

Les tests en cascade pour la correction des erreurs impulsives et la réduction du PAPR dans le contexte d'Hiperlan2

Fatma ABDELKEFI¹, Pierre DUHAMEL², Florence ALBERGE²

¹ ENSEA, 6 avenue du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise Cedex France

² Laboratoire des Signaux et Systèmes, SUPELEC, F-91192 GIF sur YVETTE Cedex France

¹ abdelkefi@ensea.fr tél: +33 (0) 1 30 73 62 85 fax: 33 (0) 1 30 73 66 27

² pierre.duhamel, alberge@lss.supelec.fr tél:+33 (0) 1 69 85 17 16 fax:0169 85 17 65

Résumé – Dans ce papier, nous proposons une structure en cascade pour améliorer l'algorithme de correction de bruit impulsif que nous avons déjà présenté dans [6]. Cette nouvelle structure permet une implantation facile et plus fiable (plusieurs paramètres peuvent être obtenus théoriquement plutôt que par simulation). Nous prouvons également que cet algorithme de décodage peut être appliqué pour la réduction du niveau de PAPR (Peak Average Power Rate). L'efficacité de cette technique est corroborée par simulations dans le contexte d'Hiperlan2.

Abstract – In this contribution, we propose a cascade structure to improve the impulse noise cancellation algorithm that we have already presented in [6]. The new structure of this decoding algorithm is easy to implement and reliable (several parameters can be obtained theoretically rather than tuned experimentally). We also show that this decoding algorithm can be used for eliminating impulse noise and for reducing the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) level. The efficiency of this technique is corroborated by simulations in the practical context of Hiperlan2.

1 Introduction

Vu la multiplicité des avantages qu'offrent les systèmes multi-porteuses, cette technique de transmission a été retenue pour le standard IEEE 802.11a/Hiperlan2 et le standard DVB-T.

Cependant, ce système de transmission n'est pas exempt de défauts. En effet, le signal OFDM est soumis à la non-linéarité de divers dispositifs. La dynamique importante de l'enveloppe du signal OFDM peut introduire un facteur de crête important, décliné sous diverses formes: PAPR (Peak to Average Power ratio), backoff de l'amplificateur En pratique, on cherche, pour un amplificateur donné, à émettre un signal avec une puissance de sortie maximale sans que celui-ci ne subisse de distorsions conduisant à une dégradation des performances du système. Plusieurs méthodes ont été proposées pour réduire le niveau de PAPR, afin d'éviter la saturation des amplificateurs et de diminuer la consommation de puissance durant la transmission. L'approche la plus commune est basée sur l'écrêtement du signal à amplifier. Mais elle entraîne une distorsion non-linéaire du signal qui peut engendrer des interférences et un accroissement du taux d'erreur binaire (BER). Cette dégradation peut être corrigée à l'aide des codes correcteurs d'erreurs mais aux dépens d'une augmentation de la complexité de l'émetteur et du récepteur. Un codage assurant un faible PAPR et une mise en oeuvre simple est fortement désirable. Ceci est un problème stimulant et la recherche de bons codes est en cours, tels que les séquences complémentaires de Golay [2]. Ce type de code ne peut être appliqué que dans le cas d'une constellation MPSK.

Une approche intéressante proposée par Hankel [3] consiste à assimiler l'effet d'écrêtement à un bruit impulsif (de variance égale à l'énergie de la partie écrêtée du signal) puis de le corriger par les codes Reed-Solomon définis dans le corps des complexes. Dans [3], les syndromes sont consécutifs et le rapport signal à bruit est de l'ordre de 50dB.

Dans [5, 6], nous avons proposé un algorithme de corrections des erreurs impulsives basé sur l'utilisation des symboles pilotes répartis d'une façon non contigüe. Ces symboles pilotes sont généralement utilisés pour la synchronisation et l'estimation du canal. Nos contributions dans ce papier sont: (1) proposition d'une structure en cascade de l'algorithme de décodage qui est facile à implanter et qui est plus fiable que l'ancienne, (2) utilisation de cette structure en cascade pour réduire le niveau de PAPR dans le contexte d'Hiperlan2.

