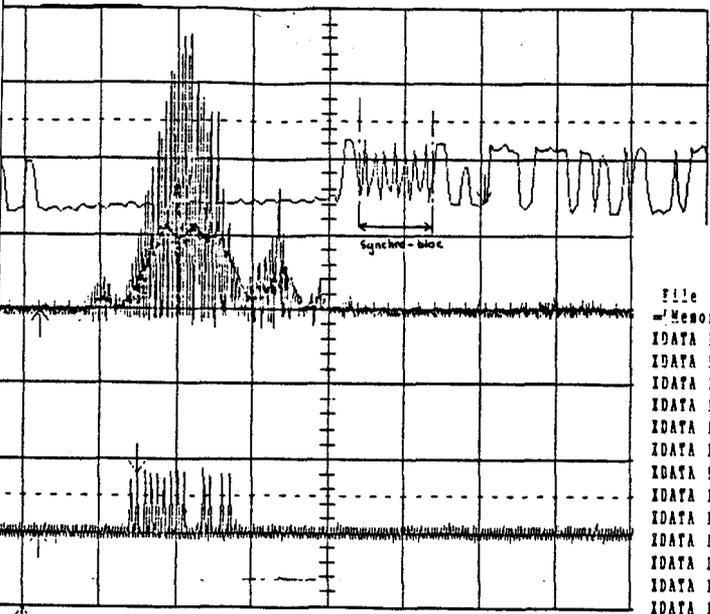


Fig. 5.22 - Enveloppe du signal numérique en sortie de l'ampli Flx; pour  $h = 30 \text{ cm}$ ,  $v = 40 \text{ km/h}$ ,  $D = 150 \text{ Kb/s}$ .

LeCroy

X Chan 1

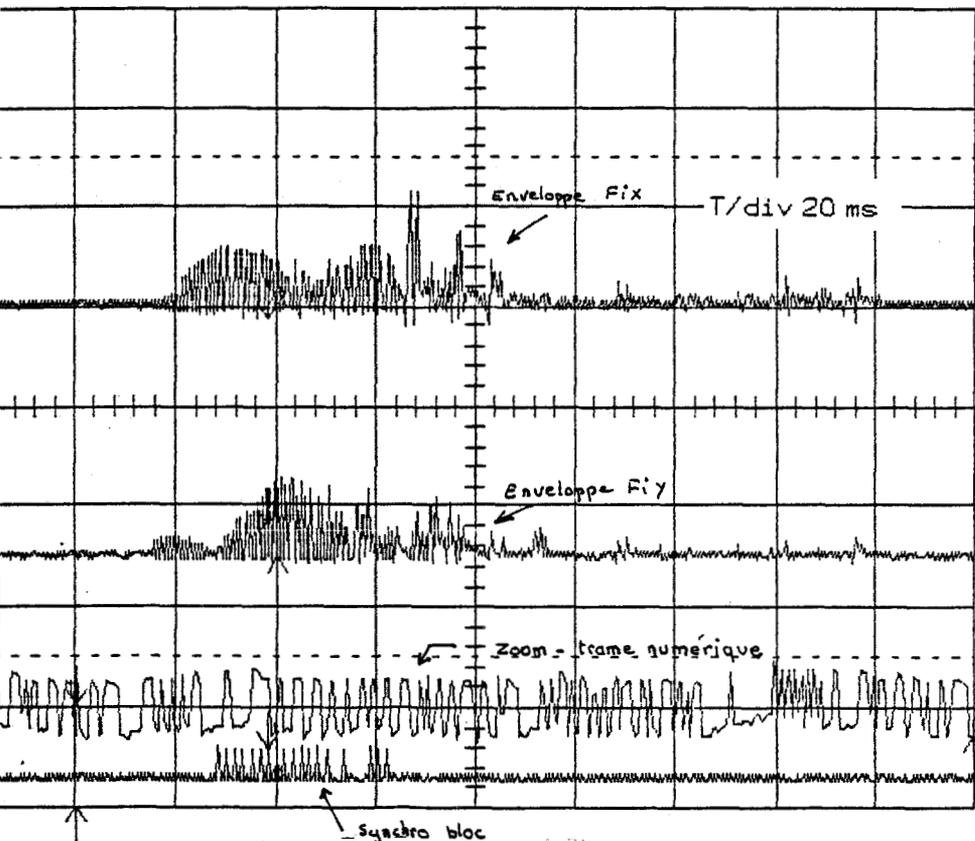


-25.8000 ms  
-38.7597 Hz  
EXT 0.41 V DC  
CH1 > .5  
CH2 > .5  
CH3 > .5  
CH4 50

File	View	Browse	Go	Show	Watch	Debug	Config	Options
!Memory!								
IDATA 1050H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1060H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 1070H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1080H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 1090H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 10A0H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 10B0H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 10C0H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 10D0H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 10E0H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 10F0H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1100H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 1110H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1120H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 1130H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1140H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 20 00 07	..OSSIBLE.....						
IDATA 1150H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1160H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 1170H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 1180H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 01 00 00 00 00	..OSSIBLE.....						
IDATA 1190H	00 00 01 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..SNCF C'EST P						
Module: <unknown>								
F1:Help F2:Regs F4:Zoom F5:Go F6:Next F7:Go-Mark F8:Step F9:Set-Brk								

Fig. 5.23 - 5.24 - Signal numérique reçu (Flx) après filtrage de la composante BF Doppler - Messages lus, décodés et stockés: pour  $h = 30 \text{ cm}$ ,  $v = 70 \text{ Km/h}$ .

File	View	Browse	Go	Show	Watch	Debug	Config	Options
!Memory!								
IDATA 1100H	00 00 01 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..SNCF C'EST P						
IDATA 11A0H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 11B0H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 11C0H	4F 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 11D0H	FE 4C 41 20 53 4E 43 46 20 43 27 45 53 54 20 50	..LA SNCF C'EST P						
IDATA 11E0H	4F 53 53 49 60 00 00 00 00 00 00 00 00 00 09 FF	..OSSIBLE.....						
IDATA 11F0H	0F 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1200H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1210H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1220H	00 00 00 00 00 00 25 00 20 00 0C 00 00 00 01 86	.....						
IDATA 1230H	7E 4C 41 20 53 4E 43 00 20 00 24 41 13 10 20 10	..LA SNC...SA..						
IDATA 1240H	04 53 53 49 42 4C 45 00 00 00 00 00 00 00 00 AA	..OSSIBLE.....						
IDATA 1250H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1260H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1270H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1280H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 1290H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 12A0H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 12B0H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 12C0H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
IDATA 12D0H	00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00	.....						
Module: <unknown>								
F1:Help F2:Regs F4:Zoom F5:Go F6:Next F7:Go-Mark F8:Step F9:Set-Brk								



EXT 0.41 V DC

CH1 .5 V =  
 CH2 1 V =  
 CH3 > 1 V x 10 =  
 CH4 50 mV =

File	View	Browse	Go	Show	Watch	Debug	Config	Options									
Memory!																	
FA 1050H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1060H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1070H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1080H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1090H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 10A0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 10B0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 10C0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 10D0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 10E0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 10F0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1100H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1110H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1120H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1130H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1140H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1150H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1160H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1170H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1180H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1180H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..

Fig. 5.25 - 5.26- Signaux numériques reçus Flx et Fly  
 Listing des messages reçus, décodés et stockés:  
 pour h = 60 cm, v = 60 Km/h.

File	View	Browse	Go	Show	Watch	Debug	Config	Options									
Memory!																	
FA 1180H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1190H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 11A0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 11B0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 11C0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 11D0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 11E0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 11F0H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	70	00	00	00	00	00	00	00	.POINT Km PARIS-
FA 1200H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
FA 1210H	80	00	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	21	.POINT Km PARIS!
FA 1220H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1230H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1240H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	22	30	01	FC	'ROUEN numero 0..
FA 1250H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1260H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1270H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
FA 1280H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN numero 0..
FA 1290H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	00	00	00	00	00	.POINT Km P.....
FA 12A0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
FA 12B0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
FA 12C0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	

File	View	Browse	Go	Show	Watch	Debug	Config	Options									
Memory!																	
IDATA 12C0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 12D0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 12E0H	00	00	00	00	00	00	04	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 12F0H	06	50	4E	00	00	00	00	00	00	00	10	00	00	00	00	00	.PO.....
IDATA 1300H	00	00	00	00	01	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	'ROUEN numero!
IDATA 1310H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	20	50	41	52	49	53	2D	.POINT Km PARIS-
IDATA 1320H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	6D	65	72	6F	20	30	01	FF	'ROUEN a.....
IDATA 1330H	9E	50	4E	40	00	88	80	82	76	80	C0	00	00	09	53	2D	.PO.....S
IDATA 1340H	FE	50	4E	49	4E	54	20	48	70	00	00	00	00	00	00	00	'ROUEN nume'.....
IDATA 1350H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 1360H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 1370H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 1380H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 1390H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 13A0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 13B0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 13C0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 13D0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 13E0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 13F0H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	
IDATA 1400H	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	

Module: <unknown>  
 F1:Help F2:Regs F4:Zoom F5:Go F6:Next F7:Go-Mark F8:Step F9:Set-Brk

## B - Trames numériques reçues.

La fréquence de coupure basse des pré-filtres est augmentée à 200 Hz. Le signal  $F_i$  issue du filtre de NYQUIST est clampé par rapport au 0 V.

Le relevé de la figure 5.23 correspond à  $h = 30$  cm,  $v = 70$  Km/h. La courbe supérieure A est un «zoom» du signal d'enveloppe B. La voie C représente les tops de synchro générés au début de chaque trame de 256 bits (1 message).

Le message est: «LA SNCF C'EST POSSIBLE».

Le listing des messages reçus et décodés par le système nous montre que l'on reçoit 11 messages justes (fig.5.24).

Le relevé de la figure 5.25 correspond à  $h = 60$  cm,  $v = 60$  Km/h ( fig 5.25).  
Le message est: "POINT Km PARIS-ROUEN numero 0".  
On relève 14 messages justes (fig 5.26).

## C Diagrammes de l'oeil.

$h = 70$  cm (fig 5.27).

On remarque que l'ouverture de l'oeil est satisfaisante. On note par contre la présence d'alternances qui ont tendance à remplir la partie centrale de l'oeil: cela provient du fait que la mémoire PROM de la balise n'est pas entièrement programmée d'où une longue suite de «1» qui provoque des sauts de la valeur moyenne du signal. Ce défaut est rattrapé par le suivi de seuil de décision.

## D Détermination de la sélectivité spatiale.

La puissance d'émission est de 6 dBm.  
Les relevés de la puissance du 1er battement latéral (1 Ghz + 150 KHz) récupérée au niveau même de l'antenne dipôle d'émission-réception sont donnés sur les courbes 3D fig.5.29 et 5.30: pour  $h = 30$  cm et 60 cm.

Les courbes sont représentatives de la sélectivité spatiale du système. Cette dernière dépend bien évidemment du niveau de seuil que l'on se fixe à la réception.  
Disons qu'elle ne dépasse pas un cercle de 40 cm de rayon.

## CONCLUSION.

Nous avons montré les difficultés rencontrées dues à l'effet DOPPLER. L'amplitude du signal DOPPLER étant nettement supérieure au signal informatif, il faudrait employer des cellules de pré-filtrage à coupure beaucoup plus raide.

D'autres essais ont montré qu'en présence d'eau ( $e = 8.3$  mm), le taux d'erreur binaire pouvait atteindre 40% , ce qui est inadmissible.

Malgré tout, en fonctionnement normal, la réception du message malgré les variations de distance séparant l'interrogateur de la balise, montre le bien fondé du système.

Nous avons réalisé une balise 1 Mb/s qui fonctionne également.

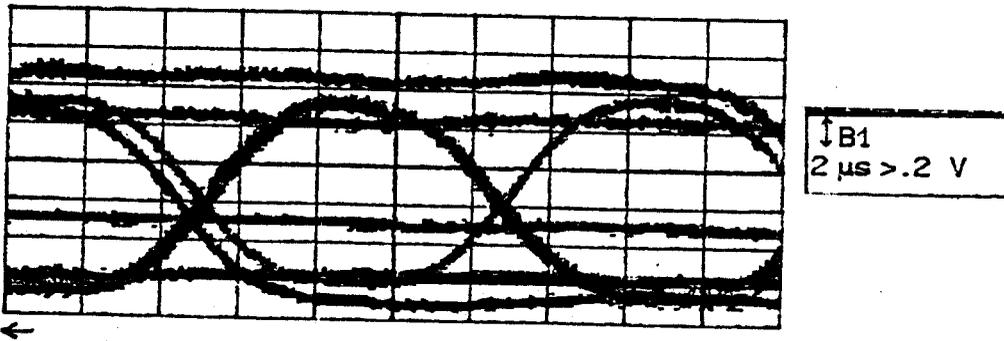
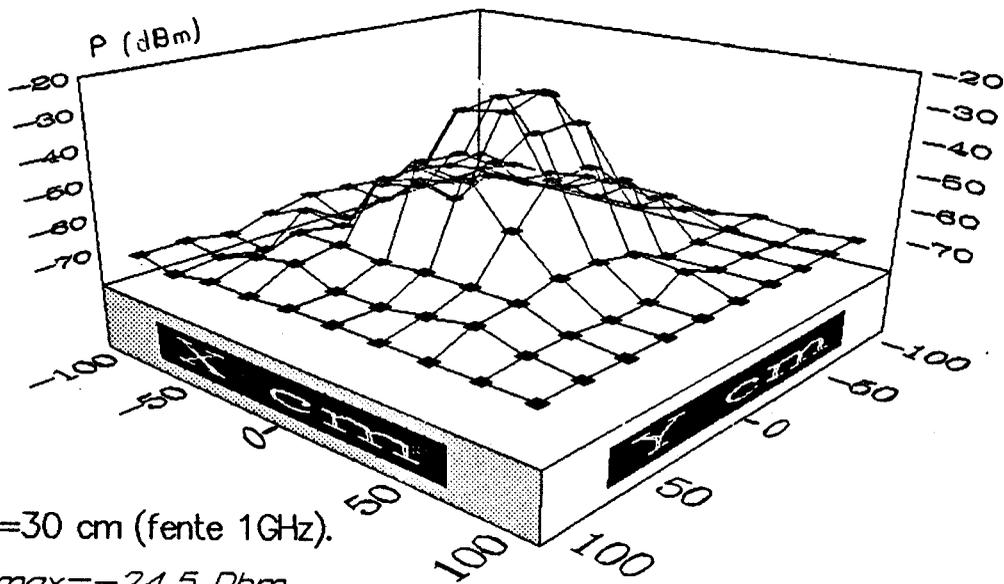
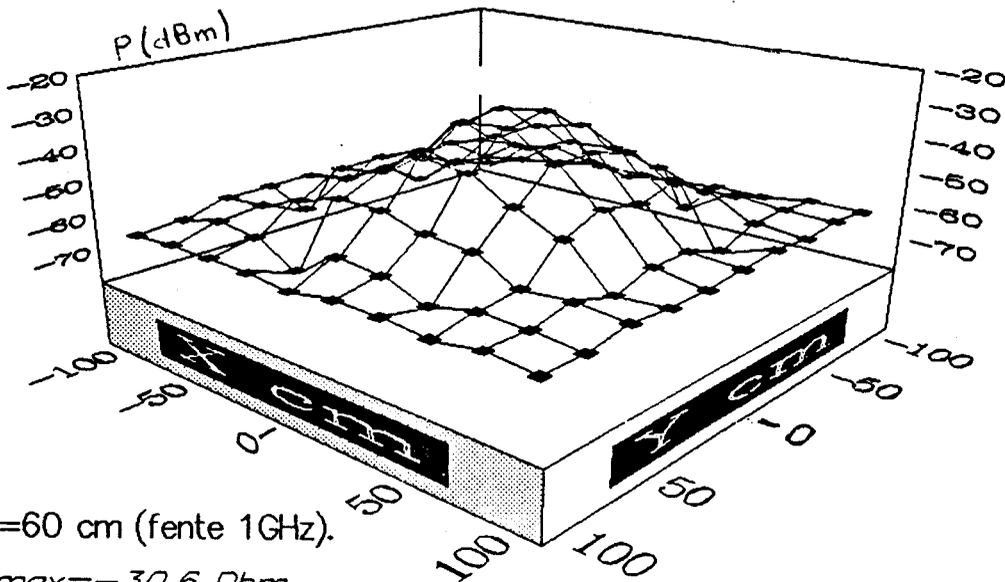


Fig 5.27 - Diagrammes de l'oeil du signal analogique reçu (après filtrage de Nyquist):  
pour  $h = 70$  cm,  $P_{e_{HF}} = 12$  dBm.



$H=30$  cm (fente 1GHz).

$P_{max} = -24.5$  Dbm.



$H=60$  cm (fente 1GHz).

$P_{max} = -30.6$  Dbm.

Fig. 5.29 et 5.30 -  $h = 30$  cm et  $h = 60$  cm. Puissance HF reçue par l'antenne de l'interrogateur en fonction de la position relative interrogateur/balise.

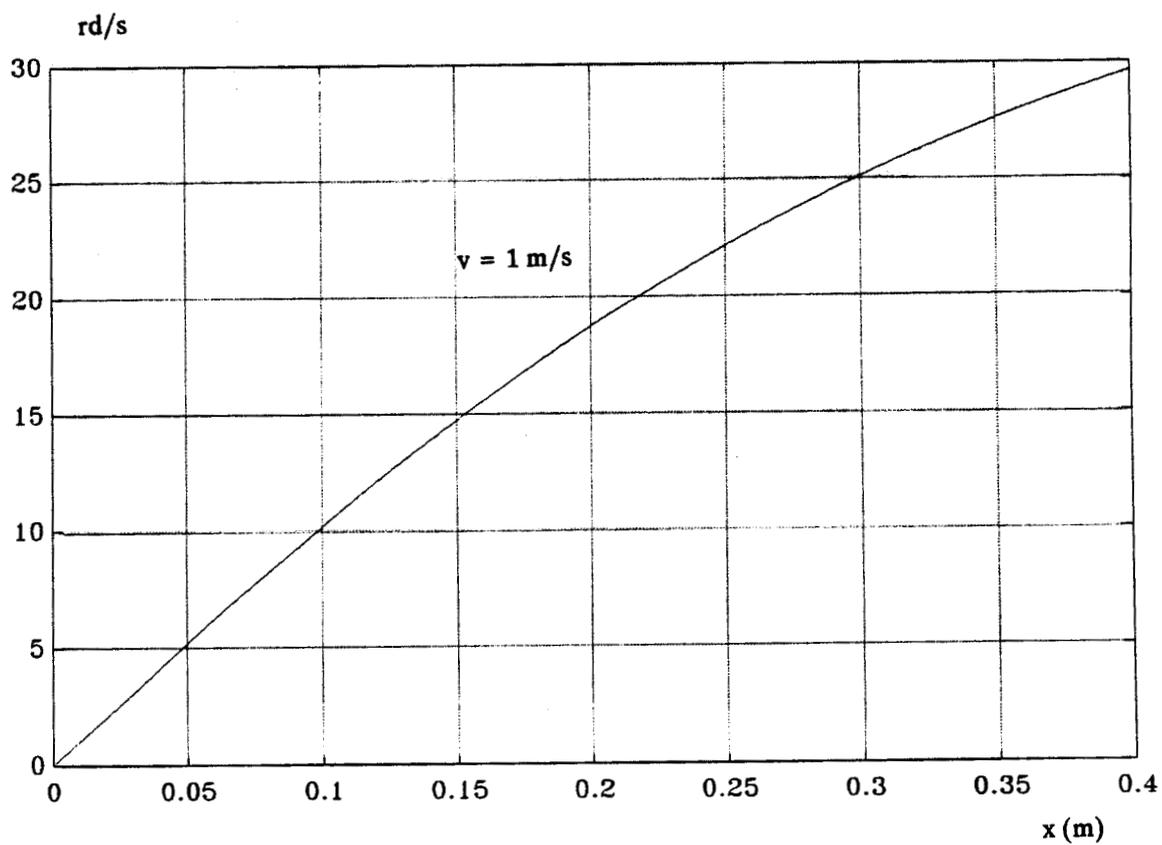
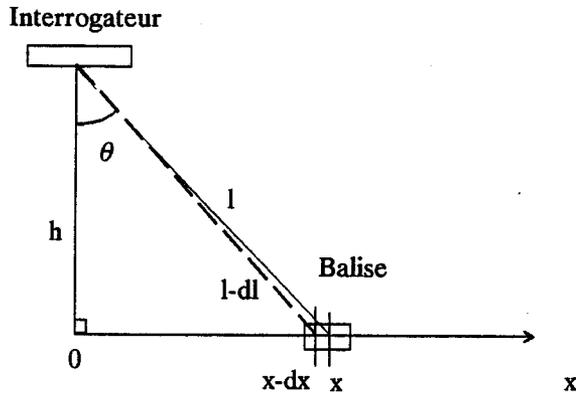


Fig . 5.32 - Vitesse de déphasage instantanée en fonction de la position relative interrogateur/balise (due à la translation du train au dessus de la balise). La vitesse du train est nomalisée à 1 m/s.

V-5

QUANTIFICATION DU DEPHASAGE  $\varphi$ .



La translation de l'interrogateur à une hauteur  $h$  au dessus de la balise a pour effet d'introduire une variation de phase continue entre l'onde hyperfréquence émise et l'onde réémise. On a vu que ce phénomène est particulièrement gênant pour une réception synchrone. Nous nous proposons ici de quantifier cet effet.

On suppose qu'à l'instant  $t$ , la balise est à l'abscisse  $x$  par rapport à l'interrogateur.

De la figure ci dessus on tire immédiatement:  $l = \sqrt{h^2 + x^2}$  (R5.16)

La variation de phase  $d(\varphi)$  pour un déplacement infinitésimal du véhicule,  $dx$  s'exprime par:

$$d\varphi = 2 \frac{2\pi}{\lambda} dl \quad (R5.17)$$

Le facteur 2 provient du fait qu'il s'agit d'un aller retour de l'onde.

En supposant  $h$  fixée, si on dérive (R5-16) par rapport au temps, on obtient :

$$\frac{dl}{dt} = \frac{x \frac{dx}{dt}}{\sqrt{h^2 + x^2}} \quad (R5.18)$$

Or  $dx / dt$  est la vitesse instantannée du train à l'instant  $t$

En remplaçant  $d(l) / d(t)$  dans (R5.17), on trouve :

$$d\varphi = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{x.v}{\sqrt{h^2 + x^2}} dt \quad (R5.19)$$

Pour permettre une évaluation rapide de la vitesse de déphasage (équivalente alors à une pulsation), nous l'avons tracée sur la fig.(5.32) : la vitesse du train étant normalisée à 1 m / s.

La vitesse de déphasage pour une vitesse de translation quelconque peut être déduite de la courbe de la fig 5.32 .

