

Détection Multi-utilisateurs Robuste pour un système Bluetooth

Malek MESSAI, Frédéric GUILLOUD et Karine AMIS
Département Signal et Communications de Télécom Bretagne Institut Télécom,
CNRS Lab-STICC (UMR 6285), Brest 29200, France
e-mail: prénom.nom@telecom-bretagne.eu

Résumé – Ce papier considère un système multi-utilisateurs dans lequel la technique d'accès multiple est le Multiplexage par Répartition de Fréquences (MRF). Chaque émetteur utilise la technologie Bluetooth basée sur une modulation par déplacement de fréquence à filtrage Gaussien (GFSK). L'objectif est de concevoir un récepteur robuste en présence d'une forte incertitude sur la valeur de l'indice de modulation et d'un bruit de phase. Le récepteur proposé repose sur une représentation simplifiée du signal GFSK binaire réduite à la composante principale de sa décomposition de Laurent et exploite la théorie des graphes (factor graph) et l'algorithme somme-produit (sum-product algorithm).

Abstract – This paper deals with a multi-user system with Frequency Division Multiplexing (FDM) as multiple-access technique. Each user exploits a Bluetooth transmitter with a binary Gaussian Frequency-shift keying modulation (GFSK). The goal is to develop a robust receiver in presence of a significant modulation index uncertainty and a phase noise. The proposed receiver resorts to a simplified representation of a binary CPM signal with the principal component of its Laurent decomposition and rests on factor graphs and on the sum-product algorithm.

1 Introduction

La technologie Bluetooth [1] est une norme populaire et largement déployée pour les réseaux personnels sans fil (WPAN). La couche physique de Bluetooth emploie la modulation à déplacement de fréquence à filtre Gaussien (GFSK), qui est une forme particulière de modulation de phase continue (CPM). Les modulations CPM sont caractérisées par une enveloppe constante qui les rend peu sensibles aux distorsions non linéaires et donc très intéressantes pour les communications par satellite et pour les applications à faible coût associées à des émetteurs limités en consommation. La GFSK fournit un compromis favorable entre la puissance et l'efficacité spectrale (SE). Dans le cas d'émetteurs faible coût, l'indice de modulation peut varier dans un intervalle relativement large. Pour le mode de base du Bluetooth [1], [4], l'indice de modulation varie dans l'intervalle $[0.28, 0.35]$. Dans ce papier, on se concentre sur un système multi-utilisateurs basé sur la technique MRF où chaque émetteur Bluetooth emploie une GFSK binaire (MRF-GFSK). L'efficacité spectrale (SE) peut être augmentée en réduisant l'espacement entre les sous-bandes adjacentes, permettant ainsi un chevauchement en fréquence, au prix d'une interférence entre utilisateurs. Cet aspect a été étudié du point de vue de la théorie de l'information pour les modulations CPM [2], montrant une amélioration significative de l'efficacité spectrale, même lorsque un détecteur mono-utilisateur est appliqué en réception. Le gain en terme d'efficacité spectrale peut être encore plus important quand un récepteur multi-utilisateurs est adopté. Comme le récepteur optimal possède une complexité qui augmente de façon exponentielle avec le nombre d'utilisateurs, il est nécessaire de concevoir une détection multi-utilisateurs sous-optimale. La référence [3] présente un algorithme de détection multi-utilisateurs (DMU) de complexité réduite, qui exploite la théorie des graphes

