

Adaptation de lien pour la transmission de données multimédia par paquets

Charly POUILLIAT, Inbar FIJALKOW, David DECLERCQ

Laboratoire ETIS, UMR-8051, ENSEA/Université de Cergy-Pontose/CNRS
6 avenue du Ponceau, F-95014 Cergy-Pontoise Cedex, France
poulliat@ensea.fr, fijalkow@ensea.fr
declercq@ensea.fr

Résumé – Dans le cadre de transmission multimédia sans fil, une adaptation de lien est proposée sous l’hypothèse que le décodeur source puisse admettre des erreurs en sortie de décodage canal. Se basant sur un critère de taux d’erreur bit moyen sur une trame erronée (*CBER*), un rapport signal sur bruit cible est défini. Sous cette contrainte, le débit est alors maximisé par adaptation des facteurs d’étalement permettant de réduire le taux d’erreur paquets et le taux d’erreur bit moyen sur un paquet erroné.

Abstract – In the context of multimedia wireless transmission, a link adaptation strategy is proposed, assuming that the source decoder may accept some remaining errors at the output of the channel decoder. Based on a mean bit error rate for erroneous frames criterion, a target bit energy-to-equivalent noise ratio is chosen. Under this constraint, a rate maximization is applied through dynamic spreading gain control, allowing the decrease of the packet error rate and the mean bit error rate for erroneous packets.

1 Transmission sans fil par paquets

Le développement récent de systèmes de communications à "haut débit", tels que l’UMTS, permet d’envisager la transmission de données multimédia par paquets avec une contrainte temps réel (pour la vidéo par exemple). Un des points sensibles de ce type de transmission est la sensibilité des données multimédia aux erreurs à l’entrée du décodeur de source. La transmission sans fil doit garantir une certaine performance, conduisant à la notion de qualité de service (*QoS*). Dans la plupart des standards tels que l’UMTS, les paramètres du canal sont estimés sur la durée d’une trame, qui a été calibrée pour qu’ils soient constant, sur cette durée. La *QoS* peut alors s’envisager comme une minimisation du taux d’erreur trame. Cependant, ce critère ne tient pas compte des variations importantes du canal d’une trame à l’autre. Ainsi on aura à la réception certaines trames qui seront erronées avec un taux d’erreurs résiduelles variable, que l’on notera *CBER*. Le décodeur source peut tolérer un certain taux d’erreurs résiduelles. Ainsi pour garantir une certaine *QoS* à l’utilisateur d’un service multimédia, il faut que le système puisse maintenir au cours de la transmission un taux d’erreurs résiduelles cible en entrée de décodeur source.

Une manière de parvenir à cela est l’adaptation de lien [4]. Dans un système sans fil, l’adaptation de lien permet à l’émetteur de gérer les ressources radio de manière à atteindre les performances souhaitées en réception quand les conditions de transmission varient au cours du temps. Après s’être donné un critère de performances en réception (ici le *CBER* cible), en fonction des paramètres du canal, on adapte les débits, les facteurs d’étalement et les puissances à l’émission pour atteindre la *QoS* cible. Les méthodes d’adaptation de lien habituellement proposées sont basées sur des critères de maximisation du débit pour un Taux d’Erreur Bit moyen (*average Bit Error Rate, BER*) cible [10, 6]. Elles ne sont cependant pas des

mieux adaptées : elles ne prennent pas en compte le fait que la source puisse accepter des blocs erronés et que les erreurs qui se présentent au décodeur source puisse être corrélées. Nous proposons donc une adaptation de lien fondée sur une maximisation du débit sous la contrainte d’une *QoS* cible, fonction du taux d’erreur bit conditionné au fait que la trame soit erronée (*Conditionnal Bit Error Rate, CBER*). Cette adaptation permettra de garantir la *QoS* nécessaire en tenant compte d’un modèle plus fin de la répartition des erreurs.

Le papier est organisé de la façon suivante. Nous rappellerons dans un premier temps que l’ensemble du canal de transmission peut se modéliser efficacement par un canal additif gaussien équivalent dont le Rapport Signal sur Bruit (que l’on notera E_b/N_e) dépend de divers paramètres de l’émetteur et du canal. Puis nous exprimerons les taux d’erreur cibles (*CBER*) en fonction de E_b/N_e . Enfin, nous utiliserons ces expressions pour réaliser une adaptation de lien quand le canal de transmission varie, qui prend en compte les capacités du décodeur source à gérer les erreurs.

