

UNE NOUVELLE ET TRES EFFICACE APPROCHE PRAGMATIQUE DU CODAGE DE CANAL POUR LES MODULATIONS A GRAND NOMBRE D'ETATS

S. Le Goff, C. Berrou, A. Glavieux

Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne
 Laboratoire Circuits Intégrés Télécom
 BP 832-29285 Brest Cedex

Résumé

Dans cet article, les auteurs présentent un nouveau système de communications numériques combinant un turbo-code et une modulation MAQ. Elaboré selon une approche pragmatique, ce système est non seulement relativement simple à mettre en oeuvre, mais également très attrayant pour les applications à hauts débits. Dans tous les cas, nous montrons qu'il permet d'obtenir des gains de codage par rapport à la modulation non codée supérieurs à ceux obtenus avec une modulation codée en treillis à 64 états (MCT) de même efficacité spectrale. Ainsi, de par ses performances et sa complexité modérée, le système proposé constitue une excellente alternative aux modulations codées.

Abstract

In this paper, we present a new digital communication scheme based on a combination between a turbo-code and a QAM modulation. Constructed in a pragmatic way approach, this scheme is not only relatively easy to implement, but also very attractive for high-speed applications. At the same time, we show that it achieves a higher coding gain over the equivalent uncoded modulation than a 64 states trellis coded modulation (TCM) of same spectral efficiency. In view of its performances and its moderate complexity, the proposed scheme is an excellent alternative to coded modulations.

1. INTRODUCTION

Inventés récemment, les turbo-codes [1] sont des codes correcteurs d'erreurs binaires obtenus en concaténant en parallèle deux codes convolutifs systématiques récurrents et en utilisant, au décodage, le concept de contre-réaction. Des simulations réalisées avec des modulations binaires (MDP2, MDP4), sur un canal gaussien, ont montré que les turbo-codes sont, parmi les codes existants, ceux qui possèdent le pouvoir de correction le plus élevé.

Etant donné le nombre croissant d'applications nécessitant des transmissions à grande efficacité spectrale, il est intéressant d'examiner les performances de ces codes lorsqu'ils sont associés à des modulations de type MAQ. C'est la raison pour laquelle nous proposons, dans cet article, un nouveau système de transmission, combinant un turbo-code de rendement R et une modulation MAQ-M. Ce système est élaboré à partir de la technique classique, qui consiste à optimiser séparément la fonction de codage de canal, c'est-à-dire le turbo-code, et la fonction de modulation.

Une telle approche permet au système proposé d'être relativement simple à mettre en oeuvre, et tout à fait apte à fonctionner à des débits élevés. Ce dernier point le rend particulièrement attractif pour certaines applications telles que les faisceaux hertziens numériques à grande capacité. De plus, nous montrons que le système permet d'obtenir des gains de codage plus importants que ceux obtenus avec des modulations codées en treillis [2], même lorsque le nombre d'états de la modulation employée est très grand. Enfin, grâce à la technique du poinçonnage, il est aisé d'augmenter l'efficacité spectrale de la transmission tout en conservant inchangés le turbo-code et la modulation utilisés. Cette approche s'apparente à celle utilisée dans [3], et sera donc qualifiée de pragmatique.

Dans ce qui suit, nous rappelons tout d'abord les principes de base des turbo-codes. Nous effectuons ensuite une description détaillée de la structure du système de transmission proposé.

Enfin, nous présentons les performances évaluées par simulation sur canal gaussien dans quelques cas particuliers.

2. PRINCIPE DES TURBO-CODES

Les turbo-codes constituent une famille de codes correcteurs d'erreurs binaires obtenue à partir d'une concaténation parallèle de deux codes convolutifs systématiques et récurrents. Cette structure de codage permet aux turbo-codes d'être eux-mêmes systématiques. A titre d'exemple, la figure 1 représente la structure d'un turbo-codeur de rendement 1/2, constitué à partir de deux codeurs C_1 et C_2 convolutifs de rendements respectifs R_1 et R_2 , de longueur de contrainte $K=5$, et de polynômes générateurs (23,35).

