

**Conception d'une forme d'onde IR-UWB optimisée et  
analyse de ses performances dans le canal IEEE  
802.15.3a**

Rizwan Akbar, Emanuel Radoi, Stéphane Azou

► **To cite this version:**

Rizwan Akbar, Emanuel Radoi, Stéphane Azou. Conception d'une forme d'onde IR-UWB optimisée et analyse de ses performances dans le canal IEEE 802.15.3a. MajecSTIC'10, Oct 2010, Bordeaux, France. pp.1-8, 2010. <hal-00562663>

**HAL Id: hal-00562663**

**<http://hal.univ-brest.fr/hal-00562663>**

Submitted on 3 Feb 2011

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

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

## Conception d'une forme d'onde IR-UWB optimisée et analyse de ses performances dans le canal IEEE 802.15.3a

Rizwan Akbar<sup>1,2</sup>, Emanuel Radoi<sup>1,2</sup>, et Stéphane Azou<sup>1,2</sup>

1 : Université Européenne de Bretagne, France.

2 : Université de Brest ; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, ISSTB, 6 avenue Victor Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest cedex 3, France.

Contact : Emanuel.Radoi@univ-brest.fr

---

### Résumé

L'article présente tout d'abord une approche optimale, basée sur les fonctions B-splines, pour la conception de la forme d'onde des impulsions ultra-large bande (ULB), satisfaisant à la fois les 3 critères suivants : compatibilité avec les masques spectraux autorisés aux Etats-Unis ou en Europe, efficacité spectrale et orthogonalité des impulsions générées. La première propriété permet au système ULB d'occuper certaines bandes de fréquences simultanément avec d'autres applications sans perturber leur fonctionnement. La deuxième propriété conduit à une occupation énergétique maximale du masque spectral autorisé, alors que la troisième permet de réduire les interférences inter-symboles. Une structure d'émission/réception TH-PSM (Time Hopping - Pulse Shape Modulation), adaptée à ce type de signaux est également décrite dans l'article. L'évaluation des performances du système ULB proposé est tout d'abord réalisée dans un canal idéal, en présence d'un bruit additif blanc gaussien. Dans un deuxième temps, les performances du système sont évaluées de manière plus réaliste en utilisant le canal « indoor » haut débit réaliste défini par la norme IEEE 802.15.3a.

### Abstract

In this paper, an optimal approach based on B-splines functions is presented for the design of ultra wideband (UWB) pulses which satisfy simultaneously the following 3 criteria : compatibility with the spectral mask authorised in USA or in Europe, spectral efficiency and orthogonality of generated pulses. The first property allows UWB systems to coexist with other applications without disturbing their operation. The second property enables the efficient utilization of power spectrum allowed by mask while third permits to reduce inter-symbol interference. Afterwards, a general architecture of transmitter/receiver adapted to these types of signals is described using TH-PSM (Time Hopping - Pulse Shape Modulation). The performance of proposed UWB structure is firstly assessed in ideal channel i.e. in the presence of additive white Gaussian noise only and then in second step the performance is evaluated in a more realistic channel, i.e. the indoor multipath channel defined by the standard IEEE 802.15.3a.

**Mots-clés :** Radio impulsionnelle ultra large bande, Optimisation de la forme d'onde ULB, Algorithmes génétiques, Canal indoor multitrajets, Récepteur Rake

**Keywords:** UWB-IR, UWB waveform optimisation, Genetic algorithms, Indoor multipath channel, Rake receiver.

---

## 1. Introduction

La technologie des impulsions radio ULB est devenue ces derniers temps un choix très intéressant pour les applications qui demandent du très haut débit en courte portée, telles que les applications multimédia sans fil. La raison principale vient de l'encombrement important du spectre radio dû au besoin croissant en ressources spectrales de la part des technologies radio émergentes. La technologie ULB répond à ce besoin en autorisant l'utilisation de l'ensemble du spectre radio sans gêner pour autant les systèmes qui fonctionnent déjà dans différentes bandes de fréquence. L'énorme domaine spectral disponible, le compromis débit-portée et les coûts de fonctionnement très réduits (basse consommation et suppression des étages RF) sont des atouts qui rendent cette technologie très attractive.

