



SYSTEME DE TRANSMISSION NUMERIQUE A PARTAGE EN FREQUENCE

T.Liethoudt, A.Milewski, C.Galand

Centre d'Etudes et Recherches
IBM France
06610 La Gaude

RESUME Le présent exposé est consacré à l'étude d'un modem à partage en fréquence utilisant de nouvelles techniques afin de résoudre les problèmes numériques posés par l'initialisation et le maintien d'une liaison à grande vitesse en présence des différents défauts d'une ligne. On montre en effet que le système de partage en fréquence offre des avantages importants par rapport aux techniques de transmissions classiques. Dans la première partie de cet article, on introduit les principes de base de la transmission de données en parallèle, et on présente les distorsions introduites par la fonction de transfert du canal. Dans la deuxième partie, nous donnons une description globale du fonctionnement de ce modem, et nous proposons des algorithmes permettant l'élimination des principales distorsions couramment rencontrées sur les lignes téléphoniques à grande distance. On utilise à cette fin les informations spectrales fournies par l'approche en fréquence afin d'estimer les grandeurs relatives à chaque distorsion. Dans la troisième partie de la présentation, nous décrivons une méthode originale de codage convolutionnel. Notre algorithme est basé sur une simplification importante des opérations de codage et de décodage, et permet d'utiliser un treillis unique pour coder simultanément plusieurs constellations de tailles différentes.

ABSTRACT In this article we describe a frequency domain modem which uses some new techniques to provide reliable high-speed data transmission over long-distance telephone lines. We show that frequency domain techniques provide important advantages compared to classical time domain techniques. The first part of this article describes the basic principles of frequency domain data transmission and their relationship to the line spectrum and impulse response. The second part consists of an over-all description of the modem's operating principles and of the frequency domain algorithms which allow the estimation and elimination of various signal distortions commonly encountered on long-distance telephone lines. The third part describes an original method of convolutional coding, adapted to this type of transmission. For appropriately chosen constellations, this method achieves low complexity by using the same trellis for different constellation sizes and by simplifying the encoding and decoding operations.

1.0 INTRODUCTION.

L'intérêt principal de l'approche en fréquence pour transmettre des données, réside dans l'utilisation optimale de la bande passante disponible en fonction de la qualité du canal. En effet, dans un tel système la bande utile du spectre est divisée en plusieurs sous-canaux occupant une bande de fréquence plus étroite. Il est ainsi possible d'atteindre un débit proche de l'optimal, tout en luttant plus efficacement contre les distorsions d'amplitude et de temps de groupe du canal, et les bruits impulsifs. Cependant, de par son principe, ce type de transmission est plus sensible à certaines distorsions affectant le signal dans le domaine des fréquences.

Les études ainsi que les réalisations déjà proposées (1), (2) tiennent compte des effets liés aux distorsions linéaires du canal, mais pas des autres distorsions communément rencontrées sur les lignes téléphoniques à grandes distances. Parmi elles, citons notamment les différents types de bruits, la gigue de phase, le décalage en fréquence, les distorsions non linéaires, et les fréquences sinusoidales parasites.

Dans la première partie de cet article, nous décrivons un modem dénommé FDS (pour "Frequency Domain Signaling") qui utilise des nouvelles techniques pour résoudre les problèmes numériques posés par l'initialisation et le maintien d'une liaison à grande vitesse en présence des différents défauts d'une ligne. On propose ainsi des algorithmes permettant de supprimer les distorsions introduites par le décalage en fréquence, la présence de fréquences sinusoidales parasites, l'interférence inter-blocs, et les erreurs de phase (3).

Afin d'accroître encore les performances de ce modem, nous présentons dans la deuxième partie de cet article, un codage original basé sur la modulation codée par treillis (TCM). Cet algorithme permet, par une simplification importante des opérations de codage et de décodage, d'utiliser un treillis unique pour coder simultanément plusieurs constellations de tailles différentes.