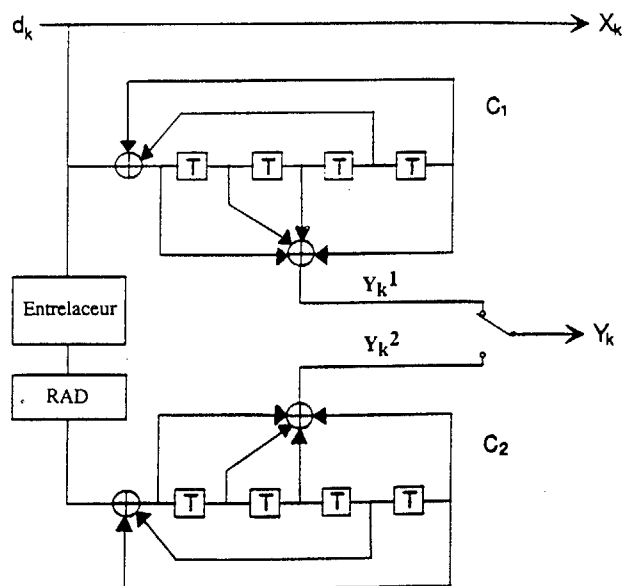


Figure 1 - Exemple d'un turbo-codeur de rendement 1/2, obtenu par concaténation parallèle de deux codes convolutifs C_1 et C_2 systématiques et récurrents.



Les deux codeurs élémentaires C_1 et C_2 utilisent les mêmes données d'entrées, mais suivant des séquences différentes. Ceci est rendu possible par la présence d'un entrelaceur et d'un registre à décalage (RAD). Pour une séquence $\{d_k\}$ de données à transmettre, les sorties X_k et Y_k , à l'instant kT , sont élaborées de la façon suivante:

- Le symbole X_k est égal à la donnée utile d_k ;
- Le symbole de redondance Y_k est donné par la sortie d'un commutateur périodique (multiplexeur) dont les entrées sont Y_k^1 et Y_k^2 , symboles de redondance fournis respectivement par les codeurs C_1 et C_2 . La périodicité de la commutation est évidemment fonction des rendements R_1 et R_2 que l'on souhaite attribuer aux codeurs C_1 et C_2 .

Les turbo-codes utilisent le concept de décodage itératif. En effet, un turbo-décodeur est constitué par la mise en cascade de P modules de décodage identiques (figure 2). Sa structure est donc parfaitement modulaire. Un module de rang (i) a pour tâche d'élaborer une variable $(Z)_{i+1}$, appelée information de contre-réaction, qui réalise une estimation nouvelle du symbole (X) émis par le codeur. Cette estimation est affectée d'un bruit décorrélié de celui qui perturbe les symboles (X) et (Y) en sortie du canal de transmission.

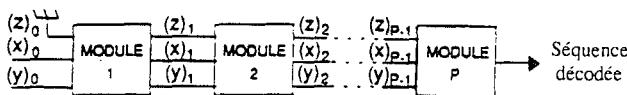


Figure 2 - Structure modulaire d'un turbo-décodeur, correspondant à un procédé de décodage avec contre-réaction.

De façon succincte, le fonctionnement d'un module consiste en une succession de deux décodages de Viterbi avec décisions pondérées [4] (décodage de C_1 , puis décodage de C_2). A la sortie du second décodeur, une grandeur $(Z)_{i+1}$ de contre-réaction est obtenue. A condition que le rapport signal à bruit soit suffisamment grand, cette variable $(Z)_{i+1}$ réalise une meilleure estimation de (X) que la variable $(Z)_i$ provenant du module précédent. Ainsi, un module de rang (i) possède un pouvoir de correction d'autant plus élevé que l'indice i est lui-même plus élevé. Avec un turbo-code, il est donc possible, à partir d'un certain rapport signal à bruit, d'obtenir en sortie du récepteur un taux d'erreurs binaires (TEB) très faible. Il suffit pour cela d'utiliser un turbo-décodeur constitué d'un nombre P de modules suffisant.

