

Un système de radiocommunication performant pour lutter contre les trajets multiples dans les bâtiments : l'étalement de spectre utilisant un filtre adapté à ondes élastiques de surface

A High Performance Radiosystem Against Indoor Multipath : Spread Spectrum Using a SAW Matched Filter

par **Benoît GELLER**

**LERISS Laboratoire d'Etudes et Recherche en Instrumentation Signaux et Systèmes, Université de Paris XII, av. du Général de Gaulle, 94010 Créteil*

Résumé

Cet article décrit un système de télécommunications compatible avec les détériorations du signal dues à la propagation par trajets multiples dans les bâtiments. Après avoir caractérisé ces détériorations et les limitations des systèmes radio courants, les difficultés classiquement rencontrées lors de la mise en œuvre des modulations à étalement de spectre seront évoquées; nous mettons alors en évidence les avantages de l'utilisation, pour un système à étalement de spectre, d'un filtre adapté à ondes élastiques de surface développé spécialement pour cette application. La réalisation d'une maquette a permis de valider l'étude théorique grâce à une campagne de mesures effectuée dans une centrale nucléaire. Avec un débit de 256 kbits/s les taux d'erreurs obtenus sont excellents — inférieurs à 10^{-6} — dans l'ensemble de la cellule de transmission, et ce malgré l'absence de trajet direct reçu par le mobile récepteur.

Mots clés : Canal à trajets multiples, Étalement de spectre, Codage.

Abstract

We describe an indoor antimultipath radiocommunication system. The study of the time impulse response allows to predict the poor performance of classical modulations including spread spectrum. The use of a DPSK SAW matched filter especially developed for this application is shown to have tremendous advantages. Experimental tests were made inside a nuclear plant and confirm the theoretical results. Despite the absence of direct path within most of the reception cell, Bit Error Rates are very good : they are inferior to 10^{-6} for a bit rate equal to 256 kb/s.

Key words : Multipath propagation, Spread spectrum, Coding

1. Introduction

Les transmissions radio à l'intérieur des bâtiments connaissent un essor récent avec notamment les besoins de la robotique mobile et ceux des réseaux informatiques locaux pour lesquels le coût important des réseaux câblés et leur mauvaise adaptabilité aux changements de configuration sont particulièrement pénalisants [17]. L'étude entreprise a été motivée par les besoins de la robotique mobile d'intervention au sein des centrales nucléaires pour lesquels il fallait développer un système de télécommunications fiable à 256 kbit/s, avec une puissance d'émission réduite

et malgré l'absence de trajet direct, afin de transmettre les informations relevées par des capteurs ou une caméra. En effet, il n'existait sur le marché aucun système radio approchant, même de loin ces critères, car la transmission dans les bâtiments, de manière analogue par exemple à celle des liaisons radiomobiles terrestres, se fait souvent par trajets multiples. Le paragraphe 2 effectue un rapide rappel des dégradations subies par le signal reçu lors d'une telle transmission et les solutions classiquement envisagées (« systèmes à diversité ») pour lutter contre les trajets multiples. Les limitations de ces solutions (débit, coût, complexité) nous ont poussé à étudier les techniques d'étalement de spectre. Les principes de ces techniques sont exposés au paragraphe 3; le système que nous avons développé repose sur l'utili-

sation originale d'un filtre adapté à ondes élastiques de surface et le paragraphe 3 met aussi l'accent sur les avantages considérables de l'utilisation d'un tel composant : asynchronisme, et surtout exploitation très simple de la diversité implicite de l'étalement de spectre. Le paragraphe 4 enfin confronte les résultats théoriques à la réalité. Nous présentons en particulier les résultats de mesure de taux d'erreur dans les locaux de la centrale nucléaire de Chooz d'un modem à 256 kbit/s à étalement de spectre et utilisant un filtre adapté à ondes élastiques de surface. Nous établissons dans ce chapitre une extension des premiers résultats de [8].

2. Transmission dans des canaux à trajets multiples variant au cours du temps

2.1. CANAL À TRAJETS MULTIPLES

Les systèmes de télécommunication à l'intérieur des bâtiments doivent faire face aux réflexions spéculaires et diffuses et à la diffraction imposées par l'environnement (passages de portes, murs, coudes de couloirs, obstacles rugueux...). Il en résulte [1] [2] [3] que la transmission radio dans les bâtiments se fait par trajets multiples, ceux-ci pouvant évoluer dans le temps lorsque les conditions de propagation changent, ce qui est le cas pour un robot mobile. La réponse impulsionnelle en bande de base du canal à l'instant t_0 s'écrit donc sous la forme :

$$c(\tau, t_0) = \sum_i c_i(t_0) \delta(\tau - \tau_i(t_0)) \quad (1)$$

où $c_i(t_0)$ correspond à l'atténuation et au déphasage le long du i -ième rayon à l'instant t_0 . Une telle modélisation a d'abord été employée en transmission ionosphérique et troposphérique au début des années 60 [4], puis elle a été reprise pour caractériser le canal radio urbain ainsi que le canal acoustique sous-marin. Par transformation de Fourier par rapport à τ , on obtient par définition la fonction de transfert du canal :

$$C(f, t_0) = TF/\tau[c(\tau, t_0)] = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau, t_0) \exp[-j2\pi f\tau] d\tau \quad (2)$$

La figure 1 et la figure 2 représentent une réponse impulsionnelle et une fonction de transfert relevées dans une centrale nucléaire.

Bien entendu, quand le mobile se déplace, les pics correspondant aux rayons contribuant à la réponse impulsionnelle évoluent, ce qui entraîne en parallèle, un déplacement en fréquence des creux de la fonction de transfert du canal de la figure 2.

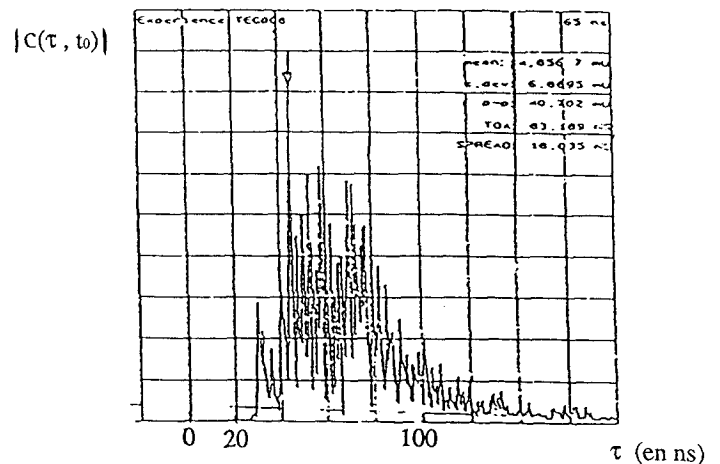


Figure 1. - Allure de la réponse impulsionnelle dans les locaux d'une centrale nucléaire.

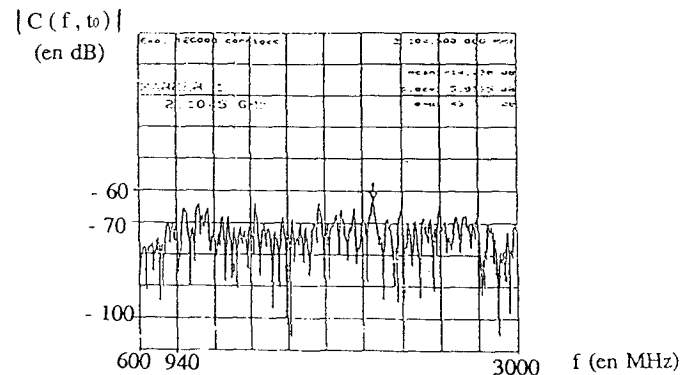


Figure 2. - Fonction de transfert du canal (T.F. de la figure 1) dans un canal multitrajet.

2.2. TRANSMISSION BANDE ÉTROITE EN CANAL A TRAJETS MULTIPLES

Nous venons de voir que dans les bâtiments, à chaque instant, le signal reçu est la résultante d'un grand nombre de contributions s'étant propagées par des chemins indépendants. De l'interférence entre ces contributions, il découle schématiquement trois types de dégradations dont les effets varient rapidement et qui viennent se superposer aux pertes classiques de propagation [1] [5] [6].

2.2.1. L'évanouissement de Rayleigh

Considérons l'émission d'une sinusoïde pure $e(t)$ et observons l'effet de la propagation par trajets multiples modélisé par la formule (1) sur le signal reçu $r(t)$:

$$e(t) = E_0 \cos \omega_c t \quad (3)$$

$$r(t) = \sum_i E_i \text{ où } E_i = E_0 |c_i(t)| \cos(\omega_c t + \varphi_i(t))$$

$$= E_c \cos \omega_c t - E_s \sin \omega_c t = E \cos(\omega_c t + \varphi)$$

où

$$E_c = \sum_i E_0 |c_i| \cos \varphi_i \text{ et } E_s = \sum_i E_0 |c_i| \sin \varphi_i$$

et

$$E = \sqrt{E_c^2 + E_s^2}, \varphi = \text{Arctg} \frac{E_s}{E_c}$$

$E_c(t)$ et $E_s(t)$, les composantes en quadrature du signal bande étroite étant la somme d'un grand nombre de contributions indépendantes et aléatoires, on peut en vertu du théorème central limite, les caractériser par des processus gaussiens; si l'on suppose l'équirépartition des phases φ_i , et l'absence de trajet direct, l'enveloppe E du signal reçu suit une loi de Rayleigh, (la phase φ étant équiprobable sur $[0, 2\pi]$) [1] [3] [5] [6]. Ainsi, suivant le lieu où l'on se trouve, l'enveloppe du signal reçu va fluctuer avec une répartition de Rayleigh autour de sa valeur moyenne dans la zone de réception considérée; ceci est illustré par le quadrant inférieur gauche de la figure 3. Du fait de ces fluctuations instantanées il va se produire des paquets d'erreurs en transmission numérique (« un évanouissement ») selon le mécanisme illustré par la figure 3 et le taux d'erreur moyen ne décroît plus que de façon inversement proportionnelle au rapport signal moyen sur bruit alors que la décroissance est exponentielle dans le cas du canal à bruit additif blanc gaussien [7].

