

# Compensation par décision dure de la latence du décodeur de Viterbi pour le système de démodulation OFDM-CD3

Ludovic GRANDJEAN

CCETT - CNET/DMR/DDH

4, rue du Clos-Courtel, BP 59, 35512 Cesson Sévigné Cédex, France

[ludovic.grandjean@cnet.francetelecom.fr](mailto:ludovic.grandjean@cnet.francetelecom.fr)

**Résumé** – Cet article présente une amélioration de la démodulation cohérente CD3 (Coded Directed Decision Demodulation) qui s'applique aux signaux numériques multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). L'estimation de la réponse du canal est basée sur une exploitation du symbole transmis estimé. Le problème est de réussir à fermer la boucle de démodulation du système OFDM-CD3. La méthode utilisée est de compenser par décision dure la latence du décodeur de Viterbi (cddlv). Les performances du procédé CD3-cddlv montrent un gain en débit utile jusqu'à 3 % dans un canal de transmission multitrajet avec du bruit additif gaussien par rapport à la méthode par fermeture du treillis du décodeur de Viterbi en ajoutant des bits nuls.

**Abstract** – This paper presents an improvement on the Coded Directed Decision Demodulation (CD3) which is applicable for some Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) digital multi-carrier signals. The channel estimation is based on the estimated transmitted symbol. The problem is to succeed in closing the CD3-OFDM system demodulation loop. The method used is to compensate by hard decision the Viterbi decoder latency (chdvl). The chdvl-CD3 process performance shows a productive flow gain up to 3 %, in a multi-path channel with the presence of Additive White Gaussian Noise (AWGN), in comparison with the method of closing the Viterbi decoder lattice by adding null bits.

## Introduction

Au cours de la dernière décennie, des systèmes de modulation de signaux multiporteuses, utilisant la technique C-OFDM (Coded-Orthogonal Frequency Division Multiplex) [6], ont été développés pour la transmission numérique radiophonique et télévisuelle dans le cadre des projets européens DAB et dTTb. Ces derniers ont abouti à la normalisation de systèmes de radiodiffusion sonore numérique (norme DAB) et de télévision numérique de terre (norme DVB-T [1]). La norme DAB utilise une démodulation de type différentielle. Quant à la norme DVB-T, elle préconise une démodulation cohérente avec insertion de porteuses de référence (dites pilotes). Cependant, une autre méthode de démodulation multiporteuse, appelée CD3 (Coded Directed Decision Demodulation), a été proposée par le centre de recherche de la RAI [3]. Le récepteur RAI permet de réduire la proportion de pilotes insérés dans chaque trame (une trame: ensemble de  $M$  symboles OFDM) : le gain en débit utile est de 5 à 15 % suivant les cas, et ce pour des résultats de simulation comparables à la démodulation cohérente idéale. La figure 1 expose le principe de réception en bande de base pour la chaîne CD3.

L'idée de réinjecter le symbole transmis pour estimer le canal au niveau de la réception nécessite l'utilisation d'une boucle fermée au niveau du récepteur CD3. Les bits en sortie du décodeur de Viterbi sont réinjectés dans la boucle de rétro-contrôle pour subir par la suite les mêmes transformations que dans le synopsis d'émission. Ceci dans le but d'estimer la réponse du canal. Ces bits décodés sont supposés peu erronés. Mais le décodeur de Viterbi pos-

sède une latence intrinsèque  $L$  qui inhibe le fonctionnement en boucle fermée. En effet, ce principe de fonctionnement de la chaîne CD3 s'appuie sur une condition de bouclage symbole par symbole OFDM. La valeur typique de cette latence  $L$  est dans le cas étudié de 100 échantillons. La latence induit une indisponibilité de certains bits en sortie du Viterbi et donc de certaines valeurs de l'estimation du signal émis  $\hat{x}(n-1, k)$ , avec  $n$  (indice du domaine temporel) et  $k$  (indice du domaine fréquentiel). Ces valeurs étant nécessaires pour le calcul de la réponse du canal  $\hat{H}(n-1, k)$ , valeur elle-même nécessaire pour le calcul du signal égalisé  $\hat{z}(n, k)$ , le fonctionnement de la boucle est alors impossible.