Un système ULB transmet l'information en utilisant des impulsions de très courte durée. La condition de bande ultra-large est généralement exprimée par rapport au niveau de -10 dB de l'amplitude maximale du spectre du signal d'émission : bande absolue supérieure à 500 MHz ou bande relative, calculée avec la relation ci-dessous, supérieure à 20% :

$$B = 2 \frac{v_H - v_L}{v_H + v_L} \quad (1)$$

où  $v_H$  et  $v_L$  sont respectivement les limites supérieure et inférieure du spectre à -10 dB.

La bande de fréquence allouée pour les communications ULB par la FCC<sup>1</sup> aux Etats-Unis et par la ETSI<sup>2</sup> en Europe s'étend entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. Cette largeur de bande de 7.5 GHz permet d'obtenir de très hauts débits, alors que le niveau très faible (-41.3 dBm/MHz) de la densité spectrale de puissance (DSP) minimise les éventuelles interférences avec les systèmes de communications existants, notamment les systèmes de téléphonie et le GPS. Par ailleurs, l'encombrement spectral très important des impulsions ULB fait qu'elles n'aient pas besoin de porteuse pour se propager dans le canal de communication. Il s'agit donc d'une technique de communication en bande de base, qui est appelée « radio impulsionnelle » (IR-UWB en anglais). L'efficacité des systèmes IR-UWB dépend principalement de la forme d'onde des impulsions utilisées, des techniques de modulation et d'accès multiple, ainsi que de la structure du récepteur. Le choix de la forme d'onde est déterminant pour l'utilisation efficace des ressources spectrales et a une influence importante sur les performances du récepteur. Puisque l'information est portée par des impulsions de durée extrêmement courte, les systèmes IR-UWB présentent une résolution temporelle très fine et ont donc une capacité remarquable pour distinguer les trajets multiples. Cette capacité est exploitée par le récepteur Rake à base de corrélation pour améliorer ses performances en capturant l'énergie d'une partie ou de tous les trajets séparables. L'architecture générale du système de communications IR-UWB utilisé est présentée sur la figure 1. La modulation de données est réalisée en trois étapes. Tout d'abord, un train d'impulsions est généré, ensuite une technique d'étalement du spectre est appliquée et finalement une modulation est utilisée pour porter l'information.

L'étalement spectral est nécessaire afin d'éliminer les raies spectrales correspondant aux multiples de la fréquence de récurrence présentes dans le spectre du train d'impulsions et qui peuvent engendrer des interférences avec d'autres systèmes de communications. Les deux techniques standard pour l'étalement spectral sont la modulation pseudo-aléatoire en position (TH - Time Hopping) et la séquence directe. Nous avons fait le choix de la première approche, car hormis l'étalement spectral celle-ci permet aussi l'accès multiple, des instants différents étant associés aux différents utilisateurs. Les codes d'étalement peuvent être longs ou courts en fonction de la période de la séquence pseudo-aléatoire utilisée pour la modulation. Dans nos simulations, nous avons utilisé des codes courts, dont la période est notée par  $N_f$ .

La troisième étape concerne les schémas de modulation des impulsions ULB. Notre approche est basée sur la modulation de la forme d'onde des impulsions ULB, car celle-ci permet d'obtenir des impulsions orthogonales et de minimiser ainsi les interférences multi-utilisateurs et les interférences inter-symboles.