Dans le domaine des fréquences, les paquets d'erreurs se produisent lorsque le spectre du signal se trouve coincé dans un creux de la fonction de transfert du canal (voir figure 2), celui-ci pouvant atteindre 20 à 30 dB avec une probabilité non négligeable [3].

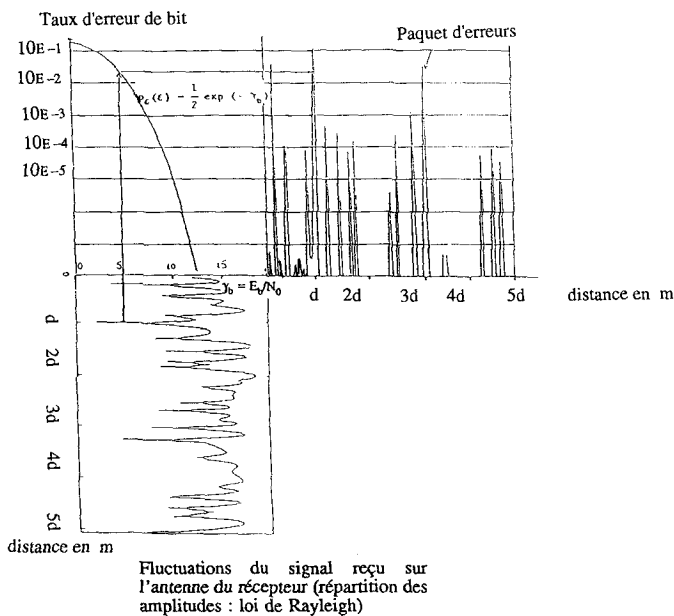


Figure 3. – Mécanisme de formation des paquets d'erreurs.

2.2.2. L'effet Doppler

L'effet Doppler, engendré par les variations temporelles du canal (mobilité d'un robot par exemple) peut créer des distorsions lorsque ces variations sont rapides i.e. lorsque les évanouissements deviennent de l'ordre de la durée symbole T_{data} . Cette distorsion peut être négligée (« évanouissement lent ») en maintenant la condition [9] :

$$B_{Do} \cdot T_{data} \ll 1 \quad (4)$$

avec

$$B_{Do} = 2f_c \frac{v}{c} \quad (5)$$

où f_c fréquence porteuse (≈ 1 GHz)

v vitesse de déplacement du robot (≈ 3 ms⁻¹)

c célérité de la lumière

Dans notre cas, T_{data} valant à peu près $4 \mu s$ et B_{Do} étant de l'ordre de la dizaine de Hertz, (4) est largement remplie.

2.2.3. Interférence entre symboles

Les temps de propagation différents suivant les trajets, impliquent qu'à tout instant au niveau du récepteur, l'interférence de symboles adjacents vient perturber l'estimation du symbole en cours de démodulation. Dans notre cas, l'étalement temporel moyen du canal qui vaut 50 ns est négligeable devant la durée symbole ($3,9 \mu s$) et donc l'évanouissement de Rayleigh est largement prédominant dans la détérioration du signal reçu.

2.3. DIVERSITÉ

Pour s'affranchir de l'évanouissement de Rayleigh, la première idée pourrait être d'augmenter la puissance émise afin de maintenir un rapport signal sur bruit élevé. Outre que cette solution pose des problèmes techniques importants, qu'elle est peu économique, elle poserait de toute manière des problèmes d'interférences à l'extérieur de la cellule de transmission. Comme les têtes H.F sont sensibles aux variations de signal et que les filtres de traitements numériques, nécessitent aussi un rapport signal sur bruit élevé, une autre solution consiste à équiper de plusieurs émetteurs la zone de transmission à couvrir, afin de toujours être en présence d'un trajet principal. Lourde à mettre en œuvre, cette solution, tout comme l'installation de lignes à pertes, n'était pas envisageable dans notre cas, le cahier des charges stipulant que l'on ne pouvait modifier l'environnement de la centrale nucléaire. Une autre méthode classique, pour remédier à la détérioration du taux d'erreur moyen dans un canal de Rayleigh, utilise une méthode dite de diversité, qui consiste à équiper le récepteur de manière à recevoir plusieurs répliques de la même information, chacune de ces répliques s'étant propagée suivant des canaux de transmission indépendants les uns des autres.

Ainsi, si la probabilité d'erreur vaut p dans un canal de Rayleigh, alors en effectuant une combinaison linéaire optimale de L signaux reçus, après propagation dans des canaux indépendants, la probabilité d'erreur vaudra $(p)^L$ [7]. Comme on a vu que la probabilité d'erreur dans un canal de Rayleigh diminuait de façon inversement proportionnelle au rapport signal moyen sur bruit, on en déduit qu'avec un ordre de diversité valant L , la probabilité d'erreur est donc inversement proportionnelle au rapport signal moyen sur bruit à la puissance L . Par exemple, la figure 4 représente les taux d'erreurs de la démodulation différentielle calculés à partir de [7] (formule 7.4.26 de [7]), en fonction de l'ordre de diversité L .

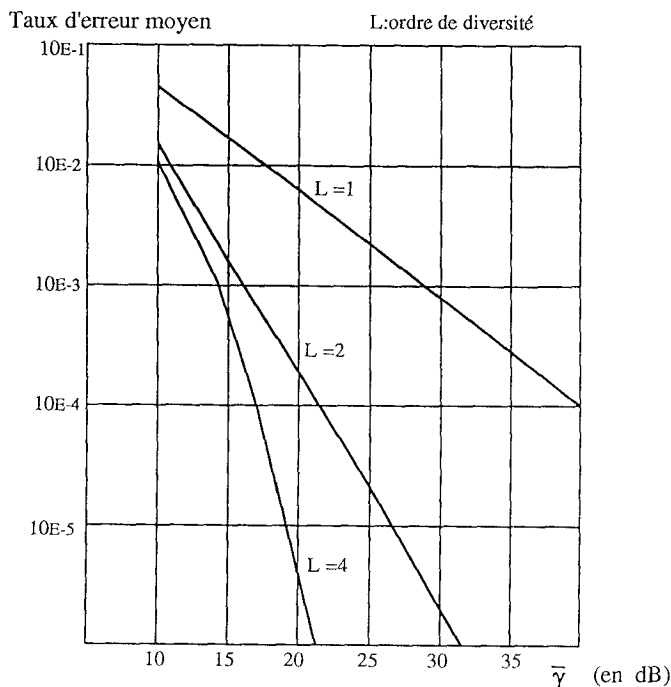


Figure 4. – Taux d'erreur moyen en fonction de la diversité dans un canal multitrajet lent non sélectif.

Comme la probabilité que tous les canaux soient affectés simultanément par des évanouissements profonds est très faible devant la probabilité qu'un seul canal soit affecté (cf fig. 5), le signal de diversité fabriqué par combinaison linéaire à partir de chacun des signaux indépendants, aura beaucoup plus rarement un rapport signal sur bruit instantané, faible.

Il y a diverses méthodes pour obtenir des signaux indépendants (fréquence, espace, temps, polarisation...). Toutes ces méthodes ont certains inconvénients qui leur sont propres; mais de plus, elles présentent toutes l'inconvénient majeur de faire fonctionner L récepteurs dans des canaux à évanouissements (dans le cas de la robotique d'intervention dans les centrales nucléaires, la puissance disponible pour chacun des signaux de diversité doit

être faible afin de ne pas perturber l'électronique de contrôle de la centrale nucléaire).

Nous allons voir dans le chapitre suivant qu'un système à étalement de spectre présente une diversité implicite et que l'utilisation d'un filtre adapté à ondes élastiques de surface permet de disposer d'une structure très simple de récepteur avec un **unique** démodulateur.

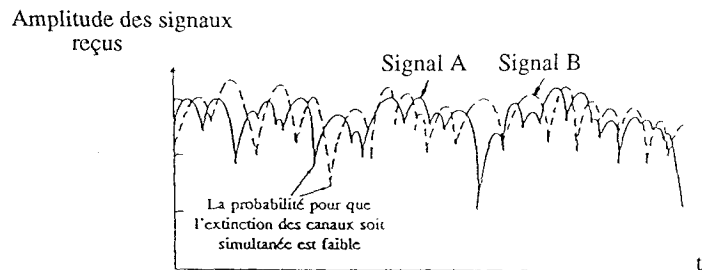


Figure 5. – Enveloppes de signaux non corrélés dans un canal multitrajet.

3. Étalement de spectre par séquence directe

3.1. PRINCIPES

3.1.1. Émission-Réception

La technique d'étalement de spectre repose sur l'utilisation de séquences pseudo aléatoires [10] [11], séquences x de nombres quasi-équiprobables dont la fonction d'autocorrélation θ_{xx} comme pour un bruit blanc, présente un pic central très prononcé (voir figure 6). Ces séquences (ou « codes ») peuvent être engendrées par des registres à décalage rebouclés sur eux-mêmes.

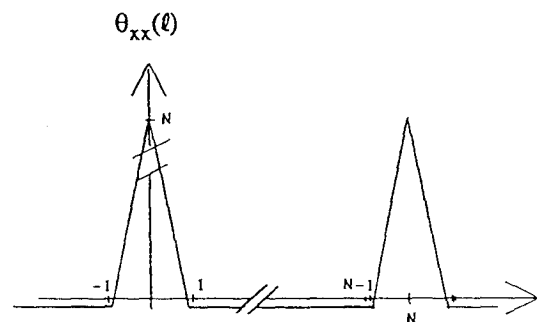


Figure 6. – Fonction d'autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire de longueur N .

