

Communication en ultra large bande (UWB)

Séminaire CNFRS/URSI

Michel Terré (Conservatoire National des Arts et Métiers)

Ce document est extrait d'une analyse des technologies UWB réalisée dans le cadre d'un projet RNRT (projet ERABLE¹). Il a été rédigé par les équipes de Thalès Communication (Gennevilliers), du centre de recherche Mitsubishi (Rennes), de l'Institut Eurecom (Sophia Antipolis) et du CNAM (Paris).

¹ <http://www.telecom.gouv.fr/rnrt> (projet labellisé en 2001)

1 Introduction

La notion de système ultra-large bande ou *Ultra-Wide Band* (UWB), n'est toujours pas clairement définie pour les systèmes de télécommunications. La terminologie UWB vient de la communauté du RADAR et désigne au départ des formes d'onde sans porteuses (*carrier-free*) faites d'impulsions (*impulses*) de durée très courte ($< ns$). Dans ce contexte, une définition communément admise est que ces signaux ont un rapport, largeur de bande sur fréquence centrale ou *Fractional Bandwidth* (FB), supérieur ou égal à 0,25.

Les articles traitant de l'histoire de l'UWB (e.g. [1],[2]) convergent sur le fait que le terme « UWB » a probablement été introduit en 1989 par le département de la défense (DoD) des États-Unis, alors que les formes d'ondes par impulsions étaient déjà utilisées depuis plus de quarante ans. L'auteur de [1] qualifie même ce terme d'inapproprié (*a misnomer*). Ceci peut permettre d'expliquer en partie la difficulté pour la *Federal Communications Commission* (FCC) de statuer sur une définition de l'UWB.

Les auteurs s'accordent à situer le début des travaux sur le sujet (*time-domain electromagnetics*) au début des années soixante. Le premier brevet sur l'application aux télécommunications serait dû à G. F. Ross en 1973 [3]. Toutefois, on trouve dans [4] (§ 2.2.9 page 98) une référence à des travaux de Pierce et Hopper [5] en 1952 mettant en œuvre une transmission de signaux téléphoniques analogiques, au moyen d'impulsions aléatoirement espacées dans le temps. Cet article semble constituer le premier travail sur la radio par impulsion à accès multiple ou *Impulse Radio Multiple Access* (IRMA). Ce qui est encore plus surprenant, c'est que les auteurs justifient leur recherche sur une idée développée par Shannon quelques années auparavant dans des travaux non publiés. Enfin, l'application qui en est proposée (cf. [5] figure 9) est très proche de la boucle locale radio actuelle...

Jusqu'en 1994 de nombreux travaux ont été financés par le gouvernement américain sous le couvert de la confidentialité [2]. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmissions par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications. Le premier article décrivant cette solution, connue sous le nom d'*Impulse Radio* (IR), est dû à P. Withington et Fullerton [6] en 1992. Appartenant à deux sociétés différentes, P. Withington (*Pulson Communications*) et L. Fullerton (*Time-Domain Systems, Inc*), travaillent à la réalisation d'une puce permettant la mise en œuvre de ce type de système. Ils fonderont en 1996 la société *Time Domain* qui propose sur le marché des modems IR à base de puces nommées *PulsON*. Cet article fut alors suivi de travaux académiques démarrés par Scholtz [7] en 1993 et ce n'est qu'en 1997 que le terme UWB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR [8]. Depuis lors, les deux appellations cohabitent suivant les auteurs.

En 2000, la *Federal Communications Commission* (FCC) aux États-Unis, a proposé d'inclure les systèmes UWB dans le cadre de la réglementation « Part 15 ». Ceci s'est traduit par le document « *Notice of Proposed Rule Making* » [9]. Une mise à jour récente de cette proposition a été faite dans [10], suite aux commentaires des différents partenaires industriels sur ce document.

Parmi les nombreux points abordés, celui de la définition de l'UWB semble encore être controversé. Un des problèmes principaux est de savoir si l'UWB est défini par une transmission par impulsions (solution de *Time Domain* par exemple) ou peut englober tous les schémas de modulations vérifiant certaines spécifications de largeur de bande et de FB.

Le sentiment de la commission sur la définition des systèmes de transmission UWB est donné en annexe 1. Elle émet un avis favorable quant à l'extension de la notion d'UWB à d'autres schémas de modulation que les transmissions par impulsions. Elle émet toutefois un doute sur la capacité des systèmes à rampe de fréquence ou à saut de fréquence à appartenir à l'UWB du fait que les mesures de bande sont définies à partir du système « au repos », *i.e.* sans variation de la fréquence porteuse pour la rampe ou sans sauts pour le saut de fréquence.

La décision de la commission a été de rajouter une sous-section reproduite en partie en annexe 2. Il apparaît (point *d*) une modification de la définition par rapport au document original, à savoir, la FB passe de 0,25 à 0,2 et la largeur de bande de 1,5 GHz à 500 MHz². Toutes ces définitions ne sont pas figées et pourront encore évoluer au gré des travaux de la FCC.

Force est de constater que la définition de l'UWB n'est pas encore arrêtée. Le débat dépasse le domaine technique ; les différents intervenants industriels participant aux travaux de la FCC ont mesuré l'importance de l'enjeu économique qui permettra de réaliser des systèmes sans licences pour peu que leur système soit qualifié d'UWB. Chacun fait pression pour que son système en cours de développement soit reconnu comme étant UWB tout en veillant à écarter la concurrence.

