SYSTEME DE CODAGE DE CANAL HIERARCHIQUE POUR LA TELEVISION NUMERIQUE

P. COMBELLES, D. CASTELAIN, C. BERROU

CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et Télécommunications)
Rue du Clos Courtel - BP 59 - 35512 CESSON SEVIGNE - FRANCE

RÉSUMÉ

Les avantages de l'approche hiérarchique en matière de diffusion numérique de télévision poussent à étudier des systèmes de codage de canal offrant au moins deux niveaux de protection vis-à-vis du bruit. Cet article présente une méthode de codage de canal hiérarchique; bien qu'inspirée des constellations multirésolution, cette méthode utilise les propriétés du décodage sur décisions douces pour obtenir un bien meilleur compromis entre la robustesse de l'information haute priorité et l'inévitable fragilité de l'information basse priorité qui en découle.

ABSTRACT

The advantages of a hierarchical approach of digital television broadcast prompt studies on channel coding systems that feature at least two protection levels against noise. This article describes a hierarchical channel coding method; though inspired from multiresolution constellations, this method takes advantage of the properties of soft decoding and improves significantly the trade-off between the robustness of high-priority information and the corresponding loss on low-priority information.

I. INTRODUCTION.

Un système de diffusion numérique de télévision est dit hiérarchique si :

> au niveau codage de source, l'information codant les images est divisée en deux flux au moins : un flux constitué de "bits haute priorité" (bhp) qui permettent de reconstituer une image minimale, et un flux de "bits basse priorité" (bbp), qui, ajoutés aux bhp, permettent de reconstituer une image de haute qualité (typiquement une image haute définition).

> au niveau transmission (codage de canal), les bhp sont mieux protégés contre les erreurs que les bbp, et sont donc reconstitués par le récepteur dans des conditions plus difficiles.

L'intérêt d'un système hiérarchique est double :

> Il permet de véhiculer deux services dans un même signal :

- un service "portable", dont les récepteurs ne décodent que les bhp dans les conditions difficiles qui sont celles de la réception portable (pas ou peu de gain d'antenne, faible niveau du signal près du sol).
- un service "haute définition", dont les récepteurs, bénéficiant d'antennes directionnelles sur le toit, travaillent dans de bien meilleurs conditions de réception et peuvent donc décoder l'ensemble de l'information véhiculée par le signal.

> Si les conditions de réceptions d'un récepteur "haute définition" se dégradent temporairement, la continuité du service est assurée puisque les bhp demeurent décodables. On parle alors de "graceful degradation".

Cet article décrit une méthode de codage de canal hiérarchique. Dans la suite, le terme "code" sous-entendra donc "code correcteur d'erreur".

Les principales méthodes de codage de canal hiérarchiques sont les suivantes :

(1) Appliquer un codage et/ou une constellation différentes aux bhp et aux bbp : ce traitement des deux flux en parallèle, très souple, est le plus intuitif.

(2) Utiliser une constellation multirésolution [1] : Cover a montré dans [2] que la superposition des signaux haute et basse priorité était une meilleure façon de s'approcher de la solution hiérarchique optimale, d'où l'idée d'utiliser une constellation décomposée en îlots : l'îlot auquel appartient le symbole transmis est adressé par les bhp, et le point de l'îlot par les bbp ; les bhp bénéficient ainsi d'une distance minimale supérieure.

(3) Utiliser un code à protection inégale [3].

Dans la suite, nous présentons une méthode "hybride" relevant à la fois des solutions (1) et (2), en y ajoutant des éléments originaux. Les principes généraux de cette méthode sont décrits dans le paragraphe II. Le paragraphe III développe alors un exemple typique, avec une estimation de la probabilité d'erreur sur les bhp et une interprétation intuitive des résultats. Enfin, le paragraphe IV montre les résultats de simulation obtenus lors de l'emploi de codes nouveaux et particulièrement performants : les turbo-codes [4].

II. PRINCIPE DE LA METHODE.

Le problème rencontré par les constellation multirésolution est essentiellement la perte engendrée sur les bbp : lors de la contraction des îlots, le gain obtenu sur les bhp tend vers une limite finie, tandis que la perte sur les bbp tend évidemment vers l'infini puisque les points d'un même îlot finissent par se confondre. Le compromis (gain bhp / perte bbp) n'est donc pas très favorable.