La particularité de l'étalement de spectre « par séquence directe » tient en ce que chaque donnée à émettre (signal « message » de la figure 7) est prémultipliée par un train de données pseudo-aléatoires de rythme très supérieur à celui des données initiales

(signal « séquence étalante » de la figure 7). Les données résultantes (signal « séquence résultante » de la figure 7) sont alors envoyées de manière classique à un modulateur qui les adapte au canal de transmission (signal « porteuse modulée en PSK par la séquence résultante » de la figure 7). La durée élémentaire T_c de la séquence pseudo-aléatoire s'appelle durée chip.

A la réception, et pour un canal parfait, le signal reçu (« porteuse modulée par la séquence étalante » de la figure 7), est semblable au signal émis; le récepteur utilise une séquence pseudo aléatoire (signal « séquence étalante » de la partie réception de la figure 7) identique à celle utilisée à l'émission. Le signal reçu est alors multiplié par cette séquence pseudo aléatoire générée localement; il est supposé sur la figure 7 que cette multiplication se fait en synchronisme parfait à savoir que le début de la séquence pseudo aléatoire engendrée localement au niveau du récepteur correspond exactement avec le début de la séquence pseudo aléatoire contenue dans le message reçu (voir deux premières lignes de la partie réception de la figure 7); dans ce cas idéal, le signal résultant de cette multiplication (signal « porteuse modulée par le message » de la figure 7) est un signal bande étroite; il est démodulé classiquement afin de retrouver les données.

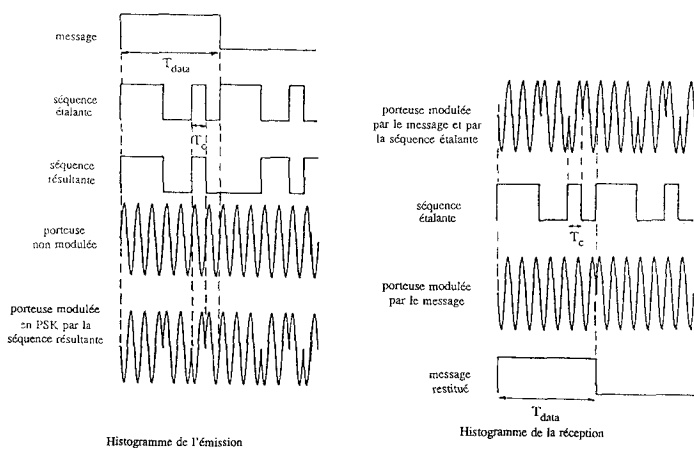


Figure 7. – Histogrammes en émission et en réception d'un système à étalement de spectre par séquence directe.

Il est clair qu'un point crucial d'un système à étalement de spectre est la synchronisation de la séquence pseudo aléatoire du récepteur car avant toute démodulation de données, il faut pouvoir « acquérir » cette synchronisation [12]. La phase d'acquisition se fait souvent par glissement : comme son nom l'indique, la phase du générateur pseudo aléatoire local se décale par bonds de pas P prédéterminé, par rapport à la séquence reçue jusqu'à ce que la fonction de corrélation dépasse un seuil fixé à l'avance. D'habitude, le seuil correspond à la moitié du pic de corrélation ($\theta_{xx}(T_c/2)$) et le pas est donc de $T_c/2$. Outre que cette acquisition peut être longue dans la pratique, des perturbations viennent provoquer de fausses impulsions simulant une bonne corrélation. De plus, en présence de trajets multiples, une synchronisation préétablie peut à tout instant s'évanouir à

cause de l'évanouissement de Rayleigh [21]. Un filtre adapté à ondes élastiques de surface permet de s'affranchir de ces inconvénients majeurs.

3.1.2. Diminution de la dégradation causée par les trajets multiples

Nous allons schématiquement faire ressortir le principe qui est à l'origine de l'amélioration apportée par l'étalement de spectre sur les performances d'une transmission dans un canal à trajets multiples. Supposons que l'on reçoive deux rayons ayant subi une atténuation identique normalisée; supposons par ailleurs que les temps de propagation le long de ces rayons diffèrent d'une durée τ où $\tau \ll T_{data}$ et $T_c < \tau$. En considérant le problème en bande de base, la fonction de transfert du canal s'écrit :

$$c(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau) \exp(-j\omega_c\tau)$$

où τ désigne l'impulsion de Dirac.

Toujours dans un souci de simplification, supposons que :

- le générateur pseudo-aléatoire en réception soit en coïncidence parfaite sur les séquences reçues via le premier rayon,
- nous employions la modulation de phase PSK et que la récupération de la phase à partir du premier rayon se fasse aisément.

Soit $u(t)$ le signal émis en bande de base : $u(t) = x(t) d(t)$ où $x(t)$ est la séquence pseudo aléatoire et $d(t)$ la suite des informations binaires b_n à émettre.

Le signal en bande de base à l'entrée du récepteur s'écrit :

$$s(t) = u(t) + u(t - \tau) \exp(-j\omega_c\tau)$$

L'interférence du second rayon retardé par le canal d'une durée τ sera maximum lorsque $\omega_c\tau = 0[\pi]$.

Au pire donc, $s(t) = u(t) \pm u(t - \tau)$.

Comme il a été indiqué au paragraphe 3.1, en bande de base, le récepteur multiplie le signal reçu par une séquence pseudo aléatoire locale synchronisée sur le premier rayon; puis pour extraire b_n il intègre le produit précédent entre les instants nT_{data} et $(n+1)T_{data}$ entre lesquels $d(t) = b_n$; ceci revient à fabriquer la quantité :

$$\int_{nT_{data}}^{(n+1)T_{data}} s(t) \cdot x(t) dt = \int_{nT_{data}}^{(n+1)T_{data}} [d(t) \cdot x(t) \pm d(t - \tau) \cdot x(t - \tau)] x(t) dt \quad (6)$$

$$= b_n [\theta_{xx}(0) \pm \theta_{xx}(\tau)]$$

Or, comme par construction (voir figure 6) nous avons choisi $\theta_{xx}(\tau) \ll \theta_{xx}(0)$ pour $\tau > T_c$, nous voyons que le second rayon voit sa contribution diminuer de façon substantielle du fait du non synchronisme du générateur pseudo-aléatoire par rapport à ce rayon; son interférence est ainsi réduite.

On peut aussi observer l'amélioration apportée par l'étalement de spectre sur les trajets multiples dans le domaine fréquentiel. $u(t)$ le signal émis en bande de base est le produit du signal

correspondant aux données à émettre $d(t)$ et du signal $x(t)$ issu du générateur pseudo-aléatoire; $d(t)$ a un spectre dont le lobe principal a une largeur inversement proportionnelle à deux fois la durée d'un bit d'information, soit dans notre cas : $2/T_{data} = 2 \cdot 256kHz = 512kHz$. Le signal pseudo-aléatoire, quant à lui, a des variations beaucoup plus rapides. Il s'ensuit que l'enveloppe de son lobe central dans le domaine des fréquences est beaucoup plus large. Si N désigne la longueur de la séquence pseudo-aléatoire, [10] a montré que l'enveloppe du spectre d'une séquence de longueur maximum et de durée chip T_c était un sinus cardinal dont la largeur du lobe principal vaut $2/T_c$; il est donc N fois plus large que le spectre des données $d(t)$ et le spectre émis, convolution des deux spectres précédents est lui aussi à peu près N fois plus large avec N valant 255 dans notre cas pour des raisons expliquées au paragraphe 3.3. (ceci correspond à une durée chip T_c de $3,9 \mu s / 255$ soit $15ns$).

La conséquence directe de cet étalement du spectre par la séquence pseudo-aléatoire est que le signal émis ne risque plus de s'évanouir complètement à cause de l'absorption par un creux étroit et aléatoire de la fonction de transfert du canal de transmission, comme c'était le cas pour les modulations bande étroite. De plus, la densité spectrale étant N fois moins importante, elle rend l'étalement de spectre peu gênant pour d'autres utilisateurs bande étroite qui perçoivent cette modulation large bande comme un bruit blanc supplémentaire. Nous verrons qu'un filtre adapté à ondes élastiques améliore là encore les effets du multitrajét.

3.1.3. Accès multiple

La bande de fréquences occupée par un utilisateur d'un système à étalement de spectre est N fois plus large que celle d'un utilisateur d'un système à bande étroite ($N = 255$ dans notre cas)... Cette bande étant très large (65 MHz pour notre application), il est hors de propos que chaque utilisateur dispose d'une bande qui lui soit propre, et l'ensemble des utilisateurs doit donc se partager cette bande tout en essayant de se gêner le moins possible. Pour cela, chaque utilisateur dispose d'une séquence pseudo-aléatoire qui lui est propre, mais il émet sur une fréquence centrale qui est commune à tous les utilisateurs. Les séquences pseudo-aléatoires sont choisies pour leurs propriétés d'orthogonalité c'est-à-dire présentant la plus faible intercorrrelation possible entre elles [14]. Certains grands spécialistes américains tels Viterbi, Lee ou Milstein, en prévision de la nouvelle génération de téléphone cellulaire, affirment même que la capacité d'un canal avec l'accès multiple par code pseudo aléatoire (« CDMA » code division multiple access) est quatre fois plus grande que celle de la technique à multiplexage temporel [13]. Pour ce qui nous concerne, l'étalement de spectre a été choisi pour sa résistance aux trajets multiples, et nous désirons que 16 robots puissent communiquer simultanément. Le système sera donc conçu pour permettre en permanence et simultanément à chacun des 16 utilisateurs de disposer de 256 kbit/s utiles. L'accès multiutilisateur au réseau est donc très simple (affectation définitive d'une séquence) et le débit global est tout à fait comparable aux réseaux sur câble existant (Ethernet, Token ring),

pour lesquels de plus, le débit utile par utilisateur est inférieur à celui du réseau dans son ensemble (partage des ressources).

