



Recherche de bonnes séquences pour l'estimation du canal radiomobile

Karim Zayana, Daniel Duponteil, Jean-Marc Conrat, Jean-Yves Thiriet

► To cite this version:

Karim Zayana, Daniel Duponteil, Jean-Marc Conrat, Jean-Yves Thiriet. Recherche de bonnes séquences pour l'estimation du canal radiomobile. GRETSI, Sep 1997, Grenoble, France. hal-04363064

HAL Id: hal-04363064

<https://hal.science/hal-04363064>

Submitted on 28 Dec 2023

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.

Recherche de bonnes séquences pour l'estimation du canal radiomobile

Karim ZAYANA¹, Daniel DUPONTEIL², Jean Marc CONRAT¹, Jean Yves THIRIET¹

France Télécom - Centre National d'Etudes des Télécommunications

¹ 6 avenue des usines BP 382 90007 Belfort cédex

² 38-40 rue du Général Leclerc 92794 Issy les Moulineaux Cedex 9

RÉSUMÉ

Une bonne caractérisation du canal est indispensable à la mise au point des futurs systèmes radiomobiles à hauts débits. L'article présente une méthode de synthèse d'un signal de mesure optimal, ou bonne séquence, pour l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal radiomobile. Les contraintes liées à la transmission (signal à enveloppe constante pour profiter de toute la puissance des émetteurs, occupation spectrale limitée) et les contraintes liées à la réalisation du matériel (quantification, bande passante des convertisseurs, etc.) ont été prises en compte. Les séquences obtenues permettent la réalisation d'un matériel aux performances accrues.

1 Introduction

L'objet d'un sondeur est de déterminer la réponse impulsionnelle du canal radio sur une bande B donnée. Une méthode, dite de compression d'impulsion, consiste à émettre périodiquement une séquence connue sur la bande B , puis à calculer la fonction de transfert du canal par inversion de Wiener en réception. Cette méthode est d'autant plus efficace que :

- la séquence émise est à enveloppe constante de manière à utiliser l'amplificateur d'émission avec un rendement maximal tout en résistant aux non linéarités qu'il pourrait générer.
- le spectre du signal émis est plat et concentré dans la bande à sonder, spectre dit rectangulaire, de manière à ce que toute l'énergie émise serve à l'analyse du canal avec la même précision sur toute la bande.

Quitte à utiliser les amplificateurs avec un rendement moindre, il est toujours possible de les faire fonctionner dans une plage linéaire. On peut alors être moins exigeant sur l'enveloppe de la séquence émise et améliorer ses propriétés spectrales. Une autre stratégie consiste à émettre un signal dont l'enveloppe est rigoureusement constante. Les amplificateurs peuvent être utilisés à plein régime. Le spectre du signal alors émis n'est généralement pas rectangulaire et toute la bande n'est pas analysée avec la même finesse mais la déconvolution reste correcte car la puissance émise est grande. L'idéal est de déterminer des

ABSTRACT

A good knowledge of the propagation channel is essential for the conception of future high bit rate mobile systems. This article presents a method to generate optimum channel sounding sequences. Transmission constraints (constant envelope to take most advantage of the amplifiers, flat spectrum over the bandwidth of interest) and constraints due to the implementation of the sounder (quantization, bandwidth of the converters, etc.) are taken into account. The good properties of these sequences result in an improvement of sounding performances.

séquences dont l'enveloppe et le spectre soient simultanément optimisées [1].

2 Optimisation des séquences

2.1 Fonctionnement du sondeur

Une première solution consiste à synthétiser en bande de base une séquence $s = (s_k)_{k \in [1;n]}$ constituée de n échantillons complexes puis à la transposer en bande intermédiaire en modulant deux porteuses en quadrature. Toutefois, pour éviter les problèmes entre les voies I et Q lors de la modulation (gains différents, déphasage autre que $\pi/2$, décalage de niveaux) il peut être préférable de choisir une séquence s à valeurs réelles. Malheureusement, l'utilisation d'une seule voie I ou Q ne pourra jamais parvenir à un résultat complètement satisfaisant au niveau de l'enveloppe [1][2].

La solution proposée consiste à effectuer numériquement une première transposition en bande intermédiaire et à émettre telle qu'elle la séquence numérique au rythme $t_e = 1/f_e$. Pour cela, il faut disposer d'un convertisseur numérique analogique suffisamment rapide et précis. Dans ces conditions, la séquence s peut être à l'origine à valeurs complexes et peut être optimisée simultanément selon les critères d'enveloppe et de spectre évoqués plus haut. La méthode de synthèse du signal analogique émis par le sondeur est résumée en figure 1. Dans notre exemple, la séquence est destinée à sonder un canal dont la largeur de

bande vaut $f_e / 4$. Pour une fréquence d'échantillonnage à l'émission de 1 GHz, on peut ainsi étudier une bande de 250 MHz.