On opte donc pour une constellation de base régulière de 2^N points, que l'on partitionne en 2^P sous-ensembles E_i ; chaque E_i contient 2^{N-P} symboles S_{ij} adjacents. La figure ci-dessous montre le cas d'une MAQ16 (i et j varient de 0 à 3), et rappelle l'allure d'une constellation multirésolution.

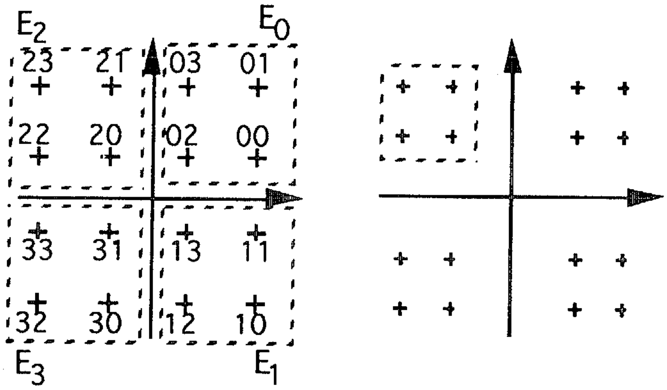

Figure 1
Partitionnement d'une MAQ16. Constellation multirésolution

II.1. Codage.

Les bhp sont d'abord codés suivant un code puissant *autorisant un décodage sur décision douces* (cette condition est impérative). Un exemple typique est un code convolutif à 64 états et de rendement 1/2. Les bhp codés servent alors à adresser un des sous-ensembles E_i ; on obtient donc la séquence $\{E(k)\}$ des sous-ensembles d'appartenance des symboles à émettre.
Les symboles effectivement émis sont alors sélectionnés au sein de chaque E(k) par les bbp, codés ou non suivant l'application. On notera $\{S(k)\}$ la suite des symboles émis.

II.2. Décodage.

Le récepteur dispose de symboles Y(k) correspondant aux S(k) entachés de bruit (pour simplifier, on suppose ici que la seule perturbation est due au bruit).

> détection des bhp :
On traite la suite $\{Y(k)\}$ comme si elle était issue de la "constellation réduite" constituée des barycentres Ci des sous-ensembles Ei. On calcule en conséquence les valeurs pondérées des bhp servant au décodage (décodage de Viterbi classique dans le cas d'un code convolutif). Dans le cas où la constellation réduite est une MDP2 ou une MDP4, les valeurs pondérées cherchées sont simplement celles des échantillons reçus. Pour les constellations plus grandes, chaque symbole Y(k) reçu porte plusieurs bits b_i ; pour chaque b_i, une bonne approximation de la pondération optimale vaut :

$$w_i = {}^1/_4 \{|C1(b_i) - Y(k)|^2 - |C0(b_i) - Y(k)|^2.\}$$

$C1(b_i)$ est barycentre C_i le plus proche de Y(k) tel que $b_i=1$;
$C0(b_i)$ est le barycentre C_i le plus proche de Y(k) tel que $b_i=0$.
(Dans le cas de la MDP2, C0=1 et C1=-1 : on retrouve bien w = Y(k)).

Le décodage s'effectue ensuite normalement, avec un décodeur binaire non modifié. Sa seule particularité est la reconstitution de la version codée des bhp, qui permet de disposer de la suite C(k) des barycentres des sous-ensembles E(k) - aux erreurs de décodage près. On notera que la différence S(k)-C(k), porteuse de l'information basse priorité, est jusqu'ici vue comme du bruit, à l'instar du décodage d'une modulation multirésolution.

> détection des bbp :
Lorsque le décodage des bbp est possible, on verra que le rapport signal sur bruit (S/B) est tel que le décodage des bhp est virtuellement sans erreur; on suppose donc disposer d'une séquence C(k) fiable.
On retranche C(k) à Y(k); la suite Z(k) obtenue est alors traitée comme une suite de symboles bruités issus du sous-ensemble E(k) recentré sur zéro (une MDP4 dans l'exemple de la figure 1). Le décodage des bbp s'effectue alors suivant l'application.

II.3. Remarques importantes.

Le décodage décrit s'apparente à celui d'une constellation multirésolution ; cependant :
- L'absence de contraction des sous-ensembles en îlots améliore grandement les performances des bbp.
- On montre dans la suite que la méthode décrite ci-dessus permet d'obtenir sur les bhp des résultats très supérieurs à ceux que laisse prévoir le critère de distance minimale : idéalement, ces résultats se rapprochent de ceux que l'on obtiendrait si la seule constellation réduite des barycentres C_i était effectivement émise, et ce, répétons-le, sans contracter les sous-ensembles définis lors du partitionnement.