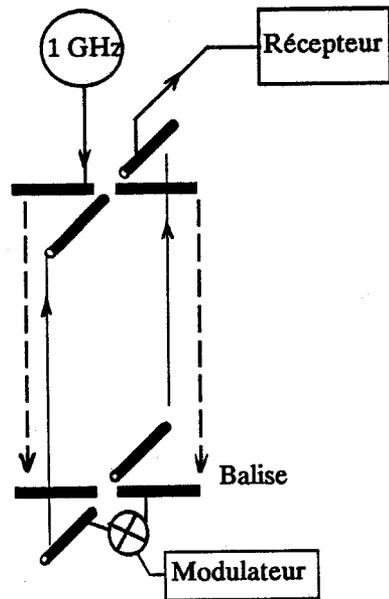


Fig. 5.33- principe du système à polarisations croisées.

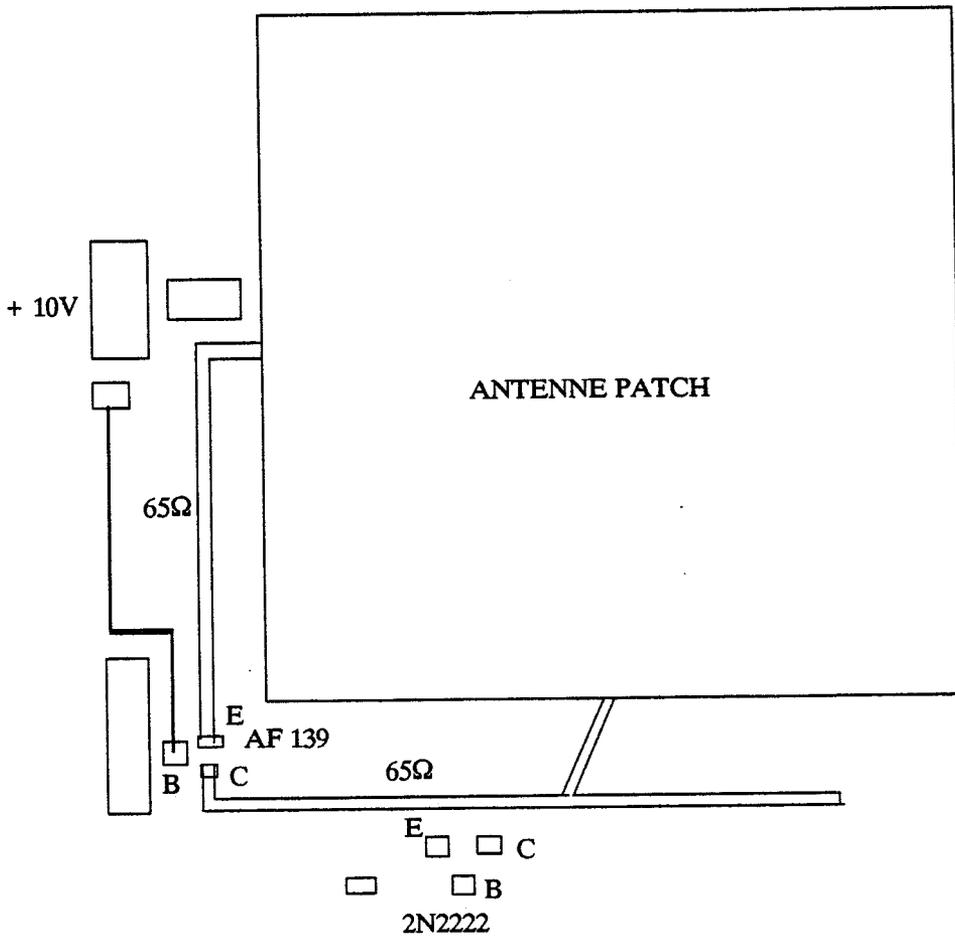


Fig. 5.34 - Sous ensemble hyperfréquence de la balise à polarisations croisées.

## V-6 LE SYSTEME N° 3 ( POLARISATIONS CROISEES ).

On rappelle le principe sur la fig(5.33) sur laquelle ne figure pas la partie MF qui reste identique à celle du système n°2. Le modulateur tout ou rien actif a été examiné au chapitre inhérent aux mélangeurs.

La partie HF de la balise résulte de l'interconnexion du modulateur actif avec une antenne patch carrée en respectant les règles d'adaptation en puissance. Elle est montrée fig (5.34).

Le découpage entre les deux ports de l'antenne est d'environ 20 dB.

Le gain de conversion obtenu est de 2 dB, soit un gain de 7 ou 8 dB par rapport à la structure à diode Schottky.

Le sous-ensemble antenne de l'interrogateur est réalisé avec deux dipôles imprimés croisés à 90°. Leur isolation est aussi comprise entre 20 et 25 dB.

Le sous-ensemble numérique de modulation est identique à celui du système 2.

Des essais ont montré que le dispositif fonctionne aussi bien à 150 Kb/s qu'à 1Mb/s.

Ce système n'a pas encore pu être essayé dans sa configuration globale.

La consommation totale en fonctionnement est d'environ 4 mA sous 10 V d'alimentation.

### Conclusion

Ce système présente 3 avantages par rapport à ses prédécesseurs :

- Les étages d'entrée du récepteur sont moins perturbés, non seulement directement par le 1 GHz d'émission, mais aussi par le 1 GHz réfléchi par la voie

- En fonctionnement dynamique, les effets liés aux interférences entre l'onde émise et l'onde réfléchie par la voie qui constituent en fait l'effet Doppler, devraient être moins importants. Ceci est une conséquence directe du point précédent.

- Le bilan de transmission est meilleur .

Par contre, l'interrogateur nécessite 2 câbles d'alimentation hyperfréquences.

Disons pour terminer que le récepteur du système 2 convient aussi pour ce système.

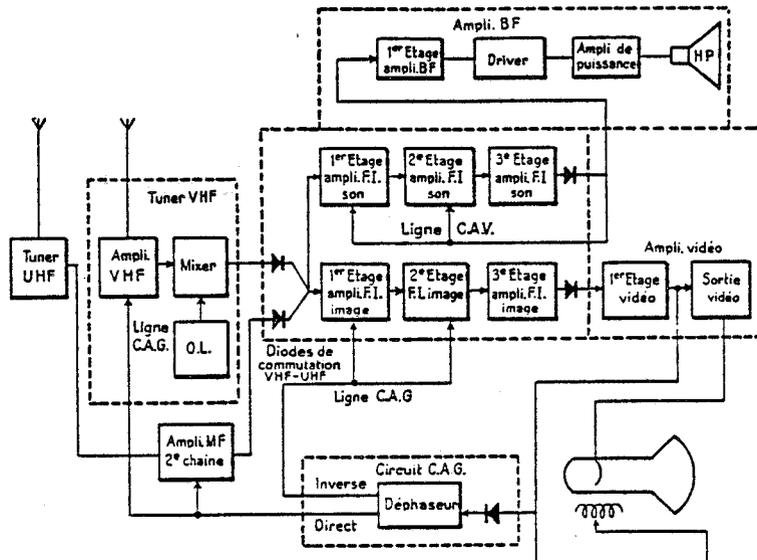


Fig. 5.35 - Schéma synoptique d'un téléviseur classique noir et blanc. (Les étages de synchronisation lignes et images ne sont pas représentés).

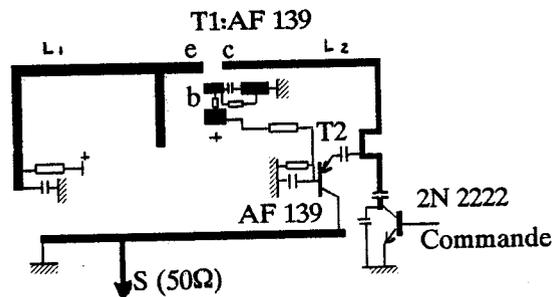


Fig. 5.36 - Structure de l'oscillateur 820 MHz.

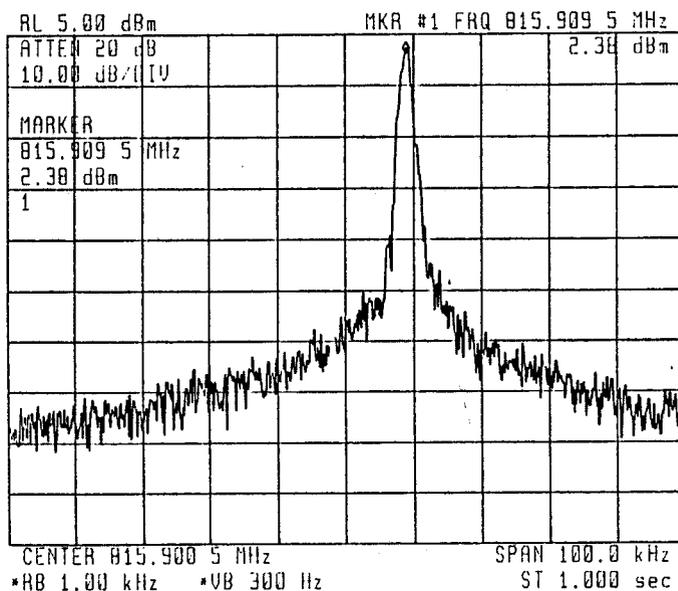


Fig. 5.37 - Caractéristique du signal de sortie de l'oscillateur 820 MHz.

## V-7 LE SYSTEME N° 4 (BALISES A OSCILLATEUR).

Rappelons qu'il se distingue des autres par le fait que les balises sont équipées d'un oscillateur HF. L'alimentation des sous-ensembles s'effectue de la même manière que pour les autres types de Balises : elle est prélevée sur le cadre MF.

La partie MF du système assure également le synchronisme entre la fréquence bit du signal modulé et les horloges de lecture du récepteur.

La réception utilisée ici est du type hétérodyne. Pour montrer la faisabilité du dispositif, nous utilisons un récepteur de téléviseur qui convient parfaitement. Sa structure est bien connue, nous la rappelons sur la fig.(5.35).

On rappelle également que l'amplification sélective ainsi que l'opération de mélange s'effectue dans le tuner. La fréquence intermédiaire (30 MHz et fixe quelque soit l'accord de fréquence choisi) issue du tuner est ensuite amplifiée sélectivement avant d'être détectée (démodulée). La modulation analogique utilisée pour le signal image est une modulation d'amplitude. La largeur totale d'un canal est d'environ 10 MHz.

Pour rester compatible avec le récepteur nous avons réalisé 2 balises :

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

### V-7.1 LA BALISE 820 MHz

La structure de l'oscillateur est présentée fig (5.36)

L'oscillateur est du type à ligne  $\lambda / 2$  à extrémité ouverte.

La théorie des oscillateurs sortirait du cadre de l'ouvrage. On la trouvera décrite par exemple en référence [5- 9]ou [5- 10].

Le transistor utilisé dans l'oscillateur est T1. Pour éviter la dérive de fréquence d'oscillation résultant d'une modification de l'impédance de charge, c-à-d l'antenne fente, nous avons intercalé entre l'oscillateur et l'antenne un étage d'isolation constitué par le transistor T2.

La minimisation de la consommation de puissance qui s'impose nous conduit à utiliser, des transistors UHF bon marché du même type que ceux qui équipent le tuner d'un téléviseur.

L'alimentation continue du dispositif complet est de 12V, et délivre un courant de 15 mA

La sortie UHF du dispositif ainsi réalisé est montrée fig (5.37).

On note que le bruit de phase est excellent : il est comparable à celui obtenu avec un VCO commercial (ADE par exemple).

Par contre nous avons observé une dérive de fréquence d'environ 4 MHz pour une variation de température comprise entre -30°C et +150°C soit 22 KHz/°C.

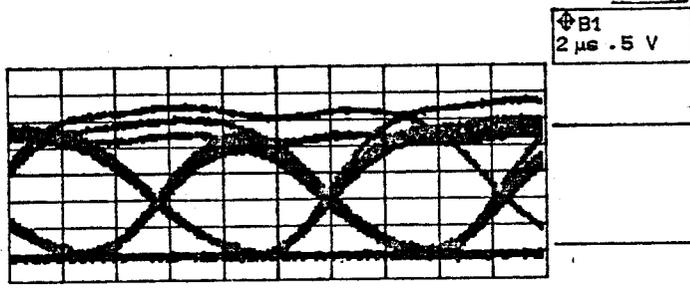


Fig . 5.39 - Diagramme de l'oeil du système 4 - balise 820 MHz:  
 $h = 60$  cm et la balise est noyée sous 5 cm d'eau.

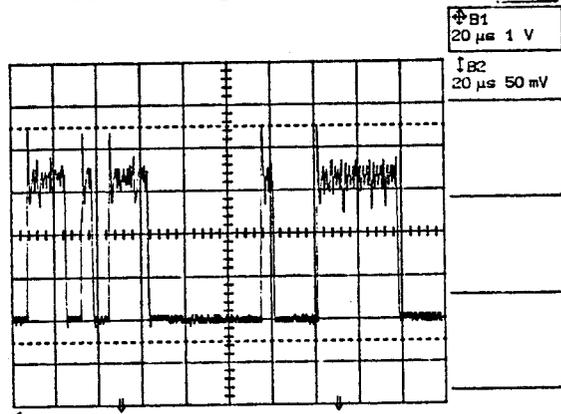


Fig . 5.41 - Allure du signal numérique récupéré par le téléviseur ant filtrage optimal:  $h = 70$  cm.

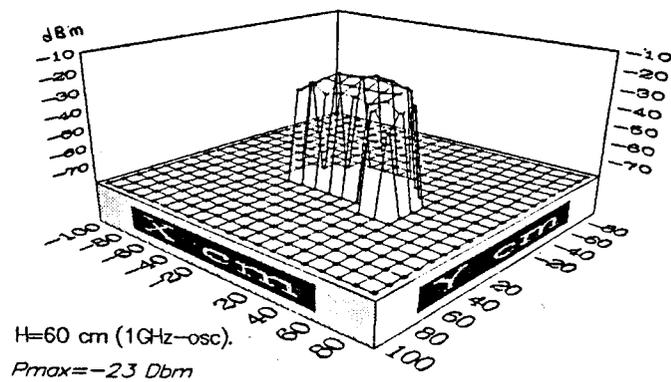
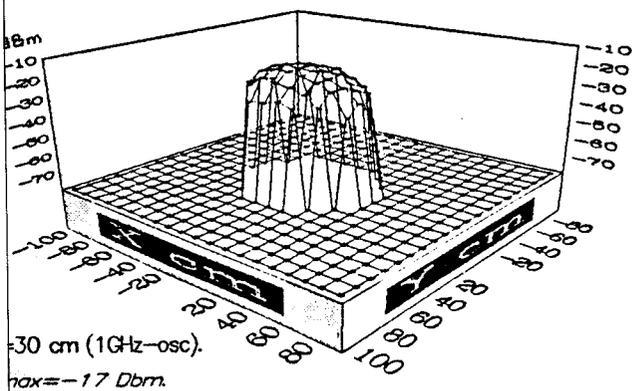


Fig . 5.42 et 5.43 - Niveau de puissance HF reçue par l'interrogateur pour un déplacement XY de la balise dans 2 configurations :  $h = 30$  cm et  $h = 60$  cm.

#### Perturbations au voisinage de la balise 820 MHz

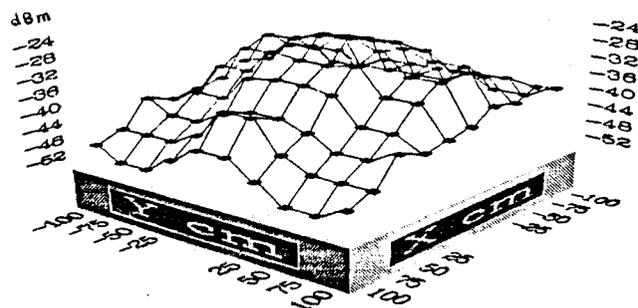


Fig . 5.44 - Mesure des perturbations 820 MHz au voisinage de la balise.

## RESULTATS

### A-Signal

Ils sont résumés par les diagrammes de l'oeil (150 Kb/s):

fig (5.39):  $h=60$  cm,  $d=5$  cm d'eau.

Les signaux numériques sont prélevés à la sortie des filtres de Nyquist du récepteur du système.

L'antenne fente est au centre d'une boîte en polyester de dimensions 300 x 225 x 115 mm.

Le tout est noyé dans un grand récipient rempli d'eau.

Le lecteur pourrait être surpris par la constance de l'amplitude du signal reçu: les atténuations sont compensées ici par la CAG du récepteur dont la dynamique de gain est de 13 dB.

Le temps de réponse minimum de la CAG est de  $3\mu$ s.

La sensibilité du récepteur est de  $7\mu$ V, son gain global moyen est d'environ 90 dB.

A vue des diagrammes de l'oeil, on remarque que, mis à part quelques traversées dans les zones d'ouvertures de l'oeil dues encore une fois à la composante continue du signal en bande de base, l'ouverture est nette.

La figure (5.41) nous montre l'allure du signal récupéré avant filtrage optimal, cela pour  $h=70$  cm : le rapport S/B est de 11 dB pour une bande d'analyse de 13 MHz.

### B Sélectivité spatiale - Niveau recu.

Les fig(5.42) et (5.43) montrent la sélectivité spatiale du système pour 2 hauteurs: 60 cm et 30 cm (sans eau).

Enfin il est intéressant de mesurer la puissance recue dans l'environnement proche d'une balise qui est en train de fonctionner.

### C Mesure du rayonnement parasite (fig.(5.44)).

Le système fonctionne normalement (balise sous l'interrogateur); on mesure les perturbations au voisinage de l'interrogateur en déplaçant une antenne dipôle.

On remarque une décroissance assez nette de la puissance en fonction de l'éloignement. Cette propriété peut être intéressante lorsqu'on veut installer 2 balises côte à côte (chacune sur l'une des 2 voies adjacentes).

### Conclusion.

Ces premiers résultats démontrent la faisabilité du système même en présence d'eau.

Nous rappelons que l'avantage essentiel de ce dernier est qu'il ne nécessite pas un «arrosage» permanent d'une hyperfréquence par les interrogateurs, d'où une diminution du risque de brouillage lors d'un croisement de trains. A ce propos, nous supposons que la probabilité qu'un train en croise un autre alors que l'interrogateur du premier se trouve justement au dessus d'une balise, est faible.

Le deuxième point intéressant est qu'il n'est plus nécessaire d'utiliser un codage différentiel puisqu'il n'y a plus ni annulation ni inversion du signal numérique.

D'un autre coté, la structure du système étant plus simple est plus classique que celle des systèmes précédents, le coût des éléments embarqués devrait probablement être moindre. En ce qui concerne les balises, l'estimation du coût reste à faire; nous pensons qu'il ne devrait pas dépasser de beaucoup celui des balises équipées d'une diode Schottky.

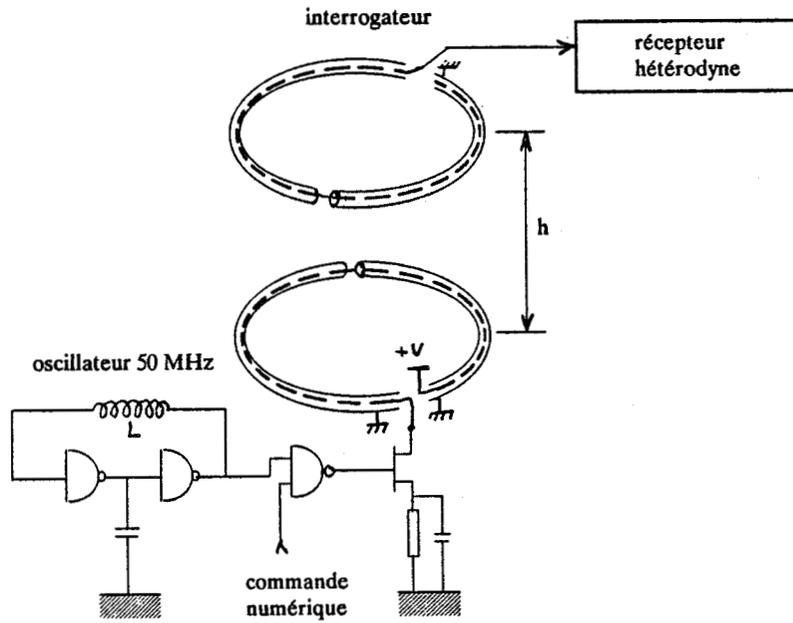


Fig. 5.45 - Schéma de principe de la partie HF de la balise 50 MHz.

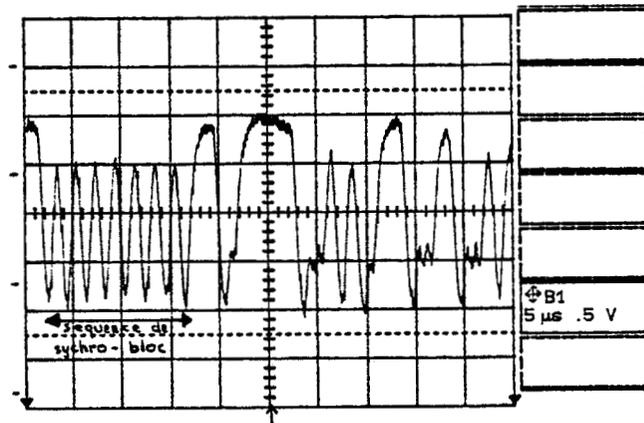


Fig. 5.46 - Signal de sortie FI du téléviseur: trame numérique d'environ 1 Mb/s,  $h = 50$  cm.

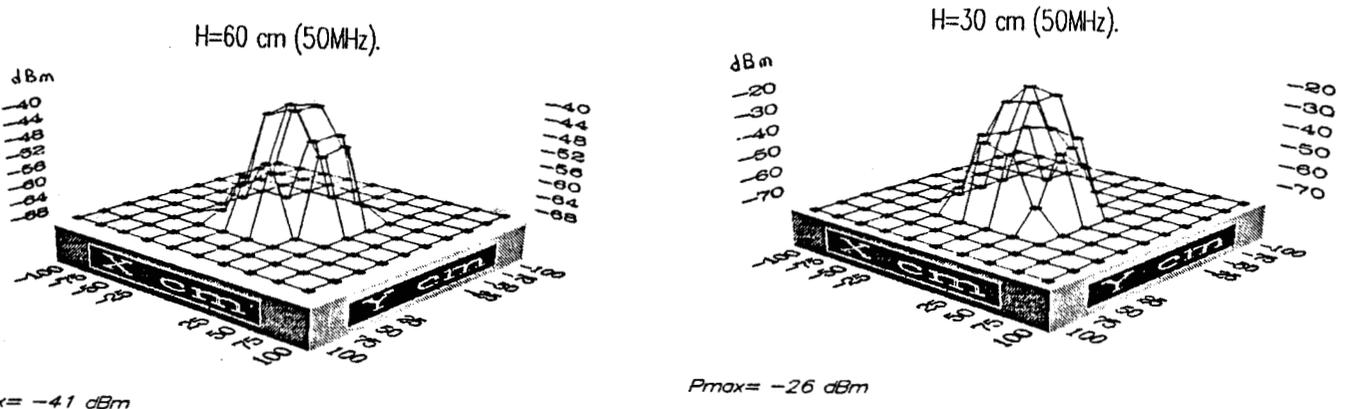


Fig. 5.48 - Puissance 50 MHz reçue par le cadre HF de l'interrogateur en fonction du déplacement XY de la balise -  $h = 30$  cm et  $h = 60$  cm, l'oscillateur n'est pas modulé.