2.0 PRINCIPE.

Le schéma de principe d'un système de transmission de données en parallèle basé sur l'utilisation de la transformée de Fourier discrète est illustré sur la figure 1. Son fonctionnement peut être schématisé comme suit:

- ° un terminal (DTE) émet les données binaires à transmettre.
- ° un codeur transforme les données binaires en blocs de nombres complexes $X(k)$.
- ° à l'aide de la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT), on calcule à partir des blocs précédents les échantillons de la séquence temporelle $x(n)$ contenant la même information.
- ° ces échantillons sont transmis en série à travers un canal qui inclut la conversion numérique analogique (D/A), le filtre d'émission (AEF), la ligne téléphonique, le filtre de réception (ARF) et la conversion analogique numérique (A/D).
- ° on détermine la réception d'un bloc de données $y(n)$.
- ° on calcule la transformée de Fourier discrète (DFT) $Y(k)$ du bloc.
- ° le décodeur restitue, à partir du bloc de données complexes reçu, la séquence de données binaires au terminal.

Si on suppose que le signal réel $x(t)$ est transmis à travers un canal de réponse impulsionnelle $h(t)$ et de fonction de transfert $H(f)$, le signal $y(t)$ à la sortie de ce canal est obtenu par la convolution de $x(t)$ et $h(t)$. On montre que la convolution de la réponse impulsionnelle d'une ligne possédant K échantillons, avec N échantillons du signal $x(n)$ fournit une séquence de longueur $(N+K-1)$. Or si on considère la transmission de deux blocs de données consécutifs, certains termes de la convolution résultent de la somme de termes provenant du bloc lui-même, mais aussi du bloc précédent. La mémoire finie de la réponse impulsionnelle est à l'origine de cette distorsion dénommée interférence inter-blocs.



Pour supprimer l'interférence inter-blocs, notre modem utilise une solution simple qui consiste à intercaler entre chaque bloc un nombre suffisant d'échantillons nuls. Plus généralement, pour une ligne possédant une réponse impulsionnelle à K coefficients, on devra insérer au minimum $(K-1)$ zéros entre chaque bloc. Le nombre de zéros que l'on ajoute entre les blocs dépend de l'interférence inter-blocs résiduelle que l'on tolère et du débit maximum que l'on désire atteindre.

Au récepteur, après le passage de N échantillons dans le canal, on obtient $(N+K-1)$ échantillons. On doit donc faire subir au signal une opération de recouvrement qui tient compte de la périodicité des signaux avant d'appliquer la DFT sur le bloc. Après l'évaluation de la DFT, une opération d'égalisation permet, connaissant la fonction de transfert $H(n)$ du canal, de retrouver le signal $X(n)$ émis à partir du spectre des données reçues.

3.0 REALISATION.

Conformément aux caractéristiques du réseau téléphonique, la bande de fréquence nominale de fonctionnement est fixée de 0 à 3600 Hz. Il en résulte une fréquence d'échantillonnage égale à 7200 Hz (3). La transformation FFT porte sur $N=1024$ points. La bande utile de 3600 Hz est donc divisée en 512 sous-canaux, chacun de largeur $3600/512 = 7.03$ Hz. En raison de la présence d'une fréquence résiduelle de 50 Hz et d'un rapport signal sur bruit insuffisant ne permettant pas une égalisation efficace, les 28 premiers ainsi que les 26 derniers sous-canaux ne sont pas utilisés. Il reste donc un maximum de 456 sous-canaux utilisables pour la transmission, ce qui correspond à une largeur de bande de $456 \cdot 7.03 = 3206.25$ Hz. Le nombre maximal de bits pouvant être transmis par sous-canal est fixé à 9 (ce chiffre fait abstraction du codage car comme nous le verrons, un bit est ajouté à cette fin). Un bloc contenant au plus 456 sous-canaux actifs, le nombre de bits d'information maximal qu'il peut contenir est de $9 \cdot 456 = 4104$ bits. Le calcul du débit suppose la connaissance du nombre de zéros insérés afin d'éliminer l'interférence inter-blocs. Ce dernier, déterminé sur des lignes présentant les déformations les plus importantes, représente approximativement 10% de la longueur d'un bloc (soit 102 échantillons), ce qui conduit au débit maximum de 26242 bits/s.

Afin d'assurer la transmission des données entre l'émetteur et le récepteur à travers une ligne dont on ne connaît pas a priori les caractéristiques, les deux modems doivent être en mesure d'adapter seuls les paramètres correspondant au décalage en fréquence, aux coefficients d'égalisation ainsi qu'au nombre de bits alloués à chaque sous-canal. La détermination de ces grandeurs est effectuée lors d'une procédure particulière d'initialisation qui comporte deux modes.

