



HAL
open science

Récepteur de signaux GFSK de faible complexité robuste aux variations de l'indice de modulation

Tarek Chehade, Karine Amis Cavalec, Frédéric Guilloud

► To cite this version:

Tarek Chehade, Karine Amis Cavalec, Frédéric Guilloud. Récepteur de signaux GFSK de faible complexité robuste aux variations de l'indice de modulation. GRETSI 2013 : 24e Colloque du Groupement de recherche en traitement du signal et des images, Sep 2013, Brest, France. hal-00960201

HAL Id: hal-00960201

<https://hal.science/hal-00960201>

Submitted on 23 Sep 2022

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.



Distributed under a Creative Commons Attribution - NonCommercial 4.0 International License

Récepteur de signaux GFSK de faible complexité et robuste aux variations de l'indice de modulation

TAREK CHEHADE, KARINE AMIS, FRÉDÉRIC GUILLOUD

Telecom Bretagne

Technopôle Brest-Iroise - CS 83818 - 29238 Brest Cedex 3 - France

Tarek.Chehade@telecom-bretagne.eu, Karine.Amis@telecom-bretagne.eu,
Frederic.Guilloud@telecom-bretagne.eu

Résumé - Les modulations de type « Gaussian frequency shift keying » (GFSK) sont des modulations à phase continue et à enveloppe constante, utilisées dans les standards comme Bluetooth (BT), la norme de téléphonie sans-fil numérique (Digital Enhanced Cordless Telephone DECT) et le système d'identification automatique (AIS). Un émetteur GFSK peut être implémenté entièrement à partir de composants analogiques, moins chers que les composants numériques. Cependant, le prix à payer est une précision réduite des paramètres de modulation tels l'indice de modulation. Dans cet article, nous proposons l'architecture d'un récepteur de signaux GFSK, aux performances quasi-optimales, à faible complexité et adapté à des variations de l'indice de modulation entre l'émetteur et le récepteur. L'idée est d'associer les avantages de l'algorithme de Viterbi et ceux du récepteur à base de bancs de filtres adaptés. Le principe est un algorithme de Viterbi à fenêtre glissante associé à une correction du retard de phase utilisant les symboles précédemment démodulés et une estimation de l'indice de modulation.

Abstract - Gaussian frequency shift keying (GFSK) modulations are continuous-phase and constant-envelope modulations, which makes them less vulnerable to nonlinearities. They are thus a good candidate for applications requiring high power efficiency, using amplifiers operating close to saturation. On the other hand, the GFSK transmitter can be implemented as an entire analogue device, enabling a lower cost compared to a digital one. The price to pay is a reduced accuracy of the modulation parameters such as the modulation index. Both features, power efficiency and reduced cost analogue transmitter, justify why standards like Bluetooth (BT), Digital Enhanced Cordless Telephone (DECT) and Automatic Identification System (AIS) standards have adopted a GFSK as modulation. In this paper we focus on the design of an efficient low-complexity GFSK receiver adapted to modulation index variation, aiming to maintain optimal performance, even in the case of parameters mismatch. The idea is to take profit of advantages of Viterbi and the modified MFB algorithm. The principle is a sliding-window Viterbi algorithm including adaptive phase-shift correction based on demodulated symbols and modulation index estimation.

1 Introduction

Les modulations de type « Gaussian frequency shift keying » (GFSK) sont des modulations à phase continue et à enveloppe constante, utilisées dans les standards comme Bluetooth (BT), la norme de téléphonie sans-fil numérique (Digital Enhanced Cordless Telephone DECT) et le système d'identification automatique (AIS) pour la navigation maritime et fluviale. Un modulateur GFSK peut être implémenté à partir de composants analogiques, permettant un coût moindre comparé à une implantation numérique. Cependant, le prix à payer est une précision réduite des paramètres de modulation tels l'indice de modulation noté h . Si h n'est pas précisément connu à la réception, l'algorithme optimal de Viterbi [1,2] peut diverger (une erreur inférieure à 0.01 sur h est tolérée [3]). De plus, la connaissance exacte de h ne suffit pas car l'algorithme de Viterbi devient très complexe à implémenter pour des valeurs non usuelles de h . Les récepteurs non-cohérents tels que les discriminateurs de phases ou de fréquences sont robustes aux variations des paramètres de modulation et de faible complexité [4]. Ils sont toutefois beaucoup

