

Application de la turbo-détection à une communication GSM

Annie Picart, Alain Glavieux, Pierre Didier

Département Signal et Communications
Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne
BP 832, 29285 Brest Cédex
Email : Annie.Picart@enst-bretagne.fr

RESUME

La turbo-détection est une solution efficace pour traiter le problème de l'Interférence Entre Symboles générée sur un canal sélectif en fréquences. Associée à un traitement itératif, la concaténation d'un détecteur de symboles, d'un désentrelaceur et d'un décodeur de canal fournissant des décisions pondérées permet de s'affranchir des dégradations de performances liées à la sélectivité du canal. L'utilisation de cette technique pour une communication radio-mobile GSM en milieu urbain apporte un gain de 4 à 8 dB en rapport signal à bruit par rapport aux performances des récepteurs GSM usuels, ceci avec un nombre réduit d'itérations.

1 Introduction

Ces dernières années, les techniques de traitement itératif utilisées au niveau d'un récepteur numérique ont pris un essor considérable. Elles constituent en effet une alternative intéressante au niveau du compromis complexité-performances face à des solutions optimales trop complexes. Les turbo-codes, qui présentent des performances proches des limites théoriques de Shannon pour une complexité acceptable, en sont une illustration convaincante. Depuis la première présentation des turbo-codes par C. Berrou *et al* en 1993 [1], de nombreuses équipes de recherche internationales se sont investies dans les techniques "turbo" appliquées au domaine du codage de canal.

Mais le principe d'un traitement itératif peut être étendu à un autre domaine des transmissions numériques tel que l'égalisation. L'Interférence Entre Symboles (IES) générée sur un canal sélectif en fréquences est traitée efficacement en adoptant une solution itérative. Les premières publications sur le sujet [2, 3] ont montré que pour une modulation MDP2, comme pour une modulation MDP4, le récepteur proposé, que l'on appelle turbo-détecteur, permet de s'affranchir totalement de l'IES sur un canal gaussien. En effet, après seulement 5 ou 6 itérations, les performances du turbo-détecteur tangentent celles obtenues sur un canal gaussien non sélectif, c'est-à-dire sans interférence entre symboles. Pour une transmission sur un canal de Rayleigh, les performances du turbo-égaliseur se situent, après seulement trois itérations, à environ 1 dB de celles d'un canal gaussien non sélectif.

ABSTRACT

Turbo-detection is an efficient solution to combat Intersymbol Interference generated over a frequency selective channel. Associated with an iterative process, the concatenation of a symbol detector, a deinterleaver, and a channel decoder providing soft outputs leads to performance close to that of a non selective Gaussian channel. When applied to a urban GSM communication, turbo-detection can provide a gain of 4 to 8 dB in signal to noise ratio, compared to the performance of usual GSM receivers, with very few iterations.

Ici, nous appliquons la turbo-détection à une communication radio-mobile GSM. Pour une communication en milieu urbain, le gain obtenu en rapport signal à bruit est supérieur à 4 dB pour un taux d'erreur de 10^{-5} .

Après avoir rappelé le principe du turbo-détecteur, nous présenterons les caractéristiques d'une chaîne de communication GSM. Les résultats de simulation montreront l'intérêt du turbo-détecteur pour une communication GSM.

2 Principe de la turbo-détection

Le turbo-détecteur est envisageable pour toute communication numérique dans un milieu sélectif en fréquences où l'on utilise un codeur de canal et un entrelaceur. Si les symboles d'information émis sont notés c_n , que l'interférence porte sur L_1 symboles postérieurs à c_n et L_2 symboles antérieurs à c_n , l'échantillon prélevé à l'instant nT en sortie du démodulateur est de la forme :

$$R_n = \sum_{k=-L_1}^{L_2} \Gamma_k(n) c_{n-k} + w_n \quad (2.1)$$

Les symboles d'information c_n prennent les valeurs ± 1 de façon équiprobable. Les coefficients multiplicatifs $\Gamma_k(n)$ ont une puissance moyenne normalisée à 1, et ont une enveloppe qui suit une loi de Rayleigh. L'échantillon de bruit blanc filtré w_n est indépendant des données c_n .