Tout d'abord, on estime la valeur du décalage en fréquence afin de permettre l'élimination de cette distorsion avant l'application de la FFT sur les blocs reçus. En effet, le résultat fourni par la FFT n'est correct que si les valeurs obtenues sont parfaitement centrées sur les fréquences des sous-canaux. L'estimation de la valeur du décalage en fréquence est basée sur l'observation au récepteur d'un signal connu qui a subi la distorsion. L'émetteur transmet un signal sinusoïdal de fréquence $f_T = k \cdot (3600/512)$. Au récepteur, on évalue après la procédure de recouvrement, la FFT du signal reçu. A partir de la valeur de k , l'observation du spectre permet d'estimer la valeur du décalage en fréquence. Etant donné que l'on ne dispose, avant la FFT, que du signal temporel, la suppression du décalage en fréquence est effectuée en modulant ce signal. Cette procédure étant effectuée la première, elle prend par ailleurs en charge la synchronisation initiale de l'émetteur et du récepteur.

Le second mode repose sur la transmission d'une séquence d'initialisation de quelques blocs connus de l'émetteur et du récepteur. Ces blocs générés de manière pseudo-aléatoire sont obtenus à partir d'une constellation unique à quatre points (4). Par comparaison des données reçues avec les données émises qu'il connaît, le récepteur est ainsi en mesure d'estimer les coefficients d'égalisation. Au cours de cette séquence d'initialisation, on collecte également les informations nécessaires à l'allocation des bits aux sous-canaux. On détermine pour cela le rapport signal sur bruit (SNR) relatif au canal de transmission à partir du signal reçu non égalisé. Afin d'obtenir de meilleurs résultats, tout en éliminant les éventuelles porteuses parasites, on réalise une moyenne du SNR sur des sous-canaux voisins. L'allocation dynamique s'obtient en comparant le SNR calculé avec les valeurs théoriques donnant la probabilité d'erreur en fonction du SNR dans le cas d'un bruit additif blanc Gaussien. Cette opération terminée, le modem évalue le débit en sommant le nombre de bits alloués sur l'ensemble des sous-canaux. Deux alternatives sont alors envisageables:

- ° Le protocole entre le terminal et le modem est de type Start/Stop. En raison du caractère asynchrone de la liaison, le modem transmettra dans ce cas au débit maximum.
- ° Le protocole est de type synchrone, la vitesse des échanges étant alors parfaitement définie. Le modem déterminera à l'aide d'une procédure itérative la répartition optimale compte tenu de l'allocation et du débit désiré.

Lorsque toutes les opérations précédentes ont été effectuées, chaque modem transmet les informations concernant sa propre allocation dynamique en utilisant une allocation prédéfinie. La transmission effective des données peut alors commencer.

Dans ce mode, après l'égalisation et la détection des symboles contenus dans le bloc de données, on corrige les erreurs de phase. En effet, une erreur d'estimation de la valeur du décalage en fréquence ou une différence entre les fréquences des horloges de l'émetteur et du récepteur, se traduit par une erreur de phase sur le signal reçu susceptible d'altérer les résultats. La lente évolution de ces phénomènes permet de considérer l'erreur comme constante sur un bloc, ce qui simplifie l'estimation et la correction de ces problèmes. Dans le cas du décalage en fréquence, cette erreur s'obtient en calculant l'erreur de phase moyenne sur le bloc reçu à partir du signal égalisé et du signal obtenu après détection. Une pondération de la phase de chaque sous-canal permet d'obtenir une bonne précision. L'erreur de phase de l'horloge est estimée en calculant, à partir d'une régression linéaire, la pente de la courbe représentant l'erreur de phase totale. Les différentes erreurs de phase sont éliminées en modulant le signal reçu. Ces erreurs pouvant conduire, lors de l'opération de détection, à une mauvaise estimation du symbole émis, le signal corrigé est à nouveau détecté. Les valeurs obtenues, supposées sans erreurs sont alors utilisées pour remettre à jour les coefficients d'égalisation. On garantit ainsi une transmission optimale même si d'éventuelles variations des caractéristiques du canal surviennent.