moins performants que le récepteur optimal. Les récepteurs utilisant un banc de filtres adaptés (MFB, pour « matched filter bank ») présentent une alternative intéressante au récepteur de Viterbi en termes de robustesse [5]. Ce récepteur traite des blocs de symboles consécutifs de taille K , le choix de la valeur de K étant un compromis entre la performance et la complexité. L'augmentation de K permet de diminuer la probabilité d'erreur aux dépens d'une complexité accrue. Cependant, une plus petite valeur de K rend le récepteur plus robuste vis-à-vis du décalage des valeurs de l'indice de modulation h entre l'émetteur et le récepteur. C. Tibenderana *et al.* ont proposé dans [6] une version modifiée de complexité réduite du récepteur MFB. Le principe consiste à traiter un seul symbole et à propager les résultats intermédiaires sur K intervalles successifs.

Dans cet article, nous proposons l'architecture d'un récepteur de signaux GFSK, aux performances quasi-optimales, à faible complexité et adapté à des variations de l'indice de modulation h entre l'émetteur et le récepteur. L'idée est d'associer les avantages de

l'algorithme de Viterbi et ceux du récepteur MFB. Le principe est un algorithme de Viterbi à fenêtre glissante associé à une correction du retard de phase utilisant les symboles précédemment démodulés et une estimation de l'indice de modulation.

2 Modélisation et notations

Le modèle du signal discret équivalent en bande de base est présenté sur la figure 1. La séquence binaire $p[k] \in \{\pm 1\}$, k étant l'indice du symbole, est sur-échantillonnée d'un facteur N . Le signal sur-échantillonné est ensuite filtré par un filtre Gaussien de coefficients $g[n]$. Le signal transmis est généré à partir d'un indice de modulation noté h_{tr} différent de l'indice de modulation utilisé au récepteur noté h_{rec} . La différence entre les deux valeurs est définie par $\Delta h = h_{tr} - h_{rec}$. Le signal reçu, altéré par un bruit blanc additif Gaussien (BBAG), est donné par

$$r[n] = A \prod_{v=-\infty}^n e^{j2\pi h_{tr} \sum_{k=-\infty}^v p[k] g[v-kN]} + b[n] \quad (1)$$

$b[n]$ étant les coefficients complexes indépendants et identiquement distribués (i.i.d.) du bruit complexe, blanc additif Gaussien circulaire de moyenne nulle et de variance σ^2 à l'instant n ($b[n] \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma^2)$).

3 Technique de correction de phase

3.1 Algorithme de Viterbi à fenêtre glissante

La robustesse du récepteur de type MFB est principalement due à la limitation de l'intervalle d'observation à K symboles considérés pour calculer la corrélation permettant de démoduler un symbole reçu. Ceci limite la propagation de l'erreur de phase et réduit ainsi la probabilité d'erreur à la décision. Nous utilisons un algorithme de Viterbi à fenêtre glissante de taille F . Pour améliorer les performances, et étant donné que la probabilité d'erreur des premiers symboles démodulés d'une séquence via l'algorithme de Viterbi est inférieure à celle des derniers symboles de la séquence, nous allons retenir les premiers $D \leq F$ symboles démodulés de la fenêtre. Ainsi, la propagation de l'erreur de phase sur des symboles multiples est limitée.