Les différentes simulations réalisées ont montré qu'à partir d'un certain nombre P de modules cascades, le gain en performances qui résulte de l'ajout de modules supplémentaires est négligeable. Comme, de plus, la complexité d'un turbo-décodeur est une fonction linéaire de P , une réalisation pratique possédant un excellent compromis performances-complexité ne nécessite qu'environ trois modules de décodage, ce qui est extrêmement avantageux pour bon nombre d'applications.

3. ASSOCIATION D'UN TURBO-CODE ET D'UNE MODULATION DE TYPE MAQ

Le système de transmission proposé est élaboré à partir de l'association d'un turbo-code de rendement R et d'une modulation MAQ à M états (figure 3). L'efficacité spectrale η de la transmission est donnée par :

$$\eta = R \cdot \log_2 M \quad (\text{en bit/s/Hz}). \quad (1)$$

Les symboles binaires issus de la source d'informations constituent la séquence $\{d_k\}$ à transmettre. Le codeur de canal recevant ces données est un turbo-codeur standard de rendement $1/3$. Il est obtenu par concaténation parallèle de deux codeurs convolutifs systématiques et récurrents, de longueur de contrainte $K=5$, et de polynômes générateurs (23,35). Il se distingue ainsi du codeur représenté sur la figure 1 uniquement par le fait qu'il n'emploie pas de commutateur périodique : à chaque instant kT , toutes les informations émises par les deux codeurs élémentaires (représentées par les symboles X_k , Y_k^1 et Y_k^2) sont disponibles sur les sorties du turbo-codeur.

La fonction de poinçonnage est assurée par un module indépendant placé en sortie du turbo-codeur standard. Grâce à la technique du poinçonnage, il est possible d'élaborer toute une famille de codes aux rendements divers, à partir d'un seul code standard de base [5]. Cette propriété permet à l'approche proposée dans cet article, d'être pragmatique. En effet, comme le module de poinçonnage est programmable, il est aisé de modifier le rendement R du turbo-code, et par la même l'efficacité spectrale de la transmission, tout en conservant inchangés le turbo-code standard et la modulation.

L'affectation des symboles binaires issus du turbo-codeur à un signal de la constellation de la MAQ- M se fait suivant un codage de type Gray. Avec un tel codage, il est évident que certains symboles sont mieux protégés du bruit que d'autres. Nous tirons profit de cette propriété en offrant aux symboles Y_k de redondance une protection maximale, ce qui, d'après les simulations effectuées, garantit les meilleures performances possibles de la part du turbo-décodeur. D'un point de vue théorique, l'opération de modulation consiste à associer à chaque ensemble de $\log_2 M$ symboles binaires à transmettre, un couple de symboles Q-aires noté (a, b) . Après passage à travers le canal de transmission et démodulation, l'information disponible se présente sous la forme d'un couple (A', B') de variables aléatoires telles que A' réalise une estimation a' de a et B' , une estimation b' de b . Par exemple, dans le cas d'un canal gaussien, on a les relations suivantes :

$$A' = a + N_1 \quad (2)$$

$$B' = b + N_2 \quad (3)$$

où N_1 et N_2 désignent deux variables aléatoires gaussiennes, centrées, dont la variance dépend du rapport signal à bruit E_b/N_0 sur le canal.