Le choix des séquences s'est fait en deux temps. L'étude des corps de Galois permet d'extraire certaines familles de séquences présentant une faible intercorrrelation entre elles (les fameuses séquences de longueur maximale ne permettent pas de construire de grandes familles ayant une telle propriété [14]). Mais il faut de plus, compte tenu qu'en étalement de spectre chaque séquence pseudo aléatoire est modulée par une donnée réelle, tenir compte de l'intercorrrelation impaire de ces séquences (cf partie droite de la figure 8).

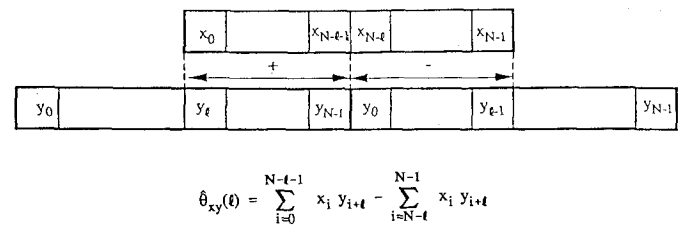


Figure 8. - Intercorrrelation impaire des séquences x et y .

Les valeurs prises par ces fonctions dépendant de la phase initiale relative des séquences, on minimise par des moyens informatiques, les valeurs prises par les fonctions d'autocorrélation périodiques impaires en figeant les séquences dans leur phase « AO/LSE » (Auto Optimal with Least Sidelobe Energy)[14]; cette phase est le contenu initial du registre à décalage générant la séquence pour laquelle :

- $\max\{\hat{\theta}(1), 1 \neq 0\}$ est minimum
- la fréquence d'apparition de ce maximum est la plus petite possible
- l'énergie sur les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation est minimale.

Ces critères nous ont permis d'extraire un jeu de 16 séquences de Kasami [15], engendrées par le polynôme $x^{12} + x^9 + x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + 1$ (« 11367 » en notation octale); ce polynôme signifie que les séquences sont générées par un registre à décalage à 12 bascules, la présence d'un coefficient non nul de degré i signifiant que la sortie de la i -ème bascule est rebouclée sur l'entrée. La table 1 donne en notation octale l'ensemble des 16 chargements initiaux du registre à décalage engendrant les séquences de Kasami (phase AO/LSE) et on trouvera dans [1] les valeurs prises par les auto et intercorrrelations paires et impaires de ces séquences et la comparaison avec d'autres familles de séquences.

$\Theta_i[n]$: Valeur crête de $\hat{x}_{n, AO/LSE}$	Occurrence du maximum	Energie sur lobe secondaire	Phase AO/LSE en octal
$\Theta_i[1] = 25$	L[1] = 6	S[1] = 9199	Phase AO/LSE : 4136
$\Theta_i[2] = 31$	L[2] = 2	S[2] = 27079	Phase AO/LSE : 3134
$\Theta_i[3] = 31$	L[3] = 2	S[3] = 28603	Phase AO/LSE : 5636
$\Theta_i[4] = 31$	L[4] = 2	S[4] = 29287	Phase AO/LSE : 617
$\Theta_i[5] = 29$	L[5] = 4	S[5] = 26543	Phase AO/LSE : 454
$\Theta_i[6] = 31$	L[6] = 2	S[6] = 27867	Phase AO/LSE : 7577
$\Theta_i[7] = 31$	L[7] = 2	S[7] = 27211	Phase AO/LSE : 261
$\Theta_i[8] = 27$	L[8] = 8	S[8] = 28387	Phase AO/LSE : 3416
$\Theta_i[9] = 31$	L[9] = 2	S[9] = 28535	Phase AO/LSE : 2777
$\Theta_i[10] = 31$	L[10] = 2	S[10] = 27807	Phase AO/LSE : 2357
$\Theta_i[11] = 31$	L[11] = 4	S[11] = 27127	Phase AO/LSE : 2326
$\Theta_i[12] = 29$	L[12] = 2	S[12] = 28227	Phase AO/LSE : 3551
$\Theta_i[13] = 29$	L[13] = 2	S[13] = 26275	Phase AO/LSE : 1021
$\Theta_i[14] = 33$	L[14] = 4	S[14] = 29179	Phase AO/LSE : 7430
$\Theta_i[15] = 31$	L[15] = 4	S[15] = 29407	Phase AO/LSE : 4666
$\Theta_i[16] = 29$	L[16] = 4	S[16] = 27903	Phase AO/LSE : 5044

16 séquences en phase AO/LSE du jeu de Kasami
(N = 255, pol générateur 11 367)

Tableau 1

3.2. Démodulation par filtres adaptés à ondes élastiques de surface

Face à la croissance des débits d'informations en télécommunications, des dispositifs de traitement du signal de plus en plus sophistiqués ont vu le jour, et les composants à ondes élastiques de surface présentent dans certains cas, par rapport aux technologies numériques traditionnelles, des avantages appréciables et même des possibilités jusque là interdites [16]. Ces composants tirent parti d'un mode de propagation de déformations mécaniques à la surface de certains matériaux piézo-électriques : ces ondes dites de Rayleigh s'y propagent à des vitesses de l'ordre de 3000 ms^{-1} (soit environ $3 \mu\text{s}$ pour parcourir 1 cm) et peuvent être excitées et détectées par les transducteurs à électrodes métalliques interdigitées (voir figure 9).

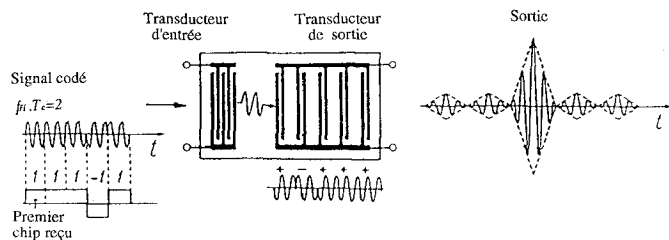


Figure 9. – Dispositif à ondes élastiques de surface.

Un dispositif à ondes de surface constitue donc une ligne à retard (dû au temps de propagation à la surface du substrat) à laquelle on peut accéder électriquement grâce à des prises intermédiaires (les électrodes interdigitées).

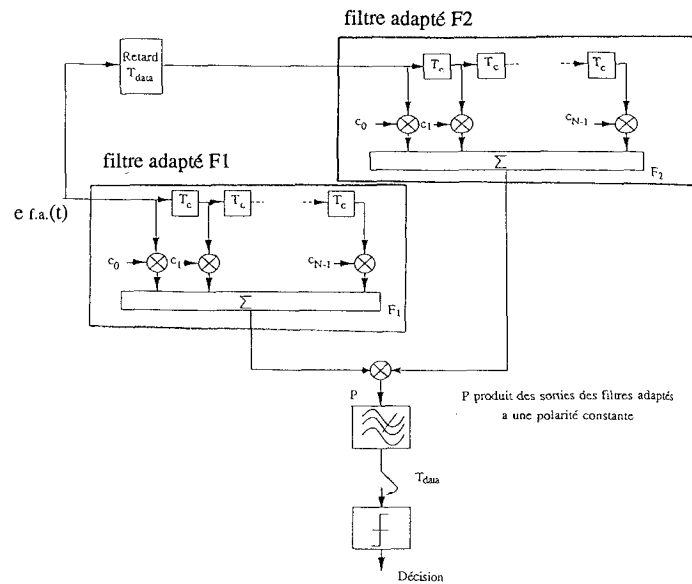
Pour notre dispositif, le substrat choisi est le quartz en coupe *ST* qui, bien que possédant un coefficient de couplage relativement médiocre (de l'ordre de 0,1% contre 5% par exemple pour le niobate de lithium), a l'énorme avantage de posséder un coefficient de température nul autour de 20°C (ce coefficient de température caractérise la variation de la fréquence intermédiaire de fonctionnement du dispositif, en fonction de la température). L'affaiblissement par propagation aux fréquences considérées est de 2 dB/cm qui viennent se superposer aux 60 dB de pertes d'insertion dues à la mauvaise adaptation du couple transducteur d'entrée + transducteur de sortie.

La distance entre les doigts des électrodes est en principe une demi-longueur d'onde acoustique ($6 \mu\text{m}$ environ) correspondant à la fréquence intermédiaire de fonctionnement du filtre adapté à ondes élastiques de surface (261,12 MHz dans notre cas).

On peut synthétiser un grand nombre de réponses impulsionnelles et, par exemple, un changement de phase résultera du branchement inverse des doigts des récepteurs des ondes de Rayleigh (4ème chip de la figure 9). Le filtre adapté à une séquence de Kasami est par définition même, le filtre ayant pour réponse impulsionnelle en bande de base la séquence retournée [7]. Lorsqu'on applique à l'entrée d'un filtre qui lui est adapté, la séquence étalée de Kasami en fréquence intermédiaire, on obtient en sortie les valeurs prises par la fonction d'autocorrélation de cette séquence qui viennent moduler la fréquence intermédiaire [7] (voir figure 9). En particulier, on obtient des pics d'autocorrélation (décalage nul) lorsque tous les T_{data} , la séquence d'étalement émise coïncide avec la séquence retournée inscrite sur le substrat. Néanmoins, ces pics de corrélation restent modulés, le signal en sortie du filtre est alternativement positif et négatif; il est donc difficile à ce stade de connaître la polarité des informations émises.