(FG) et l'algorithme somme-produit (SPA). Cet algorithme surpasse tous les autres algorithmes (DMU) sous-optimaux à la fois du point de vue des performances et de la complexité. Il existe différents détecteurs non cohérents robustes adaptés à une transmission Bluetooth mono-utilisateur [4], [5]. Un tel récepteur étendu au cas multi-utilisateurs ne figure pas dans la littérature. Dans cet article, on considère le problème très général de la détection multi-utilisateurs de signaux Bluetooth d'indice de modulation inconnu en réception et transmis sur un canal affecté par un bruit de phase. On adopte une représentation simplifiée du signal GFSK réduite à la composante principale de sa décomposition de Laurent [6]. Ensuite, on exprime la probabilité conjointe a posteriori des symboles transmis, de la phase du canal et de l'indice de modulation à partir de la théorie des graphes (FG) [7]. On adapte alors l'algorithme somme-produit (SPA) pour calculer les probabilités des symboles transmis a posteriori. Par ailleurs, on considère que chaque émetteur Bluetooth est concaténé en série avec un code correcteur d'erreur à travers un dispositif d'entrelacement aléatoire, et on applique un schéma itératif de détection et de décodage.

Ce papier est organisé comme suit: après la description du modèle du système dans la section 2, on décrit un détecteur FG-multi-utilisateurs (FG-DMU) robuste basé sur la décomposition de Laurent à la section 3. On présente les résultats de simulations dans la section 4 et on termine par des conclusions dans la section 5. Le nouveau récepteur multi-utilisateur Bluetooth propos dans cet article robuste à l'incertitude sur l'indice de modulation et pour un canal à bruit additif Gaussien en présence de bruit de phase sera nommé "FG-DMU robuste".

2 Modèle de Transmission pour un Système Bluetooth Multi-utilisateurs

On considère un système de K utilisateurs Bluetooth synchrones dans lequel tous les utilisateurs transmettent à la même puissance. L'extension au cas asynchrone, éventuellement avec des puissances différentes est immédiat en s'inspirant de la méthode décrite dans [3]. On suppose que chaque utilisateur transmet N bits. On note $a_n^{(k)}$ le n -ième symbole du k -ième utilisateur à valeur dans $\{-1, 1\}$, $\mathbf{a}^{(k)} = (a_0^{(k)}, a_1^{(k)}, \dots, a_{N-1}^{(k)})$ la séquence de symboles transmise par le k -ième utilisateur, $\mathbf{a}_n = (a_n^{(1)}, a_n^{(2)}, \dots, a_n^{(K)})$ l'ensemble des symboles transmis sur le n -ième intervalle et $\mathbf{a} = (\mathbf{a}_0^T, \mathbf{a}_1^T, \dots, \mathbf{a}_{N-1}^T)^T$ la matrice $K \times N$ des symboles transmis. Le signal reçu peut être écrit sous la forme

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s^{(k)}(t, \mathbf{a}^{(k)}) \exp(j2\pi f^{(k)}t) + \omega(t) \quad (1)$$

où $\omega(t)$ est un bruit blanc additif Gaussien de densité spectrale de puissance bilatérale $2N_0$, $f^{(k)}$ est la différence entre la fréquence porteuse de l'utilisateur k et la fréquence de référence. $s^{(k)}(t, \mathbf{a}^{(k)})$ est le signal GFSK porteur d'information de l'utilisateur k qui est donné par

$$s(t, \mathbf{a}^{(k)}) = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \exp\{j2\pi h \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(k)} q(t - nT)\}, \quad (2)$$

E_b est l'énergie moyenne par bit et T sa durée. La fonction $q(t)$ est une primitive d'une fonction $g(t)$ dite réponse en fréquence

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left(Q\left(\gamma \cdot B\left(t - \frac{T}{2}\right)\right) - Q\left(\gamma \cdot B\left(t + \frac{T}{2}\right)\right) \right), \quad (3)$$

avec $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$ et $\gamma = 2\pi/\sqrt{\log(2)}$. Dans le standard Bluetooth la largeur de bande à 3 dB est fixée à $BT = 0.5$ avec $T = 10^{-6}$ s, alors que l'indice de modulation h varie entre 0.28 et 0.35. Dans [6], Laurent a proposé une décomposition d'un signal CPM binaire sous la forme d'une superposition d'un nombre fini de modulations d'amplitude d'impulsions (MAI). Le signal s'écrit ainsi