Classiquement, la détection des symboles c_n se fait par l'algorithme de Viterbi fonctionnant sur un treillis à

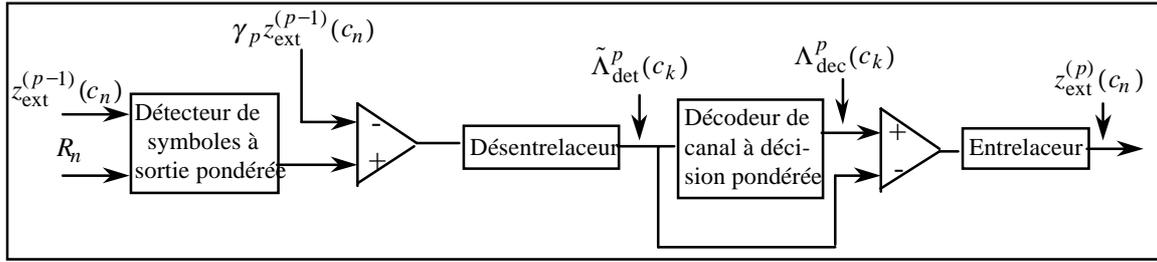


Figure 1 - Principe du turbo-détecteur

$2^{L_1+L_2}$ états, où un état à l'instant nT est représenté par $S_n = (c_{n-L_1}, \dots, c_n, \dots, c_{n-L_2+1})$.

Par ailleurs, si un codeur convolutif et un entrelaceur sont utilisés à l'émission, le récepteur est constitué de la concaténation d'un détecteur de Viterbi, d'un désentrelaceur puis d'un décodeur de canal utilisant l'algorithme de Viterbi. Ce schéma de base est du même type que celui d'un module d'un turbo-décodeur pour codes convolutifs. Par analogie avec le turbo-décodeur, le décodeur de canal fournit ici une décision pondérée d'où l'on extrait une information extrinsèque $z_{\text{ext}}(c_n)$ relative au symbole c_n . Cette information extrinsèque fournie par le décodeur de canal est dépourvue d'interférence entre symboles et peut donc être judicieusement exploitée par le détecteur de symboles. Ainsi, pour toute itération p ; $p \geq 2$, le logarithme de vraisemblance d'un élément binaire en sortie du détecteur de symboles est défini par :

$$\Lambda_{\text{det}}^p(c_n) = \ln \frac{P_r [c_n = +1 / \mathbf{R}, \mathbf{Z}_{\text{ext}}^{p-1}]}{P_r [c_n = -1 / \mathbf{R}, \mathbf{Z}_{\text{ext}}^{p-1}]} \quad (2.2)$$

où \mathbf{R} est le vecteur des échantillons reçus et $\mathbf{Z}_{\text{ext}}^{p-1}$ le vecteur des informations extrinsèques produites à l'itération $(p-1)$ du décodeur. $\Lambda_{\text{det}}^p(c_n)$ peut encore se mettre sous la forme :

$$\Lambda_{\text{det}}^p(c_n) = \tilde{\Lambda}_{\text{det}}^p(c_n) + \gamma_p z_{\text{ext}}^{(p-1)}(c_n) \quad (2.3)$$

Le terme $\tilde{\Lambda}_{\text{det}}^p(c_n)$ a une expression complexe qui dépend de toutes les composantes R_n de \mathbf{R} , et des composantes $z_{\text{ext}}^{p-1}(c_k)$, $k \neq n$. Il peut s'interpréter comme une nouvelle information extrinsèque délivrée cette fois par le détecteur de symboles. Puisque $z_{\text{ext}}^{p-1}(c_n)$ a été produit par le décodeur de canal, il ne peut alimenter l'entrée du décodeur à l'itération p . En conséquence, c'est le terme $\tilde{\Lambda}_{\text{det}}^p(c_n)$ qui constitue l'entrée pondérée du décodeur à l'itération p . Le coefficient γ_p , qui tient compte de l'amélioration de l'estimation de $z_{\text{ext}}^{p-1}(c_n)$ au fil des itérations, est égal à :

$$\gamma_p = 2 \frac{\sigma_w^2}{\sigma_z^2(p)} \quad (2.4)$$

La vraisemblance de la décision en sortie du décodeur de canal à l'itération p est de la forme :

$$\Lambda_{\text{dec}}^p(c_n) = \tilde{\Lambda}_{\text{det}}^p(c_n) + z_{\text{ext}}^{(p)}(c_n) \quad (2.5)$$

d'où l'on extrait $z_{\text{ext}}^p(c_n)$.

D'un point de vue pratique, l'introduction de $z_{\text{ext}}^p(c_n)$ à l'entrée du détecteur de symboles se traduit par une modification des métriques de branches du treillis qui sont alors évaluées par :

$$\lambda_n^i = |R_n - r_n^i|^2 - \gamma^p c_{n-L_2} z_{\text{ext}}^{p-1}(c_{n-L_2}) \quad (2.6)$$

lorsque la décision prise à l'instant nT est : $c_{n-L_2} = i = \pm 1$.

