



## Performances d'un système de transmission de TV et TVHD à débit variable utilisant la modulation codée en treillis multidimensionnelle sur un canal satellite non linéaire

Juing FANG<sup>1</sup>, Alain KARAS<sup>1</sup> et Xiao-Yong GUO<sup>2</sup>

1: Alcatel Telspace, 5, Rue Noël-Pons, 92734, Nanterre, Cedex

2: ENST, 10, Ave. E. Belin, BP 4004, 31028 Cedex Toulouse

### Résumé

Les transmissions par satellite concernant la télévision numérique en bande KU nécessite une conception de modulation et de codage à débit variable dépendant des conditions de propagation et de la qualité video souhaitée. On présente ici un système utilisant les modulations codées en treillis avec un décodeur de Viterbi unique, et avec une "partition en sous ensemble", multi-dimensionnelle, fonction des différents débits. Les performances sur un canal satellite non linéaire sont également présentées.

### I. Introduction

Les progrès dans le domaine du codage des signaux TV et TVHD numériques ont conduit à définir plusieurs débits en fonction de la qualité souhaitée [1]. Les services fixes et mobiles des transmissions par satellite des TV et TVHD numériques pourront être diffusés dans l'avenir en bande KU (11/14 GHz). La bande KU offre aujourd'hui en Europe une plus grande capacité que la bande C. Les canaux satellite qui utilisent cette bande subissent non seulement des distorsions dues aux non linéarités et aux filtrages, mais sont également plus affectés par les affaiblissements dus aux conditions atmosphériques de propagation. Les transmissions en TVHD peuvent nécessiter des débits relativement élevés qui dépendent des performances des codeurs sources. Ces débits dépendent de l'algorithme du codage choisi et sont compris entre 34 et 70 Mbits/s pour la TVHD. Certains systèmes de transmission en cours d'étude permettant de modifier le débit transmis en fonction des atténuations atmosphériques ont pour le but d'accroître le gain de codage canal afin de maintenir la qualité de transmission constante.

L'objectif d'un système à rendement variable est d'offrir presque toujours un bon compromis entre le débit transmis et la qualité de l'image. Par fort temps de pluie ou de neige lourde, où l'affaiblissement est sévère, un débit video faible, avec un codage du canal à faible rendement et puissant sont utilisés, tandis que dans les conditions normales, un débit élevé avec un codage du canal à haut rendement est adopté.

### Abstract

The satellite transmission of digitally compressed TV and HDTV in the KU band implies a concept of rate variable coding, since in KU band, fading must be considered in system design and, in addition, different bit-rates of the video signals offer different quality. We present a system design which utilizes a single Viterbi decoder with several multi-dimensional set partitioning schemes, for constructing rate variable TCM for different coding rates. Their performances over a non linear satellite channel are presented.

On montre que la modulation codée en treillis est appropriée pour ce type de système.

Les codeurs sources nécessitent une très bonne qualité de la liaison avec un taux d'erreurs  $< 10^{-11}$ , ce qui conduit à choisir un codage concaténé avec un code extérieur de Reed-Solomon et une modulation codée en treillis. La modulation codée en treillis adapte le canal au codeur video, et le code de Reed-Solomon, associé à une fonction d'entrelacement, réalise en grande partie la correction d'erreurs.

Dans cet article, nous présentons brièvement dans la section II la conception du système. Plusieurs "partitions en sous ensemble" basées sur la constellation  $MxMPSK$  sont associées à un code convolutif pour former un schéma TCM à rendement variable. La transparence de phase à  $2\pi/M$  de ces schémas permet la résolution rapide des ambiguïtés de phase dans la démodulation cohérente. Bien que ces schémas TCM soient différents dans leurs "sous ensembles", leur structure topologique en treillis est identique. Il est donc possible de réaliser un seul décodeur de Viterbi, utilisé par tous les schémas, dans le même récepteur. Dans la section III, on présente les performances de ce système sur un canal satellite avec des éléments de filtrages et des non linéarités. Un canal non linéaire satellite est représenté dans la Fig.1. Les amplificateurs HPA de la station terrienne d'émission et du répéteur satellite sont souvent utilisés très proche de la saturation, et introduisent des distorsions non linéaires dans le signal. Les caractéristiques typiques des non linéarités en