Comme mentionné au paragraphe 2.2, la phase d'un signal à la sortie d'un canal multitrajet est complètement aléatoire, ce qui nous a conduit à choisir la démodulation différentielle de phase (DPSK) afin de se dispenser de la connaissance d'une telle phase. Par principe même [7], la détection se fait à l'aide de 2 filtres adaptés au signal en bande de base (ici la séquence de Kasami), auxquels on applique respectivement en entrée le signal reçu et le signal reçu retardé de la durée d'une donnée (partie supérieure de la figure 10a).

Les parties supérieures des 2 histogrammes de la figure 10b représentent la sortie du filtre adapté F_1 , et celle du filtre adapté F_2 lors de la coïncidence des séquences reçues et gravées sur le substrat. A gauche (resp. à droite), ces pics de corrélation ont même phase (resp. sont en opposition de phase), ce qui correspond à l'émission successive de deux symboles d'information identiques (resp. différents). Le produit de ces deux pics modulés (partie inférieure des histogrammes de la figure 10) a donc une polarité constante : celle de l'information émise et retrouvée au niveau du récepteur grâce à la démodulation différentielle. Tant pour la présence des pics d'autocorrélation, qui ne nécessite pas de phase d'acquisition, que pour la démodulation proprement dite, **nous notons avec intérêt que le système est complètement asynchrone.**



$e f.a.(t) = \text{Re}\{u_r(t) \exp(j\omega_p t)\}$: signal à l'entrée du filtre adapté
 (=signal reçu ramené en fréquence intermédiaire)

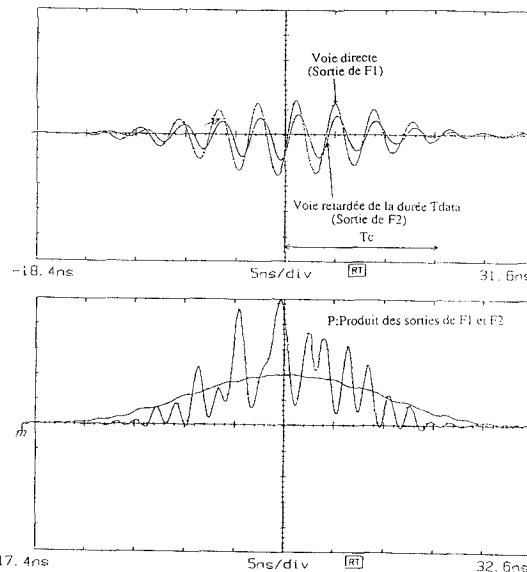


Figure 10. – Réception à l'aide de filtres adaptés.

3.3. Exploitation de la diversité de l'étalement de spectre

Il est connu depuis longtemps [25] [26] que l'étalement de spectre possède de façon inhérente une diversité d'ordre :

$$L = \text{Ent} \left(\frac{T_m}{T_c} \right) + 1 \quad (7)$$

où Ent : Partie entière

T_m : Étalement temporel du canal (50 ns)

T_c : durée chip (15 ns)

Ceci nous a conduit à choisir une durée chip très petite (15 ns) afin d'obtenir un ordre de diversité moyen de 4. Nous allons maintenant voir comment un récepteur à filtres adaptés à ondes élastiques de surface permet de tirer parti très simplement de cette diversité. Nous supposons, pour simplifier en première approche que :

$$\theta_{xx}(t) = \hat{\theta}_{xx}(t) = N \text{Rect} \left[-\frac{T_c}{2}; \frac{T_c}{2} \right], \quad (8)$$

ce qui revient à ne garder que l'influence du lobe central des fonctions d'autocorrélation. Nous allons nous intéresser à l'évolution de l'enveloppe B.F. en sortie d'un filtre adapté en fonction de trois canaux élémentaires :

a) Dans un premier temps, considérons le cas où la transmission se fait par un trajet unique non dispersif; en bande de base, la suite de séquences modulées par les données défile avec le temps dans le filtre adapté, provoquant en sortie des pics de corrélation, lors de la coïncidence sur le substrat piézo-électrique des séquences reçues et inscrites (ligne supérieure figure 11). La hauteur des pics est proportionnelle à l'atténuation du rayon considéré.

b) Supposons maintenant que la propagation se fasse par deux trajets non dispersifs avec une différence de temps de transit T_m telle que $T_{data} > T_m > T_c$. Le filtre adapté étant linéaire, sa sortie est la superposition des sorties provoquées par chacun des rayons. Deux rayons dont le temps de transit à travers le canal de propagation diffère de plus de T_c donnent naissance à deux pics de corrélation **distincts** (ligne intermédiaire de la figure 11).

c) Envisageons finalement le cas où la propagation se fait par deux trajets avec une différence de temps de transit T_m telle que $T_m < T_c$. Tous les T_{data} se produisent en sortie d'un filtre adapté à ondes élastiques la suite d'événements suivants (ligne inférieure de la figure 11) : la séquence correspondant au premier rayon est à peu près en coïncidence avec la séquence inscrite sur le substrat provoquant un pic d'autocorrélation en sortie du filtre adapté dont l'amplitude est proportionnelle à l'atténuation sur ce rayon. Mais très vite ($T_m < T_c$), la séquence correspondant au second rayon coïncide aussi le substrat avec la séquence inscrite provoquant un pic de corrélation qui interfère avec le premier. L'amplitude résultante dépend alors de la phase et de l'amplitude relatives des deux atténuations. Enfin, T_c après le début de la contribution en sortie du premier rayon, seule subsiste la contribution du second rayon.

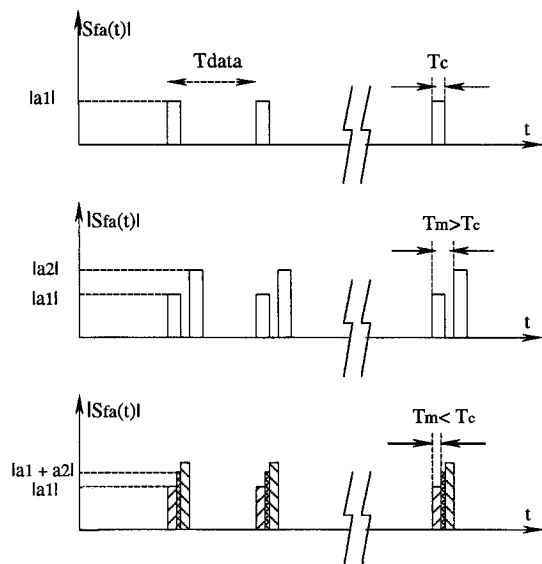


Figure 11. — Mécanisme de formation du signal de sortie du filtre adapté en bande de base.

Nous retenons principalement de cette étude qu'étant donné l'approximation (8), un rayon apporte sa contribution en sortie du filtre adapté pendant une durée T_c . Ceci est toujours vrai pour un

canal réel dont la réponse impulsionnelle est décrite par la figure 1 : à chaque instant, seuls les rayons dont les séquences coïncident à peu près avec la séquence inscrite sur le substrat, pourront avoir une contribution et viendront interférer en sortie du filtre adapté. Cependant, un rayon n'apportant sa contribution en sortie que pendant une durée T_c , on est sûr, en venant observer la sortie du filtre adapté tous les T_c , que ce ne sont pas les mêmes rayons qui contribueront à donner l'amplitude de sortie. On retrouve donc ainsi l'ordre de diversité annoncé par (7).

A partir de la coïncidence sur le substrat de la séquence inscrite avec la séquence issue du rayon ayant le temps de transit plus court, l'enveloppe de la sortie du filtre adapté évolue donc de manière continue, jusqu'à la coïncidence de la séquence correspondant au rayon possédant le temps de transit le plus long, quelques dizaines de nanosecondes plus tard. Il en est de même du signal P de polarité constante démodulé différenciellement en effectuant le produit des sorties des filtres adaptés de la figure 10.

Comme suggéré par [19], il suffit donc, pendant la réception continue des pics dus aux trajets multiples, de venir sommer la sortie du signal P — produit des sorties des filtres adaptés — au cours du temps, pour que la variable de décision portant sur l'information émise contienne la contribution (de polarité constante) de chacun des trajets. Ainsi, au lieu de rester pénalisé par les trajets multiples, on exploite ceux-ci pour obtenir une variable de décision d'autant plus fiable. Pour simplifier les idées, faire la somme des pics de corrélation séparés suivant les conditions présentées revient à tirer parti de l'inégalité triangulaire

$$\left(\left| \sum_{i=1}^L \vec{v}_i \right| \leq \sum_{i=1}^L |\vec{v}_i| \right)$$

La sommation, qui peut être obtenue analogiquement par un intégrateur, nous amène au schéma du démodulateur de la figure 12. Les histogrammes ont été relevés dans l'un des bâtiments du CEA/LETI.

Tant pour la partie émission que pour la partie réception, **la diversité est traitée très simplement à l'aide d'un unique couple modulateur/démodulateur**. Un système à étalement de spectre classique, au contraire, ne tire son information que du rayon sur lequel la séquence pseudo aléatoire locale du récepteur s'est synchronisée; dans le cas où ce rayon est le rayon d'amplitude principale, on tire quand même parti de la diversité naturelle de l'étalement de spectre en réalisant une « diversité par sélection »; mais les performances de ce type de diversité sont très inférieures à celles de la diversité « par gain identique » réalisée par le récepteur de la figure 12 celle-ci étant une diversité par combinaison linéaire des signaux indépendants, quasi optimale [20]. De plus, le récepteur à diversité par sélection est très sensible aux fluctuations du canal et si l'on voulait disposer d'un autre démodulateur à étalement de spectre qui puisse profiter simultanément de plusieurs rayons indépendants [7] [18], il faudrait disposer d'autant de séquences locales à la réception ce qui constituerait une structure de récepteur complexe.