Nous présentons ensuite un moyen d'obtenir des séquences aux propriétés de spectre et d'enveloppe optimisées. Nous évoquons également les problèmes de faisabilité pratique d'un sondeur utilisant ces séquences.

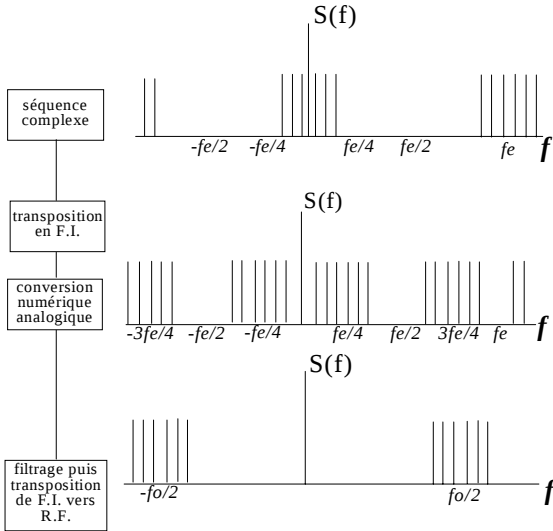


figure 1 : chaîne d'émission du sondeur

2.2 Notations

Soit $s = (s_k)_{k \in [1;n]}$ une séquence finie, formée de n échantillons complexes. On appelle enveloppe de s la suite des modules $(\|s_k\|)_{k \in [1;n]}$. On appelle spectre de s le carré du module de la Transformée de Fourier Discrète des n échantillons de s . Pour mesurer la qualité de l'enveloppe de s , nous définissons son facteur de crête η comme suit :

$$\eta = \frac{(\max_{k \in [1;n]} \|s_k\| - \min_{k \in [1;n]} \|s_k\|)}{\langle \|s_k\| \rangle}$$

Cette formule diffère de celles rencontrées dans [1], [2] et [3] qui sont plus adaptées à l'étude de séquences réelles. Notre définition convient mieux pour décrire la qualité d'une séquence complexe. Plus η est faible et plus l'enveloppe de s est constante. Dans les conditions d'application du théorème d'échantillonnage [4], ces propriétés se reportent sur la qualité du signal analogique émis en bout de chaîne.

2.3 Obtention de bonnes séquences

On peut traiter le problème mathématiquement en optimisant par exemple l'enveloppe de la séquence tout en

maintenant son spectre rectangulaire [5]. Le signal émis s'écrit alors comme une somme de porteuses pures dont les phases sont à optimiser. Cependant, le nombre de porteuses pouvant être très grand, une telle méthode devient rapidement très compliquée.

L'algorithme proposé ici consiste à partir d'une séquence initiale, puis à la retoucher alternativement en temps et en fréquence un nombre suffisant de fois de manière à la faire tendre vers une séquence à enveloppe constante et à spectre de gabarit rectangulaire donné. Les modifications apportées à la séquence à chaque itération ne doivent pas être trop importantes. Sinon, la suite de séquences ainsi construite ne converge pas mais possède deux valeurs d'adhérence distinctes : une séquence à spectre rectangulaire et à enveloppe non constante, et une séquence à enveloppe constante mais dont le spectre présente des lobes de puissance non négligeable en dehors de la bande à sonder. Il vaut donc mieux procéder par petites corrections successives. Les temps de calculs consacrés à cette recherche importent peu en réalité puisque la séquence, une fois déterminée, sera ensuite copiée en mémoire du synthétiseur et réutilisée directement.

Les séquences d'origine ont été choisies à spectre rectangulaire. Aussi, les modifications effectuées en cours d'algorithme ont surtout porté sur l'enveloppe. De nombreux essais ont permis d'ajuster avec plus ou moins de bonheur et d'empirisme les différents paramètres du programme. Nous présentons ci-après les résultats obtenus.

Nous partons d'une séquence numérique $(s_k)_{k \in [1;n]}$ à spectre rectangulaire et constituée de $n = 16384$ échantillons inspirée de [5]. Pour une fréquence d'échantillonnage f_e de 1 GHz, la période de la séquence émise vaut alors 16 μs , ce qui correspond aussi à la durée d'observation d'une réponse impulsionnelle. Après 10000 itérations, nous obtenons une nouvelle séquence à enveloppe pratiquement constante dont le spectre est pratiquement rectangulaire, figure 2.

La séquence obtenue possède un facteur de crête η de 0,005 alors que la séquence d'origine avait un facteur de crête de 1,34. Un tel facteur de crête est excellent. Si l'on passe la séquence dans un limiteur pour simuler une sévère non linéarité d'amplification, son enveloppe devient rigoureusement constante et on n'observe aucune détérioration de son spectre.