<sup>1</sup> Federal Communications Commission

<sup>2</sup> European Telecommunications Standards Institute

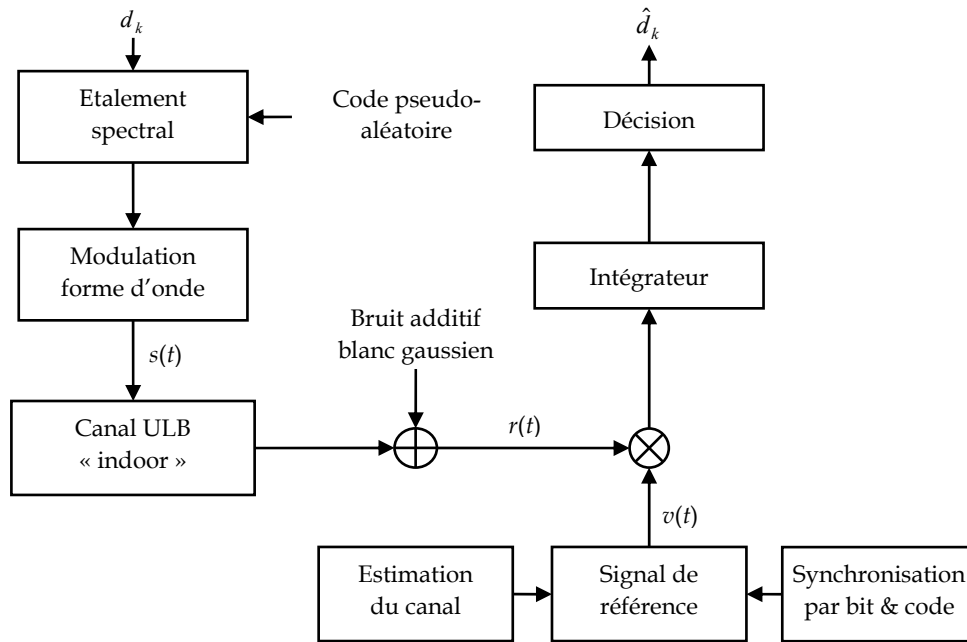


FIG. 1 – Architecture générale du système IR-UWB utilisé

Le reste de l'article est structuré autour des points suivants : la conception optimisée de la forme d'onde, le modèle du canal considéré, l'analyse et la discussion des résultats des simulations obtenus et les conclusions et les perspectives du travail de recherche réalisé.

## 2. Optimisation de la forme d'onde des impulsions IR-UWB

La conception de la forme d'onde des impulsions ULB est un point clé de notre démarche, en raison de leur fort potentiel en termes de sécurité et d'utilisation des ressources spectrales. Ainsi, les signaux ULB doivent être compatibles avec les masques spectraux (FCC ou ETSI) pour la EIRP<sup>3</sup>. Cette compatibilité est nécessaire afin d'assurer des niveaux de puissance suffisamment faibles (comparables au bruit) dans les bandes spectrales déjà occupées par certaines applications (le GPS par exemple) et éviter ainsi d'introduire des perturbations. En même temps le domaine défini par le masque spectral considéré doit être occupé de manière efficace, ce qui revient à émettre le maximum d'énergie tout en restant compatible avec les spécifications de celui-ci. Enfin, on souhaite augmenter le débit par l'utilisation de plusieurs signaux mutuellement orthogonaux simultanément tout en minimisant les interférences en réception.

Beaucoup de formes d'ondes ont été proposées dans la littérature, telles que les impulsions Gaussiennes, les impulsions de Hermite modifiées, les fonctions « prolate » sphéroïdales, les impulsions basées sur les vecteurs propres, etc. [1,2]. Cependant, chacune de ces formes d'ondes présente certaines limitations.

L'approche que nous décrivons dans cet article est basée sur les fonctions B-splines et remplit l'ensemble des contraintes énoncées, sans présenter les inconvénients des autres formes d'ondes. L'idée qui est à la base de cette approche est que tout signal peut être représenté comme une combinaison linéaire de fonctions B-splines [3], qui peuvent être obtenues à la sortie d'un circuit analogique simple (voir figure 2) à partir des équations récursives ci-dessous [2] :

$$\begin{cases} \varphi_1(t) = 1, & 0 \leq t \leq T \\ \varphi_m(t) = \int_0^{mT} [\varphi_{m-1}(t) - \varphi_{m-1}(t-T)] dt, & m = 2, 3, \dots \\ \frac{d}{dt} \varphi_{m+1}(t) = \varphi_m(t) - \varphi_m(t-T) \end{cases} \quad (2)$$

<sup>3</sup> Effective Isotropic Radiation Power

$N_s = L + m - 1$  fonctions B-splines d'ordre  $m$  sont nécessaires pour générer  $L$  impulsions ULB :

$$\psi_l(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} c_{l,k} \cdot \varphi_m(t - kT), \quad l = 1..L \quad (3)$$

où  $c_{l,k}$  sont les poids obtenus par la procédure d'optimisation qui sera décrite par la suite.