En ce qui concerne le projet ERABLE, tel qu'il est décrit dans le dossier RNRT 2000 «C-Présentation détaillée du projet», le terme UWB est associé aux modulations par impulsions. Compte tenu des remarques précédentes, nous utiliserons de préférence l'expression « transmission par impulsions ». L'un des objectifs du projet Erable est également de comparer les résultats de mise en réseau de transmission par impulsions avec d'autres méthodes mono canal à large bande passante. Les autres méthodes possibles sont :

- Les solutions par étalement de spectre étendu avec l'utilisation d'un code PN à large bande (64 ou 80 Mchip/s), qui procure un étalement de spectre plus important (80 à 100 MHz) que les technologies à étalement de spectre classiques. L'intérêt de cet étalement est de pouvoir résister davantage aux fadings et aux interférences. Cependant, cette technique s'apparentant aux technologies CDMA plus conventionnelles, elle ne sera pas détaillée dans la suite du document.
- Les solutions utilisant une forme d'onde chirp.
 - Une première solution, MDMA, permet d'atteindre des débits de 2Mb/s avec une très faible puissance d'émission (10 dBm). Le système consiste à multiplier chaque symbole par une rampe linéaire de fréquence. Cette technologie propriétaire n'ayant pas fait l'objet d'articles approfondis, elle ne sera pas détaillée dans la suite de ce document.
 - Une deuxième solution, LWMA, permet d'atteindre des débits de 8 Mb/s. La solution LWMA consiste à multiplier plusieurs symboles par une rampe linéaire de fréquence qui s'étale sur une bande de l'ordre d'une centaine de MHz. Cette solution ayant déjà fait l'objet d'articles, elle sera étudiée dans la suite du document.

Dans ce document, nous détaillerons uniquement les transmissions par impulsions. Nous aborderons : l'émission, la réception et les premiers éléments de performances.

² Il est amusant de noter qu'un modem dédié au réseau téléphonique commuté possède une bande d'environ 3 kHz pour une fréquence porteuse de l'ordre de 1800 Hz, ce qui en fait un système UWB si l'on s'en tient au premier critère !

2 Les différentes techniques de modulation très large bande

2.1 Modulation d'impulsions en position (PPM)

Le système de transmission décrit dans [6] en 1992 fut formalisé par Scholtz dans [7] en 1993. L'approche est de type *Code Division Multiple Access* (CDMA) où chaque utilisateur transmet une suite d'impulsions (pseudo)-aléatoirement espacées dans le temps. Les utilisateurs ayant des séquences différentes, leurs signaux sont quasi-orthogonaux. Cette technique est appelée CDMA par sauts temporels ou *Time-Hopping* CDMA (TH-CDMA).

L'approche de Scholtz se distingue de [5] en considérant une transmission numérique au lieu d'une transmission analogique ainsi qu'une possibilité de répéter la même impulsion (*i.e.* portant l'information d'un même symbole). Cette modulation est appelée modulation d'impulsions en position (PPM) et l'expression du signal transmis pour l'utilisateur u s'écrit :

$$s_{tr}^u(t) = \sum_n w_{tr}(t - nT_f - c_n^u T_c - \delta_{\lfloor n/N_s \rfloor}^u - \theta^u) \quad (1.)$$

où $w_{tr}(t)$ est l'impulsion transmise de durée T_w , T_f est la durée d'une trame ou encore le temps de répétition d'une impulsion, $\{c_n^u\}$ est la séquence de code à valeurs c_n^u dans $[0, \dots, N_c - 1]$, T_c est la durée d'un chip, θ^u est la synchronisation initiale, δ_k^u est le shift associé au $k^{\text{ième}}$ symbole transmis $s^u(k)$ à valeurs dans $[0, \dots, M-1]$ avec M le nombre d'états de la modulation et N_s est le nombre de trames par symbole ou encore le nombre de répétition des impulsions par symbole.

On transmet une impulsion par trame. Chaque symbole est représenté dans N_s trames successives. Chaque trame est découpée en N_c chips. Le chip occupé par l'impulsion dans une trame est donné par la valeur du code c_n^u . La relation entre T_f et T_c est $T_f = N_c T_c + T_g$ où T_g est un temps de garde permettant la remise à l'état initial du corrélateur et de s'affranchir des trajets multiples (de la même manière que le Zero Padding en OFDM). Le rapport $\frac{(N_c T_c)}{T_f}$ est la fraction de temps pendant lequel

le saut temporel est autorisé ; lorsque sa valeur est suffisamment grande et lorsque les séquences de code sont bien choisies, l'interférence multi-utilisateurs peut être modélisée comme un processus aléatoire gaussien [7].

Enfin, l'impulsion est modulée en position dans le chip en fonction de la valeur du symbole (Pulse Position Modulation : PPM). La transmission utilise un étalement de l'information sur plusieurs impulsions. Cet étalement est déterminé par les séquences de code $\{c_n^u\}$ pseudo-aléatoires et périodiques de période N_p . Elles sont utilisées pour éviter les collisions catastrophiques entre deux impulsions transmises par deux utilisateurs différents dans le contexte multi-utilisateur.

Puisque les séquences de codes sont périodiques avec la période N_p , la forme d'onde avant modulation $s_t^u(t) = \sum_n w_{tr}(t - nT_f - c_n^u T_c)$ est périodique de période $T_p = N_p T_f$

La relation entre un symbole et le décalage associé est donnée par une table de correspondance. Par exemple pour une modulation à 4 états on a :

$s_t^u(k)$	δ_k^u
0	d_0
1	d_1
2	d_2
3	d_3

Table 1 : Exemple d'affectation des décalages en fonction de la valeur des symboles pour une modulation à 4 états.

