



**HAL**  
open science

## Caractérisation en bande large du canal radio-mobile en milieu urbain

J. Tiffon, P. Olivier, J. Martin, J.P. Brigand, P. Celin, J.Y. Delahaye, R. Riguet, J.P. Vinson, D. Mathieu, G. Revol

► **To cite this version:**

J. Tiffon, P. Olivier, J. Martin, J.P. Brigand, P. Celin, et al.. Caractérisation en bande large du canal radio-mobile en milieu urbain. [Rapport de recherche] Note technique CRPE n° 160, Centre de recherches en physique de l'environnement terrestre et planétaire (CRPE). 1988, 57 p. hal-02191533

**HAL Id: hal-02191533**

**<https://hal-lara.archives-ouvertes.fr/hal-02191533v1>**

Submitted on 23 Jul 2019

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

RP 256 (20)

**CENTRE NATIONAL D'ETUDES  
DES TELECOMMUNICATIONS**

**CENTRE NATIONAL DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**CENTRE DE  
RECHERCHES  
EN PHYSIQUE DE  
L'ENVIRONNEMENT  
TERRESTRE  
ET PLANETAIRE**

# CRPE

**NOTE TECHNIQUE  
CRPE/160**

*Inf*

## **CARACTERISATION EN BANDE LARGE DU CANAL RADIO-MOBILE EN MILIEU URBAIN**

**Par**

**J. TIFFON, P. OLIVIER, J. MARTIN**

**Avec le concours de**

**J.P. BRIGAND, P. CELIN, J.Y. DELAHAYE, R. RIGUET  
J.P. VINSON, D. MATHIEU, G. REVOL**

**RPE/ETP**

**38-40, rue du Général Leclerc  
92131 ISSY-LES-MOULINEAUX, FRANCE**

**CEPHAG**

**BP 46  
38402 SAINT-MARTIN-D'HERES, FRANCE**



**18 AVR. 1989**

*DB 107890*

CENTRE NATIONAL D'ETUDES  
DES TELECOMMUNICATIONS  
Centre PARIS B

CENTRE NATIONAL DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
Département TOAE

CENTRE DE RECHERCHES EN PHYSIQUE DE  
L'ENVIRONNEMENT TERRESTRE ET PLANETAIRE

CENTRE D'ETUDE DES PHENOMENES  
ALEATOIRES ET GEOPHYSIQUES

NOTE TECHNIQUE CRPE / 160  
RAPPORT CEPHAG / 7 / 88

CARACTERISATION EN BANDE LARGE DU CANAL  
RADIO-MOBILE EN MILIEU URBAIN

par

J. TIFFON, P. OLIVIER

J. MARTIN

avec le concours de

J. P. BRIGAND, P. CELIN, J. Y. DELAHAYE  
R. RIGUET, J. P. VINSON

D. MATHIEU, G. REVOL

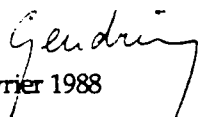
PAB / RPE  
38-40 rue du Général Leclerc  
92131 ISSY-LES-MOULINEAUX

CEPHAG  
BP 46  
38402 SAINT-MARTIN-D'HERES

Le Directeur du CRPE

Le Directeur du CEPHAG

R. GENDRIN

  
Février 1988

  
J. L. LACOUME

LISTE DE DIFFUSION SYSTEMATIQUE

CNET

MM.	POITEVIN	Directeur du CNET	PAB/DIR	ABOUDARHAM
	THABARD	Directeur Adjoint du CNET	PAB/ETR	BROSSARD
	COLONNA	Adjoint Militaire au Directeur du CNET	PAB/ETR	FERNANDEZ
	VINCENT-CARREFOUR	Directeur des Programmes	PAB/ETR	IMBEAUX
	BLOCH	DICET	PAB/ETR	MALOBERTI
	THUE	DICET	PAB/ETR	MONNOT
MME	HENAFF	DICET	PAB/PMM	AUZEL
			PAB/RPE	BEN MERIEM
			PAB/RPE	BERRADA
MM.	LOMBARD	PAB	PAB/RPE	BRIGAND
	NOBLANC	PAB-BAG	PAB/RPE	CELIN
	RAMAT	PAB-ETR	PAB/RPE	CIARLETTI
	GENDRIN	PAB-RPE	PAB/RPE	DECHAMBRE
	BAUDIN	PAB-RPE	PAB/RPE	DELAHAYE
	BERTHELIER	PAB-RPE	PAB/RPE	DUHAMEL
	BIC	PAB-RPE	PAB/RPE	FERAUDY (DE)
	BLANC	PAB-RPE	PAB/RPE	GHAHREMANI
	LAVERGNAT	PAB-RPE	PAB/RPE	GLOAGUEN
	ROBERT	PAB-RPE	PAB/RPE	GOLE
	ROUX	PAB-RPE	PAB/RPE	HMIDA
MME	HAUSER	PAB-RPE	PAB/RPE	JOUVEAU
MM.	TESTUD	PAB-RPE	PAB/RPE	LANCELIN
	LAURETTE	PAB-STC	PAB/RPE	LAURENT
			PAB/RPE	LEVY -
			PAB/RPE	LI
			PAB/RPE	MAYRARGUE
			PAB/RPE	MON
			PAB/RPE	MOU
			PAB/RPE	OLIVIER
			PAB/RPE	RIGUET
			PAB/RPE	SAUVAGET
			PAB/RPE	SYLVAIN
			PAB/RPE	TRESSENS
			PAB/RPE	VINSON
			PAB/RPE	ZHANG
			PAB/STC	BAILLY
			PAB/STC	GENAIN
			PAB/STC	SYLVESTRE

CNRS

MM.	BERROIR	TOAE
	CHARPENTIER	SPI
MME	SAHAL	TOAE
MM.	COUTURIER	INSU
	GLASS	INSU

CNES

MM.	REVAH	
	FELLOUS	
MMES	AMMAR	
	CHABREUIL	
	DEBOUZY	

Bibliothèques

CNET-SDI (3)  
 CNET-EDB  
 CNET-RPE (Issy) (5)  
 CNET-RPE (St Maur) (2)  
 Observatoire de Meudon  
 IAP  
 CNRS-SA  
 CNRS-CDST  
 CNRS-LPCE

LAB/DIR	MINET
LAB/DIR	PAPET-LEPINE
LAB/MER	BOUIDENE
LAB/MER	CORNEC
LAB/MER	GERVAIS
LAB/MER	GOLOUBKOFF
LAB/MER	JOINDOT
LAB/MER	LE FAOU
LAB/MER	LE SAOUT
LAB/MER	LECLERT
LAB/MER	MARTIN
LAB/SMR	CHARBONNIER

LISTE COMPLEMENTAIRE

DIR	LANGER
DICET/COM	ATTEN
PAA/RDS	BENARD-DENDE
PAA/RDS	CARROUGE
PAA/RDS	COURAU
PAA/RDS	DE BRITO
PAA/RDS	GHILLEBAERT
PAA/RDS	GILBERT
PAA/RDS	MAZZIOTTO
PAA/RDS	MINET
PAA/RDS	PAUTET
PAA/RDS	RIOU
PAA/RDS	THOMAS
PAA/TPA	GILLOT
PAA/TPA	LANDEAU
PAA/TPA	TIFFON

CCETT	CABON
CCETT	DOCUMENTATION
CCETT	MEILHOC
CNS/CCI	RENAUDIN
SEPT	JOLIE
ENST	SERVICE DOCUMENTATION
TRT	RENARD
RCM/DTRE	NAHOUM
CEPHAG	JOURDAIN
CEPHAG	KOFMAN
CEPHAG	LACOUME
CEPHAG	MARTIN J.
CEPHAG	MATHIEU
CEPHAG	REVOL

## RESUME

L'objet de cette note est de présenter, tant sur le plan théorique qu'expérimental, les différentes manières d'étudier les effets en bande large de la propagation à 900 MHz en milieu urbain, dans le cadre d'un système de communications avec les mobiles. Le sujet est tout d'abord situé dans son contexte scientifique, modélisation du phénomène de trajets multiples et représentation du canal qui en découle, et international, état de l'art des études et expérimentations menées en France et à l'étranger dans ce domaine. Sont ensuite décrits en détail les moyens d'investigation expérimentaux dont disposent le CRPE et le CEPHAG: les dispositifs de mesure de la fonction de transfert et de la réponse impulsionnelle sont regroupés en un seul ensemble dont la partie réception-acquisition est installée à bord d'un camion laboratoire. Enfin, sont présentés les premiers résultats obtenus à partir d'enregistrements fréquentiels en points fixes et des exemples d'évolution spatiale de la réponse du canal ainsi mesurée dans les domaines fréquentiel et temporel.

## REMERCIEMENTS

Nous tenons tout d'abord à remercier J. LAVERGNAT, ancien responsable du département RPE/ETP, qui a été à l'origine des études de propagation en milieu urbain et a grandement favorisé la fructueuse collaboration entre le CRPE et le CEPHAG. Les nombreux échanges de vues que nous avons eus avec A. LEVY se sont révélés très précieux lors de la mise en oeuvre des dispositifs expérimentaux.

Ces expérimentations n'auraient pu être conduites sans le concours efficace de G. LAURENT et de A. SAUVAGET, du département RPE/ITS, qui se sont respectivement occupés de l'équipement du camion laboratoire et de l'installation et de la maintenance du site d'émission au central Archives.

## TABLE DES MATIERES

### **Chapitre 1 Introduction**

### **Chapitre 2 Modélisation en bande large de la propagation**

- 2.1 Caractéristiques de la propagation
- 2.2 Représentation déterministe du canal
- 2.3 Modélisation probabiliste du canal
- 2.4 Principales expérimentations en bande large
- 2.5 Différents modèles de propagation
- 2.6 Objectifs scientifiques

### **Chapitre 3 Dispositifs expérimentaux**

- 3.1 Description générale
- 3.2 Mesure de la fonction de transfert
  - 3.2.1 Principe de la mesure
  - 3.2.2 Description de l'équipement
  - 3.2.3 Acquisition des données
- 3.3 Mesure de la réponse impulsionnelle
  - 3.3.1 Principe de l'expérience
    - a- Choix de la méthode: estimateur du maximum de vraisemblance
    - b- Caractéristiques du signal émis
    - c- Choix des paramètres
  - 3.3.2 Description de l'équipement de mesure
  - 3.3.3 Acquisition des données
  - 3.3.4 Remarques sur les performances de la manipulation

### **Chapitre 4 Premiers résultats et perspectives**

- 4.1 Mesures de la fonction de transfert en points fixes
- 4.2 Exemples de résultats de mesures en mouvement
- 4.3 Dépouillements envisagés
- 4.4 Conclusion

## Chapitre 1

### INTRODUCTION

Une bonne connaissance de la propagation en milieu urbain dans la gamme des 900 MHz est indispensable dans la perspective de l'élaboration de systèmes numériques de communications avec les mobiles. En effet, l'environnement radio-mobile urbain est à l'origine de deux phénomènes principaux, tous deux de grande ampleur: la variabilité du canal de propagation au cours du déplacement et sa sélectivité en fréquence. Aussi, une modélisation correcte des effets de propagation permettra d'effectuer des simulations et des calculs de performance des systèmes envisageables, lesquels seront un guide pour le choix des techniques adéquates (choix de la modulation, correction des erreurs,...) lors de la réalisation effective d'un système de communications. Ce travail de modélisation de la propagation entre dans le cadre du projet CNET MARATHON dont l'objectif est de définir un système cellulaire de communications numériques avec les mobiles, incluant la téléphonie et la transmission de données.

Une première étape de cette étude a consisté en une analyse de la propagation en bande étroite [1]: l'utilisation des résultats de mesures effectuées à Paris par le CNET et la DTRE en 1983 a permis de valider dans l'ensemble les modèles couramment admis concernant les propriétés de l'enveloppe du signal reçu lorsque l'on émet une porteuse pure aux environs de 900 MHz.

Mais les effets spécifiques des trajets multiples, la sélectivité en fréquence ou de manière duale l'interférence entre symboles, ayant des conséquences particulièrement gênantes pour les systèmes numériques, une étude plus fine du canal est nécessaire. C'est pourquoi le département ETP s'est donné les moyens d'effectuer des mesures de propagation en bande large à bord d'un camion laboratoire.

Une première expérimentation a été mise en oeuvre, permettant la mesure de la fonction de transfert complexe du canal au moyen principalement d'un analyseur de liaison micro-onde, appareil déjà utilisé au laboratoire pour d'autres expériences. Cependant, cette manière de caractériser le canal de propagation ne fournit pas une information tout à fait complète; aussi, et à l'occasion d'une coopération entre le CRPE et le CEPHAG, une expérimentation complémentaire de mesure de la réponse impulsionnelle a-t-elle été réalisée.



L'objet de cette note est donc de présenter ces deux expériences dont la coexistence au sein d'un même dispositif expérimental constitue une certaine originalité. Cependant, avant de donner dans le chapitre 3 une description détaillée des deux techniques employées, nous ferons en premier lieu quelques rappels sur les diverses manières de caractériser le canal urbain en bande large; à cette occasion sera effectuée une revue des études déjà publiées dans ce domaine, tant du point de vue expérimental que théorique. Ayant ainsi placé le sujet étudié dans son contexte scientifique, nous développerons dans la suite de ce chapitre 2 les objectifs associés à ces expérimentations. Enfin, dans un dernier chapitre, seront présentées les différentes orientations que l'on compte donner au traitement des données recueillies; cette dernière partie sera illustrée par la présentation des premiers résultats obtenus.

## Chapitre 2

### MODELISATION EN BANDE LARGE DE LA PROPAGATION

#### 2.1 - Caractéristiques de la propagation

La caractéristique principale de la propagation en milieu urbain est constituée par la présence d'obstacles sur le trajet radioélectrique entre l'émetteur et le récepteur; ces obstacles peuvent être fixes (immeubles ou autres constructions urbaines) ou mobiles (autres véhicules); ces derniers étant à l'origine de fluctuations purement temporelles du niveau du signal reçu.

La première des conséquences de l'existence de ces obstacles est un affaiblissement important et variable, selon la taille des masques en présence, du niveau du champ reçu à l'antenne réceptrice. Ces effets sont appelés des effets bande étroite (ou à fréquence fixe) puisqu'ils n'affectent que le niveau du signal; lors de l'élaboration d'un système cellulaire: ils sont à prendre en compte pour l'évaluation des zones de couverture des stations émettrices et pour les calculs d'interférences entre cellules voisines.

Le deuxième type de phénomènes est constitué par la formation de trajets multiples: au niveau de l'antenne réceptrice se superposent un certain nombre d'ondes radioélectriques, provenant de différentes directions, produites par les réflexions sur les obstacles. Un déplacement du récepteur dans cette figure d'interférence crée d'une part des évanouissements profonds et rapides du signal (aspect bande étroite) et d'autre part des effets bande large sous forme d'affaiblissements sélectifs en fréquence ou d'interférences entre symboles dans le cas de liaisons numériques à haut débit, dûs aux écarts de temps de propagation de l'onde le long des différents trajets.

Cette distinction entre les divers effets de propagation et le fait que les systèmes de communications opérationnels utilisent l'une ou l'autre des techniques bande étroite ou bande large conduisent à analyser le canal de propagation urbain selon deux points de vue distincts.

Une analyse à fréquence fixe a déjà été menée au CNET et a fait l'objet d'une note technique précédente [1]: les fluctuations de l'intensité du champ reçu y sont représentées selon un modèle à trois niveaux regroupant les phénomènes de petite

échelle (fluctuations rapides du champ instantané sur quelques dizaines de longueur d'onde), de moyenne échelle (variations du champ moyen local dues aux effets de masques) et de grande échelle (variations du champ moyen cellulaire défini dans une zone de l'ordre de 500 m). L'exploitation de données recueillies lors d'une campagne de mesures menée en 1983 par le CNET (département PAB/ETR/CEM) en collaboration avec la DTRE [2] a permis de confirmer et de préciser dans le cas de Paris les lois communément admises [3] gouvernant ces trois types de variations du signal. Rappelons en brièvement les principaux résultats, en soulignant particulièrement les points ayant trait aux trajets multiples:

- Un processus de Rayleigh a clairement été mis en évidence [4] concernant les fluctuations rapides du signal; ceci signifie que le nombre de rayons incidents au niveau du récepteur est assez élevé et que le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur est la plupart du temps occulté.
- Les affaiblissements dûs aux effets de masques sont statistiquement répartis selon une loi log-normale et subissent des variations assez lentes (distance de cohérence supérieure à 100 m).
- Le champ moyen au niveau d'une cellule de taille 500 m suit de manière satisfaisante le modèle de prédiction d'Okumura-Hata [5][6] avec en particulier une loi de décroissance linéaire en dB, de pente voisine de 3.5, en fonction du logarithme de la distance émetteur-récepteur.

La connaissance du processus de trajets multiples constitue le coeur d'une étude en bande large de la propagation en milieu urbain et forme donc le sujet de la présente note. Elle se rapporte aux phénomènes de petite échelle selon la classification établie précédemment.

