

Signaux à bande ultra large: caractéristiques et performances

S. LASAULCE¹, J. DUMONT¹ et S. HASSANALY¹

¹France Télécom R&D, 38-40 rue du Général Leclerc, 94274 Issy-les-Moulineaux

samson.lasaulce@francetelecom.com

Résumé – Dans cet article, nous analysons l'influence de la largeur de bande des signaux à bande ultra large (UWB) sur le signal reçu et les performances du récepteur. L'influence de la bande fractionnelle sur le niveau de fluctuation du signal reçu est étudiée et quantifiée. En termes de performance de réception, le compromis entre diversité de trajets et qualité d'estimation des trajets est mis en évidence sur un cas simple.

Abstract – In this paper the influence of ultra wideband signal bandwidth is studied. On the one hand, the importance of the fractional bandwidth is assessed through a simple fast fading analysis. On the other hand, the side effect of high signal bandwidth is showed. Indeed, there is trade-off to be found between path diversity and channel estimation accuracy.

1. Introduction

Parmi les nouvelles technologies de radiocommunications étudiées actuellement se trouve la technologie dite technologie UWB (ultra wideband technology). Cette technologie se base sur des signaux émis en bande de base et dont la bande n'est pas limitée, bien sûr les niveaux de densités spectrales, eux, doivent être limités pour ne pas brouiller les systèmes existants. A titre indicatif, aux Etats-Unis, la FCC limite les niveaux d'émission à -41 dBm/MHz sur la bande de 3 GHz à 10 GHz.

L'intérêt de cette technologie est multiple: utilisation efficace du spectre radio, possibilité de mise en place d'une interface radio réellement universelle, circuits de faible coût et de très petite taille. Un autre argument de poids en faveur de cette technologie qui est avancé par les constructeurs de circuits UWB est la faible consommation de ces circuits. Cette faible consommation serait due à deux facteurs essentiels: la simplicité des émetteurs/récepteurs dont la partie radio-fréquence est minimaliste [1,2,3] et un bilan de liaison plus favorable aux signaux UWB qu'aux signaux à bande étroite ou large.

Concernant l'aspect bilan de liaison [4] donne un élément de réponse quant à l'avantage qu'auraient les signaux UWB. En effet, la campagne de mesure de [4] indique que les fluctuations typiques de la puissance reçue ne dépassent pas 5 dB alors que dans les mêmes conditions un signal CDMA (de bande typique de quelques MHz) donnerait une valeur de l'ordre de 30 dB. Le fait que, pour une puissance moyenne de réception donnée, la puissance instantanée fluctue peu est généralement favorable aux performances du récepteur car la probabilité d'erreur est reliée de manière exponentielle à la puissance instantanée (instantanée au sens des paquets de données). L'origine de cette amélioration sur le niveau de fluctuation de la puissance reçue provient de la diversité de

bande propre aux systèmes UWB. Cependant, la bande des signaux étant très grande, le canal comporte donc de nombreux trajets qu'il va falloir estimer et cette estimation induit forcément une dégradation conséquente des performances. Effectivement, l'effet "pervers" de l'augmentation de la bande des signaux est que pour une puissance donnée, le rapport signal-à-bruit par trajet diminue avec la bande.

Dans cet article, nous nous proposons de quantifier théoriquement la valeur de ces fluctuations du signal reçu (partie 2.) et de mettre en évidence le compromis induit par la grande largeur de bande (partie 3.); ce compromis étant à la fois le gain apporté par la diminution des fluctuations de l'énergie reçue et la perte causée par l'estimation du grand nombre de trajets. Enfin, dans la dernière partie (4.) nous précisons dans quelle mesure la discussion proposée s'applique à la conception des systèmes UWB.

2. Étude analytique des fluctuations des signaux UWB

2.1 Cas général

Les fluctuations de puissance reçue sont dues au phénomène d'interférence qui se produit entre les différents trajets élémentaires (sous-trajets) du canal de propagation. Le générateur d'impulsion UWB produit des impulsions dont la forme est donnée par une fonction que nous notons $w(t)$. Chaque impulsion "traverse" l'antenne d'émission, le canal de propagation et l'antenne de réception. Nous noterons $\tilde{w}(t)$ l'impulsion en sortie de l'antenne de réception qui correspond à l'émission de l'impulsion $w(t)$. En notant respectivement $\{\eta(i), i \in [0, \ell-1]\}$ et $\{\tau_i, i \in [0, \ell-1]\}$ les suites des gains et des retards des sous-trajets du canal (incluant les antennes), le signal en sortie du canal global s'écrit donc:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{i=l-1} \eta(i) \tilde{w}(t - \tau_i)$$

