

NEUVIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS



NICE du 16 au 20 MAI 1983

CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
POUR UNE LIAISON NUMERIQUE PAR SATELLITE

R. BAILLY, J.C. BIC, P. DU REAU

Centre National d'Etudes des Télécommunications / Division PAB/ETR / 92131 Issy les Moulineaux

RESUME

Le système de deux codages correcteurs d'erreurs en cascade permet d'atteindre deux objectifs distincts dans une liaison numérique par satellite.

Le codage dit "interne" est appliqué globalement au train numérique. Il améliore le bilan de liaison, ce qui permet, soit une augmentation du débit utile à transmettre, soit un allègement des contraintes pesant sur les autres équipements tels qu'amplificateurs et antennes. Le codage dit "externe" est appliqué sélectivement sur certaines voies dont on veut améliorer la qualité sans surdimensionner l'ensemble.

Deux types de codes convolutifs ont été retenus pour les liaisons numériques par satellite : un code de rendement $R = 1/2$ ou $2/3$ avec décodage de Viterbi pour le train numérique multiplexé à 8 ou 34 Mbit/s et un code d'Hadamard de rendement $R = 3/4$ correcteur de paquets d'erreurs pour les voies spécialisées à 48 kbit/s.

Les critères de choix de ces codes sont explicités et l'effet du décodage interne sur le décodage externe est analysé. Les réalisations et les résultats expérimentaux présentés mettent en évidence les gains que l'on peut attendre de telles techniques.

SUMMARY

In a digital satellite link, two successive FEC coding achieve two different purposes. "Inner" coding on the overall digital stream improves the link budget enabling either an information bit rate increase or a relaxation of constraints on RF equipments such as amplifiers and antennas. "Outer" coding performed on a selective basis improves the grade of service of dedicated channels without overdesign.

Two kinds of convolutional codes have been selected for digital satellite links : a rate $1/2$ or $2/3$ with Viterbi decoding for the 8 or 34 Mbit/s multiplexed data stream, a rate $3/4$ Hadamard burst error correcting code for 48 kbit/s data channels.

Parameters leading to this choice are detailed and the effects of inner decoding on the outer decoding are investigated.

Implementations and experimental results shown, highlight improvements expected with such techniques.



CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
POUR UNE LIAISON NUMÉRIQUE PAR SATELLITE

I - INTRODUCTION

Le codage correcteur d'erreurs peut jouer plusieurs rôles dans une transmission numérique par satellite. Il peut être utilisé, soit d'une façon globale pour améliorer le bilan de liaison et ainsi permettre la transmission d'un plus grand nombre de voies, soit d'une façon sélective pour protéger certaines voies qui nécessitent une qualité supérieure à celle de l'ensemble.

Ces deux approches ont déjà été mises en oeuvre séparément dans différents systèmes avec succès, codage sélectif /1/ et codage global /2-3/. Nous présentons ici un système qui fait intervenir simultanément ces deux formes de codage. Le codage dit "interne" est un codage global appliqué à un multiplex téléphonique à 8 ou 34 Mbit/s et le codage dit "externe" est un codage sélectif appliqué à des voies spécialisées de transmission de données à 48 kbit/s.

Le choix d'un type de codage doit être déduit d'une connaissance au moins partielle de la statistique des erreurs. Si à l'entrée du décodeur interne les erreurs issues du canal satellite sont indépendantes, ce n'est plus le cas pour les erreurs résiduelles à l'entrée du décodeur externe. Il faut donc se préoccuper des éléments intervenant dans la répartition des erreurs en sortie du décodeur interne et de l'influence des autres opérations effectuées sur le train numérique, décodage par transition, désencrouillage, démultiplexage.

Compte tenu de ces caractéristiques, deux types de code récurrents ont été sélectionnés : un code de rendement $R = 1/2$ ou $R = 2/3$ avec décodage suivant l'algorithme de Viterbi pour le codage interne et un code d'itération de rendement $R = 3/4$ correcteur de paquets d'erreurs pour le codage externe.

Les équipements développés à partir de ces principes ont été expérimentés et des résultats de mesures obtenus, soit en local, soit sur une liaison satellite complète, sont présentés.