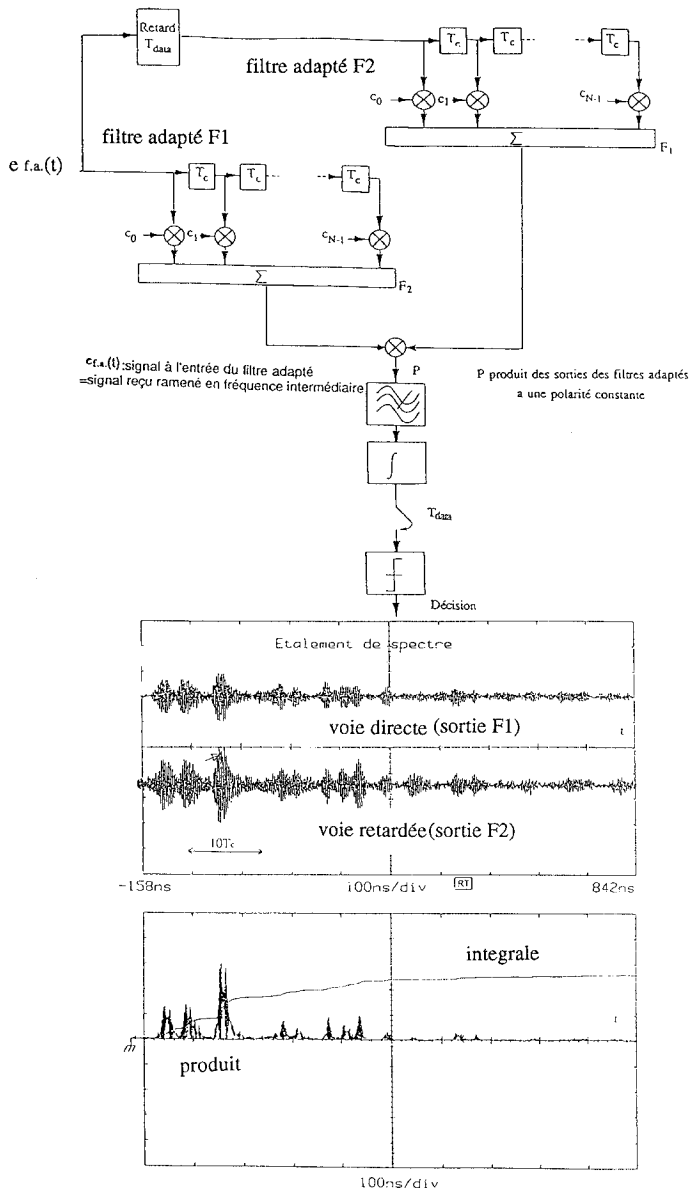


Figure 12. – Réception et exploitation de la diversité en réception.

3.4. AMÉLIORATIONS

Un inconvénient des transmissions à étalement de spectre est la largeur de bande occupée. Pour réduire cette bande, il faudrait augmenter la durée chip T_c des séquences pseudo aléatoires. Mais la formule (7) montre que l'on perd alors la diversité de l'étalement de spectre, du fait de l'élargissement des pics de corrélation. Nous proposons par conséquent le schéma de la figure 13; celui-ci garantit le maintien d'un effet de diversité même si la durée T_c est supérieure à T_m , l'étalement temporel du canal; (dans un tel cas il ne peut alors y avoir séparation de rayons indépendants comme envisagé sur la figure 11).

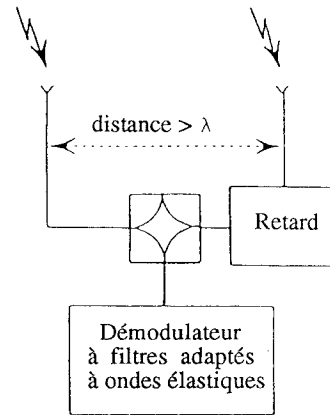


Figure 13. – Diminution de la bande occupée par un système à étalement de spectre.

On équipe le mobile récepteur d'une deuxième antenne distante de la première de plus d'une longueur d'onde (≈ 30 cm) [5] afin d'avoir des réponses impulsionnelles décorréllées sur chacune des antennes. En retardant les signaux reçus par la deuxième antenne d'une durée $T_d > T_m$ (valant quelques dizaines de nanosecondes), tout se passe à l'entrée du démodulateur à filtres adaptés comme si le récepteur recevait des contributions qui se sont propagées par des canaux indépendants. Le canal de transmission fabriquant la diversité d'espace et les filtres à ondes de surface permettant comme précédemment de bénéficier de cet effet de diversité, un **unique** couple modulateur/démodulateur suffit.

Dans le chapitre 6 de [1], d'autres améliorations sont envisagées : apport d'un code correcteur d'erreur (l'étalement de spectre et le code peuvent être vus comme la concaténation de deux codes complémentaires), gain sur le débit (on peut raisonnablement espérer atteindre un débit de l'ordre du Mbit/s), amélioration du taux d'erreur par détection avec diversité optimale, accès multiple élargi.

4. Résultats

4.1. SCHÉMAS DE L'ÉMETTEUR ET DU RÉCEPTEUR

Le schéma de principe de l'émetteur est représenté sur la figure 14. Rappelons que le débit de données binaires codées différenciellement est 256 kbit/s. La séquence pseudo aléatoire utilisée est la m-séquence en phase AO-LSE du jeu de Kasami sélectionné; le registre à décalage rebouclé qui l'engendre a une fréquence d'horloge $N = 255$ fois plus rapide, soit 65,28 MHz. Le train de données étalées par la séquence pseudo aléatoire module en phase un signal 261,12 MHz, lui-même transposé à la fréquence centrale f_c de 960 MHz. La puissance d'émission est de l'ordre du watt.

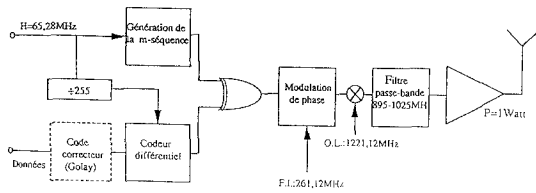


Figure 14. – Principe de l'émetteur réalisé.

Le schéma de principe du récepteur est représenté sur la figure 16. La structure est classique : filtre, amplificateur puis mélangeur et amplificateur FI. Un premier dispositif de Commande Automatique du Gain (CAG) amène le signal reçu au niveau nécessaire à l'entrée des filtres adaptés. La ligne à retard, les filtres adaptés et le produit de leur sortie effectuent la corrélation et la démodulation différentielle. De même, l'intégrateur sert au traitement de la diversité en sommant la contribution des différents rayons indépendants. Un amplificateur à gain variable permet de travailler à niveau constant pour le système de récupération d'horloge et de données. L'horloge à 256 kHz synchronisée sur l'arrivée des

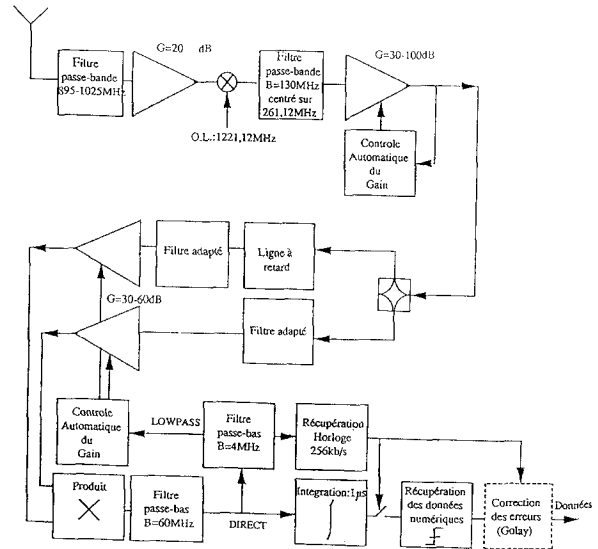


Figure 16. – Principe du récepteur réalisé.

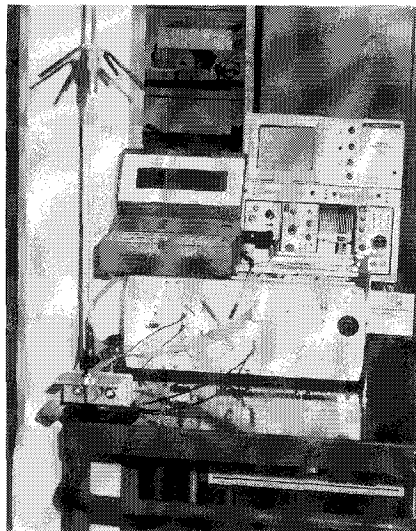
pics de corrélation sert alors à échantillonner la valeur crête après l'intégration des pics de corrélation. Le signe de cette valeur crête correspond alors à la valeur numérique binaire émise qui peut éventuellement être corrigée par un code correcteur d'erreurs. La structure du récepteur est donc simple, la seule contrainte imposée par les pertes d'insertion des filtres adaptés étant une amplification suffisante du signal. D'autre part, la CAG en tête de réception peut travailler pour de faibles rapports signal sur bruit et être perturbée par des interférences; ceci n'est pas le cas de la CAG placée en sortie des filtres adaptés.

4.2. TAUX D'ERREURS MESURÉS COMPARAISON AVEC LA THÉORIE

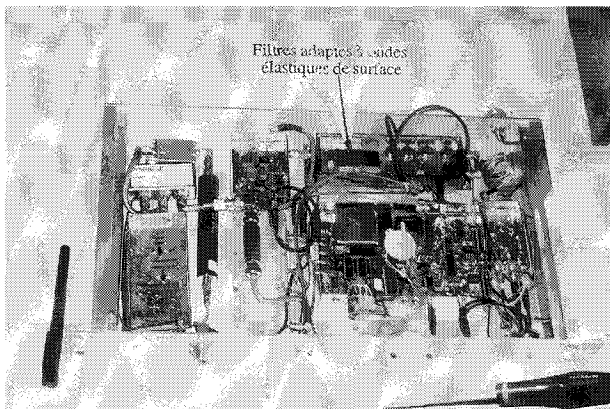
4.2.1. En présence de bruit blanc

Pour relever la courbe de taux d'erreurs en présence de bruit blanc, on relie par câble la sortie de l'émetteur à l'entrée du récepteur via un atténuateur variable. On constate une décroissance exponentielle du taux d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit (figure 17).