Dans la section 2 nous présentons le schéma de transmission, puis nous expliquons la structure en cascade dans la section 3 et son application pour la réduction du PAPR dans la section 4. Enfin, l'algorithme proposé est testé dans le contexte d'Hiperlan2 où son efficacité est vérifiée.

2 Le schéma de transmission

2.1 Le modèle discret du système OFDM

Soit $\{I_n\}$ la séquence de symboles à émettre à la cadence $\{T_s\}$. Ces symboles appartiennent, généralement, à un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. Le flot initial de données est émis sur une des N porteuses qui sont orthogonales entre elles. On construit donc, à partir de cette séquence, N sous séquences regroupées dans le vecteur $\underline{I}(n) = (I_0(n) \dots I_N(n))^T$. On préfère une modélisation discrète du modulateur. Ceci revient à suréchantillonner le signal continu avec une période T_e telle que $MT_e = NT_s$ où $M \leq N$. Les symboles modulés sont donnés par l'expression suivante: $c_k(n) = \sum_{m=0}^{N-1} I_m(n-1)e^{\frac{2j\pi km}{M}}$. Les c_k apparaissent donc comme les transformées de Fourier discrètes inverses (IFFT) de la séquence $\{I_m(n-1)\}$ complétée par $M-N$ zéros (voir figure 1). Au niveau du récepteur, après conversion analogique/

numérique et après démodulation (FFT), les symboles $\{Y_k\}$ reçus s'écrivent: $Y_k = I_k + N_k$, $0 \leq k \leq N - 1$ où N_k est la transformée de Fourier d'ordre M de la séquence de bruit $\{n_k\}$ (fig.1).

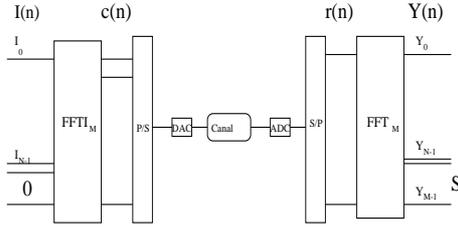


FIG. 1: Le système OFDM

2.2 Modèle du bruit impulsif

On suppose que le canal est sans mémoire et que chaque symbole émis est perturbé de la manière suivante:

$$r_k = c_k + b_k + \gamma_k, \quad k \in \{0 \dots M - 1\}$$

où $\{b_k\}$ est un bruit Gaussien, blanc, de moyenne nulle et de variance σ_b^2 et $\{\gamma_k\}$ est le bruit impulsif. Toutes ces quantités sont complexes. On suppose dans tout ce qui suit que le bruit impulsif est un bruit Gaussien de Bernoulli et nous utiliserons le modèle proposé par Ghosh dans [4]: $\gamma_k = e_k g_k$ où $\{e_k\}$ est une séquence de Bernoulli telle que $prob(e_k = 1) = p$ et $\{g_k\}$ est une séquence de bruit Gaussien complexe de moyenne nulle et de variance σ_b^2 telle que $\sigma_\gamma^2 \gg \sigma_b^2$.

3 La structure en cascade

3.1 Le principe de l'algorithme de décodage

Pour corriger les erreurs impulsives dans les systèmes OFDM, nous nous sommes basés sur l'analogie qui existe entre ces systèmes et les codes Reed-Solomon calculés dans le corps des complexes. La remarque de base que nous avons utilisé dans [5] est qu'une séquence de nombre complexes contenant $(2t)$ zéros consécutifs est transmise à travers un système OFDM. Ainsi à la sortie du modulateur, $Y(n)$ peut être vu comme un mot de code Reed-Solomon (voir fig.(1)). Cependant, les zéros sur les bords du spectre sont atténués par les filtres de mise en forme, ils ne sont donc pas tous utilisables. Nous avons montré dans [5] que les pilotes qui sont souvent utilisés pour la synchronisation ou l'estimation du canal, peuvent être utilisés pour la correction des erreurs impulsives. La capacité de correction dépend alors essentiellement de l'emplacement de ces pilotes dans la séquence [5].