Ainsi, le codage de l'information est représenté par les positions relatives δ_k^u des impulsions par rapport à un rythme nominal.

L'extension de la modulation PPM binaire à la modulation M -aire a été développée par Ramirez et Scholtz [11] et est intitulée *block waveform PPM*. Ramirez et Scholtz annoncent que la modulation M -aire par rapport au cas binaire pour une liaison point à point, permet d'augmenter le débit utile tout en utilisant de manière efficace le rapport signal sur bruit disponible, et ce, sans augmenter la largeur de la bande utilisée. De plus, dans un environnement multi-utilisateurs, pour un nombre de terminaux fixé, elle permet d'augmenter le débit utile du système sans dégrader les performances d'accès multiple.

L'impulsion $w_{tr}(t)$ est une impulsion de très courte durée, de l'ordre de la nano-seconde, ce qui induit un spectre de très large bande (d'où le nom d'UWB). Contrairement aux systèmes CDMA classiques, on a $T_w \ll T_c$ de sorte que **la largeur du spectre ne dépend pas de la durée chip mais juste de la largeur de l'impulsion**. Le gain de traitement défini comme le rapport de la largeur du spectre du signal transmis et de la rapidité de modulation est égal à $N_s T_f / T_w$ (N_s étant le nombre d'impulsions répétées par symbole) et ne dépend pas du débit chip.

Quelques mots sur les séquences de code $\{c_n^u\}$

Un des points essentiels pour les systèmes basés sur l'impulsion radio réside dans le choix des séquences de code $\{c_n^u\}$. En effet, elles permettent de se protéger des erreurs de transmission dues à l'interférence provenant des multi-trajets et des autres utilisateurs. Ces séquences doivent alors avoir certaines propriétés de corrélation pour assurer leur bonne réception. Jusqu'à présent, peu de travaux approfondis ont été réalisés sur la construction et l'évaluation des propriétés de ces séquences. On peut cependant donner comme référence les travaux de Ramirez [13], [14], Erseghe [15].

2.2 Modulation par doublets d'impulsions

On trouve dès 1952 les prémices de l'IRMA dans [5]. Le système proposé dans cet article utilise une transmission d'impulsions réparties aléatoirement dans le temps et modulées en amplitude de manière analogique. A chaque impulsion, on transmet une seconde impulsion d'amplitude opposée, retardée d'une durée T_1 . La technique d'accès consiste à associer une durée T_i différente pour chaque utilisateur. La discrimination entre les utilisateurs se fait à la réception en utilisant un circuit électronique ne sélectionnant que les doublets d'impulsions espacés de la durée de l'utilisateur d'intérêt. Ce principe, différent du TH-CDMA de [7], vient d'être repris récemment et adapté aux transmissions numériques [38]. Il porte le nom de *Delay-Hopped CDMA* (DH-CDMA). Contrairement à [5], il est envisagé d'associer à un même utilisateur non plus un retard constant entre les deux impulsions, mais une suite de retards choisis de manière pseudo-aléatoire dans un alphabet fini. La position des impulsions peut être répartie de manière aléatoire. La modulation est portée par la seconde impulsion du doublet, par inversion de polarité.

2.3 Impulsion par inversion de polarité

Une autre approche propose de coder l'information par la polarité (positive ou négative) de l'impulsion. On peut alors parler de BPSK d'impulsions [16].

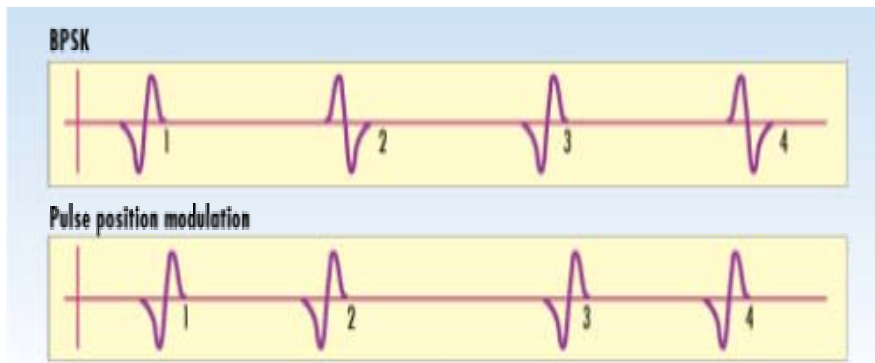


Figure 1: Modulations UWB : BPSK (en haut) et PPM (en bas).

La Figure 1 illustre les deux approches possibles. La forme de l'impulsion, qui est ici la dérivée de l'impulsion gaussienne de tension, correspond au champ réellement rayonné par l'antenne (cf. 2.1.3).

2.4 Caractéristiques du signal IR

L'impulsion $w_r(t)$ est une impulsion de très courte durée, de l'ordre de la nano-seconde. Si on la considère comme le signal après l'antenne d'émission, $w_r(t)$ est généralement modélisée comme l'opposée de la première dérivée de la fonction gaussienne $a \cdot \exp-(t/\tau)^2$:

$$w_r(t) = -\frac{2at}{\tau^2} \cdot \exp-(t/\tau)^2 \quad (2.)$$

où a est une constante de normalisation et τ une constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion. La transformée de Fourier de $w_r(t)$ est aussi une dérivée première de la gaussienne et s'écrit³ :

³ Pour $\tau = 1/\sqrt{\pi}$, $w_r(t)$ est une fonction propre de la transformée de Fourier.