2 BER conditionnel

On considère ici une chaîne de transmission avec étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) en liaison montante composée d’un émetteur (codeur convolutif + étalement), d’un canal de Rayleigh non dispersif et d’un récepteur (désétalement + décodeur de Viterbi). Le système se compose de N_u utilisateurs de même facteur d’étalement S_f . A l’émission, le filtre de mise en forme au temps chip est une fonction porte d’énergie unité. Le type de modulation au temps chip considéré pour l’utilisateur d’intérêt est une BPSK d’amplitude appartenant à $\{-1/\sqrt{S_f}, +1/\sqrt{S_f}\}$. Nous supposons que tous les utilisateurs ont le même rendement de codage R . On note

P_k la puissance d'émission de l'utilisateur k et α_k le terme d'évanouissement du canal supposé constant sur la durée d'une trame (canal de Rayleigh par bloc) et connu pour chaque utilisateur.

Le système de communication étudié est représenté figure 1.

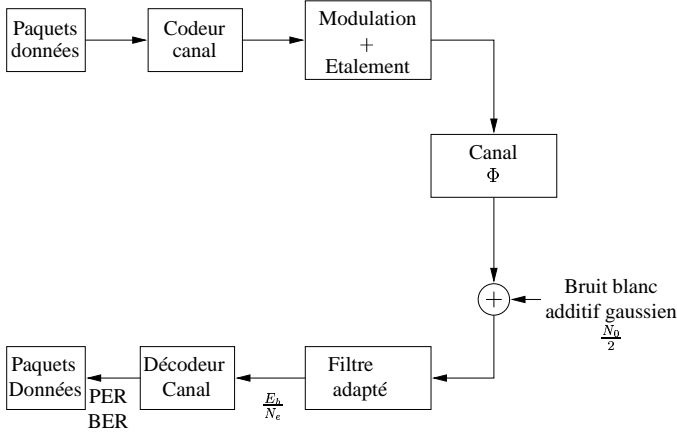


FIG. 1 – Chaîne de communication

En réception, en sortie de filtre adapté, après désétalement, le signal peut alors s'écrire

$$r_{k'}(n) = s_{k'}(n) + n_u(n) + n(n) \quad (1)$$

où $s_{k'}$ est le signal de l'utilisateur d'intérêt en réception, n_u le terme d'interférence entre utilisateurs et n un bruit blanc gaussien de densité spectrale $N_0/2$.

Sous l'hypothèse de gaussianité du terme d'interférence entre utilisateurs et d'indépendance entre n_u et n , on peut écrire, pour la trame indexée par l'indice (i) , le Rapport Signal sur Bruit (RSB) effectif, E_b/N_e , en entrée de décodage canal de la manière suivante (voir [9, 7])

$$\left(\frac{E_b(k')}{N_e}\right)^{(i)} = \frac{1}{R} \frac{P_{k'} \alpha_{k'}^{(i)2}}{N_0 + \frac{\beta}{S_f} \sum_{k \neq k'} P_k \alpha_k^{(i)2}} \quad (2)$$

où $E_b(k')$ est l'énergie moyenne par bit d'information en réception pour l'utilisateur k' , R le rendement de codage, $N_0/2$ la variance du bruit sur le canal, S_f le facteur d'étalement et β une constante dépendante de la famille des codes d'étalement.

De manière à éviter l'effet "proche-lointain" (*Near-far effect*), on suppose que la puissance des différents utilisateurs est adaptée à l'émission telle que $\forall k, P_k \alpha_k^{(i)2} = A^{(i)2}$ (tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance). L'expression (2) peut alors s'écrire

$$\left(\frac{E_b}{N_e}\right)^{(i)} = \frac{\frac{E_b}{N_0}}{1 + \frac{\beta(N_u-1)R}{S_f} \frac{E_b}{N_0}} \quad (3)$$

L'analyse des performances du système se résume donc à l'analyse des performances d'un code convolutif sur canal gaussien. Pour un code convolutif sur canal additif gaussien, le taux d'erreur trame (*Frame Error Rate, FER*) peut s'exprimer à la sortie de l'algorithme de Viterbi sur treillis fermé comme suit [3, 5]:

$$FER = 1 - (1 - P_e)^{K-\nu} \quad (4)$$

avec K le nombre de bits d'information d'une trame, ν la mémoire du code, et P_e la probabilité d'un événement d'erreur à un noeud du treillis. On appelle événement d'erreur de longueur l et poids d tout chemin divergeant du chemin de référence (mot de code zéro) au noeud d'intérêt et reconvergeant au bout de l sections de treillis. P_e s'exprime pour un RSB moyen et fort comme une fonction des coefficients du polynôme énumérateur de poids [11] de la manière suivante :