AM-AM et AM-PM basées sur un modèle analytique [2] sont présentés dans la Fig. 2. L'importance de ces distortions est fonction du recul des HPA par rapport à leur puissance maximale. Les filtres Tx et Rx, tous les deux en cosinus-surélevés avec un "roll-off" de 40%, réalisent un filtrage de Nyquist afin d'avoir des interférences entre symboles minimales, et les filtres IMUX et OMUX réalisent le filtrage du répéteur. Les HPA ont leur efficacité optimale lorsqu'ils fonctionnent à leur point de saturation, avec en contre partie la non linéarité la plus importante. Une non linéarité étale le spectre, donc, l'énergie du signal, qui est en partie filtrée par les filtres IMUX et OMUX. Il est important d'évaluer ces dégradations pour optimiser le point de fonctionnement des HPA et réaliser une conception efficace du système de transmission. Dans un canal BBAG (AWGN), il est relativement facile d'évaluer la performance des systèmes codés. Dans un canal satellite non linéaire, ce problème devient très difficile et est résolu par la simulation statistique.

Ce type d'étude a aussi été effectuée avec des données réelles provenant des éléments non linéaires dans le cadre des projets d'étude [3], [4].

L'égalisation linéaire et non linéaire d'un canal satellite est toutefois nécessaire dans certains cas où le débit est élevé par rapport à la largeur de bande allouée, et où les non linéarités de la liaison sont importantes. Des interférences entre symboles sont créées par l'effet du filtrage et le traitement de l'ensemble des amplificateurs HPA (SSPA ou TOP). Il est actuellement difficile de réaliser un égaliseur à quelque Msymboles/s. La technique TCM, grâce à sa grande efficacité spectrale, permet d'éviter l'utilisation d'un égaliseur. Dans cette étude, la largeur de bande est supposée suffisamment grande par rapport au débit, pour que ce problème ne se pose pas. En effet, on suppose que le répéteur satellite fonctionne en mono-porteuse, donc sans interférences des canaux adjacents, ce qui simplifie largement l'analyse et la simulation. Cependant, sur le plan opérationnel réel, il faut néanmoins compter ces effets et par conséquent, ce type d'étude sera à compléter de façon plus réaliste.

## II. Conception du Système

Le schéma du système est présenté sur la Fig. 3. Du côté émission, le signal vidéo issu du codeur TV est codé d'abord par le codeur de Reed-Solomon, et traverse l'entrelaceur en bloc. Il est codé ensuite par le codeur TCM et modulé en MPSK, avec  $M=4$  et 8 en général. Après la modulation, ces signaux numériques sont transposés en hyperfréquence, et

sont amplifiés par le HPA qui fonctionne dans un régime linéaire pour la station terrestre d'émission. Ces formes d'onde sont envoyées par l'antenne d'émission vers le satellite. Le secteur spatial est modélisé par un ensemble de dispositifs qui sont: un filtre IMUX, un HPA, un filtre OMUX, et le bruit BBAG de la liaison descendante. Le bruit montant est ignoré car il est négligeable par rapport à la forte puissance de la liaison montante, ce qui permet de simplifier l'analyse. Le côté réception est composé de l'antenne de réception, l'amplificateur faible bruit, la transposition de fréquence et le démodulateur qui fonctionne en décision souple. Le décodeur de Viterbi effectue une détection à maximum de vraisemblance et le desentrelaceur divise les paquets d'erreurs en paquets courts afin qu'ils soient corrigés par le décodeur de Reed-Solomon en décision ferme.

D'après la théorie de Nyquist sur le filtrage, pour ne pas avoir de sévères interférences entre symboles et pour alléger le problème de récupération de rythme, le produit  $BT$  où  $B$  est la bande disponible et  $T$  la durée de symbole, est borné et généralement supérieur à 1,2. Ceci nous définit la vitesse de modulation à 60 MBauds pour un répéteur complet de 72 MHz et 30 MBauds pour un répéteur de 36 MHz. Dans ces conditions, on peut valider l'hypothèse que dans le récepteur il n'y a pas d'interférences entre symboles et l'égalisation n'est pas indispensable.

