

SECTION 8I - CARACTERISTIQUES TECHNIQUES ET D'EXPLOITATION DES SERVICES MOBILES
PAR SATELLITE

RAPPORT 509-5

TECHNIQUES DE MODULATION ET CODAGE POUR
LES SERVICES MOBILES PAR SATELLITE

(Question 87/8)

(1970-1974-1978-1982-1986-1990)

1. Généralités

Le présent Rapport décrit des techniques de modulation et de codage qui conviennent aux services mobiles de radiocommunications par satellite. Dans ce Rapport, on décrit rapidement les techniques pouvant être employées et on passe en revue leurs valeurs caractéristiques de base.

2. Technique de modulation**2.1 Modulation téléphonique analogique****2.1.1 Généralités**

Parmi les techniques de modulation téléphonique analogique, la modulation de fréquence (MF) et la modulation d'amplitude à bande latérale unique (BLU) sont de nature à procurer une qualité de la parole tolérable pour le service téléphonique mobile public dans des conditions raisonnables de consommation d'énergie du satellite, de largeur de bande de fréquences, de complexité et de coût du matériel de la station mobile.

Pour des systèmes dans lesquels le nombre maximal de voies est essentiellement limité par la puissance disponible du satellite, le système MF, avec son meilleur rendement en puissance (mais qui nécessite une largeur de bande relativement plus grande), est supérieur au système BLU. Dans le cas où la limitation de puissance n'est pas essentielle, le système BLU pourra procurer une qualité plus élevée.

2.1.2 Comparaison entre les techniques de modulation BLU et MF en fonction de l'indice de netteté (IN)

La Fig. 1 représente pour les techniques de modulation types BLU et MF, la relation entre l'indice de netteté et le rapport signal/densité de bruit au récepteur. Par exemple, dans le cas d'un satellite ayant une puissance de crête limitée et d'un rapport signal/densité de bruit de 46 dBHz, on remarque que la bande latérale unique donne un indice de netteté de 0,43; la modulation de fréquence avec 8 kHz ou 18 kHz de largeur de bande donne respectivement 0,53 et 0,57. Ce C/N_0 est supérieur de 1 dB à la valeur du seuil pour un système à 8 kHz et se trouve à 3 dB au-dessous du seuil pour un système à 18 kHz. Un rapport signal/densité de bruit de 49 dBHz donne des indices de netteté de 0,52 pour la bande latérale unique, 0,60 pour la modulation de fréquence à 8 kHz et 0,68 pour la modulation de fréquence à 18 kHz et dépasse le seuil dans les deux systèmes à modulation de fréquence.

Les résultats indiqués sont fondés sur une analyse théorique des données obtenues au cours d'essais en langue anglaise.

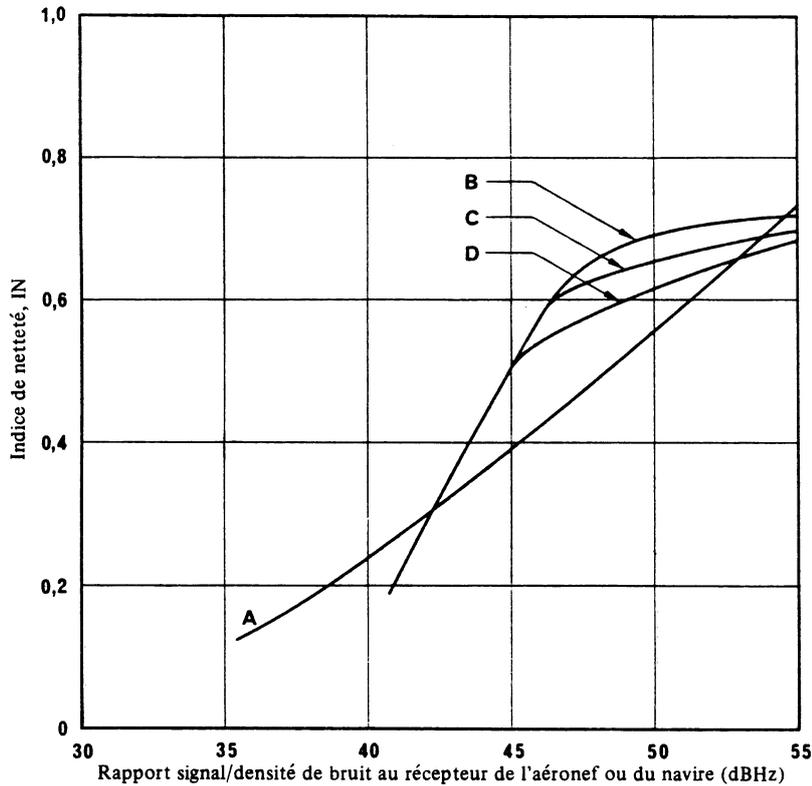


FIGURE 1 – Comparaison des techniques de modulation téléphonique analogique

- A: BLU (5 kHz) – Puissance RF de crête
- B: MF (18 kHz)
- C: MF (10 kHz)
- D: MF (8 kHz)