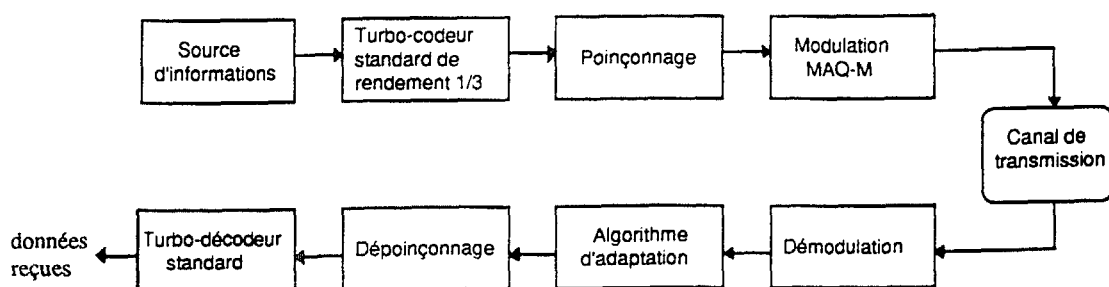


Figure 3 - Schéma de la chaîne de transmission.



Etant donné que le turbo-décodeur doit fonctionner en décisions douces à partir de grandeurs représentatives de symboles binaires, il est nécessaire d'utiliser en sortie du démodulateur un algorithme dit d'adaptation. Cet algorithme a donc pour rôle de traiter l'estimation (a', b') , représentative du couple (a, b) émis, afin d'en extraire $\log_2 M$ estimations, chacune représentative d'un des symboles binaires associés à (a, b) lors de la modulation. L'algorithme d'adaptation fait intervenir le concept de valeurs relatives au sens de [6] : pour chaque couple (a', b') reçu, l'estimation c_i' d'un symbole binaire c_i (i allant de 1 à $\log_2 M$) est calculée comme suit :

$$c_i' = K_i \cdot \log_e \left[\frac{\Pr\{c_i = 1 / (a', b')\}}{\Pr\{c_i = 0 / (a', b')\}} \right] \quad (4)$$

où K_i désigne une constante et $\Pr\{c_i = u / (a', b')\}$, la probabilité pour que le symbole c_i émis possède la valeur u ($u = 0$ ou 1) sachant que le couple disponible en sortie du démodulateur est (a', b') .

Le calcul rigoureux de ces expressions aboutit à des équations relativement complexes. De plus, il nécessite la connaissance des caractéristiques du canal de transmission (type de canal, rapport signal à bruit, etc...). Néanmoins, il peut être montré que ces équations rigoureuses sont bien approximées à l'aide d'équations très simplifiées ne dépendant pas des paramètres du canal. Ceci est particulièrement avantageux vis-à-vis de la complexité du système proposé. A titre d'exemple, considérons le cas d'une modulation MAQ16 et d'un canal gaussien. Comme le codage employé est un codage de type Gray, cette modulation peut se résumer à deux modulations d'amplitude à 4 états (MDA-4) sur deux voies en quadrature. En utilisant l'expression (4), on obtient ainsi quatre équations reliant les sorties et les entrées du module réalisant l'algorithme d'adaptation. Par exemple, les deux équations associées à la MDA-4 sur la voie en phase sont de la forme :

$$c_i' = K_i \cdot \log_e \left[\frac{\exp\left\{-\frac{(a' - a_{i1})^2}{2\sigma^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(a' - a_{i1}')^2}{2\sigma^2}\right\}}{\exp\left\{-\frac{(a' - a_{i0})^2}{2\sigma^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(a' - a_{i0}')^2}{2\sigma^2}\right\}} \right] \quad (5)$$

avec - a' : estimation du symbole a émis par le modulateur ;
 - a_{ij}, a_{ij}' : valeurs que peut prendre le symbole a lorsque le symbole binaire c_i à transmettre possède la valeur j ;
 - σ^2 : variance du bruit présent en sortie du démodulateur.

Hormis le fait qu'elles soient très complexes à utiliser, de telles relations présentent également l'inconvénient de nécessiter la connaissance de la variance σ^2 du bruit. On peut vérifier toutefois que les deux relations obtenues d'après (5) sont bien approchées par les deux expressions suivantes :

$$c_1' = a' \quad (6)$$

$$c_2' = |a'| - 2 \quad (7)$$

Il faut noter que ces expressions sont très simples à implanter, et qu'elles sont indépendantes de la variance du bruit.