$$s(t, \mathbf{a}^{(k)}) = \sum_{i=0}^{2^{(L-1)}-1} \sum_n \alpha_{i,n}^{(k)} p_i(t - nT), \quad (4)$$

où $p_i(t)$ est une impulsion de durée finie et le nombre total des impulsions vaut 2^{L-1} . L'impulsion d'ordre 0, à savoir $p_0(t)$ qui est appelée *composante principale* constitue la contribution majeure dans le signal [6]. Par conséquent, seule la *composante principale* peut être utilisée dans (4) afin d'avoir un très bon compromis entre la qualité de l'approximation et le nombre de composantes de signal (i.e. $L = 1$). On définit alors le pseudo-symbole $\alpha_{i,n}^{(k)}$ par récurrence :

$$\alpha_{0,n}^{(k)} = \alpha_{0,n-1}^{(k)} e^{j\pi h a_n^{(k)}} \quad (5)$$

Lorsque l'indice de modulation est un nombre rationnel de la forme $h = r/p$, où r et p sont premiers entre eux, le pseudo-symbole $\alpha_{0,n}^{(k)}$ appartient un alphabet de dimension p [6].

3 Récepteur proposé

L'algorithme proposé dans [3] était basé sur l'expression exacte de la CPM. Dans cette section, on l'adapte pour qu'il s'applique sur la décomposition de Laurent tronquée ($L = 1$). On considère une transmission synchrone de K signaux Bluetooth. Le signal du k -ième utilisateur est caractérisé par une incertitude sur l'indice de modulation $h_e^{(k)}$ et est affecté par un bruit de phase. ($h_e^{(k)}$ et $h_e^{(k')}$) sont supposés indépendants pour $k \neq k'$. Ici, l'intérêt d'utiliser la théorie des graphes et l'algorithme somme-produit est double. En plus de leur utilisation pour la dérivation d'un récepteur multi-utilisateurs robuste et de complexité réduite comme dans [3], ils permettront la détection dans le cas où l'indice de modulation est inconnu et/ou le canal de transmission est affecté par un bruit de phase. Le modèle du bruit de phase est celui de [5]. Le signal reçu peut être exprimé comme

$$r(t) = \sum_{k=1}^K e^{j\theta^{(k)}(t)} s^{(k)}(t, \mathbf{a}^{(k)}, h + h_e^{(k)}) e^{(j2\pi f^{(k)}t)} + \omega(t). \quad (6)$$

Le bruit de phase $\theta^{(k)}(t)$ est modélisé par un processus de Wiener à temps continu de variance incrémentale par intervalle égale à σ_Δ^2 . $\theta^{(k)}(t)$ et $\theta^{(k')}(t)$ sont indépendants pour $k \neq k'$.

A partir de l'approximation du signal par sa composante principale et en exploitant la faible dépendance de l'impulsion de la composante principale vis-à-vis de l'indice de modulation [8], on peut exprimer le signal reçu comme

$$r(t) \simeq \sum_{k=1}^K e^{j\theta^{(k)}(t)} e^{j2\pi f^{(k)}t} \times \left(\sum_n \alpha_{0,n}^{(k)}(h) \alpha_{0,n}^{(k)}(h_e^{(k)}) \hat{p}_0(t - nT) \right) + \omega(t) \quad (7)$$

où $\hat{p}_0(t)$ désigne l'impulsion de la composante principale pour la valeur nominale de l'indice de modulation h . On exploite aussi la propriété découlant de (5), à savoir que le symbole $\alpha_{0,n}^{(k)}$ associé au signal transmis peut être exprimé comme le produit du symbole $\alpha_{0,n}^{(k)}(h)$ correspondant au signal GFSK d'indice de modulation nominal, avec le symbole $\alpha_{0,n}^{(k)}(h_e^{(k)})$ correspondant au signal GFSK d'indice de modulation $h_e^{(k)}$.