III. ETUDE THEORIQUE D'UN EXEMPLE: LA MDA8.

Notations : Pr(X) : probabilité d'occurrence de X.
Pr(X/Y) : probabilité d'occurrence de X conditionnellement à Y.

III.1 Description.

Lorsque les deux voies (phase et quadrature) sont traitées identiquement, il est plus simple de se ramener au cas monodimensionnel; d'où le choix d'une MDA8 plutôt qu'une MAQ64.
Le partitionnement (figure 2 ci-dessous) comprend deux sous-ensembles : les symboles positifs (E_0, barycentre C_0) et les symboles négatifs (E_1, barycentre C_1).

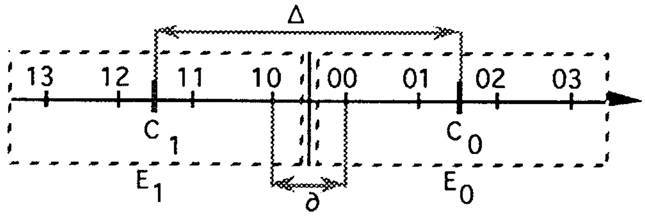

Figure 2 : Adressage de la MDA8.

On suppose que les bhp ont subi un codage (par exemple convolutif) de distance minimale D (une valeur typique est D=10). A l'émission, un bhp codé sert à déterminer le 1/2 plan d'appartenance du symbole émis ; 2 bbp servent ensuite à choisir le symbole effectivement émis. En réception, les bhp sont décodés en supposant que la constellation d'émission est une MDP2, puis les bbp sont reconstitués à partir d'une MDA4.

On notera, comme dans la figure 2 :
Δ la distance entre C_0 et C_1.
∂ la distance minimale de la MDA8.

Dans la suite, la MDA8 est donc vue comme la superposition d'une MDP2 (points C_0 et C_1) et d'une MDA4 de distance inter symbole ∂.

III.2. Estimation de la probabilité d'erreur.

Seuls les bhp sont étudiés : les performances sur les bbp se déduisent de celles d'une MDA4 en ajoutant une dégradation de 6,2dB, qui correspond au rapport d'extension entre la MAQ16 et la MAQ64.

Le critère de la distance minimale donne, pour les bhp :

$d_{min} = D.\partial$.

Si la constellation était effectivement réduite à C_0 et C_1, cette distance minimale vaudrait D.Δ : la perte est donc théoriquement de 12dB !
En pratique, cette perte n'est constatée que lorsque la probabilité d'avoir D symboles consécutifs près de la frontière E_0-E_1 est grande devant le taux d'erreur recherché. Sur cet exemple, cette probabilité vaut $(1/4)^D=10^{-6}$.
Plus précisément : on peut supposer sans perte de généralité que la séquence émise correspond à des bhp tous nuls ; les symboles émis s'écrivent donc : $S(k) = \Delta/2 + s(k)\partial/2$, où s(k) vaut -3/2, -1/2, 1/2 ou 3/2 suivant la valeur des bbp. Les métriques envoyées au décodeur valent donc : $Y(k) = \Delta/2 + s(k)\partial/2 + B(k)$, où B(k) désigne le bruit affectant l'échantillon. Pour qu'un décodeur *travaillant sur décisions douces* commette une erreur, il faut que la somme d'au moins D métriques soit négative, c'est-à-dire :

$$D\frac{\Delta}{2}+\left[\sum_{k=1}^{D}s(k)\right].\frac{\partial}{2}+\sum_{k=1}^{D}B(k)<0 \qquad (1)$$

Si σ^2 est la variance des échantillons de bruit, la somme de D échantillons de bruit a pour variance $D\sigma^2$.
Soit Nc le nombre de séquences de code de poids D, divergeant de la séquence nulle à l'instant k=1 ; pour une séquence {s(k)} donnée, la probabilité d'erreur a pour valeur approchée :

$$\Pr(err/\{s(k)\})=\frac{Nc}{2}.erfc\left(\frac{D.\Delta+\left(\sum_{k=1}^{D}s(k)\right)\partial}{2\sqrt{2D\sigma^2}}\right) \qquad (2)$$

Il reste à moyenner sur les séquences {s(k)} possibles :
- Le nombre total de séquences {s(k)} est 4^D.
- Pour chaque séquence {s(k)}, on note n_i ($0\le i\le 3$) le nombre d'éléments de la séquence égaux à -3/2 + i : le nombre de séquences associées à un quadruplet (n_0, n_1, n_2, n_3) donné vaut

$$N_s(n_0,n_1,n_2,n_3)=\frac{D!}{n_0!n_1!n_2!n_3!},$$

et la probabilité d'occurrence d'une séquence associée à (n_0, n_1, n_2, n_3) vaut :

$\Pr(n_0, n_1, n_2, n_3) = N_s(n_0, n_1, n_2, n_3)/4^D$.