Notons que ce signal correspond à «l'image» d'une seule impulsion UWB que nous considérons isolée; cette restriction ne change pas les résultats de l'analyse énergétique que nous faisons en sondant ainsi le canal. De plus, nous supposons que le canal peut être considéré comme constant sur une durée T . L'énergie reçue, en sortie d'antenne de réception, durant un intervalle de temps de durée T s'exprime par:

$$\left\{ \begin{array}{l} E \equiv \int_{(T)} |y(t)|^2 dt \\ E = \int_{(T)} |y(t)|^2 dt \\ = \sum_{i=0}^{i=l-1} |\eta(i)|^2 + \sum_{\substack{(i,j) \in \{0, l-1\}^2 \\ i \neq j}} \eta(i) \eta^*(j) I(\tau_i, \tau_j) \\ I(\tau_i, \tau_j) \equiv \int_{(T)} \tilde{w}(t - \tau_i) \tilde{w}^*(t - \tau_j) dt \end{array} \right.$$

Le second terme de l'énergie E est précisément le terme d'interférence entre impulsions qui provoque les affaiblissements à petite échelle du signal reçu. Nous allons donc analyser l'amplitude de ce terme. Pour cela nous remarquerons qu'un simple changement de variable montre que

$$I(\tau_i, \tau_j) = I(0, \underbrace{\tau_j - \tau_i}_{\tau}) = I(\tau)$$

et pour obtenir des expressions simples, nous suivrons l'approche de [5] qui considère le cas d'un canal à deux sous-trajets. Notons que [5] fournit uniquement les résultats de simulation du cas du canal à deux sous-trajets et non les formules explicites de l'énergie reçue.

2.2 Analyse quantitative sur un canal à deux trajets élémentaires

Nous allons considérer deux impulsions de bandes différentes et évaluer les niveaux maximaux des fluctuations d'énergie correspondants.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{w}_1(t) = A\sqrt{e} \frac{t}{\lambda} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\lambda}\right)^2\right] \\ \tilde{w}_2(t) = A\sqrt{e} \left[1 - \left(\frac{t}{\lambda}\right)^2\right] \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\lambda}\right)^2\right] \end{array} \right.$$

A et λ étant respectivement une amplitude et une durée caractéristique de l'impulsion. En définissant la bande **fractionnelle** normalisée (bande à -10 dB d'affaiblissement) par

$$\beta \equiv \frac{f_{\max, -10dB} - f_{\min, -10dB}}{f_{\max, -10dB} + f_{\min, -10dB}}$$

on peut montrer que

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_1 \approx 0.84 \\ \beta_2 \approx 0.67 \end{array} \right.$$

et donc que $\beta_1 > \beta_2$.

Évaluons maintenant le terme d'interférence inter-impulsion pour les deux impulsions considérées. En utilisant la relation reliant les moments d'une fonction $\varphi(t)$ à sa transformée de Fourier $\phi(f)$

$$\int_{\mathbb{R}} t^n \varphi(t) dt = (-j2\pi)^{-n} \left[\frac{d^n \phi(f)}{df^n} \right]_{f=0}$$

on montre que

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1(\tau) = -A^2 \lambda e \sqrt{\pi} \left[\left(\frac{\tau}{2\lambda}\right)^2 - \frac{1}{2} \right] \exp\left[-\left(\frac{\tau}{2\lambda}\right)^2\right] \\ I_2(\tau) = A^2 \lambda e \sqrt{\pi} \left[\left(\frac{\tau}{2\lambda}\right)^4 - \left(\frac{\sqrt{3}\tau}{2\lambda}\right)^2 + \frac{3}{4} \right] \exp\left[-\left(\frac{\tau}{2\lambda}\right)^2\right] \end{array} \right.$$

Nous caractérisons les fluctuations des signaux en sortie d'antenne de réception par le rapport

$$\rho_{\max} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{E(0)}{E(\tau_{\min})} \right)$$

Pour les deux impulsions considérées, en prenant le cas simple où $h(0) = 1$ et $h(1) = 1$, les valeurs du rapport défini ci-dessus sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_{1,\max} \approx 5,5 \text{ dB} \\ \rho_{2,\max} \approx 7,2 \text{ dB} \end{array} \right.$$

Nous voyons donc sur ce cas simple que les fluctuations du signal sont relativement faibles pour les bandes considérées. Ces fluctuations de puissance sont d'ailleurs du même ordre de grandeur que celles mesurées dans [4]. On remarque aussi qu'une augmentation de bande fractionnelle de 25 % permet une diminution du niveau maximal des fluctuations de 1,7dB. Ce résultat se confirme en considérant des impulsions de bande fractionnelle plus petite que $\tilde{w}_2(t)$. Pour cela on peut par exemple considérer l'impulsion dérivée n -ième de $\tilde{w}_1(t)$ qui a une bande fractionnelle plus petite que l'impulsion dérivée $(n-1)$ -ième et on peut montrer que les fluctuations du terme d'interférence sont alors plus grandes. En faisant le calcul suggéré pour les 40 premières dérivées de la forme gaussienne, on obtient le lien entre la bande fractionnelle et le niveau de fluctuation de puissance, lien qui est représenté sur la figure 1.