La première partie présente la latence du décodeur de Viterbi. Il existe deux solutions pour résoudre le problème de fermeture de la boucle de démodulation du système CD3 qui seront expliquées dans la deuxième partie. La première solution consiste à fermer le treillis du décodeur de Viterbi par ajout de bits nuls. Mais cette solution entraîne une perte en débit utile. L'autre solution, appelée méthode CD3-cddlv, permet de résoudre ce problème en complétant la latence par des bits obtenus après décision dure. La troisième partie décrit les mesures effectuées avec la méthode CD3-cddlv et les améliorations obtenues.

## 1 Latence du décodeur de Viterbi

Au sein du treillis de l'algorithme de Viterbi, si l'on remonte le temps à partir d'un instant donné  $t = n$ , les trajets survivants convergent avec de très fortes probabilités vers un nœud identique en  $t = n - L$ . Ainsi pour le

décodage du bit émis à  $t = n - L$ , l'observation de la séquence binaire reçue après  $t = n$  est inutile. En procédant de la sorte, la mémorisation des survivants est limitée à un intervalle temporel de durée  $L$  (pour latence) correspondant au retard de décodage. Ainsi à chaque instant  $t = n$ , le décodeur de Viterbi fournit une décision concernant au minimum l'élément binaire d'information présent à l'entrée du codeur à l'instant  $t = n - L$  (mais il peut aussi fournir  $\hat{d}_{n-L-1}, \dots, \hat{d}_{n-L-r-1}$  où  $r$  est la dimension du registre interne dans le décodeur de Viterbi). Par simulation, on peut montrer expérimentalement que la durée  $L$  augmente avec le rendement du code. En effet, plus le rendement est élevé et moins bonne est la protection. L'attente est alors plus longue pour prendre des décisions fiables. Elle dépend aussi du type de canal. Pour un rendement de code  $1/2$ , le choix de prendre  $L \geq 5(m + 1)$  permet de négliger les dégradations dans les performances de l'algorithme de Viterbi, où  $(m + 1)$  est la longueur de contrainte [2].

Si un certain nombre de métriques à décision douce correspondant à un symbole OFDM complet se présente à l'entrée du décodeur de Viterbi, sa sortie ne fournira, à l'inverse du rendement du code près, qu'une longueur binaire correspondante au symbole OFDM moins la latence de Viterbi. Si aucun système de compensation de cette latence n'est pris, le rebouclage dans la chaîne CD3 est impossible.

## 2 Principe de fermeture de la boucle du système CD3

### 2.1 Fermeture du treillis par ajout de bits nuls

Le code utilisé est de type convolutif et le décodeur, à décision douce, est de type Viterbi. A la différence d'un code en bloc qui possède une longueur fixe  $n$ , un code convolutif classique n'a pas de taille de bloc pré-défini. Cependant, un code convolutif peut être tronqué périodiquement pour le forcer à avoir une longueur fixe et on obtient alors un code en bloc convolutif par fermeture du treillis par insertion de zéros. Ce phénomène est appelé de « Zero-Tail » (ou ZT code) [4].

Au niveau du codeur, le registre d'état est initialisé à zéro et on insère  $m$  bits nuls après chaque bloc OFDM (ou symbole OFDM) d'information. Des échantillons supplémentaires (correspondant à l'état nul du codeur) en fin de symbole sont ajoutés à l'entrée du décodeur de Viterbi, qui peut alors délivrer les derniers bits stockés en mémoire. Ainsi, la latence (ou longueur de troncature) du décodeur de Viterbi n'empêche plus le bouclage de la chaîne CD3 symbole par symbole. La figure 2 présente ce procédé.

Le fait d'insérer  $L$  bits au niveau du démodulateur CD3-OFDM est la conséquence de deux faits indépendants :

1. insérer  $m$  bits à zéro (qui sont émis) suffirait théoriquement ;
2. comme on utilise un décodeur de Viterbi, qui converge en  $L$  branches, on insère  $L$  zéros.

La RAI, inventeur de la chaîne de démodulation CD3 [3], a proposé cette solution pour obtenir un décodage de Viterbi cadencé symbole par symbole OFDM. En ajoutant des éléments binaires, cette solution a pour inconvénient de ralentir le traitement et réduit l'efficacité du code. Elle réduit également l'efficacité spectrale de transmission. Néanmoins, elle conserve les données décodées qui sont alors ré-injectées intégralement dans la boucle de rétro-contrôle car ce procédé n'affecte pas les capacités de correction des erreurs.