## 2.2 - Représentation déterministe du canal

Dans tout ce qui suit, nous considérerons la situation suivante, illustrée par la figure 1: une liaison est établie à une certaine fréquence  $f$ , dans la gamme des 900 MHz depuis une station de base fixe vers un récepteur mobile  $M$  se déplaçant dans un environnement urbain constitué de nombreux diffuseurs. Nous supposerons pour simplifier que le mouvement de  $M$  est rectiligne uniforme de vitesse  $v$  selon un axe  $\vec{Ox}$  du plan horizontal; de plus, nous ne considérerons que la composante verticale du champ électrique de sorte que le passage des équations vectorielles aux équations algébriques soit immédiat. Notons à ce sujet que cette composante est la seule détectée par le type d'antenne utilisé sur les mobiles et que la polarisation

verticale de l'onde électromagnétique se conserve de manière satisfaisante au cours de ses diffusions successives [7], de par la direction verticale privilégiée des obstacles dans le contexte urbain.

Le champ électrique  $\vec{E}$  reçu par l'antenne du mobile résulte de la superposition d'un nombre  $N$  d'ondes planes de vecteur d'onde  $\vec{k}_i$  et d'incidence horizontale  $\alpha_i$  par rapport à l'axe  $\vec{OX}$ ; chacune de ces ondes a mis un temps  $\tau_i$  à parvenir de l'émetteur, d'où  $\vec{E}$  à l'instant  $t$  s'écrit, en notation complexe:

$$\vec{E}(f,t) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i \cdot \exp j(2\pi f(t-\tau_i) - \vec{k}_i \cdot \vec{OM}(t)) \quad (1)$$

Puisque l'on ne considère que la polarisation verticale, le champ électrique de chaque onde s'exprime par:

$$\vec{E}_i = a_i \vec{E}_0 \quad (2)$$

où  $\vec{E}_0$  est le champ électrique émis et  $a_i$  une amplitude complexe résultant des affaiblissements et déphasages de l'onde au cours de sa diffusion sur les obstacles.

D'autre part,  $\vec{k}_i \cdot \vec{OM}(t)$  s'écrit  $-\cos \alpha_i \cdot kx$  puis  $-\cos \alpha_i \cdot 2\pi \cdot Vt/\lambda$  avec l'hypothèse de mouvement rectiligne uniforme, d'où l'expression suivante de  $\vec{E}$ :

$$\vec{E}(f,t) = \vec{E}_0 \cdot \exp(2\pi jft) \cdot \sum_{i=1}^N a_i \cdot \exp 2\pi j (\cos \alpha_i \cdot Vt/\lambda - f\tau_i) \quad (3)$$

Cette formulation montre que le signal émis  $\vec{E}_0 \cdot \exp(2\pi jft)$  à la fréquence  $f$  est multiplié par un terme complexe dépendant du temps; ce qui signifie que le canal de propagation se comporte comme un filtre linéaire à paramètre variable (le temps  $t$ ) dont la fonction de transfert s'écrit:

$$H(f,t) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot \exp 2\pi j (\cos \alpha_i \cdot Vt/\lambda - f\tau_i) \quad (4)$$

Il est important de noter que, dans cette formulation,  $f$  est la fréquence de la porteuse émise, en d'autres termes  $H(f,t)$  est la fonction de transfert haute fréquence du canal. Si l'on voulait effectuer des calculs sur cette fonction, il faudrait tenir compte du fait que la longueur d'onde est variable ( $\lambda = c/f$ ). Il est possible de

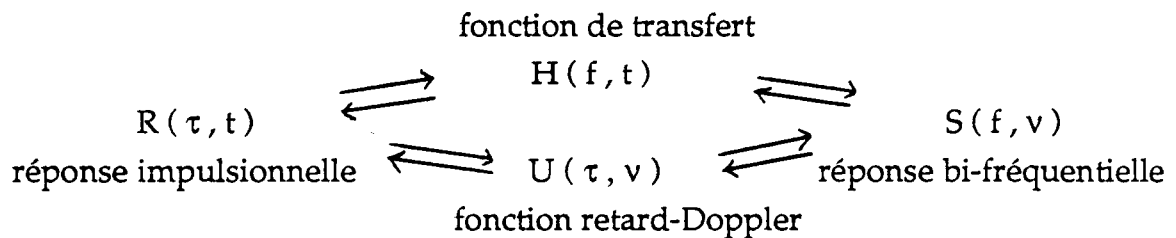
simplifier le problème en se limitant à une étude dans une bande relativement étroite au voisinage d'une fréquence  $f_0$  et en posant donc que  $f = f_0 + \Delta f$  avec  $\Delta f \ll f_0$ . La longueur d'onde  $\lambda$  peut alors, en première approximation, être considérée comme constante et la fonction de transfert peut s'écrire:

$$H(\Delta f, t) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot \exp 2\pi j ( \cos \alpha_i \cdot Vt/\lambda - \Delta f \cdot \tau_i ) \quad (5)$$

en ayant intégré les termes de phase constants  $\exp ( -2\pi j f_0 \tau_i )$  dans l'argument de l'amplitude complexe  $a_i$ .

Dans toute la suite, nous ne traiterons que de cette fonction de transfert en bande de base qui, de toute façon, est la seule accessible expérimentalement puisque des mesures réelles sont nécessairement faites en bande limitée.

Comme pour tout filtre linéaire, il existe d'autres représentations du canal de propagation, schématisées sur le diagramme ci-dessous, selon que l'on se place dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel:



Ainsi, en effectuant deux transformées de Fourier, dont la première est inverse, de l'équation (5), on obtient successivement la réponse impulsionnelle variable dans le temps puis la fonction nommée "retard-Doppler":

$$R(\tau, t) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot \exp ( 2\pi j \cos \alpha_i \cdot Vt/\lambda ) \cdot \delta (\tau - \tau_i) \quad (6)$$

$$U(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot \delta (\nu - \cos \alpha_i \cdot V/\lambda) \cdot \delta (\tau - \tau_i) \quad (7)$$

La réponse impulsionnelle  $R(\tau, t)$ , représentation bi-temporelle du filtre, est identique au signal détecté lorsqu'on émet une impulsion "parfaite" et est donc formée d'une succession de  $N$  échos retardés de  $\tau_i$ . La représentation  $U(\tau, \nu)$  sous

forme de "retard de propagation - décalage Doppler" est très utile dans le sens où elle constitue une sorte de description condensée du phénomène de trajets multiples: le mobile se déplace dans une figure d'interférence formée de  $N$  rayons d'amplitude  $a_i$ , de fréquence Doppler  $\nu_i = \cos \alpha_i V/\lambda$  et ayant subi un retard de propagation  $\tau_i$ .

A ce stade de la description du canal, deux remarques fondamentales s'imposent: en premier lieu, on a supposé fixe la structure des rayons dans laquelle évolue le mobile, ce qui n'est vraisemblable que sur une courte distance (quelques dizaines de longueurs d'onde au maximum); mais cette hypothèse est cohérente avec le fait que l'étude des trajets multiples ne se conduit qu'à l'échelle locale. Sur des distances plus grandes, des changements dans la nature des rayons (apparition ou disparition de trajets, modification des paramètres d'angle ou d'amplitude,...) produisent des non-stationnarités du processus mesuré et donc des variations du signal à moyenne et grande échelle.

En second lieu, la description donnée jusqu'à présent est essentiellement déterministe, c'est-à-dire que l'on suppose connus le nombre de rayons incidents ainsi que leurs paramètres. La complexité des phénomènes de diffusion, réflexion ou diffraction sur les obstacles du milieu urbain ajoutée à la grande variabilité de ces phénomènes font qu'un tel point de vue est insuffisant, surtout si l'on veut établir des modèles de représentation ou de prédiction. Il est nécessaire d'adopter un point de vue probabiliste en considérant que le nombre de rayons et leurs paramètres d'amplitude, de phase, d'angle d'incidence et de temps de retard sont des variables aléatoires. Ainsi, la connaissance que l'on pourra obtenir du canal de propagation en un certain lieu de réception ne sera qu'une "réalisation" (ou épreuve) d'un filtre aléatoire (selon l'une ou l'autre des représentations données précédemment).

### 2.3 - Modélisation probabiliste du canal

Une modélisation probabiliste du canal sous forme d'un filtre aléatoire à paramètre variable permet de plus de formaliser la notion de stationnarité évoquée précédemment: la fonction de transfert  $H(f,t)$  est stationnaire au sens large si et seulement si sa fonction de covariance ne dépend que des écarts en temps:

$$\Gamma_H (f_1, f_2; t_1, t_2) = \Gamma_H (f_1, f_2; t_1 - t_2) \quad (8)$$

Notons que les fluctuations temporelles du processus  $H$  ne sont dues qu'au mouvement du véhicule récepteur, ce qui est clairement exprimé dans la

modélisation par rayons telle qu'elle a été écrite en 2.2. Une vérification expérimentale de ce fait a été effectuée récemment dans Paris [8] où on a montré que les variations purement temporelles de la fonction de transfert mesurée étaient négligeables.

La propriété équivalente de stationnarité dans le domaine des fréquences est habituellement désignée par l'expression "canal à diffuseurs non corrélés". Lorsque le filtre aléatoire possède ces deux propriétés, il est dit "stationnaire au sens large et à diffuseurs non corrélés" (WSSUS selon la terminologie anglaise); dans ce cas, la fonction de covariance de H ne dépend que des écarts en fréquence et en temps:

$$\Gamma_H (f_1, f_2; t_1, t_2) = \Gamma_H (f_1 - f_2; t_1 - t_2) \quad (9)$$

Par double transformée de Fourier, on obtient la formulation de cette propriété dans le domaine retard-Doppler dans lequel est mis en évidence une décorrélation des fluctuations du canal à des retards différents et à des fréquences Doppler différentes [28]:

$$\Gamma_U (\tau_1, \tau_2; \nu_1, \nu_2) = S_C (\tau_1; \nu_1) \cdot \delta (\tau_1 - \tau_2; \nu_1 - \nu_2) \quad (10)$$

La fonction de diffusion ainsi introduite,  $S_C (\tau, \nu)$  résume les propriétés statistiques du second ordre du filtre aléatoire à paramètre variable.

Il est important de savoir si la propriété WSSUS est valide et dans quelles limites car les calculs analytiques, en particulier ceux de performance des systèmes, sont moins difficiles à mener dans un domaine où le processus est stationnaire. Mais ce domaine de validité ne peut guère être évalué théoriquement puisqu'il est lié, comme on l'a vu plus haut, à des modifications dans la structure des rayons; c'est donc par des moyens expérimentaux que des tests de stationnarité peuvent être envisagés.

Des mesures expérimentales de la réponse du canal de propagation peuvent a priori être développées dans les domaines fréquentiel ou temporel; en fait, nous verrons au paragraphe suivant que, jusqu'à présent, seules ont été mises en oeuvre des mesures de la réponse impulsionnelle. Le dispositif expérimental de mesure de la fonction de transfert présenté dans cette note est donc, à notre connaissance, tout-à-fait original dans le cadre de la propagation en milieu urbain.

## 2.4 - Principales expérimentations en bande large

Les premières mesures de réponse impulsionnelle en milieu urbain ont été effectuées par Turin en 1972 [9]: des impulsions étroites (de largeur voisine de 100 ns) étant émises une fois par seconde, l'enveloppe de la réponse impulsionnelle est directement mesurée par le système de réception. Mais la technique de détection étant assez rudimentaire (relevé direct sur oscilloscope), cette expérimentation ne permettait pas d'effectuer des mesures en mouvement; de plus, la résolution n'étant pas très bonne, l'identification des différents trajets qui en a été faite est assez discutable (détection des pics et points d'inflexion).

A noter que, ce genre de mesures ayant été abandonné par la suite, le principe en a été repris récemment par Van Rees [10] avec d'importantes améliorations au niveau de la réception: un numériseur rapide (jusqu'à 200 MHz) permet d'effectuer une acquisition continue pendant 10  $\mu$ s répétée toutes les 50 ms.

C'est plutôt une technique indirecte de mesure de la réponse impulsionnelle qui s'est développée à partir de 1973, date des premières expérimentations de Cox [11][12]: le principe est d'émettre une séquence binaire pseudo-aléatoire et de récupérer la réponse impulsionnelle par corrélation (ou filtrage adapté) du signal reçu avec une copie du signal émis. Les avantages d'une telle technique sont de présenter un fort pouvoir de résolution aussi bien en temps qu'en fréquence, de fournir un bon rapport signal sur bruit (augmentant avec la longueur du code) et d'être très résistant aux interférences. L'absence de numérisation rapide impose une réduction importante du débit d'acquisition des données: pour cela, Cox utilise une technique de corrélation glissante autorisant l'analyse de la réponse impulsionnelle sur une fenêtre de 15  $\mu$ s.

Ce principe de mesure a été dans l'ensemble repris chaque fois qu'une expérience de propagation large bande a été développée; les diverses expérimentations se différencient principalement par le choix de la technique de corrélation au niveau de la réception. Bajwa et Parsons [13], reprenant la technique de Cox, ont effectué à Birmingham (UK) de nombreuses mesures en milieu urbain et suburbain et en ont tiré une description statistique du canal dans ces deux environnements. Les dispositifs récemment mis au point, utilisant des convertisseurs analogique-numérique plus rapides, peuvent s'affranchir du problème de compression des données: une campagne de mesures en région parisienne a été menée récemment par le CNET (PAB/ETR) [14], la corrélation avec



le code s'effectuant en fréquence intermédiaire au moyen d'un filtre à ondes acoustiques de surface.

Dans ses grandes lignes, c'est aussi cette technique de mesure indirecte de la réponse impulsionnelle qui a été retenue pour la réalisation de la partie temporelle du dispositif expérimental présenté dans cette note; mais de substantielles améliorations y ont été apportées: grande souplesse d'utilisation (possibilités de gérer les paramètres par programme) et implantation d'un système d'acquisition entièrement numérique (en particulier, le filtrage adapté est effectué en différé sur les données numérisées).

### **2.5 - Différents modèles de propagation**

Nous ne développerons pas outre mesure les différentes méthodes de modélisation du canal urbain que l'on peut trouver dans la littérature car cela a déjà été traité en vue de mener des calculs de qualité des liaisons [15]. Nous classerons ces méthodes dans l'ordre de leur caractère théorique croissant, en remarquant que les qualités de réalisme expérimental (bon accord avec des mesures effectuées) et de maniabilité analytique se révèlent difficilement compatibles.

Les mesures effectuées par Turin ont donné lieu à une série de travaux visant à établir un modèle de représentation empirique de plus en plus élaboré [16] [17]: se fondant sur une identification de la réponse impulsionnelle mesurée selon la formulation (6) (à  $t$  fixé), les auteurs ont cherché à établir les statistiques les plus complètes possibles du nombre de rayons et des paramètres d'amplitude, de phase et de temps de retard de chaque trajet. Cette approche a permis de mettre sur pied un modèle s'ajustant avec précision à la série de mesures effectuée (due au grand nombre de paramètres pris en compte) et de développer un programme de simulation numérique pouvant générer des suites de réponses impulsionnelles obéissant aux lois statistiques déduites du modèle.

A ces avantages, il convient d'opposer les inconvénients, majeurs, suivants: le point de vue trop global adopté (mélangeant les effets locaux et les effets à grande échelle) conduit à une formulation analytique trop complexe rendant quasiment impossibles des calculs ultérieurs de qualité des liaisons (à titre d'exemple, la répartition statistique des amplitudes est donnée par une loi hybride, mélange des lois de Gauss et de Rayleigh). De plus, la représentation fournie du canal de propagation est par trop dépendante des mesures expérimentales à partir desquelles

elle a été élaborée et, en conséquence, est difficilement transposable à d'autres configurations urbaines.

Les approches de Cox [18] ou de Bajwa et Parsons [19] visent à donner une description statistique plus synthétique du canal (sans chercher à identifier les différents trajets): partant de l'hypothèse que le canal est localement stationnaire en temps et en fréquence (WSSUS), son comportement est défini par des paramètres statistiques tels que le temps de retard moyen, l'écart quadratique moyen des temps de retard et la bande de cohérence fréquentielle; les distributions cumulatives empiriques de ces paramètres sont ensuite calculées en distinguant les deux cas des milieux urbain et suburbain. Ce type de représentation a l'avantage de fournir des éléments directement interprétables: par exemple, l'étalement des temps de retard et la bande de cohérence sont respectivement liés aux phénomènes d'interférences entre symboles et d'affaiblissements sélectifs. Par contre, il s'agit là d'une représentation uniquement descriptive (dont la portabilité dépendra du degré de précision de la séparation en différents types de milieu) et non analytique (pouvant cependant donner lieu à des calculs de performance empiriques).

Des modèles plus théoriques se fondent sur des considérations physiques et géométriques: posant des hypothèses plus ou moins simplificatrices, les propriétés statistiques du canal sont établies analytiquement, en général jusqu'au second ordre, au moyen d'un ou plusieurs paramètres; la comparaison avec des résultats expérimentaux se fait alors par ajustement de ces paramètres selon le milieu considéré.

Clarke a le premier proposé une modélisation statistique du signal reçu par un mobile [20], résultant d'un processus de diffusion de l'onde électromagnétique dans le milieu urbain: dans le cadre de la représentation exposée en 2.2, les hypothèses supplémentaires suivantes sont faites:

- les trajets sont en nombre élevé et ont des angles d'arrivée uniformément répartis sur  $[0;2\pi]$
- leurs amplitudes complexes sont statistiquement indépendantes et réparties selon une même loi de probabilité.