Bien que la largeur de bande du signal GFSK dans (2) soit infinie, on suppose par la suite qu'elle peut être limitée à $N_s/2T$, N_s étant un entier positif choisi de telle sorte que l'approximation soit équitable. Ainsi, un taux d'échantillonnage produisant N_s échantillons par symbole permet d'avoir quasiment les mêmes statistiques que le signal original à condition que le signal reçu soit pré-filtré par un filtre passe-bas analogique dont la réponse fréquentielle possède une symétrie impaire autour de $N_s/2T$. Sous ces hypothèses, les échantillons de bruit sont des variables aléatoires gaussiennes indépendantes et identiquement distribuées, complexes de moyenne nulle et de variance $\xi^2 = \frac{N_0 N_s}{T}$.

En supposant que le bruit de phase $\theta^{(k)}(t)$ varie lentement de telle sorte qu'il puisse être considéré constant pendant la durée

de l'impulsion principale $\hat{p}_0(t)$, on introduit

$$x_n^{(k)} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \hat{p}_0(t - nT) e^{-j2\pi f^{(k)} t} dt \quad (8)$$

la sortie du filtre adapté $\hat{p}_0(t)$ échantillonnée à l'instant nT . On définit aussi :

$$\begin{aligned} \theta_n^{(k)} &= \theta^{(k)}(nT), \\ \phi_n^{(k)} &= \arg[\alpha_{0,n}^{(k)}(h)], \\ \delta_n^{(k)} &= \arg[\alpha_{0,n}^{(k)}(h_e^{(k)})], \\ \psi_n^{(k)} &= \theta_n^{(k)} + \phi_n^{(k)} + \delta_n^{(k)}, \\ \boldsymbol{\psi}_n &= \left(\psi_n^{(1)}, \psi_n^{(2)}, \dots, \psi_n^{(K)} \right)^T, \\ \boldsymbol{\psi} &= \left(\boldsymbol{\psi}_0^T, \boldsymbol{\psi}_1^T, \dots, \boldsymbol{\psi}_{N-1}^T \right). \end{aligned}$$

La représentation du signal reçu dans une base orthonormée est notée \mathbf{r} . La modélisation de Wiener à temps discret de $\theta_n^{(k)}$ permet d'écrire

$$\theta_n^{(k)} = \theta_{n-1}^{(k)} + \Delta_n^{(k)}, \quad (9)$$

avec $\{\Delta_n^{(k)}\}$ une suite de variables aléatoires gaussiennes réelles, indépendantes et identiquement distribuées de moyenne nulle et de variance σ_Δ^2 . $\theta_0^{(k)}$ est uniformément distribuée dans $[0, 2\pi)$. Ainsi,

$$\begin{aligned} \psi_n^{(k)} &= \theta_n^{(k)} + \phi_n^{(k)} + \delta_n^{(k)} \\ &= \theta_{n-1}^{(k)} + \Delta_n^{(k)} + \phi_{n-1}^{(k)} + \pi h a_n^{(k)} + \delta_{n-1}^{(k)} + \pi h_e^{(k)} a_n^{(k)} \\ &= \psi_{n-1}^{(k)} + \Delta_n^{(k)} + \pi h a_n^{(k)} + \pi h_e^{(k)} a_n^{(k)}. \end{aligned} \quad (10)$$

En écartant les termes indépendants des symboles et des états et en tenant compte de la propriété d'enveloppe constante d'un signal GFSK, la distribution conjointe $p(\mathbf{a}, \boldsymbol{\psi} | \mathbf{r})$ peut être factorisée comme suit :

$$P(\boldsymbol{\psi}, \mathbf{a} | \mathbf{r}) \propto p(\mathbf{r} | \boldsymbol{\psi}, \mathbf{a}) P(\boldsymbol{\psi} | \mathbf{a}) P(\mathbf{a}). \quad (11)$$