La figure 1 représente le schéma de principe du turbo-détecteur.

3 Caractéristiques d'une transmission GSM

La chaîne de communication GSM telle qu'elle est définie par la norme [4] comporte les trois éléments nécessaires au fonctionnement du turbo-détecteur : le codeur de canal, l'entrelaceur, et le milieu de transmission sélectif. De plus, la modulation GMSK introduit une interférence supplémentaire entre symboles, qui se révèle propice au bon fonctionnement du turbo-détecteur.

Le codeur de canal reçoit des blocs de 260 éléments binaires, classés selon leur importance. Les bits les plus importants sont codés par un code convolutif de rendement 1/2 et de polynômes générateurs (33, 23). Les bits les moins importants ne sont pas codés. En sortie du codeur deux blocs de 456 bits sont entrelacés pour former 8 blocs de 114 bits. Une trame GSM est ensuite constituée à partir de ces 114 bits par l'introduction d'une séquence d'apprentissage de 26 bits, ainsi que de bits de queue pour fermer le treillis de décodage. La trame a une durée de 0,58ms, équivalent à 156,25 durées symbole.

Puis, la trame GSM est émise sous la forme d'un signal modulé GMSK, dont l'expression sur l'intervalle de temps $[nT, (n+1)T]$ est donnée par :

$$e(t) = A \exp \left[2\pi f_0 t + \pi \sum_{k=n-L_m+1}^n c_k q(t-kT) + \theta_{n-L_m} \right] \quad (3.1)$$

avec :

$$\theta_{n-L_m} = \frac{\pi}{2} \sum_{k=-\infty}^{n-L_m} c_k \quad (3.2)$$

La forme d'onde $q(t)$ qui génère une interférence maîtrisée sur L_m symboles est égale à :

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (3.3)$$

$g(\tau)$ est la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas définie par :

$$g(\tau) = \frac{1}{2T} \operatorname{erf} \left[\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_N \left(\frac{\tau}{T} + \frac{1}{2} \right) \right] - \frac{1}{2T} \operatorname{erf} \left[\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_N \left(\frac{\tau}{T} - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (3.4)$$

Dans le GSM, la bande passante normalisée B_N est égale à 0,3, ce qui introduit une corrélation sur $L_m = 3$ symboles.

Le milieu de propagation de l'onde émise est modélisé comme un filtre linéaire de réponse impulsionnelle $h(t)$ de la forme :

$$h(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) \delta(t - \tau_m) \quad (3.5)$$

Le modèle GSM du canal typique urbain (TU) prend en compte $M = 6$ trajets de propagation, dont les atténuations α_m et les retards τ_m sont les suivants :

$$\alpha_m(\text{dB}) = (-3; 0; -2; -6; -8; -10)$$

$$\tau_m(\mu\text{s}) = (0, 0; 0, 2; 0, 5; 1, 6; 2, 3; 5, 0)$$

La dispersion temporelle maximale est relativement faible; compte tenu de la durée d'un symbole ($T = 3,69 \mu\text{s}$), le milieu de transmission génère une interférence qui s'étend sur seulement 2 durées symboles.

Après démodulation, le signal reçu est filtré par un filtre passe-bas de réponse impulsionnelle $g_r(t)$, et de réponse en fréquence $G_r(f)$. Nous avons choisi un filtre gaussien, de bande normalisée $B_r T = 0,37$, ayant une réponse fréquentielle telle que :

$$G_r(f) = \exp \left(-\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{f}{B_r} \right)^2 \right) \quad (3.6)$$

La réponse impulsionnelle correspondante $g_r(t)$ s'étend sur une durée de l'ordre de $2T$.

Le signal filtré a une expression donnée par :

$$R(t) = e_b(t) * h_r(t) + w(t) \quad (3.7)$$

où $h_r(t)$ représente la réponse impulsionnelle du canal filtrée par le filtre de réception, c'est-à-dire :

$$h_r(t) = h(t) * g_r(t) \quad (3.8)$$

$w(t)$ correspond au bruit blanc filtré. $e_b(t)$ est le signal d'information en bande de base :

$$e_b(t) = A \exp \left[j \left[\pi \sum_{k=n-2}^n c_k q(t - kT) + \theta_{n-3} \right] \right] \quad (3.9)$$

Le signal $R(t)$ est ensuite échantillonné à une cadence de $nT/2$. Les deux échantillons $R_n^0 \hat{=} R(nT)$ et $R_n^1 \hat{=} R\left(nT + \frac{T}{2}\right)$ constituent les 2 entrées pondérées du détecteur de symboles sur chaque intervalle de temps $[nT, (n+1)T[$.