Note. – L'indice de netteté d'un circuit téléphonique indique la proportion réelle d'une voie téléphonique idéale (pour ce qui est de l'intelligibilité) que ce circuit permettra d'obtenir dans des conditions données de signal et de bruit [Beranek, 1947]. La bande des fréquences acoustiques est divisée inégalement en 20 segments dont chacun contribue de la même façon à l'intelligibilité de la parole. La contribution de chaque segment est indépendante de ce qui se passe dans les autres segments. Pour obtenir un indice de netteté de 1,0, il faut assurer dans chaque segment un rapport signal/bruit de 30 dB, ce qui revient à dire que chaque segment contribue pour 5% à l'indice de netteté lorsque le spectre de la parole n'est pas masqué par le bruit et est suffisamment intense pour dépasser le seuil d'audibilité. La densité de bruit peut être constante ou non dans l'ensemble de la bande de base aux fréquences acoustiques, si bien que l'effet sera différent d'un segment à l'autre.

2.1.3 Système INMARSAT

Pour le système INMARSAT qui est essentiellement un système à puissance limitée à présent, on utilise en téléphonie une modulation de fréquence à bande étroite (MFBE). Le Tableau I indique les caractéristiques principales de la MFBE utilisée dans le système INMARSAT. Ce système MFBE offre une bonne qualité de parole avec un rapport C/N_0 pour la liaison de 52 dBHz et une qualité de parole tolérable avec un rapport C/N_0 pour la liaison de 48,6 dBHz lorsqu'on utilise un démodulateur employant la technique d'extension du seuil.

TABLEAU I – Caractéristiques principales de la MFBE utilisée dans le système normalisé A d'INMARSAT

Bande de base	300-3000 Hz
Accentuation	Aucune
Compression-extension	2 : 1 syllabique Comme spécifié dans la Recommandation G.162 du CCITT avec niveau inchangé égal à 0 dBm0
Niveau d'écrêtage	A des crêtes d'une tonalité d'essai à 800 Hz de 0 dBm0
Excursion de fréquence de crête	12 kHz au niveau de la bande de base égal à 0 dBm0 en l'absence d'écrêtage
Niveau moyen de la parole	- 14 dBm0
Ecart type	6 dB

La Fig. 2 montre le rapport parole/bruit équivalent d'un système MFBE avec des caractéristiques très semblables à celles indiquées au Tableau I en fonction du rapport C/N_0 pour la liaison par rapport au niveau de l'énonceur (dBr) (puissance efficace de l'énonceur par rapport à puissance efficace pour l'excursion complète).

2.1.4 Autres facteurs

Avant de choisir la technique de modulation à utiliser, il est nécessaire de prendre en considération d'autres facteurs que la qualité de transmission téléphonique et de la puissance rayonnée par le satellite. Citons, au nombre de ces facteurs, ceux qui suivent: fréquences nécessaires, effets des instabilités des oscillateurs et de l'effet Doppler, fiabilité et coût du système.

2.2 Modulation numérique

Les méthodes de modulation à utiliser pour la transmission des signaux numériques dans un système par satellite doivent répondre aux conditions suivantes:

- taux d'erreur binaire satisfaisant en fonction des caractéristiques de E_b/N_0 ;
- utilisation efficace de la largeur de bande;
- mise en œuvre facile et peu coûteuse.

En outre, si la méthode de modulation choisie a pour résultat de produire un signal d'amplitude constante, il est préférable de faire son possible pour utiliser un amplificateur de classe C pour l'émetteur de la station mobile. S'il y a une variation d'amplitude dans la forme d'onde du signal modulé, un émetteur non linéaire (amplificateur de classe C), produira des lobes latéraux plus importants dans le spectre de puissance du signal.