### 2.2 Solution proposée : Compensation par décision dure de la latence du décodeur de Viterbi du système de démodulation CD3 (méthode CD3-cddl<sub>v</sub>)

L'idée consiste à ajouter en fin du symbole OFDM régénéré un nombre variable de bits. Cette séquence binaire ajoutée est déterminée symbole par symbole. Les bits correspondants sont obtenus par décodage dur des métriques ; les opérations décodage-recodage sont ainsi court-circuitées. Ces bits sont ensuite « mappés » pour constituer les symboles complexes de la fin du symbole OFDM régénéré. Cette méthode, présentée figure 3, permet d'obtenir un symbole OFDM complet. Le bon fonctionnement de la démodulation du système CD3 par fermeture de la boucle est donc assuré.

En entrée, le décodeur de Viterbi reçoit des blocs de la taille  $N$  d'un symbole OFDM. Après décodage puis recodage, ce symbole a pour taille  $N - L'$ . La latence considérée ici est la latence après recodage ( $L' = \frac{L}{R}$  avec  $L' > L$ ). Le schéma synoptique de la méthode est présenté sur la figure 4. Cependant :

- $N_{bits\_rec}$  (après recodage) n'est pas forcément un multiple de la dimension de la matrice de poinçonnage (la matrice de poinçonnage du (re)codeur permet à partir d'un code père de créer différents rendements de code [1]) ;
- les dimensions des mémoires utilisées (cf. §1, i.e.  $r = 16$ ) à l'intérieur du décodeur ne sont pas forcément des diviseurs de  $N$  (i.e.  $N = 2048$ ).

Pour ces diverses raisons, une latence constante (exprimée en nombre de bits, à la sortie du recodeur) n'est pas obtenue d'un symbole à l'autre.

## 3 Comparaison DVB-T/CD3

Le débit utile après le décodeur RS [1] s'obtient, pour les systèmes OFDM-DVB-T ou OFDM-CD3, avec la formule suivante :

$$D_{CD3/DVB-T} = \frac{p R_{in} R_{ext} N_{u\_tile}}{T_S} \cdot \frac{Nb_{sym\_u\_tiles}}{Nb_{sym\_trame}} \quad (1)$$

où :

- $p$  est le nombre de bits par symbole CBS, i.e.  $p = 6$  en MAQ64 ;
- $R_{in}$  représente le rendement du code convolutif, i.e.  $R_{in} = \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}$  ;
- $R_{ext}$  représente le rendement du code RS, i.e.  $R_{ext} = \frac{188}{204}$  dans le cas de la norme DVB-T ;

- $N_{\text{utile}}$  désigne le nombre de porteuses utiles par symbole OFDM, c'est-à-dire le nombre de porteuses transportant les données provenant de la source (on ne tient pas compte des porteuses de référence [1]) ; i.e. pour DVB-T,  $N_{\text{utile\_DVB-T}} = 1512$  porteuses par symbole OFDM (2048 - 343 porteuses nulles - 17 porteuses TPS - 176 porteuses réparties et continues). Pour le CD3,  $N_{\text{utile\_DVB-T}} = 1688$  porteuses par symbole OFDM (2048 - 343 porteuses nulles - 17 porteuses TPS).
- $T_S = t_S + \Delta$ , où  $t_S$  : durée utile du symbole,  $\Delta$  : durée de l'intervalle de garde,  $T_S$  : durée totale du symbole OFDM ; i.e. si  $\Delta = t_S/32$  et avec  $f_e = 9,142\text{MHz}$  (fréquence d'échantillonnage pour le contexte DVB-T),  $T_S = 231\mu\text{s}$ .
- Pour DVB-T, aucun symbole de référence n'est inséré par trame [1] donc  $\frac{\text{Nb}_{\text{symb\_utiles}}}{\text{Nb}_{\text{symb\_trame}}} = 1$ . Par contre, pour le système CD3, un symbole de référence par trame est ajouté,  $\frac{\text{Nb}_{\text{symb\_utiles}}}{\text{Nb}_{\text{symb\_trame}}} = \frac{67}{68}$ .