Enfin le problème de la stabilité de fréquence reste à éclaircir; ce point étant particulièrement important puisqu'il ne serait pas raisonnable de concevoir des récepteurs ayant plus de 20 MHz de bande.

## V-7.2 LA BALISE 50 MHz.

Le problème de la stabilité en fréquence se posant de façon particulièrement aigüe, nous avons développé une balise dont la fréquence 50 MHz a été choisie pour rester compatible avec le téléviseur.

L'oscillateur à temps de propagation réalisé est classique. Il ne nécessite l'emploi que d'un seul circuit intégré TTL-LS (fig.5.45).

La fréquence de résonance est déterminée ici par un circuit LC, mais peut être considérablement stabilisée par l'usage d'un quartz (la littérature sur ce sujet abonde).

La sortie de l'oscillateur est validée ou non au moyen d'une porte (modulation tout ou rien). La sortie de cette dernière porte commande la grille d'un transistor FET qui joue le rôle d'adaptateur avec l'antenne cadre.

Le seul point particulier réside peut être dans l'utilisation d'un cadre blindé. En réalité, un simple morceau de fil suffit pour jouer le rôle d'antenne, mais nous nous sommes aperçus qu'un cadre blindé offrait au système une meilleure sélectivité spatiale.

Le cadre est simple à réaliser; il est fabriqué à partir d'une boucle de câble coaxial (75 Ohms) de 12 cm de diamètre. Pour qu'il puisse rayonner il faut bien sur que la continuité du blindage soit rompue (ici par une entaille).

L'antenne de réception est du même type. Théoriquement elle n'est sensible qu'à la composante Hr du champ électromagnétique émis par la balise.

### RESULTATS.

#### A Signal.

Les diagrammes de l'oeil n'ont pas été relevés.

La mesure du signal numérique récupéré avant filtrage de NYQUIST est représentée sur la fig.(5.46). Signalons qu'il s'agit cette fois d'une trame de 1 Mb/s. La bande d'analyse est d'environ 10 MHz.

Nous avons également constaté que le dispositif n'est pratiquement pas perturbé par l'eau.

Le courant qui circule dans le cadre est de 100 mA cc (fig.(5.47) : trame à 150 Kb/s).

#### B Sélectivité spatiale.

Elle est illustrée par les fig (5.48) et fig (5.49).

Les niveaux de puissance reçus sont inférieurs à ceux du système 820 MHz.

Cela provient du faible degré de couplage entre cadres.

Perturbations au voisinage de la balise 50 MHz.

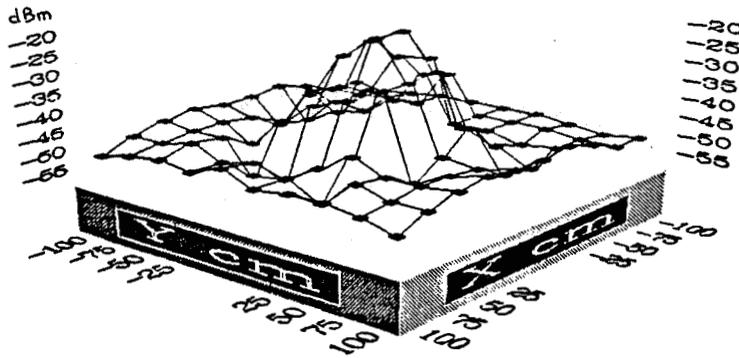


Fig. 5.49 - Puissance captée au voisinage de la balise 50 MHz en fonctionnement.

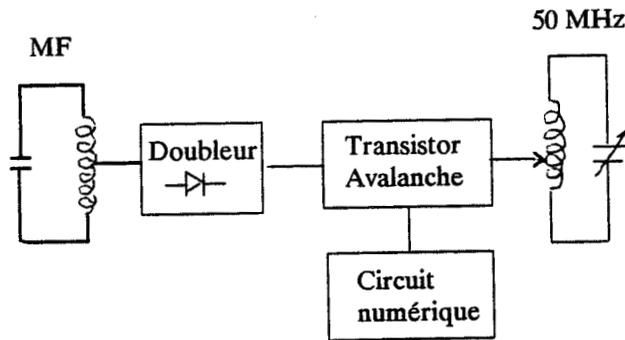


Fig. 5.50 - Schéma synoptique de la balise à impulsions 50 MHz.

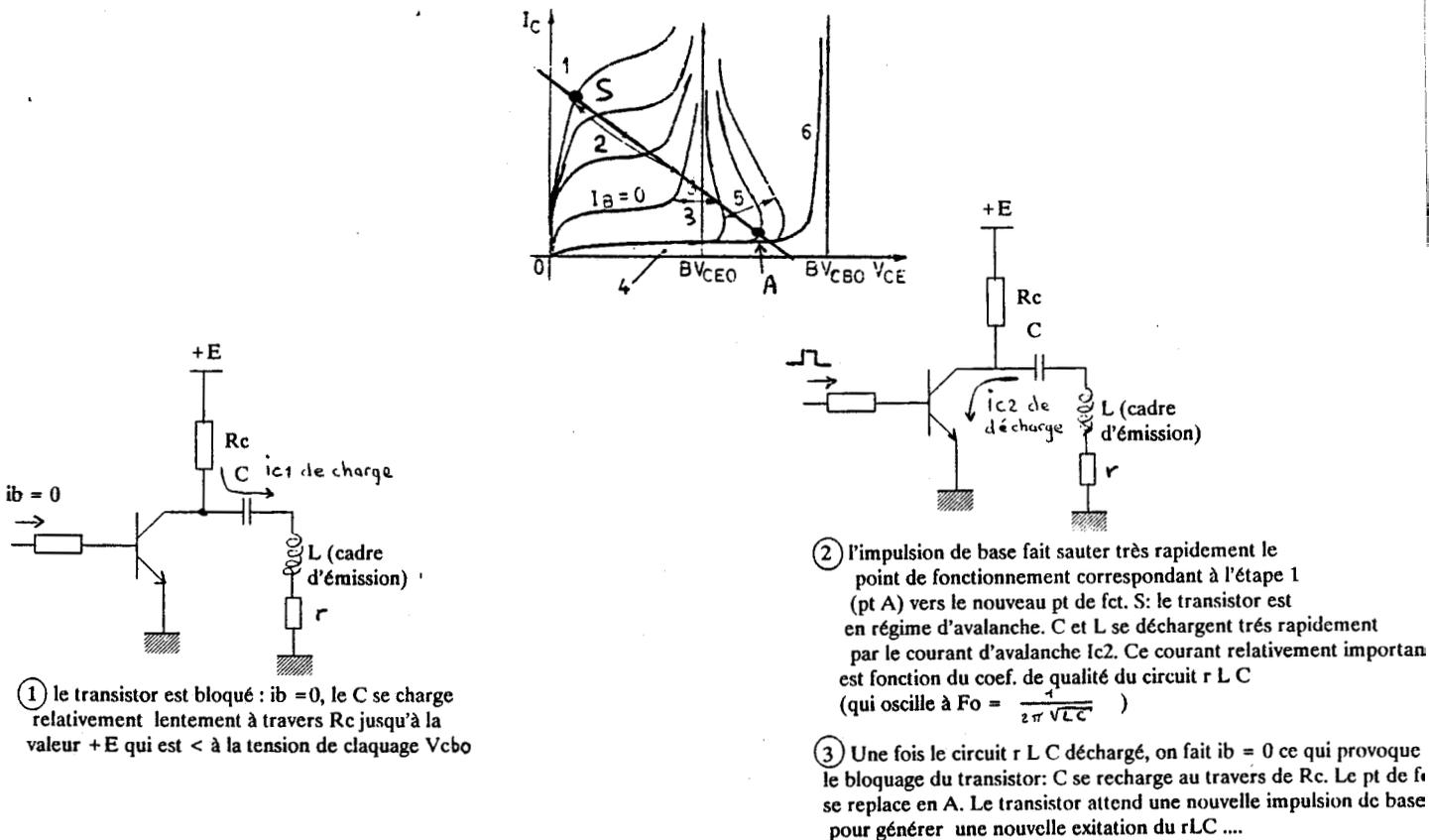


Fig. 5.52 - Principe de fonctionnement de la balise à impulsions.

## C Mesure du rayonnement parasite (fig.5.49 )

La balise fonctionne, on déplace une deuxième antenne cadre de mesure dans le même plan que l'interrogateur. On voit bien qu'en dehors d'un périmètre de 50 cm de rayon, la puissance captée est minime.

### CONCLUSION:

D'un point de vue fonctionnel, on peut formuler les mêmes remarques que celles concernant le système 820 MHz; à part que l'onde 50 MHz n'est presque pas affectée par l'eau.

Au cours des expériences nous avons aussi remarqué, qu'une feuille d'aluminium de 20 x 20 cm placée à la hauteur de 5 cm au dessus du cadre HF n'affaiblissait l'amplitude du signal reçu que d'un facteur 2 approximativement.

Les mesures de champ parasite au voisinage de la balise montrent que les balises pourraient être installées sur 2 voies adjacentes sans risque de diaphonie.

## V-8 LE SYSTEME N°5 - BALISE A IMPULSIONS 50 MHz.

Nous avons expliqué succinctement le principe de fonctionnement de la balise à impulsions au chapitre de présentation.

Le schéma synoptique de la balise est donné sur la fig (5.50).

Le principe de l'émission d'une brève impulsion de fréquence aussi élevée que 50 MHz consiste à exciter un circuit LC série accordé sur 50 MHz, par un échelon de tension élevée à front très raide: inférieur à 5 ns.

L'unique façon d'obtenir une excitation de ce type à partir d'un transistor de commutation classique, est d'utiliser ce dernier en régime d'avalanche (qui n'est pas son régime d'utilisation habituel). Le phénomène d'avalanche est connu; il est mis en application par exemple dans certains générateurs spéciaux d'impulsions [5-17]. Le mécanisme qui décrit ce phénomène au niveau des porteurs de charges dans le transistor est assez complexe : ionisation par choc au niveau de la jonction collecteur base. L'étude du mécanisme d'ionisation des porteurs sortirait du cadre de ce mémoire; on pourra se reporter à l'ouvrage [5-18]. Une simple description qualitative suffit ici pour comprendre le fonctionnement du générateur de fronts raides.

L'allure des caractéristiques  $I_c = f(V_{ce})$  à  $I_b = \text{cste}$  (pour 1 transistor NPN) est tracée fig (5.51).

On peut distinguer 5 zones de fonctionnement:

zone 1 : saturation ( $I_b$  important)

zone 2 : le régime linéaire habituel de fonctionnement ( $I_b > 0$ )

zone 3 : blocage ( $I_b < 0$ )

Zone 5 : claquage de la jonction collecteur base.

$V_{ce0}$  = tension de claquage de la jonction collecteur-émetteur (10 à 60 V typiquement),

$V_{cb0}$  = tension de claquage de la jonction collecteur-base (50 à qqs centaines de Volts).

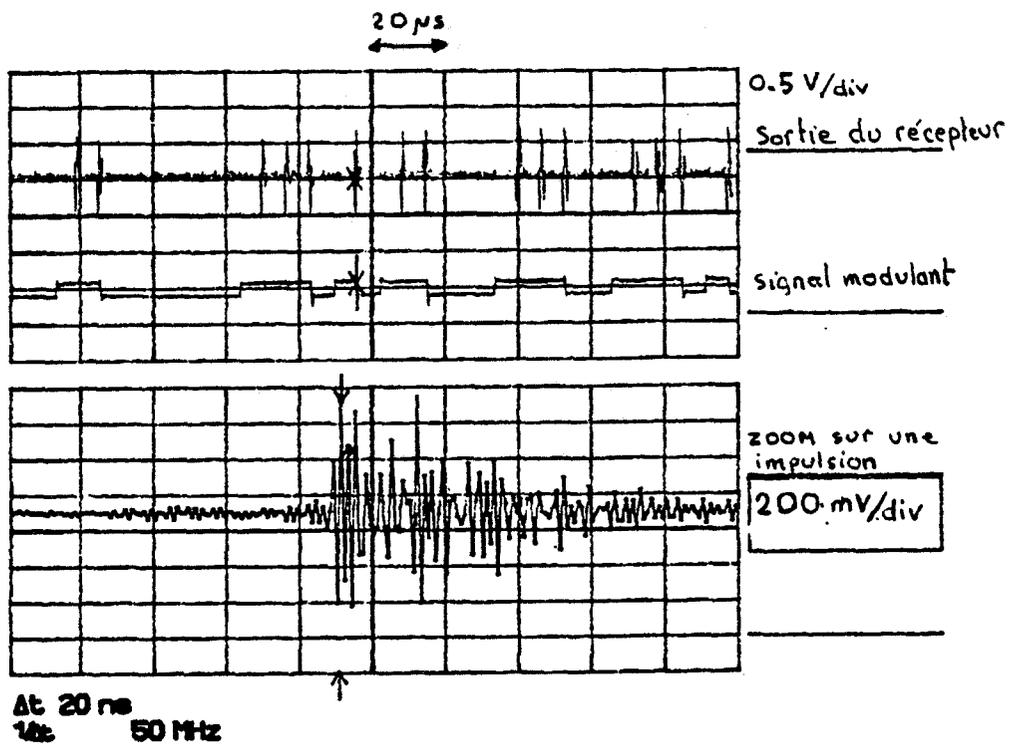


Fig. 5.53 - Allure du signal reçu par l'interrogateur (h = 60 cm).

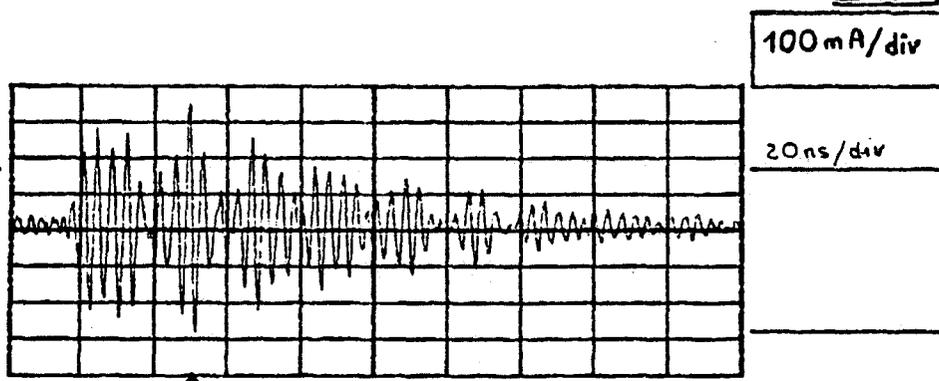


Fig 5.54 - Allure du courant dans le cadre 50 MHz.

Le principe du générateur d'impulsions de la balise est expliqué à la fig.(5.52).

La tension  $E$  d'avalanche est obtenue grâce à un doubleur de tension. Notons à ce propos que la particularité du dispositif MF des systèmes est de permettre d'obtenir des tensions supérieures à 100 V, cela à plus de 50 cm de hauteur (à condition de ne pas trop charger le cadre de la balise).

Bien évidemment, la valeur des éléments du dispositif a été déterminée de telle manière que le système ne soit pas auto-destructif.

La fig 5.53 montre l'allure du signal recueilli et amplifié par l'interrogateur qui est situé à 60 cm de la balise.

Le courant qui circule dans le cadre HF de la balise est représenté sur le graphe de la fig.5.54.

## CONCLUSION.

Au cours de ce chapitre, nous avons analysé les méthodes de modulation numérique susceptibles d'être appliquées aux différents systèmes envisagés.

De l'étude théorique du traitement du signal en chaque point de la chaîne de transmission, nous avons déterminé les filtres optimaux à utiliser, notamment en bande de base pour les codes à modulation tout ou rien que nous utilisons dans les systèmes 1 - 2 - 3.

Dans l'optique de minimiser les puissances d'émission nous avons analysé les effets du bruit sur le signal démodulé. En fonction des procédés de modulation envisageables pour les systèmes, il ressort que la démodulation cohérente permet d'obtenir les meilleurs résultats surtout en ce qui concerne le TEB.

Nous avons ensuite décrit la réalisation du sous ensemble commun à tous les systèmes. Nous avons vu comment, à partir de 2 microcontrôleurs connectés en architecture multiordinateur, il est possible de récupérer des trames numériques de débit atteignant 1 Mb/s. Grâce à ce sous-ensemble, nous pouvons aussi effectuer des mesures statistiques: les mesures de TEB par exemple.

En dialogue permanent avec un ordinateur, la carte d'acquisition possède une fonction spécifique de programmation des mémoires de balise, le message à inscrire étant préalablement codé en différentiel.

Après avoir déterminé les causes de l'ambiguïté d'ordre 2 sur le signal démodulé, nous avons décrit la structure des systèmes 2 et 3. Les structures proposées possèdent la particularité de mettre en oeuvre une double chaîne de traitement des signaux en bande de base. L'emploi d'un code différentiel adapté à l'architecture globale des systèmes a permis de résoudre l'ambiguïté d'ordre 2 des états des signaux FI.

Tous ces éléments montrent que la démodulation en mode cohérent des signaux de balise est possible.

Nous avons ensuite donné des résultats, notamment ceux qui montrent les messages effectivement reçus. Ces résultats démontrent par conséquent le bien fondé des architectures décrites.

En termes de taux d'erreur binaire, il est utile de préciser ici que les performances des systèmes pourraient être améliorées notablement en remplaçant les dispositifs de modulation-démodulation synchrone en amplitude d'un signal tout ou rien par une structure BPSK. En effet, la structure actuelle du récepteur permet l'usage d'une modulation BPSK.

D'un autre côté, nous pensons que les systèmes que nous avons proposés devraient être originaux. En effet, dans les systèmes «normaux» de communication à détection cohérente, le récepteur doit régénérer localement la porteuse avec des boucles à verouillage de phase, des boucles de COSTAS [5-8] (le plus fréquemment) qui emploient des VCO. Ils ne peuvent donc pas utiliser un système aussi simple que celui décrit ici.

Dans notre cas, le problème de la régénération ne se pose pas puisqu'on dispose de l'oscillation de référence au niveau de l'interrogateur.

Pour essayer d'améliorer le bilan de transmission en présence d'eau, nous avons développé des systèmes à démodulation hétérodyne.

Nous avons expliqué le fonctionnement de leur balise dont le principe commun consiste à transformer l'énergie MF en énergie HF :

- La balise à oscillateur 820 MHz
- La balise à oscillateur 50 MHz
- La balise à impulsions 50 MHz

Enfin, pour terminer ce chapitre, signalons que les résultats concernant le traitement du signal ont été obtenus avec des circuits de qualité médiocre (comparativement à ceux utilisés dans les récepteurs ou la fiabilité de reproduction de l'information est primordiale). Ces résultats pourraient être nettement améliorés par l'emploi de préamplificateurs FI faible bruit.

# CONCLUSION.



## CONCLUSION

Le présent travail fait état de notre étude sur la localisation ponctuelle des véhicules guidés, indispensable aujourd'hui pour les systèmes de transports ferroviaires ou entièrement automatisés tels que le VAL. Dans ce cadre, et compte tenu de l'enjeu industriel et commercial important que représente la localisation, nous avons réalisé des outils originaux et surtout très compétitifs qui permettent d'ores et déjà d'indiquer sûrement et précisément au véhicule sa position et sa vitesse instantanée.

Avant d'aborder la conception des systèmes de localisation, nous avons envisagé l'intégration des dispositifs dans leur contexte général : aspect fonctionnel et législatif, environnement et marché potentiel. L'influence des phénomènes aussi contraignants que l'orage ou l'atténuation des ondes électromagnétiques par l'eau, la neige... ont été considérés.

En fonction des objectifs visés et pour répondre aux diverses contraintes (minimisation du coût, présence d'eau, de neige etc...), nous avons proposé 6 systèmes. Ils se distinguent par rapport aux systèmes commercialisés par le fait qu'ils utilisent au moins 2 fréquences de travail : la haute fréquence (50MHz ou 1 GHz par exemple) et les moyennes fréquences (4 MHz, 10 MHz, 150KHz...).

Dans une première partie, nous avons décrit comment à partir de balises différentielles «analogiques» du 1er système, il est possible de localiser un train en mouvement avec une précision meilleure que 5 cm. Nous avons étendu la simple fonction de recalage (par simple top de position) à la transmission d'une information codée en plaçant sur la voie des groupes de balises discriminables par leur accord MF respectif.

D'une manière générale, l'identification du point géographique du réseau où se trouve le répondeur apparaît aujourd'hui indispensable pour certains systèmes de transports guidés (SNCF, VAL). C'est pourquoi, dans une 2ème partie nous décrivons d'autres dispositifs dont les balises passives transmettent ponctuellement cette fois, des messages numériques à haut débit d'information (150Kb/s ou 1Mb/s).

La recherche de la simplicité de mise en oeuvre et de l'abaissement du prix de revient de chacun des constituants des systèmes proposés a nécessité l'étude théorique et expérimentale des mécanismes de mélange, de propagation des ondes EM et de modulation numérique.

A cet effet, nous avons proposé une méthode permettant la réalisation et l'optimisation de mélangeurs (démodulateurs) très économiques et spécifiques à l'application.

En ce qui concerne la partie électromagnétique, nous avons développé à titre d'exemple, trois types d'antennes hyperfréquences à structure «plaquée», dipôle, fente, «patch». Puis en se basant sur le modèle des circuits magnétiques couplés, nous avons déterminé les différents éléments de la partie MF et avons donné les principaux résultats de mesure, notamment ceux qui concernent le bilan de la transmission MF. Ces derniers nous renseignent sur la sélectivité spatiale offerte par tel ou tel système.

A l'issue de cette investigation, nous avons décrit la façon d'interconnecter les éléments constitutifs d'un premier prototype de balise : mélangeur - antenne HF - antenne MF. En exploitant les propriétés de la MF, nous avons vu ensuite comment réaliser une balise dite de haute précision de localisation. Les balises passives ainsi optimisées sur circuit époxy classique ne comportent que 3 ou 4 capacités localisées et une diode. Notons que les méthodes proposées peuvent être étendues à l'étude de balises munies d'autres diodes ou d'autres antennes qui se révéleraient par la suite plus appropriées.