Les 3 schémas de modulation codée en treillis multi-dimensionnelle sont étudiées: #1. TC\_3x8PSK 8/9, #2. TC\_2x8PSK 5/6 et #3. TC\_3x8PSK 2/3. Ces 3 systèmes TCM ont le même décodeur de Viterbi. La modulation 8PSK est une modulation de dimension 2, et le codage en treillis TC\_3x8PSK 8/9 et 6/9 ont pour dimension 6 et celui TC\_2x8PSK 5/6 a pour dimension 4. La vitesse de leur décodeur de Viterbi conçu pour un schéma de dimension 2, en nombre de branches par seconde, est divisée par 3 et 2 respectivement. Leurs "partitions en sous ensembles" sont différentes mais sont toutes transparentes aux rotations de phase:  $\pm 45^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$ ,  $\pm 135^\circ$  et  $180^\circ$ , ce qui permet la résolution rapide de ces 7 ambiguïtés de phase dans la démodulation cohérente par l'utilisation des codages/décodages différentiels.

On présente en bas dans le tableau 1, les débits offerts par ces 3 codes intérieurs avec le code extérieur de Reed-Solomon (255,223), ainsi que les vitesses du décodeur de Viterbi en MBranches/s qui détermine la technologie VLSI nécessaire à la réalisation:

Tab. 1.  $R_b$  and  $R_{branch}$  avec les 3 systèmes + RS(255,223)

Système	$R_{Mod}$	$R_{Mod}$
Config.	30 MBauds	60 MBauds
	$R_b/R_{branch}$	$R_b/R_{branch}$
	(Mbps)/(Mbranches/s)	(Mbps)/(Mbranches/s)
#1.	69,96//10	139,92//20
#2.	65,588//15	131,176//30
#3.	52,47//10	104,94//20

A titre d'exemple, en allouant 6 Mbps pour une porteuse de télévision numérique de faible définition, on peut transporter jusqu'à 11 programmes dans un répéteur de 36 MHz avec le système #1.

Les schémas des modulations codées en treillis sont représentés sur la Fig.4. On peut voir comment le système fonctionne avec 3 unités de mapping/demapping, et avec un seul codeur/décodeur sur un treillis à 8 états et 4-aire. On simplifie largement la conception système par cette méthode en évitant d'utiliser 3 codages indépendants. Les vitesses de traitement en nombre de branches parcourues par le décodeur de Viterbi en une seconde mesurent la complexité du composant VLSI. On voit que cette vitesse est inférieure à 15 Mbranches/s, ce qui est relativement facile à réaliser avec la technologie VLSI actuelle. Il nous reste donc à évaluer le système sur le plan puissance vis à vis des performances.

### III. Performances

Les performances des 3 configuration de modulation codée en tant que code intérieur ont été évaluées par des simulations. On a évalué surtout un paramètre important qui est le taux d'erreurs en symbole sur le corps Galois  $CG(2^8)$ , noté TES. Le décodage algébrique en décision ferme du code RS(255,223) permet de corriger 16 symboles erronés. Le TES est utilisé dans l'évaluation du système global par la méthode "semi-analytique":

$$P_b = \sum_{j=\tau+1}^N \binom{N}{j} \frac{j}{2N} TES^j (1-TES)^{N-j}$$

où  $p_b$  est le taux d'erreurs par bit (TEB) du système

concaténé, N est la longueur du RS qui est de 255,  $t = 16$  symboles, capacité de correction du code de RS(255,223). Cette évaluation "semi-analytique s'approche du cas d'un entrelacement idéal, où les paquets d'erreurs sont dispersés en symboles d'erreur qui suivent une loi binomiale. En pratique, une profondeur d'entrelacement d'environ 8 est appropriée.

La Fig. 5. présente les courbes TEB en fonction  $E_b/N_0$  (dB) de ces 3 configurations. On a constaté dans la Fig.5.a. que la dégradation pour un recul de sortie du TOP de -2 dB par rapport à la performance sur un canal BBAG est d'environ 1.4 dB. Il y a 2.7 dB d'écart entre le code RS(255,223)+TC\_3x8PSK 8/9 et le code RS(255,223)+TC\_3x8PSK 6/9, et il y a 1.7 dB d'écart entre le code RS(255,223)+TC\_3x8PSK 8/9 et le code RS(255,223)+TC\_2x8PSK 5/6.

### IV. Conclusion

La conception d'un système de transmission par satellite en bande KU des signaux TV et TVHD numériques, ainsi que leurs performances sur un canal satellite non linéaire sont présentées dans cet article. Une nouvelle méthode pour réaliser un système de codage concaténé à rendement variable, particulièrement intéressant en bande KU, est proposée. Différentes approches concernant la réalisation sont également abordées. Les résultats principaux montrent que la technologie actuelle est capable de promouvoir les transmissions par satellite des programmes TV et TVHD numériques.