Si l'on se limite à une étude en bande étroite, le signal complexe résultant est alors un processus aléatoire gaussien centré dont les propriétés, en particulier la distribution de l'enveloppe selon une loi de Rayleigh, ont été de nombreuses fois

vérifiées expérimentalement. Par contre, l'extension en bande large de ce modèle n'est pas complètement justifiée théoriquement et reste encore à confronter avec l'expérience: la fonction de transfert, dépendant du temps et de la fréquence, est stationnaire au sens large et conjointement gaussienne. Ce résultat, s'il est validé, est très important car un tel processus aléatoire est alors entièrement caractérisé par ses fonctions de corrélation.

Enfin, le type de modèle le plus intéressant, car le plus complet aussi bien d'un point de vue expérimental que théorique, est constitué de ceux où les calculs analytiques sont menés en fonction de paramètres directement représentatifs du milieu urbain; ces paramètres étant a priori accessibles par des moyens non radioélectriques, ces modèles, à condition d'être réalistes, fournissent de bonnes méthodes de prédiction puisqu'ils sont analytiques et transposables dans divers contextes.

Ces modèles sont malheureusement peu nombreux dans la littérature, peut-être parce que difficilement comparables aux données expérimentales (l'évaluation effective des paramètres urbains peut en particulier se révéler délicate). Citons notamment le modèle de Zander [21] où les hypothèses de répartition uniforme des diffuseurs et de structure de rayons n'ayant subi qu'une seule réflexion conduisent à une description statistique complète du canal jusqu'au second ordre, au moyen d'un seul paramètre géométrique qui peut s'interpréter comme une distance moyenne entre réflecteurs. Cependant, les conclusions de ce modèle ne sont pas très conformes aux résultats expérimentaux, notamment au sujet de la répartition des temps de retard des trajets. C'est un inconvénient majeur de ce genre de modèles où, dans le but de pouvoir effectuer au maximum des calculs analytiques, l'on est conduit à adopter des hypothèses trop fortement simplificatrices, qui se révéleront peu réalistes lors de la confrontation avec l'expérience.

## 2.6 - Objectifs scientifiques

Le but de l'étude de la propagation en milieu urbain est de parvenir à une modélisation approfondie du canal de propagation large bande dans la gamme des 900 MHz. Les approches théoriques et expérimentales se complètent dans la mesure où, d'une part, les secondes permettent de valider (ou non) les résultats des premières, et, d'autre part, elles permettent d'établir des modèles selon les différents points de vue détaillés dans le paragraphe précédent.

Sur le plan théorique, il est nécessaire d'approfondir le type de modélisation fondée sur des hypothèses physiques ou géométriques concernant la configuration urbaine, bien que nous ayons souligné plus haut les inconvénients liés à l'obligation de simplifier fortement ces hypothèses. L'intérêt de ce genre de modèles, outre leur caractère "explicatif" améliorant la connaissance du canal de propagation, réside dans leur grande maniabilité analytique, utile dans la perspective d'effectuer ensuite des calculs de performance. Un premier pas dans cette direction a d'ailleurs été effectué récemment [22] où une approche un peu similaire à celle de Zander a été adoptée, sous forme d'un modèle de diffusion par un champ de miroirs.

Les expérimentations de mesure de la réponse du canal dans les domaines temporel et fréquentiel permettront de tester la validité des modèles théoriques. Dans un premier temps, on s'attachera à vérifier l'hypothèse du canal WSSUS, ce qui semble être un point essentiel puisque cette hypothèse, d'une part, sert de cadre général à de nombreuses modélisations probabilistes et, d'autre part, étant associée à des propriétés de stationnarité du processus, simplifie les calculs de performance. Plus précisément, on cherchera à déterminer le domaine de validité de cette hypothèse sous forme d'une distance maximale au voisinage d'un point donné. Ce domaine de validité ne sera vraisemblablement pas absolu mais dépendra de l'environnement urbain du lieu considéré.

Insistons sur le fait que l'hypothèse WSSUS est souvent utilisée dans la littérature et que, à notre connaissance, aucune tentative de justification expérimentale, encore moins théorique, telle qu'elle est proposée ici n'a été entreprise. De plus, le fait de disposer de deux sortes de mesures autorise une certaine souplesse dans la conduite de ces tests; cet aspect sera développé en 4.3 lorsque seront détaillés les traitements de données envisagés.

Dans le domaine de validité ainsi évalué, les fonctions de diffusion pourront être calculées et confrontées à celles des modèles théoriques [21][22] de type explicatif. De ces fonctions de diffusion peuvent ensuite être déduits des paramètres significatifs tels que la valeur moyenne et l'écart-type des temps de retard des trajets, la bande de cohérence, etc., tous renseignements utiles pour l'élaboration des systèmes. Enfin, les lois d'obtention de ces paramètres de représentation pourront être étudiées d'un point de vue déterministe, association avec des paramètres d'environnement urbain (éventuellement par l'intermédiaire des modèles

théoriques si leur ajustement aux résultats expérimentaux est satisfaisant), ou statistique, évaluation des distributions de probabilité, du type de celle présentée par Cox [18] ou Parsons [13].

En résumé, l'objectif minimal à atteindre est l'obtention d'un modèle de représentation à l'échelle locale du canal de propagation, que ce modèle soit justifié théoriquement ou bien purement empirique, dont les paramètres seront ensuite décrits de manière déterministe (si possible) ou statistique.

## Chapitre 3

DISPOSITIFS EXPERIMENTAUX3.1 Description générale

On a vu au § 2.2 que le canal de propagation radio-mobile en milieu urbain peut être modélisé par un filtre linéaire: ce filtre est représenté dans les domaines fréquentiel et temporel respectivement par sa fonction de transfert  $H$  et sa réponse impulsionnelle  $R$ , formules (5) et (6), reliées entre elles par une transformée de Fourier. Les fonctions  $H$  et  $R$  ne dépendent du temps que par l'intermédiaire du déplacement du mobile, les variations purement temporelles étant négligeables [8]; nous considérerons donc dans la suite  $H$  et  $R$  comme des fonctions de la position  $x$  du mobile.

$$\begin{array}{ccc}
 & \text{T F} & \\
 R(\tau, x) & \begin{array}{c} \rightleftarrows \\ \text{TF} \end{array} & H(f, x) \\
 \text{Réponse Impulsionnelle} & & \text{Fonction de Transfert}
 \end{array} \quad (11)$$

Les expérimentations décrites dans cette note sont destinées à caractériser le canal selon ces deux représentations dans une bande de fréquences de largeur 20 MHz autour de 900 MHz.

A l'origine de l'étude entreprise au CRPE, le dispositif expérimental avait été défini uniquement pour la détermination de la fonction de transfert du canal, par la mise en oeuvre d'un analyseur de liaisons micro-ondes (MLA) assurant la mesure de deux paramètres, l'amplitude et le temps de propagation de groupe (TPG) dans une bande de 20 MHz. Cette expérimentation a été opérationnelle au printemps 1986 où une campagne de mesures en points fixes a eu lieu dans PARIS [8].

Le deuxième volet de l'étude, dans le domaine temporel, a été décidé fin 1985 en collaboration avec le CEPHAG (Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires et Géophysiques). Dans cette expérimentation, l'émetteur transmet des séquences pseudo-aléatoires bouclées sur elles mêmes et la réponse impulsionnelle est obtenue par un calcul de corrélation entre le signal reçu et le code émis. Ce dispositif expérimental, qui utilise l'infrastructure existante et des

éléments communs aux deux expérimentations, a permis d'effectuer des premières mesures début 1987.

Les deux expérimentations sont montées en parallèle pour fonctionner en alternance dans la même bande de fréquences. A l'origine, les mesures étaient prévues dans la bande 899-918 MHz, mais la présence, quasi-permanente dans certains quartiers de PARIS tels que la Place de la Bastille, d'émissions perturbatrices ISM (Industrielles, Scientifiques et Médicales) à 908 et 915 MHz, a rendu nécessaire un décalage en fréquence pour travailler dans la bande 880-900 MHz avec, à la réception, un filtre passe-bande à cavités qui atténue suffisamment le niveau de ces perturbateurs pour ne plus affecter les mesures.

Le dispositif expérimental dans sa version bi-fonctionnelle, représenté par un diagramme synoptique (Figure 2), est constitué d'une station fixe d'émission et d'une station mobile de réception et d'acquisition des données.

L'ensemble d'émission, installé dans un local climatisé sur une terrasse du central téléphonique ARCHIVES à PARIS, est composé de trois sous ensembles :

- un générateur MLA qui délivre un signal modulé en fréquence dans la bande 880-900 MHz, utilisé pour la mesure de la fonction de transfert du canal radioélectrique,

- un générateur MDP (Modulation par sauts de Phase) qui délivre une porteuse à 890 MHz modulée en phase par un code pseudo-aléatoire, utilisé à la réception pour reconstituer la réponse impulsionnelle du canal,

- une chaîne d'amplification à large bande connectée à une antenne omnidirectionnelle dans le plan horizontal, de gain 10 dBi, située à 42 m au dessus du sol. La PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) ainsi obtenue est de 54 dBm pour chacun des deux types d'émission.

A l'entrée de la chaîne d'amplification, un système de commutation permet de sélectionner séquentiellement l'émission MLA et quatre émissions MDP ayant des longueurs de code différentes. La commutation se fait manuellement sur le site ou par voie téléphonique notamment à partir du radio-téléphone installé dans le camion laboratoire.

Ce véhicule, Renault Master, a été spécialement aménagé en station

mobile de réception pour ces expérimentations. Afin de limiter les parasites radioélectriques émis près des équipements de réception, on a choisi un moteur diesel pour le groupe propulseur ainsi que pour le groupe électrogène. La suspension des baies d'équipement a été adaptée pour limiter les vibrations de manière à réduire à un niveau acceptable la dérive de l'horloge embarquée.

Pour mesurer la distance parcourue lors de l'acquisition des données, on utilise les impulsions provenant d'un alternateur tachymétrique installé sur le câble du compteur de vitesse du véhicule. Ces impulsions, délivrées avec une période de déplacement du véhicule de 12 cm, incrémentent un compteur numérique de 0 à 63.

L'ensemble de réception installé dans le camion laboratoire est constitué de quatre sous-ensembles:

- une antenne de réception omnidirectionnelle de gain 3 dBi, placée sur le toit du véhicule à 2,6 m au dessus du sol, associée à une chaîne de filtrage, de préamplification et de transposition en fréquence intermédiaire dans la bande 130-150 MHz,
- un ensemble récepteur MLA qui délivre sous forme analogique les informations d'amplitude et de temps de propagation de groupe,
- un ensemble de démodulation des signaux MDP et de numérisation à cadence rapide,
- un calculateur de bord LSI qui gère l'acquisition des données de l'une ou l'autre des expérimentations et les stocke sur des bandes magnétiques.

Dans le camion laboratoire, la commutation de la réception en mode MLA ou MDP se fait manuellement par des changements de connexions, notamment au niveau des signaux reçus en fréquence intermédiaire (140 MHz), et par le changement de la disquette du calculateur qui contient le logiciel d'acquisition.

## 3.2 Mesure de la fonction de transfert

### 3.2.1 Principe de la mesure

La fonction de transfert du canal représenté par un filtre linéaire peut



s'écrire sous la forme:

$$H(f,x) = A(f,x) \exp(-j\phi(f,x)) \quad (12)$$

où  $A$  et  $\phi$  sont respectivement l'amplitude et la phase.

$H(f,x)$  peut donc être déterminé par deux fonctions réelles, l'amplitude  $A(f,x)$  et le temps de propagation de groupe  $T(f,x)$ , lui-même étant défini comme la dérivée de la phase  $\phi$  par rapport à la pulsation  $\omega$ :

$$T(f,x) = d\phi / d\omega = d\phi / 2\pi df \quad (13)$$

Dans la première expérimentation, on utilise un analyseur de liaisons micro-ondes (MLA) pour mesurer les deux grandeurs  $A$  et  $T$  en fonction de la fréquence dans la gamme 880-900 MHz. Plus précisément, le temps de propagation de groupe est obtenu par une approximation à partir de la mesure d'une phase différentielle  $\Delta\phi$ :

$$T(f) = \Delta\phi / \Delta\omega \quad (14)$$

### 3.2.2 Description de l'équipement de mesure

Les équipements destinés à la mesure des fonctions de transfert ont été mis au point au CRPE à partir d'éléments standards MLA Hewlett Packard modifiés pour les besoins propres de cette expérimentation [23]. Le schéma synoptique de l'expérimentation MLA est représenté sur la figure 3.

L'émetteur MLA délivre avec une puissance de +3 dBm un signal en bande large, composé d'une porteuse modulée sinusoïdalement en fréquence à 10,42 Hz entre 880 et 900 MHz à laquelle est superposée une modulation de fréquence en bande de base à 41,67 kHz avec un indice de modulation égal à 2. Les deux raies latérales de cette modulation à  $f \pm 41.67$  kHz sont utilisées à la réception pour mesurer la phase différentielle  $\Delta\phi$ . L'émetteur MLA est piloté par un générateur externe qui fournit le signal en bande de base et la fréquence de balayage. La fréquence minimale de la porteuse, 880 MHz, est contrôlée à la sortie du MLA avant l'amplification du signal à bande large jusqu'à 46 dBm par deux amplificateurs. Un coupleur 20 dB assure une dérivation vers un

micro-wattmètre de manière à mesurer la puissance fournie à l'antenne.

A la réception, à bord du camion laboratoire, le signal en bande large est filtré et amplifié au moyen d'un préamplificateur à gain ajustable entre 30 et 70 dB, de manière à obtenir un niveau de puissance situé dans la plage de fonctionnement du récepteur MLA entre 0 et -50 dBm. Cet ensemble est placé au pied de l'antenne de réception sur le toit du véhicule.

A l'intérieur du véhicule, le signal RF traverse un filtre passe-bande à cavités pour éliminer les émissions perturbatrices proches de la bande de mesure, principalement les émissions ISM à 908 et 915 MHz. Une dérivation vers un analyseur de spectre permet de contrôler le niveau de réception et de déceler la présence éventuelle de signaux perturbateurs; à cet effet, le filtre à cavités peut être déconnecté à l'aide d'un commutateur coaxial.

Le signal RF (880-900 MHz), ramené en fréquence intermédiaire (130-150 MHz) dans un convertisseur abaisseur, est ensuite filtré. Un amplificateur logarithmique en fréquence intermédiaire délivre une tension ( de 0 à 2 V) en fonction du niveau du signal reçu avec une dynamique de 70 dB, utilisée pour la mesure d'amplitude  $A(f,x)$ . Le signal à niveau constant issu de l'amplificateur logarithmique est envoyé au récepteur MLA et à son interface pour la mesure du temps de propagation de groupe et de la fréquence.

Ce signal en fréquence intermédiaire est ramené dans la bande [2;22] MHz où la fréquence est mesurée directement sur une durée de 4  $\mu$ s à chaque ordre d'échantillonnage.

Le TPG est obtenu par approximation à partir d'une mesure de distorsion de phase. A cet effet, le signal reçu en bande de base est comparé à un signal de référence à la même fréquence dans un détecteur de phase, le signal de référence étant préalablement bouclé en phase sur la phase du signal reçu. La différence  $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$  entre les phases des deux raies à  $f \pm 41.67\text{kHz}$  fournit une valeur approchée du temps de propagation de groupe  $t(f,x) = \Delta\phi / 2\pi\Delta f$  dans l'intervalle [-6 ; +6]  $\mu$ s.

Cette mesure ne représente que la variation du TPG autour du temps de propagation absolu  $t_0(x)$ , dont la valeur est inconnue. Si  $T(f,x)$  est le temps de propagation réel:

$$T(f,x) = t(f,x) + t_0(x) \quad (15)$$

De plus, la reconstitution de la fonction de transfert  $H(f,x)$ , à partir de la mesure d'amplitude  $A(f,x)$  et du temps de propagation de groupe  $T(f,x)$ , nécessite l'introduction d'une constante d'intégration  $\phi_0(x)$ . La phase réelle a pour expression:

$$\begin{aligned} \phi(f,x) &= \phi_0(x) + 2\pi \int_0^f t_0(x) df + 2\pi \int_0^f t(f,x) df \\ &= \phi_0(x) + 2\pi t_0(x) f + 2\pi \int_0^f t(f,x) df \end{aligned} \quad (16)$$

La fonction de transfert telle qu'elle est mesurée, est donc déterminée à une phase  $\phi_0(x) + 2\pi f t_0(x)$  près, dont les inconnues  $\phi_0$  et  $t_0$  sont a priori dépendants de la position  $x$ .

### 3.2.3 Acquisition des données

La numérisation et l'enregistrement des données sont gérés par le calculateur de bord LSI (PDP 11-23) avec des logiciels réalisés au CRPE (département TID).

Les trois paramètres nécessaires à la caractérisation de la fonction de transfert, fréquence, amplitude et TPG, ainsi que l'information de distance, sont échantillonnés et numérisés à la cadence des convertisseurs analogique-numérique du calculateur, c'est à dire avec une période de 120  $\mu$ s. L'amplitude et le TPG sont mémorisés chacun sur un mot de 16 bits, la distance codée sur 6 bits et la fréquence codée sur 10 bits sont regroupées dans un même mot de 16 bits. Pour obtenir une résolution suffisante en fréquence, on a fixé le nombre d'échantillons à 400 dans la bande de fréquence de largeur 20 MHz, ce qui conduit à fixer la période de balayage aller et retour à 96 ms (fréquence de 10,42 Hz). Cette limitation de la fréquence de balayage due à la cadence d'échantillonnage, conduit à une limite supérieure de la vitesse de déplacement du véhicule récepteur en cours d'expérimentation. En effet, pour être significative, la mesure de la fonction de transfert sur une période de 48 ms, doit être effectuée sur une distance où ses variations spatiales sont négligeables. Une telle distance peut être raisonnablement fixée à environ  $\lambda/10$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde de la fréquence porteuse  $F=890$  MHz. La vitesse maximale du

véhicule en cours d'acquisition est alors

$$V(\text{km/h}) = 3600 \lambda(\text{m}) / (10 \times 48) = 2,5 \text{ km/h}$$

Cette limitation de vitesse nous contraint à réaliser les mesures de nuit, lorsque la circulation est suffisamment faible, pour pouvoir effectuer, à vitesse constante, des trajets d'une longueur de quelques dizaines de mètres.