# TABLEAU DE SYNTHÈSE

SYSTEMES	TYPE	FREQUENCES		ANTENNES HF BALISE	POLARISATIONS HF	TYPE DE MELANGEUR	SELECTIVITE SPATIALE	Précision de localisation approximative	Susceptibilité à un recouvrement d'eau (e < à 1cm)	Susceptibilité à l'effet DOPPLER	Risque d'interférences lors du croisement de trains (les 2 balises des voies adjacentes fonctionnent en même temps)
		MF	HF								
1	balises de recalage différentielles	1 MHz-4 MHz-10 MHz	1 GHz-	Patch rectangulaire	horizontales parallèles	Passif (diode)	± 30 cm pour h = 30 cm	± 1 cm pour h = 30cm	atténuation du signal reçu d'environ 30 dB	non sensible	reste à mesurer (risque non négligeable à priori)
2	balise à modulation d'amplitude- précodage différentiel des données, réception synchrone- sur 2 voies F1 séparées	150 kHz à 1 MHz	1 GHz-	Fente	horizontales parallèles	Passif (diode)	± 40 cm pour h = 60 cm	± 20 cm pour h = 60 cm	atténuation du signal reçu d'environ 30 dB	sensible	reste à mesurer (risque non négligeable à priori)
3	système identique au n°2 mais avec polarisations HF croisées et modulateur actif.	150 kHz à 1 MHz	1 GHz	Patch carré	horizontales croisées	Actif (transistor)	± 40 cm pour h = 60 cm	± 20 cm pour h = 60 cm	amélioration par rapport aux 2 systèmes précédents de 8 dB	moins sensible que le syst. n°2	reste à mesurer (risque non négligeable à priori)
4	Balises à oscillateur intégré alimenté par le cadre MF- Réception hétérodyne	150 kHz à 1 MHz	820 MHz 50 MHz	Fente Cadres magnétiques	horizontales parallèles		± 30 cm pour h = 60 cm ± 30 cm pour h = 60 cm	± 20 cm pour h = 60 cm ± 20 cm pour h = 60 cm	atténuation du signal reçu d'environ 15 dB atténuation négligeable (< 3dB)	non sensible non sensible	reste à mesurer (risque non négligeable à priori) Risque très faible
5	Balise à impulsions générées par un transistor fonctionnant en régime d'avalanche	150 kHz à 1 MHz	50 MHz	Cadres magnétiques			± 40 cm pour h = 60 cm	± 20 cm pour h = 60 cm	atténuation négligeable (< 3dB)	non sensible	Risque très faible

**Nota:** Les interrogateurs des systèmes numériques ont des dimensions de 40 x 40 x 10 cm: ils sont conçus pour des hauteurs interrogateur/balise de 60 cm maxi.

Pour tous les systèmes, le risque pour qu'un interrogateur d'un train puisse faire fonctionner une balise située sur une voie adjacente est nul (puisque'elle ne peut être alimentée par l'induction magnétique MF).  
Par contre, si 2 balises de voies adjacentes (diposées sur un même axe 1 aux voies) fonctionnent en même temps ( dans ce cas chacun des interrogateurs de trains voisins se trouve respectivement au dessus de chaque balise- ce cas peut se présenter en gare par exemple), un risque de diaphonie subsiste ,notamment pour les systèmes 1, 2, 3, 4 (820 MHz uniquement). La quantification de cet effet reste à faire.

Précisons que cette phase préliminaire s'est révélée essentielle. N'oublions pas qu'à des fins d'exploitations industrielles des procédés, le but à atteindre consiste en l'élaboration d'un produit parfaitement fiable en toutes circonstances et facilement reproductible en série.

C'est pourquoi, lors de l'étape d'optimisation et de caractérisation, nous nous sommes efforcés de nous rapprocher le plus possible des conditions réelles d'utilisation.

Nous avons ensuite décrit une première architecture d'interrogateur embarqué basée sur une double démodulation synchrone des signaux réémis par la balise (module PYTHAGORE). Au cours d'essais en laboratoire, nous avons mis en évidence la très bonne précision de localisation apportée par ce système (n°1), cela malgré des vitesses élevées (120 km/h) et indépendamment des fluctuations de hauteur de caisse du véhicule. Par contre, l'atténuation de l'onde 1GHz par l'eau est relativement importante (30 dB).

Ensuite, après une étude sur les procédés numériques utilisables, nous avons décrit et caractérisé 4 autres systèmes originaux à balises numériques:

- n°2 : à balise à modulation d'amplitude - démodulation synchrone 1 GHz - 150 Kb/s ou 1 Mb/s.  
Les problèmes liés aux fluctuations de hauteur sont résolus par un précodage des informations binaires en code différentiel d'une part et par traitement du signal simultané sur les 2 voies FI d'autre part.

- n°3 : sa structure est identique à celle du n°2 mais utilise des polarisations d'ondes HF croisées et un modulateur balise actif.

- n°4 : balises à oscillateur soit 820 MHz soit 50 MHz à modulation AM - réception hétérodyne 150 Kb/s ou 1Mb/s.

Le dispositif 820 MHz, bien que moins sensible à l'eau, présente l'inconvénient d'être peu stable en fréquence ( $1\text{ GHz} \pm 4\text{MHz}$ )

Le système 50 MHz est peu perturbé par l'eau et la fréquence porteuse peut être stabilisée par l'emploi d'un quartz.

Rappelons qu'ici, l'avantage principal réside dans le fait que l'interrogateur n'émet pas de fréquence HF (contrairement aux systèmes 1, 2, 3), annulant ainsi tout problème d'interférences HF lors du croisement de trains. De plus, les récepteurs ne nécessitent pas de moyen qui compense les variations de distances interrogateur/balise.

- n°5 : balises à impulsions 50 MHz - récepteur hétérodyne - 150 Kb/s ou 1 Mb/s.

On peut formuler dans ce cas les mêmes remarques que pour le système n°4 à 50 MHz, mais la durée des impulsions 50 MHz étant relativement courte, l'énergie par bit d'information est relativement faible.

Un tableau de synthèse concernant les différents systèmes réalisés est donné sur la figure ci contre.

En ce qui concerne les essais sur site, signalons qu'à l'issue d'une campagne de mesure foudre (éclair d'orage déclenché) qui s'est déroulée à St PRIVAT D'ALLIER, les 10 balises numériques testées se sont révélées intactes : les points d'impact foudre étaient situés à 100 m au maximum et à 10 m au minimum des balises.

D'autres essais sur la ligne SNCF PARIS - LE HAVRE ont montré qu'avec un interrogateur placé à une hauteur de 30 cm par rapport aux balises, la précision de localisation obtenue est meilleure que 1 cm sur une base de mesure de 20 m.

Dans le domaine de la localisation par répondeurs passifs numériques, des problèmes nous paraissent encore se poser pour répondre aux contraintes fonctionnelles et de sécurité ; toutefois, le travail d'approche que nous avons entrepris constitue une base de départ pour l'industrialisation du dispositif qui sera retenu par la SNCF et MATRA - TRANSPORT .

# BIBLIOGRAPHIE.

---

## **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 déplacement». Brevet français 1989 n°8904773 - 4 avril 1989.

R. GABILLARD - Y. NGUYEN - C. SEMET.

« Dispositif de signalisation». Brevet européen 1990 n°90400866.1

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°5 068 655 - 26 novembre 1991.

[2] Y. NGUYEN .

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

[3] Y. NGUYEN .

« Système de localisation par balises passives - Optimisation de ses mélangeurs. » Mémoire de DEA 1989- LILLE.

[4] 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 89.

[5] 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.

[6] 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 90.

### **BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1.**

[1-1] M. HEDEBAUT - P. DEGAUQUE - DUHOT - MAINARDI.

« A new command control and communication system using a radiating coded waveguide » Int. Conf. on Advanced Technology in Transport- ENG- San Diego, California Feb 6-8 -1989, Proceedings pp19 - 26.

[1-2] A.SPATARU

«Théorie de la transmission de l'information» Tome 2 : codes et Décisions Masson et Cie 1973.

[1-3] CLAVIER J. - NIQUIL N. - COFFINET G. - BEHR F.

«Théorie et technique de la transmission des données» ENSTA MASSON ET Cie 1977.

[1-4] LEHMAN R. Rapport interne Compagnie Générale d'Automatisme (Brevet 1971).

[1-5] HAMELIN J. et AZOULAY A.

«Les sources de bruit électromagnétique» Journée d'études SEE-CNFRS  
Bruits et transmission de l'information centre de relation des Télécommunications  
ISSY LES MOULINEAUX 13 novembre 1986.

[1-6] ZEDDAM Ahmed Thèse d'Etat Lille

«Couplage d'une onde électromagnétique rayonnée par une décharge orageuse à un câble de télécommunications -  
8 juillet 1988.

## **BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.**

[2-1] SZE S.M «Physics of semiconductor Devices» 2nd Edition  
John Wiley et Sons - New York, 1969.

[2-2] COMBES D.F. GRAFFEUIL J. SAUTEREAU J.F.  
«Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes»  
BORDAS Paris, 1985.

[2-3] 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.

[2-4] TORREY H.C., WHITMER C.A.  
«Crystal rectifiers»  
MC GRAW HILL Book company, INC. 1948.

[2-5] 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.

[2-6] BADOUAL R. «Les micro-ondes» MASSON 1984.

[2-7] SEPTIER «Physique des semi conducteurs» cours polycopiés CNAM.

[2-9] LEIGHTON JR, MILNES A.G. «Selecting Matched Diodes from a Diode Array for Monolithic Balanced  
Mixers. IEEE MTT January 1969 - P. 49-51.

[2-10] HEWLETT PACKARD - Application note 997  
«A 2 GHz Balanced Mixer Using S0T-23 Surface Mount Schottky Diodes».

## **BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3**

[3-1] Cours de DEA - GABILLARD R. UER de LILLE I.

[3-2] BOUDOURIS G. - Propagation Troposphérique - centre de documentation universitaire - 1957.

[3-3] THOUREL L. et COMBES P.F. - Antennes - Guide de l'ingénieur E 3280.

[3-4] VON HIPPEL A.R. - Les diélectriques et leurs applications DUNOD - Paris 1961

- [3-5] HALLEY P.M. - Les propriétés électromagnétiques de l'eau aux fréquences inférieures à 1000 GHz, sous les diverses formes rencontrées à la surface de la terre - AGARD - CP - 208
- [3-6] LIVA V. - Thèse de Docteur-ingénieur - Grenoble 1976 - «Emissivité et transmission de la neige en ondes centimétriques - Application à la détection radiométrique des victimes d'avalanche».
- [3-7] ULABY F.T. - MOORE R.K. - FUNG A.K.  
«Microwave Remote Sensing - Active And Passive» Volume III, From Theory to Applications  
Artech House, inc.
- [3-8] TOBARIAS J. - Thèse de 3ème cycle - Grenoble 1977 - «Propriétés diélectriques de la neige - Application à la mesure de la teneur en eau».
- [3-9] V. NIKOLSKI "Electrodynamique et propagation des ondes radio-électriques" . Edition MIR Moscou.
- [3-10] G. DUBOST "Propagation libre et guidée des ondes électromagnétiques - Rayonnement".  
Masson paris 1981.
- [3-11] P. LECOCQ - C. SEMET. "Rapport complémentaire sur le comportement des balises en zone orageuse et en présence d'eau". Rapport de contrat n°999-03-2009 R39-USTLFA/SNCF/MATRA.T.
- [3-12] THOMAS R.L. - «A practical introduction to impedance matching» - Artech House 1976.
- [3-13] K.C. GUPTA - R. GARG - R.G. GHADHA - «Computer aided Design of microwave circuits» - Artech 1981.
- [3-14] Bell téléphone Laboratories «Microwave Engineers» Handbook, Whippany, New jersey.
- [3-15] VABRE J.P. - Electronique des impulsions - Tome VI - «Lignes couplées en régime transitoire» fascicule 2 - Masson 1972.
- [3-16] SCHNEIDER M.V. «Microstrip lines for microwave integrated circuits», Bell sys. Tech. J n° 48 P. 1421 - 1444 - 1969.
- [3-17] EDWARDS T.C. «Conception des Circuits Micro-ondes» Collection Technologies, Série Electronique  
Masson - 1984.
- [3-18] Bulletin technique ISOLA - M-Cu 9 «Matériaux de base Isola pour circuits imprimés».
- [3-19] JAMES J.R. - HALL PS. - WOOD C. «Microstrip Antenna - Theory and design»  
Peter Peregrinus LTD 1981.
- [3-20] BADOUAL R. «Les micro-ondes» MASSON 1984.
- [3-21] EYRAUD L. - GRANGE G. - OHANESSIAN H. - «Théorie et technique des antennes» VUIBERT.
- [3-22] BUI-HAI NHU «Antennes micro-ondes - Applications aux faisceaux hertziens» MASSON 1978.
- [3-23] BAHL I.J. - BHARTIA «Microstrip antennas» - Artech House, 1980.
- [3-24] DERNERYD A.G. «A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element» - IEEE Trans. Ant. Prop. Vol-AP-26- N°4 - July 1978 pp 532 - 535.

- [3-25] CARVER K.R - MINK J-W «Microstrip antennas technology» .IEEE Trans. On Antennas an Propagation. Vol AP 29 n°1. January 1981 pp 2 - 15.
- [3-26] LEVINE E. - SHTRIKMAN S. - TREVES D. «Double-sided printed arrays with large bandwidth - IEEE PROCEEDINGS - Vol 135 - N°1 - Febuary 1988 P. 54 - 59.
- [3-27] TOBARIAS J. «Antenne à fente rayonnante bidirectionnelle» TLE - Août-Septembre 1985 - N° 506 - P. 107-109.
- [ 3-28] GRIVET P. «Physique des circuits» Masson et Cie 1960.
- [ 3-29] TERMAN F.E. Radioengineers handbook - Section 3 circuit theory - P.135-172 - New York 1943 (Mac Graw Hill).
- [ 3-30] SHARMA G.N. «Note de Recherche : Validity of the mathematical formula for calculating the inductance of square etched spirals» Microelectronics and Reliability Vol 16 - P. 177-180 - Pergamon Press - 1977.
- [ 3-31] CASSE J.L. «printed transformers for high frequency» Electronic Engineering - June 1969 - P. 34 et 38.
- [ 3-32] GROVER F.W. «Inductances calculations, New York Van Nostrand - 1946.
- [3-33] GABILLARD R. «Propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs - Application aux télécommunications souterraines».
- [3-34] SAFRIOUI A. «Etude est réalisation d'antennes plaquées. Application: réalisation d'un cinémomètre Doppler intégré.» Thèse de 3ème cycle LILLE Decembre 1986.

#### **BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 4.**

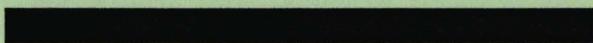
- [4-1] EDWARDS T.C «Conception des circuits micro-ondes». Collection Technologies, Série électronique, Masson - 1984.
- [4-2] Y. NGUYEN .  
« Etude et réalisation d'un système de localisation de véhicules guidés par balises passives».  
Mémoire d'ingénieur CNAM- 2 juin 1989 - LILLE.
- [3-35] M. HAMZAOUI " Systèmes de localisation : applications Métros et SNCF " .Thèse de doctorat de l'université de LILLE (soutenance prévue en 1992).

#### **BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 5**

- [5-1] J. MAX «Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques» Tome 1 et 2. Masson 1981.
- [5-2] BETTS « Signal processing modulation and noise ». The English Universities Press. LTD 1970.

- [5-3] BIC J.C. - DUPONTEIL D. - IMBEAUX J.C.  
«Eléments de communications numériques - Transmission sur fréquence porteuse» Tomes 1 et 2 - Collection CNET-ENST - Dunod 1986.
- [5-4] G. ATTAL - A. SORBA «Modulation et démodulation». Guide de l'ingénieur- E3450 - E3451 - E3452.
- [5-5] P. MAGNE «Faisceaux hertziens numériques» Guide de l'ingénieur- E7540 - E7541 .
- [5-6] CLAVIER J. - NIQUIL N. - COFFINET G. - BEHR F.  
«Théorie et technique de la transmission des données».  
ENSTA MASSON ET CIE - 1977.
- [5-7] A. SPATARU  
«Théorie de la transmission de l'information» Tome 2 :  
codes et décisions Masson et Cie - 1973.
- [5-8] J.J. STIFFER «théorie of synchronous communications» Prentice Hall - INC -New Jersey.
- [5-9] GENTILI «Amplificateurs et oscillateurs microondes» Masson et Cie Paris 1984.
- [5-10] S. ROWAN - S. ROSENBAUM - «An analytic approach to optimum oscillator design using S - parameters». IEEE Transaction on MTT VOL MTT 3, n°8, August 1983.
- [5-11] P. BILSTEIN «Filres actifs» Ed. Radio - Paris 1972.
- [5-12] K. FEHER «Digital communications in microwaves applications» . Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1981.
- [5-13] A. JBARA. « Codes détecteurs d'erreurs dan les transmissions numériques nécessitant une sécurité quasi absolue : application aux systèmes de transport». Thèse de doctorat à paraître en 1992.
- [5-14] INTEL «IPDS 51» Users Guide.
- [5-15] INTEL «ICE 51 FX in circuit emulator».
- [5-16] R. GABILLARD " Bruit et transmission de l'information, application aux systèmes de transport".  
Journée d'étude SEE du 13 novembre 1986 CRT-CNET Issy-Les-Moulineaux.
- [5-17] VABRE J.P. - Electronique des impulsions - Tome III - «Les générateurs d'impulsions» fascicule 2 - Masson - 1970.
- [5-18] SEPTIER «Physique des semi conducteurs» cours polycopiés CNAM.

# ANNEXES



# ANNEXES



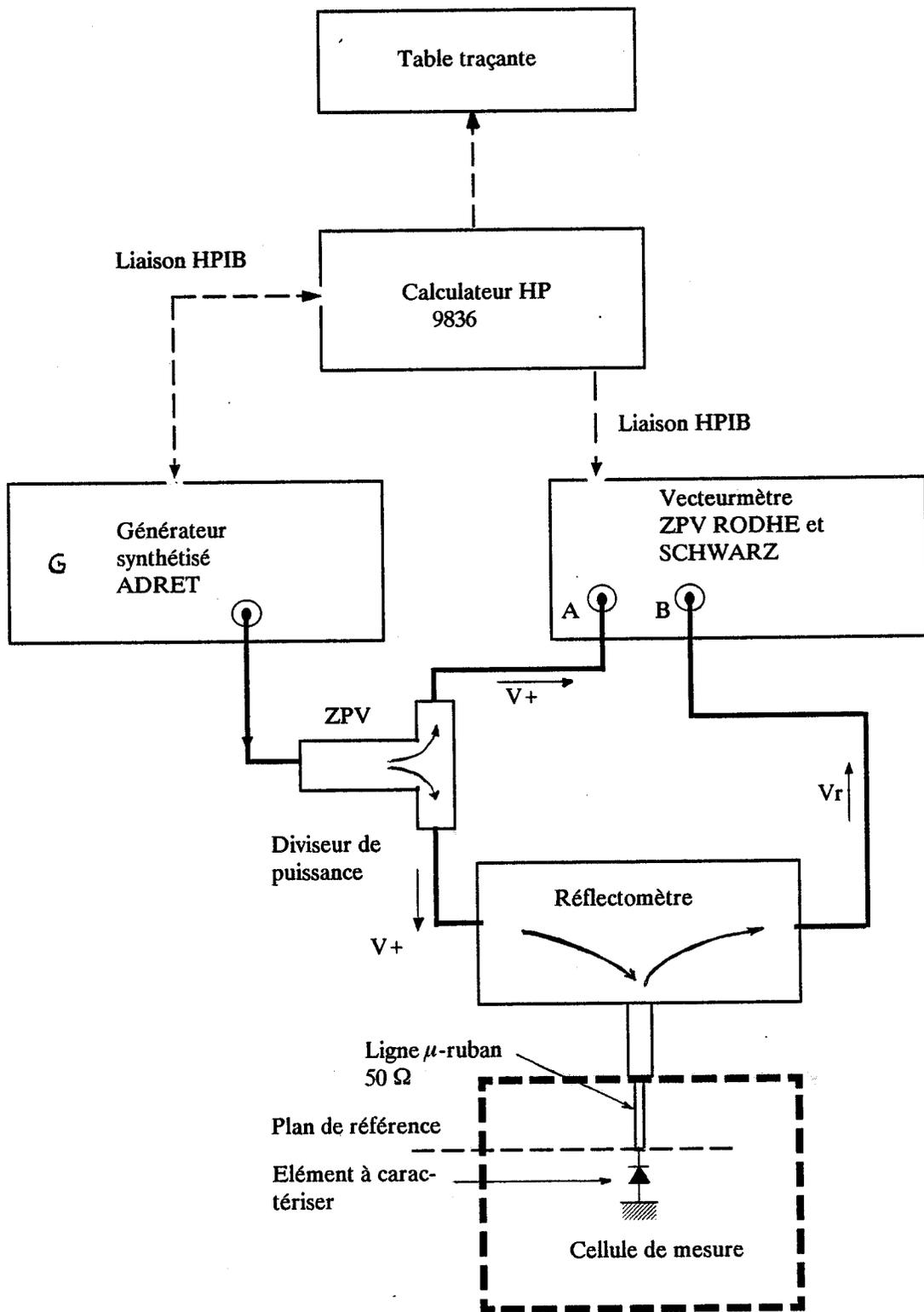


FIG. A1-1 : Synoptique du montage utilisé pour la mesure des impédances. Méthode réflectométrique

# ANNEXE I.

## METHODE REFLECTOMETRIQUE DE MESURE DES IMPEDANCES (DIODES—ANTENNES)

La connaissance de l'impédance de la diode permet son adaptation aux éléments associés tels que source, antenne, lignes microruban. L'adaptation de la diode dans le mélangeur a pour effet de réduire les pertes d'inadaptation.

Les mesures ont été réalisées au laboratoire avec un vecteur mètre piloté par un ordinateur. Afin de valider nos résultats, une deuxième série de mesures a été effectuée avec un analyseur de réseau au CHS (centre hyperfréquence et semi-conducteur).

### Méthode de mesure des impédances au vecteur mètre

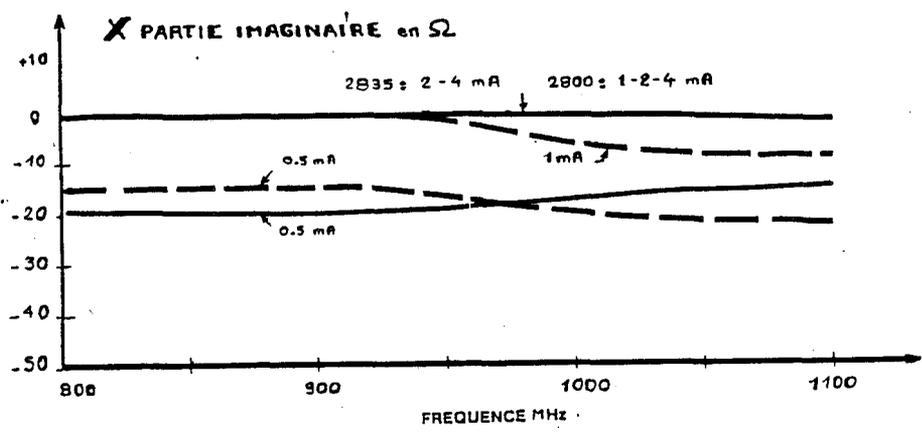
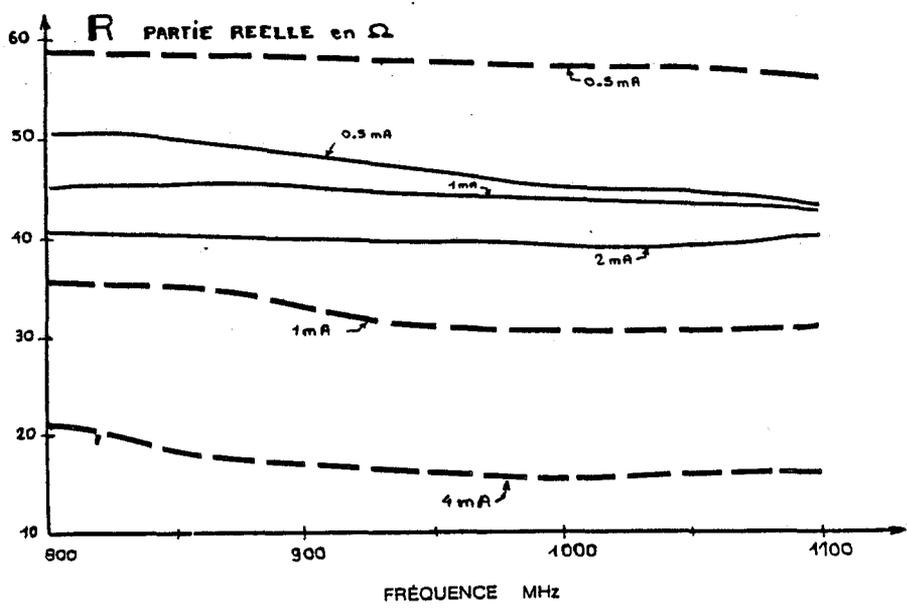
Le vecteur mètre est un appareil susceptible de mesurer le rapport de deux tensions de même fréquence et leur déphasage.