### Références:

- [1]. J. Guichard et D. Nasse, "L'image numérique et le codage", L'écho des RECHERCHES N° 16, 4<sup>e</sup> trimestre 1986.
- [2]. A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", IEEE Transaction on Comm., vol. COM-29, no. 11, nov. 1981.
- [3]. "System analysis of digital TV codecs for a satellite transmission", Phase II Report of Project Contract Intel-1188: "Study on multi-rate digital TV", March 1993.
- [4]. Technical Report Race Project "Flash-TV" WP4, "An alternative solution to modulation/coding subsystem design".

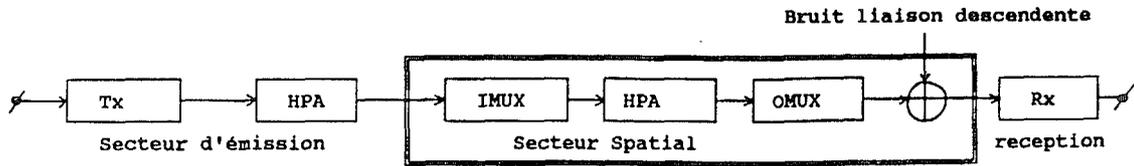


Fig.1. Une liaison satellite mono-porteuse avec 2 HPA non linéaires en modèle théorique

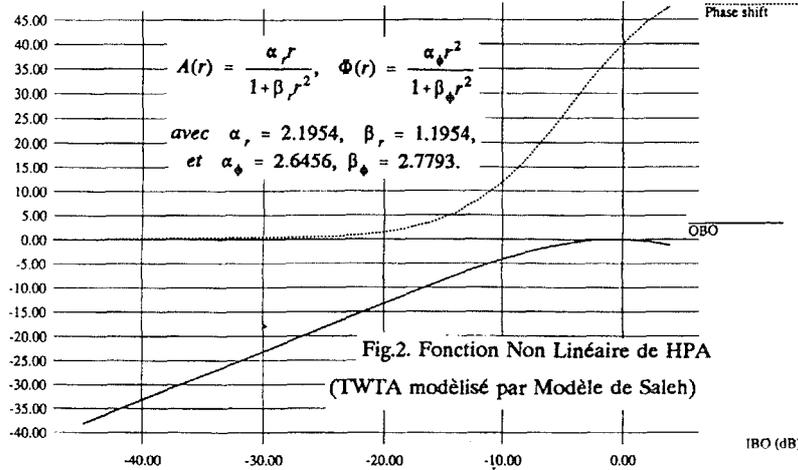


Fig.2. Fonction Non Linéaire de HPA (TWTA modélisé par Modèle de Salch)