Les données numériques sont stockées sur des bandes magnétiques par blocs de 3000 points de mesure, ce qui correspond à 3,75 périodes du balayage sinusoïdal, c'est-à-dire 0,36 s. Les informations de service ( l'heure sous forme de tops 20 ms, le compteur de distance et la tension de commande du préamplificateur ) sont mémorisées en tête de chaque bloc. Ces blocs de données de 18008 octets sont groupés en fichiers créés par l'opérateur à partir du clavier du calculateur de bord. Le gain du préamplificateur de réception est ajusté en fonction de la puissance reçue et reste constant au cours de l'acquisition d'un fichier de données. Les bandes magnétiques utilisées pour ces mesures ont une longueur de 3600 pieds et une densité de 1600 bpi, assurant ainsi une autonomie d'enregistrement d'environ 20 minutes.

Les données brutes d'acquisition se présentent sous la forme d'un échantillonnage temporel d'une fréquence variant sinusoïdalement dans le temps. Pour la commodité des traitements, on transforme par interpolation l'échantillonnage temporel en un échantillonnage linéaire en fréquence. Cette opération, fondée sur l'hypothèse d'une sinusoïde parfaite nécessite au préalable le lissage de la courbe de fréquence qui n'est jamais parfaitement sinusoïdale à la réception.

Ensuite, les données sont transformées en unités physiques et regroupées sur une bande éditée structurée en blocs contenant chacun des informations de service et des spectres de 400 échantillons. Ces traitements préliminaires sont effectués sur le calculateur VAX 780 de RPE.

Un exemple de fonction de transfert mesurée est représenté sur la figure 4.

### 3.3 Mesure de la réponse impulsionnelle

#### 3.3.1 Principe de l'expérience

Dans ce paragraphe on présente l'expérimentation destinée à la mesure de la réponse impulsionnelle. A chaque position  $x_i$  du véhicule en déplacement, on peut associer une réponse impulsionnelle  $R(\tau, x_i)$  du milieu, obtenue à l'aide d'un signal à fort pouvoir résolvant temps-fréquence du type MDP (Modulation par sauts de phase). Un exemple de profils successifs du canal radio-mobile en milieu urbain est présenté au chapitre 4.

a- Choix de la méthode: estimateur du maximum de vraisemblance

D'après (6) la réponse impulsionnelle du milieu est modélisée par:

$$R(\tau, t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(j\phi_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (17)$$

Il est plus commode de travailler sur les composantes basses fréquences (BF) du signal reçu car, à 900 MHz avant démodulation, le taux d'échantillonnage serait beaucoup plus élevé. Une démodulation complexe, représentée sur la figure 11, fournit les deux voies A et B appelées composantes directe P(t) et en quadrature Q(t).

Pour le canal modélisé par (17), l'amplitude complexe du signal analytique associé au signal reçu s'écrit:

$$A(t) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(j\phi_i) C(t - \tau_i) + B(t) = P(t) + jQ(t) \quad (18)$$

Il faut maintenant déterminer les retards, les phases et les affaiblissements du milieu. Cherchons dans le cas d'un canal à un trajet, pour ne pas alourdir l'écriture, l'estimateur au sens du maximum de vraisemblance (MV) des paramètres du milieu.

Rappel sur l'estimateur MV:

Soit  $\underline{\theta}^T = (\theta_1, \dots, \theta_p)$  un paramètre vectoriel complexe que l'on cherche

à estimer à partir d'une observation à temps continu  $A(t)$ . L'estimateur MV choisit la valeur  $\underline{\theta}$  qui rend la plus probable la réalisation de l'observation:

$$\hat{\underline{\theta}}_{MV} = \underline{\theta} / \text{prob} \{ \text{observation } A(t) / \theta \} \text{ maximale} \quad (19)$$

Sous l'hypothèse d'un bruit gaussien, l'équation de vraisemblance donnée par [24] peut être généralisée au cas complexe et s'écrit:

$$\left( \int [A^*(t) - S^*(t, \underline{\theta})] [\partial S_R(t, \underline{\theta}) / \partial \theta_i + j \partial S_I(t, \underline{\theta}) / \partial \theta_i] dt \right. \\ \left. + \int [A(t) - S(t, \underline{\theta})] [\partial S_R(t, \underline{\theta}) / \partial \theta_i - j \partial S_I(t, \underline{\theta}) / \partial \theta_i] dt \right) \Big|_{\underline{\theta} = \hat{\underline{\theta}}_{MV}} = 0 \quad (20)$$

$i \in [1; p]$

avec  $A(t) = S(t, \underline{\theta}) + B(t) = S_R(t, \underline{\theta}) + j S_I(t, \underline{\theta}) + B(t)$

Dans le cas étudié ici,  $\underline{\theta}$  est réel. Le résultat (20) se transforme comme suit:

$$\Re \left\{ [A^*(t) - S^*(t, \underline{\theta})] \partial S(t, \underline{\theta}) / \partial \theta_i \right\} \Big|_{\underline{\theta} = \hat{\underline{\theta}}_{MV}} = 0 \quad (21)$$

$i \in [1; p]$

Si le milieu ne comporte qu'un seul trajet de propagation ( $N=1$  dans (18)) l'observation s'écrit:

$$\begin{aligned} A(t) &= a \exp(j\phi) C(t-\tau) + B(t) = P(t) + jQ(t) \\ S(t, \underline{\theta}) &= a \exp(j\phi) C(t-\tau) \\ \underline{\theta}^T &= [a, \tau, \phi] \in \mathbb{R}^3 \end{aligned} \quad (22)$$

Un calcul simple à partir de la relation (21) fournit les résultats suivants [29]:

$$\begin{aligned} \hat{a} &= [\Gamma_{P_C}(\hat{\tau}) \cos \hat{\phi} + \Gamma_{Q_C}(\hat{\tau}) \sin \hat{\phi}] / \Gamma_C(0) \\ \frac{d}{dt} (\Gamma_{P_C}^2(\tau) + \Gamma_{Q_C}^2(\tau)) \Big|_{\tau = \hat{\tau}} &= 0 \\ \hat{\phi} &= \text{Arctg} (\Gamma_{Q_C}(\hat{\tau}) / \Gamma_{P_C}(\hat{\tau})) \end{aligned} \quad (23)$$

Le récepteur optimal au sens du maximum de vraisemblance consiste donc à calculer les intercorrélations entre les composantes BF et une copie du code émis (ou filtrage adapté complexe), puis à détecter les positions des maxima de l'enveloppe (dans un cadre plus général, N trajets bien séparés) pour obtenir les retards. L'amplitude complexe ( $a_i \exp(j\phi_i)$ ) est donnée par la valeur  $\Gamma_{PC} + j\Gamma_{QC}$  pour ces maxima.

L'estimation mise en oeuvre dans cette expérience suivra ce schéma et sera d'autant plus performante que le signal  $C(t)$  utilisé aura un bon pouvoir résolvant temps-fréquence. Notre choix s'est donc porté sur les signaux modulés par saut de phase (MDP) plus souvent connus sous le terme anglo-saxon de PSK (Phase-Shift-Keying).

#### b- Caractéristiques du signal émis

Les propriétés des signaux MDP ne sont pas reprises en détail dans cette note; quelques résultats importants sont cependant rappelés.

Un signal MDP s'écrit de manière générale comme suit:

$$S(t) = \rho \cos [2\pi\nu_0 t + C(t) \beta] \quad (24)$$

$C(t)$ , signal modulant, est un code issu d'une famille de séquences binaires de longueur maximale (SBLM) ou séquences pseudo-aléatoires. Ce code est un signal déterministe mais se rapprochant d'une loi aléatoire binomiale. Les caractéristiques d'un tel signal sont définies par les paramètres suivants:

- $\theta$  : Durée d'un pas élémentaire du code ( en s )
- $N_D$  : Nombre de pas élémentaires du code
- $T=N_D\theta$  : Durée d'un code
- $k = \nu_0\theta$  : Nombre de périodes de la porteuse par pas élémentaire
- $\beta$  : Angle de modulation  $\beta \in [\pi/2 ; -\pi/2]$
- $\rho$  : Facteur d'amplitude

Le signal  $S(t)$  est émis périodiquement avec une période  $T$  égale à la longueur de la séquence.

Remarque sur l'angle de modulation:

Le choix de l'angle de modulation intervient simultanément [25] sur:

- le rapport du maximum de corrélation  $\Gamma_S(0)$  aux autres valeurs  $\Gamma_S(\tau)$
- le rapport de puissance de la porteuse à la puissance moyenne du signal.

On cherche bien sûr à maximiser le rapport  $\Gamma(0) / \Gamma(\tau)$ ,  $\tau > \theta$  pour obtenir le meilleur gain en rapport signal sur bruit et ainsi avoir la meilleure résolution temporelle. On peut montrer que pour  $\tau > \theta$ ,  $\Gamma(t)$  est constant et prend la valeur suivante:

$$\tau > \theta: \quad \Gamma(\tau) = \Gamma(0) [(N_D + 1) \cos^2\beta - 1] / N_D \quad (25)$$

Le rapport  $\Gamma(0)/\Gamma(\tau)$  est maximum pour

$$\beta_{opt} = \text{Arctg} \sqrt{N_D} \quad (26)$$

Lorsque  $N_D$  devient grand ( $N_D = 63$  et au-delà)  $\beta_{opt}$  diffère peu de  $\pi/2$  et le gain de traitement ne justifie plus l'utilisation de  $\beta_{opt}$  comparé à la complexité des dispositifs de modulation et de démodulation à mettre en oeuvre. En effet,  $\beta = \pi/2$  permet de substituer une modulation d'amplitude à la modulation de phase puisque (24) s'écrit:

$$S(t) = \rho C(t) \sin 2\pi\nu_0 t \quad (27)$$

Le rapport  $\Gamma(0)/\Gamma(t)$  est égal à  $-1/N_D$

L'expérience IMPULSION est basée sur l'estimation MV, après démodulation, des retards et des atténuations complexes des différents trajets en utilisant des signaux du type MDP décrits par (27) puisqu'ils apportent à cette méthode optimale leur très bon pouvoir résolvant temporel et fréquentiel. Le rapport signal sur bruit, en dB, est égal à  $10\log(N_D)$ .

Les figures 5 et 6 représentent respectivement l'allure temporelle des signaux  $C(t)$  et  $S(t)$ , donnée par (27) avec  $\rho = 1$ , et l'allure de la fonction d'autocorrélation d'une séquence  $C(t)$  bouclée. Cette fonction d'autocorrélation est une succession de triangles de largeur  $2\theta$ ; ainsi le spectre de  $C(t)$  bouclée est



un  $(\text{sinc})^2$  dont les premiers zéros sont en  $1/\theta$ .

### c- Choix des paramètres

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe a, l'estimateur MV consiste à effectuer l'intercorrélacion du code émis avec les composantes basses fréquences du signal reçu (ou filtrage adapté sur les deux composantes). La sortie de l'estimateur se présente comme la convolution de la réponse impulsionnelle complexe du milieu  $R(t)$  par la fonction d'autocorrélacion  $\Gamma_c$  du code émis. Le pouvoir de résolution sera égal à  $\theta$ , durée du digit élémentaire. La figure 7 schématise l'ensemble des opérations.

Le choix des paramètres dépend du milieu à caractériser. Dans le cas présent de caractérisation du canal urbain, nous avons:

Choix de  $\theta$  : la bande disponible étant de  $\pm 10\text{MHz}$  autour de la porteuse, on a choisi  $\theta = 100\text{ ns}$  ( $1/\theta = 10\text{ MHz}$ ). La résolution temporelle est donc de  $100\text{ ns}$ .

Choix de  $T$  (ou  $N_D$ ) : le support temporel du milieu impose la valeur minimale que doit prendre  $T$  pour ne pas avoir de chevauchement de deux séquences successives (émission périodique). Ce support est généralement inférieur à  $10\text{ }\mu\text{s}$  (sauf pour les villes entourées de montagnes où des retards beaucoup plus grands de l'ordre de  $25\text{ }\mu\text{s}$  peuvent être observés).

La réalisation pratique d'une S.B.L.M. fait appel à un registre à décalages dont une combinaison logique des sorties est réinjectée à l'entrée. La séquence ainsi générée est une S.B.L.M. lorsque le registre passe par tous les états possibles (à l'exclusion de l'état 0). Par conséquent, pour un registre de  $n$  éléments, on peut générer une séquence de  $2^n - 1$  digits; nous avons choisi quatre longueurs de séquences:

$N_D=63$	soit $T=6,3\text{ }\mu\text{s}$
$N_D=127$	soit $T=12,7\text{ }\mu\text{s}$
$N_D=255$	soit $T=25,5\text{ }\mu\text{s}$
$N_D=511$	soit $T=51,1\text{ }\mu\text{s}$

Pour choisir  $N_D$  au cours d'une manipulation, un compromis est à faire entre choisir  $N_D$  grand pour obtenir un bon rapport signal sur bruit (le gain en S/B est proportionnel au produit durée par largeur de bande  $B T = N_D$ ) et  $N_D$  petit, ce qui permet de mémoriser plus de réponses successives dans le calculateur.

Remarque sur k: la fréquence porteuse étant  $\nu_0 = 890$  MHz et  $\theta = 100$  ns, on a donc  $k = 89$  périodes par  $\theta$ .

### 3.3.2 Description de l'équipement de mesure

Le générateur de codes MDP a été réalisé au CEPHAG [26,27] en technologie "TTL fast" interfacée "ECL" avec un modulateur biphase (BPSK) ANZAC, ce qui permet d'obtenir directement le signal modulé à 890 MHz. Les figures 8 et 9 montrent respectivement l'allure temporelle des signaux  $S(t)$  et  $C(t)$  et le spectre du signal émis  $S(t)$ .

Le schéma synoptique de l'ensemble d'émission est représenté sur la figure 10. Le générateur de codes MDP est piloté par un standard de fréquence à 5 MHz et la sortie du modulateur (-7 dBm) est connectée à la chaîne d'amplification de l'émetteur, commune aux deux expérimentations.

A la réception, à bord du camion laboratoire (figure 11), les signaux sont amplifiés, filtrés et ramenés en fréquence intermédiaire (130-150 MHz), dans la partie commune aux deux expérimentations. Ils sont ensuite démodulés en deux signaux basse fréquence en quadrature, à travers un démodulateur complexe piloté par un standard de fréquence identique à celui de l'émission.

Tous les signaux utilisés (code binaire, modulation, démodulation. . .) sont synchronisés à l'aide des deux standards de fréquence haute précision ( $\Delta \nu / \nu = 5 \cdot 10^{-13}$  sur 30 s et  $10^{-11}$  sur 24 h). Cette précision est absolument nécessaire pour obtenir un calage temporel suffisant des réponses impulsionnelles successives au cours du déplacement. Une telle synchronisation permet d'obtenir des réponses impulsionnelles en fonction du temps de propagation absolu. Le déclenchement de toute la manipulation se fait sur un ordre de départ commun, l'émission et la réception étant alors reliées par câble.

### 3.3.3 Acquisition des données

La fréquence d'échantillonnage choisie est de 20 MHz, ce qui correspond à prendre deux échantillons par digit du code binaire. A cette cadence, il est impossible de transférer les données directement en mémoire du calculateur (LSI 11-23). Les échantillons transitent d'abord par un module de numérisation rapide ( module LHESA ) comportant une mémoire tampon de  $2 \cdot 8K \cdot 8$  bits (soit 8K échantillons sur chaque voie). Trois informations de service sont également enregistrées:

- la sortie d'un compteur de tops 1 s
- la sortie du compteur de tops distance (correspondant à un déplacement de 12 cm du véhicule)
- la tension de commande de l'amplificateur à CAG permettant le cadrage à pleine échelle de la tension d'entrée sur les convertisseurs en fréquence intermédiaire.

La figure 12 donne le schéma global de l' ensemble de numérisation des données. Toute la gestion de cette manipulation est confiée au programme "MARIMP", implanté en assembleur sur le LSI 11-23 , en interaction avec la logique de commande du module de numérisation rapide. Le pilotage de la numérisation (top  $C_0$ ) est déterminé par ce programme en fonction de la vitesse du véhicule et de l'échantillonnage spatial désiré. Pour faciliter la synchronisation des différentes réponses, cet ordre intervient à des instants correspondant toujours à l'émission du début d'un code MDP.

L'acquisition des données se décompose en cinq opérations principales:

OPERATION I: remplissage des  $2 \cdot 8K$  mots de la mémoire tampon via deux cartes de numérisation rapide à la cadence de 20 MHz et transfert des échantillons CAG en mémoire vive du calculateur via le CAN programmable.

OPERATION II: transfert de 0.5K à 8K ( $=N_T$ ) mots de 16 bits de la mémoire tampon dans la mémoire vive du LSI via l'interface DRV-11 WA, au rythme maximal du calculateur (BURST MODE), soit 500 kHz.