L'algorithme de décodage comprend trois étapes:(i) estimation du nombre des erreurs impulsives, (ii) estimation de leur position, (iii) estimation de l'amplitude correspondante. Nous avons ajouté à ces trois étapes une étape de contrôle *a posteriori* de l'efficacité du décodeur basée sur le critère de Bayes [6]. Pour éviter une étape de décodage lorsqu'il n'y a pas du bruit impulsif, nous avons proposé d'ajouter une étape de contrôle *a posteriori* de la présence des erreurs impulsives au début de l'algorithme qui est aussi basée sur le critère de Bayes.

3.2 La structure en cascade

L'utilisation du critère de Bayes suppose que les probabilités *a priori* sont connues. Cependant dans la structure initiale, ceci n'était possible que pour le test de présence des erreurs impulsives. Pour avoir un calcul précis des seuils de décision, nous avons proposé une nouvelle réorganisation des tests d'hypothèse ($test_k$, où $k \in \{0, \dots, cap - 1\}$ avec cap est la capacité de correction). Les étapes de cette nouvelle réorganisation sont les suivantes (voir fig.(2)):

1. $test_0$ teste la présence d'erreurs impulsives: si il y en a au moins une, passer à l'étape suivante, sinon stop,
2. $test_1$ teste si il y a une seule ou au moins deux. Si il y a une seule erreur alors passer au test de contrôle *a posteriori* du dysfonctionnement de l'algorithme. Si il y a plus d'une erreur alors passer à l'étape suivante,
3. dans $test_2$, tester si il y a deux ou au moins trois erreurs. Si il y a deux erreurs alors passer au test de contrôle *a posteriori* du dysfonctionnement de l'algorithme. Si non et si la capacité de correction est supérieure à deux, passer à l'étape suivante,
4. refaire le même raisonnement pour les étapes k . Lorsque $k = cap - 1$, passer au $test_{cap-1}$,
5. à l'étape $cap - 1$ décider si $\tilde{\nu} = cap - 1$ où $\tilde{\nu} = cap$ et $\tilde{\nu}$ est le nombre d'erreurs impulsives estimé, puis passer au test de contrôle *a posteriori* du dysfonctionnement de l'algorithme.

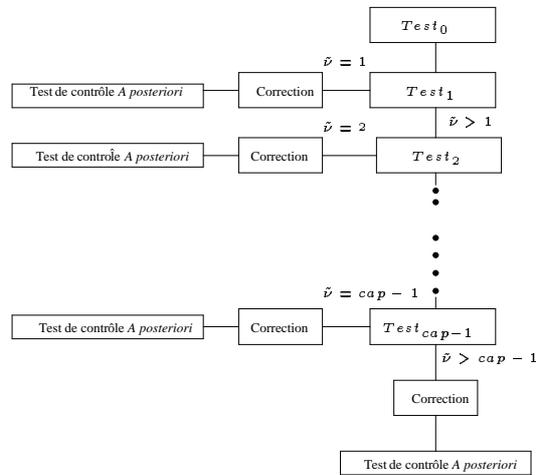


FIG. 2: Les tests en cascade

3.3 Calcul des probabilités *a priori*

Dans cette section, nous expliquons brièvement le calcul des probabilités *a priori* du $test_0$. La même technique sera utilisée pour les autres tests. Dans $test_0$, les hypothèses considérées sont les suivantes:

- H_0^0 il y a eu une seule erreur impulsive dans le canal (i.e. $\tilde{\nu} = 1$),
- H_1^1 il y a eu plus d'une erreur dans le canal (i.e. $\tilde{\nu} > 1$).

Soit p_0^k (resp. p_1^k) la probabilité *a priori* associée au test d'hypothèse H_0^k (resp. H_1^k):

- H_0^k il y a k erreurs (i.e. $\tilde{\nu} = k$),

- H_1^k il y a plus de k erreurs (i.e. $\tilde{\nu} > k$)