Chaque terme peut être décomposé ainsi :

$$\begin{aligned} P(\mathbf{a}) &= \prod_{k=1}^K \prod_{n=0}^{N-1} P(a_n^{(k)}), \\ P(\boldsymbol{\psi} | \mathbf{a}) &= \prod_{k=1}^K P(\psi_0^{(k)}) \prod_{n=0}^{N-1} P(\psi_{n+1}^{(k)} | \psi_n^{(k)}, a_n^{(k)}), \\ p(\mathbf{r} | \mathbf{a}, \boldsymbol{\psi}) &\propto \prod_{n=0}^{N-1} F_n(\boldsymbol{\psi}_n) \prod_{k=1}^K H_n^k(\psi_n^{(k)}), \end{aligned} \quad (12)$$

avec

$$\begin{aligned} F_n(\boldsymbol{\psi}_n) &= \prod_{k=1}^{K-1} \prod_{i=k+1}^K \exp \left\{ -\frac{1}{\xi^2} \Re \left(e^{j(\psi_n^{(k)} - \psi_n^{(i)})} \right) \right\} \\ H_n^{(k)}(\psi_n^{(k)}) &= \exp \left\{ \frac{1}{\xi^2} \Re \left(x_n^{(k)} e^{-j\phi_n^{(k)}} \right) \right\} \\ P(\psi_{n+1}^{(k)} | \psi_n^{(k)}, a_n^{(k)}) &= G_n^{(k)}(\psi_{n+1}^{(k)}, \psi_n^{(k)}, a_n^{(k)}) \\ &= v(\psi_{n+1}^{(k)} - \psi_n^{(k)} - \pi h a_n^{(k)}). \end{aligned} \quad (13)$$

On en déduit :

$$\begin{aligned} p(\mathbf{a}, \boldsymbol{\psi} | \mathbf{r}) &\propto \left[\prod_{k=1}^K P(\psi_0^{(k)}) \right] \prod_{n=0}^{N-1} F_n'(\boldsymbol{\psi}_n) \\ &\prod_{k=1}^K H_n^{(k)}(\psi_n^{(k)}) G_n^{(k)}(\psi_{n+1}^{(k)}, \psi_n^{(k)}, a_n^{(k)}) P(a_n^{(k)}). \end{aligned} \quad (14)$$

Dans le cas de Bluetooth BR [1], $h_e^{(k)}$ suit une distribution uniforme dans l'intervalle $[0.28 - h, 0.35 - h]$. Avec un choix judicieux de h , $h_e^{(k)}$ peut avoir une moyenne nulle et une densité de probabilité paire. Par suite, la variable aléatoire $\pi h_e^{(k)} a_n^{(k)}$ est statistiquement équivalente à $\pi h_e^{(k)}$. On suppose aussi que les variables aléatoires $y_n^{(k)} = \Delta_n^{(k)} + \pi h_e^{(k)}$ sont indépendantes. La densité de probabilité $v(y_n^{(k)})$ de la variable aléatoire $y_n^{(k)}$ peut être facilement calculée à partir des informations a priori disponibles au niveau du récepteur (c'est-à-dire, en utilisant les distributions de $\Delta_n^{(k)}$ et $h_e^{(k)}$ et le fait qu'ils sont indépendants). Par exemple, si $h_e^{(k)}$ a une distribution uniforme dans $[-\epsilon, \epsilon]$, on aura

$$v(y_n) = \frac{1}{2\pi\epsilon} \left[Q\left(\frac{y_n - \pi\epsilon}{\sigma_\Delta}\right) - Q\left(\frac{y_n + \pi\epsilon}{\sigma_\Delta}\right) \right] \quad (15)$$

Le graphe correspondant à (14) a des cycles de longueur quatre. On peut éliminer ces cycles courts en traitant conjointement les variables $a_n^{(k)}$ et $\psi_n^{(k)}$ dans $(a_n^{(k)}, \psi_n^{(k)})$. De cette façon, on obtient un graphe dont les cycles les plus courts sont de longueur douze.