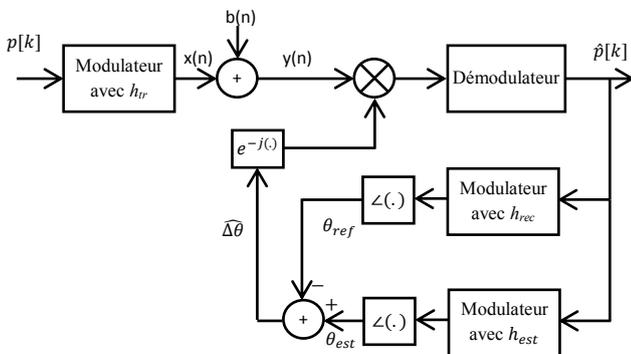


Figure 1 Schéma-bloc du processus de correction de phase

3.2 Correction de phase adaptative

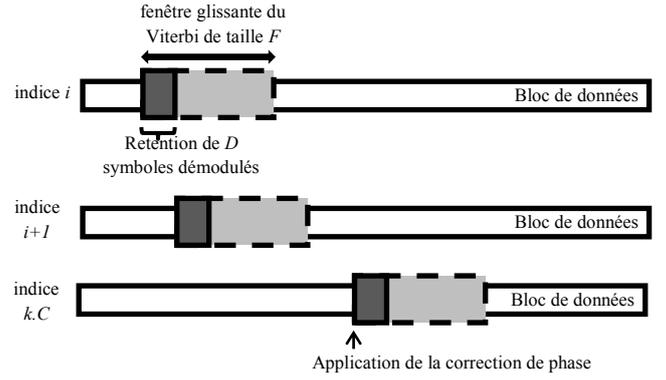


Figure 2 Principe de la correction de phase appliquée à l'algorithme de Viterbi fenêtré

Nous proposons d'estimer l'erreur de phase entre le signal reçu d'une part et le signal GFSK reconstitué à partir des symboles démodulés auparavant et de la valeur h_{rec} de l'indice de modulation d'autre part (Figure 2). Cette estimation de l'erreur est ensuite utilisée pour appliquer une correction à la section non démodulée du signal reçu. Ce processus est répété tous les C symboles, C étant un multiple de D . Les paramètres F , D et C sont optimisés au travers des simulations.

Le signal transmis a une phase notée $\theta_{tr}[n]$ et dépendant de h_{tr} . Le bruit de phase est noté $\theta_{noise}[n]$. La phase du signal reçu est donnée par

$$\theta_{rec}[n] = \theta_{tr}[n] + \theta_{noise}[n] \quad (2)$$

Le terme de correction de phase est exprimé par

$$\Delta\theta[n] = \theta_{tr}[n] - \theta_{ref}[n] \quad (3)$$

$\theta_{ref}[n]$ étant une valeur de phase de référence correspondant à la phase que devrait avoir un signal GFSK généré à partir de la même séquence binaire et d'une valeur de l'indice de modulation égale à h_{rec} .

La calcul du terme de correction de phase nécessite la connaissance de $\theta_{tr}[n]$ et de $\theta_{ref}[n]$. Nous allons donc devoir estimer ces deux grandeurs. Une correction de phase est appliquée après toute démodulation d'un bloc de C symboles. En considérant la $(k+1)$ -ième opération de correction, nous définissons l'indice courant $n = kC + t$, $0 \leq t \leq C - 1$. Nous disposons de $k \times C$ symboles démodulés après la k -ième opération de démodulation. Nous allons utiliser cette partie démodulée du signal pour estimer $\theta_{tr}[n]$ et $\theta_{ref}[n]$. L'estimation de la phase du signal transmis $\theta_{tr}[n]$ est notée $\theta_{est}[n]$. Cette estimation est calculée à partir d'un signal régénéré à la réception en utilisant les $k \times C$ symboles déjà démodulés et une estimation h_{est} de l'indice de modulation h_{tr} . De même, la phase $\theta_{ref}[n]$ est déterminée en calculant la phase d'un signal généré à la réception à partir des $k \times C$ symboles estimés et d'une valeur de l'indice de modulation égale à h_{rec} . L'estimateur de l'indice de modulation est décrit dans [7].

Le terme de correction de phase est donc estimé par

$$\widehat{\Delta\theta}[n] = \theta_{est}[n] - \theta_{ref}[n] \quad (4)$$

et est appliqué à la section non démodulée du signal reçu. Le schéma-bloc de la Figure 1 présente le processus de correction complet.