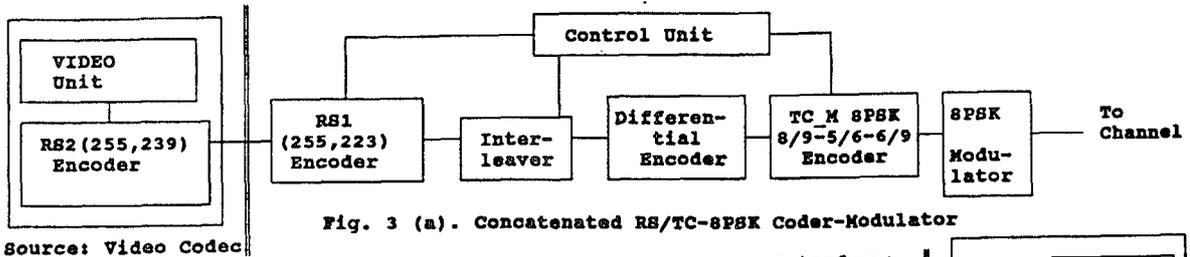


Fig. 3 (a). Concatenated RS/TC-8PSK Coder-Modulator

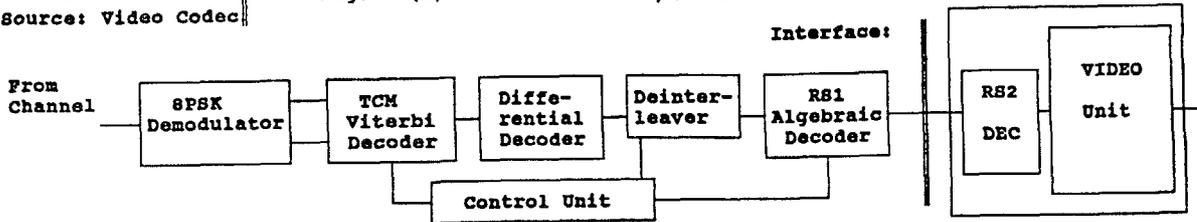


Fig. 3. (b). Concatenated RS/TC-8PSK Demodulator-Decoder

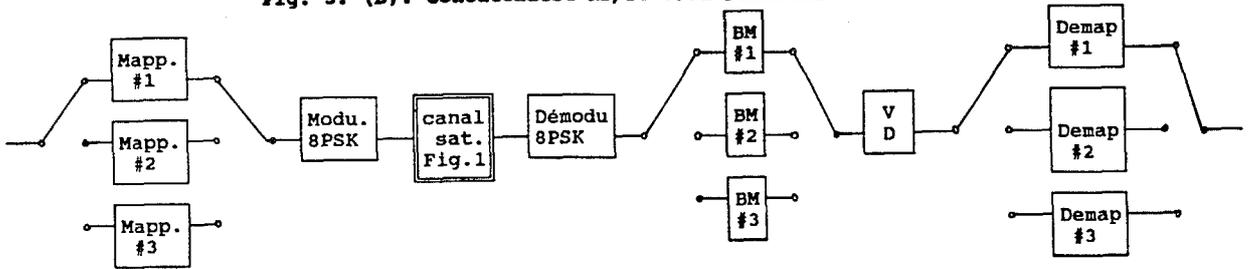


Fig. 4. Schématique du "supercannel": codeur intérieur, canal sat. et décodeur intérieur

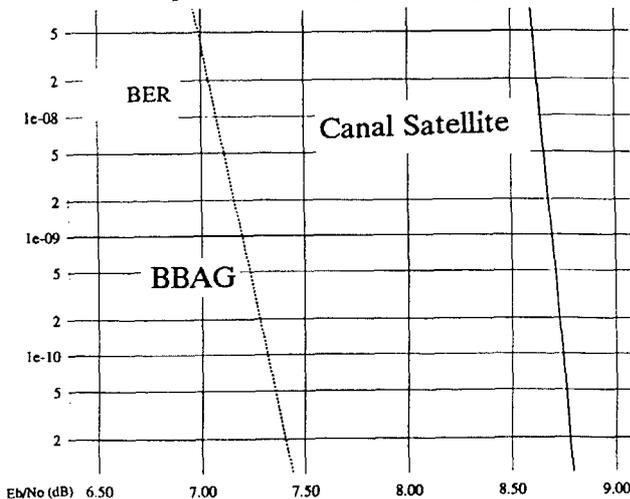


Fig.5.a. Comparaison du Schéma 8/9 sur Canaux BBAG et Satellite

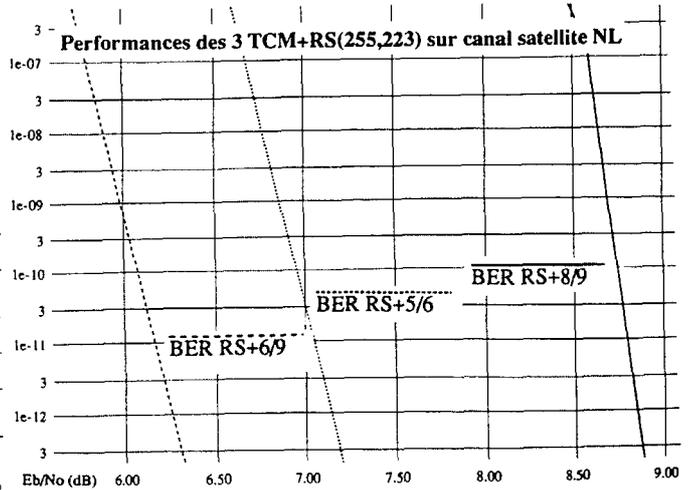


Fig.5.b. Comparaison des Schémas 8/9, 5/6 et 6/9 sur Canal Satellite