$$P_e \simeq \sum_{d=d_{min}}^{+\infty} a_d P_d \quad (5)$$

où a_d est le nombre d'événements d'erreur de poids de Hamming égal à d , d_{min} la distance minimale du code et

$$P_d = Q\left(\sqrt{2dR \left(\frac{E_b}{N_e}\right)^{(i)}}\right) \quad (6)$$

De la même façon, le BER peut se déduire du polynôme énumérateur de poids [11]:

$$P_b \simeq \sum_{d=d_{min}}^{+\infty} c_d P_d \quad (7)$$

où c_d est le nombre de bits d'information erronés sur l'ensemble des événements d'erreur de poids d .

On peut alors définir un taux d'erreur bit conditionnel

$$CBER = BER/FER$$

comme le taux d'erreur conditionné au fait que la trame soit erronée. Il permet de rendre compte du fait que quand la trame est erronée le BER moyen résiduel sur la trame est supérieur au BER moyen sur l'ensemble des trames, erronées ou pas.

La figure 2 donne les résultats simulés et théoriques pour diverses longueurs de trame pour le code de rendement 1/2 de polynômes générateurs en octal (561,753). L'analyse de ces courbes montre qu'à partir d'un certain RSB , le $CBER$ reste quasi-constant. Quand le RSB augmente, les événements d'erreur sont de plus en plus rares et les événements majoritaires sont ceux de poids d_{min} . Si on considère le nombre moyen de bits d'information erronés n_e pour un chemin de poids d_{min} et un seul événement d'erreur par trame pour de fort RSB , alors $CBER \rightarrow n_e/(K - \nu)$ quand $E_b/N_0 \rightarrow +\infty$.

3 Une stratégie d'adaptation de lien

On se place dans un contexte où tous les utilisateurs ont la même priorité et importance au niveau de la cellule. Le contexte d'application visé est la transmission de données multimédia. On suppose qu'il n'y a pas de retransmission des trames erronées et que le codeur de source est capable de tolérer des trames erronées. Les observations faites sur le $CBER$ permettent de fixer le $(E_b/N_e)_{(cible)}$: on se place dans la plage des RSB tels que le $CBER$ reste quasi constant (cf. figure 4), assurant pour chaque longueur de trame un $CBER$ minimal. Le but notre adaptation de lien est d'adapter les paramètres radio à l'émission afin de maximiser le débit des différents utilisateurs sous la contrainte $(E_b/N_e)_{(cible)}$.

Compte tenu de la limitation de puissance à l'émission pour chaque utilisateur, il se peut que l'on ne puisse garantir, par

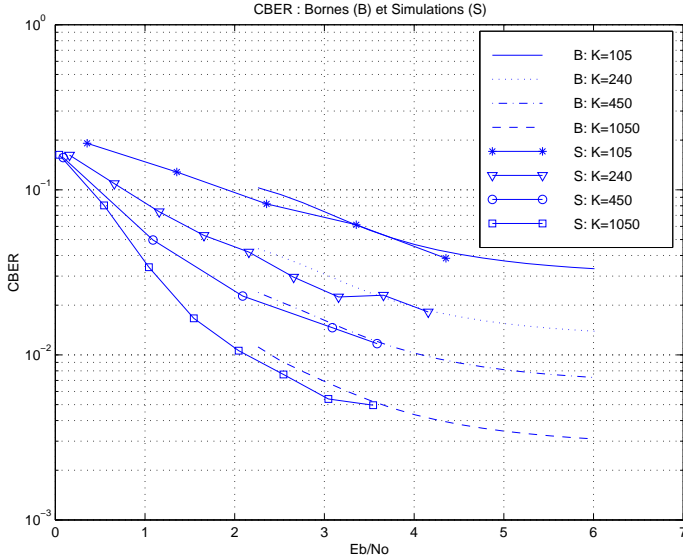


FIG. 2 – CBER sur canal gaussien pour différentes longueurs de trame. (B) Bornes à fort RSB, (S) Simulations.

adaptation de puissance seule, $(E_b/N_e)^{(i)} \geq (E_b/N_e)_{(cible)}$ qui assure le bon fonctionnement du système. D'après (3), augmenter S_f permet de diminuer le terme d'interférences entre utilisateurs. On propose donc d'adapter le facteur d'étalement S_f afin d'obtenir $(E_b/N_e)^{(i)} \leq (E_b/N_e)_{(cible)}$.