$$W_{tr}(f) = -2ia\pi^{3/2} f\tau \cdot \exp(-\pi f\tau)^2 \quad (3.)$$

La fonction (2) a son maximum pour $t = \tau/\sqrt{2}$ et la fonction (3) pour $f = 1/(\pi\tau\sqrt{2})$. Si l'impulsion a pour valeur maximum A , sa densité spectrale d'énergie (DSE) a pour maximum $A\tau\sqrt{\pi}$. On en déduit que plus τ est petit, plus l'impulsion transmise est étroite et plus le maximum du spectre sera haut en fréquence. On constate aussi que pour une impulsion d'amplitude constante, le maximum de la densité spectrale est proportionnelle à τ . La Figure 2 représente la forme de l'impulsion transmise ainsi que sa transformée de Fourier en linéaire pour $\tau = 0.1125$ ns qui correspond à un spectre dont le maximum est à 2 GHz. La Figure 3 représente la DSE en dB pour la même valeur de τ . On constate que le spectre est relativement constant sur une large bande de fréquence autour de la fréquence maximale.

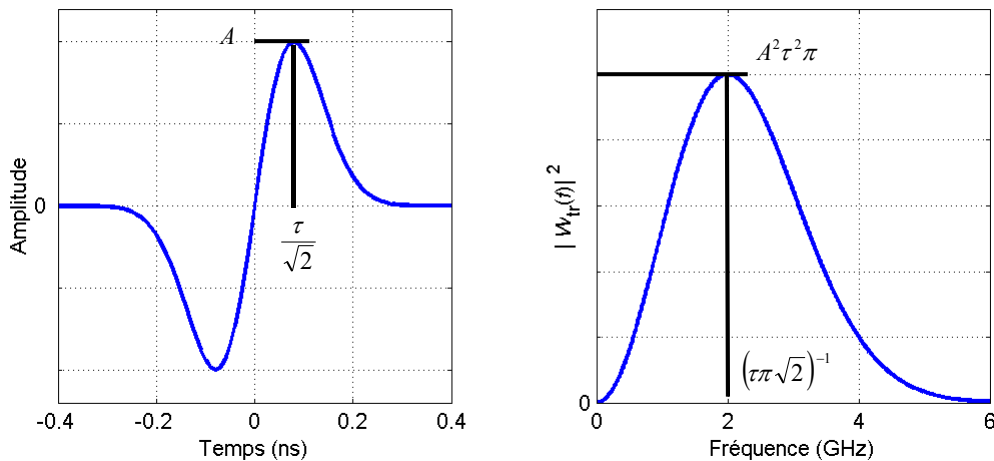


Figure 2 : Réponse temporelle de l'impulsion transmise et sa DSE pour $\tau = 0.1125$ ns .

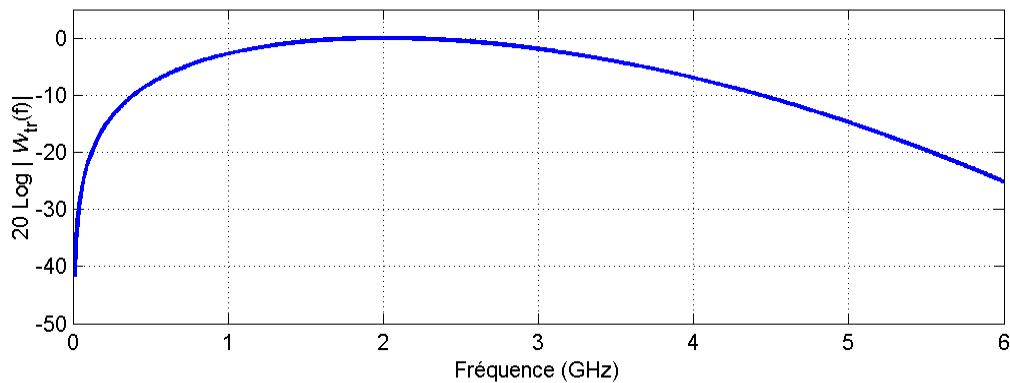


Figure 3 : DSE de l'impulsion transmise en dB pour $\tau = 0.1125$ ns .

L'énergie d'une impulsion est donnée par :

$$E_{w_{tr}} = \int w_{tr}^2(t) dt = \frac{a^2}{\tau} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (4.)$$

Exprimée par rapport à l'amplitude maximum A , on en déduit :

$$E_{w_{tr}} = A^2 \tau \cdot 1,7 \quad (\text{Joules}) \quad (5.)$$

où A est exprimé en volts et τ en secondes. Pour un signal dont le spectre est centré à 2 GHz, et pour une amplitude maximum $A = 5$ V, on obtient $E_{w_r} = 4,8 \cdot 10^{-9}$ J et une DSE maximale égale à 10^{-19} J. La DSE du bruit thermique à température ambiante valant $4 \cdot 10^{-21}$ J (à 290 K), on en déduit qu'à partir de 4 m (en considérant une décroissance en $1/d^4$), le signal émis a une densité inférieure à celle du bruit.

2.5 Modélisation de la forme des impulsions par des fonctions polynomiales de Hermite modifiées

Récemment Ghavami [17] a proposé une autre forme d'impulsion très large bande pour transmettre des signaux M -aires. Ces travaux sont basés sur les résultats de Scholtz qui montrent que la forme de l'impulsion PPM peut être très bien modélisée par les fonctions polynomiales de Hermite. Ces nouvelles impulsions sont générées par des fonctions polynomiales de Hermite modifiées. Contrairement aux impulsions modélisées par les fonctions polynomiales de Hermite classiques, ces impulsions sont orthogonales entre elles et leur largeur ne varie presque pas avec l'ordre du polynôme.