Avant d'être décodée, la séquence des estimations issue de l'algorithme d'adaptation doit encore traverser un module ayant pour rôle de rendre cette séquence utilisable par le turbo-décodeur standard. Pour cela, le module effectue une opération de dépointonnage qui consiste à insérer, dans cette séquence, des estimations neutres pour représenter les symboles binaires supprimés lors du pointonnage.

Le décodage final constitue l'opération la plus délicate à mettre en oeuvre dans le système proposé. Toutefois, étant donné que le turbo-décodeur standard ne contient que trois modules de décodage, elle reste tout de même de faible complexité. En plus de sa simplicité de mise en oeuvre, le système possède également la capacité de fonctionner à des débits élevés, ce qui n'est généralement pas le cas des modulations codées en treillis. Cet avantage provient du fait que le turbo-décodeur travaille sur des grandeurs représentatives de symboles binaires, et que sa structure est modulaire, et donc pipe-line.

4. RESULTATS DE SIMULATIONS

Les résultats de simulations, présentés dans cette quatrième partie, sont obtenus en considérant un canal de transmission à bruit blanc additif gaussien. Le décodeur travaille sur des échantillons non quantifiés, et la matrice d'entrelacement-désentrelacement utilisée est de grande taille (256×256). Ce dernier point n'est pas fondamental car les simulations effectuées ont montré qu'avec une matrice de taille inférieure (64×64), les performances ne sont pas sensiblement dégradées. Enfin, l'algorithme d'adaptation est simplifié à l'extrême, et se réduit le plus souvent à quelques opérations arithmétiques effectuées sur les échantillons issus du démodulateur (cf équations (6) et (7) par exemple).

Les courbes du taux d'erreurs binaires (TEB) après décodage en fonction du rapport signal à bruit E_b/N_0 , obtenues pour quelques cas particuliers, sont représentées sur les figures 4 à 7. A titre comparatif, nous avons également représenté, sur chaque figure, la courbe du taux d'erreurs de la modulation non codée, ainsi que celle de la modulation codée en treillis à 64 états de même efficacité spectrale. De plus, la courbe du taux d'erreurs correspondant à l'association d'un turbo-code de rendement 2/3 et d'une modulation MDP8 est également donnée sur la figure 4.

On constate que, dans tous les cas, le gain de codage réalisé par rapport à la modulation non codée, est nettement supérieur à celui obtenu avec la MCT à 64 états de même efficacité spectrale. Par exemple, le gain de codage à $TEB = 10^{-6}$ par rapport à la MDP8 non codée est de 7,8 dB pour une MAQ16 protégée par un turbo-code de rendement 3/4, et vaut seulement 5,4 dB dans le cas d'une MAQ16 codée en treillis à 64 états. Quelques résultats intéressants, déduits des figures 4 à 7, sont reportés dans le tableau 1.

Rendement R du turbo-code	1/2	3/4	3/5	4/5	2/3	5/6
Modulation	MAQ16	MAQ16	MAQ32	MAQ32	MAQ64	MAQ64
Efficacité spectrale en bit/s/Hz	2	3	3	4	4	5
Gain à 10^{-6} / modulation non codée équivalente, en dB	6,0	7,8	6,8	5,8	5,8	4,6
Gain à 10^{-6} / MCT à 64 états équivalente, en dB	2,2	2,4	1,4	1,6	1,6	0,8
Gain à 10^{-9} / modulation non codée équivalente, en dB	7,8	9,7	8,7	7,4	7,5	6,3 *
Gain à 10^{-9} / MCT à 64 états équivalente, en dB	3,1	3,7	2,7	2,5	2,6	1,8 *

* Valeurs obtenues par extrapolation des courbes

Tableau 1 - Récapitulatif des principaux résultats de simulations.