3.1 PERFORMANCES.

L'estimation des performances se base sur la comparaison du FDS avec une version simulée d'un modem QAM classique qui possède une bande utile de 2400 Hz et utilise une constellation à 4 bits. Ce modem fonctionne donc à un débit de 9600 bits. La comparaison des performances est effectuée sur deux lignes. La première que nous dénommerons ligne I possède de bonnes caractéristiques et permet d'atteindre d'excellentes performances. La fréquence d'échantillonnage de la ligne étant fixée à 14400 échantillons par seconde, on impose au FDS de transmettre à un débit de 9600 bits par seconde. La courbe de l'allocation dynamique obtenue est présentée à la figure 2. Le nombre de bits alloués aux sous-canaux oscille entre 3 et 4 bits. Ce résultat traduit l'avantage majeur de la technique de transmission en parallèle sur la méthode classique. En effet, étant donné que la bande utile exploitable par le FDS est supérieure à celle utilisée par le modem classiques (2400 Hz), pour atteindre le débit de 9600 bits par seconde, le FDS peut allouer 3 bits sur certains sous-canaux et ainsi se prémunir d'avantage contre les éventuelles erreurs de transmission.

La figure 3 illustre les performances obtenues par les deux modems sur la ligne I. L'utilisation plus efficace de la bande utile faite par le FDS permet d'obtenir de très bons résultats. En effet, étant donné que le FDS alloue de 3 à 4 bits par sous-canal, la courbe de performance est inférieure à la courbe théorique qui se base sur une transmission optimale utilisant une constellation à 16 points. On observe ainsi sur cette ligne, pour une probabilité d'erreur de 0.00001, un gain approximatif de 1 db des performances du FDS par rapport au modem QAM conventionnel.

Les mêmes signaux sont étudiés dans le cas de la deuxième ligne. La figure 4 illustre l'allocation dynamique. On constate à présent qu'il est nécessaire d'allouer jusqu'à 6 bits sur certains sous-canaux pour pouvoir maintenir un débit total de 9600 bits par seconde. La figure 5 reprend la comparaison des performances. L'écart entre les deux techniques est sensiblement plus faible et vaut à présent 0.3 db. Cette diminution s'explique principalement par la modification de l'allocation dynamique. En effet, la diminution de la bande utile contraint le FDS à allouer un nombre de bits plus élevé sur certains sous-canaux (jusqu'à 6 bits), ce qui diminue la résistance aux perturbations et par conséquent augmente, pour un SNR donné, la probabilité d'erreur.

4.0 CODAGE.

Dans le système TCM introduit par Ungerboeck (5), la redondance nécessaire au codage vient de l'expansion des symboles de la constellation utilisée. L'encodeur est constitué d'un codeur convolusionnel qui gouverne la sélection des symboles afin de générer la séquence du signal codé. A la réception, la séquence bruitée est décodée à l'aide d'un décodeur à maximum de vraisemblance basé sur l'algorithme de Viterbi (6).

La modulation codée par treillis dépendant directement de la constellation à coder, l'adaptation directe de cette technique au FDS revient à appliquer le codage à chaque sous-canal. Cependant, en raison du nombre considérable d'opérations à réaliser, notamment lors du décodage qui utilise l'algorithme de Viterbi, une telle solution n'est pas envisageable en pratique. Afin d'éliminer l'utilisation de plusieurs algorithmes de Viterbi fonctionnant en parallèle, on peut en choisissant judicieusement les constellations codées ramener la complexité de l'ensemble à celle d'un codage TCM classique.

La simplification consiste à rendre les opérations de codage et de décodage indépendantes de la constellation à coder. Dans ces conditions, il devient possible d'utiliser un treillis unique afin de générer la séquence codée. Par conséquent, au récepteur un seul algorithme de Viterbi est suffisant pour déterminer en fonction de la séquence reçue, la séquence émise la plus probable.

La description suivante se base sur un codeur convolusionnel de taux codage $R = 1/2$ à 4 états. La figure 6 illustre dans ce cas le schéma du codeur. Il diffère de la structure TCM classique par la présence du paramètre m correspondant au nombre de bits à transmettre pour le sous-canal considéré.