4 Résultats des simulations

Les performances du récepteur proposé sont comparées à différents récepteurs pour un signal GFSK émis sur un canal Gaussien. L'indice de modulation à la réception est fixé à $h_{rec} = 0.5$. La taille des séquences émises est de 256 symboles. Le critère d'arrêt de la simulation est de type Monte Carlo : il impose un nombre minimum de 20 séquences erronées et un nombre de séquences émises compris entre 100 et 500. Les simulations sont effectuées pour $\Delta h \in \{0.01 ; 0.015 ; 0.02 ; 0.03\}$.

La taille de la fenêtre glissante est $F = 16$ symboles et le nombre de symboles démodulés retenus pour chaque fenêtre est $D = 1$, pour toutes les valeurs de Δh . Le paramètre de répétition de la correction est $C = 8$ pour $\Delta h = 0.01$ et $\Delta h = 0.015$, $C = 2$ pour $\Delta h = 0.02$ et $C = 1$ pour $\Delta h = 0.03$. L'indice de modulation est estimé dans un intervalle de largeur $2\Delta h$ centré sur h_{rec} avec un pas de précision de 10^{-3} .

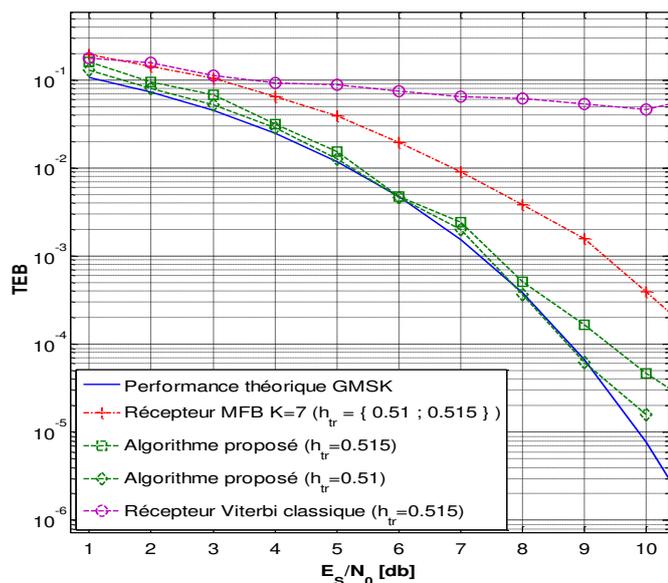


Figure 3 TEB du récepteur proposé comparé au Viterbi classique, au récepteur MFB (K=7) et au récepteur optimal ($h_{tr}=0.5$) pour $h_{tr} = \{0.51 ; 0.515\}$

Sur les Figure 3 et 4, nous comparons les taux d'erreur binaire (TEB) obtenus respectivement avec le récepteur proposé, le récepteur de Viterbi classique et le récepteur MFB fenêtré ayant une taille de fenêtre $K = 7$. Les trois récepteurs fonctionnent avec $h_{rec} = 0.5$ et seul le récepteur proposé comporte une correction de phase. La probabilité d'erreur théorique d'un signal GMSK est tracée en guise de référence.

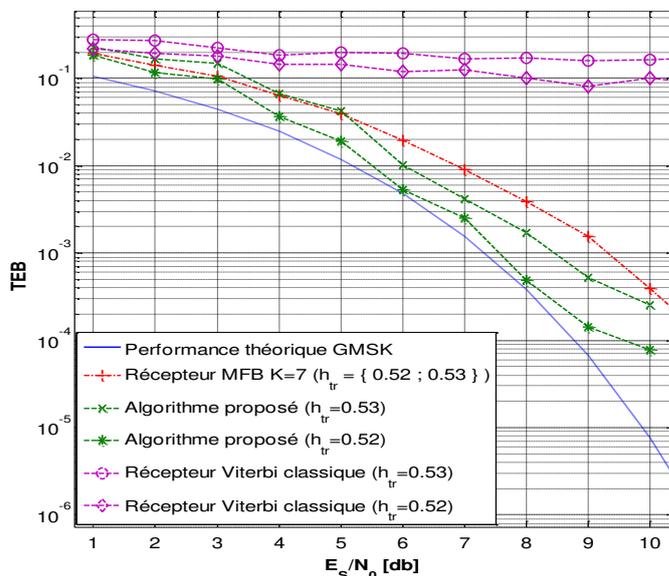


Figure 4 TEB du récepteur proposé comparé au Viterbi classique, au récepteur MFB (K=7) et au récepteur optimal ($h_{tr}=0.5$) pour $h_{tr} = \{0.52 ; 0.53\}$