Il faut noter que le turbo-code de rendement 5/6 utilisé correspond à une version légèrement modifiée par rapport à la version classique : la séquence non poinçonnée en sortie du turbo-codeur est la séquence $\{Y_k^1\}$ des symboles de redondance issus du codeur C_1 , et non plus la séquence $\{X_k\}$ des symboles

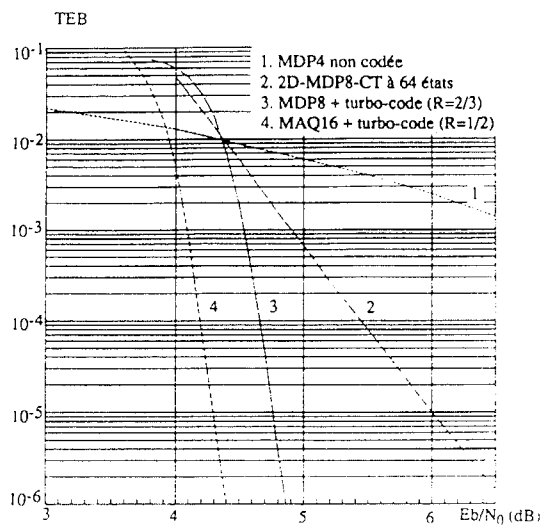


Figure 4 - Performances sur canal gaussien d'une modulation MAQ16 protégée par un turbo-code de rendement 1/2, et comparaison avec trois autres systèmes de même efficacité spectrale égale à 2 bit/s/Hz.

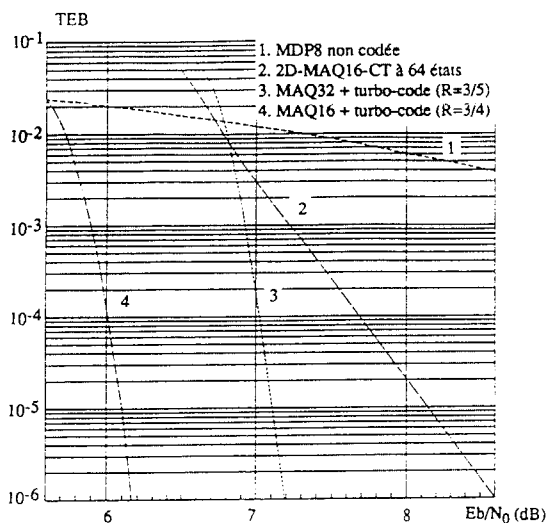


Figure 5 - Performances sur canal gaussien d'une modulation MAQ32 protégée par un turbo-code de rendement 3/5, et d'une MAQ16 protégée par un turbo-code de rendement 3/4. Comparaison avec deux autres systèmes de même efficacité spectrale égale à 3 bit/s/Hz.

d'information comme dans la version classique. Dans le cas d'un turbo-code de rendement élevé ($R > 4/5$), cette modification permet de remédier en partie au problème de la chute du pouvoir de correction due à la faible redondance. En effet, quel que soit le rendement global R du turbo-code, on observe que le code élémentaire C_1 peut être perçu comme un code de rendement virtuel $1/2$ dès la seconde itération, lorsque la séquence $\{X_k\}$ est poinçonnée à la place de la séquence $\{Y_k^1\}$. En contre-partie, le décodage de C_1 s'effectue alors à l'aide d'une estimation de la séquence $\{X_k\}$ affectée d'un bruit plus important que celui réellement présent sur le canal. Cette variante possède donc un intérêt uniquement dans le cas où le pouvoir de correction des décodeurs de C_1 et C_2 est très faible, c'est-à-dire quand R est proche de 1.