A l'émission, à partir d'un des m bits à transmettre, le codeur convolusionnel génère 2 bits codés. Ces bits sont utilisés pour sélectionner un des 4 'subset' de la constellation codée à 2^{m+1} symboles. Les $(m-1)$ bits restants sont utilisés pour déterminer lequel des 2^{m-1} symboles à l'intérieur de ce 'subset' doit être transmis.

Au récepteur, comme l'illustre la figure 7, le décodage est accompli en deux étapes en tenant compte toujours du nombre de bits m alloué au sous-canal traité.

Dans un premier temps, on détermine à l'intérieur de chaque 'subset' le symbole le plus proche du signal reçu. Cette procédure est généralisée afin de rendre la détermination des plus proches voisins indépendante de la valeur de m . Par ailleurs, l'utilisation de constellations régulières et d'un nombre faible de 'subset' permet de réaliser cette opération à partir de considérations purement géométriques, ce qui en limite la complexité.

Dans la seconde étape, l'algorithme de Viterbi est utilisé afin de trouver le chemin le plus probable suivi par le signal codé à travers le treillis. Pour cela, on calcule tout d'abord le carré de la distance euclidienne qui sépare le symbole reçu de ses plus proches voisins. Pour assurer le décodage correct de la séquence, ces distances doivent être pondérées en fonction du nombre de symboles de la constellation traitée. En effet, les diverses constellations utilisées possédant des distances inter-symboles différentes, on doit tenir compte de ces propriétés lors de l'évaluation de la métrique associée à chaque branche du treillis afin ne pas modifier la distance totale de chaque survivant. Ce point constitue la modification principale de l'opération, car par la suite, l'algorithme de décodage à maximum de vraisemblance classique peut être utilisé.

Le codage doit d'autre part respecter la notion de bloc introduite par le FDS. Il est ainsi nécessaire que le décodage de la séquence codée puisse s'effectuer sur chaque bloc reçu. On impose par conséquent lors du codage d'un bloc, des conditions sur les états de départ et d'arrivée du codeur convolusionnel. Le décodeur est alors en mesure de terminer correctement l'opération de décodage.

4.1 PERFORMANCES.

La figure 8 présente les courbes donnant la probabilité d'erreur par bloc observées en simulation à l'aide de cette méthode. Dans le cas du codeur décrit précédemment, le gain observé pour une probabilité d'erreur par bloc de 0.01 est de 3 db sur une ligne possédant des caractéristiques difficiles. Afin d'améliorer encore ces performances, un deuxième codeur a été développé (3). Celui-ci utilise un codeur convolusionnel de taux de codage $R = 2/3$

possédant 8 ou 16 états. Chaque constellation est alors partitionnée en 8 'subset' déterminés toujours de manière à simplifier l'opération de décodage. Le gain observé est alors respectivement de 3.5 db pour le codeur à 8 états et de 3.8 db pour le codeur à 16 états. Cependant, la complexité de l'ensemble augmente puisque l'on utilise à présent un algorithme de Viterbi comportant un plus grand nombre d'états.

5.0 CONCLUSION.

Cette étude montre que l'approche en fréquence combinant les techniques de modulation et de codage constitue une alternative digne d'intérêt pour l'obtention d'une transmission d'informations de type numérique fiable.

Comme on a pu le constater ce modem, grâce à l'allocation dynamique, s'adapte mieux aux caractéristiques du canal de transmission et utilise de façon plus rationnelle la bande utile disponible, ce qui permet d'obtenir de bonnes performances et offre une plus grande souplesse à l'utilisateur.

Finalement, la mise en oeuvre des techniques présentées ne nécessite que des puissances de calcul à la portée des microprocesseurs de traitement du signal disponibles. L'implantation de ce modem a été réalisée en laboratoire sur un processeur de signaux fonctionnant en arithmétique fixe sur 16 bits, avec une puissance de calcul de l'ordre de 4 MIPS (million d'instructions par seconde).

REMERCIEMENTS:

Nous remercions P.Chevillat du laboratoire IBM de Zurich, pour la mise à notre disposition du programme de simulation du modem QAM fonctionnant à 9600 bits/s.