Pour toutes les valeurs de Δh présentées, le récepteur de Viterbi classique ne parvient pas à démoduler le signal GFSK. Le récepteur MFB garde les mêmes performances pour toutes les valeurs de Δh et s'avère donc robuste aux variations de l'indice de modulation. Toutefois, pour un TEB de 10^{-3} , il présente une dégradation de 2 dB par rapport à la courbe de référence.

L'algorithme proposé atteint des performances quasi-optimales pour des variations de l'indice de modulation inférieures à 0.02 et des valeurs de E_s/N_0 au-dessous de 8 dB (Figure 3). Au-delà de 8 dB, et à l'exception de $\Delta h = 0.01$, l'écart avec le récepteur optimal s'accroît avec le rapport-signal-sur-bruit (RSB) et la différence de l'indice de modulation Δh . Pour $\Delta h = 0.03$ (Figure 4), l'écart est supérieur à 1 dB et augmente avec le RSB. En conclusion, l'algorithme proposé est robuste vis-à-vis de variations de l'indice de modulation inférieures à 0.02 autour de sa valeur moyenne à faible et moyen RSB. A fort RSB, la tolérance est d'environ 0.01.

En pratique, un code correcteur d'erreur (CCE) est appliqué en amont de la modulation et sa zone d'application est un TEB compris entre 10^{-3} et 10^{-2} , région où nos résultats sont intéressants.

5 Conclusion

Dans cet article, nous avons défini un processus adaptatif d'estimation et de correction de phase appliqué à un récepteur de Viterbi fenêtré pour des signaux GFSK. Ce récepteur est robuste vis-à-vis de petites différences d'indice de modulation entre l'émetteur et le récepteur. Comparé au récepteur à banc de filtres adaptés introduit par Tibenderana, il atteint un taux d'erreur inférieur tout en offrant une complexité réduite. La technique proposée paraît prometteuse et mérite des recherches plus approfondies pour l'appliquer à des systèmes autorisant différentes valeurs

de l'indice de modulation, comme le standard Bluetooth qui utilise l'intervalle [0.28, 0.35].

6 References

- 1 Aulin T., Rydbeck N., Sundberg C.E.: 'Continuous Phase Modulation-Part II: Partial Response Signaling'. IEEE Trans. Commun., March 1981, 29, (3), pp 210-225
- 2 Anderson J.B., Aulin T., Sundberg C.E.: 'Digital phase modulation'. New York and London, Plenum Press, 1986
- 3 Soltanian A., Van Dyck R.E.: 'Performance of the Bluetooth System in Fading Dispersive Channels and Interference'. IEEE GLOBECOM, 2001, 6, pp 3499-3503
- 4 Schiphorst R., Hoeksema F., Slump K.: 'Bluetooth demodulation algorithms and their performance'. In : Proc. 2nd Karlsruhe Workshop on Software Radios, Karlsruhe, March 2002, pp 99-105
- 5 Tibenderana C.: 'A High-Performance, Efficient, and Reliable Receiver for Bluetooth Signals'. University of Southampton, 2005
- 6 Tibenderana C., Weiss S.: 'Low-complexity high-performance GFSK receiver with carrier frequency offset correction". IEEE ICASSP 04, May 2004, 4, pp 933-936
- 7 Casajus-Quiros F.J., Paez-Borrillo J.M.: 'Improving DECT performance with band-pass equalization'. IEEE 47th VTC, May 1997, 2, pp. 554-558