On remarque que pour faire varier le débit, on fait varier le rendement du code interne. Dans ces conditions (MAQ64,  $\Delta = t_S/32$ ), on obtient pour les démodulations DVB-T et CD3 :

$$\begin{aligned} D_{\text{DVB-T}} &= R_{\text{in}} \cdot 36,2 \text{ Mbits/s} \\ D_{\text{CD3}} &= R_{\text{in}} \cdot 39,8 \text{ Mbits/s} \end{aligned} \quad (2)$$

TAB. 1: Débit (relevé après le décodeur RS) en fonction du rendement de code convolutif pour les systèmes DVB-T (débit avec porteuses de référence) et CD3 (cas : constellation MAQ64, bande passante du filtre égale à  $\Delta = t_S/32$ , FFT 2K).

$R_{\text{in}}$	1/2	2/3	3/4
$D_{\text{DVB-T}}$ (Mbits/s)	18,1	24,1	27,1
$D_{\text{CD3}}$ (Mbits/s)	19,9	26,5	30

Dans ce cas, on vérifie bien que le système CD3 sans ajout de bits nuls (fermeture du treillis du décodeur de Viterbi, cf. §2) possède bien un débit supérieur de 9,1 % par rapport au système DVB-T pour le cas étudié. Néanmoins, la présence en plus grand nombre de porteuses de référence pour le système DVB-T, dont la puissance est augmentée de 3 dB, implique une perte qui n'est pas utilisée à transmettre des données. Cette perte implique une augmentation  $\varepsilon$  du rapport de S/B pour un TEB donné [3] :

$$\varepsilon = -10 \log \left[ \frac{\eta}{(2 - \eta)} \right] \quad (3)$$

où  $\eta$  est la proportion de porteuses non réparties et continues.  $\eta = 90,9\%$  donc  $\varepsilon = 0,8$  dB. Les rapports S/B pour la démodulation DVB-T sont théoriquement plus élevés de 0,8 dB par rapport aux résultats de la démodulation cohérente idéale.

D'autre part, pour une TFD de 2K, si la méthode CD3-cddl (cf. §2) n'est pas utilisée, le débit utile est réduit de 3 %. Pour compléter cette comparaison, il est possible de mesurer pour chaque système le débit utile en sortie du décodeur Reed-Solomon que l'on peut transmettre sans erreur, en fonction du rapport S/B. En effet, on sait que le « Quasi Error Free » correspond à un TEB de  $2 \cdot 10^{-4}$

après le décodeur de Viterbi. Les mesures sont effectuées pour trois canaux différents :

1. canal gaussien ;
2. canal de Rice, que représente le canal F1 de la norme DVB-T [1] ;
3. canal de Rayleigh, que représente le canal P1 de la norme DVB-T [1].

La figure 5 donne pour chaque système et pour les trois rendements de code le débit qu'il est possible de transmettre dans ces conditions en fonction du rapport S/B.

Comme on peut le constater, pour un canal de Gauss stationnaire, lorsque le rapport S/B est constant, le débit de la chaîne CD3 est supérieur à celui de la chaîne DVB-T. Pour chaque rendement du codeur convolutif, on vérifie bien que le rapport S/B le plus faible correspond à celui obtenu par la démodulation cohérente idéale. Les débits pour un rendement donné ne sont pas identiques. Par contre, pour ce type de canal, si le débit est constant, le système CD3 présente les niveaux les plus faibles. Pour les autres types de canal, la démodulation cohérente DVB-T tolère des niveaux de bruit plus importants. Cependant, pour un même débit, c'est la démodulation CD3 (méthode cddl) qui résiste le mieux au bruit avec des écarts variants de 0,5 dB ( $R_{\text{in}} = \frac{1}{2}$ , 20 Mbits/s) à 1,7 dB ( $R_{\text{in}} = \frac{3}{4}$ , 27 Mbits/s) pour un canal de Rayleigh.

## Conclusion

L'avantage de la solution CD3-cddl est sa rapidité. Aucun bit supplémentaire n'est transmis à la fin du symbole OFDM par rapport à la démodulation CD3 avec fermeture du treillis du décodeur de Viterbi par ajout de bits nuls. On observe donc un gain en débit utile jusqu'à 3 %. Cette méthode présente une perte minimale en matière de TEB (Taux d'Erreur Binaire) final après le décodeur de Viterbi. Mais celui-ci n'est que très peu affecté. Si des bits erronés sont introduits à cause du complément à décision dure, ils interviennent aussi dans l'estimation du canal. Mais des procédés de protection face à ce phénomène de ré-injection d'erreurs existent dans la démodulation CD3 (i.e. processus d'arrêt de la propagation des erreurs [5]). L'effet du temps de latence présent dans le décodeur de Viterbi est alors inhibé. En effet, d'une part, le fonctionnement complet de la démodulation CD3 a été validé par des mesures comparatives de la chaîne CD3 avec la démodulation cohérente idéale. Et d'autre part, une comparaison entre les deux méthodes d'adaptation donne des résultats similaires et montre que les pertes supposées entre la méthode par compensation et celle par ajout de zéros pour fermer le treillis de l'algorithme de Viterbi sont très faibles (<0,1 dB) quel que soit le type de canal (Gauss, Rice ou Rayleigh).