REFERENCES:

- (1) S.B.WEINSTEIN, P.M.EBERT, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-19, N° 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- (2) A.PELED, A.RUIZ, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms", IEEE ICASSP, (Denver CO), pp.964-967, April 1980.
- (3) T.LIETHOUDT, "Contribution à l'étude de systèmes de transmission de données en partage de fréquence", Thèse Ph.D, Nice 1989 à paraître.
- (4) A.MILEWSKI, "Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast-Up Equalization", IBM Journal of research and development, Volume 27, Number 5, September 1983.
- (5) G.UNGERBOECK, "Channel Coding with Multilevel/Phase Signals", IEEE Transaction on information theory, Vol. IT-28, N° 1, pp.55-67, Jan. 1982.
- (6) A.J.VITERBI, "Convolutional Codes and their Performance in Communication Systems", IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. COM-19, N° 5, pp. 751-772, Oct. 1971.

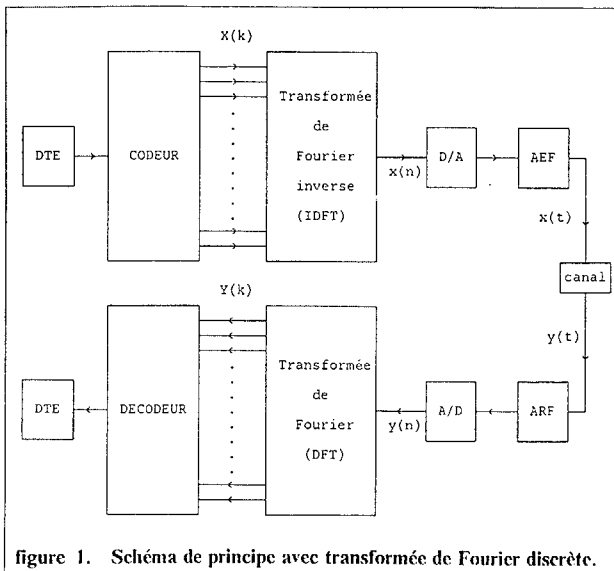


figure 1. Schéma de principe avec transformée de Fourier discrète.

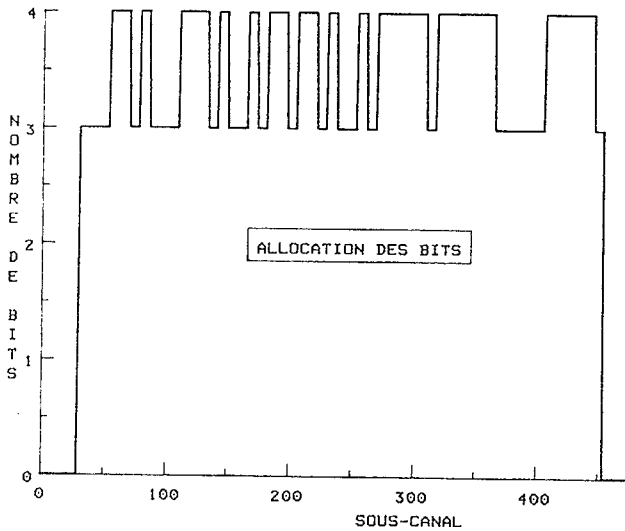


figure 2. Allocation dynamique obtenue sur la ligne I.

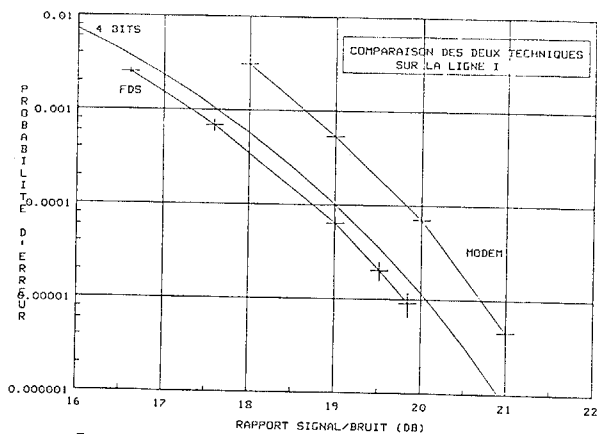


figure 3. Comparaison des performances sur la ligne I.