Les fréquences de travail étant relativement élevées (1 GHz), nous avons utilisé la méthode réflectométrique. La figure A 1-1 représente le synoptique du montage de mesure.

Le ordinateur pilote le générateur hyperfréquence programmable G (ADRET) et le vecteur mètre. Le diviseur de puissance égale fournit à la voie A du vecteur mètre et à l'entrée du pont réflectomètre deux ondes d'amplitudes égales  $V^+$ . La sortie du pont est connectée à la voie B du vecteur mètre. Comme son nom l'indique, le réflectomètre découple l'onde d'entrée  $V^+$  de l'onde réfléchie  $V_r$  dont le niveau et la phase sont représentatifs de la charge à caractériser. Le vecteur mètre a été étalonné au préalable en substituant la charge par une impédance connue (ici un court-circuit). Il a mémorisé les amplitudes de  $V^+$  et  $V_{r \text{ court-circuit}}$  ainsi que leur déphasage. Grâce à un programme de calcul interne, en comparant les données relatives à l'étalonnage avec celles résultant de la mesure, il est capable de donner la valeur de l'impédance de l'élément à caractériser.

### Mesures des impédances des diodes 2800 – 2835

Suivant la puissance OL de pompage, donc du courant I traversant la diode, nous avons vu que la résistance de jonction  $R_j$  varie.



- - - 2835  
 ——— 2800

Fig. A1-2. Impédances  $Z_d = R_d + jX_d$  des diodes SCHOTTKY. 2800 et 2835

La mesure d'impédance d'une diode modulant une onde hyperfréquence au rythme d'un oscillateur local relativement puissant, n'est pas possible avec le dispositif de mesure décrit ci-dessus. En effet, l'effet de non-linéarité génère des signaux de fréquence différente (donc de phase instantanée différente par rapport au signal source de référence) et de surcroît d'amplitude variable. Ce phénomène est incompatible avec le principe de mesure du vecteur mètre.

Nous avons retenu la classique méthode qui consiste à mesurer l'impédance présentée par la diode en fonction d'un courant de polarisation externe. Le signal hyperfréquence injecté est très faible (quelques mV). La figure A 1-2 nous montre l'évolution des impédances ( $Z_d = R_d + jX_d$ ) en fonction du courant de polarisation : la diode étant implantée dans son contexte réel (soudée sur une ligne microruban  $50 \Omega$ ).

On remarque la diminution de la partie réelle et imaginaire (en valeur absolue) lorsque le courant de polarisation augmente. Ce résultat prévisible est dû à la décroissance de la résistance de jonction  $R_j$  et de la capacité de jonction  $C_j$  lors de l'accroissement du courant direct.

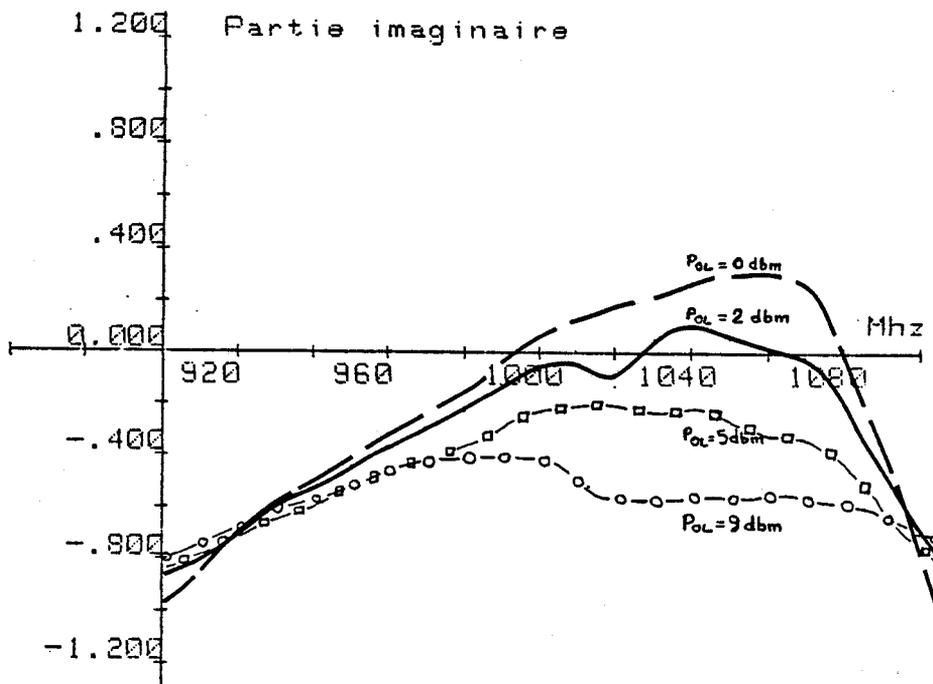
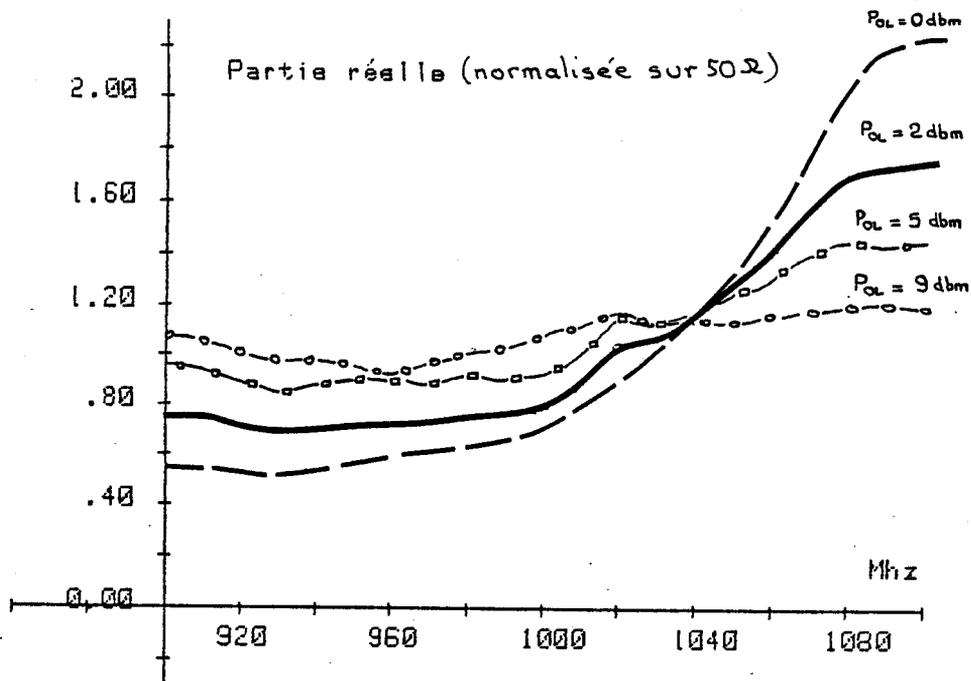
Notons également que pour un même courant direct les deux diodes ont sensiblement la même capacitance alors que la résistance de la 2800 est supérieure à celle de la 2835.

Ces diodes d'usage courant ne sont pas caractérisées ni triées par le constructeur. A partir d'un lot de trois diodes provenant chacune d'une série de fabrication différente, nous avons comparé leurs impédances respectives. Les résultats ont montré des différences inférieures à 10% concernant les capacitances et inférieures à 5% concernant les résistances.

Ce dernier point nous renseigne sur la reproductivité de fabrication d'un dispositif mélangeur équipé de telles diodes.

## ANNEXE II .

## IMPEDANCES D'ENTREE RF ET OL DES MELANGEURS DE RECEPTION.



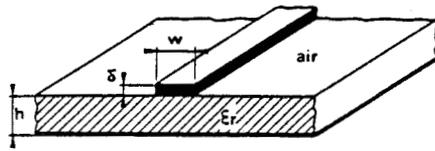


Fig. A3-1. La ligne microruban.

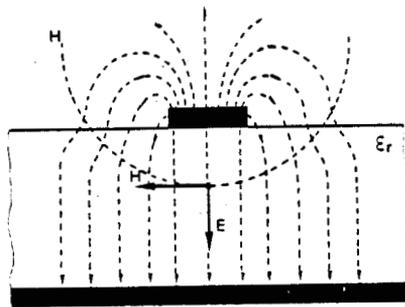


Fig. A3-2. Configuration des champs dans une ligne microruban.

## ANNEXE III

## LES LIGNES MICRORUBANS SUR EPOXY.

La théorie classique des lignes nous apprend qu'entre deux conducteurs parfaits séparés par un diélectrique homogène et isotrope, l'énergie se propage sous l'aspect de deux champs orthogonaux E et H (électrique et magnétique). La propagation de l'onde ainsi constituée est du type guidée TEM (transverse électromagnétique) (figure A3-1).

En régime sinusoïdal, on peut alors définir la notion d'impédance du milieu de propagation :

$$\frac{E}{H} = 120 \pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (\text{AR3-1})$$

la vitesse de propagation dans le milieu :  $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$  avec  $c =$  vitesse de la lumière  $\approx 310^8$  m/s

et la longueur d'onde dans le milieu  $\neq \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$  avec  $\lambda_0 =$  longueur d'onde dans le vide.

Si le milieu n'est pas dispersif, toutes les fréquences se propagent à la même vitesse ; il n'existe donc pas de fréquence de coupure.

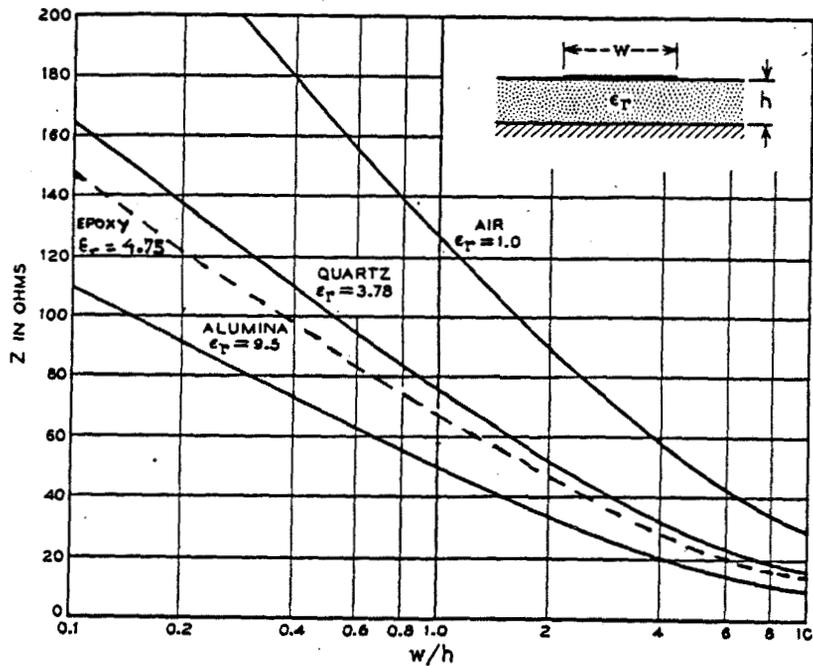
Si on considère à présent la ligne microruban, on ne peut plus dire en toute rigueur que l'onde se propage en mode TEM. Ceci est dû au fait les champs E et H subissent des phénomènes de réfraction aux surfaces de séparation air-substrat (figure A3-2). Il s'agit d'une ligne à diélectrique hétérogène.

Pratiquement, la propagation est cependant très voisine du type TEM si les dimensions transversales de la ligne sont petites par rapport à la longueur d'onde du signal à transmettre. On qualifie alors la propagation de quasi TEM. On introduit la notion de "permittivité relative effective ou équivalente"  $\epsilon_{\text{reff}}$  du substrat qui est fonction du rapport  $W/h$ . L'intérêt de cette écriture est de conserver le formalisme classique des lignes :

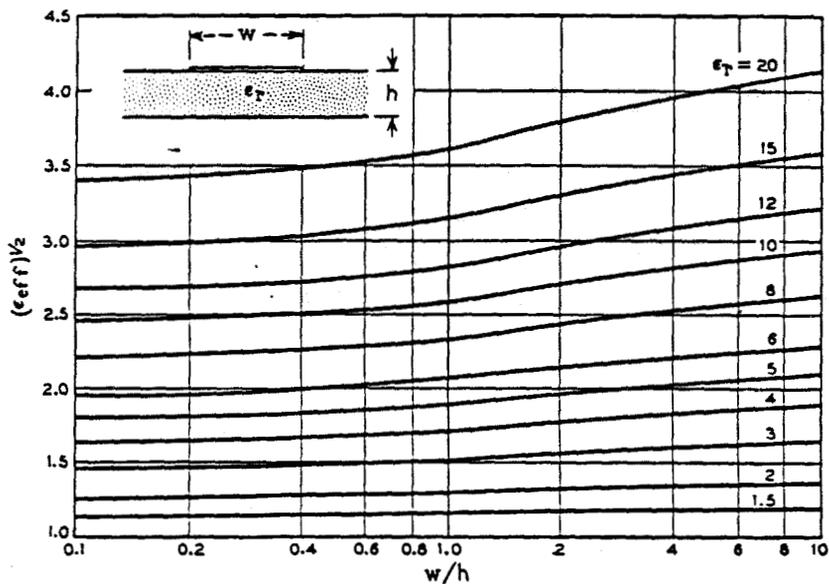
## Formules de base

La nouvelle vitesse de propagation devient :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (\text{m/s}) \quad (\text{AR3-2})$$



figA3-5 . Racine carrée de la permittivité relative effective de lignes  $\mu$ rubans en fonction de  $W/h$  pour différents  $\epsilon_r$



figA3-4 . Impédance caractéristique de lignes  $\mu$ rubans en fonction de  $W/h$  pour différents  $\epsilon_r$

La longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  devient :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{AR3-3})$$

et la nouvelle impédance caractéristique de ligne :

$$Z_c = \frac{Z_{c0}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{AR3-4})$$

où  $Z_{c0}$  est l'impédance caractéristique d'une ligne microruban hypothétique de même géométrie, mais dans laquelle la diélectrique serait de l'air. SCHNEIDER [ 3-16 ] a donné des expressions empiriques permettant le calcul approximatif de  $Z_c$  et  $\epsilon_{\text{reff}}$  en fonction du rapport  $W/h$  (précision meilleure que 2% d'après l'auteur)

pour  $W/h \geq 1$  : (AR4-5)

$$Z_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{120 \pi}{\frac{W}{h} + 2,42 - 0,44 \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W}\right)^6} \quad (\Omega)$$

pour  $W/h \leq 1$  : (AR4-6)

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \text{Ln} \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\Omega)$$

avec  $\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-1/2}$  (AR3-7)

On trouvera en référence [ 3-17 ] une synthèse détaillée qui traite des lignes microrubans.

On voit que l'on contrôle l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne en faisant varier la largeur  $W$  du ruban. Pour les besoins courants, on peut se servir de familles de courbes donnant  $Z_c$  et le rapport des longueurs d'onde  $\lambda_0/\lambda_g$ , en fonction du rapport  $W/h$  pour différentes valeurs de  $\epsilon_r$  (figures A3-4 et A3-5 d'après SCHNEIDER). Ces courbes fournissent immédiatement les données nécessaires à la synthèse pratique des lignes. Aussi, avons-nous complété ces figures en traçant les courbes qui se rapportent au verre-époxy utilisé ( $\epsilon_r = 4.75$ ).

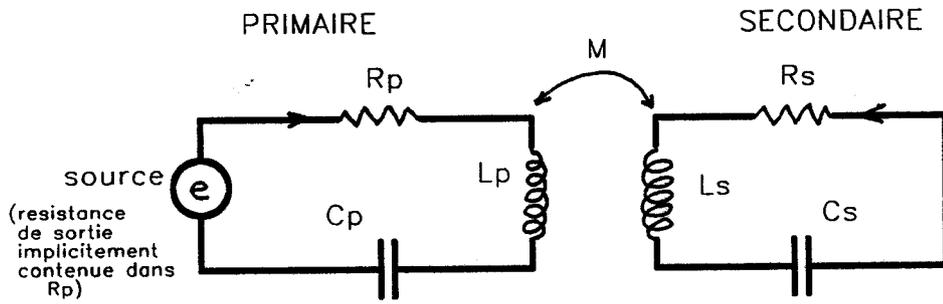


Fig. A4-1. Circuits magnétiques couplés.

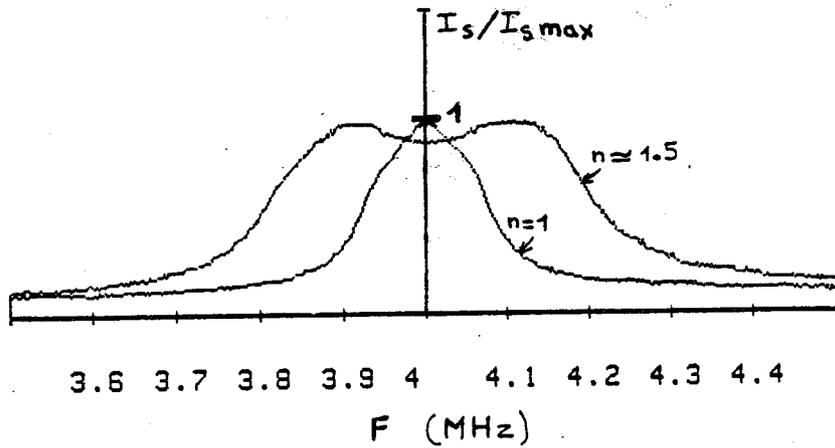


Fig. A4-2. Exemples de réponses du circuit secondaire ( $n > 1$ ).

## ANNEXE IV

## DETERMINATION DE LA GEOMETRIE DES CADRES MF.

## Description du phénomène

La théorie des circuits couplés a fait l'objet de nombreuses recherches (1900 à 1940). Dans la suite, on supposera la théorie des circuits résonnants simples connue [ 3-28] [ 3-29]. On se bornera à faire ressortir les résultats importants qui conduiront à la détermination des caractéristiques des deux circuits oscillants : coefficient de qualité de chaque circuit résonnant, dimensions géométriques des cadres, etc.

Pour simplifier le problème, on suppose tout d'abord que les deux circuits couplés sont identiques et possèdent un coefficient de qualité  $Q_0 = L\omega_0/r$  (figure A 4-1).  $r$  inclue à la fois la résistance équivalente de pertes et la résistance de charge.  $\omega_0$  est la pulsation de résonance.

On peut montrer que l'existence de l'induction mutuelle  $M$  modifie l'accord et le coefficient de qualité propres à chaque circuit supposé isolé :

$$w_1 = \sqrt{\frac{1}{C(L+M)}} \quad w_2 = \sqrt{\frac{1}{C(L-M)}} \quad (\text{AR4-1})$$

$$Q_1 = \frac{(L+M) w_1}{r} \quad Q_2 = \frac{(L-M) w_2}{r}$$

où  $w_1$  et  $w_2$  sont les nouvelles pulsations de résonance. On comprend bien à présent, dans le cas d'un couplage serré, l'existence des deux bosses de résonance dont l'écart est lié à la disparité entre  $L + M$  et  $L - M$  (figure A 4-2).

L'amplitude et la forme de la réponse du circuit secondaire dépend donc en partie de la mutuelle  $M$ . On définit le couplage par le classique coefficient de couplage  $k$  qui, ici, relie  $M$  et  $L$  :

$$M = k L \quad (\text{AR4-2})$$

Le comportement global de l'ensemble se traduit alors par :

$$n = k Q_0 \quad \text{où } n \text{ est le degré de couplage.} \quad (\text{AR4-3})$$

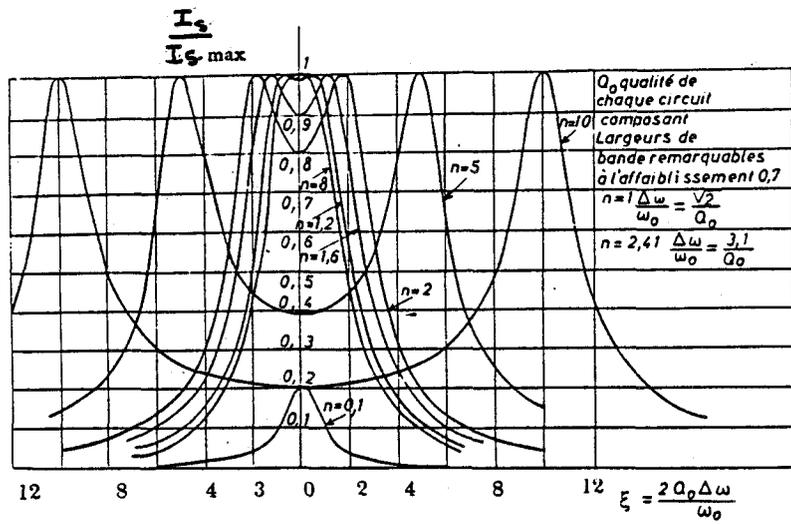


Fig.A4-3. Réseaux de courbes de résonance pour des circuits couplés identiques et pour différentes valeurs du degré de couplage n

Avec ces notations et dans le cas où  $Q \gg 1$  et  $k \ll 1$  (c'est le cas du système), on peut montrer que d'admittance de transfert définie par  $Y_{12} = I_s/e$ , s'écrit :

$$Y_{12} = \frac{j}{r} \cdot \frac{n}{(1 + j[\xi + n]) (1 + j[\xi - n])} \quad (\text{AR4-4})$$

avec  $\xi = Z Q_0 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$  où  $Z = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$  est appelée "dissonance".