On en déduit facilement que: $p_0^0 = (1-p)^M$ et $p_1^0 = 1 - (1-p)^M$. Il est donc possible de calculer la probabilité de détection notée $P_d^0 (=Prob(H_1^0|H_1^0))$ et la probabilité de fausse alarme $P_f^0 (=Prob(H_1^0|H_0^0))$. Connaissant (P_d^0, P_f^0) , on peut calculer le seuil de décision à partir duquel on décide si il reste encore des erreurs impulsives. Or la probabilité pour arriver au $Test_1$ est la suivante:

$$\xi^1 = P_d^0(1 - (1-p)^M) + P_f^0(1-p)^M \quad (1)$$

Les probabilités *a priori* p_0^1 et p_1^1 associées aux hypothèses H_0^1 et H_1^1 du $Test_1$, s'expriment donc comme suit:

$$p_0^1 = \frac{P_d^0 C_M^1 p (1-p)^{M-1}}{\xi^1} \quad (2)$$

$$p_1^1 = \frac{P_f^0 (1 - C_M^1 p (1-p)^{M-1} - (1-p)^M)}{\xi^1} \quad (3)$$

Les probabilités *a priori* p_0^k et p_1^k , associées aux hypothèses H_0^k et H_1^k , peuvent être calculer à partir des probabilités *a priori* et *a posteriori* des tests précédents.

4 Correction des erreurs impulsives et réduction du niveau de PAPR

L'expression du PAPR est ainsi (voir fig.(1)):

$$PAPR(\underline{c}) = \frac{\max_k |c_k|^2}{E_s} \quad (4)$$

où E_s est l'énergie par symbole.

Cependant, pour une valeur fixée de PAPR, le niveau d'écrêtement correspondant est $A_c = E_s 10^{\frac{PAPR}{10}}$; ce qui revient à dire: si $|r_k| > A_c$ alors le signal est écrêté. Par conséquent, cet écrêtement peut engendrer une distorsion du signal. Il a été déjà signalé dans [3] que l'écrêtement est un événement rare. Sous ces conditions, l'écrêtement (clipping) peut être assimilé à un bruit impulsif plutôt qu'à un bruit de fond continu, de variance égale à l'énergie de la partie écrêtée du signal. Nous proposons donc de modéliser ce phénomène par le modèle de Ghosh [4] (déjà expliqué dans le paragraphe 2). Compte tenu de tout ce qui a été évoqué, nous proposons d'adopter la structure en cascade pour réduire le niveau de PAPR.

Par ailleurs, on distingue deux situations:

- le PAPR peut être calculé à la sortie du modulateur OFDM. Généralement les non-linéarités au niveau de l'émetteur sont dues aux amplificateurs,
- le PAPR peut être calculé à l'entrée du démodulateur OFDM. En effet, des grandes valeurs de PAPR à la réception posent des problèmes aussi bien pour les convertisseurs que pour le LNA (Low Noise Amplifier).

4.1 A l'émission

Supposer que le PAPR est calculé à l'émission revient à supposer la présence du bruit impulsif à l'entrée du canal \underline{h} . Sous ces hypothèses, la séquence émise a cette expression:

$$\underline{Y} = \underline{H}(\underline{I} + \underline{\Gamma}) + \underline{B} \quad (5)$$

où \underline{H} est une matrice diagonale contenant la transformée de Fourier du canal \underline{h} , \underline{B} est la transformée de Fourier du bruit de fond \underline{b} et $\underline{\Gamma}$ est la transformée de Fourier du bruit impulsif $\underline{\gamma}$. Par conséquent, le bruit impulsif peut être étalé après passage par le canal, ce qui peut entraîner un dépassement de la capacité de correction. Dans la figure (3), l'amplitude du vecteur $(\underline{\gamma} + \underline{c})$ est représentée après et avant passage par le canal, pour une réalisation donnée où le bruit impulsif est avant le canal aux positions 28 et 49. Cette figure montre qu'après passage par le canal il y a plus de deux pics: si on procède comme avant, l'algorithme se trompera de localisation car le nombre de pics à la sortie du canal dépasse la capacité de correction qui est fixée à deux pour le cas de Hiperlan2 (on rappelle que la capacité de correction est liée à la position des syndromes). Pour résoudre