Le niveau de la puissance émise est stable sur la bande à sonder, avec de petites oscillations dont l'amplitude est limitée à 4 dB. Il décroît ensuite très rapidement. L'écart de niveau entre les puissances en bande et hors bande vaut 50 dB. On peut donc considérer le signal émis à spectre rectangulaire.

Un choix différent du nombre n d'échantillons conduit à des résultats similaires.

La transposition numérique de la bande de base vers la bande intermédiaire modifie en toute rigueur légèrement l'enveloppe du signal émis. En effet, un faible recouvrement de spectre se produit en fréquences lors de cette opération. Toutefois, les niveaux de puissance se recouvrant sont inférieurs de 50 dB à ceux des raies situées sur la bande à sonder, figure 3. Pour obtenir le spectre en bande de base du signal réel émis, on ne conserve que les fréquences positives du spectre qu'on recentre ensuite en 0, figure 4. Un passage par un limiteur affecte peu le spectre, ce qui confirme la qualité de l'enveloppe du signal réel émis, figure 5.

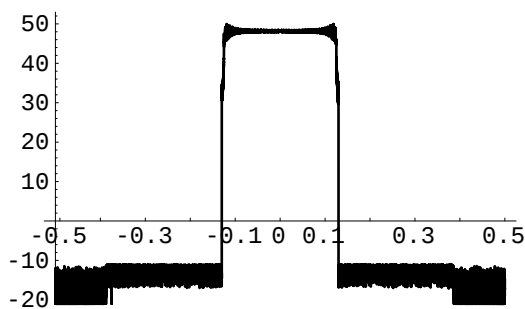


figure 2 : spectre de la séquence

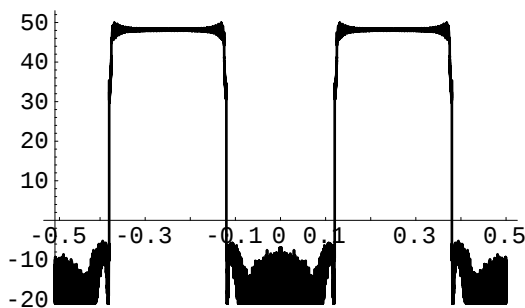


figure 3 : spectre du signal réel émis

3 Faisabilité technique du sondeur

On prend en compte dans cette partie les défauts du matériel d'émission, soit essentiellement du convertisseur numérique-analogique. On propose si possible des solutions pour y remédier.

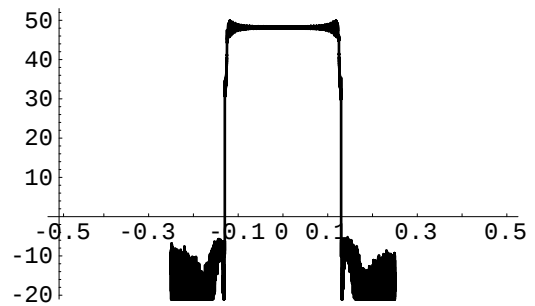


figure 4 : spectre de l'équivalent bande de base du signal

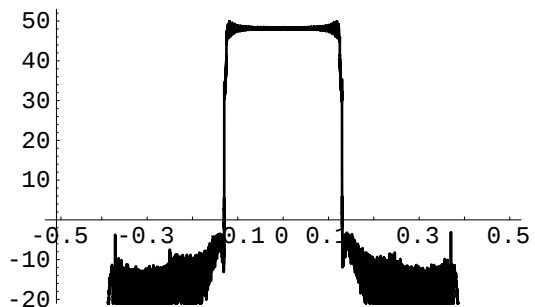


figure 5 : spectre après passage par un limiteur

3.1 Quantification à l'émission

Le convertisseur ajoute inévitablement un bruit de quantification, ce qui altère le spectre et l'enveloppe de la séquence. Lors d'une conversion sur 8 bits, le rapport de l'énergie du signal sur celle du bruit de quantification vaut théoriquement 48 dB.

Notons p_e la densité spectrale de puissance du signal émis en bande avant conversion. Elle vaut 50 dB sur notre exemple, figure 3. La puissance émise hors bande étant très faible, on peut considérer que la puissance P_e émise avant quantification vaut :

$$P_e = p_e + 10 \log(n/4) \text{ dB}$$

Le bruit de quantification est uniformément réparti sur les différentes raies du spectre du signal émis. Notons P_b sa puissance et p_b sa densité spectrale de puissance moyenne. Nous avons les relations :

$$P_b = p_b + 10 \log(n) \text{ dB}$$

et

$$P_e = P_b + 48 \text{ dB}$$

La différence $p_e - p_b$ vaut donc théoriquement 54 dB. Dans ces conditions, il est inutile de rechercher des séquences dont le rapport des niveaux de puissance en bande et hors bande soit supérieur à cette valeur.