## Références

- [1] European Telecommunication Standard. *Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. ETS 300 744, March, 1997.
- [2] A. GLAVIEUX ET M. JOINDOT. *Communications numériques, Introduction*. MASSON, PARIS, 1996.

- [3] V. MIGNONE AND A. MORELLO. *CD3-OFDM: A Novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers*. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 44, NO.9, PP. 1144-1151, SEPTEMBER, 1996.
- [4] J.C. CARLACH, D. CASTELAIN AND P. COMBELLES. *Soft-decoding of convolutional block codes for an interactive television return channel*. IEEE 6TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON UNIVERSAL PERSONAL COMMUNICATIONS, VOL. 1, PP. 249-253, OCTOBER, 1997.
- [5] L. GRANDJEAN, P. COMBELLES AND D. CASTELAIN. *Error Propagation Stop Principle for CD3-OFDM: a Comparison with Perfect Coherent Demodulation*. IEEE 10TH TYRRHENIAN WORKSHOP ON DIGITAL COMMUNICATIONS, MULTIMEDIA COMMUNICATIONS, SPRINGER, SEPTEMBER, 1998.
- [6] M. ALARD AND R. LASSALLE. *Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers*. EBU REVIEW - UHF SATELLITE SOUND BROADCASTING, TECHNICAL No.224, PP. 47-69, AUGUST, 1987.

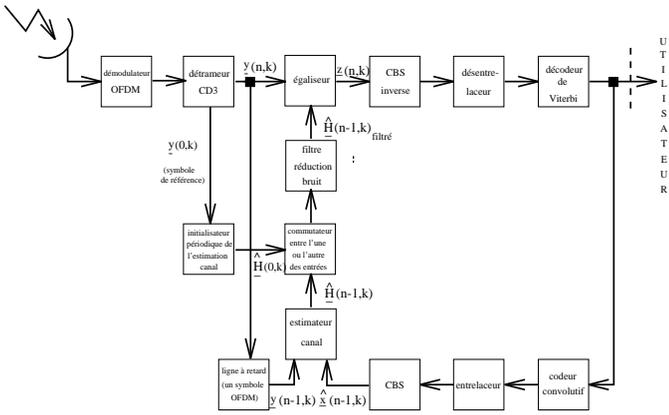


FIG. 1: Chaîne de réception CD3.

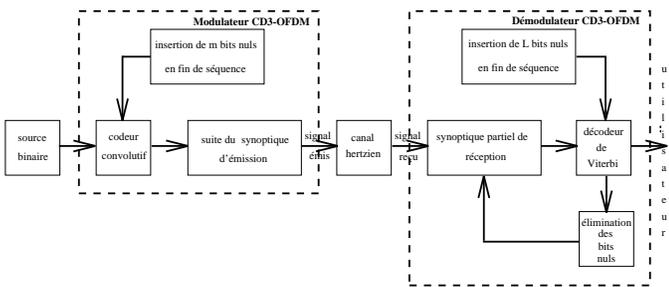


FIG. 2: Fermeture du treillis par ajout de bits nuls.

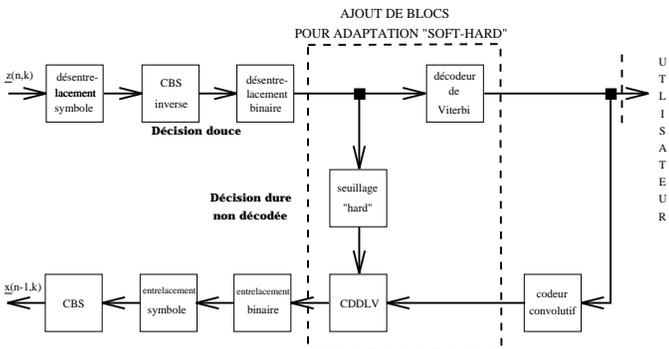


FIG. 3: Compensation par décision dure de la latence du décodeur de Viterbi du système de démodulation CD3.