II - POSITION DU PROBLEME

Le trafic acheminé sur une liaison numérique par satellite a diverses origines. A l'heure actuelle, il s'agit essentiellement de voies téléphoniques mais la demande est de plus en plus forte pour des voies de transmission de données. Ces deux types de service requièrent des qualités différentes. La qualité de transmission s'évalue par comparaison à un seuil du taux d'erreur sur les bits. Si un taux d'erreur maximal de 10^{-4} procure une qualité satisfaisante pour des voies téléphoniques MIC, ce taux d'erreur est trop élevé pour les transmissions de données où l'objectif est de l'ordre de 10^{-7} .

Les signaux numériques élémentaires à transmettre, voies téléphoniques ou voies spécialisées de transmission de données, sont multiplexées dans le temps suivant plusieurs niveaux hiérarchiques : le premier niveau groupe 30 voies à 64 kbit/s en un multiplex de 2,048 Mbit/s, 4 multiplex de niveau 1 forment ensuite un multiplex de niveau 2 à 8,448 Mbit/s, et 4 multiplex de niveau 2 constituent un multiplex à 34,368 Mbit/s.

Les voies de transmission de données envisagées ici ont un débit de 48 kbit/s. Elles résultent d'un multiplexage de voies à plus bas débit 2,4 ou 4,8 ou 9,6 kbit/s, mais la structure interne de la voie à 48 kbit/s n'est pas considérée ici.

Les voies spécialisées à 48 kbit/s sont insérées dans le multiplex de niveau 1. En réception, elles ont la qualité de la liaison globale. Si on veut améliorer la qualité de ces voies spécialisées, il faut les coder avant multiplexage et les décoder après démultiplexage. Le débit à l'entrée du multiplexeur de niveau 1 étant égal à 64 kbit/s et le débit de la voie spécialisée n'étant que de 48 kbit/s, il convient d'utiliser un codage correcteur de rendement $3/4$. Le choix de ce code doit impérativement tenir compte de la statistique des erreurs en sortie du démultiplexeur.

La qualité de la liaison globale est fixée par le taux d'erreur sur les bits en fonction du rapport E_b/N_0 de l'énergie moyenne par bit à la densité monolatérale de bruit. Le bruit sur le canal satellite est assimilable à un bruit additif gaussien "blanc" à large bande. Les perturbations sur la liaison se caractérisent essentiellement par un affaiblissement large bande du signal relativement au bruit. Le rapport E_b/N_0 est lui-même lié au rapport C/N de la puissance C du signal modulé et de la puissance N du bruit dont les valeurs sont fixées par le bilan de liaison /4/. De C/N , on déduit E_b/N_0 par la relation : $E_b/N_0 = C/N \times B_eq/F_b$ où F_b est le débit binaire utile et B_eq la bande équivalente de bruit du filtre réception. Du rapport E_b/N_0 et de la caractéristique de démodulation, on déduit le taux d'erreur. La modulation utilisée est une modulation par déplacement de phase à 4 états (MDP4) et la démodulation est cohérente. Ce type de modulation est classique et bien adapté aux liaisons par satellite /4/. Le taux d'erreur (TEB) théorique est alors fixé par la relation : $TEB = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{E_b/N_0}$. Considérant l'évolution croissante du trafic à acheminer et donc du débit à transmettre, le rapport E_b/N_0 deviendra trop faible pour assurer une qualité satisfaisante en période dégradée, c'est-à-dire durant de fortes pluies. La puissance à bord du satellite est fortement limitée et la bande disponible relativement large. L'utilisation du codage correcteur permet d'assurer une qualité de service donnée pour une valeur plus faible du rapport E_b/N_0 , ce qui équivaut à un gain en bilan de liaison. Pour améliorer dans ces conditions la qualité de la liaison globale, on a choisi un code de rendement $1/2$ ou $2/3$. Les caractéristiques du canal se prêtent à une technique de décodage à maximum de vraisemblance à partir de l'algorithme de Viterbi qui a été utilisé /5/.

Ainsi, la transmission d'une voie spécialisée à 48 kbit/s se présente de la façon suivante. A l'émission, la voie spécialisée subit d'abord un codage préalable au multiplexage dit codage "interne", puis le multiplex subit un codage global dit "externe". Le signal résultant est transmis à l'aide d'une modulation MDP4. Le signal reçu est démodulé (démodulateur MDP4 cohérent), puis décodé (décodeur de Viterbi).

CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
POUR UNE LIAISON NUMERIQUE PAR SATELLITE

La voie spécialisée est démultiplexée puis décodée (décodeur externe).

La figure 1 schématise les différentes opérations effectuées sur les signaux numériques pour la constitution du multiplex à 8 Mbit/s. On note la présence des équipements de brouillage et de codage par transition nécessaires à la synchronisation.