Les opération I et II fournissent une réponse impulsionnelle  $R(\tau, x_i)$ .

OPERATION III: exécution des tests de positionnement mémoire et incrémentation des adresses pour le transfert des  $N_T$  points suivants, correspondant à  $R(\tau, x_{i+1})$ , et transfert des états des compteurs tops distance et tops seconde en mémoire vive par l'interface DRV 11-J.

OPERATION IV: attente du top  $C_0$  suivant.

Les opérations I,II,III,IV sont répétées jusqu'à ce que le nombre total de réponses désiré soit atteint ou que la mémoire de (256K + 2M) octets du calculateur soit pleine.

OPERATION V: contrôle des données, transfert sur bande en mode fast (1600 bpi, 400 ips) et changement de site.

Le diagramme temporel global, donné figure 13, est détaillé, ainsi que les différentes opérations, dans [26].

Un programme de prédépouillement peut être appliqué à un bloc de données pendant l'opération V. Il permet, par un filtrage adapté sur une composante (programme "FILADA"), de vérifier à bord du véhicule le bon fonctionnement de la manipulation.

Un exemple de réponse impulsionnelle déduite des mesures est représenté sur la figure 14.

### 3.3.4 Remarques sur les performances de la manipulation

- Pour la première fois, les composantes basse fréquence du signal reçu sont directement échantillonnées et stockées en mémoire, ce qui constitue une amélioration par rapport au système développé par Cox [11] aux Etats-Unis.

- La qualité des enregistrements permet un pouvoir de résolution de 100 ns. Ceci peut être amélioré en élargissant la bande du signal émis. Dans le système actuel:

. le générateur de codes MDP fonctionne correctement jusqu'à une cadence de 35 MHz,

. le numériseur rapide est fiable jusqu'à une fréquence d'échantillonnage de 30 MHz.

Dans ces conditions on peut augmenter la bande jusqu'à  $1/\theta = 15$  MHz, d'où un pouvoir de résolution de 67 ns.

Un changement des mémoires du numériseur permettrait d'atteindre une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz. Avec un code à 20 MHz, la manipulation aurait un pouvoir de résolution de 50 ns.

- Un point important est la souplesse de fonctionnement: plusieurs paramètres sont choisis par l'utilisateur; en particulier, le pas d'échantillonnage spatial, pour une vitesse de 10 km/h, peut varier en continu de 0.5 cm à plusieurs mètres.

## Chapitre 4

### PREMIERS RESULTATS ET PERSPECTIVES

#### 4.1 Mesures de la fonction de transfert en points fixes

Une campagne de mesures MLA complète a eu lieu dans Paris au cours du deuxième trimestre 1986. Les enregistrements ont été conduits en points fixes dans le but d'étudier la variabilité purement temporelle de la fonction de transfert; cette éventuelle variabilité est due à des trajets issus de réflexions de l'onde sur des obstacles mobiles (autres véhicules dans le voisinage du récepteur). L'hypothèse d'indépendance purement temporelle est couramment admise; il a semblé essentiel de la vérifier.

Une cinquantaine de points de mesures ont donc été choisis, à une distance de 0,5 à 3 km de l'émetteur Archives, selon la diversité de leur configuration urbaine (largeur et orientation de la rue, densité des constructions environnantes, densité du trafic automobile). En chaque point, les enregistrements ont été effectués durant environ 5 minutes .

La figure 15 représente en trois dimensions l'évolution de la fonction de transfert durant 2 secondes d'enregistrement (soit 40 fonctions de transfert successives à une cadence de balayage de 10 Hz). Le résultat est probant par simple inspection visuelle. Le but de la présente note n'étant pas de présenter des résultats , on se reportera à [8] pour une analyse plus fine.

Ces observations sont bien entendues similaires pour l'ensemble des fichiers collectés, ce qui veut dire en particulier qu'elles ne dépendent pas de l'environnement urbain. De plus, l'exemple illustré par la figure 15 est tiré d'enregistrements conduits Boulevard du Palais: il s'agit d'une large avenue à la circulation moyenne et fluide, ce qui peut a priori être considéré comme un cas favorable à des variations temporelles (nombre de rayons probablement élevé et obstacles mobiles entourant le récepteur).

Ces résultats montrent donc que la réponse du canal n'est fonction que d'une seule variable: la position  $x$  du récepteur.

#### 4.2 Exemples de résultats de mesures en mouvement

Des mesures successives selon les deux techniques ont été faites dans un même quartier de Paris, sur des trajets voisins; des exemples en sont donnés sur les figures 16 et 17. La différence entre les figures 15 et 16 se remarque immédiatement. La figure 17 est plus "parlante" et indique que la structure des rayons (leur nombre et leurs temps de retards respectifs) est relativement stable au cours du déplacement considéré. Par contre, l'amplitude des rayons, particulièrement ceux aux faibles temps de retard, est beaucoup plus variable. Ceci s'explique par le fait que chaque trajet principal est en réalité constitué de plusieurs sous-trajets de temps de retard très proches mais d'angles d'arrivée différents. Une vérification de ce phénomène peut se faire en calculant le spectre Doppler à  $\tau$  fixé.

#### 4.3 Dépouillements envisagés

Il est évident qu'un des premiers soucis doit être de comparer les résultats donnés par les deux expérimentations, bien qu'on ne puisse pas véritablement parler à ce propos d'objectif scientifique mais plutôt de validation des expérimentations. Bien que théoriquement reliées par une Transformée de Fourier, la fonction de transfert et la réponse impulsionnelle risquent de ne pas correspondre exactement en pratique: d'une part la FFT appliquée aux données expérimentales introduit nécessairement un effet de "fenêtre", d'autre part des insuffisances de résolution ou de dynamique non identifiés a priori peuvent être mises en lumière par ce type de traitement.

Les dépouillements seront ensuite orientés vers la validation de l'hypothèse du canal WSSUS. La fonction de transfert et la réponse impulsionnelle étant toutes deux fonctions de la position (ce n'est pas le cas de la fonction retard-Doppler, cf 2.2), le test du caractère WSS doit se conduire de manière équivalente selon l'une ou l'autre des représentations. Par contre, le test du caractère US doit être plus facilement réalisable dans le domaine fréquentiel: il est plus simple de vérifier que l'autocorrélation de la fonction de transfert ne dépend que de l'écart en fréquence que de tester si des trajets distincts de la réponse impulsionnelle suivent des lois statistiques décorréelées.

Dans chaque zone locale où l'hypothèse sera valide, l'estimation de la fonction de diffusion et des paramètres associés sera effectuée; il est à noter que, pour ce genre de calculs, nécessitant d'effectuer des transformées de Fourier de fonctions

complexes, l'utilisation des données de réponses impulsionnelles est nécessaire car une information de continuité de phase entre deux réponses successives y figure.

#### 4.4 Conclusions

Les laboratoires CRPE et CEPHAG disposent de moyens expérimentaux puissants de caractérisation en bande large du canal de propagation en milieu urbain; moyens sur lesquels pourront s'appuyer des efforts de modélisation plus théoriques. La coexistence des deux expériences de mesure de la fonction de transfert et de la réponse impulsionnelle, utilisant au maximum des appareils communs, confère au dispositif expérimental une originalité certaine.

Le principe d'une mesure de la fonction de transfert au moyen d'un analyseur de liaison micro-onde est inédit dans le cadre de la propagation en milieu urbain (bien que déjà utilisé dans d'autres situations de trajets multiples, notamment au CRPE dans le cas des faisceaux hertziens). Pour obtenir un fonctionnement correct dans ces nouvelles conditions, un certain nombre de modifications ont dû être apportées en laboratoire à l'équipement MLA original: en particulier, une augmentation très sensible de la dynamique de mesure du temps de propagation de groupe a été rendue nécessaire par les grandes valeurs prises par les temps de retard des rayons (quelques  $\mu$ s). En ce qui concerne la conduite de l'expérimentation, il serait souhaitable d'apporter une amélioration sous forme d'un allègement du pré-dépouillement des données: la présence de bruit sur la sinusoïde des fréquences (due à des fréquences parasites non parfaitement filtrées ?) impose une opération de lissage et de mise en forme des données longue en temps calcul et non facilement automatisable.

L'expérience de mesure de la réponse impulsionnelle n'est pas la première du genre à être mise en oeuvre; en revanche, telle qu'elle a été conçue, elle présente de sérieuses améliorations par rapport aux expérimentations citées en 2.4:

- la possibilité de choisir par programme des paramètres tels que la longueur du code, son taux de répétition, le pas d'échantillonnage spatial... donne au système une grande souplesse d'utilisation
- la numérisation directe des composantes basse fréquence du signal reçu permet de tout traiter numériquement: le filtrage adapté se fait en différé sur mini-calculateur; un algorithme rapide a été mis au point afin de réduire le temps de calcul



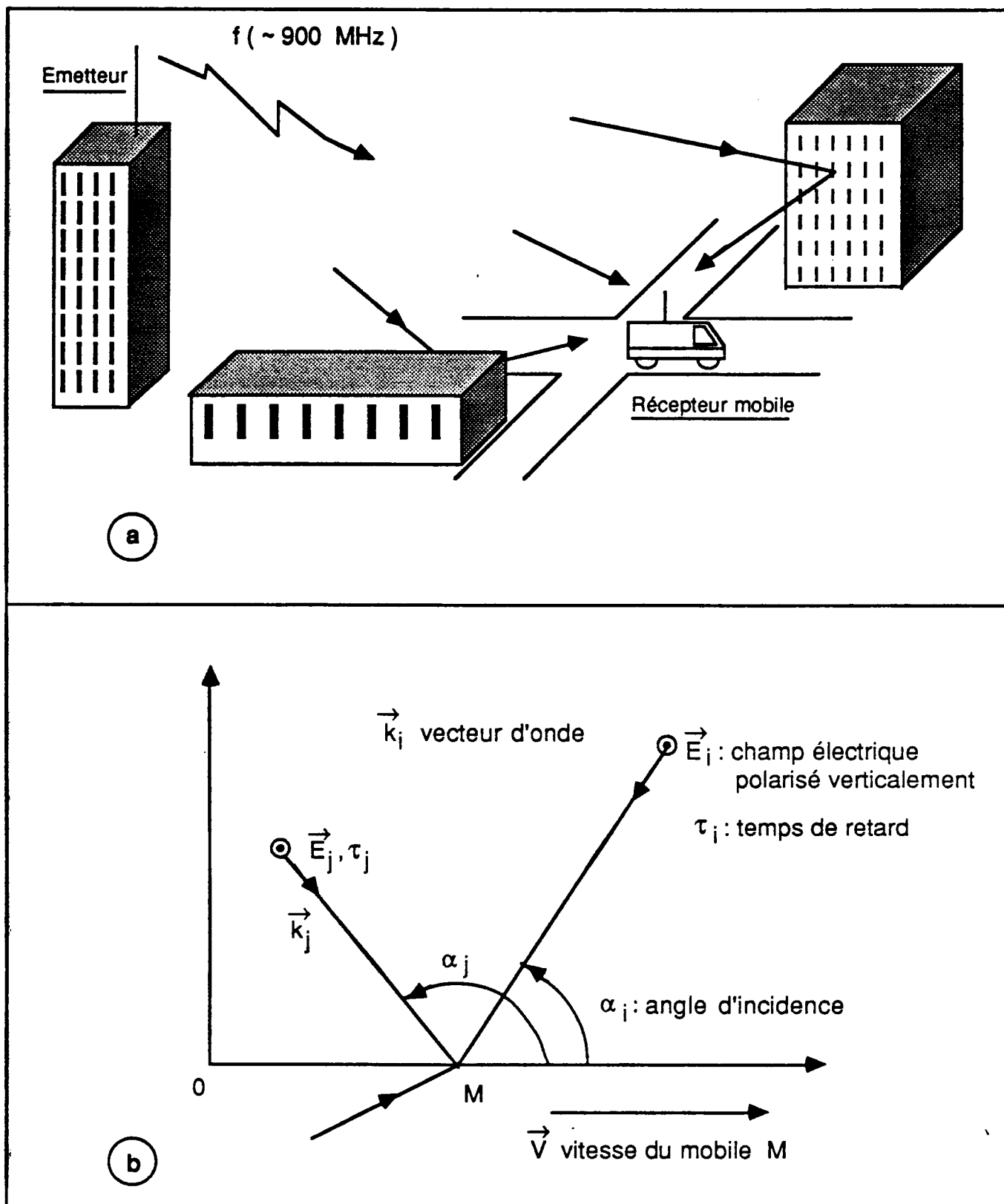
- le pas élémentaire de 100 ns (pouvant être par la suite abaissé à 50 ns) et l'utilisation d'un code 255, voire 511, permettent d'obtenir des résultats de très bonne qualité du point de vue de la résolution temporelle et du rapport signal/bruit.

REFERENCES

- [1] P. OLIVIER et J. TIFFON, " Propagation radioélectrique à 900 MHz en milieu urbain: modélisation à fréquence fixe et résultats expérimentaux". Note Technique CRPE/136, Sept. 1984.
- [2] C. HAVEL et A. MALOBERTI, " Mesures de propagation en zone urbaine à 900 MHz pour l'établissement d'un système radiomobile numérique ". Note Technique PAB/ETR/672, 1984.
- [3] W. C. JAKES Jr (Ed.), " Microwave mobile communications ". New-York Wiley, 1974.
- [4] P. OLIVIER et J. TIFFON, " Fast-fading characterisation in urban mobile propagation at 855 MHz in Paris ". Electron. Lett., 1985, 21, pp. 830-832.
- [5] Y. OKUMURA et al., " Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service ". Rev. of the Elec. Comm. Lab., Vol. 16, n° 9-10, Sept. Oct. 1968, pp. 825-873.
- [6] M. HATA, " Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services ". IEEE Trans., VT-29, 1980, pp. 317-325.
- [7] W. C. Y. LEE, " Mobile Communications Engineering ". McGraw-Hill, 1982, Chap. 5.
- [8] P. OLIVIER et J. TIFFON, " Transfer function measurement as a characterization of the urban radio channel ". Proc. of ICAP 87, York, Apr. 1987, pp. 2.95-98.
- [9] G. L. TURIN et al., " A statistical model of urban multipath propagation". IEEE Trans., VT-21, Feb. 1972, pp.1-8.
- [10] J. VAN REES, " Measurements of the wide-band radio channel characteristics for rural, residential and suburban areas ". IEEE Trans., VT-36, Feb. 1987, pp.2-6.

- [11] D. C. COX, " Time and frequency domain characterization of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile-radio environment ". Radio Science, Vol. 7, n° 12, Dec. 1972, pp. 1069-1077.
- [12] D. C. COX, " 910 MHz urban mobile radio propagation: multipath characteristics in New-York city ". IEEE Trans., COM-21, Nov. 1973, pp. 1188-1194.
- [13] A. S. BAJWA and J. D. PARSONS, " Large area characterisation of urban UHF multipath propagation and its relevance to the performance bounds of mobile radio systems ". IEE Proc., Vol. 132, Pt. F, Apr. 1985, pp. 99-106.
- [14] D. BERTHOUMIEUX et M. A. KIROV, " Mesures large bande du canal radio-mobile urbain 900 MHz ". Note Technique PAB/ETR/761, Nov.1987.
- [15] M. DECHAMBRE et A. J. LEVY, " Méthodes d'évaluation de la qualité des liaisons numériques avec les mobiles en milieu urbain: l'état de l'art ". Note Technique CRPE/144, Janv. 1986.
- [16] H. SUZUKI, " A statistical model for urban radio propagation ". IEEE Trans., COM-25, n° 7, July 1977, pp. 673-680.
- [17] H. HASHEMI, " Simulation of the urban radio propagation channel ". IEEE Trans., VT-28, n° 3, Aug. 1979, pp. 213-225.
- [18] D. C. COX, " Distribution of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths ". IEEE Trans., AP-23, n° 2, March 1975.
- [19] J. D. PARSONS and A. S. BAJWA, " Wideband characterisation of fading mobile radio channels ". IEE Proc., Vol. 129, Pt. F, n° 2, Apr. 1982, pp.95-101.
- [20] R. H. CLARKE, " A statistical theory of mobile radio reception ". Bell Syst. Techn. Jour., 1968, 47, pp. 957-1000.
- [21] J. ZANDER, " A stochastic model of the urban UHF radio channel ". IEEE Trans., VT-30, n° 4, Nov. 1981, pp. 145-155.

- [22] A. J. LEVY, " A delay angle distribution model for the urban multipath radio channel ". Int. Conf. on Dig. Land Mob. Radio Comm., Venice, July 1987.
- [23] J. Y. DELAHAYE et al., " Adaptation des analyseurs de liaison hertzienne aux mesures de propagation en situation de trajets multiples ". Note Technique CRPE à paraître.
- [24] H. L. VAN TREES, " Detection, estimation and modulation theory " , Part I. John Wiley - Sons.
- [25] T. BIRDSALL, R. M. HEITMEYER and K. ZGER, " Modulation by linear maximal shift register sequence: amplitude biphase and complement-phase modulation ". Tech. Report 216, Cooley Electro. Lab., Univ. of Michigan, Dec. 1971.
- [26] J. MARTIN, " Dispositif de mesure de la réponse impulsionnelle en milieu urbain ". Rapport CEPHAG 63/86, Dec. 1986.
- [27] D. MATHIEU et G. REVOL, " Générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire modulée par un code PSK 900 MHz ". Rapport CEPHAG 20/86, Avr. 1986.
- [28] J. L. LACOUME et G. JOURDAIN, " Review of methods for description of random transmission channels: application to identification and optimisation of detection and transmission processes ". Colloque NATO - SIJTHOFF, NOORDHOFF, 1978.
- [29] M. A. PALLAS, " Identification active d'un canal de propagation à trajets multiples ". Thèse de Doctorat INPG, Grenoble, Fév. 1987.