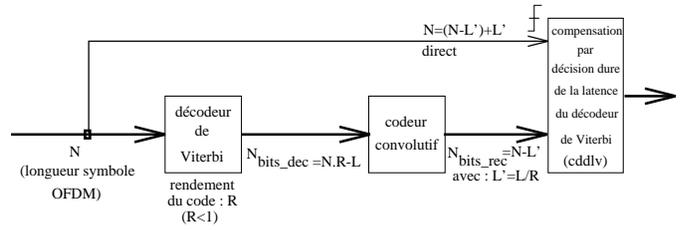


FIG. 4: Synopsis autour du bloc CD3-cddl.

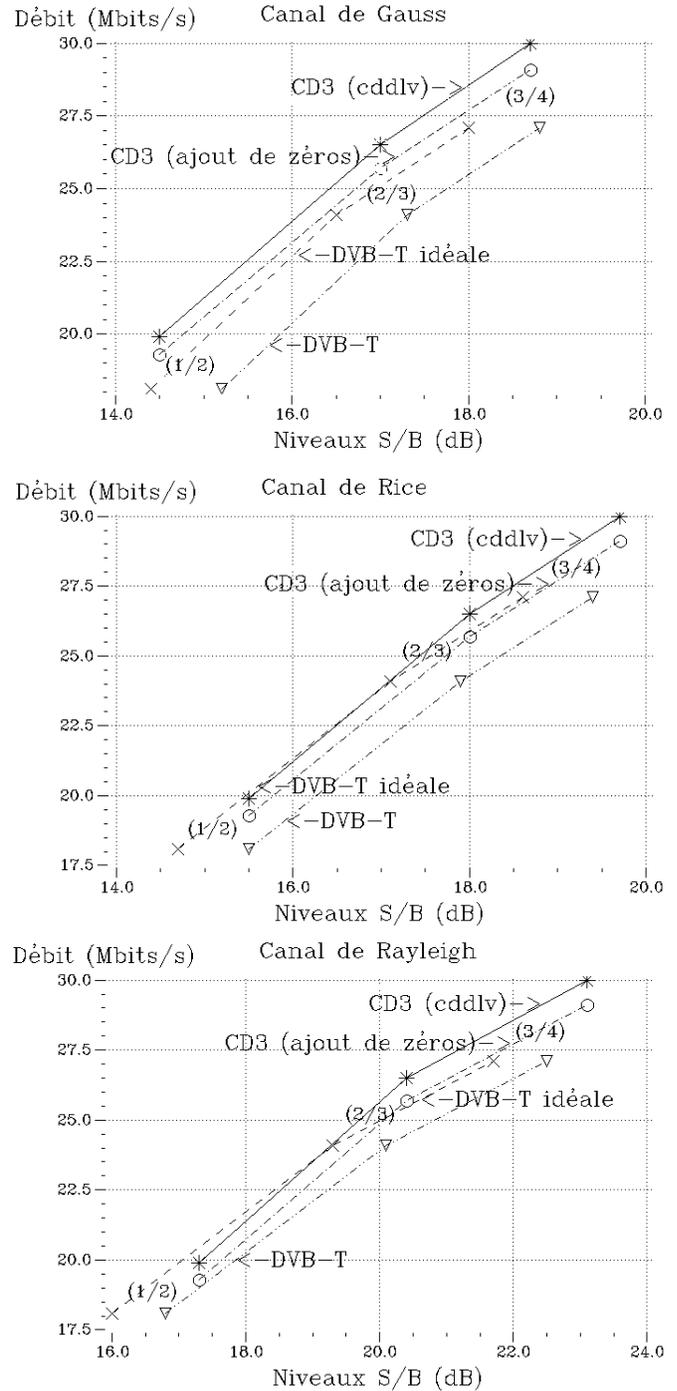


FIG. 5: Débit (relevé après le décodeur RS) en fonction du rapport S/B pour les systèmes CD3 et DVB-T (débit avec porteuses de référence et niveaux de S/B relevés pour la démodulation cohérente idéale) (cas : constellation MAQ64; rendements de code 1/2, 2/3 et 3/4; canal de Gauss, de Rice et de Rayleigh; bande passante du filtre égale à  $\Delta = t_s/32$ ; FFT 2K;  $TEB = 2.10^{-4}$  après le décodeur de Viterbi).