Comme dans [3], on suppose que l'interférence entre les utilisateurs non adjacents est négligeable. On introduit une approximation de $F_n(\boldsymbol{\psi}_n)$

$$F_n(\boldsymbol{\psi}_n) \simeq \prod_{k=1}^{K-1} F_n^{(k,k+1)}(\psi_n^{(k)}, \psi_n^{(k+1)}) \quad (16)$$

où

$$F_n^{(k,k+1)}(\psi_n^{(k)}, \psi_n^{(k+1)}) = \exp \left\{ -\frac{1}{\xi^2} \Re \left(e^{j(\psi_n^{(k+1)} - \psi_n^{(k)})} \right) \right\}. \quad (17)$$

Le graphe résultant est représenté sur la figure 1.

4 Résultats de Simulations

On considère la concaténation en série du modulateur CPM, à travers un entrelaceur pseudo-aléatoire de longueur égale à 2048 bits, avec un codeur convolutif binaire de polynômes générateurs (7,5) en octal. Le taux d'erreur binaire est moyenné sur tous les utilisateurs. Le facteur de sur-échantillonnage vaut $N_s = 10$. On suppose que tous les utilisateurs Bluetooth transmettent à la même puissance et partagent le même format de modulation. L'espacement entre sous-bandes adjacentes est constant. Pour tous les récepteurs simulés, le nombre d'itérations entre le démodulateur GFSK et le décodeur est fixé à 12.

Les paramètres pour le système Bluetooth (BR) sont ceux de [4] : une modulation GFSK avec $\beta = 0.5$ et la longueur de

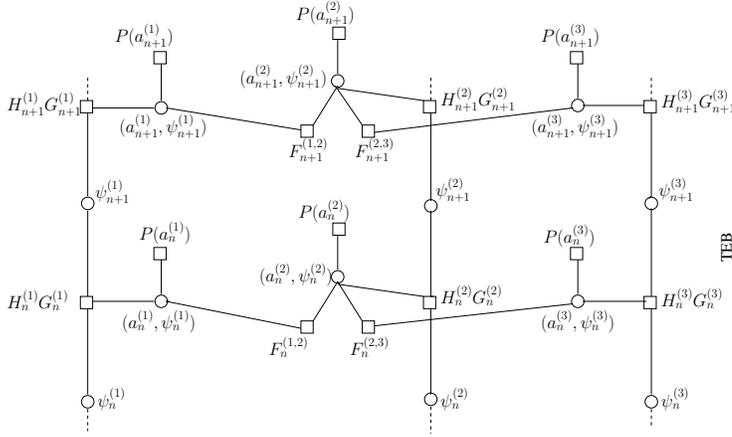


FIG. 1: Graphe correspondant à (14) et résultant de l'approximation (16) pour $K = 3$ utilisateurs.

la réponse en fréquence égale à 2. L'indice de modulation h peut varier entre 0,28 et 0,35. On fixe le nombre d'utilisateurs à $K = 3$ et on considère deux cas : $F = 0, 4$ et $F = 0, 6$. Les performances de l'algorithme FG-DMU [3] sont tracées avec l'indice de modulation nominal $h = 1/3$. Pour l'algorithme proposé "FG-DMU robuste", l'indice de modulation du signal transmis $h = 0, 35$ et le récepteur le modélise comme une variable aléatoire uniformément répartie dans l'intervalle $[0, 28, 0, 35]$. D'après la figure 2, en présence d'une erreur d'indice de modulation, l'algorithme proposé affiche une perte de 0, 7 dB (respectivement 1, 15 dB) par rapport à l'algorithme FG-MUD pour $F = 0, 6$ (respectivement $F = 0, 4$) pour un $TEB = 10^{-3}$. En ajoutant en plus un bruit de phase d'écart type $\sigma_{\Delta} = 5$ degrés, on observe une dégradation de 1, 9 dB (respectivement 2, 5 dB), par rapport à FG-MUD, pour $F = 0, 6$ (respectivement $F = 0, 4$) pour un $TEB = 10^{-3}$.