**FIGURE 1** : Cadre général d'une liaison radio-mobile à 900 MHz

- a - déplacement du récepteur dans le milieu urbain
- b - géométrie dans le plan horizontal de la réception des trajets multiples

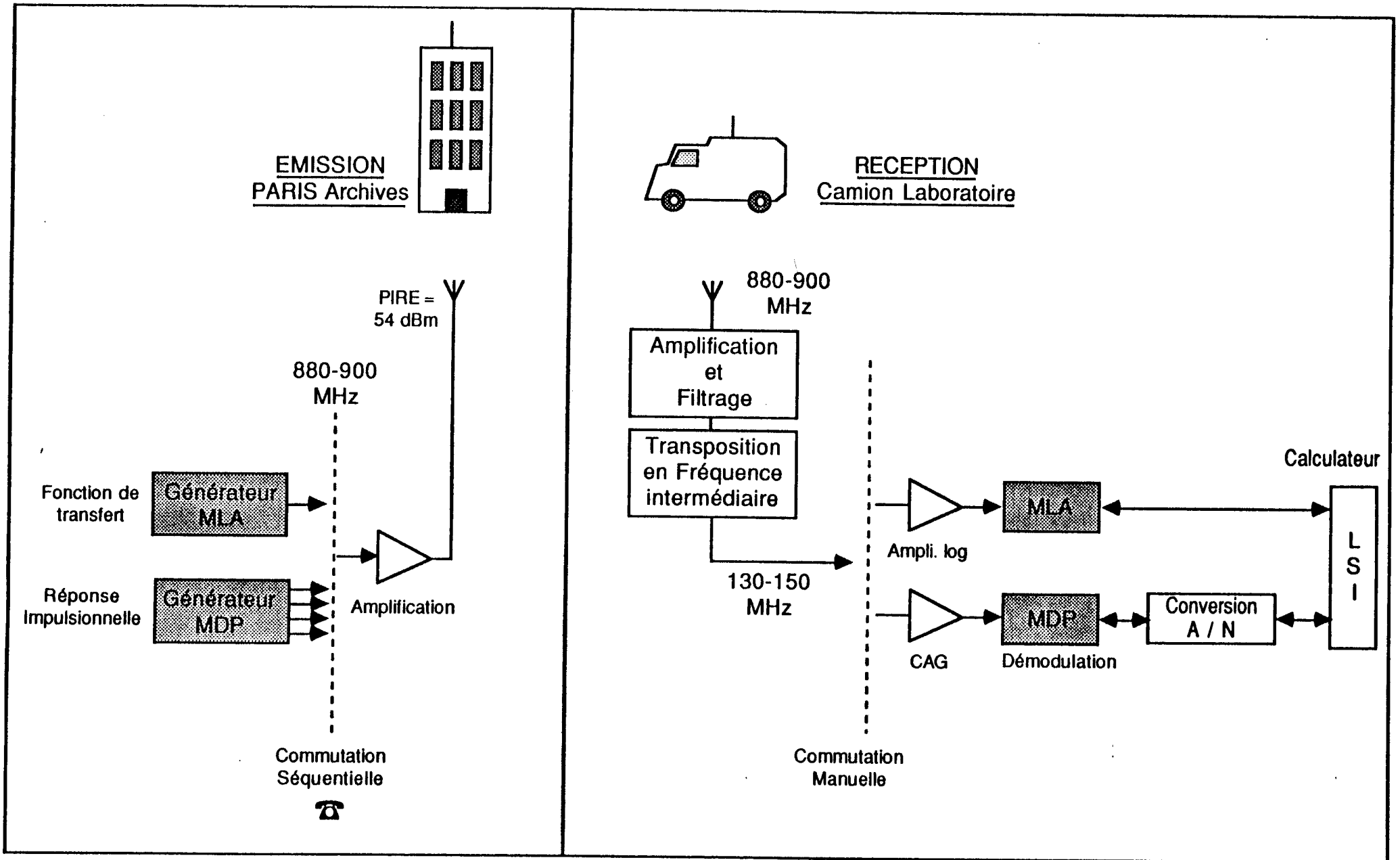


FIGURE 2 : Diagramme synoptique général des expérimentations

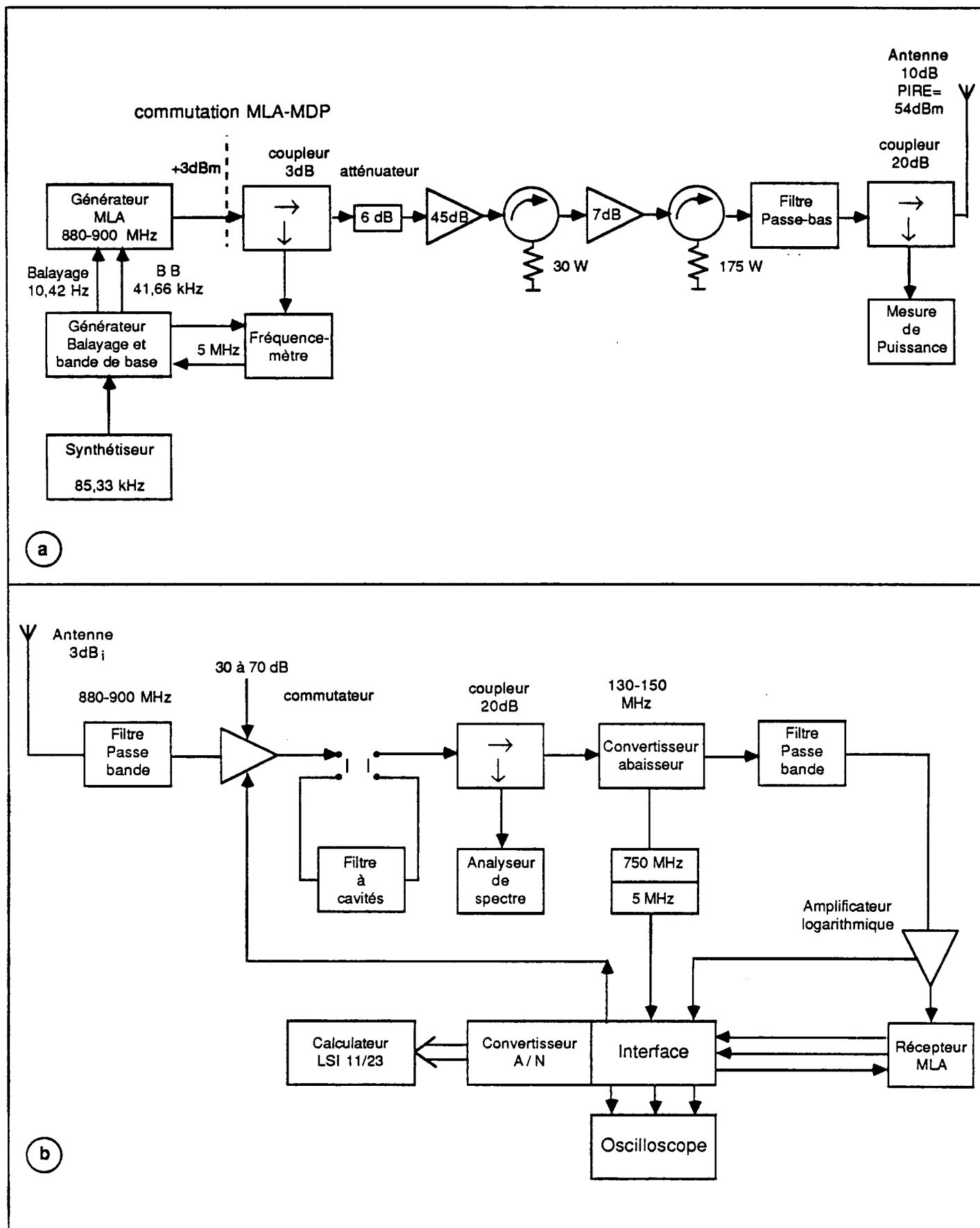


FIGURE 3: Schéma synoptique de l'expérimentation MLA

a- Emetteur installé au central téléphonique Archives  
 b- Récepteur et acquisition dans le camion laboratoire