Dans le cas d'un multiplex à 34 Mbit/s, il existe un niveau supplémentaire de multiplexage.

Dans les paragraphes suivants, nous examinerons successivement les caractéristiques et les performances des codecs interne et externe.

III - CARACTERISTIQUES ET PERFORMANCES DU CODAGE INTERNE GLOBAL

Les codes choisis sont des codes convolutifs transparents /6/ de rendement $R = 1/2$ et $R = 2/3$ qui se prêtent à une synchronisation facile et qui sont bien adaptés à la technique de décodage suivant l'algorithme de Viterbi. La courbe de taux d'erreur sur les bits (TEB) avec ce type de décodage est asymptotiquement donnée par /7/

$$TEB \approx \alpha \operatorname{erfc} \sqrt{d_l E_b/N_0}$$

où d_l est la distance libre liée aux propriétés du code, α un coefficient multiplicatif fixé lui aussi par le code, et E_b l'énergie moyenne par bit d'information.

La complexité du décodage varie exponentiellement avec V longueur du code. A rendement et complexité donnés, le choix du code est fait par la recherche des codes ayant la meilleure distance libre d_l , puis le meilleur coefficient α . Pour les deux codes considérés, on a :

$R = 1/2 \quad V = 6 \quad d_l = 10$ (équipement disponible sur le marché)
 $R = 2/3 \quad V = 4 \quad d_l = 5$ (équipement CNET).

Notons que le décodage à maximum de vraisemblance utilise des décisions fines /7/, c'est-à-dire des valeurs échantillonnées en sortie du démodulateur quantifiées sur plusieurs bits, ici 3, ce qui nécessite un démodulateur conçu dans ce but /8/.

Le décodeur effectue les opérations suivantes (figure 2) /5/ :

- une synchronisation à l'entrée,
- des calculs de métrique (additions, comparaison, choix, soustraction pour éviter des débordements),
- la mise en mémoire de chemins,
- le choix final des bits décodés.

Les opérations de calcul de métrique sont effectuées en parallèle pour permettre le traitement de débits binaires élevés (débit utile de 10 Mbit/s avec $R = 1/2$ et de 40 Mbit/s avec $R = 2/3$).

Le décodeur permet également l'affichage du taux d'erreur sur le canal.

Les performances théoriques et simulées ont été étudiées dans la littérature /5,6,7/. Il est intéressant de présenter ici quelques résultats expérimentaux obtenus sur une liaison en boucle via le satellite OTS. Par rapport à la modélisation, le canal est affecté de distorsions supplémentaires : interférence entre symboles due au filtrage, non-linéarités des équipements, comportement des boucles de récupération à faible rapport signal à bruit, brouillages... Malgré ces imperfections, un résultat remarquable est que le gain en bilan de liaison apporté sur une liaison réelle est supérieur au gain théorique. Cela ne signifie pas que la capacité de correction de l'équipement augmente. Mais il est possible de montrer que la caractéristique du décodeur (taux d'erreur en sortie en fonction du taux d'erreur d'entrée, voir figure 3) étant très peu variable, le gain mesuré en E_b/N_0 dépend essentiellement de la pente de la courbe de démodulation. En première approximation, ce gain est d'autant plus élevé que cette pente est plus faible.

Ces constatations expérimentales montrent que le codage correcteur d'erreur permet réellement un gain de plusieurs dB dans une liaison numérique par satellite. Si l'on prend l'exemple du code 2/3, le gain théorique avait été évalué à 4,5 dB pour un taux d'erreur de 10^{-5} et les résultats expérimentaux, en boucle locale et en liaison satellite, donnent des gains voisins de 5 dB comme le montrent les figures 4 et 5. Ces courbes mettent aussi en évidence que le gain obtenu n'est plus que de 3 dB si on utilise un démodulateur classique. Là encore, la théorie est parfaitement vérifiée par la pratique.

La connaissance du taux d'erreur en fonction du rapport E_b/N_0 est, en général, suffisante du point de vue de la transmission pour caractériser la liaison. Ici, nous avons besoin d'une connaissance plus fine de la répartition des erreurs pour définir le codage externe.