L'expression (2) ne dépend que de (n_0, n_1, n_2, n_3) et peut se réécrire :

$$\Pr(err/n_0,n_1,n_2,n_3)=\frac{Nc}{2}.erfc\left(\frac{D.\Delta+\left(\sum_{i=0}^{3}n_i(-\frac{3}{2}+i)\right)\partial}{2\sqrt{2D\sigma^2}}\right) \qquad (3)$$

On en déduit une estimation de la probabilité d'erreur globale :

$$\Pr(err)=\sum_{\sum_{i=0}^{3}n_i=D}\Pr(n_0,n_1,n_2,n_3).\Pr(err/n_0,n_1,n_2,n_3) \qquad (4)$$

$$\Pr(err)=\frac{1}{4^D}\sum_{\sum_{i=0}^{3}n_i=D}\frac{D!}{n_0!n_1!n_2!n_3!}\frac{Nc}{2}.erfc\left(\frac{D.\Delta+\left(\sum_{i=0}^{3}n_i(-\frac{3}{2}+i)\right)\partial}{2\sqrt{2D\sigma^2}}\right) \qquad (5)$$

Cette expression ne fait que tenir compte de l'équiprobabilité des séquences {s(k)} : si $\partial=0$, on a affaire à une transmission MDP2 simple, et l'on retrouve bien :

$$\Pr(err_{MDP2})=\frac{Nc}{2}.erfc\left(\frac{D.\Delta}{2\sqrt{2D\sigma^2}}\right)=\frac{Nc}{2}.erfc\left(\frac{\Delta}{2}\sqrt{\frac{D}{2\sigma^2}}\right)$$

III.3. Interprétation.

Les séquences {s(k)} les plus défavorables sont celles pour lesquelles n_0 est grand : beaucoup de symboles se trouvent près de zéro, qui représente la frontière de décision des bhp, et la somme des métriques hors bruit est peu supérieure à $D(\Delta - 3\partial)/2 = D\partial/2$. Mais la probabilité d'occurrence de telles séquences est faible, car le rapport $\frac{1}{4^D}\frac{D!}{n_0!n_1!n_2!n_3!}$ est petit, et ce d'autant plus que D est grand : l'utilisation d'un code puissant est donc particulièrement rentable, et le gain de codage sera beaucoup plus élevé que dans le cas gaussien classique. [Bien entendu, l'absence de codage serait catastrophique : D vaudrait 1, et le quotient précédent vaudrait 1/4].

Par commodité, on prendra le critère intuitif suivant : une séquence est dite favorable si $n_0+n_1 \le n_2+n_3$. Pour la grande majorité des séquences, n_0+n_1 et n_2+n_3 sont du même ordre : suivant le principe habituel du décodage pondéré, les n_2+n_3 symboles favorables permettent de compenser les n_0+n_1 symboles défavorables. L'analogie avec les canaux à évanouissement est évidente : les symboles défavorables sont assimilables à des évanouissements qui suivraient une loi de répartition particulière. On peut donc s'attendre à obtenir des résultats comparables à ceux d'une MDP2 sur canal de Rayleigh, avec une perte due à deux facteurs :

- l'énergie globale du signal contient, outre celle de la MDP2, celle de la MDA4 qui lui est superposée. Cette énergie n'est destinée qu'aux bbp, et représente une perte sèche d'environ 1dB sur les bhp.
- l'«atténuation» du canal (i.e. s(k)) n'est pas connue et ne peut être estimée.

Cette perte est cependant atténuée par la loi de répartition plus favorable des pseudo-évanouissements (plancher garanti à -12dB dans cet exemple).

Le paragraphe IV permet d'estimer plus précisément les performances de cette méthode, par l'intermédiaire de résultats de simulation. Auparavant, il reste à vérifier la pertinence de la simplification qui consiste à assimiler la constellation de départ aux seuls barycentres pour le décodage des bhp.

III.4 Pertinence des pondérations des bhp.