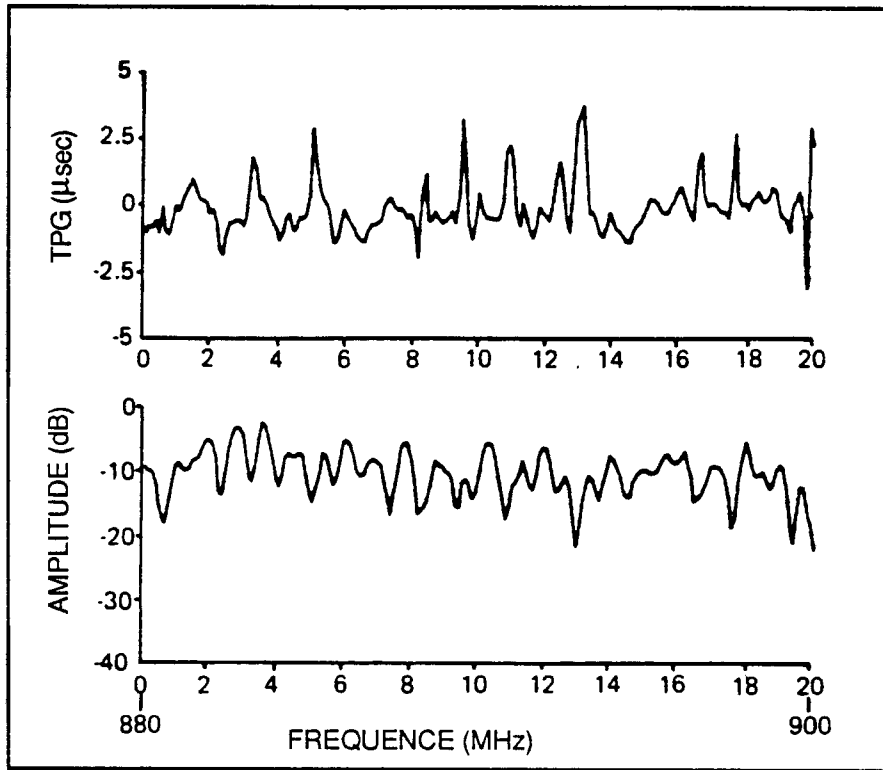


Figure 4 : Fonction de transfert enregistrée à PARIS  
à 1,5 km de l'émetteur

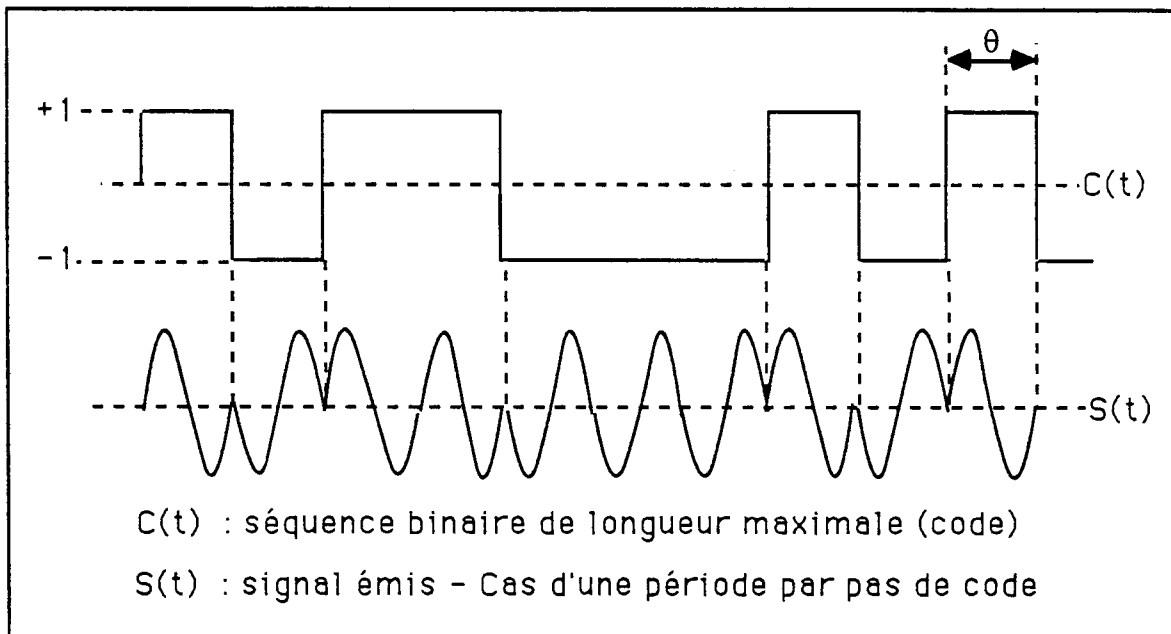


Figure 5 : Allure des signaux émis



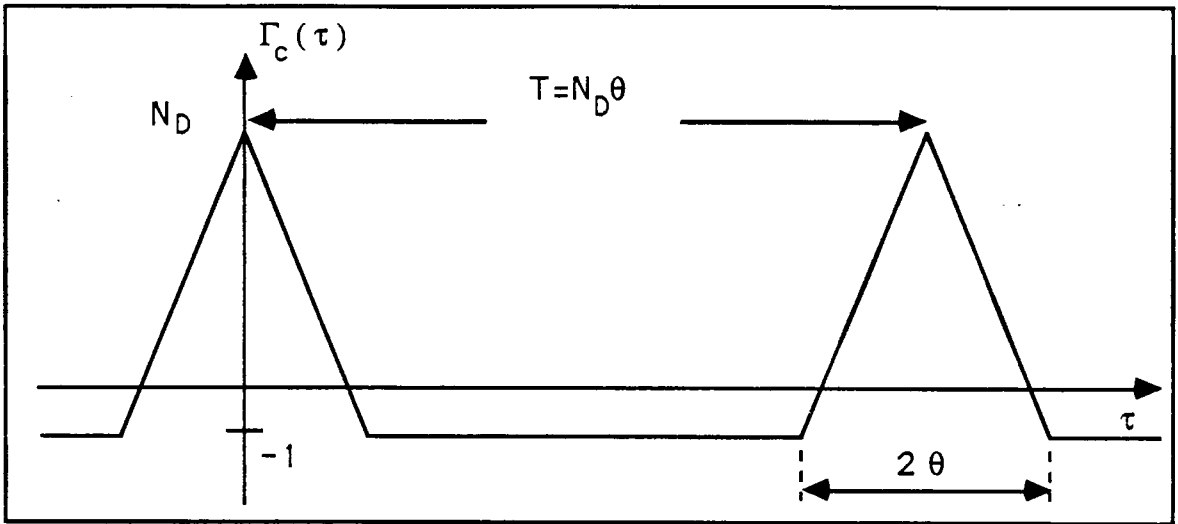


Figure 6 : Fonction de corrélation d'une SBLM bouclée

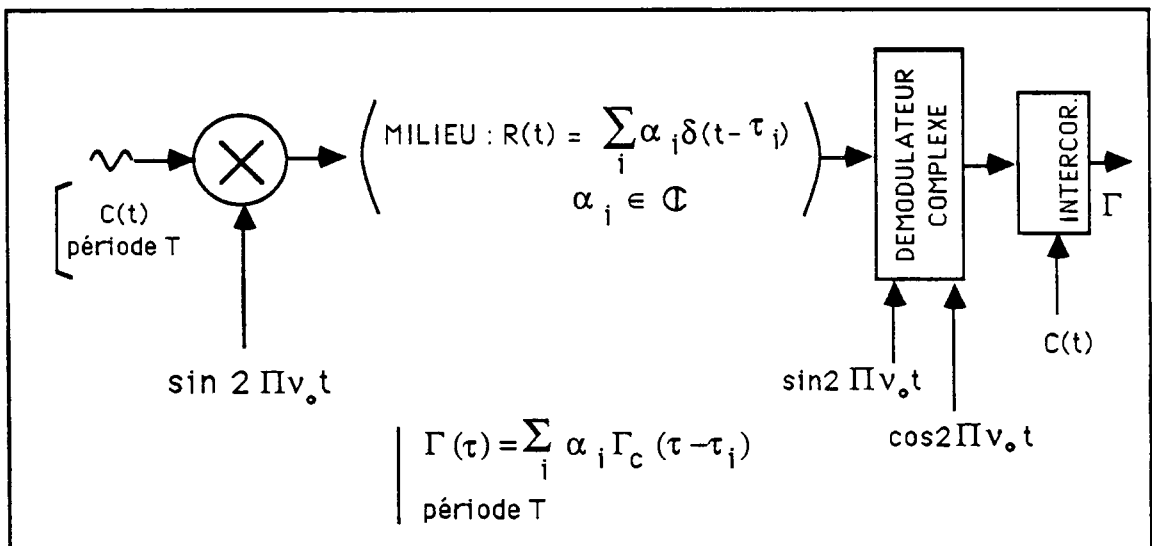


Figure 7 Méthode d'estimation de la réponse impulsionnelle

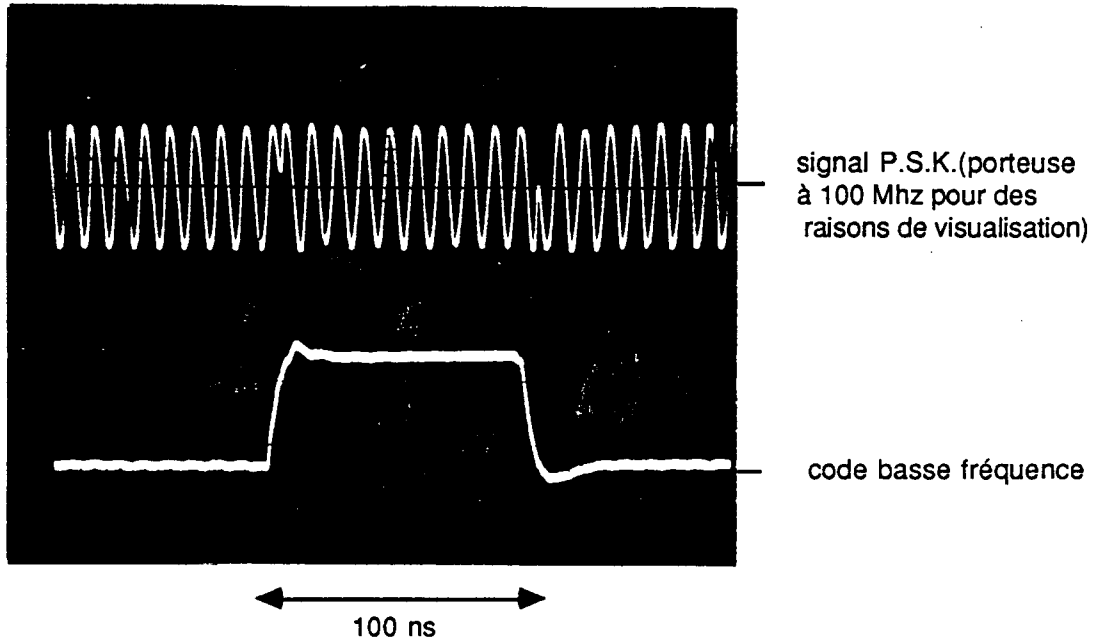


Figure 8 : Allure temporelle des signaux utilisés

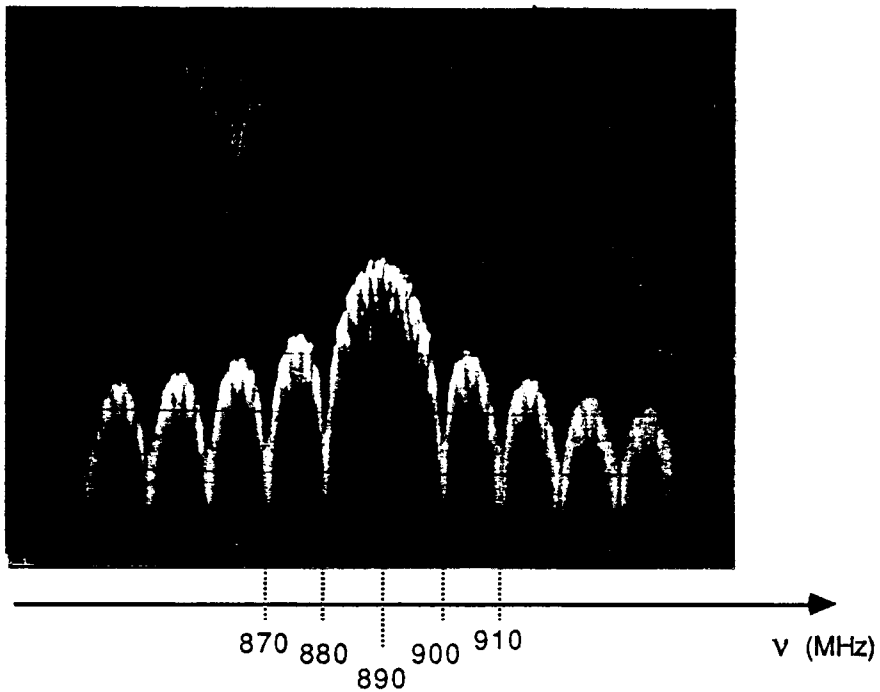


Figure 9 : Spectre du signal MDP utilisé.  
porteuse à 890 MHz

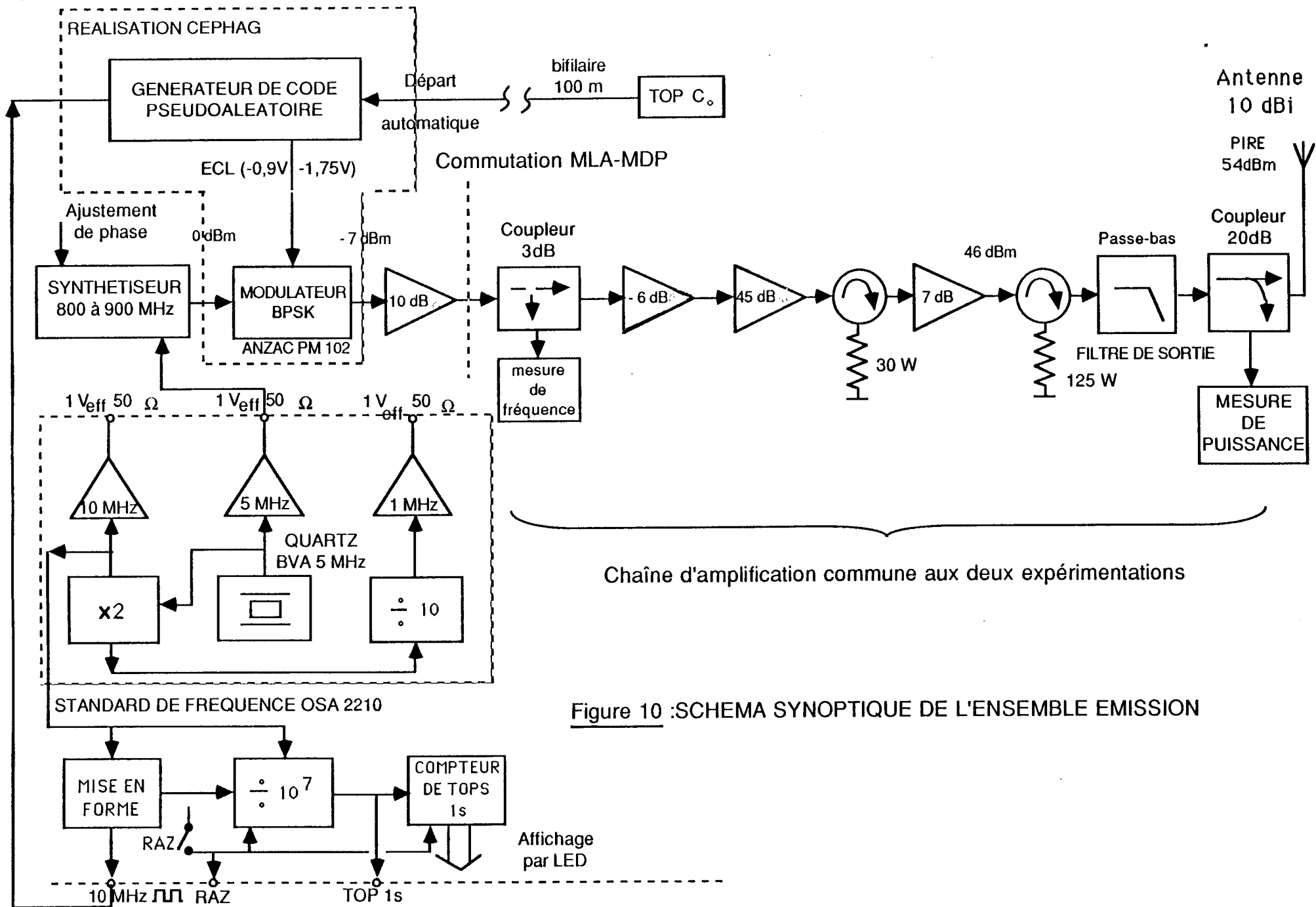


Figure 10 : SCHEMA SYNOPTIQUE DE L'ENSEMBLE EMISSION

880-900 MHz

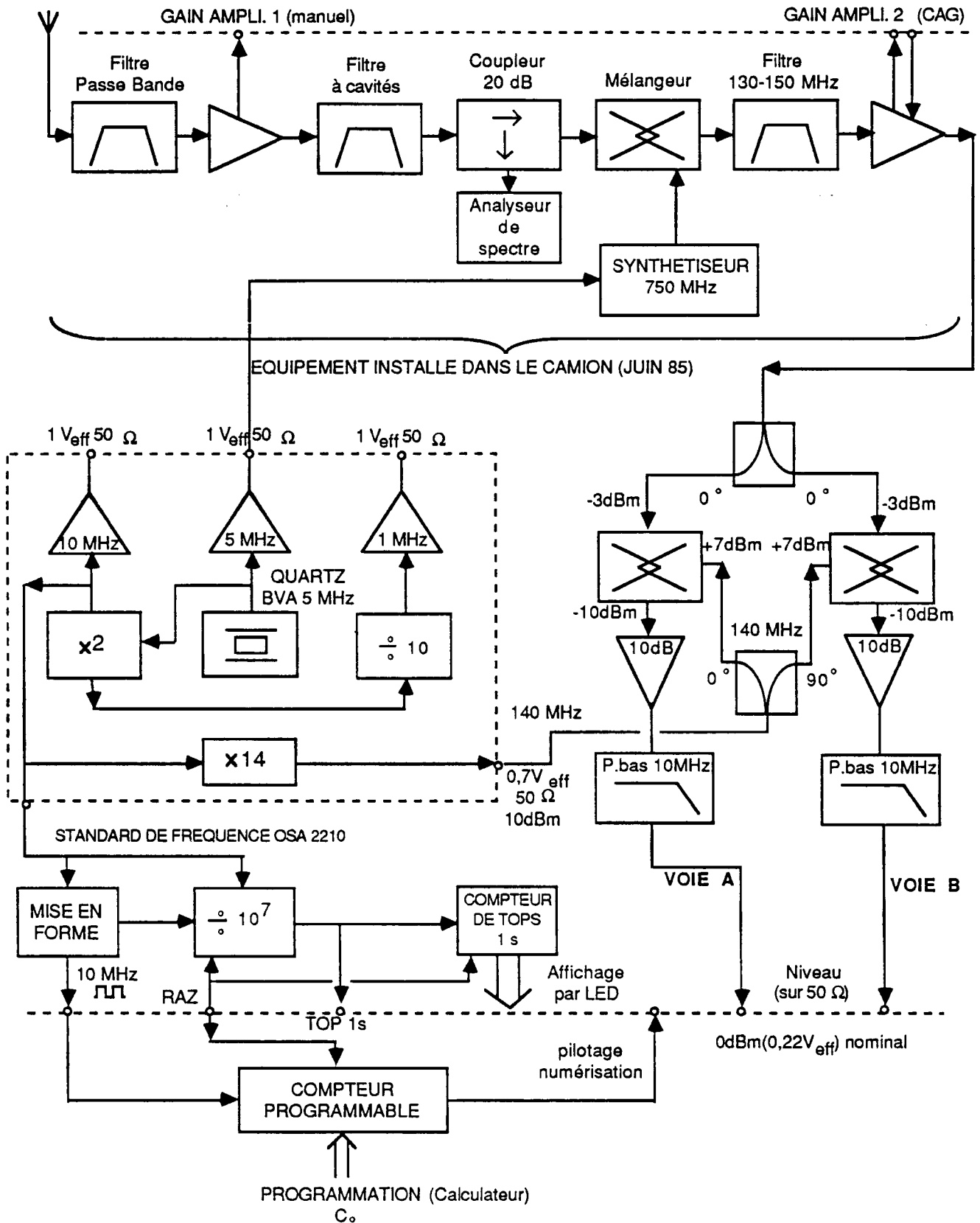


Figure 11 : SCHEMA SYNOPTIQUE DE L'ENSEMBLE RECEPTION

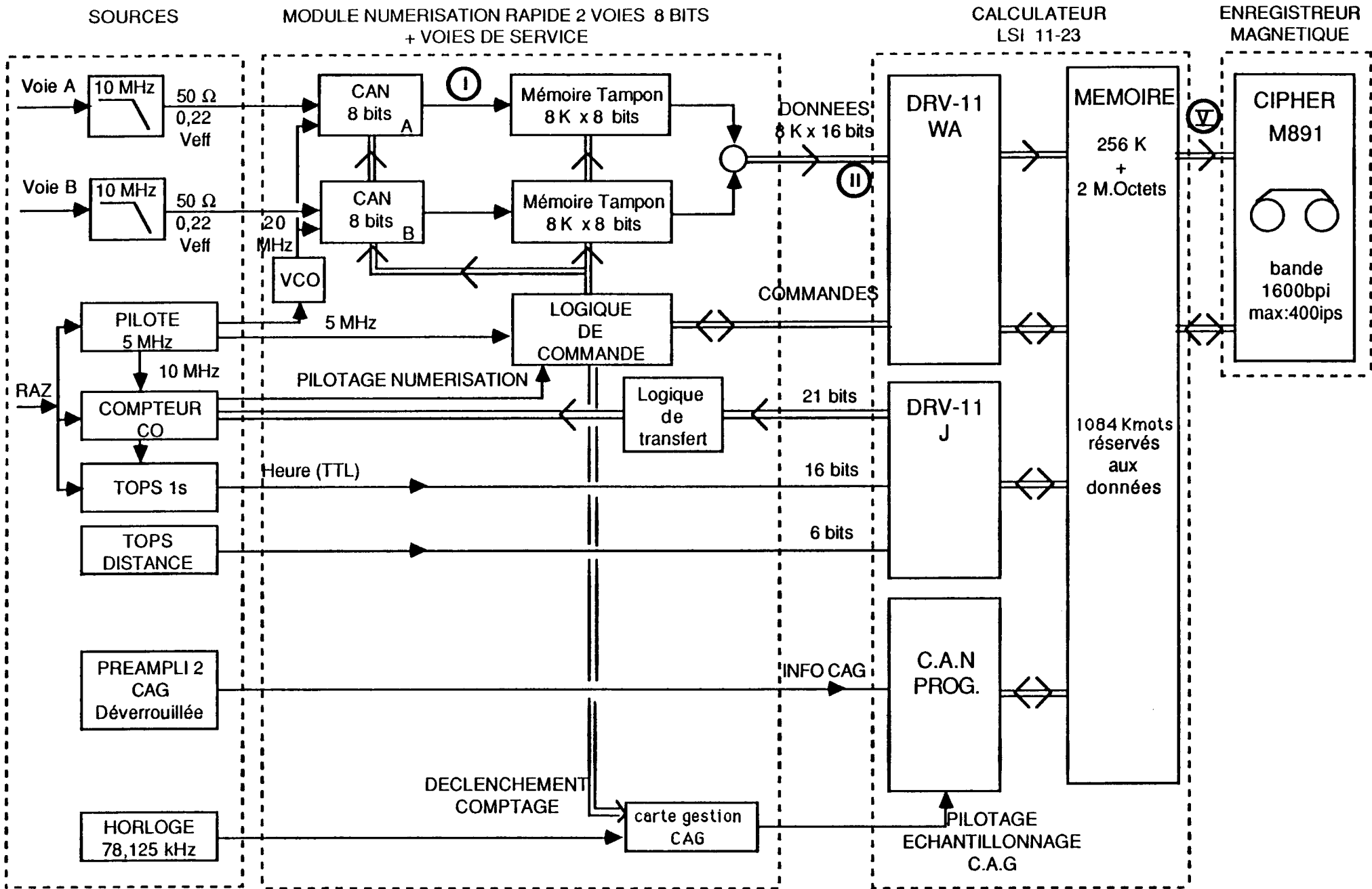