IV - ELEMENTS INTERVENANT DANS LA REPARTITION DES ERREURS AVANT DECODAGE EXTERNE

Le décodage avec l'algorithme de Viterbi entraîne l'apparition d'erreurs corrélées. En effet, le décodeur, lorsqu'il commet une erreur, choisit dans le treillis des solutions possibles un chemin erroné constitué de plusieurs branches, et généralement d'autant plus long que la distance du code est grande. Le décodage entraîne alors l'apparition d'un paquet d'erreur dont la longueur croît lorsque le rapport E_b/N_0 diminue /9/.

Par ailleurs, le décodeur est généralement suivi de fonctions augmentant encore la longueur des paquets. Ce sont essentiellement :

- le décodage par transition qui réalise l'opération $B(i) = A(i) + A(i-1)$ (modulo M) ce qui entraîne en MDP2 une corrélation sur 2 bits, et en MDP4 une corrélation sur 4 bits ;



CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
POUR UNE LIAISON NUMERIQUE PAR SATELLITE

- le désembrouillage autosynchronisant qui réalise une opération du type :

$$C(i) = B(i) + B(i-k) + B(i-n) \pmod{2}$$
 ce qui entraîne une corrélation sur $n + 1$ bits (ici $n = 9$) supplémentaires.

Ces deux opérations ont pour conséquence une multiplication des erreurs.

Par contre, l'opération de démultiplexage agit comme un désentrelaçage des erreurs, opération bien connue pour lutter contre les paquets d'erreurs. Le démultiplexage 8 - 2 Mbit/s est effectué bit à bit, ce qui conduit à des paquets, après démultiplexage, dont la longueur est inférieure au quart de celle avant démultiplexage et avec un nombre moyen d'erreur voisin du quart. Le démultiplexage 2 Mbit/s - 64 kbit/s s'effectue octet par octet pour chacun des 32 octets constituant la trame. Par suite, ce démultiplexage ne réduit pas systématiquement un paquet de longueur inférieure à 8.

Pour qu'un seul paquet à 8 Mbit/s entache plus d'un octet sur le train à 64 kbit/s, il faut que sa longueur soit supérieure à $32 \times 8 \times 4 = 1024$ bits. Par contre, des paquets distincts à 8 Mbit/s peuvent affecter des octets successifs de la voie à 64 kbit/s.

Des mesures ont été effectuées sur les erreurs à 8 Mbit/s et 2 Mbit/s. Pour un taux d'erreur moyen donné, on mesure les intervalles entre erreurs et on trace l'histogramme de longueur des intervalles. Pour des commodités de réalisation, les mesures de longueur des intervalles sont rangées dans les classes de type : $i \cdot 10^n \leq l < (i+1) \cdot 10^n$ avec $1 \leq i \leq 9$ et $0 \leq n \leq 6$. Nous résumons, dans le tableau suivant, les résultats obtenus pour un taux d'erreur voisin de 10^{-4} sur le train démodulé puis désembrouillé et enfin décodé (code $R = 1/2$).

Configuration	Débit	longueur moyenne du paquet	nombre moyen d'erreurs par paquet
Modem + décodeur par transition	8 2	3 1	2 1
Modem + décodeur par transition + désembrouilleur	8 2	12 1,8	6 1,7
Modem + décodeur par transition + désembrouilleur + décodeur de Viterbi	8 2	15 3,3	8,7 2,6

En première approximation, les résultats expérimentaux montrent que les paquets sont non corrélés.

V - CARACTERISTIQUES ET PERFORMANCES DU CODAGE EXTERNE SELECTIF

Ce codage s'applique aux voies spécialisées de transmission de données de débit utile 48 kbit/s. Pour insérer ces voies dans un multiplex à 2 Mbit/s, leur débit en ligne est porté à 64 kbit/s ce qui permet d'utiliser un codage correcteur de rendement 3/4.

Les résultats précédents ont montré que les erreurs sont groupées par paquets sur le multiplex. Au premier ordre, un même paquet d'erreur ne peut entacher plus de 8 bits consécutifs sur la voie spécialisée démultiplexée.

Le code doit donc corriger des paquets d'erreurs de longueur inférieure ou égale à 8.

Pour des raisons de simplicité de synchronisation, la structure du signal à 48 kbit/s pouvant prendre plusieurs formes, le choix s'est porté sur un code récurrent.

Les études des codes récurrents correcteurs de paquets d'erreurs ont été moins développées dans la littérature que celles des codes correcteurs d'erreurs indépendantes. Les codes les plus connus /10/ sont les codes de Hagelbarger, les codes d'Iwadare et les codes diffus.