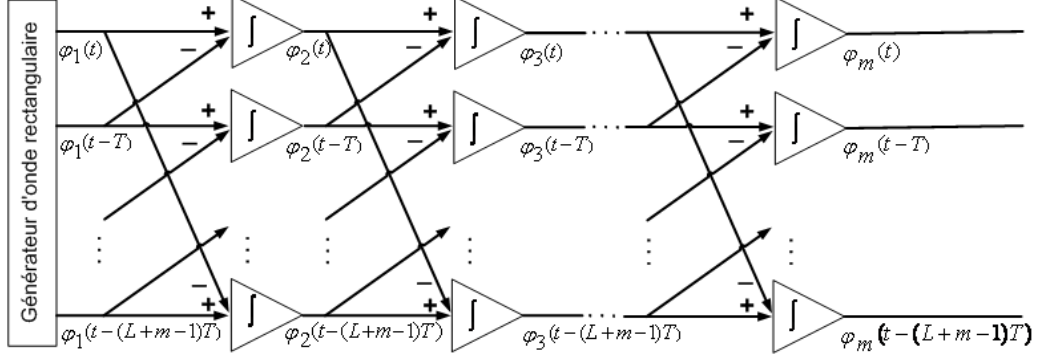


FIG. 2 - Génération des fonctions B-splines

Tout d'abord, la composante continue des impulsions ULB doit être nulle [3], ce qui veut dire :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_l(t) dt = 0, \quad l = 1..L \Rightarrow \sum_{k=0}^{N_s-1} c_{l,k} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_m(t - kT) dt = 0 \quad (4)$$

Par ailleurs, les fonctions B-splines sont normalisées en énergie :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_m(t) dt = T \quad (5)$$

Les équations (4) et (5) permettent d'obtenir la première contrainte pour la procédure d'optimisation :

$$\sum_{k=0}^{N_s-1} c_{l,k} = 0, \quad l = 1..L \quad (6)$$

Deuxièmement, les impulsions ULB doivent être mutuellement orthogonales afin de minimiser les interférences inter-symboles. Cette contrainte s'exprime sous la forme :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_l(t) \cdot \psi_p(t) dt = \varepsilon_p \delta_{lp} \quad (7)$$

où  $\varepsilon_p$  est l'énergie de chaque impulsion générée et  $\delta_{lp}$  est le symbole de Kronecker.

La troisième contrainte est liée aux spécifications du masque FCC, notée par SFCC, qui doit borner la densité spectrale de puissance des impulsions ULB :

$$\hat{\psi}_l(\nu) \leq S_{FCC}, \quad l = 1..L \quad (8)$$

où  $\hat{\psi}_l(\nu)$  est la densité spectrale de puissance du  $l^{\text{ème}}$  impulsion ULB.

La procédure d'optimisation maximise la puissance émise et donc le rapport signal à bruit en réception. Nous avons défini la quantité normalisée suivante pour mesurer l'efficacité d'utilisation des ressources spectrales pour chaque impulsion ULB :

$$\xi_l = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\hat{\psi}_l(\nu)|^2 d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\nu) d\nu} \times 100\% \quad (9)$$

Le problème d'optimisation peut être dès lors défini sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} \min \left[ -\sum_{l=1}^L \xi_l \right], & \text{sous les contraintes suivantes :} \\ | \hat{\psi}_l(\nu) |^2 \leq S(\nu), \quad l = 1..L & ; \quad \sum_{k=0}^{N_s-1} c_{l,k} = 0, \quad l = 1..L & ; \quad \int_{-\infty}^{\infty} \psi_l(t) \cdot \psi_p(t) dt = E_s \delta_{lp} \end{cases} \quad (10)$$

Nous avons donc obtenu un problème d'optimisation non-linéaire, soumis à des contraintes linéaires et non-linéaires. Nous avons proposé une solution basée sur les algorithmes génétiques, qui sont plus efficaces dans ce cas que les algorithmes d'optimisation standard [5].