E_b/N_0 est supposé connu. Compte tenu des variations du canal et de l'adaptation imparfaite de puissance, la stratégie d'adaptation de lien basée sur l'adaptation des séquences d'étalement est la suivante :

- Si $E_b/N_0 \leq (E_b/N_e)_{(cible)}$ alors $S_f = S_{fmax}$. Dans ce cas, on ne peut lutter contre le bruit, même si il n'y a pas d'interférences entre utilisateurs. Il est aussi impossible de lutter contre des interférences en plus. Alors on transmet en minimisant au mieux $(E_b/N_e)^{(i)}$, grâce au gain d'étalement maximal (débit symbole le plus faible possible).
- Sinon,

$$S_f = \min (S_f / (E_b/N_e)^{(i)} \leq (E_b/N_e)_{(cible)})$$

Dans ce cas, on cherche à maximiser le débit symbole en prenant la plus faible des valeurs de S_f telle que le point de fonctionnement souhaité soit satisfait.

4 Résultats

Dans cette partie, on s'intéresse aux performances de la stratégie d'adaptation de lien proposée. On suppose que la source fournit des paquets de données de 4000 bits. Ces données sont protégées par un code convolutif de rendement $R = 1/2$, étalées avec un facteur d'étalement S_f puis transmises au temps chip T_c par trame de longueur fixe. Le canal est supposé statique sur chaque trame, mais peut varier de trame en trame. On simule par la suite que $\gamma_b = E_b/N_0$ qui suit une loi de type exponentielle de trame en trame.

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\overline{\gamma_b}} \exp - \frac{\gamma_b}{\overline{\gamma_b}}, \gamma_b \geq 0 \quad (8)$$

où $\overline{\gamma_b}$ est le E_b/N_0 moyen.

Le code utilisé est le code de rendement 1/2 de polynômes générateurs en octal (561,753). On suppose que le nombre d'utilisateurs du système est fixé à $N_u = 8$, et $4 \leq S_f \leq 512$. Le nombre de bits utiles transmis dans une trame est celui fournit dans les documents [1, 2] de la norme UMTS.

Pour mettre en évidence l'intérêt de l'adaptation de lien, on s'intéressera au taux d'erreurs paquet (PER), et au taux d'erreur bit moyen par paquet erroné CBER. On comparera pour un même canal les résultats obtenus avec l'adaptation de lien proposée à ceux obtenus dans le cas où S_f est maintenu constant, calculé en fonction du RSB moyen sur l'ensemble des trames. Les figures 3 et 4 donnent l'évolution du PER et du CBER sur les paquets erronnés en fonction de E_b/N_0 moyen sur le canal.

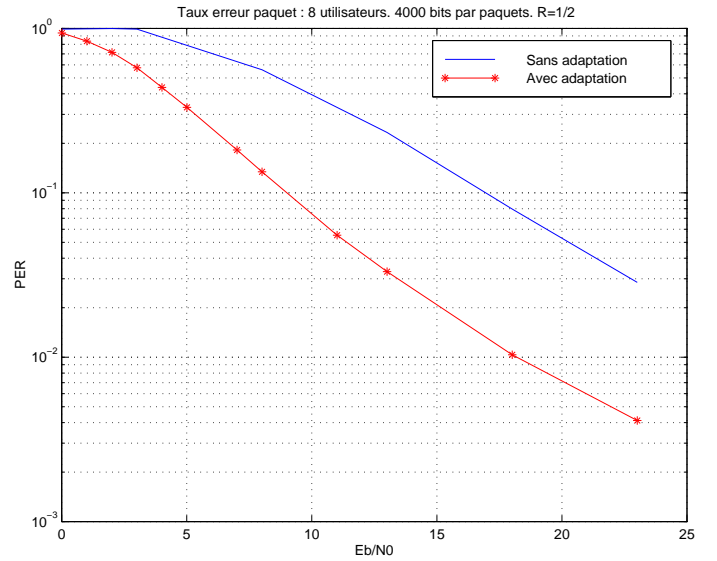


FIG. 3 – Taux d'erreur Paquet vs Eb/No. Bits utiles par paquet=4000. R=1/2. (E_b/N_e) cible = 3 dB.