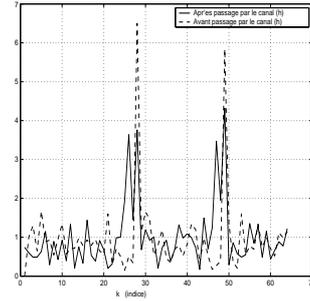


FIG. 3: Influence du canal sur le bruit impulsif

ce problème, nous proposons de multiplier l'équation (5) par \underline{H}^{-1} , soit

$$\underline{X} = \underline{H}^{-1} \underline{Y} \quad (6)$$

où \underline{H} est une matrice diagonale telle que: $\underline{H} = \underline{TF}_M \underline{H}_c \underline{TF}_M^{-1}$ et \underline{H}_c est une matrice circulante et \underline{TF}_M est la matrice de Fourier. En remplaçons dans l'équation (6), \underline{X} s'écrit ainsi:

$$\underline{X} = \underline{TF}_M (\underline{c} + \underline{\gamma} + \underline{H}_c^{-1} \underline{b}) \quad (7)$$

\underline{X} est donc la transformée de Fourier du vecteur $\underline{x} = \underline{c} + \underline{\gamma} + \underline{H}_c^{-1} \underline{b}$. Soient $\underline{b}' = \underline{H}_c^{-1} \underline{b}$ et $\underline{B}' = \underline{H}_c^{-1} \underline{B}$. Étant donné que \underline{b} est donc un vecteur Gaussien de moyenne nulle dont chaque composante est une gaussienne de moyenne nulle et de variance σ_b^2 , \underline{B} est un vecteur gaussien de moyenne nulle et de matrice de covariance égale à $\sigma_b^2 \underline{I}_M$. Par conséquent, \underline{B}' est aussi un vecteur gaussien de moyenne nulle et de variance $\underline{\Delta} = \sigma_b^2 \underline{H}_c^{-1} (\underline{H}_c^H)^{-1}$. Il en résulte que le vecteur syndrome peut être défini de la manière suivante:

$$S_k = X_{\mathcal{A}(k)} - I_{\mathcal{A}(k)} = \Gamma_{\mathcal{A}(k)} + B'_{\mathcal{A}(k)} \quad k \in \mathcal{A} \quad (8)$$

où \mathcal{A} contient les positions des symboles pilotes. Avec cette transformation, le vecteur syndrome obtenu a la même expression qu'avant [5]. Nous proposons donc d'utiliser les tests en cascade (voir paragraphe 3) pour corriger les erreurs impulsives et pour réduire le niveau de PAPR.

4.2 A la réception

En utilisant le raisonnement de Tellado [7], on en déduit que le PAPR peut être aussi défini à la réception (à l'entrée du modulateur OFDM) de la manière suivante:

$$PAPR(\underline{r}) = \frac{\max_{k \in \{0, \dots, M-1\}} |r_k|^2}{|H_k|^2 E_s + \sigma_b^2} \quad (9)$$

où \underline{r} est la séquence reçue avant démodulation, H_k les transformées de Fourier du canal et σ_b^2 est la variance du bruit gaussien.

5 Résultats de simulation

Nous avons montré dans [5] que sous certaines conditions les symboles pilotes peuvent être utilisés pour la correction des erreurs impulsives.

Dans la figure (4), nous présentons les performances des tests en cascade en terme du taux d'erreurs binaires (BER) et en considérant Hiperlan 2 en mode 3 (c'est à dire une constellation QPSK et un taux de codage égale à 1/2). Pour le bruit impulsif, nous avons pris les paramètres de l'ADSL (c'est à dire de variance $\sigma_\gamma^2 = (70\sigma)^2$, où σ_b^2 est la variance du bruit de fond). Dans cette figure, nous comparons les différents cas suivants: (1) avant correction des erreurs impulsives, (2) après correction et lorsque nous appliquons les tests en cascade et (3) lorsqu'il n'y a que du bruit Gaussien. Rappelons que dans la norme Hiperlan2 et pour un mode 3, le point de fonctionnement est au voisinage de 8dB. Pour les paramètres considérés dans cette simulation, on note qu'autour de ce point de fonctionnement les tests en cascade permettent d'avoir des améliorations qui dépassent 3dB.