Figure 12 : SYNOPTIQUE DE L'ENSEMBLE NUMERISATION-ENREGISTREMENT

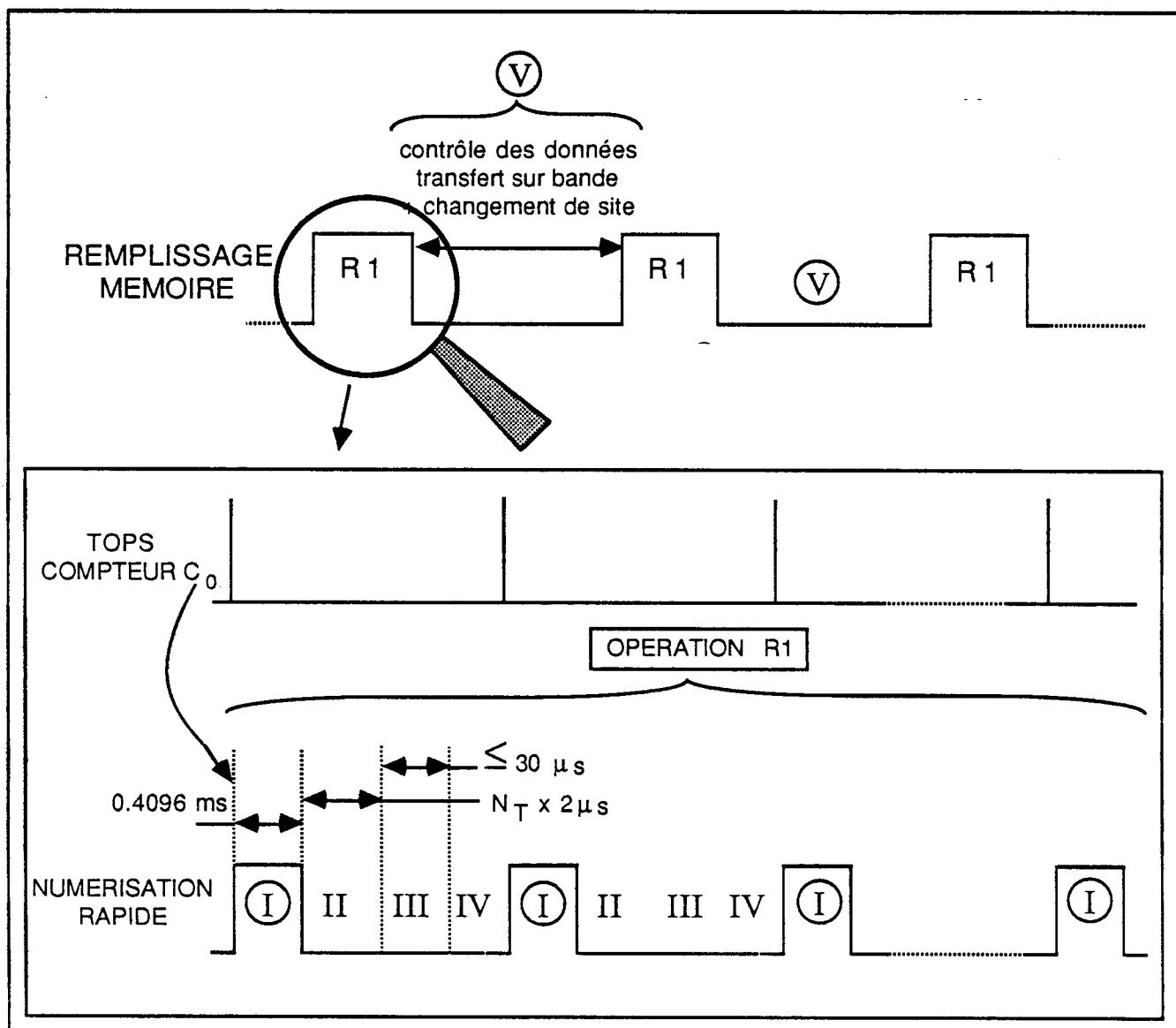


Figure 13 : Diagramme temporel global de la manipulation

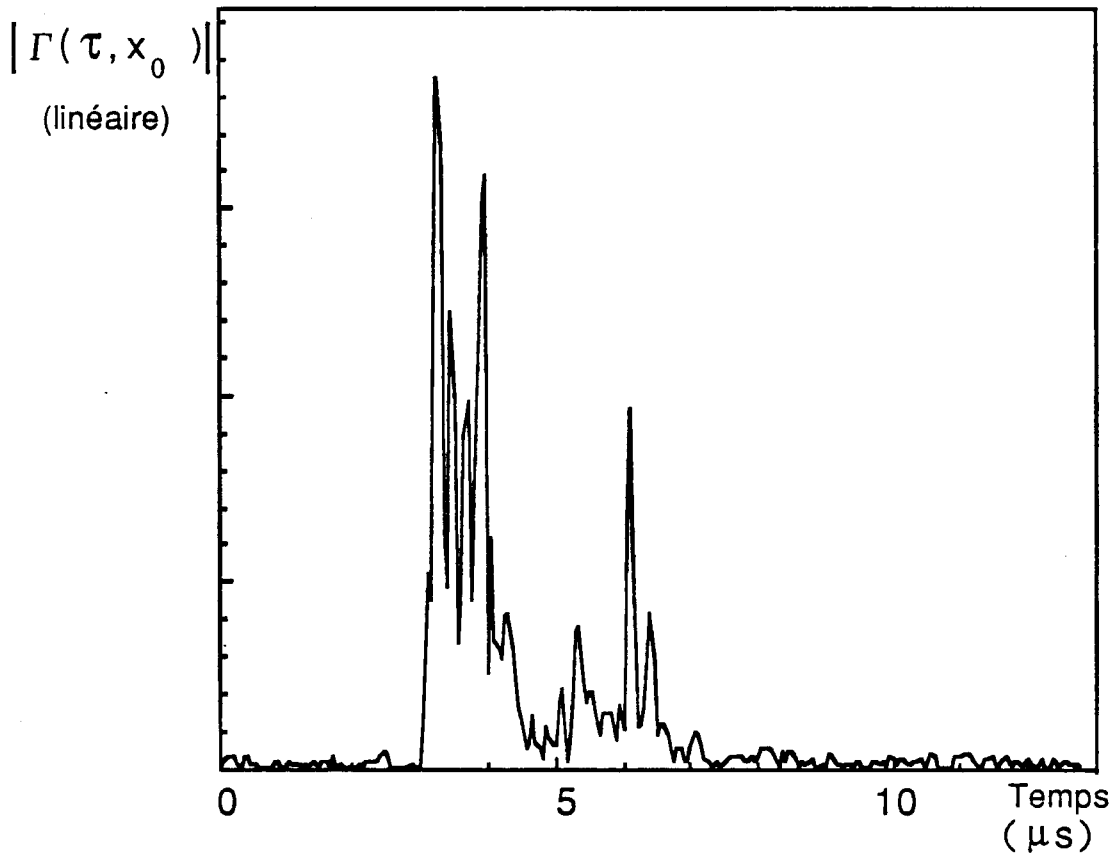


Figure 14: Allure du module de la réponse impulsionnelle  
( module de la sortie des filtres adaptés)  
Code 255 - Place des Vosges

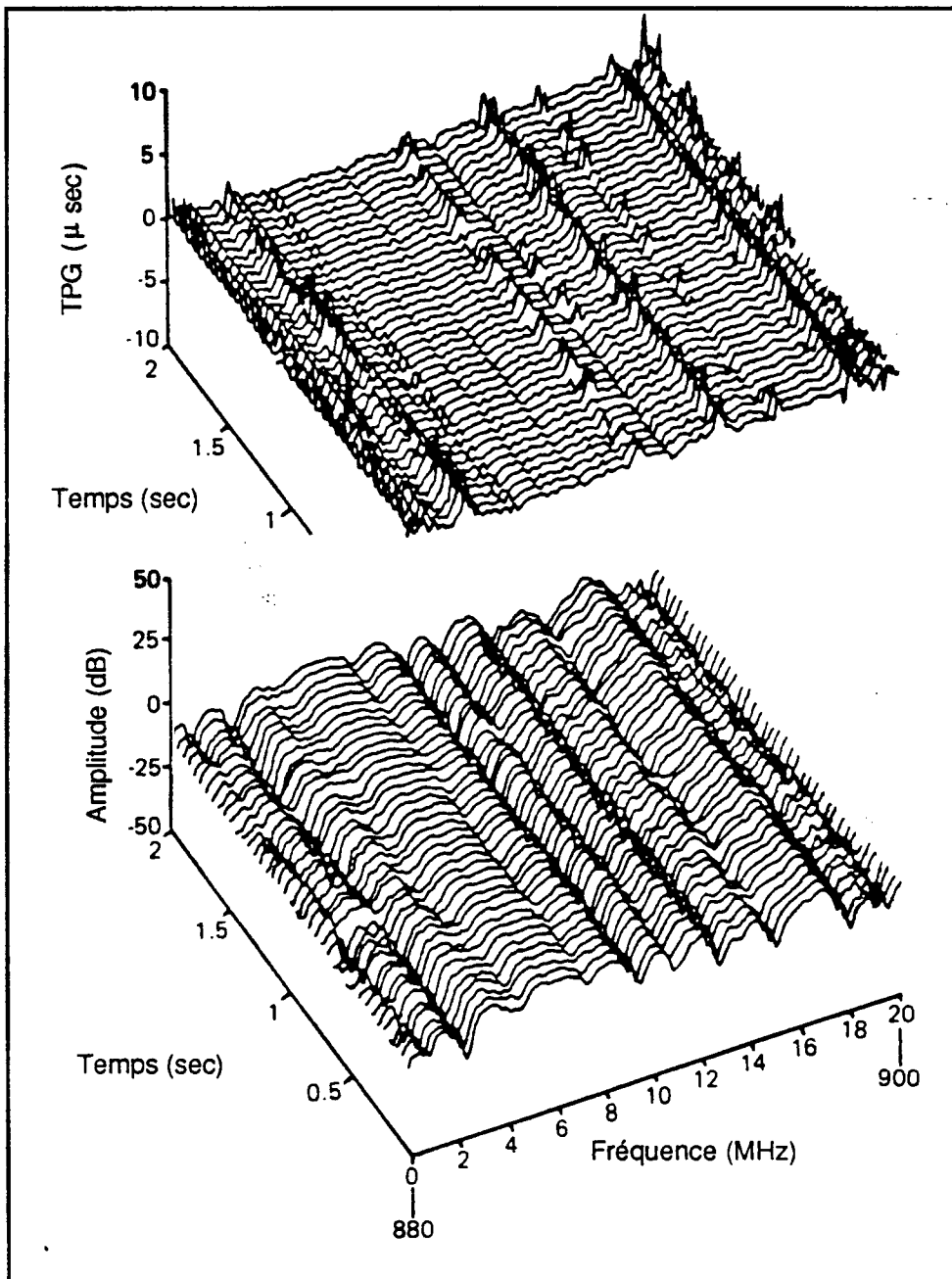
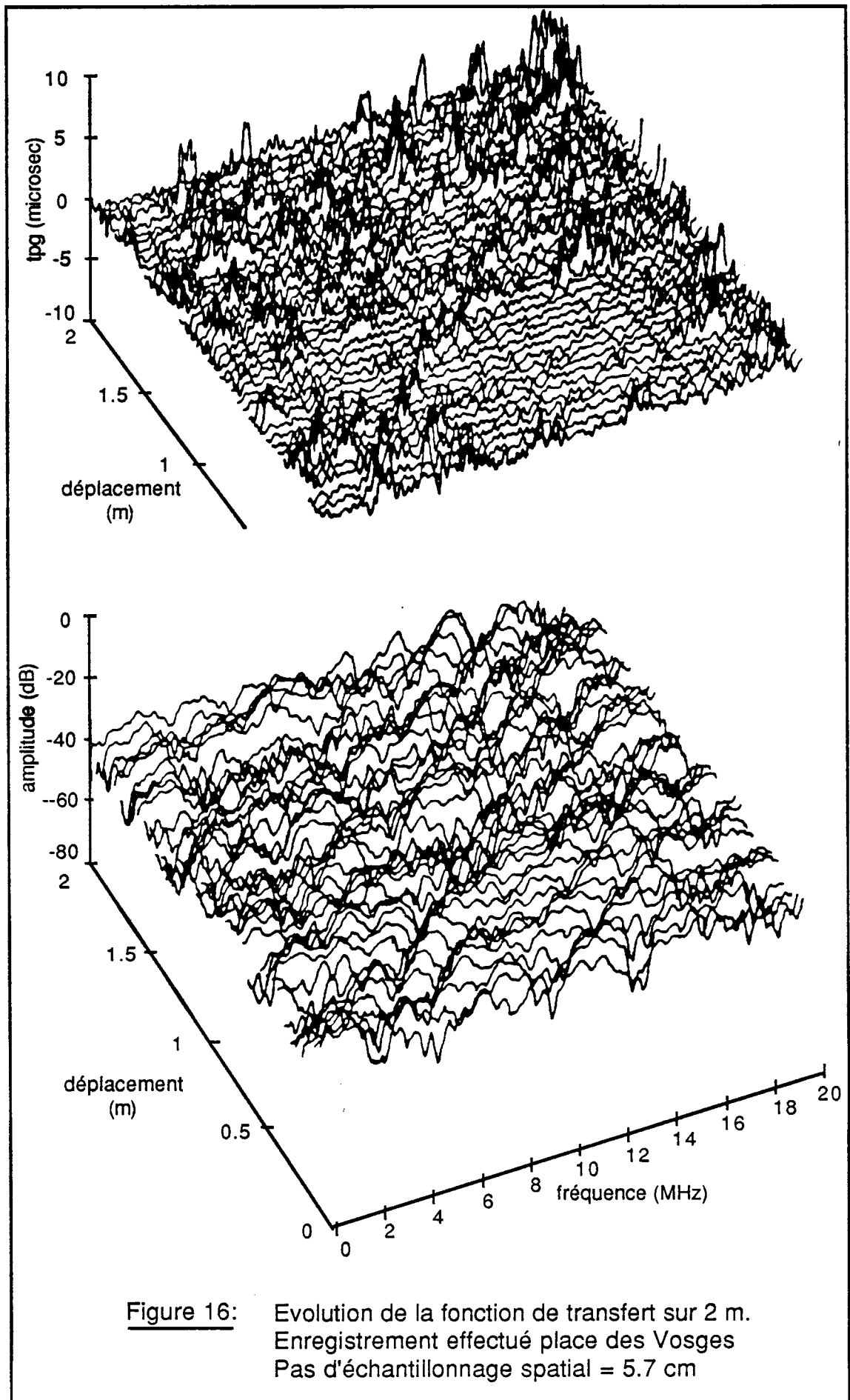
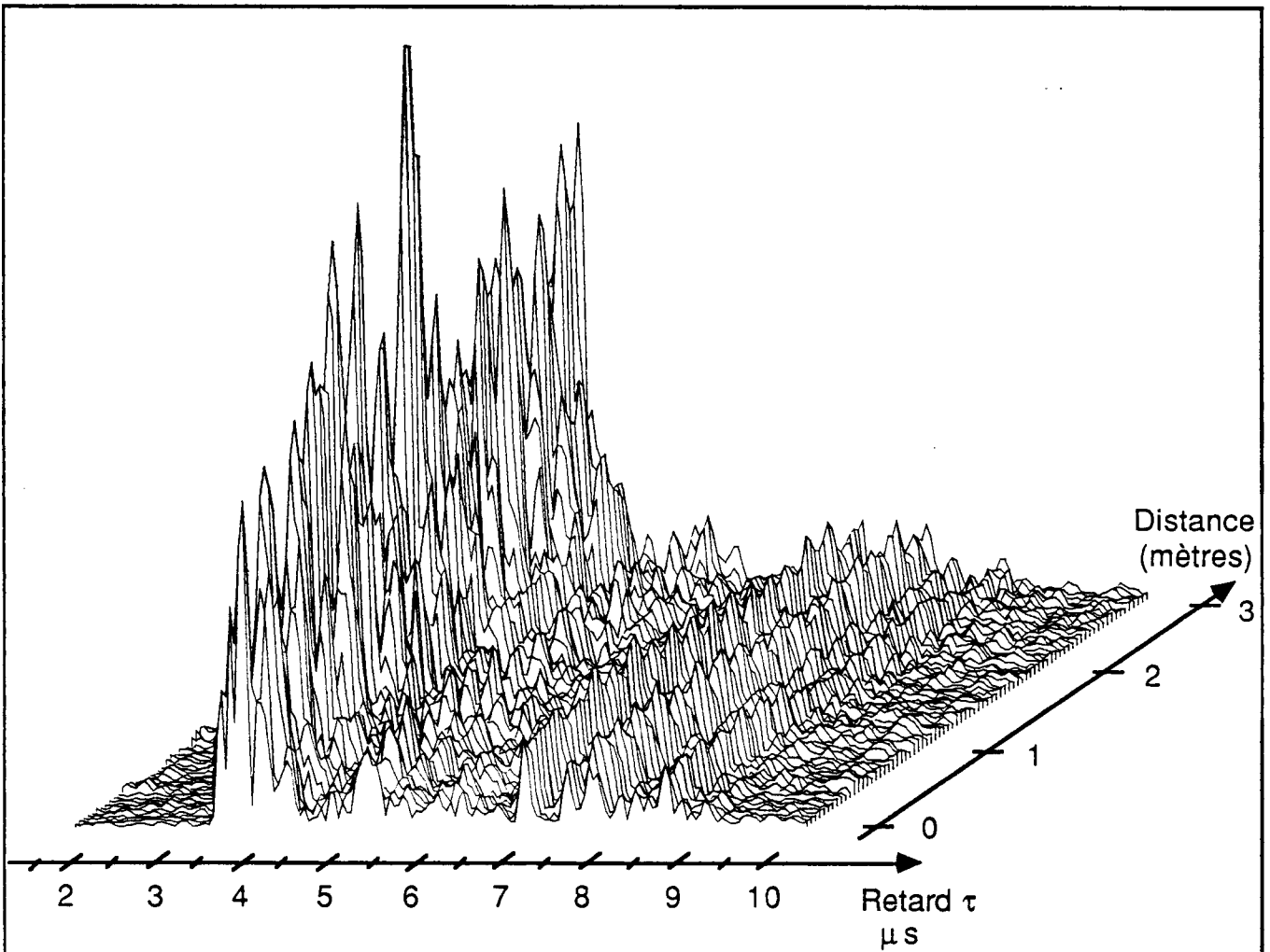


Figure 15 : Evolution de la fonction de transfert sur 2 secondes enregistrée à l'arrêt .-Boulevard du Palais - 1,25 km de l'émetteur.-







**Figure 17:** Allure des réponses impulsionnelles successives (linéaire)  
 - pas d'échantillonnage spatial  $\Delta x_i = 3.6$  cm  
 - vitesse du véhicule :  $v = 12$  km/h  
 - code 255 - Place des Vosges