Le choix du code pour un rendement fixé est lié à la capacité de correction de paquets et à l'espace de garde sans erreur entre deux paquets consécutifs. Si M est le degré maximal des polynômes générateurs du code $R = K_0/N_0$, l'espace de garde est $g = N_0 M - 1$. Le choix d'un bon code doit résulter d'un compromis entre la longueur maximale $L = \lambda N_0$ du paquet susceptible d'être corrigé, longueur que l'on cherche à maximiser, et la longueur de l'espace de garde que l'on cherche à minimiser.

Compte tenu de ces contraintes, on a choisi un code d'Iwadare de type 2/11/ de rendement $R = 3/4$ corrigeant les paquets de longueur $L = 8$ ($\lambda = 2$) et pour lequel $M = 20$, ce qui donne un espace de garde de 79.

Le décodage est réalisé de façon simple (voir figure 6) :

- calcul du syndrome, c'est-à-dire calcul des bits de contrôle à partir des bits d'information reçus et comparaison avec les bits de contrôle reçus,
- traitement du syndrome en vue de la correction des erreurs.

La logique de décision est fondée sur la définition du code qui permet un entrelacement de degré λ par l'insertion d'un nombre judicieux de lignes nulles dans la matrice de contrôle de parité. Il en résulte que chacune des erreurs entachant un bit d'information de rang k apparaît 2 fois dans le syndrome. L'intervalle entre ces 2 occurrences est $\lambda + N_0 - 2 - k$ périodes pour k variant de 1 à K_0 . L'examen simultané des K_0 intervalles possibles permet de localiser les erreurs.

CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
POUR UNE LIAISON NUMERIQUE PAR SATELLITE

Les estimations d'erreurs sont ensuite utilisées pour réagir sur le syndrome et l'affranchir des erreurs détectées.

Si une erreur de décodage a lieu, elle peut se propager pendant $\lambda + N_0 - 1$ périodes et pourra donc affecter $N_0(\lambda + N_0 - 1)$ bits supplémentaires. Dans ce cas, on ne peut plus se contenter d'un espace de garde égal à g . Pour que le décodage d'un paquet ne soit pas perturbé par le décodage erroné du paquet précédent, il faut un intervalle sans erreur de $g + N_0(\lambda + N_0 - 1)$ bits, soit ici 99 bits.

La synchronisation du décodeur, c'est-à-dire le découpage en blocs de N_0 bits est assurée par une procédure de recherche systématique en comptant les syndromes erronés pendant un temps donné et en comparant la valeur obtenue à un seuil préalablement choisi. Cette procédure n'a normalement lieu qu'en phase de démarrage. Les performances sont ici appréciées non pas par le gain en bilan de liaison mais par la courbe taux d'erreur en sortie du décodeur en fonction du taux d'erreur à l'entrée.

La figure 7 reproduit les performances mesurées en laboratoire avec le code interne $R = 1/2$ et le code externe sur la voie démultiplexée à 48 kbit/s. L'amélioration du taux d'erreur est d'autant plus grande que le taux d'erreur à l'entrée est plus faible. Le facteur de réduction qui est d'environ 500 pour 10^{-4} passe à plus de 10 000 pour 10^{-5} .

VI - CONCLUSION

Les résultats expérimentaux présentés mettent en évidence l'intérêt des codes correcteurs dans le domaine des transmissions numériques par satellite. Le codage global permet d'obtenir des gains de plus de 5 dB sur une liaison réelle, ce qui est considérable en transmission par satellite, avec un coût faible si on le compare à celui des autres équipements permettant d'obtenir des gains du même ordre. Le codage sélectif permet, avec un circuit très simple, une amélioration significative d'un facteur supérieur à 1 000 du taux d'erreur à partir d'un taux d'erreur de $5 \cdot 10^{-5}$ avant décodage.

Ce système qui comporte deux codages correcteurs d'erreurs en cascade sera mis en oeuvre sur les liaisons via le satellite TELECOM 1 entre la France Métropolitaine et les Départements et Territoires d'Outre-Mer.