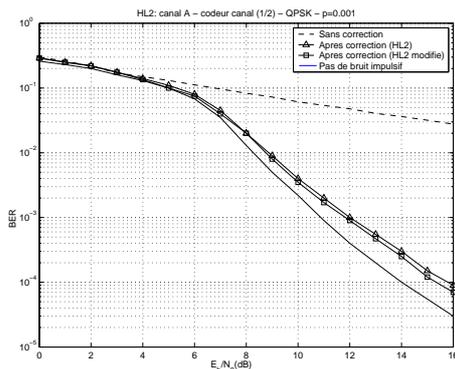


FIG. 4: Performance en terme de taux d'erreur binaire dans le cas d'Hiperlan2 ($\sigma_\gamma^2 = (70 \sigma_b)^2$, $p = 10^{-3}$)

Dans la figure (5), on considère Hiperlan2 en mode 6 (c'est à dire une constellation 16QAM et un codeur canal de taux de codage égale à 3/4). Nous proposons ici d'utiliser les tests en cascade pour réduire le PAPR de 3dB. Sachant que dans le contexte d'Hiperlan2, le niveau de PAPR est fixé à 13dB et que pour cette valeur de PAPR on obtient des bonnes performances en terme du taux d'erreur binaire. Dans cette figure, nous comparons les cas suivants: (1) lorsqu'on réduit le PAPR de 3dB (i.e. $PAPR = 10dB$) et on ne corrige pas, (2) lorsqu'on réduit le PAPR de 3dB (i.e. $PAPR = 10dB$) et on applique les tests en cascade et (3) lorsque le $PAPR = 13dB$. Rappelons que le point de fonctionnement pour le mode 6 est au voisinage de 21dB. On remarque que après la correction de l'effet d'écrêtement et autour de ce point de fonctionnement, on a un gain de l'ordre de 0.8dB qui est assez important pour une telle application (i.e. cas d'Hiperlan2). Dans cette figure, le PAPR est calculé à la réception sachant qu'il peut être aussi calculé à l'émission et qu'il est possible d'appliquer le même traitement pour réduire le PAPR.

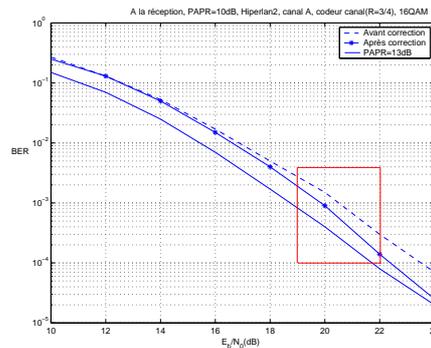


FIG. 5: Le taux d'erreur binaire ($PAPR = 10dB$, Hiperlan2, 16QAM, $R = 3/4$, canal A)

6 Conclusion

Nous avons proposé une nouvelle réorganisation de l'algorithme de décodage (i.e. la structure en cascade). Cette nouvelle structure de l'algorithme de décodage est facile à implanter et permet un calcul précis des probabilités *a priori* des tests d'hypothèse. Étant donné que l'écrêtement peut être assimilé à un bruit impulsif, notre algorithme de correction des erreurs impulsives peut être doc adopté pour réduire le niveau de PAPR. L'application des tests en cascade au cas d'Hiperlan2 est très intéressante puisqu'elle permet une amélioration du taux d'erreur binaire.

References

- [1] Heidi Steendam and Marc Moeneclaey, "Analysis and Optimization of the Performance of OFDM on Frequency-Selective Time-Selective Fading Channels," *IEEE Transaction on Communication.*, vol.47, no.12, Dec 1999.
- [2] J.A Davis, J.Jewab, "Peak to mean power control in OFDM, Golay complementary sequences and Reed-Muller codes," *IEEE Trans. On information.*, vol.45, no.7, Nov, 1999
- [3] Werner Henkel, "Analog codes for peak-to-average ratio reduction," xDSL workshop, Vienna, Sept 2000.
- [4] Monisha Ghosh, "Analysis of the Effect of Impulse Noise on Multicarrier and Single Carrier QAM Systems," *IEEE Trans.on Com.*, vol.44, Feb 1996.
- [5] Fatma Abdelkefi and Pierre Duhamel and Florence Alberge, "On the use of pilot tones for impulse noise cancellation in Hiperlan2," *ISSPA.*, 2001.
- [6] Fatma Abdelkefi and Pierre Duhamel and Florence Alberge, "A posteriori control of complex Reed Solomon decoding with application to impulse noise cancellation in hiperlan2," *ICC.*, 2002.
- [7] Jose Tellado-Mourelo, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," *thesis.*, Stanford university 1999.