3 Le canal de propagation

Dans un canal à trajets multiples, la réponse impulsionnelle entre l'émetteur de l'utilisateur u et le récepteur de l'utilisateur v , est donnée par :

$$h_{v,u}(t) = \sum_{k=0}^{L_{v,u}-1} A_k^{v,u} \cdot \delta(t - \tau_k^{v,u}) \quad (6.)$$

où $A_k^{v,u}$ est l'amplitude (réelle) de l'atténuation du $k^{\text{ième}}$ trajet, $\tau_k^{v,u}$ son retard et $L_{v,u}$ le nombre de trajets.

Quelques résultats de mesures en indoor sont présentés [18] [19] [20]). Beaucoup de points restent sans réponse dans la plupart des articles. On peut ainsi citer quelques interrogations récurrentes :

- Le canal peut-il véritablement être modélisé par un filtre linéaire. Sachant que l'on intègre en général les étages d'amplification et de rayonnement dans le "canal", cette hypothèse, compte tenu de la largeur de bande prévue, doit être rediscutée.
- Le canal est-il vraiment décomposable comme une somme discrète de trajets ?
- Les trajets peuvent-ils être résolus ?
- Quelle est l'étendue de variation des retards $\tau_k^{v,u}$?
- Quelle densité de probabilité permet de décrire les termes $A_k^{v,u}$?

4 Les différentes techniques de démodulation

4.1 Impulsion en sortie de l'antenne de réception

L'impulsion UWB à la réception a une forme différente de celle d'émission. En supposant une propagation sans trajets multiples, le signal reçu sur l'antenne subit une dérivation et les impulsions présentes à l'entrée du démodulateur s'expriment comme :

$$w_{rec}(t) = \frac{2a}{\tau^2} \cdot \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)^2 \quad (7.)$$

Les récepteurs actuels fonctionnant par corrélation, il est intéressant de calculer l'expression de la fonction d'autocorrélation de (12) qui vaut :

$$\gamma_{w_{rec}}(u) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{a^2}{\tau^3} \left[\left(\frac{u}{\tau} \right)^4 - 6 \left(\frac{u}{\tau} \right)^2 + 3 \right] \quad (8.)$$

La Figure 4 représente l'impulsion reçue et sa fonction d'autocorrélation.

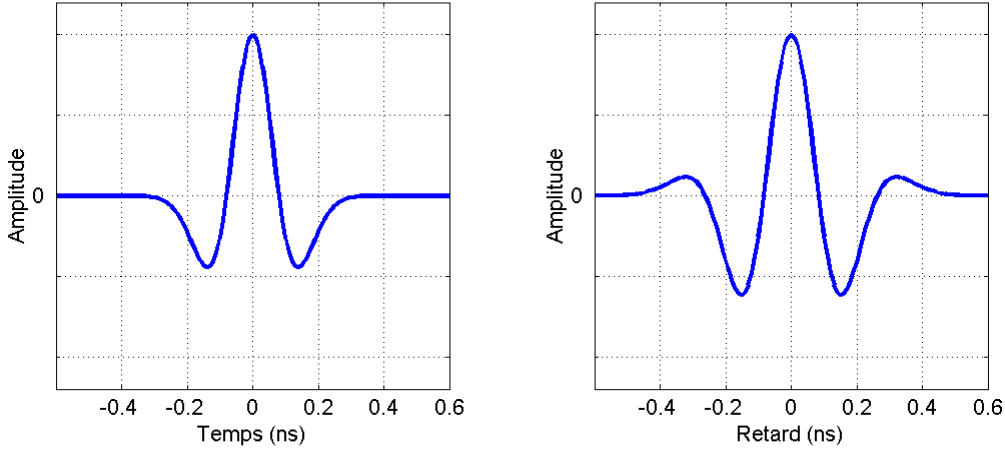


Figure 4 : Représentation temporelle de l'onde reçue a) et de sa fonction d'autocorrélation b) pour $\tau = 0.1125$ ns .

L'amplitude de l'impulsion a peut être ajustée pour normaliser la fonction pour avoir $E_{w_{rec}} = r_{w_{rec}}(0) = 1$, ce qui est obtenu pour :

$$a = \left(\frac{2}{\pi} \right)^{1/4} \frac{\tau^{3/2}}{\sqrt{3}} \quad (9.)$$

4.2 Expression du signal d'impulsions à l'entrée du récepteur

4.2.1 Transmission sur un canal à bruit blanc additif gaussien

Dans un canal gaussien, le signal reçu à l'entrée du récepteur de l'utilisateur v s'exprime donc comme :

$$y(t) = \sum_{u=1}^{N_u} s_{rec}^u(t) + n(t) \quad (10.)$$

où :

$$s_{rec}^u(t) = \sum_n w_{rec} \left(t - nT_f - c_n^u T_c - \delta_{\lfloor n/N_s \rfloor}^u - \theta^u \right) \quad (11.)$$

4.2.2 Transmission sur un canal multi-trajets

Dans un canal à trajets multiples, l'expression du signal reçu s'exprime alors par :

$$y(t) = \sum_{u=1}^{N_u} \sum_{k=0}^{L_{v,u}-1} A_k^{v,u} s_{rec}^u(t - \tau_k^{v,u}) + n(t) \quad (12.)$$

où $A_k^{v,u}$ est l'amplitude (réelle) de l'atténuation du $k^{\text{ième}}$ trajet, $\tau_k^{v,u}$ son retard et $L_{v,u}$ le nombre de trajets, $n(t)$ est un bruit blanc gaussien de puissance N_0 et $w_{rec}(t)$ est défini par (15).