REFERENCES

- /1/ E.R. CACCIAMANI : The SPADE system as applied to data communications and small earth station operation
COMSAT Technical Review Vol.1, N° 1, 1971
- /2/ J. SNYDER, T. MURATANI : FEC for satellite TDMA in the Intelsat V era
Proceedings of the AIAA Conference 1980
- /3/ M.D. DANKBERG, J.A. HELLER : The cost effective use of FEC for small earth station
Proceedings of the National Telecommunications Conference 1980
- /4/ Télécommunications spatiales : Bases théoriques
Masson 1982
- /5/ J.A. HELLER, I.M. JACOBS : Viterbi decoding for satellite and space applications
IEEE Transactions on Communications Vol. COM.19, N° 5, Oct. 71
- /6/ J.C. BIC, J.C. IMBEAUX : Un exemple d'application du décodage de Viterbi
Actes du colloque GRETSI 1977
- /7/ A.J. VITERBI, J.K. OMURA : Principes des communications numériques
Dunod 1982
- /8/ P. BROSSARD, J. HENAFF : Modem numérique à ondes élastiques de surface pour liaisons spatiales
L'Echo des Recherches, N° 106, Oct. 81
- /9/ J. ODENWALDER : Error control coding handbook
Linkabit corporation 1976
- /10/ SHU LIN : An introduction to error correcting codes
Prentice Hall 1970
- /11/ Y. IWADARE : On type B1 burst error correcting convolutional codes
IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-14, N° 4, Juillet 1968



CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
POUR UNE LIAISON NUMERIQUE PAR SATELLITE

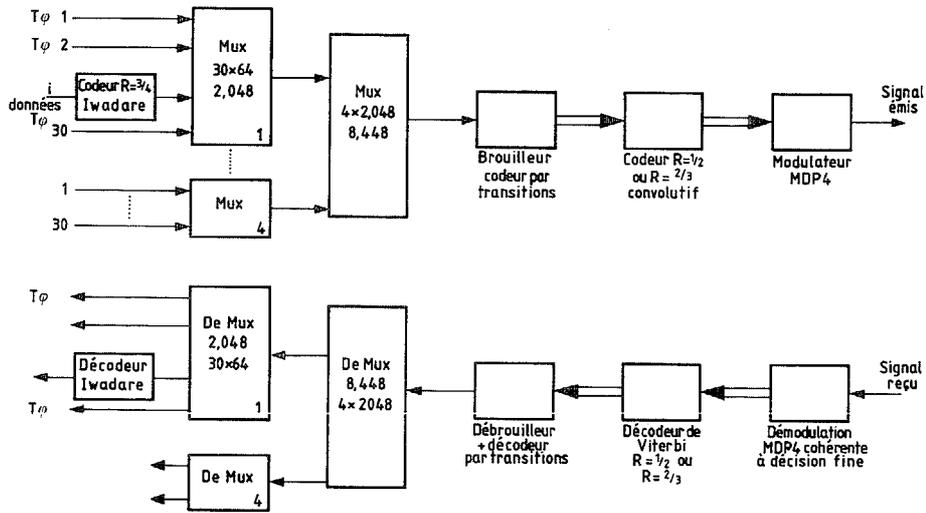


Fig.1: Chaîne émission réception de la liaison à 8 Mbit/s

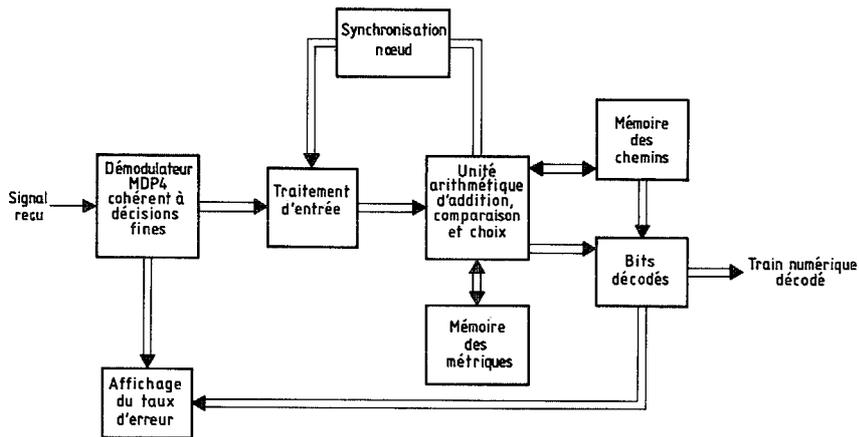


Fig.2: Diagramme synoptique du décodeur de Viterbi

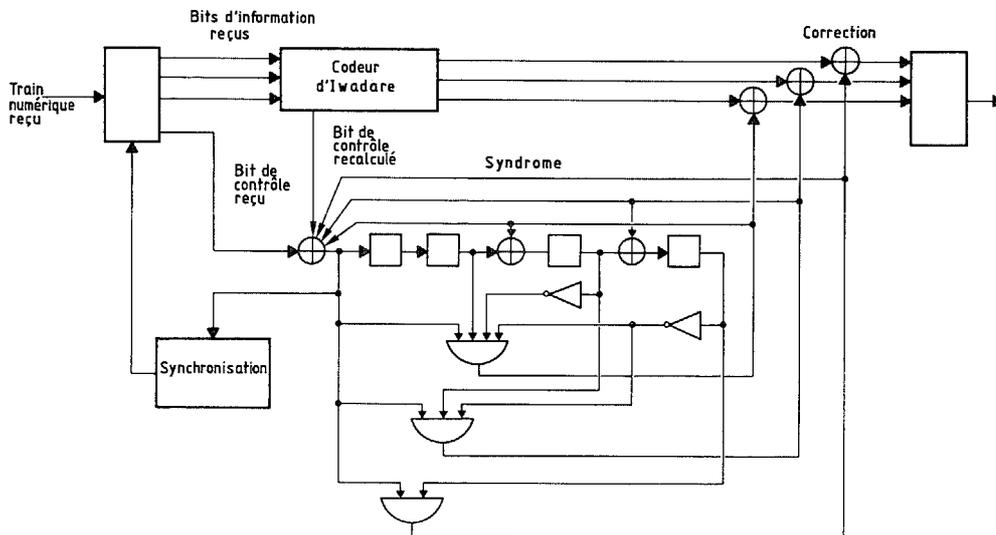


Fig.6: Diagramme synoptique du décodeur d'Iwadare

CODES CORRECTEURS D'ERREURS EN CASCADE
 POUR UNE LIAISON NUMERIQUE PAR SATELLITE

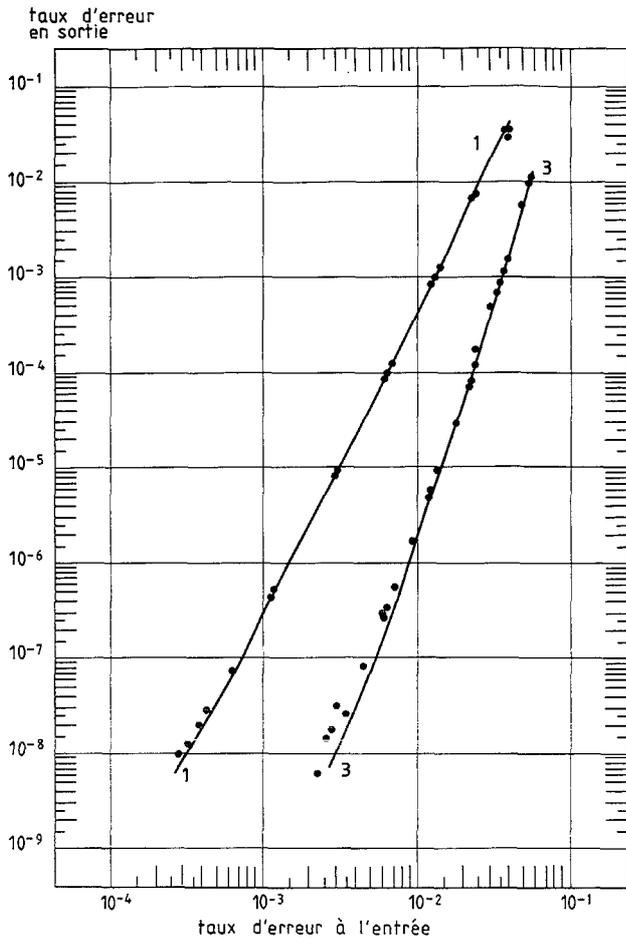


Fig. 3: Taux d'erreur en sortie en fonction du taux d'erreur à l'entrée (codage global).
 — boucle locale FI
 boucle satellite
 quantification sur 1 bit (1) et 3 bits (3)