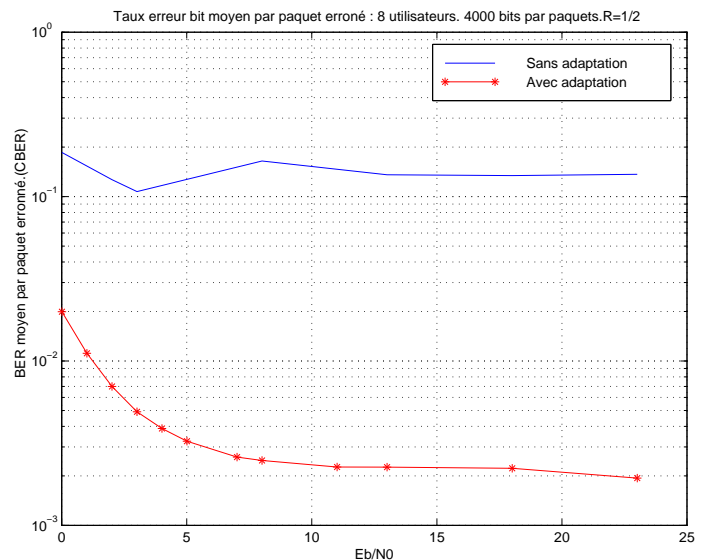


FIG. 4 – Taux d'erreur bit moyen par paquet erroné vs Eb/No. Bits utiles par paquet=4000. R=1/2. (E_b/N_e) cible = 3 dB.

Aux vues des résultats, l'adaptation proposée permet de réduire nettement le taux d'erreur paquet ainsi que le taux d'erreur bit moyen sur un paquet erroné. On voit ainsi l'intérêt de l'adaptation trame par trame. Elle permet dans le cas d'un trop mauvais canal sur une trame de limiter le nombre de bits transmis sur cette trame tout en minimisant le terme d'interférence entre utilisateurs. Dans les autres cas, l'adaptation permet d'influer sur le terme d'interférence entre utilisateurs pour se placer au bon point de fonctionnement : sur la trame transmise, on a alors eu un débit utile maximum et le *CBER* associé à cette trame est alors minimal.

5 Conclusion

Dans un contexte de transmissions de données multimédia sur un système sans fil multi-utilisateurs, une stratégie d'adaptation de lien basée sur une adaptation des séquences d'étalement a été proposée. Le *CBER* permet de définir un E_b/N_e cible, au delà duquel le *CBER* reste constant pour une longueur de trame donnée. On adapte ensuite le débit de transmission trame à trame pour lutter contre l'interférence entre utilisateurs et atteindre ce E_b/N_e cible en entrée de décodage canal. Cette méthode permet de diminuer le nombre de paquets erronés, ainsi que le taux d'erreur bit moyen sur un paquet erroné (*CBER*).

L'adaptation de lien proposée pourra être étendue à un cas plus général pour lequel les utilisateurs ont des facteurs d'étalement et des rendements de codage différents [8].

Remerciements

Pour cette étude, C. Poulliat est financé par le projet RNRT Visiophonie sur IP

Références

- [1] 3GPP TS 25.211, "Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD)".
- [2] 3GPP TS 25.212, "Multiplexing and channel coding (FDD)".
- [3] G.Caire, E. Viterbo, "Upper Bound on the frame error probability of terminated trellis codes", *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, No. 1, Janvier 1998.
- [4] S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, R.W. Heath Jr., "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks", *IEEE Communications Magazine*, Vol COM-40, N. 6, pp. 108–115, Juin 2002.
- [5] D.J. Costello Jr., O.Y. Takeshita, "On the Packet Error Rate of Convolutionnal Codes", ITW, Grèce, Juin 1999.
- [6] S.A. Jafar, A. Goldsmith, "Adaptative multirate CDMA for uplink troughput maximisation", *IEEE transaction on Wireless Communications*, Vol. 2, No. 2, pp. 218–228, mars 2003.
- [7] T. Ottosson, A. Svensson, "Multi-Rate Performance in DS-CDMA Systems", Technical Report no. 14, ISSN 0283-1260, Mars 1995.
- [8] C.Poulliat, I. Fijalkow, D. Declercq, "A link adaptation strategy for wireless multimedia data transmission", *accepted pour VTC Fall 2003*.
- [9] M.B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part I: System Analysis", *IEEE Trans On Communications*, Vol COM-25, NO. 8, pp. 795–799, Août 1977.
- [10] A. Sampat, P.S. Kumar, J.M. Holtzman, " Power control and resource management for a multimedia CDMA wirles system", *Proc. PIMRC*, PP. 21–25, 1995.
- [11] A.J. Viterbi, J.K. Omura, "Principles of Digital Communication and Coding", McGraw-Hill, 1979.