Certaines applications nécessitent l'emploi de vrais transformateurs caractérisés par le fait qu'ils conservent la puissance et on cherche alors à rendre  $k$  aussi voisin que possible de 1. Ils sont généralement large bande et ont fait intervenir la notion de rendement. Le problème lié au rendement est ici secondaire et on suppose que le véhicule est capable de fournir la puissance nécessaire.

Les évolutions du courant secondaire  $I_s$  en fonction de la fréquence pour différents degrés de couplage, sont représentées à la figure A4-3. On notera l'intérêt des couplage compris entre  $n = 1$  et  $n = 2$ . On dit alors que les résonateurs fonctionnent en régime de couplage critique. Dans cette zone, le courant est maximum à la fréquence de résonance. Les courbes se présentent sous des formes élargies. Ces couplages permettent par conséquent, une certaine tolérance sur :

- la fréquence de travail (émetteur MF) ;
- l'accord du circuit d'émission et du circuit de balise : incertitude liée à la fois aux tolérances propres des composants (inductance imprimée, condensateurs) et à leurs dérives en température.

A titre d'exemple, dans le cas du couplage  $n = 2$ , un affaiblissement de 3 db correspond à  $\xi = 2.8$ . Sachant que le coefficient de qualité du circuit de balise chargé par la diode est d'environ 30, on déduit :

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{2 \xi}{2 Q_0} \approx 4,5 \%$$

Un calcul d'erreur simple montre que, dans ce cas, des condensateurs à 5% conviennent largement.

## Optimisation de la balise de base et du cadre émetteur moyenne fréquence

Le problème peut se résumer par la question suivante :

En posant à priori une distance raisonnable de séparation cadre émetteur-balise d'une vingtaine de cm ( $\pm 5$  cm), et à partir de la place disponible sur la balise, comment réaliser les deux circuits résonants pour qu'ils soient au couplage critique et que, bien sûr, la diode mélangeuse soit adaptée au cadre de la balise ?

On va voir que les circuits, primaire, secondaire, sont en fait des circuits couplés dissymétriques. A la condition qu'ils mènent chacun (isolément) aux mêmes valeurs  $\omega_0$  et  $Q_0$ , c'est-à-dire :

$$L_p C_p = L_s C_s \quad \text{et} \quad \frac{1}{r_p} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} = \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (\text{AR4-5})$$

On peut utiliser le même formalisme que précédemment mais  $k$  et  $n$  s'expriment maintenant par :

$$n = \frac{1}{k} \sqrt{Q_p Q_s} \quad (\text{AR4-6}) \quad \text{et} \quad k = \frac{M}{L_p L_s} \quad (\text{AR4-7})$$

La qualité des circuits est étroitement liée à leur sélectivité. Pour les raisons d'imprécision et de dérive des composants mentionnés ci-dessus, la qualité des circuits émetteur et balise est réduite volontairement.

$$Q_p \text{ et } Q_s < 50$$

Les inductances  $L_p$  et  $L_s$  ne dépendent uniquement que de la géométrie des bobines. La mutuelle  $M$  s'exprime en fonction de la position relative des bobines. Le problème posé peut donc être résolu à partir des relations AR4-6 et AR4-7 en donnant à  $n$  la valeur 1.

Pour cela, nous commencerons par donner les formules permettant de calculer l'inductance d'une bobine rectangulaire en fonction de ses dimensions ainsi qu'une méthode de caractérisation. Ensuite, nous traiterons brièvement de l'optimisation de la structure de la balise à partir de l'adaptation en puissance de la diode au circuit MF. Nous donnerons alors les caractéristiques de cette structure ( $Q_s$ ,  $L_s$ ). Enfin, en se basant sur une méthode permettant l'évaluation de l'inductance mutuelle  $M$ , nous déterminerons les grandeurs géométriques du cadre d'émission.

## Caractérisation des cadres

La qualité du circuit résonnant se réduit à la qualité de l'inductance imprimée puisque l'on peut négliger les pertes dans le condensateur d'accord ( $\text{tg } \delta < 0,002$  pour les condensateurs CHIP - CMS).

Ces bobines imprimées sont d'excellente qualité si leur support présente des faibles pertes ( $\text{tg } \delta < 10^{-2}$ ). Elles sont couramment utilisées en télévision par exemple, où elles équipent la plupart des tuners UHF et VHF.

On trouvera dans la littérature différentes formules empiriques permettant le calcul de l'inductance d'un bobinage carré ou rectangulaire [ 3-30] [A 3-31] [A 3-32].

Pour notre part, nous avons utilisé l'expression approchée suivante [A 3-30] :

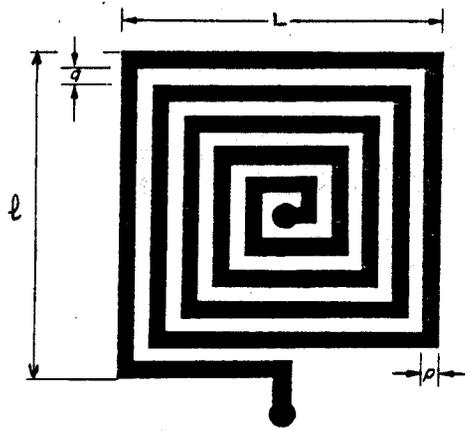


Fig.A4-4. Inductance "spirale carrée".

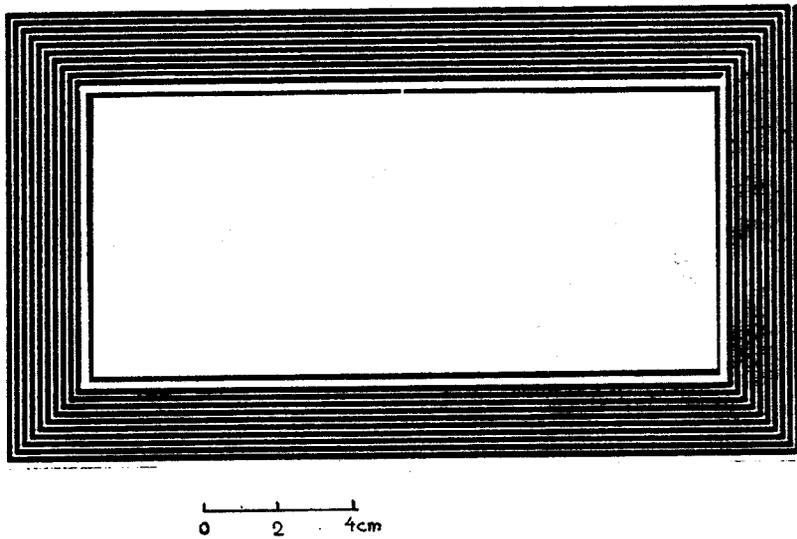


Fig.A4-5. Inductance imprimée (balise fente).

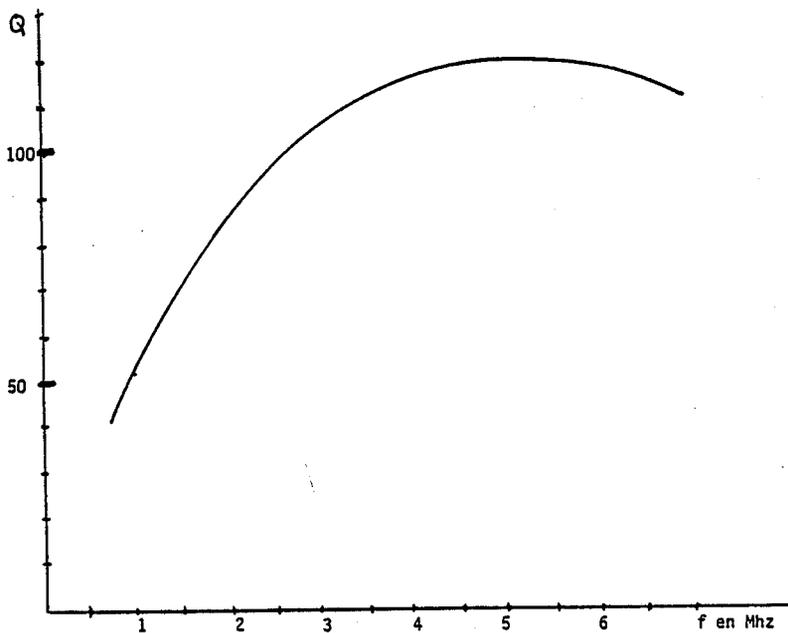


Fig.A4-6. Evolution du coefficient de qualité du circuit MF de balise en fonction de la fréquence d'accord.

$$L = 27 \cdot 10^{-10} \left( D^{\frac{8}{3}} / p^{\frac{5}{3}} \right) \left( 1 + \frac{q}{p} \right)^{\frac{5}{3}} \quad (\text{AR4-8})$$

où D est défini par :  $D = \frac{L + \ell}{2}$  (cm) (figure A 4-4)  
 P = largeur d'une spire en cm  
 q = distance interspires en cm

Les valeurs calculées correspondent aux valeurs des inductances d'essai mesurées au pont. L'influence de nombreux paramètres (de pertes pour la plupart) rend l'optimisation pratique délicate [ 3-28] [ 3-32]. En effet, l'application de la formule connue du coefficient de qualité Q d'un circuit résonnant r L C série,  $Q = L\omega / r$  donnerait, pour une valeur de L déterminée, un Q infini lorsque la fréquence de résonnance tend vers l'infini. Il n'en est rien parce que r augmente en réalité très rapidement avec la fréquence et, pour une bobine donnée, Q atteint un maximum puis décroît lorsque la fréquence d'accord augmente.

On peut écrire la résistance équivalente de pertes :

$$R_p = r_0 + R_{\text{peau}} + R_{\text{ray}} + R_{\text{di}} + R_{\text{prox}} \quad (\text{AR4-8})$$

où  $r_0$  est la résistance mesurée en courant continu de bobinage

$R_{\text{peau}}$  = résistance additionnelle due à l'effet pelliculaire ( profondeur de peau  $\approx 35 \mu\text{m}$  pour le cuivre (à 4 MHz))

$R_{\text{ray}}$  = résistance de rayonnement

$R_{\text{di}}$  = résistance équivalente résultant des pertes diélectriques ( $\text{tg} \delta 0,03$  à 4 MHz pour l'époxy)

$R_{\text{prox}}$  = résistance due à l'effet de proximité.

A ces pertes viennent s'ajouter les effets de la capacité parasite  $C_0$  (interspires) répartie le long du bobinage qui contribuent aussi à la dégradation des performances de la bobine. Une bobine possède ainsi une fréquence de résonnance propre  $f_0$  définie par la formule de THOMSON

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_0}} \quad (\text{AR4-9})$$

Pratiquement, les fréquences d'accord doivent être au moins trois fois inférieures à  $f_0$ . Après plusieurs essais, l'inductance imprimée sur la balise qui a donné les meilleurs résultats est dessinée à la figure A 4-5. Nous avons représenté à la figure A 4-6 l'évolution de son coefficient de qualité en fonction de la fréquence d'accord, le circuit n'étant chargé que par sa résistance équivalente de pertes (à vide). On remarque que le maximum est atteint pour des accords compris entre 3,5 et 5,5 MHz.

La caractérisation des circuits doit être effectuée avec des précautions de mesure indispensables :

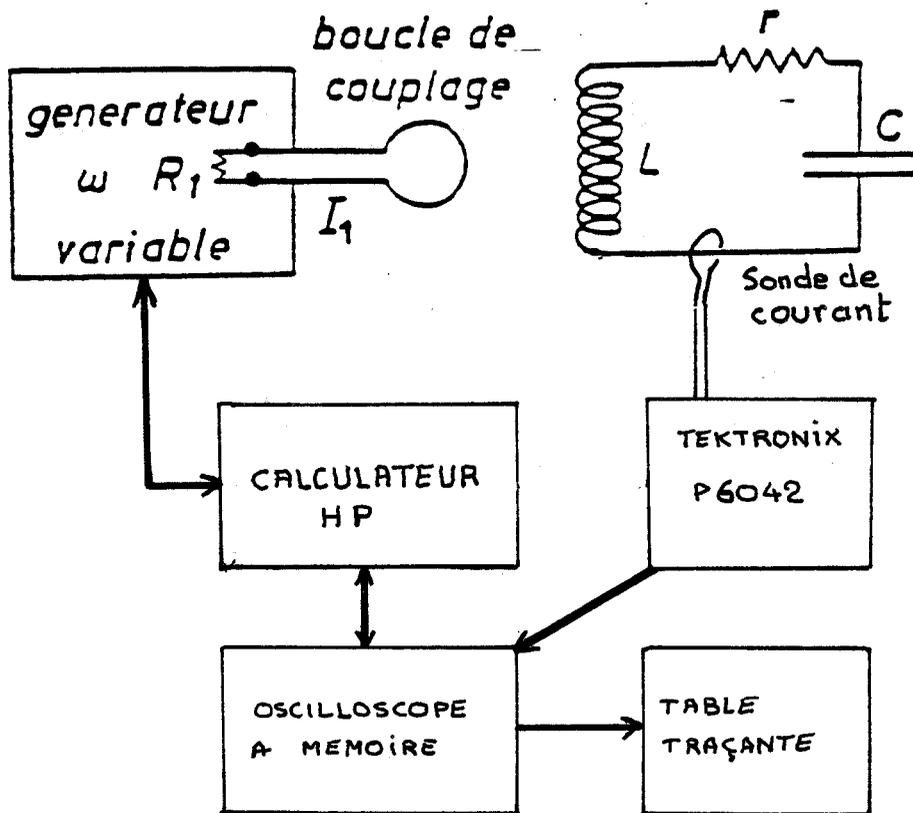


Fig.A4-7. "Q-mètre" de laboratoire.

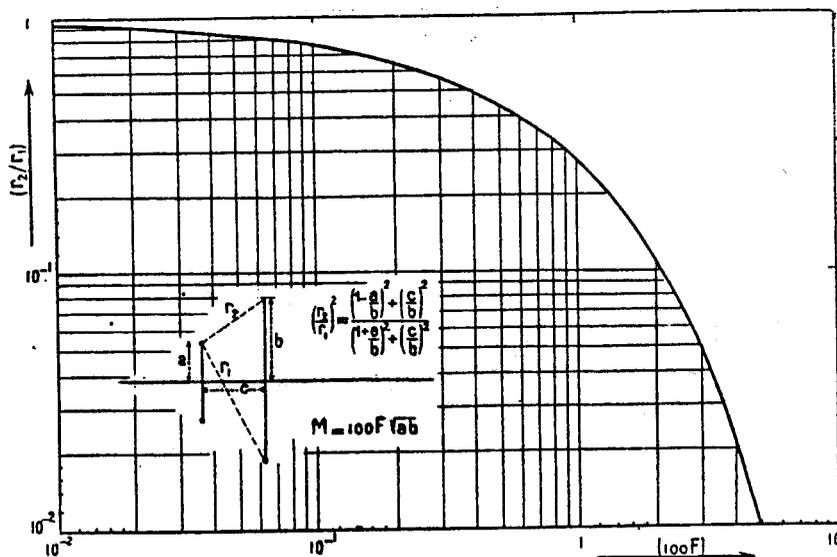


Fig.A4-8. La fonction F en fonction du rapport  $r_2/r_1$  des distances définies sur la figure.

- éviter la proximité de conducteurs ;

- utilisation d'une méthode de mesure perturbant le moins possible le circuit à caractériser. A cet effet, nous avons réalisé un Q mètre dont le synoptique est donné à la figure A4-7. Le couplage liant le cadre émetteur (cadre de mesure TELEC) et le circuit à étudier, doit être très lâche. La mesure de la "surintensité" est réalisée au moyen d'une sonde de courant HF, la capacité présentée par une sonde classique d'oscilloscope n'étant pas négligeable devant la capacité d'accord et la masse de cet appareil diminuant notablement la qualité du circuit.

L'inductance totale mesurée est  $L_s = 19 \mu\text{H}$ .

## Adaptation de la diode au circuit MF

Nous avons vu au chapitre I les effets du courant de pompage sur la réponse du mélangeur ( $I_a > 10 \text{ mA}$ ). Pour minimiser la puissance MF délivrée par l'émetteur, la diode doit être adaptée aussi au circuit MF (au même titre que pour l'hyperfréquence).

L'adaptation est réalisée par la prise inductive P. Cette charge ( $\sim 120 \Omega$ ) diminue le coefficient de qualité  $Q_s$  du circuit résonnant. On trouvera en référence [ 3-29 ] d'autres méthodes d'adaptation concernant les circuits d'entrée de récepteur de radiodiffusion.

## Détermination des caractéristiques du circuit d'émission

La structure et les caractéristiques électriques du cadre émetteur sont déterminées par le calcul des inductances mutuelles. Les résultats des calculs appliqués au couplage de deux spires coaxiales distantes de  $h$  et de rayons respectifs  $a$  et  $b$ , sont tabulés dans quelques ouvrages spécialisés [ 3-28 ] [ 3-32 ]. L'expression de la mutuelle est donnée par

$$M = 100 F \sqrt{ab} \quad (\mu\text{H}, \text{m}) \quad (\text{AR4-11})$$

où  $F$  est une fonction du rapport  $r_2/r_1$  défini sur la figure A4-8.

Pour notre part, nous avons assimilé chacune des spires carrées du cadre émetteur et du cadre balise à des spires circulaires équivalentes.

La bobine d'émission et la bobine de réception comportent respectivement  $N_p$  et  $N_s$  spires. L'expression de la mutuelle inductance devient alors:

$$M = 100 \cdot F \cdot N_p \cdot N_s \sqrt{ab} \quad (\text{AR4-12})$$

Pour  $h = 20 \text{ cm}$ , les caractéristiques calculées des circuits qui permettent d'obtenir le couplage critique sont

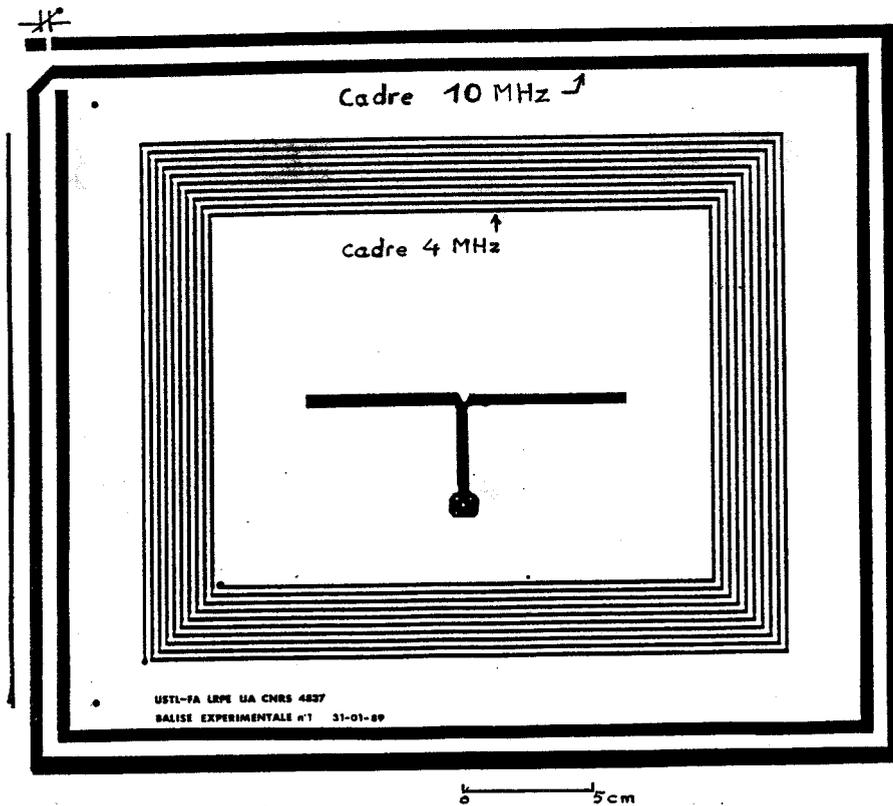


Fig.A4-9. Cadre émetteur (interrogeur).

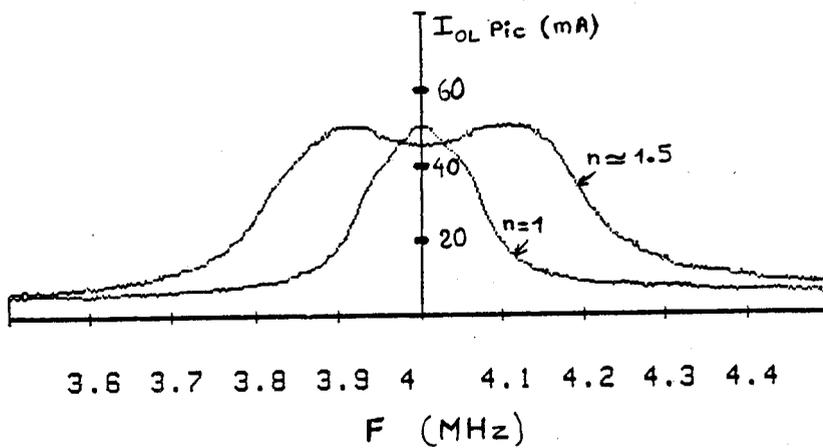


fig A4.10 . Evolution du courant de pompage diode ( $I_{OL}$ ) en fonction de la fréquence (le courant circulant dans le cadre primaire  $\approx 150$  mA)

- pour la balise :  $N_s = 11$  spires       $Q_s \sim 30$        $L_s \sim 19 \text{ uH}$
- pour l'émetteur :       $N_p = 10$  spires       $Q_p \sim 40$        $L_p \sim 40 \text{ uH}$

Le cadre émetteur (4MHz) est représenté sur la figure A4-9 .

On remarquera le cadre 10 MHz dont la présence a servi à montrer la faisabilité d'un procédé de codage en binaire (balise 4 MHz --> "0", balise 10 MHz --> "1")

La figure A4-10 illustre le phénomène de couplage inductif liant le circuit d'émission et le circuit de balise. Le couplage critique est obtenu pour  $h = 24 \text{ cm}$ . Des variations de hauteur  $\Delta h = \pm 5 \text{ cm}$  influent peu sur le courant de pompage du mélangeur balise.