Pour les taux d'erreurs envisagés (inférieurs à 10^{-2}) la dégradation par rapport à la courbe théorique de la démodulation DPSK ($\frac{1}{2} \exp -(\frac{Eb}{No})$) est comprise entre 1,5 et 2,5 dB. Les performances en termes de taux d'erreurs entre une démodulation DPSK bande étroite et une démodulation par étalement de spectre dans un canal à bruit additif blanc sont donc comparables. La différence mesurée provient des imperfections du système réel et non de l'étalement de spectre car l'on constate que les modems DPSK à bande étroite proposés sur le marché présentent eux aussi une dégradation du même ordre de grandeur.



Emetteur



Récepteur

Figure 15. – Photos de l'émetteur et du récepteur.

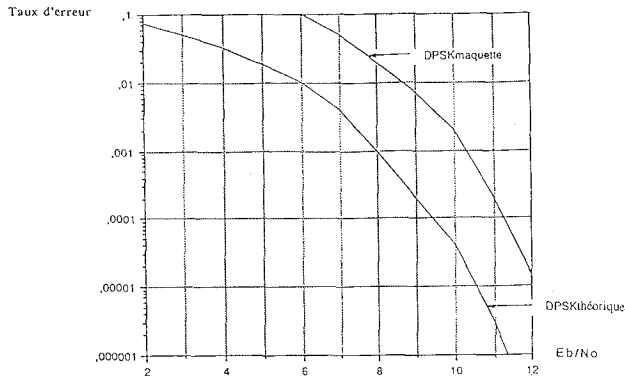


Figure 17. – Taux d’erreur en présence de bruit blanc. Comparaison Théorie-Expérience.

4.2.2. Dans le canal multitrajet de la centrale de Chooz

Une série de mesures de taux d’erreur a été menée dans le B.A.N (Bâtiment d’Annexe Nucléaire) de la centrale de Chooz. Sur la figure 18 est représenté un plan au niveau du sol du B.A.N. sur lequel on distingue très nettement le coeur de la centrale. Les couloirs principaux font 3 mètres de large pour une hauteur de 3 mètres, les parois épaisses étant en béton armé. Les mesures ont été faites dans des conditions défavorables qui modifient en permanence le canal de transmission (passages de nombreux ouvriers avec leur matériel, arcs de soudure, ...). L’émetteur fixe, placé à l’entrée, était muni d’une antenne logpériodique orientée vers le fond du couloir (gain $G_{em} = 6$ dB) et placée sur le mât de hauteur 2 mètres. Sa puissance d’émission était de 800 mW. Le récepteur était disposé sur un chariot mobile à traction humaine. Il était muni d’une antenne omnidirectionnelle grand plane (gain $G_{rec} = 3$ dB) qui se trouvait à 1 mètre du sol. Le chariot était de plus muni d’un analyseur de spectre ainsi que d’un oscilloscope qui permettait de visualiser la réponse impulsionnelle du canal via le produit des sorties des filtres adaptés. On a pu relever aussi les tensions de CAG du récepteur, ce qui nous a permis de mesurer l’atténuation en divers points de la centrale.

Pour mesurer les taux d’erreur pour les différentes énergies émises, on utilise au niveau de l’émetteur et du récepteur des BERT (Bit Error Rate Tester); le BERT à l’émission remplace la source d’informations binaires émises toutes les T_{data} secondes, par des séquences de données, de longueur $2^9 - 1$. Le BERT à la réception connaît les séquences d’informations pseudo aléatoires émises et les compare avec les données démodulées, ce qui lui permet de comptabiliser le nombre d’erreurs survenues pendant la transmission. On a ainsi pu connaître les taux d’erreurs cumulés entre les différents points de mesure (23 points sont représentés sur la figure 18). Chaque taux d’erreur est relatif à l’émission de plusieurs centaines de millions de données. Il n’a pas été fait usage d’un code correcteur d’erreurs.

Dans le couloir d’entrée, la transmission peut se faire en vue directe, ce que traduit la réponse impulsionnelle relevée au point

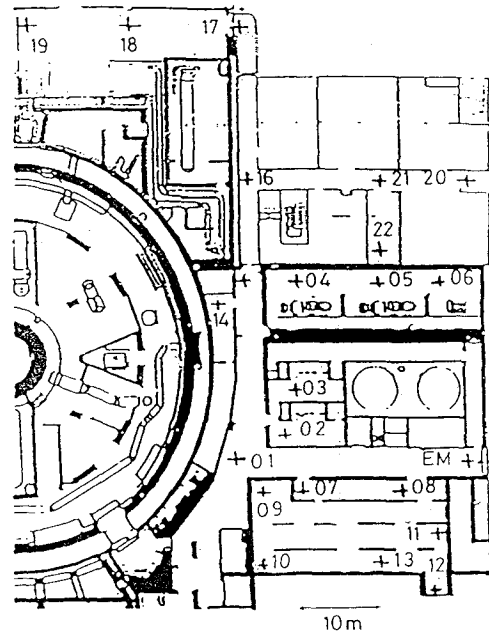


Figure 18. – Plan du B.A.N. de la centrale nucléaire au niveau sol.

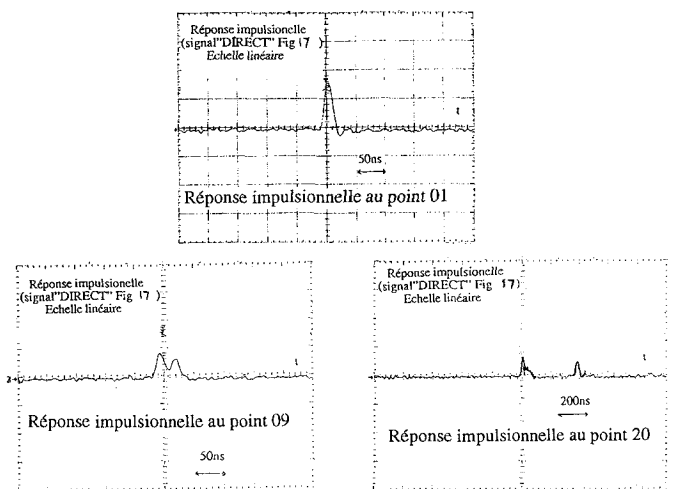


Figure 19. – Réponses impulsionnelles relevées en divers points de la centrale.

01 (cf figure 19 courbe avec un pic de corrélation très prononcé). Par contre dès que l’on n’est plus en vue directe, on peut distinguer plusieurs trajets s’étalant sur quelques dizaines de nanosecondes, comme pour la réponse impulsionnelle relevée au point 09.

Le point de mesure 20 est un peu particulier car il a permis de visualiser des trajets espacés de 400 ns environ (voir figure 18). En effet, outre les trajets à l’intérieur de la centrale, ce point étant proche d’une deuxième entrée, a subi l’influence d’un rayon qui s’était propagé à l’extérieur puis s’était réfléchi sur le bâtiment d’en face à une cinquantaine de mètres du B.A.N.

Les taux d’erreur relevés sont les suivants :

	Taux d'erreur	Remarque
Points 1 à 3	0	Sur $2 \cdot 10^8$ données émises
Points 4 à 6	10^{-6}	Porte métallique près du point 15, fermée
Points 4 à 6	$4 \cdot 10^{-7}$	Porte métallique près du point, ouverte
Points 7 à 13	0	Antenne d'émission dans plusieurs directions
Points 14 à 18	0	Sur $5 \cdot 10^8$ données émises
Points 18 à 19	$2 \cdot 10^{-2}$	Perte de synchronisation
Points 20 à 21	$2 \cdot 10^{-7}$	Présence de 2 trajets principaux espacés de 400 ns
Points 21 à 22	10^{-2}	Perte de synchronisation
Point 23	0	Sur $3 \cdot 10^8$ données émises

Ces taux d'erreur montrent que ce système de transmission est très robuste aux dégradations introduites par le canal : ils montrent que la diversité de l'étalement de spectre permet d'annuler l'effet des évanouissements dus au multitrajet, la seule limitation étant l'atténuation inévitable lorsqu'on s'éloigne de l'émetteur (points 19 et 22).

Cherchons par conséquent l'atténuation théorique limite jusqu'à laquelle on peut recevoir un message avec un taux d'erreur inférieur à 10^{-2} ; d'après la figure 4, pour un ordre de diversité de 4, il faut que le rapport P_S/P_B des puissances du signal et du bruit soit supérieur à 10 dB. Or

$$P_B = F k T B_u \quad \text{où} \quad (9)$$

$k = 1,38 \cdot 10^{23} \text{ JK}^{-1}$	constante de Boltzmann
$T = 298 \text{ K}$	Température absolue
$B_u = 130 \text{ MHz}$	Bande passante du récepteur
$F = 2,5$	Facteur de bruit

et $P_B = -89 \text{ dBm}$.