Pour chaque symbole Y reçu, la métrique optimale du bhp b correspondant vaut :

$$w = log\left(\frac{Pr(b=0)}{Pr(b=1)}\right) = log\left(\frac{\sum_{j=0}^{3} e^{-\frac{(Y-S_{0j})^2}{2s^2}}}{\sum_{j=0}^{3} e^{-\frac{(Y-S_{1j})^2}{2s^2}}}\right)$$

Pour un rapport signal/bruit (i.e. Δ^2/σ^2) inférieur à 10dB, la fonction w(Y) est pratiquement linéaire : le choix de Y comme pondération d'entrée du décodeur est donc optimal, ce qui est appréciable étant donnée sa simplicité.

IV. UTILISATION DES TURBO-CODES - RESULTATS DE SIMULATION..

Les turbo-codes [4] sont les codes binaires très performants et donc bien adaptés au contexte difficile du "canal bhp", assimilable on l'a vu à un canal à évanouissements. Fondés sur la concaténation parallèle de deux codes convolutifs simples et un décodage récursif proche de l'optimal, ils présentent des performances très supérieures à celles des codes binaires classiques.

Les simulations ont été effectuées avec les paramètres suivants :
Constellation : MAQ64, vue comme la superposition d'une MDP4 (bhp) et d'une MAQ16 (bbp); il s'agit donc de la version bidimensionnelle de l'exemple développé en III.
Codage :
- bhp : turbo-code de rendement 1/2 , d'où une efficacité spectrale de 1 bhp/s/Hz.
- bbp : turbo-code de rendement 3/4 , d'où une efficacité spectrale de 3 bbp/s/Hz.

L'efficacité spectrale globale est donc de 4 bit/s/Hz.

Les systèmes de référence sont les suivants :
Pour les bhp : MDP4, avec turbo-code de rendement 1/2 (on notera au passage les remarquables performances de ces codes).
Pour les bbp : MAQ64, avec turbo-code de rendement 2/3, ce qui donne la même efficacité spectrale (4 bit/s/Hz) que la solution hiérarchique proposée. Cette combinaison non hiérarchique donne de très bons résultats, surtout sur canal de Rayleigh.

Les résultats sont présentés sur canal gaussien et canal de Rayleigh, et montrent :
- le rapport signal/bruit nécessaire pour obtenir une taux d'erreur de 10^{-4} sur les bhp et les bbp, ainsi que sur les systèmes de référence précités.
- la dégradation en dB par rapport aux références (toujours pour un taux d'erreur de 10^{-4}). Pour les bhp la perte due à l'énergie dédiée aux bbp (1dB) est incluse.

En outre, les performances obtenues avec un code convolutif classique à 64 états sont données à titre indicatif.

Bits haute priorité :

	Hiérarchique : **turbo-code/** code conv	Référence : **turbo-code/** code conv	Perte/ référ.
Canal gaussien	**5,7dB**/8dB	**1,7dB**/3,5dB	**4dB**
Canal de Rayleigh	**9dB**/12dB	**4dB**/6,1dB	**5dB**

Bits basse priorité :

	Hiérarchique	Référence	Perte/ référence
Canal gaussien	17dB	15dB	2dB
Canal de Rayleigh	21dB	18dB	3dB

Figure 3
Performance sur les bhp et les bbp, comparées aux systèmes non hiérarchiques de référence
(S/B indiqués pour une taux d'erreur de 10^{-4})

V. CONCLUSION.

La combinaison codage de canal / codage binaire à signal proposée permet d'obtenir un système de transmission hiérarchique très attrayant grâce à trois points forts :
- Grande robustesse des bhp.
- Peu de perte sur les bbp par rapport à un système non hiérarchique de même efficacité spectrale globale.
- Simplicité et optimalité de l'extraction des bhp au décodage (constellation "réduite").

L'utilisation des turbo-codes pour la partie codage permet en outre d'obtenir des résultats très supérieurs à ceux des codes binaires classiques - que l'application soit hiérarchique ou non.

Références.

[1] T.M. Cover : *Broadcast Channels, IEEE Trans. Information Theory, Janvier 1972.*

[2] K.M. Uz, K. Ramchandran, M. Vetterli : *Multiresolution source and channel coding for digital broadcast of HDTV, Proc. HDTV workshop, Turin, sept. 1991.*

[3] L.A. Dunning et W.E. Robbins : *Optimal encodings of linear block codes for unequal error protection. Information and Control, 37:150-177, 1978.*

[4] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima : *Near Shannon Limit error correcting coding and decoding : Turbo-codes, ICC Genève, mai 1993.*