De manière à faire apparaître le terme d'interférence multi-utilisateur, l'expression du signal reçu par le récepteur v cherchant à restituer l'information émise par l'utilisateur 1 ($u=1$) est donnée par:

$$y(t) = r^1(t) + R(t) + n(t) \quad (13.)$$

où $r^1(t) = \sum_{k=0}^{L_{v,1}-1} A_k^{v,1} s_{rec}^1(t - \tau_k^{v,1})$ est l'information émise par l'utilisateur 1,

$R(t) = \sum_{k=0}^{L_{v,u}-1} \sum_{u=2}^{N_u} A_k^{v,u} s_{rec}^u(t - \tau_k^{v,u})$ est le terme d'interférence multi-utilisateur.

5 L'évaluation des performances

L'évaluation des performances d'un tel système pour des modulations de type IR est classiquement faite par Schotz, Win et Ramirez dans [20], [22], [24], [25]. Ces performances sont évaluées en calculant la probabilité d'erreur P_e avec comme conditions nominales de fonctionnement, une synchronisation et une estimation des atténuations multi-trajets parfaitement maîtrisées.

Le pivot du calcul réside dans le principe de "codage aléatoire". On obtient une probabilité d'erreur (bit ou symbole) moyennée sur un ensemble de séquences choisies avec des propriétés particulières d'intercorrélacion.

5.1 Expression de la probabilité d'erreur binaire

Le problème consiste à évaluer la proportion P_e de symboles faussement démodulés. De manière probabiliste, cela s'écrit :

$$P_e = \Pr \left\{ \int_{t_0}^T (s_0 + R + n)(t)(s_0 - s_1)(t) dt < 0 \right\} + \Pr \left\{ \int_{t_0}^T (s_1 + R + n)(t)(s_0 - s_1)(t) dt > 0 \right\} \quad (14.)$$

où l'on mesure l'espace des événements ayant conduit à démoduler le bit ε alors que $\bar{\varepsilon}$ a été transmis.

Pour donner un sens à cette expression, il est indispensable de décrire vis-à-vis de quel ensemble d'événements P_e est calculée. Mathématiquement, cela revient à préciser les lois de probabilité des variables aléatoires : s_0, s_1, R, n .

A cet effet, la littérature classique, en particulier [21], propose :

- de s'affranchir d'un choix de séquences grâce au principe de "codage aléatoire". Ceci revient à considérer le terme d'interférence en sortie du corrélateur, résultant de la perturbation multi-utilisateurs R , comme le résultat d'une variable aléatoire. Celle-ci tire son caractère aléatoire du choix arbitraire des séquences-utilisateurs parmi un vaste ensemble garantissant des propriétés d'intercorrélacion spécifiques ;

- de voir le système global comme asynchrone. Ceci revient à considérer de manière équivalente dans le modèle probabiliste, tous les retards possibles entre utilisateurs, sur la longueur d'un symbole ;
- de n'utiliser qu'un seul trajet.

A l'intérieur de ce cadre, tout calcul fait, la littérature fournit :

$$P_e = Q(\sqrt{SNR}) \quad (15.)$$

avec :

$$SNR^{-1} = SNR_0^{-1} + \frac{1}{N_s} \frac{\sigma_a^2}{m_p^2} \sum_{k=2}^{N_u} \left(\frac{A_k}{A_1} \right)^2 \quad \text{et} \quad SNR_0^{-1} = \left(\frac{\sigma_{rec}}{A_1 N_s m_p} \right)^2 \quad (16.)$$

Où :

$$\sigma_{rec}^2 = E \left\{ \left[\int n(t)(w_{rec}(t) - w_{rec}(t - \delta)) dt \right]^2 \right\} \quad (17.)$$

$$m_p = \int w_{rec}(t)(w_{rec}(t) - w_{rec}(t - \delta)) dt \quad (18.)$$

$$\sigma_a^2 = T_f^{-1} \int \left[\int w_{rec}(t-s)(w_{rec}(t) - w_{rec}(t - \delta)) dt \right]^2 d \quad (19.)$$

Il est par ailleurs possible de décrire les performances à partir du SNR_{spec} , requis sur une liaison point-à-point et garantissant la probabilité d'erreur donnée par P_e . Pour N_u utilisateurs présents, la fraction de puissance supplémentaire nécessaire pour garantir uniformément P_e est ΔP avec une relation du type: $N_u(\Delta P) = \lfloor M^{-1} SNR_{spec}^{-1} \{1 - 10^{-(\Delta P/10)}\} \rfloor + 1$.

5.2 Quelques résultats numériques

Des courbes de taux d'erreur en fonction du nombre d'utilisateurs et de la valeur SNR_{spec} sont proposées dans [21].

A titre indicatif, pour un débit de 19.2 Kbit/sec pour garantir un taux d'erreur binaire de respectivement 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-5} sur un lien unique, le SNR_{spec} doit être respectivement de 12.8dB, 14.4dB, 15.6dB.

Avec $\Delta P = 20$ dB le nombre maximal d'utilisateurs pour lequel ces taux d'erreur sont garantis vaut respectivement 27500, 19000, 14500.

5.2.1.1.1 La Modulation M-aire

Une extension de ces calculs, à des modulations d'ordre plus élevé, est faite en particulier par Ramirez dans [22]. Pour des modulations à 256 états, l'auteur conclut à une capacité totale de 414.4 Mbit/s pour un $SNR_{spec} = 13.39$ dB.