Enfin, on peut préciser que les impulsions considérées sont couramment utilisées [6] pour modéliser les impulsions UWB. En effet, [6] précise que les antennes classiquement utilisées pour les transmissions UWB ont un effet dérivatif (modélisation empirique). Ainsi en générant des impulsions gaussiennes à la source, le signal en sortie de l'antenne de réception sera la double dérivée d'une gaussienne (soit $\tilde{w}_2(t)$). Si maintenant, une des antennes a une bande très large et plate, le signal ressemblera alors à l'impulsion $\tilde{w}_1(t)$.

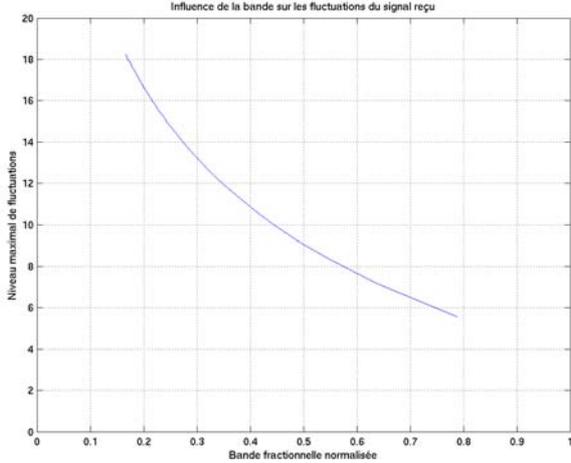


FIG. 1: lien entre la bande fractionnelle normalisée et le niveau maximal de fluctuation du signal reçu

3. Mise en évidence du compromis diversité de bande – qualité d'estimation du canal

3.1 Position du problème

Dans la partie 2 nous avons quantifié l'apport de la diversité de bande procuré par les signaux UWB. Nous avons vu que l'augmentation du nombre de sous-trajets (et donc de trajets) est favorable aux performances du récepteur en ce sens que la puissance reçue fluctue moins.

Cependant les trajets du canal étant très nombreux et ayant par conséquent un faible rapport signal à bruit, l'estimation de canal induit une perte sur les performances des récepteurs UWB qui peut contrebalancer le gain apporté par la diversité de bande. L'existence du régime de fonctionnement dans lequel le bilan global est négatif a été montré par la théorie de l'information dans [7] en terme d'information mutuelle; le régime correspondant est appelé régime de surétalement. Telatar et Tse fournissent, dans [7], une expression très générale d'un nombre critique de trajets du canal au-delà duquel l'augmentation de bande a un effet global négatif en terme de performance. Ce nombre de trajet critique, déduit de l'analyse de l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie du canal, est donné par:

$$L_{crit} = \frac{P_{RX} T_{coh}}{N_0}$$

où P_{RX} est la puissance moyenne reçue, T_{coh} est la durée de cohérence du canal et N_0 est la densité spectrale mono latérale de puissance du bruit thermique du canal.

Nous nous proposons de mettre en évidence cet effet de surétalement sur un cas simple et de donner un exemple d'expression du nombre critique de trajets, certes particulier, mais exploitable c'est-à-dire faisant intervenir des grandeurs mesurables.

3.2 Nombre critique de trajets: exemple d'un cas simple

Pour un rapport signal-à-bruit suffisant, la présence de L trajets indépendants peut procurer, pour une puissance globale fixée, un gain en rapport signal-à-bruit qui s'exprime selon:

$$SNR_{div} = SNR \times L$$

D'un point de vue de l'estimation de canal, plus la bande du signal augmente et plus le nombre de trajets à estimer augmente. Pour un estimateur de canal par séquence d'apprentissage aux moindres carrés, l'erreur d'estimation vaut en première approximation:

$$\varepsilon \equiv E \left\| \hat{\underline{h}} - \underline{h} \right\|^2 = \sigma^2 \frac{L}{M}$$