## ANNEXE V

## CONSTANTES DIELECTRIQUES COMPLEXES DES RESINES EPOXYDES.

## 1. Solides, B.Organiques, 3.Plastiques (suite)

Les valeurs de  $\text{tg } \delta$  sont multipliées par  $10^4$ , la fréquence est en Hz.

n.Résines époxydes (suite)	T °C		$1 \times 10^2$	$1 \times 10^3$	$1 \times 10^4$	$1 \times 10^5$	$1 \times 10^6$	$1 \times 10^7$	$1 \times 10^8$	$3 \times 10^8$	$3 \times 10^9$	$1 \times 10^{10}$	$2,5 \times 10^{10}$
Colle Araldite	25	$\epsilon/\epsilon_0$	4,00	3,97	3,91	3,82	3,71	3,46	3,27	---	3,14		
type I naturelle <sup>a</sup>		$\text{tg } \delta$	29	52	120	200	300	350	340	---	230		
Colle Araldite	25	$\epsilon/\epsilon_0$	11,6	11,6	11,5	11,3	11,0	10,5	10,2	9,9	9,6	9,2	
type I argentée <sup>a</sup>		$\text{tg } \delta$	38	62	120	190	300	370	360	360	520	980	
Hysol 6000 <sup>b</sup>	25	$\epsilon/\epsilon_0$	3,47	3,43	3,38	3,30	3,26	3,17	3,10	3,07	3,00	2,96	
		$\text{tg } \delta$	73	61	70	92	130	170	170	150	120	120	
Hysol 6020 <sup>b</sup>	25	$\epsilon/\epsilon_0$	3,96	3,90	3,82	3,67	3,54	3,42	3,29	---	3,01	2,99	
		$\text{tg } \delta$	68	113	206	260	272	266	299	---	274	252	
Hysol 6030 flexible	25	$\epsilon/\epsilon_0$	6,65	6,15	5,75	5,37	4,74	4,15	3,61	---	3,20	3,11	
Résine à couler		$\text{tg } \delta$	605	485	469	593	840	1010	900	---	380	324	
Hysol 6000 PR <sup>b</sup>	25	$\epsilon/\epsilon_0$	3,85	3,80	3,69	3,64	3,57	3,44	3,33	---	3,18	3,18	
		$\text{tg } \delta$	90	99	107	163	227	248	250	---	192	180	
Ry-tuf laminé qualité	25	$\epsilon/\epsilon_0$	4,67	4,62	4,52	4,45	4,34	4,21	4,15				
GF181 <sup>b</sup> (Champ $\perp$ à la feuille)		$\text{tg } \delta$	92	99	125	145	212	239	242				
(Champ $\parallel$ à la feuille)	25	$\epsilon/\epsilon_0$	---	---	---	---	---	---	---	4,14*	4,08	4,05	
		$\text{tg } \delta$	---	---	---	---	---	---	---	171*	177	180	
Résine Epon RN-48 <sup>c</sup>	25	$\epsilon/\epsilon_0$	3,64	3,63	3,61	3,57	3,52	3,44	3,32	3,13*	3,04	2,91	
		$\text{tg } \delta$	31	38	68	111	142	191	264	220*	210	184	

a.Ciba. b.Houghton Labs. c.Shell Chem. d.Liaisons transversales avec un polymère d'hydrocarbure (esso.Lab.)  
 e.Liaisons transversales avec un polymère (Gen.Elec.). f.Liaisons en chaîne avec un copolymère d'hydrocarbure  
 obtenues avec des oléfines et des diènes aliphatiques. \*Fréq. =  $1 \times 10^9$ .

## n.Résines époxydes

Résine à mouler Araldite	25	$\epsilon/\epsilon_0$	3,67	3,67	3,67	3,65	3,62	3,49	3,35	3,28	3,09	3,01	
Type B <sup>d</sup>		$\text{tg } \delta$	17	24	50	110	190	270	340	340	270	220	
Araldite E-134 <sup>d</sup>	25	$\epsilon/\epsilon_0$	7,3	6,1	5,3	4,7	4,4	4,1	3,7	3,5	3,2	3,1	
		$\text{tg } \delta$	1200	1050	920	760	770	1000	1300	750	460	390	
Résine à mouler Araldite G <sup>d</sup>	25	$\epsilon/\epsilon_0$	4,05	3,99	3,92	3,81	3,69	3,54	3,39	3,25*	3,15	3,10	
		$\text{tg } \delta$	105	104	141	210	270	288	300	311*	310	263	

a. Hardmann. b.Laminated Plastics. c.Libbey-Owens-Ford. d.Ciba \*Fréq. =  $1 \times 10^9$ .

## ANNEXE VI.

## CALCULS DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE PATCH 1 GHz.

La première étape consiste à déterminer la largeur  $W$  du patch. Cette largeur peut être calculée à partir de la formule pratique [ 3-21 ] :

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{AR6-1})$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière,  $f_r$  de la fréquence d'accord (1 GHz) et  $\epsilon_r$  la permittivité relative du diélectrique (4.75 pour l'époxy).

$W$  n'a pas besoin d'être déterminée avec précision : des variations de, disons,  $\pm 5\%$ , influent peu sur les propriétés de l'antenne.

Une application numérique nous donne :

$$W \approx 86 \text{ mm}$$

La largeur  $W$  étant connue, il est possible de calculer la longueur  $L$  de l'élément en utilisant d'abord le formalisme des lignes. En première approximation, la ligne résonne lorsque

$$L = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (\text{AR6-2})$$

où  $\lambda_0$  = longueur d'onde dans le vide (30 cm)  
et  $\epsilon_{\text{reff}}$  est dans le cas des lignes larges ( $W/h \gg 1$ ) [ 3-17 ] :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-0.555} \quad (\text{AR6-3})$$

soit  $\epsilon_{\text{reff}} = 4.58$  avec  $h = 1.59$  mm et  $W = 86$  mm.

On déduit de AR 6-2

$$L = 70,08 \text{ mm}$$

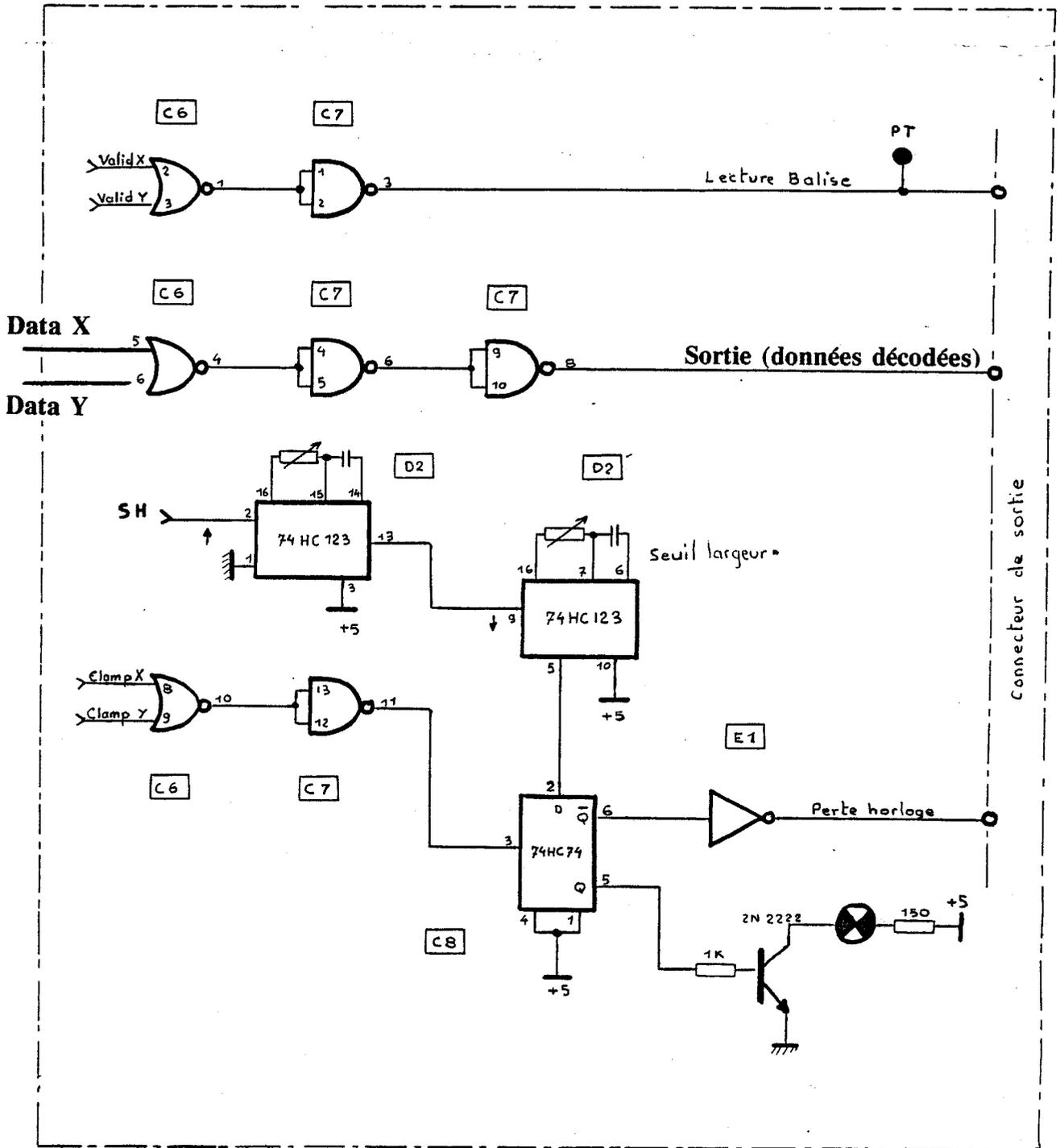
Les effets de bord qui se produisent à chacune des extrémités de la ligne "rallongent" la ligne réelle d'une longueur  $\Delta l$  donnée par [ 3-23 ] :

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{AR6-4})$$

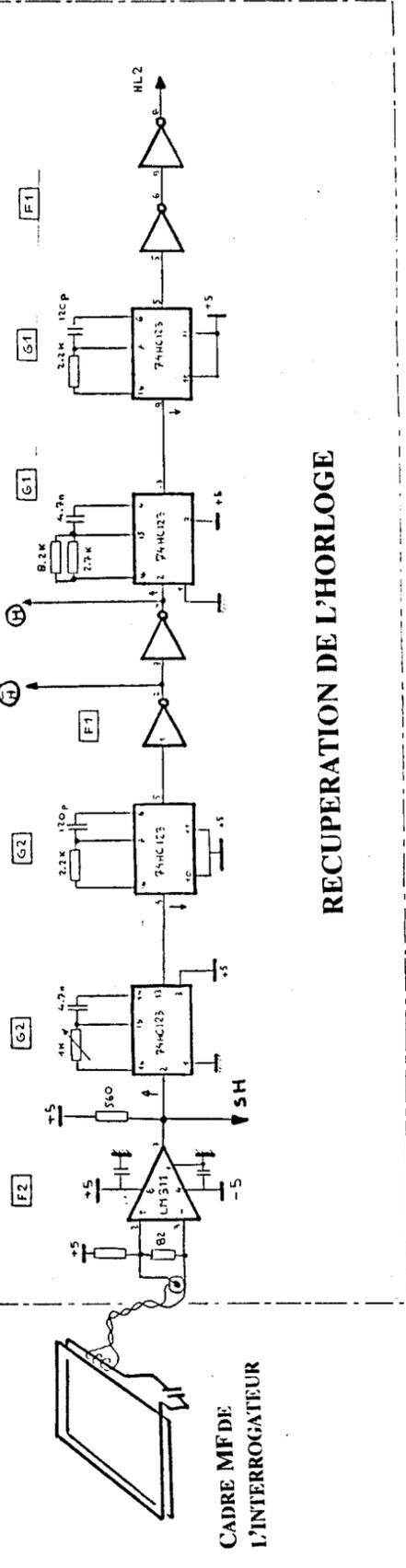
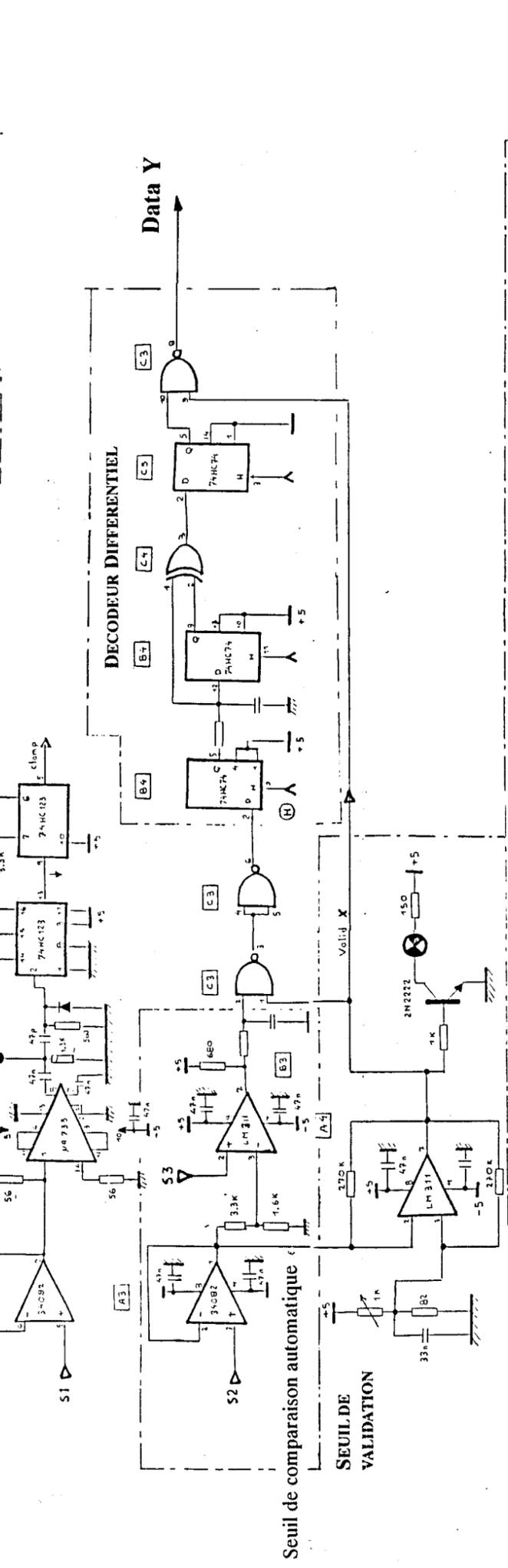
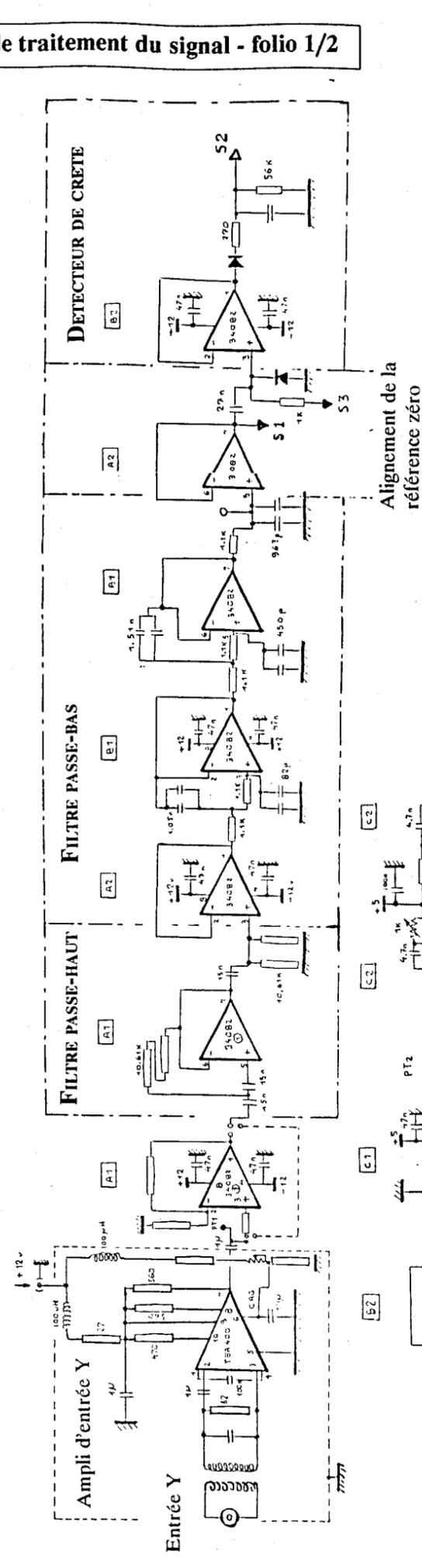
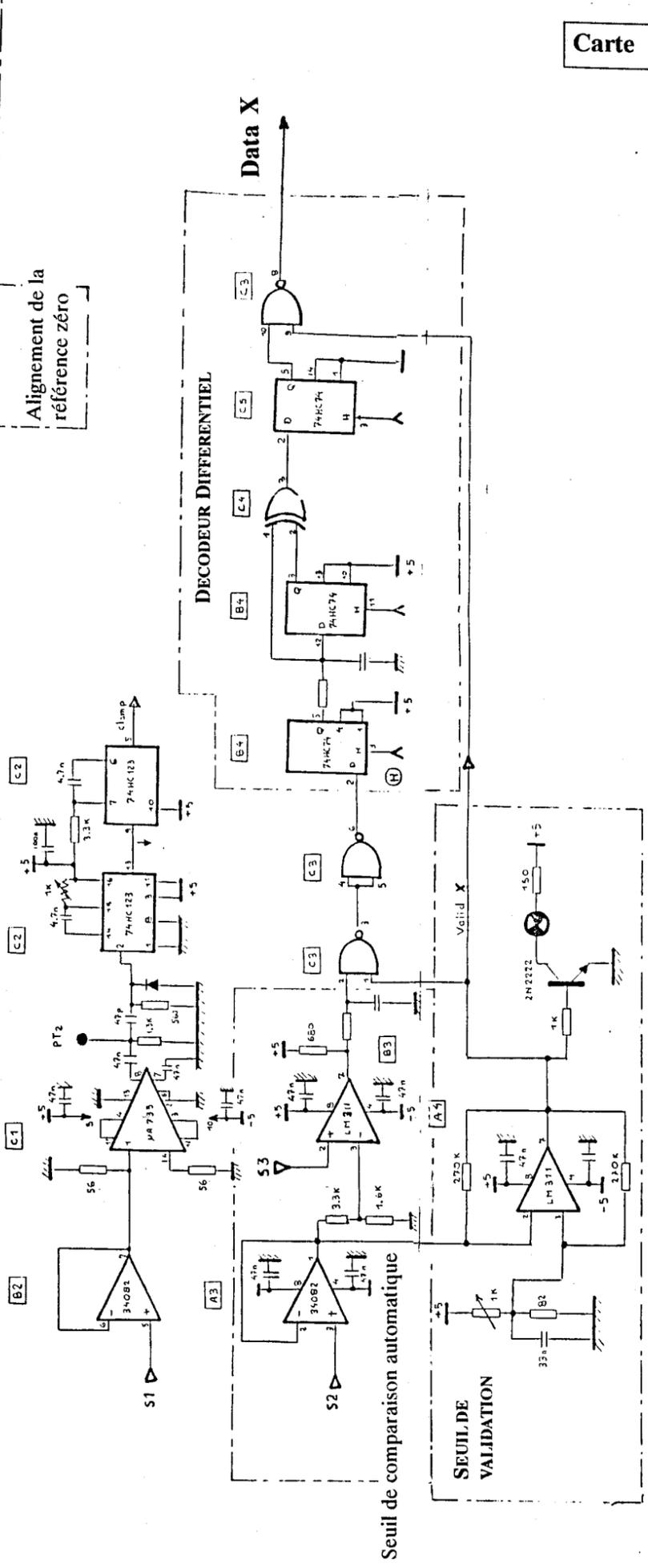
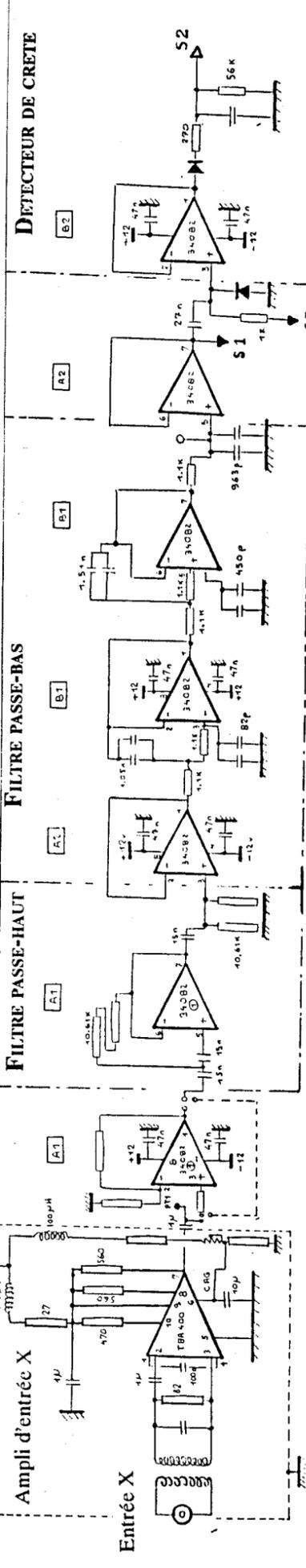
soit dans notre cas :  $\Delta l = 0,737$  mm

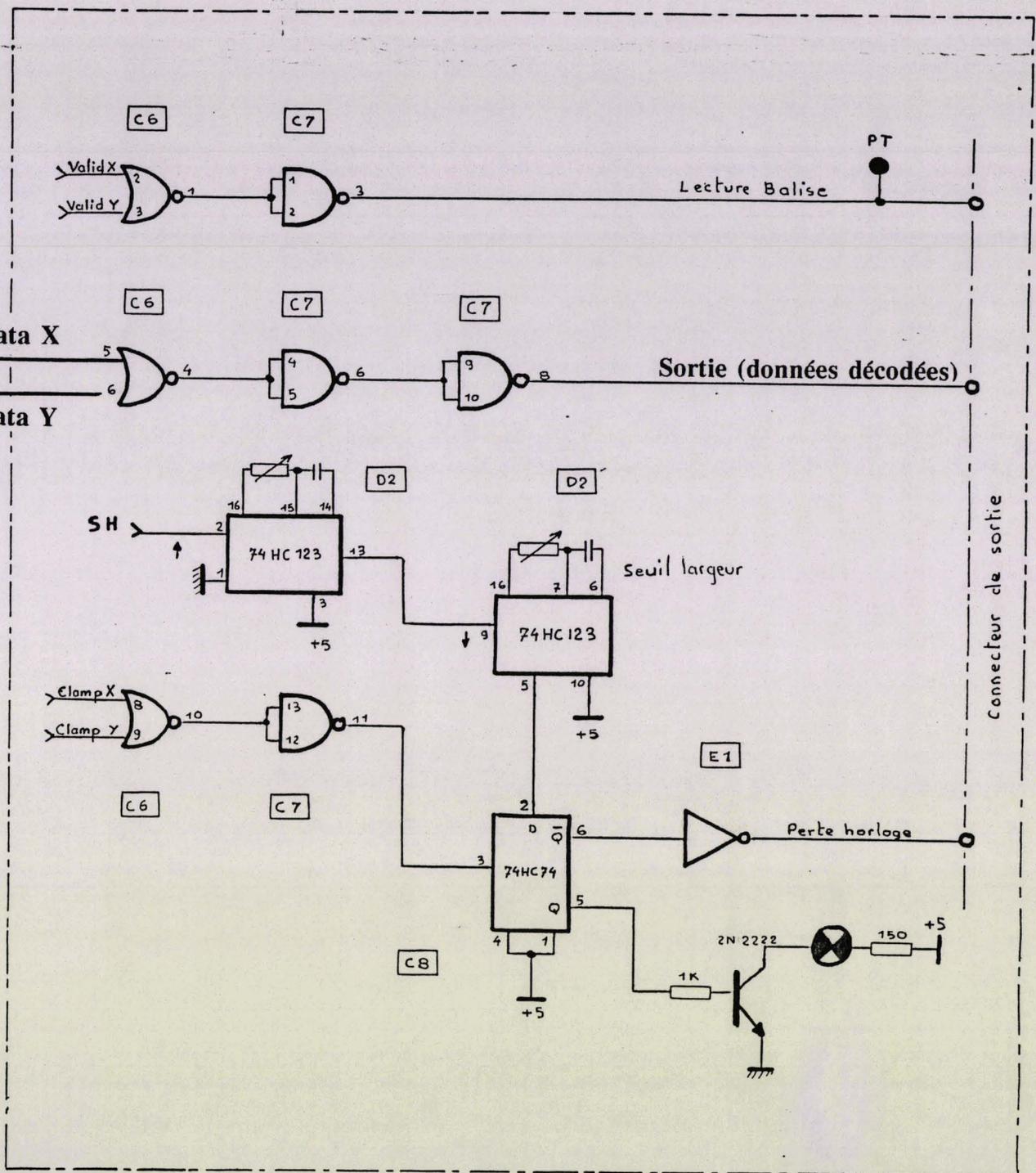
La longueur  $L$  de l'élément est alors :

$$L = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta l \quad \text{soit } 68.6 \text{ mm}$$