6 Capacité du canal

L'étude de la capacité d'un lien radio point à point dans le régime très-large-bande, dans un environnement à multi-trajets, est un aspect important de l'étude des systèmes UWB, qui permettra de cerner leur potentiel et tirer d'importantes conclusions sur la manière de les réaliser. Les résultats de cette étude, constitueront également le point de départ pour l'étude de la capacité réseau par la suite.

L'étude des canaux large-bande à évanouissements a débuté dans les années 60. Kennedy a montré que la capacité d'un canal Rayleigh à bande infinie, sans connaissance du canal, est égale à celle d'un canal Gaussien à bande infinie avec la même puissance moyenne reçue [26]. Ce résultat a été généralisé par la suite par Telatar et Tse à n'importe quel canal comportant un nombre fini de multi-trajets [27]. Ce dernier résultat a été obtenu en utilisant une modulation du type PSK (Phase Shift Keying), avec une détection non-cohérente et l'utilisation d'une porteuse principale dont la largeur de bande tend vers l'infini. Gallager et Médard [28] ont montré que si le canal est tel que les processus d'évanouissement sont indépendants sur les différentes fréquences, alors l'information mutuelle sur ce canal décroît vers zéro quand la largeur de bande du système augmente si des signaux à étalement de spectre (du type CDMA) sont utilisés en entrée du système. Ceci illustre l'idée essentielle que l'estimation du canal devient plus difficile quand la largeur de bande du système augmente due à l'augmentation du nombre de paramètres à estimer, et que les systèmes à étalement de spectre, du type CDMA, sont très sensibles aux erreurs d'estimation du canal [29]. Telatar et Tse [27] arrivent à la conclusion qu'il faut utiliser des signaux qui ressemblent à des pics dans le domaine temporel "peaky in time" et non des signaux qui ressemblent à du bruit blanc (du type CDMA) "white noise-like signals". Cela suggère donc l'utilisation de modulations du type PPM pour réaliser des systèmes UWB.

Dans le cadre de ce projet, on procédera donc à l'étude de la capacité d'un lien point à point utilisant une modulation du type PPM dans un environnement à trajets multiples avec une contrainte sur l'énergie moyenne émise aussi bien dans le cas d'une connaissance complète ou partielle du canal que dans le cas d'un canal complètement inconnu en utilisant une détection aveugle d'enveloppe. Un modèle de canal stationnaire sur un temps symbole avec un nombre fini de multi-trajets (*block fading channel*) sera utilisé. Cette étude sera faite dans l'optique de la décision de la FCC qui réglemente l'utilisation des systèmes UWB aux États-Unis en terme de densité spectrale d'énergie émise et de largeur de bande autorisées. Cela permettra de donner des estimations chiffrées des débits qu'on peut espérer obtenir sur un lien UWB.

7 Conclusion

Présentée comme une technologie extrêmement prometteuse dans plusieurs articles, la bibliographie sur la transmission de données UWB, laisse cependant énormément de questions en suspens.

Pour des modulation de type IR, la littérature conclut manifestement à des débits potentiels extrêmement encourageants. Néanmoins, on peut se demander si il existe toujours un jeu de codes pour l'ensemble des utilisateurs satisfaisants aux propriétés d'intercorrélation supposées dans le principe de codage aléatoire ?

De plus la plupart de études ont été menées :

- soit avec un canal mono-trajet/multi-utilisateur, donc sans prise en compte fine du canal spécifique à l'UWB ;
- soit avec un canal plus sévère (multi-trajets) mais mono-utilisateur.

De manière plus générale, on peut aussi s'interroger sur :

- Le nombre de terminaux UWB que l'on peut mettre en réseau dans un environnement indoor ;
- La structure et les performances de la chaîne de réception, sa faisabilité et les performances de récepteurs sous optimaux ;
- La modélisation du canal de propagation.

8 Références

- [1] T. W. Barret, "History of UltraWideBand (UWB) radar & communications: pioneers and inventors", *Progress in Electromagnetics Symposium 2000*, Cambridge, MA, July 2000
- [2] R. J. Fontana, "Recent applications of ultra wideband RADAR and communications systems", *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics*, Kluwer Academic/Plenum Publishers.
- [3] G. F. Ross, "Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals for short base-band pulse communication system", U.S. Patent 3,728,025 dated July 31, 1973.
- [4] M. K. Simon; B. K. Levitt; R. A. Scholtz R.A.; J. K. Omura, "Spread spectrum communications handbook", Mac Graw Hill, 1994.
- [5] J. R. Pierce, A. L. Hopper, "Nonsynchronous time division with holding and with random sampling", *Proc. of the IRE*, vol. 40, pp. 1079-1088, Sept. 1952.
- [6] P. H. Withington and L. Fullerton, "An impulse radio communications system", in *Proc. of the International Conference on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics*, Brooklyn NY, USA, pp113-120, Oct. 1992.
- [7] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio", *Proc. of the IEEE Milcom Conference*, Boston, MA, USA, pp 447-450, Oct. 1993.
- [8] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, M. A. Barnes, "Ultra-Wide Bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications", *Proc. of the 47th Vehicular Technology Conference VTC 1997.*, Phoenix, AZ, USA, pp. 251-255, May 1997.
- [9] ET Docket No. 98-153, 65 Fed. Reg.37332, "Notice of Proposed Rule Making", June 14, 2000. See also, *Notice of Inquiry* in ET Docket No. 98-153, 63 Fed. Reg. 50184, September 21, 1998.
- [10] ET Docket No. 98-153, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission", Adopted February 14,2002, Released April 22, 2002.
- [11] F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, "Multiple-Access with Time Hopping and Block Waveform P
- [12] PM Modulation", *Proc. of the IEEE Milcom Conference*, Boston, MA, USA, Oct. 1998.
- [13] F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, "Time-Shifted Equicorrelated Signal Sets for Impulse M-ary Modulation", *Proc. IEEE Wireless conference*, July 1998.