Les algorithmes génétiques sont des méthodes d'optimisation itératives, qui manipulent une population de taille constante. Cette population est formée de points candidats appelés chromosomes. Chaque chromosome est constitué d'un ensemble d'éléments appelés gènes. A chaque itération, appelée génération, une nouvelle population est créée avec le même nombre de chromosomes. Cette génération consiste en des chromosomes mieux adaptés à leur environnement tel qu'il est représenté par la fonction critère. Au fur et à mesure des générations, les chromosomes vont tendre vers l'optimum de la fonction critère.

La création d'une nouvelle population à partir de la précédente se fait par l'application des trois opérateurs génétiques : la sélection, le croisement et la mutation. La sélection des meilleurs chromosomes est la première opération dans un algorithme génétique. Au cours de cette opération l'algorithme sélectionne les éléments pertinents qui optimisent la fonction critère. Le croisement permet de générer deux chromosomes nouveaux « enfants » à partir de deux chromosomes sélectionnés « parents », tandis que la mutation réalise l'inversion d'un ou plusieurs gènes d'un chromosome pour éviter les minima locaux.

### 3. Modèle du canal

Nous avons considéré deux canaux différents pour l'évaluation des performances du système ULB proposé. Le premier est le canal idéal en présence du bruit additif, blanc et gaussien. Sa réponse impulsionnelle est donnée par :

$$h(t) = \delta(t) \quad (11)$$

Le deuxième canal, plus réaliste, est une version modifiée du modèle de Saleh-Valenzuela [6,7]. Ce modèle, appelé IEEE 802.15.3a, représente en fait un ensemble de 4 modèles (CM1 – CM4) définis à partir de mesures effectuées dans 4 environnements différents. Il fait la différence entre le taux d'arrivée des groupes de trajets (« cluster arrival rate ») et le taux d'arrivée des trajets (« ray arrival rate »), qui sont modélisés comme des processus Poisson, avec les paramètres  $\lambda$  et  $\Lambda < \lambda$  respectivement. Sa réponse impulsionnelle (voir figure 3) est définie sous la forme :

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (12)$$

où  $\alpha_{k,l}^i$  est le coefficient de gain associé au  $k^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  groupe,  $X_i$  représente l'évanouissement log-normal (« shadowing » ou « slow-fading »),  $K$  est le nombre de trajets dans chaque groupe,  $L$  est le nombre de groupes, l'indice  $i$  concerne la  $i^{\text{ème}}$  réalisation,  $T_l^i$  est le retard du  $l^{\text{ème}}$  groupe et  $\tau_{k,l}^i$  est le retard correspondant au  $k^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  groupe.

Par définition  $\tau_{0,l} = 0$ . Les distributions des temps d'arrivée des trajets et des groupes sont alors données par les relations suivantes :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (13)$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (14)$$

Les coefficients de gain du canal sont définis sous la forme :  $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}$ , où  $p_{k,l} \in \{+1, -1\}$  est équiprobable et représente l'inversion du signal due aux réflexions.  $\xi_l$  prend en compte l'évanouissement associé avec le  $l^{\text{ème}}$  groupe et  $\beta_{k,l}$  est l'évanouissement associé avec le  $k^{\text{ème}}$  trajet du  $l^{\text{ème}}$  groupe. L'énergie contenue dans les coefficients  $\alpha_{k,l}^i$  est normalisée à l'unité pour chaque réalisation, puisque l'évanouissement log-normal de l'énergie totale des multi-trajets est capturée par le terme  $X_i$ , caractérisé par :

$$20 \log_{10} X_i \sim N(0, \sigma_x^2) \quad (16)$$

#### 4. Résultats des simulations

La méthode utilisée pour l'évaluation des performances du système décrit précédemment est similaire à celle indiquée en [8,9]. Les hypothèses de travail et les paramètres des simulations effectuées sont rappelés ci-dessous :

- Le masque spectral considéré pour la conception des impulsions ULB est défini sous la forme :

$$S(\nu) = \begin{cases} -80 \text{ dBm/MHz}, & \nu \in [0-3 \text{ GHz}] \\ -40 \text{ dBm/MHz}, & \nu \in [3-10 \text{ GHz}] \\ -55 \text{ dBm/MHz}, & \nu \in [10-12 \text{ GHz}] \end{cases} \quad (17)$$