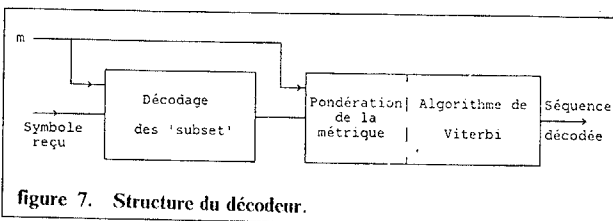


figure 7. Structure du décodeur.

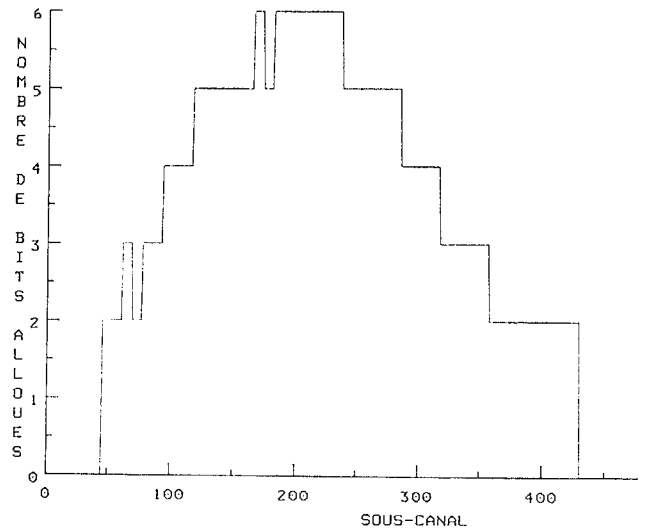


figure 4. Allocation dynamique obtenue sur la ligne II.

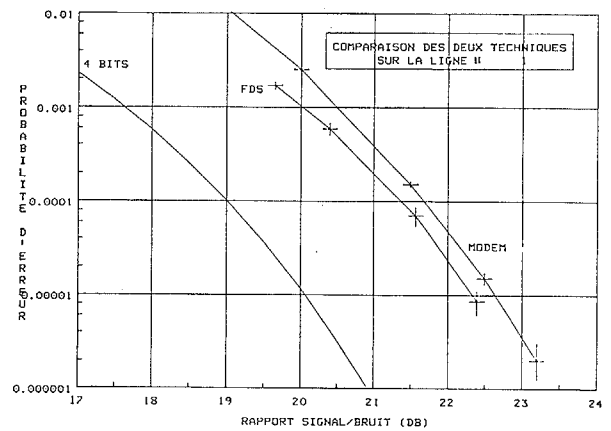


figure 5. Comparaison des performances sur la ligne II.

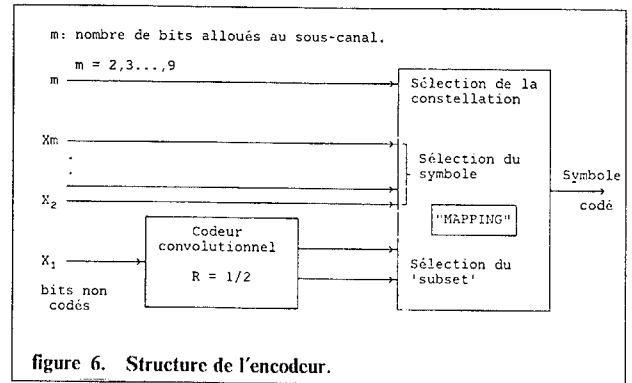


figure 6. Structure de l'encodeur.

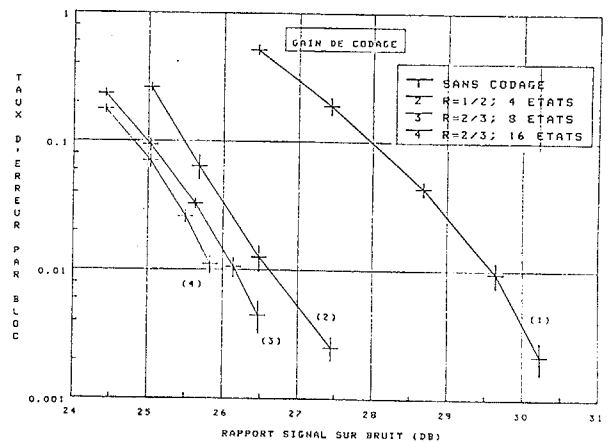


figure 8. Gain de codage.