- [14] F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, "N-Orthogonal Time-Shifted-Modulated Signals for Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio Modulation", *Proc. IEEE GLOBECOM CTMC conference*, November 1997.
- [15] T. Erseghe, "Ultra Wide Band Pulse Communications", rapport de thèse en électronique et télécommunication, Université de Padove, 2001.
- [16] M. Hämäläinen, V. Hovinen, J. Linatti, "Performance Comparison Between Various UWB Signals in AWGN Channel in Presence of Multitone Interference at the GSM Downlink Band", *4th International Symposium on Wireless Multimedia Communications, WPMC01*, Aalborg, Denmark, pp. 449-453, Sept. 9-12, 2001.
- [17] M. Ghavami, L.B. Michael and R. Kohno, "Hermite Function based Orthogonal Pulses for UWB Communications", *Proc. Wireless Personal Multimedia Conference 2001*, Aalborg, Denmark, pp. 437-440, Sept. 2001.
- [18] B. Uguen, E. Plouhinec, Y. Lostanlen, G. Chassay, "A Deterministic Ultra Wideband Channel Modeling", *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies UWBST 2002, Baltimore, USA, May 2002*.
- [19] Hans G. Schantz, "Measurement of UWB Antenna Efficiency", *The IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference VTC2001 Spring*.
- [20] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the Robustness of Ultra-Wide bandwidth Signals in Dense Multipath Environments", *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, February 1998.
- [21] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio: How it works", *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pp.36-38, February 1998.
- [22] Fernando Ramirez-Mireles, "Performance of Ultra Wideband SSMA Using Time-Hopping and M-ary PPM", Paper 99-128 accepted for publication in the *IEEE JSAC Wireless Communications Series*.
- [23] Fernando Ramirez-Mireles, "Performance of Equicorrelated Ultra-Wide bandwidth Signals in the Indoor Wireless Impulse Radio Channel", *Proc. IEEE PACRIM'97*, Aug. 1997.
- [24] M. Z. Win, R.A. Scholtz, and L. W. Fullerton, "Time-Hopping SSMA Techniques for Impulse Radio with an Analog Modulated Data Subcarrier", *proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC1997*, May 1997.
- [25] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, April 2000.
- [26] R. S. Kennedy, *Fading Dispersive Communication Channels*, New York: Wiley Interscience, 1969.
- [27] E. Telatar and D. N.C. Tse, "Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 46, July 2000.
- [28] R. G. Gallager and M. Médard, "Bandwidth Scaling for Fading Channels", *Proc. of the Int. Symp. on Information Theory, Ulm, Germany, 1997*, pp. 471.

- [29] A. Lapidoth and S. Shamai, "Fading Channels : How Perfect need "Perfect Side-Information" be ?", *IEEE Trans. on Information Theory*, March 2001.
- [30] L. Zhao and Haimovich A. M., "Capacity of M-ary PPM ultra-wideband communications over AWGN channels", *Vehicular Technology Conference VTC 2001 Fall*, IEEE VTS 54th, 2001.
- [31] S. Dolinar, D. Divslar, J. Hamkins and F. Pollara, "Capacity of PPM on Gaussian and Webb Channels", *IEEE Int. Symp. on Information Theory*, 2000.
- [32] C. J. Le Martret and G. B. Giannakis, "All-digital impulse radio with multiuser detection for wireless cellular systems", *IEEE Trans. on Communications*, accepted for publication in April 2002, to appear.
- [33] K. Siwiak, "Ultra-Wide Band Radio: The Emergence of an Important New Technology", *The IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference VTC2001 Spring*.
- [34] J.M Cramer, R.A. Scholtz, M.Z. Win, "Spatio-Temporal Diversity in Ultra-Wideband Radio", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, September 21-24, 1999.
- [35] Moe Z. Win and Jack H. Winters, "Analysis of Hybrid Selection/Maximal-Ratio Combining in Rayleigh Fading" *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 12, December 1999.
- [36] E. Biglieri, J. Proakis and S. Shamai, "Fading Channels : Information-Theoretic and Communications Aspects", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.44, no. 6, Oct. 1998.
- [37] HYPRES, www.hypres.com.
- [38] R. Hoctor and H. Tomlinson, « Delay-hopped transmitted-reference RF communications », IEEE Conference on Ultra Wideband System and Technologies, pp. 265-269, May 2002, Baltimore, USA.
- [39] P. HUMBLET, S. HETHUIN, L. RAMEL, "A Multiaccess Protocol for High-Speed WLAN", *Vehicular Technology Conference "VTC'96"*, Atlanta (US), April 96.
- [40] S. HETHUIN & M. FATTOUCHE, "A New Modulation Technique over the Wireless Broadband Channel", *8th International Conference "Wireless 96"*, Calgary (Canada), July 8-10, 96.
- [41] M. CHELOUCHE, S. HETHUIN & L. RAMEL, "Digital Wireless Broadband Corporate and Private Networks,RNET Concepts and Applications Networks", *IEEE Communications Magazine*, January 97.
- [42] R. HOLTKAMP, J.-P. EBERT, A. WOLISZ and L. RAMEL, "RNET : Radio Network.", *ETSI RES 10 Conference Paper*, Sophia Antipolis, September 20, 96.