- La durée des impulsions ULB vaut 1.28 ns ;
- La période de chip est égale à la durée des impulsions, c'est-à-dire  $T_c = 1.28 \text{ ns}$  ;
- Le bruit considéré est additif, blanc et Gaussien et les canaux utilisés dans les simulations sont représentés par le modèle idéal et le modèle CM1, défini par le standard IEEE 802.15.3a ;
- Il n'y a pas d'interférences inter-symboles, alors que les interférences inter-trames sont très réduites, car la durée  $T_f$  est inférieure au retard introduit par le modèle CM1 ;
- Le canal est caractérisé en termes d'amplitudes et retards des trajets multiples, c'est-à-dire par des couples  $\{\alpha_l, \tau_l\}$ , avec  $\tau_l = (l-1)\Delta\tau$ , où  $\Delta\tau = 1.28 \text{ ns}$  est la résolution temporelle du système ;
- Tous les trajets qui arrivent pendant une cellule de résolution temporelle sont considérés comme un seul trajet, son énergie étant l'énergie totale obtenue par la combinaison de tous les trajets multiples inséparables [10] ;
- Le canal CM1 est supposé quasi-statique sur un train de 100 impulsions émises ;
- Les codes TH sont choisis aléatoirement et l'estimation des performances est réalisée sur 10000 bits.

La figure 3 illustre la procédure d'obtention des impulsions ULB utilisant l'approche basée sur les algorithmes génétiques pour  $N_s = 30$  et  $L = 2$ . L'efficacité spectrale obtenue a été d'environ 82%.

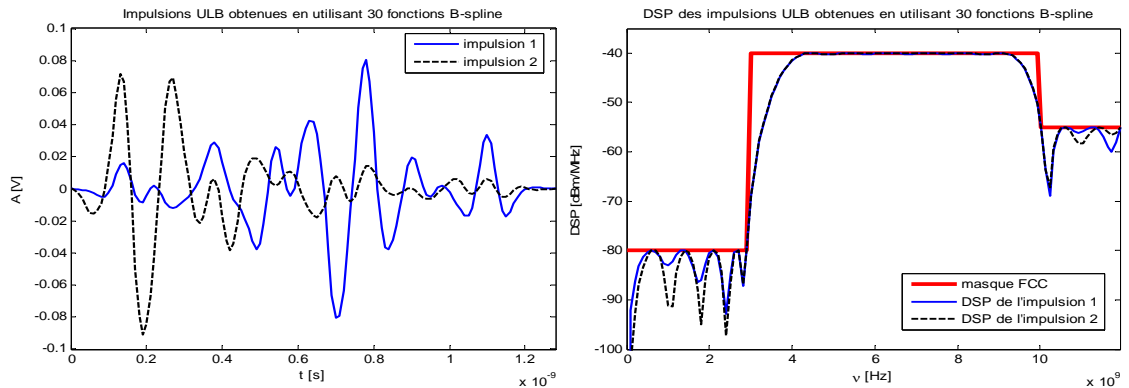


FIG. 3 – Impulsions ULB orthogonales et leurs DSP comparées au masque spectral de référence

La figure 4 (a) montre la variation du taux d'erreur binaire pour un canal idéal et dans le cas multi-utilisateurs. Notons qu'il n'y a pas de différence significative entre les différentes courbes, lorsque le nombre d'utilisateurs augmente. En effet, chaque utilisateur transmet ses données à des instants de temps différents, les codes TH utilisés permettant de minimiser les interférences multi-utilisateurs.

La figure 4 (b) montre les performances du système dans le canal CM1 qui est un canal à visibilité directe ou LOS (« Line Of Sight ») avec une distance émetteur-récepteur comprise entre 0 et 4 m, en présence des interférences multi-utilisateur. Contrairement au cas du canal idéal, nous

pouvons noter dans ce cas une dégradation significative des performances lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, due aux trajets multiples. Nous pouvons également remarquer une tendance asymptotique du taux d'erreur pour un nombre d'utilisateurs actifs important (8 dans ce cas) et un bruit faible ( $E_b/N_0 = 20$  dB dans ce cas). Il en résulte que la conception des codes TH optimaux devient essentielle lorsque le nombre d'utilisateurs augmente. Enfin, le taux d'erreur binaire dans le cas d'un seul utilisateur est très proche de celui obtenu dans le cas idéal grâce à la capacité du récepteur A-Rake de capter l'énergie de presque tous les trajets multiples séparables.