5. CONCLUSION

Nous avons présenté un nouveau système de transmission combinant un turbo-code et une modulation de type MAQ. Elaboré à partir d'une approche pragmatique, un tel système est peu complexe à mettre en oeuvre, et tout à fait apte à fonctionner à des débits élevés, ce qui n'est généralement pas le cas des modulations codées en treillis. Ceci le rend attractif pour certaines applications telles que les liaisons par faisceaux hertziens numériques. D'autre part, les différentes simulations réalisées ont montré que le système proposé permet d'obtenir des gains de codage importants par rapport à des MCT de grande complexité

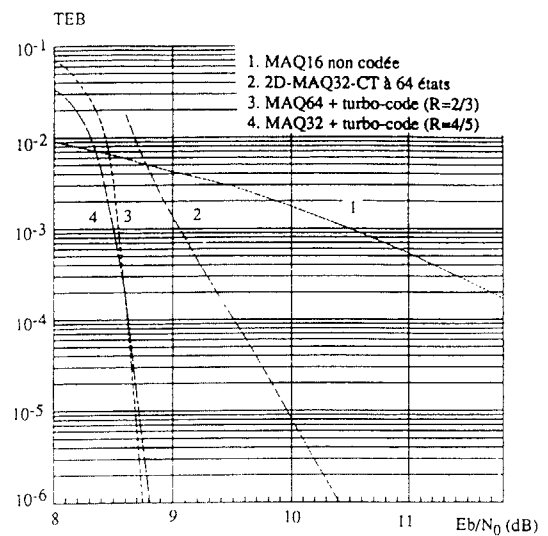


Figure 6 - Performances sur canal gaussien d'une modulation MAQ64 protégée par un turbo-code de rendement 2/3, et d'une modulation MAQ32 protégée par un turbo-code de rendement 4/5. Comparaison avec deux autres systèmes de même efficacité spectrale égale à 4 bit/s/Hz.

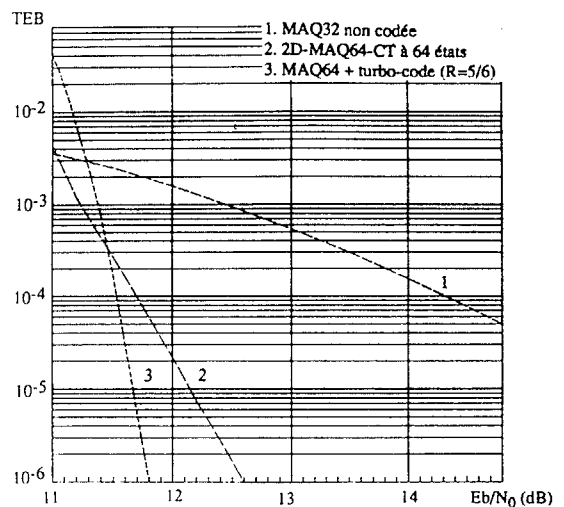


Figure 7 - Performances sur canal gaussien d'une modulation MAQ64 protégée par un turbo-code de rendement 5/6, et comparaison avec deux autres systèmes de même efficacité spectrale égale à 5 bit/s/Hz.

(treillis à 64 états). De par ses performances et sa simplicité de réalisation, le système constitue donc une excellente alternative aux modulations codées.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, " Near Shannon limit error correcting coding and decoding : turbo-codes ", ICC'93, Vol. 2/3, pp. 1064-1070, Geneva, May 1993.
- [2] G. Ungerboeck, " Channel coding with multilevel/phase signal ", IEEE Trans. on Info. Theory, Vol. IT-28, N°1, pp. 55-66, Jan. 1982.
- [3] A. J. Viterbi, J. K. Wolf, E. Zehavi, R. Padovani, " A pragmatic approach to trellis-coded modulation ", IEEE Commun. Mag., Vol. 27, N°7, pp.11-19, Jul. 1989.
- [4] C. Berrou, P. Adde, E. Angui, S. Faudeil, " A low complexity soft-output Viterbi decoder architecture ", ICC'93, Vol. 2/3, pp. 737-740, Geneva, May 1993.
- [5] Y. Yasuda, K. Kashusi, Y. Hirata, " High-rate punctured convolutional codes for soft-decision Viterbi decoding ", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-32, pp. 315-319, Mar. 1984.
- [6] G. Battail, " Pondération des symboles décodés par l'algorithme de Viterbi ", Annales des Télécoms, N°1-2, pp. 31-38, Jan.-Fév. 1987.