5 Conclusions

Dans cet article, on a proposé un récepteur multi-utilisateurs robuste pour un système Bluetooth caractérisé par une incertitude sur la valeur de l'indice de modulation du signal GFSK émis et en présence d'un canal affecté par un bruit de phase variant dans le temps. Le récepteur "FG-DMU robuste" proposé s'appuie sur la décomposition de Laurent du signal GFSK tronquée et réduite à la composante principale. La détection est effectuée à l'aide de l'algorithme somme-produit fonctionnant sur un graphe judicieusement construit. Comparé au détecteur FG-DMU, le détecteur FG-DMU robuste atteint des performances compétitives, même en présence d'un bruit de phase et d'une incertitude significative sur l'indice de modulation.

References

[1] Bluetooth Special Interest Group document, <http://www.bluetooth.com/>, Dec. 2010, Specification

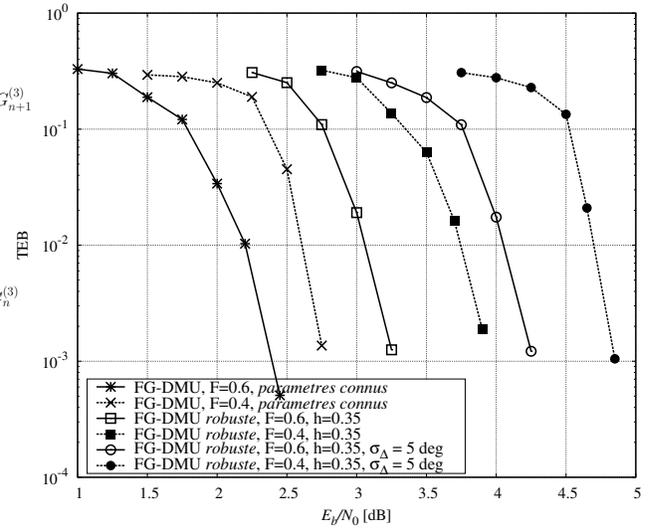


FIG. 2: Concaténation en série avec un CC (5,7) à travers un entrelaceur pseudo-aléatoire de longueur 2048 bits pour une transmission Bluetooth avec $h = 1/3$, pour $K = 3$ utilisateurs et deux valeurs d'espacement entre porteuses $F = 0, 6$ (courbes en trait plein) et $F = 0, 4$ (courbes en pointillés)

of the Bluetooth System.

- [2] A. Barbieri, D. Fertonani, and G. Colavolpe, "Spectrally-efficient continuous phase modulations," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, pp. 1564–1572, Mar. 2009.
- [3] A. Piemontese and G. Colavolpe, "A novel graph-based suboptimal multiuser detector for FDM-CPM transmissions," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, pp. 2812–2819, Sep. 2010.
- [4] L. Lampe, R. Schober, and M. Jain, "Noncoherent sequence detection receiver for Bluetooth systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 23, no. 9, Sep. 2005.
- [5] M. Messai, G. Colavolpe, K. Amis, and F. Guilloud, "Robust detection of binary CPMs with unknown modulation index," *IEEE Commun. Letters*, vol. 19, no. 3, pp. 339–342, March 2015.
- [6] P. A. Laurent, "Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP)," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, pp. 150–160, Feb. 1986.
- [7] F. R. Kschischang, B. J. Frey, and H.-A. Loeliger, "Factor graphs and the sum-product algorithm," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, pp. 498–519, Feb. 2001.
- [8] D. Xu and Y. Zhang, "Estimation of the modulation index of CPM signals based on Laurent's decomposition," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 12, pp. 6268–6280, Dec. 2013.