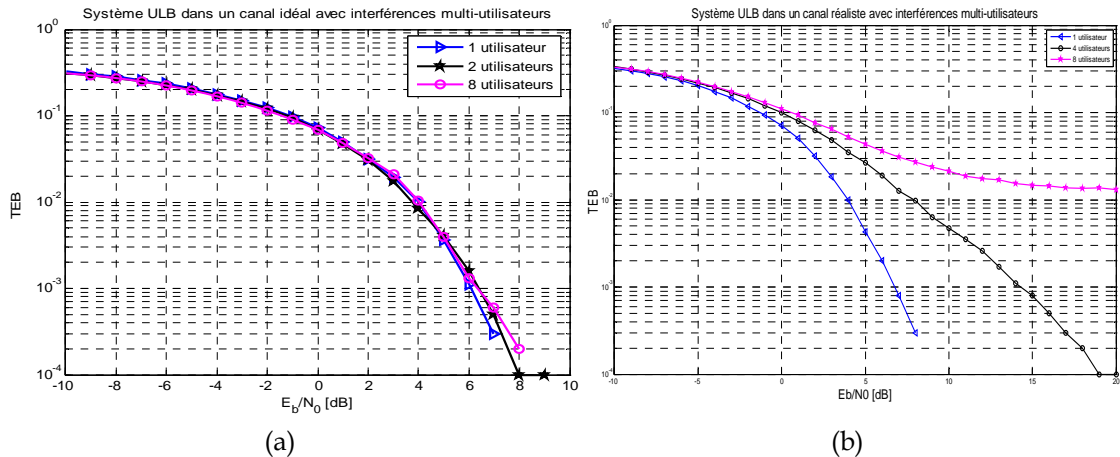


FIG. 4 - Taux d'erreur binaire vs  $E_b/N_0$  dans le canal (a) Idéal (b) CM1 avec des interférences multi-utilisateurs

Une comparaison des performances correspondent aux différents récepteurs Rake est présentée sur la figure 5. Il apparaît clairement que le récepteur S-Rake est plus performant que le récepteur P-Rake. En effet, avec seulement 5 branches, le récepteur S-Rake assure un niveau de performance très proche de A-Rake tout en diminuant largement sa complexité.

Le récepteur P-Rake montre des performances sous-optimales, ce qui confirme le fait que les premiers trajets multiples ne sont pas nécessairement les plus puissants en ULB.

Les résultats obtenus montrent aussi que pour le même niveau de performance les récepteurs S-Rake et P-Rake ont respectivement besoin de 2 et 5 branches. Bien que le nombre de branches nécessaires soit plus de deux fois inférieur pour le récepteur S-Rake, son fonctionnement est bien plus complexe que celui de P-Rake, car il exige en plus la recherche des trajets multiples les plus puissants. Le nombre optimal de branches pour différentes architectures de réception est indiqué en [11].

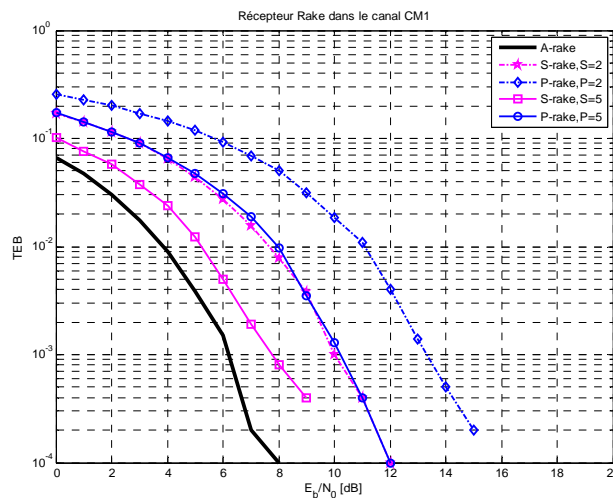


FIG. 5 - Taux d'erreur binaire vs  $E_b/N_0$  dans le canal CM1 pour différents récepteurs Rake