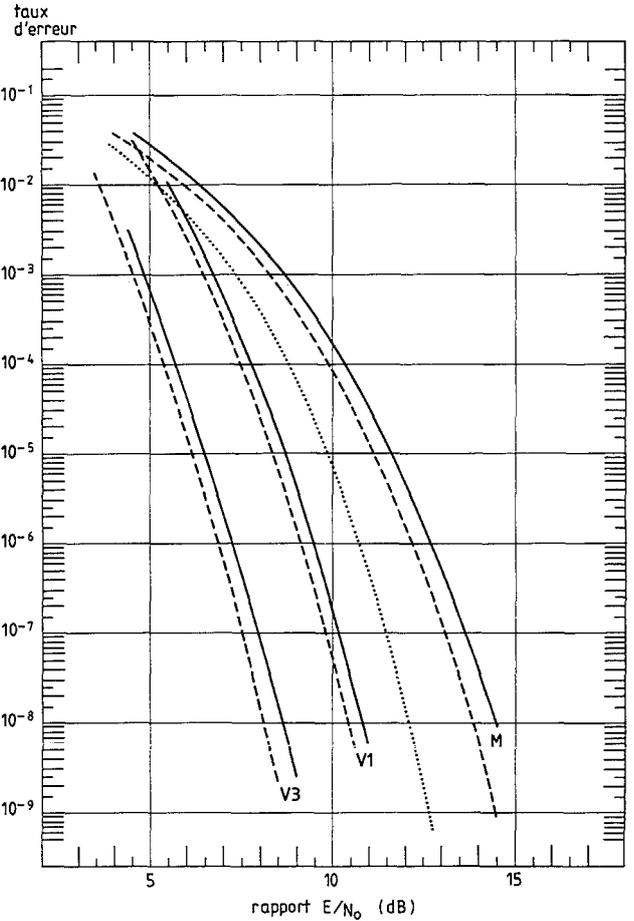


Fig. 4: Taux d'erreur en fonction du rapport E_b/N₀ (codage global).
 ---- boucle locale FI
 — boucle satellite
 M : Modem seul
 V1 avec décodeur de Viterbi quantification 1 bit
 V2 avec décodeur de Viterbi quantification 3 bit

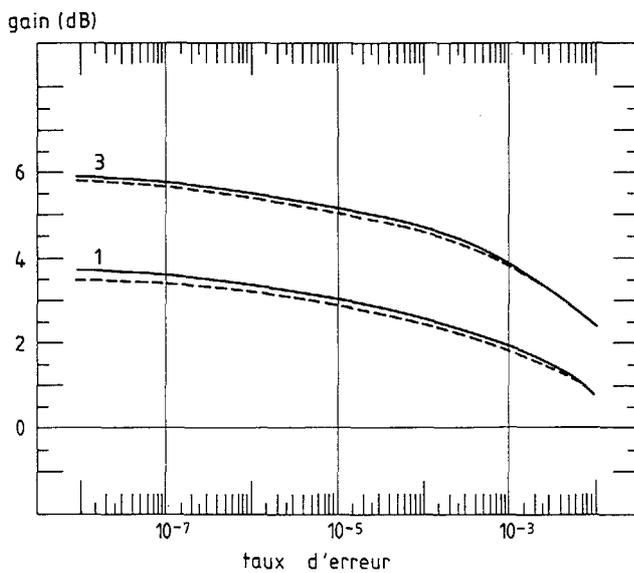


Fig. 5: Gain en bilan de liaison apporté par l'équipement correcteur d'erreur (codage global).
 ---- boucle locale FI
 — boucle satellite
 quantification sur 1 bit (1) et 3 bits (3)

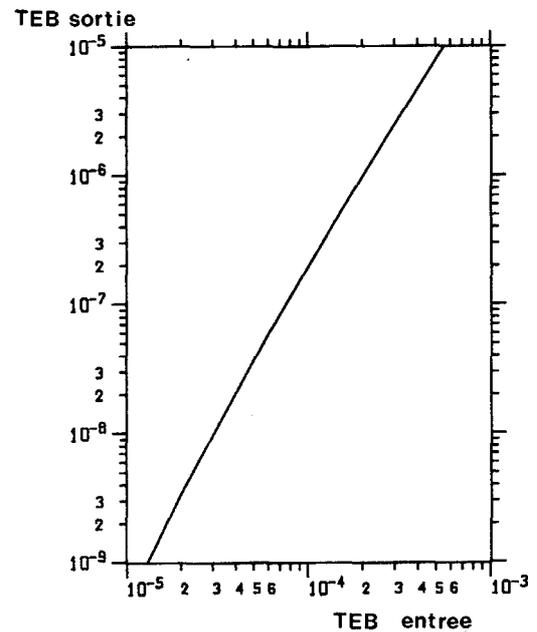


Fig. 7: Taux d'erreur en sortie en fonction du taux d'erreur à l'entrée (codage sélectif)