où \underline{h} est le vecteur réponse impulsionnelle du canal, σ^2 est la variance du bruit de réception supposé blanc et gaussien et enfin M est la longueur de la séquence d'apprentissage. Cette erreur d'estimation de canal se traduit bien évidemment par une dégradation du rapport signal-à-bruit en sortie de récepteur. Dans [8] par exemple, le rapport signal-à-bruit équivalent en sortie d'un égaliseur au Maximum de Vraisemblance est fournie par l'expression:

$$SNR_{est} = SNR \times \frac{1}{1 + \frac{L}{\sigma^2} \varepsilon}$$

Par conséquent, le gain global sur le rapport signal-à-bruit est obtenu par

$$\begin{cases} SNR_{global} = SNR \times \sqrt{M} \times \frac{x}{x^2 + 1} \\ x = \frac{L}{\sqrt{M}} \end{cases}$$

Nous voyons donc qu'à partir de ce cas simple nous mettons en évidence un nombre de trajets critique au-delà duquel le gain en diversité de bande ne compense pas la perte due au faible rapport signal-à-bruit par trajet à estimer. Dans notre cas, cette valeur critique est:

$$L_{crit} = \left\lfloor \sqrt{M} \right\rfloor$$

A ce niveau il est important de faire une remarque fondamentale. La valeur critique fournie par Telatar et Tse découle des caractéristiques intrinsèques du canal alors que dans notre approche nous analysons le même phénomène physique mais au travers de la structure du récepteur qui met en évidence une limite propre à la stratégie de réception.

4. Conclusions

Nous avons tout d'abord quantifié l'influence de la bande fractionnelle des signaux UWB sur l'amplitude des fluctuations de l'énergie du signal reçu. Notons que plus ces variations sont petites, meilleures seront les performances du

récepteur pour une énergie moyenne fixée. La méthode de calcul a été présentée pour un canal à plusieurs sous-trajets et l'aspect quantitatif a été fait sur un cas à deux sous-trajets. Une des conclusions est qu'il est possible de prévoir le niveau des fluctuations des signaux UWB en fonction de leur bande fractionnelle.

Dans un second temps nous avons voulu mettre en évidence concrètement l'existence du régime de surétalement annoncé par Telatar et Tse. Ce régime permet de montrer l'effet négatif de l'augmentation de la bande. En effet, en augmentant la bande du signal, on diminue certes le niveau de fluctuations des signaux reçus grâce à l'augmentation de la diversité mais d'un autre côté la moins bonne connaissance du canal entraîne une dégradation plus importante des performances. Par moins bonne connaissance nous entendons plus mauvais rapport signal-à-bruit par trajet. Il ressort donc que la bande des signaux UWB ne doit pas nécessairement être la plus grande possible. Cet argument joue donc en faveur de la stratégie UWB multi-bande dans laquelle le spectre utile (typiquement [3GHz, 10GHz]) est découpé en bande de quelques centaines de MHz. Cette stratégie est actuellement étudiée pour éviter les différentes interférences avec les systèmes à bande étroite [9]. L'approche présentée qui consiste à tenir compte de la structure du récepteur pour choisir la bande ou la sous-bande du signal UWB peut bien sûr être étendue à une structure plus pertinente que l'ensemble estimateur de canal aux moindres carrés et égaliseur au maximum de vraisemblance.

Références

- [1] *Pulse Link Technology*
http://www.pulselink.net/technology/pulselink_ip.html
- [2] *PulsON Technology Overview, Time Domain Corporation Report, July 2001*
- [3] *Ultra-wideband RF: A Tutorial, P. Withington, Time Domain, March 2000*
- [4] *On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments, M. Z. Win and R. A. Scholtz, IEEE Communications Letters, Vol. 2, No. 2, February 1998*
- [5] *The importance of fractional bandwidth in ultra-wideband pulse design, M. Welborn and J. McCorkle, IEEE International Conference on Communications (ICC), Vol. 2, 2002, Pages: 753-757.*
- [6] *On the performance of ultra-wide-band signals in Gaussian noise and dense multipath, F. Ramirez-Mireles, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 50 Issue: 1, Jan 2001, Pages: 244 -249*
- [7] *Capacity and mutual information of wideband multipath fading channels, E. Telatar and D. N. C. Tse, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 46, No. 4, July 2000, Pages: 1384-1400*
- [8] *A. Gorokhov, "On the performance of the Viterbi equalizer in the presence of channel estimation errors", IEEE Signal Processing Letters, Volume 5, 1998, Pages: 321-324.*
- [9] *IEEE 802 Plenary Conference on Ultra Wideband, Dallas (TX), March 10-13, 2003.*