## 5. Conclusions et perspectives

Dans cet article, nous avons proposé une méthode de construction des impulsions ULB basée sur les fonctions B-splines et ensuite analysé une structure de système ultra-large bande TH-PSM. Nous avons évalué ses performances en présence du bruit additif blanc gaussien et comparé son comportement dans le canal idéal et dans le canal à trajets multiples CM1, défini par le standard IEEE 802.15.3a.

Nous avons montré que l'approche basée sur les algorithmes génétiques fournit un couple optimum d'impulsions ULB répondant à toutes les contraintes imposées.

Nous avons vérifié que dans le cas du canal idéal, les interférences multi-utilisateur n'ont pas d'effet significatif sur les performances du système.

Nous avons également montré que dans le cas du canal ULB « indoor », les performances du système diminuent avec le nombre d'utilisateurs actifs. Le rôle des codes TH devient très important dans le cas des canaux réels, où ils influent directement sur les interférences inter-utilisateurs.

Finalement, nous avons comparé les performances des différents récepteurs Rake dans le canal à trajets multiples CM1. Nous avons constaté que l'utilisation du récepteur A-Rake n'est pas intéressante dans ce cas, car le même niveau de performance peut être atteint avec un récepteur S-Rake, pour une complexité bien moindre.

Plusieurs aspects liés au système IR-UWB proposé restent à étudier et qui constituent les perspectives de notre travail de recherche : la déformation des impulsions ULB par le canal de transmission, les difficultés de synchronisation dues à la résolution temporelle très fine du système ULB, choix des codes TH optimaux pour réduire les interférences inter-symboles, estimation du canal pour exploiter pleinement la diversité spatiale en utilisant le récepteur Rake.

## Bibliographie

1. Y. Kim, B. Jang, C. Shin, B.F. Womack, Orthonormal pulses for high data rate communications in indoor UWB systems, *IEEE Communications Letters*, vol.9, no.5, pp. 405-407, 2005.
2. M. Kamada, K. Toraichi, R. E. Kalman, A smooth signal generator based on quadratic B-spline functions, *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.43, no. 5, pp.1252-1255, May 1995.
3. M. Matsuo, M. Kamada, H. Habuchi, Design of UWB pulses based on B-splines, *IEEE International Symposium on Circuits et Systems*, vol. 6, pp. 5425-5428, May 2005.
4. M. Matsuo, M. Kamada, H. Habuchi, Design of UWB pulses by spline approximation, *IEEE Wireless Communications et Networking Conference*, vol. 2, pp. 764 - 769, March 2005,.
5. Z. Michalewicz, A perspective on evolutionary computation, *Proceedings of Evolutionary Workshop*, pp. 73-89, 1994.
6. Liuqing Yang, Georgios B. Giannakis, Ultra-wideband communications: an idea whose time has come, *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 26 - 54, Nov. 2004.
7. Jeffrey R. Foerster, Marcus Pendergrass, Andreas F. Molisch, A Channel Model for Ultra Wideband Indoor Communication, *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication*, October 2003.
8. Paul Saad, Cyril Botteron, Roman Merz, Pierre-André Farine, Performance comparison of UWB impulse-based multiple access schemes in indoor multipath channels, *IEEE 5th Workshop on Positioning, Navigation et Communication*, pp. 89-94, March 2008.
9. G. Durisi, S. Benedetto, Performance of coherent et noncoherent receivers for UWB communications, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 6, pp. 3429 - 3433, June 2004.
10. Dajana Cassioli, Moe Z. Win, Francesco Vatalaro, F. Molisch, Low Complexity Rake Receivers in Ultra-Wideband Channels, *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 1265 - 1275, April 2007.
11. Ian Oppermann, Matti Hamalainen et Jari Iinatti, *UWB Theory et Applications*, John Wiley & Sons, 2004.