En tenant compte du fait que la dispersion du canal TU est $\tau_{\max} = 1,35T$, et que la réponse impulsionnelle de $g_r(t)$ est voisine de $2T$, la réponse filtrée du canal $h_r(t)$ s'étend sur

$3,35T$. Avec un échantillonnage tous les $nT/2$, on dispose donc de $L_h = \left\lceil \frac{3,35T}{T/2} \right\rceil = 7$ valeurs $h_r^i \hat{=} h_r\left(i \frac{T}{2}\right); i = 0, 6$ de $h_r(t)$ échantillonné.

Le signal reçu filtré peut donc s'exprimer également sous la forme :

$$R(t) = A \frac{T}{2} \sum_{i=0}^6 h_r^i \exp \left[j \left[\pi \sum_{k=-\infty}^n c_k q\left(t - kT - i \frac{T}{2}\right) \right] \right] + w(t) \quad (3.10)$$

Telle qu'elle a été définie, la modulation GMSK introduit une corrélation entre 3 symboles consécutifs. Ceci se traduit par une fonction $q(t)$ croissante sur $[0, 3T[$ et égale à 1/2 pour $t \geq 3T$. La fonction $q(t)$ échantillonnée est représentée sur la figure 2.

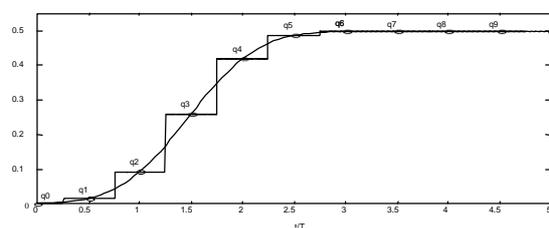


Figure 2 - Echantillons $q_p \hat{=} q\left(\frac{pT}{2}\right)$ de la fonction $q(t)$

Finalement, sur chaque intervalle de temps, les 2 échantillons à l'entrée du détecteur de symboles s'expriment sous la forme :

$$\begin{aligned} R_n^0 &= h_r^0 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-1} + q_4 c_{n-2}) + \theta_{n-3} \right] \right] \\ &+ h_r^1 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_{n-1} + q_3 c_{n-2} + q_5 c_{n-3}) + \theta_{n-4} \right] \right] \\ &+ h_r^2 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-2} + q_4 c_{n-3}) + \theta_{n-4} \right] \right] \\ &+ h_r^3 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_{n-2} + q_3 c_{n-3} + q_5 c_{n-4}) + \theta_{n-5} \right] \right] \\ &+ h_r^4 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-3} + q_4 c_{n-4}) + \theta_{n-5} \right] \right] \\ &+ h_r^5 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_{n-3} + q_3 c_{n-4} + q_5 c_{n-5}) + \theta_{n-6} \right] \right] \\ &+ h_r^6 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-4} + q_4 c_{n-5}) + \theta_{n-6} \right] \right] \\ &+ w_n^0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} R_n^1 &= h_r^0 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_n + q_3 c_{n-1} + q_5 c_{n-2}) + \theta_{n-3} \right] \right] \\ &+ h_r^1 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-1} + q_4 c_{n-2}) + \theta_{n-3} \right] \right] \\ &+ h_r^2 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_{n-1} + q_3 c_{n-2} + q_5 c_{n-3}) + \theta_{n-4} \right] \right] \\ &+ h_r^3 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-2} + q_4 c_{n-3}) + \theta_{n-4} \right] \right] \\ &+ h_r^4 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_{n-2} + q_3 c_{n-3} + q_5 c_{n-4}) + \theta_{n-5} \right] \right] \\ &+ h_r^5 \exp \left[j \left[\pi (q_2 c_{n-3} + q_4 c_{n-4}) + \theta_{n-5} \right] \right] \\ &+ h_r^6 \exp \left[j \left[\pi (q_1 c_{n-3} + q_3 c_{n-4} + q_5 c_{n-5}) + \theta_{n-6} \right] \right] \\ &+ w_n^1 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Les expressions (3.11) et (3.12) montrent que les échantillons R_n^0 et R_n^1 dépendent des 6 symboles (c_n, \dots, c_{n-5}) . Le détecteur de symboles devrait donc être construit à partir d'un treillis à 32 états. En réalité, il est possible de réduire le nombre d'états du treillis à 16, sans dégradation majeure des performances si l'on tient compte du fait que la contribution du symbole c_n est nulle dans R_n^0 et reste faible dans R_n^1 [5].