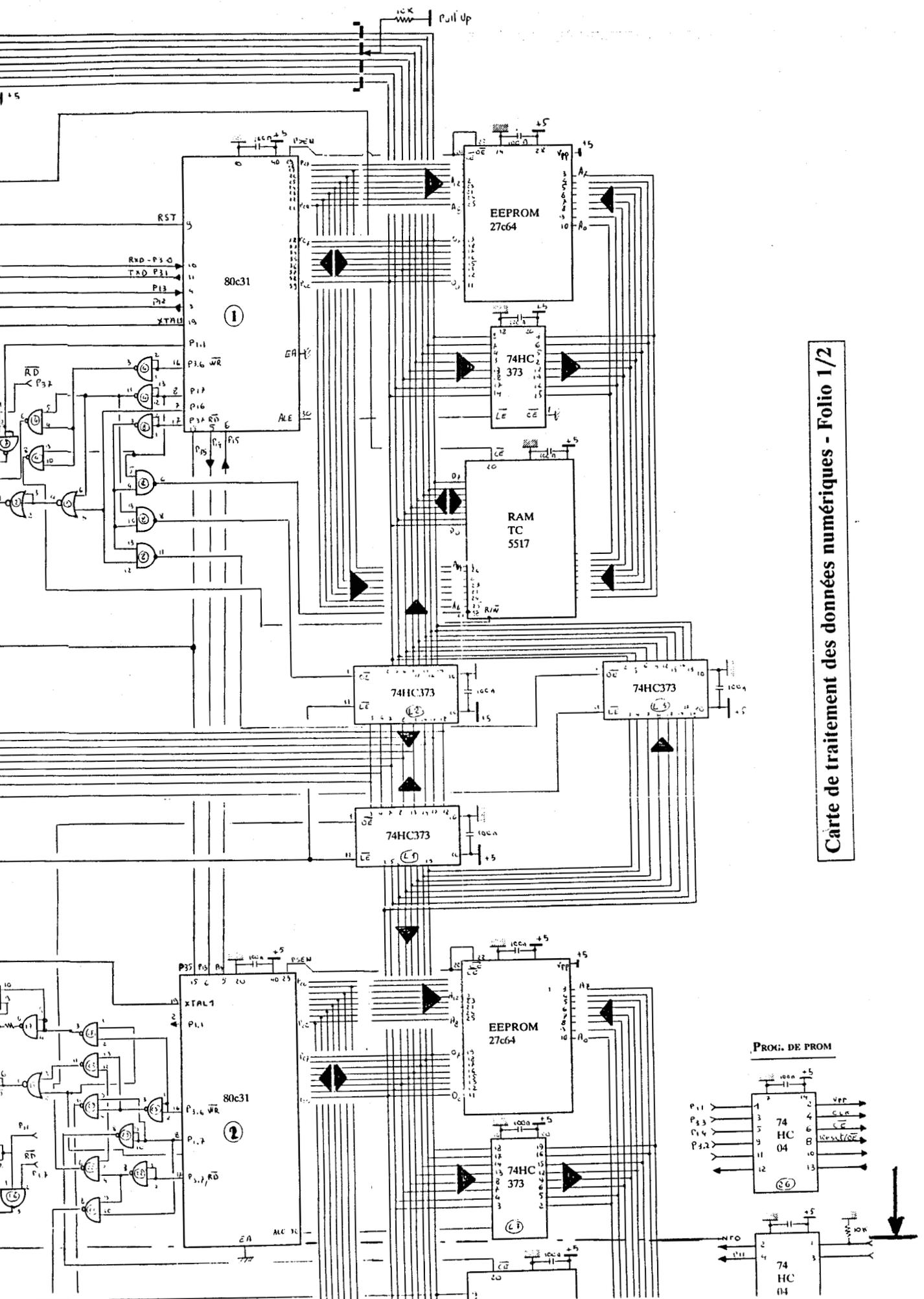


U.S.T.L. - FLANDRES - ARTOIS / LABORATOIRE LRPE	Réalisation: Y. NGUYEN
	Date: mars 1991
CARTE DE TRAITEMENT DU SIGNAL	Folio 2/2



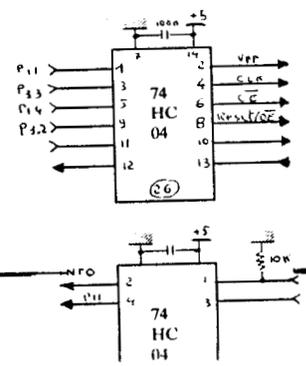


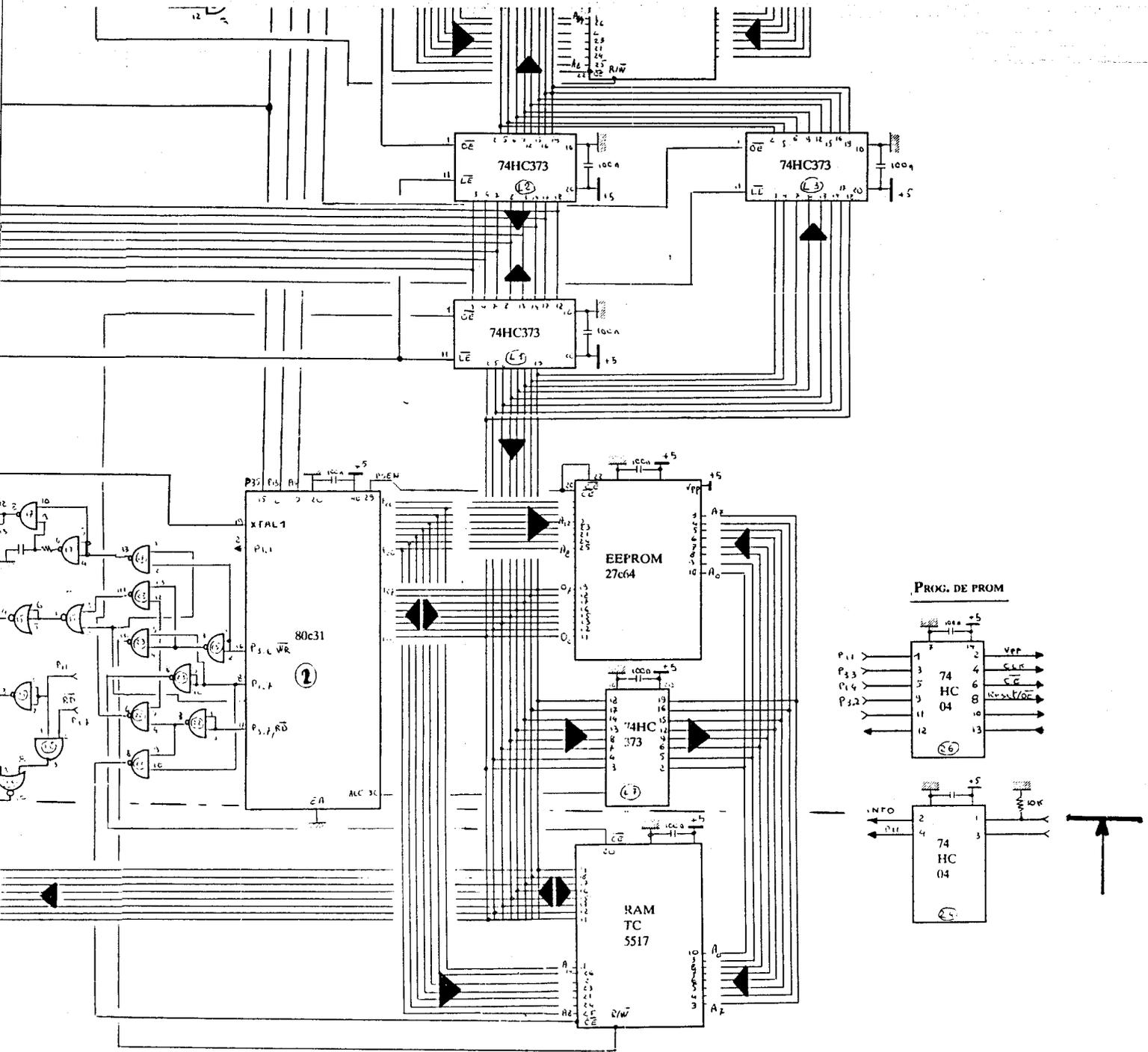
U.S.T.L. - FLANDRES - ARTOIS / LABORATOIRE LRPE	Réalisation: Y. NGUYEN
	Date: mars 1991
CARTE DE TRAITEMENT DU SIGNAL	Folio 2/2



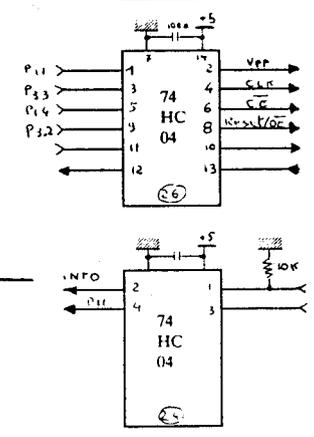
Carte de traitement des données numériques - Folio 1/2

PROG. DE PROM

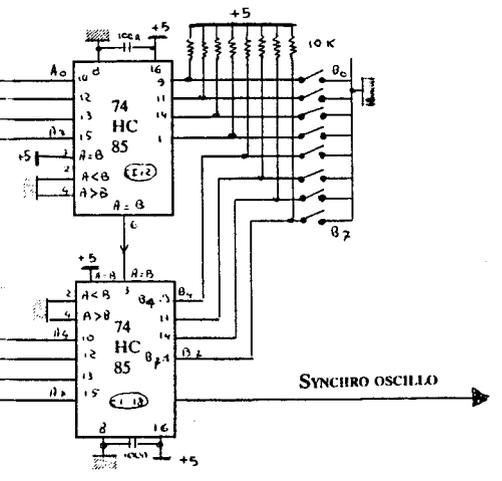


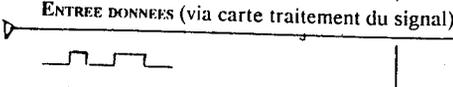
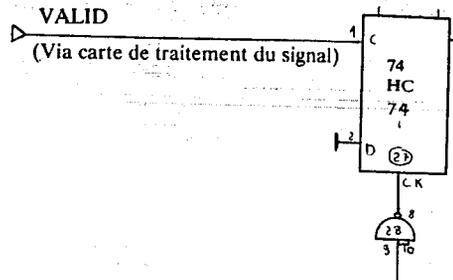


**PROG. DE PROM**

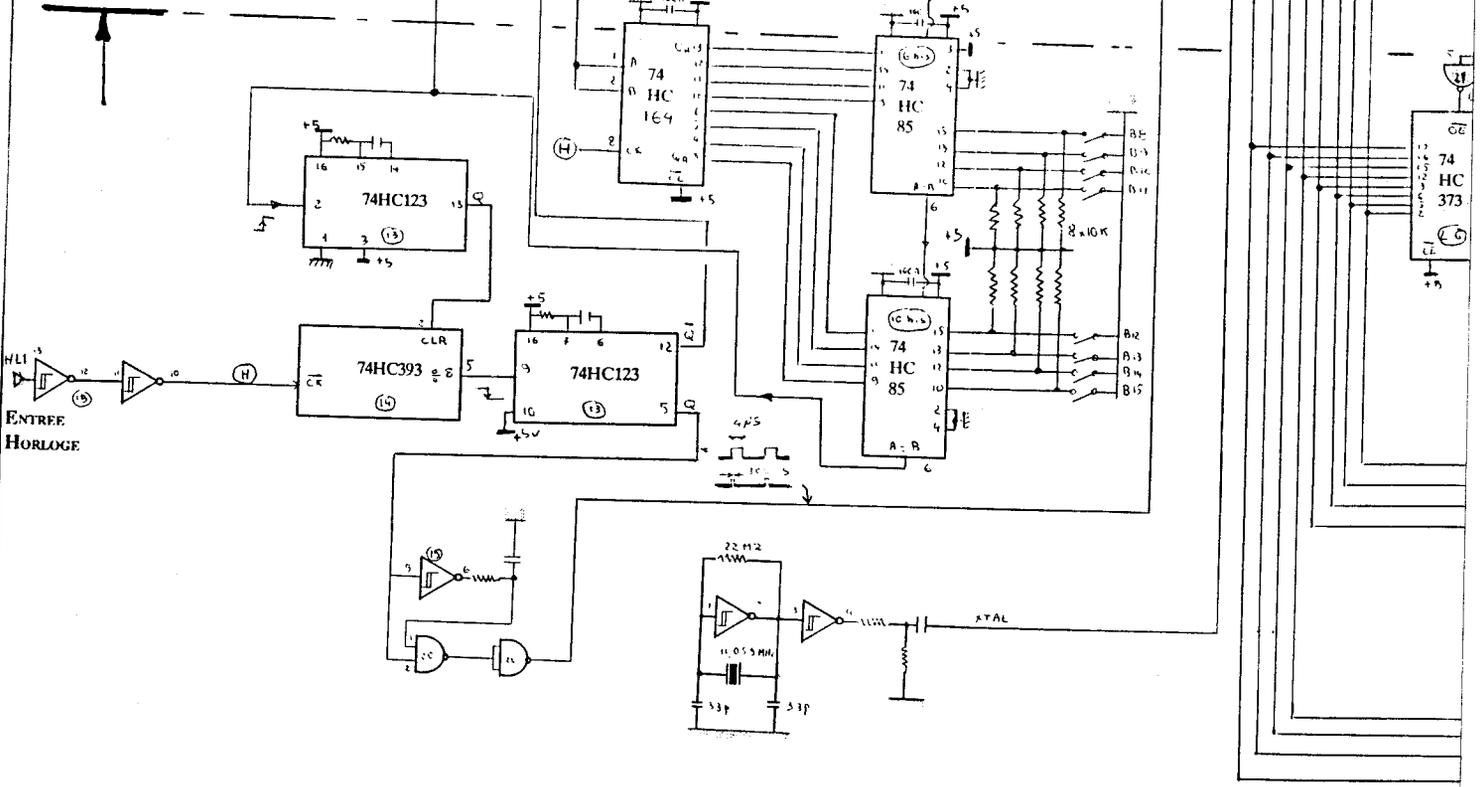


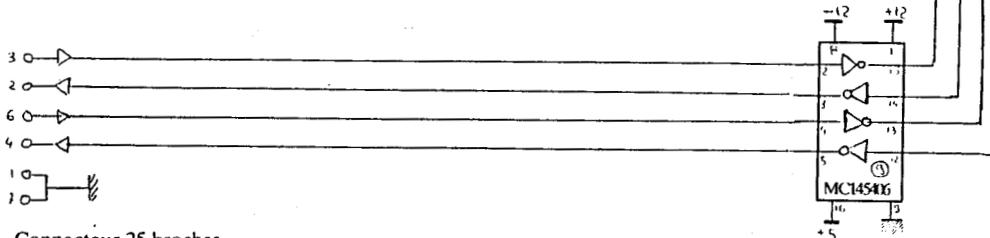
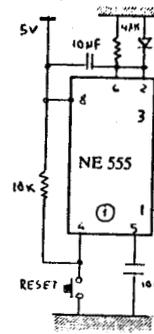
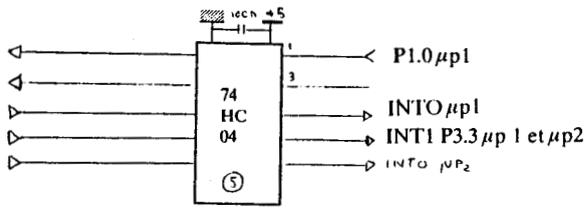
U.S.T.L. - FLANDRES - ARTOIS / LABORATOIRE LRPE	Réalisation: Y. NGUYEN
CARTE D'ACQUISITION ET TRAITEMENT DES DONNEES EN TEMPS REEL	Date: mars 1991 FOLIO 2/2



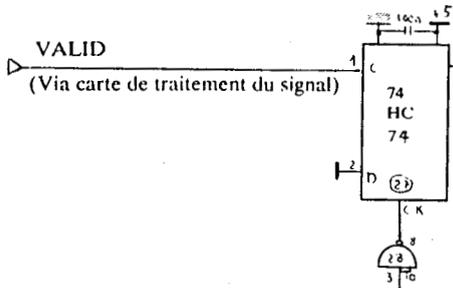


SUITE DU  
FOLIO 1/2

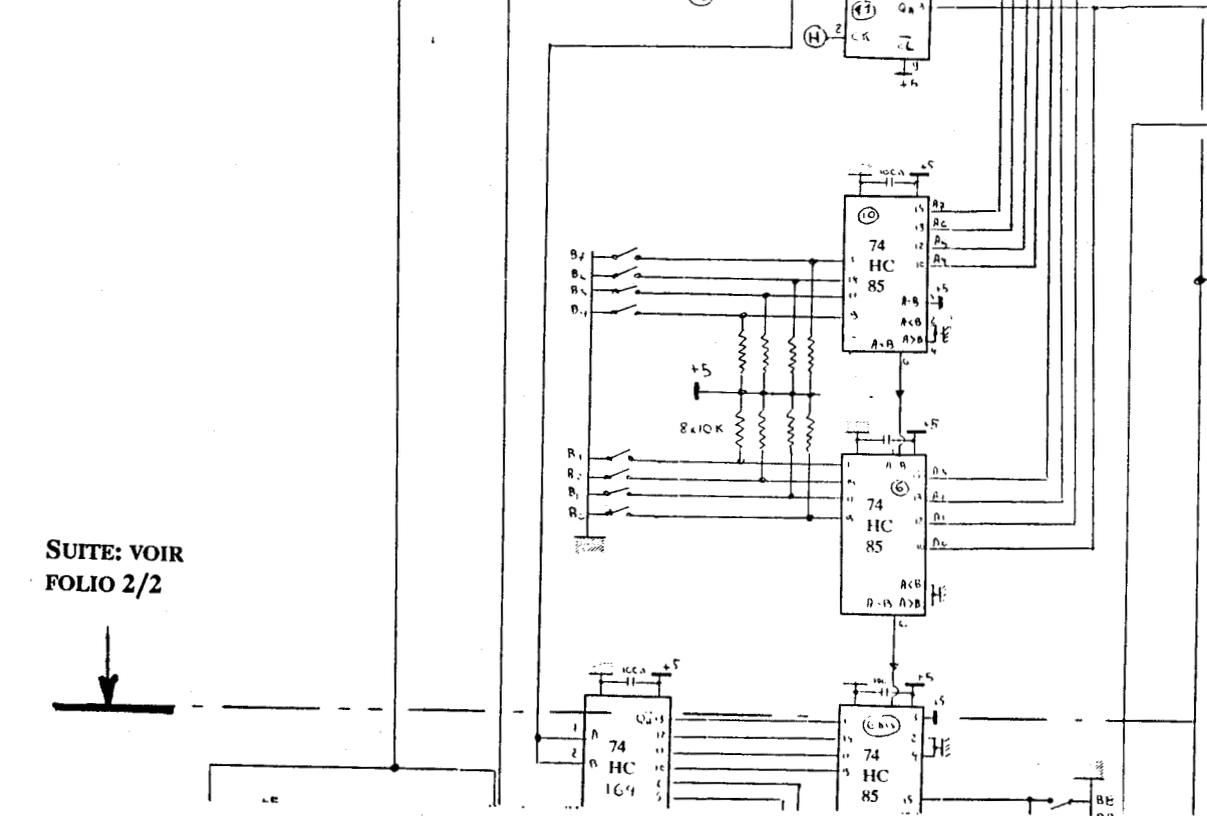




Connecteur 25 broches  
RS 232C (9600 bauds)  
Vers calculateur HP 9836



ENTREE DONNEES (via carte traitement du signal)



SUITE: VOIR  
FOLIO 2/2



## RESUME.

Notre travail concerne la localisation ponctuelle des véhicules guidés, indispensable aujourd'hui pour les systèmes de transports ferroviaires (projet ASTREE SNCF) ou entièrement automatisés (métro VAL).

La localisation s'effectue en disposant tout le long du parcours des balises passives qui sont lues au vol par un interrogateur placé sous le véhicule. Ce dernier téléalimente les balises par ondes électromagnétiques.

En fonction des objectifs fonctionnels fixés et pour répondre aux diverses contraintes (minimisation du coût, présence d'eau, de neige sur la balise etc...), nous avons conçu et réalisé 5 systèmes originaux qui se différencient des systèmes commercialisés par le fait qu'ils utilisent au moins 2 fréquences de travail (MF et HF) et des débits de transmission élevés (150 Kb/s ou 1Mb/s):

A) à balises analogiques:

- certaines d'entre elles permettent une localisation très précise du véhicule ( $\pm 5$  cm par simple top temporel).

B) à balises numériques qui transmettent un message codé au véhicule:

- 1 - balises à modulation AM - 1GHz récepteur à double démodulation cohérente et traitement simultané du signal sur les 2 voies FI .
- 2 - identique au système 2, mais à polarisations d'ondes HF croisées et modulateur balise actif.
- 3 - balises à oscillateur modulé en AM 50 MHz ou 820 MHz - réception hétérodyne.
- 4 - balises à impulsions 50MHz - récepteur hétérodyne.

En se référant aux mécanismes de mélange et de propagation EM, nous donnons des méthodes générales d'optimisation permettant d'associer efficacement les différents constituants des balises et des interrogateurs (antennes, mélangeur, circuits électroniques).

Les résultats d'essais en laboratoire prouvent la validité des structures proposées. Certains des systèmes décrits sont en phase d'industrialisation par MATRA-TRANSPORT.

MOTS-CLES :

Localisation, identification, balise, répondeur, capteur, antenne plaquée, mélangeur.

KEYWORDS :

Localisation, identification, beacon, transpondeur, sensor, microstrip antenna, mixer.