D'autre part

$$P_s = \alpha g_{ant\ em} g_{ant\ rec} g_{e.s} P_{em} \quad \text{où} \quad (10)$$

$G_{ant\ em} = 10 \log(g_{ant\ em}) = 6 \text{ dB}$: gain de l'antenne d'émission

$G_{ant\ rec} = 10 \log(g_{ant\ rec}) = 3 \text{ dB}$: gain de l'antenne de réception

$G_{e.s} = 10 \log(g_{e.s}) = 24 \text{ dB}$: gain de l'étalement de spectre ($10 \log 255$) car la décision porte sur les pics de corrélation et non sur le signal sinusoïdal pour lequel on peut connaître l'atténuation du canal

$P_{em} = 29 \text{ dBm}$: puissance émise

On peut donc déduire l'atténuation maximale pour avoir un taux d'erreur inférieur à 10^{-2} :

$$A = 10 \log(\alpha) = 143 \text{ dB}$$

Une telle atténuation est la superposition de deux termes. L'un est l'atténuation engendrée par les discontinuités géométriques;

ainsi [22] rapporte une perte d'environ 20 dB lorsqu'un couloir fait un coude à angle droit, ce que nous avons pu mesurer grâce aux relevés des tensions de CAG des amplificateurs du récepteur; le passage d'une porte engendre une atténuation d'une quinzaine de dB. Le second terme est l'atténuation moyenne de la puissance avec la distance d à l'émetteur. [23] rapporte que cette atténuation suit dans les bâtiments une loi du type :

$$\alpha(d) = \alpha(d_0) \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad \text{où} \quad (11)$$

d_0 est souvent choisi comme étant égal à 1 mètre et $\alpha(d_0)$ est alors l'atténuation en espace libre à la distance d'un mètre pour un émetteur omnidirectionnel :

$$\alpha(d_0) = \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)^2 \quad \text{ou, exprimé en dB :} \quad (12)$$

$$A(d_0) = 10 \log(\alpha(d_0)) = 32 \text{ dB}$$

[23] a mesuré pour différents types de bâtiments des valeurs de n comprises entre 2 et 5. Nous avons mesuré une valeur $n = 3,4$ [1]. Pour cette valeur, et sans aucune discontinuité, on peut, compte-tenu des données précédentes, recevoir un signal avec un taux d'erreurs inférieur à 10^{-2} dans un rayon de 2600 m autour de l'émetteur. Avec la présence d'un coude à angle droit, la distance maximale entre émetteur et récepteur n'est plus que de 670 m. Avec deux coudes, elle tombe à 170 m; une atténuation supplémentaire due à un passage de porte (point 22) ou à une discontinuité de la taille des salles (point 19) entraîne alors un niveau trop faible pour une démodulation correcte à une distance de plus de 62 m

L'atténuation due aux discontinuités géométriques est donc le principal obstacle à la transmission pour notre modem et l'on peut raisonnablement penser qu'en plaçant l'émetteur au centre du B.A.N., à proximité du point de mesure 15, on aurait pu effectuer des transmissions de bonne qualité sur la majeure partie du niveau sol.

L'atténuation mesurée aux points 19 et 22 est respectivement de 145 et 147 dB, ce qui constitue un écart raisonnable de 4 dB au plus avec la théorie. La différence provient certainement du fait que même pour un récepteur fixe, le canal fluctue à cause du passage de nombreux ouvriers entre émetteur et récepteur.

5. Conclusion

Nous avons dans cet article, caractérisé les dégradations importantes subies par les transmissions radiomobiles à l'intérieur des bâtiments. Ceci nous a encouragé à entreprendre une approche originale du sujet.

Cette étude nous a permis, en théorie et en pratique, de montrer comment un récepteur utilisant un filtre adapté à ondes élastiques de surface pour l'étalement de spectre, permettait de résoudre parfaitement les problèmes posés, et avec un débit

de transmission utile de plusieurs centaines de kilobits par seconde, jamais atteint jusqu'à présent. L'exploitation très simple de la diversité et l'asynchronisme du filtre à ondes élastiques de surface adapté à notre séquence pseudo-aléatoire supprime les dégradations de la propagation par trajets multiples et rend notre système idéal. Pour les transmissions dans les bâtiments, seule l'atténuation, inévitable pour toute transmission, limite la portée de l'émetteur.

Avec une puissance d'émission de 800 mW nous avons pu couvrir avec une excellente qualité (taux d'erreur inférieur à 10^{-6} sans code correcteur d'erreur) une surface d'environ 90 m x 60 m à l'intérieur de la centrale. En plaçant l'émetteur au centre du B.A.N., une surface plus importante aurait pu être balayée.

Un dernier point important concerne l'accès multiple et l'aspect réseau [24] [13]. Le système de transmission actuel permet la réalisation d'un réseau local dont la méthode d'accès est la contention avec détection de collision type Ethernet; mais le canal de transmission permet certainement l'utilisation simultanée dans une même zone de plusieurs utilisateurs selon les principes de l'accès multiple par répartition de code (CDMA) évoqués au paragraphe 3.1.3. Il serait donc intéressant de faire fonctionner un second émetteur à étalement de spectre avec une séquence du jeu de Kasami orthogonale à la séquence déjà utilisée, afin de juger de la dégradation de la qualité de la transmission et d'estimer le nombre d'utilisateurs simultanés pouvant occuper le canal de transmission; l'utilisation d'un code correcteur d'erreurs dans le cadre de l'accès multiple par codes orthogonaux pourrait alors s'avérer nécessaire.

Remerciements

L'auteur tient à remercier MM. A. Le Roy, C. Fort, B. Piaget ingénieurs au LETI/CEA, Mr L. Pénavaire de la Sté THOMSON SINTRA et Mr le Prof. P. Chenevier de l'INPG sans lesquels cette étude n'aurait pu être réalisée. Ces travaux ont été effectués dans les laboratoires du Département Systèmes du CEA/LETI.

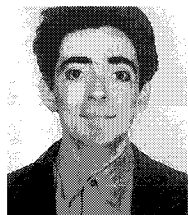
BIBLIOGRAPHIE

- [1] B. Geller, « Transmission numérique pour radiomobiles par étalement de spectre et filtrage adapté dans un canal à trajets multiples », thèse de doctorat de l'INP Grenoble, 1992.
- [2] Saleh, Valenzuela, « A statistical model for indoor multipath propagation », IEE J., SAC 5, n°2, 1987, pp. 128-137.
- [3] D. Parsons, « The mobile radio propagation channel », Chap. 6, Pentech Press, 1992.
- [4] P.A. Bello, « Characterization of randomly time variant linear channels », IEEE Trans. on Commun. Systems, dec. 1963.
- [5] Lee, « Mobile communications engineering », chap. 6, McGraw Hill, 1982
- [6] Jakes, « Microwave mobile communications », chap.1, Wiley, 1974.
- [7] Proakis, « Digital communications », 2nd ed McGraw Hill, 1989.
- [8] B. Geller, C. Fort, A. Le Roy, « Comparison between theoretical and actual results for a spread spectrum system in a multipath environment », IEE Letters, vol. 29, n° 15, July 1993.
- [9] Adachi, Parsons, « Error rate performance of Digital M Mobile radio with Postdetection Diversity », IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, n°3, 1989.
- [10] S.W. Golomb, « Shift register sequences », Aegean Park Press, Laguna Hills, CA, 1982.
- [11] Lidl & Niederreiter, « Finite Fields », Addison Wesley, Reading, Ma, 1985.
- [12] Simon, Omura, Scholtz, Levitt, « Spread spectrum communication », vol. 3, Computer science Press, 1985.
- [13] D. Schilling, L. Milstein, R. Pickholtz, M. Kullback, « Spread spectrum for commercial communications », IEEE Communications magazine, April 1991.
- [14] Sarwate & Pursley, « Cross correlation properties of pseudorandom and related sequences », Proceeding of the IEEE, vol. 68, 1980, pp. 593-619.
- [15] T. Kasami, « Weight distribution formula for some class of cyclic codes », Coordinated Science Lab., Univ. Illinois, Urbana. Tech. Rep. R-285 (AD 632574), 1966.
- [16] Feldmann & Henaff, « Traitement du signal par ondes élastiques de surface », Masson, 1986.
- [17] T. Rappaport, « The wireless revolution », IEEE Communications magazine, vol. 29, n° 11, Nov. 1991.
- [18] R. Price & P.E. Green, « A communication technique for multipath channels », Proc. IRE, vol. 46, March 1958, pp. 550-570.
- [19] Kavehrad & Ramamurthi, « Direct sequence spread spectrum with DPSK Modulation and diversity for indoor wireless communications », IEEE Transaction on communications, Vol. COM-35, n°2, February 1987.
- [20] Brennan, « Linear diversity combining techniques », Proceedings of the IRE, vol. 47, June 1959.
- [21] U. Madhow & M. Pursley, « Acquisition in Direct Sequence Spread Spectrum Communication Networks : an asymptotic analysis », IEEE Transaction on Information Theory, vol. 39, n°23, May 93.
- [22] P. Mariage, « Études théorique et expérimentale de la propagation des ondes hyperfréquences en milieu confiné ou urbain », Chap. 4, thèse de l'Université des Sciences de Lille, 1992.
- [23] T. Rappaport, « 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings », IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 40, n°2, feb. 1992.
- [24] R. Schneiderman, « Spread spectrum gains wireless applications », Microwaves RF, May 1992.
- [25] Price & Green, « A communication technique for multipath channels », Proc. IRE, vol. 46, March 1958, pp. 555-570
- [26] Turin, « Introduction to spread spectrum antimultipath techniques and their applications to urban digital radio », Proc. IEEE 1980, vol. 68, pp. 328-353.

Manuscrit reçu le 11 Mai 1995.

L'AUTEUR

Benoît GELLER



Benoît Geller est né à Paris en 1965. Ingénieur ENSERB, il a obtenu un doctorat de l'INPG en 1992; sa thèse préparée au sein de l'équipe télécoms du LETI/CEA, portait sur un système de transmission pour radiomobiles par étalement de spectre. De 1992 à 1995, il a travaillé au CEPHAG en traitement du signal pour un projet européen de transmission vidéo sous marine. Depuis 1995, il est maître de conférences dans le département génie des télécoms et réseaux de Paris XII. Par ailleurs, il s'intéresse particulièrement au thème des codes correcteurs qu'il enseigne dans la nouvelle filière télécoms de l'INPG.