Pour calculer les métriques de branches, le détecteur de symboles a besoin de connaître la valeur des paramètres du canal $h_r^i; i = 0,6$. L'estimation de ces coefficients se fait conformément aux instructions de la norme GSM par corrélation de la séquence d'apprentissage de 26 bits (appelée séquence CAZAC) et du vecteur reçu.

4 Résultats de simulation

Les figures 3 et 4 synthétisent les performances obtenues en terme de taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit, pour une communication radio-mobile en milieu Typique Urbain. Les résultats sont présentés dans le cas où le détecteur de symboles connaît parfaitement les paramètres du canal (figure 3) puis lorsque le détecteur utilise les coefficients h_r^i estimés à partir de la séquence d'apprentissage (figure 4).

Dans le premier cas, pour un TEB de 10^{-5} , un détecteur à décisions pondérées apporte un gain en rapport signal à bruit de 4 dB par rapport à un détecteur à sortie binaire. Le processus de turbo-détection améliore le gain de 4 dB supplémentaires en 4 itérations, soit un gain global de 8 dB. Lorsque la procédure d'estimation des paramètres du canal est mise en oeuvre, le gain par rapport à un détecteur de symboles classique à sortie binaire est toujours égal à 8 dB pour un TEB de 10^{-5} . Pour un rapport signal à bruit de 14 dB, usuel pour une communication GSM, le turbo-détecteur divise le taux d'erreur par 3000 en seulement 3 itérations.

5 Conclusion

L'application de la turbo-détection dans une chaîne de communication GSM s'avère donc être une solution tout à fait envisageable. Le gain en rapport signal à bruit, compris entre 4 et 8 dB selon que l'on compare les performances par rapport à un détecteur à sortie pondérée ou binaire est obtenu en seulement 3 itérations. Par conséquent, du fait de la rapidité toujours croissante des processeurs de signaux, le retard de traitement induit par la turbo-détection devrait être, dans un futur proche, compatible avec le débit relativement lent du GSM. L'intégration d'un turbo-détecteur dans un récepteur GSM est donc à envisager sérieusement, plus particulièrement peut-être pour la liaison montante.

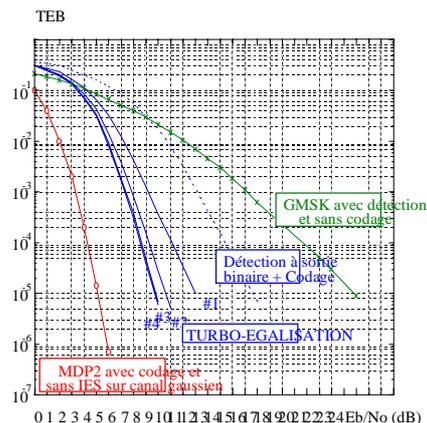


Figure 4 Performances du turbo-détecteur sur canal TU de paramètres connus

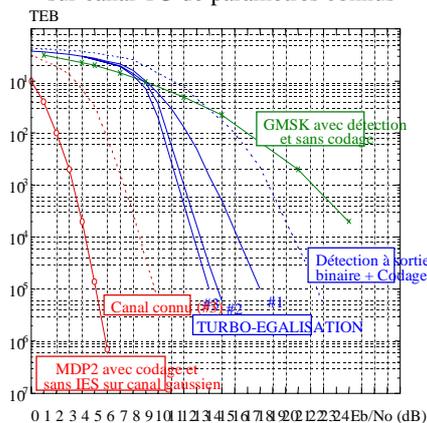


Figure 5 Performances du turbo-détecteur sur canal TU avec estimation des paramètres

6 Références

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : turbo-codes ", *ICC' 93, Conf.Rec.* pp. 1064-1070, Geneva, May 1993.
- [2] C. Douillard, A. Picart, P. Didier, C. Berrou, A. Glavieux, " Iterative correction of intersymbol interference : turbo-equalization", *European Transactions on Telecommunications*, vol 6, N°5, P. 507-511, sept-Oct. 1995.
- [3] P. Didier, A. Picart, C. Douillard, "Application des techniques de décodage itératif à la correction de l'interférence entre symboles", *GRETSI'95*, vol 1/2, P.549-552, Juan-Les-Pins, Sept. 1995.
- [4] - ETSI, *GSM Technical Specification : GSM 05 Series*, 1991.
- [5] P. Didier, "La Turbo-égalisation et son application aux communications radio-mobiles", thèse de l'Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 1996.