La quantification affecte aussi l'enveloppe. Reprenons la séquence déterminée précédemment. On la transpose numériquement en fréquence intermédiaire. Après quantification sur 8 bits, le spectre conserve de bonnes propriétés, figure 6. Pour vérifier la qualité de l'enveloppe, on revient en bande de base comme décrit plus haut et on applique un limiteur. On ne constate pas de dégradation notable sur le spectre.

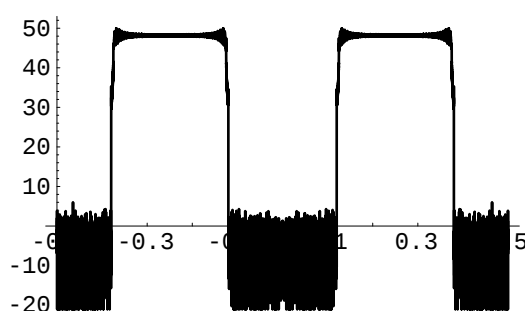


figure 6 : spectre du signal réel émis après quantification

3.2 Bande passante du convertisseur

La bande passante du convertisseur n'est pas infinie. Ce dernier émet une succession d'impulsions rectangulaires, ce qui a pour effet de filtrer le signal synthétisé et d'en multiplier le spectre par un sinus cardinal au carré. Cette action peut être compensée en plaçant en amont du convertisseur un égaliseur linéaire numérique inversant sur la bande à sonder la fonction sinus cardinal.

Le spectre du signal émis avant conversion numérique-analogique est représenté en figure 7. Les propriétés d'enveloppe et de spectre de la séquence sont de nouveau satisfaisantes en sortie du convertisseur et avant amplification.

3.6 Conclusion

Nous avons présenté dans cet article une méthode d'obtention de séquences aux bonnes propriétés de spectre et d'enveloppe, ainsi que l'application en sondage de canal à laquelle cette recherche est dédiée. D'autres approches heuristiques sur l'étude des séquences pourraient être étudiées dans la suite. Il serait aussi envisageable de rechercher directement les séquences en bande intermédiaire

pour éviter le léger recouvrement de spectre que nous évoquons en 2.3.

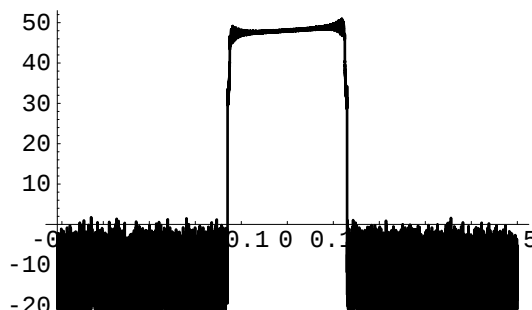


figure 7 : spectre de la séquence égalisée

Nos séquences présentent un spectre pratiquement rectangulaire et sont très résistantes aux non linéarités d'un système de transmission. Ce sont en vérité les performances du convertisseur numérique-analogique qui sont prépondérantes et peuvent notamment restreindre la largeur de la bande analysée.

Outre les non linéarités de la chaîne de transmission, dont on a tenu compte ici, il est possible que la réponse en fréquence de l'amplification ne soit pas uniforme. Pour des raisons déjà évoquées, il est préférable d'émettre un signal au spectre plat sur la bande d'analyse. Il serait donc intéressant de compenser l'action de l'amplification en fréquences. Cette étude trouve donc un prolongement naturel dans la recherche de séquences à enveloppe constante et à spectre de gabarit donné et non nécessairement plat.

3.7 Références

- [1] T.Felhauer, P.Baier, W.König, W.Mohr, « Optimized Wideband System for Unbiased Mobile Radio Channel Sounding with Periodic Spread Spectrum Signals », IEICE Trans. Comm., vol. E76-B, août 1993.
- [2] T.Felhauer, P.Baier, W.König, W.Mohr, « Optimum Spread Spectrum Signals for Wideband Channel Sounding », Electronic Letters, vol. 29, n°6, mars 1993.
- [3] E.V.Ouderaa, J.Schoukens, and J.Renneboog « Peak Factor Minimization of Input and Output Signals of Linear Systems », IEEE Trans. Instrum. Meas. , vol 37, n°2, juin 1988.
- [4] J.C.Bic, D.Duponteil, J.C.Imbeaux, « Elements de Communication Numériques », Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Dunod, 1986.
- [5] A.Molina, P.Fannin, « Optimum Channel Sounding Waveform Generation », Euro Cost, 1994.