On peut envisager d'utiliser les méthodes de modulation suivantes pour les applications du service mobile par satellite:

- MDP-2 (MDPB);
- MDP-4 sans filtrage;
- MDP-4 avec filtrage dans laquelle les signaux rectangulaires de la bande de base sont filtrés ou mis en forme avant d'être appliqués au modulateur MDP-4;
- MDP-4 avec décalage dans laquelle les signaux numériques de la bande de base d'une voie sont décalés d'une durée égale à l'intervalle d'un demi-symbole par rapport à ceux de la voie orthogonale avant la modulation MDP-4 avec filtrage;
- modulation par déphasage minimal (MDM) [de Buda, 1972] souvent appelée modulation par déplacement de fréquence rapide (MDFR), c'est-à-dire MDF avec un rapport d'excursion de 0,5;
- modulation de fréquence asservie (MFA) [de Jaeger et Dekker, 1978; Muilwijk et Noordanus, 1980] qui est une catégorie de méthodes de modulation appelée «modulation corrélative par déplacement de phase»;
- MDM avec filtrage gaussien (MDMG) [Hirade et Murota, 1979] qui est une méthode MDM modifiée en utilisant un filtre passe-bas gaussien de prémodulation.

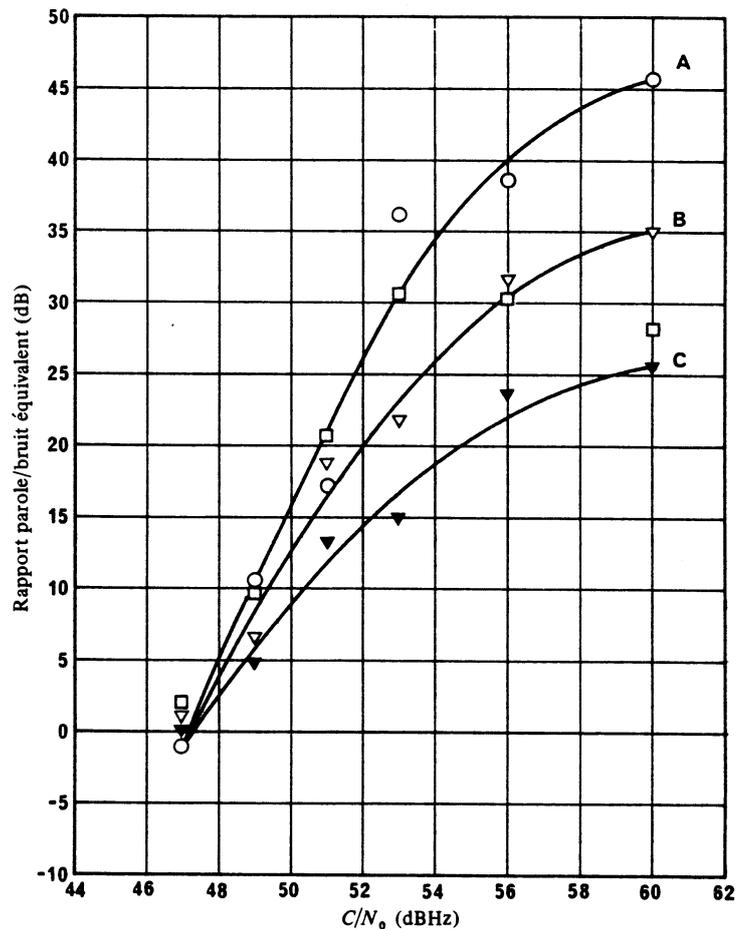


FIGURE 2 - Résultats d'évaluations subjectives, donnés sous forme de bruit équivalent à un énonceur à -15 dBm0 en fonction de C/N₀

A, B, C niveaux de l'énonceur (dBr) (puissance efficace de l'énonceur par rapport à la puissance efficace pour l'excursion complète).

A : ○ : - 15 dBr

B : ▽ : - 25 dBr

C : ▼ : - 35 dBr

Valeur efficace de l'excursion de la tonalité d'essai: 8,5 kHz à 0 dBm0.

Démodulateur: type à extension du seuil de limiteur FI à contre-réaction.

La MDP-4 sans filtrage assure une amplitude constante, mais son spectre de puissance contient un lobe latéral de niveau élevé. Dans le cas de la MDP-4 avec filtrage, le niveau des lobes latéraux du spectre de puissance pourra être adapté à la méthode de codage. Il existe un compromis optimal entre l'impératif consistant à obtenir un taux d'erreur binaire minimal et l'impératif de la meilleure utilisation possible du spectre. Dès lors que la MDP-4 avec filtrage n'assure pas une amplitude constante du signal, on ne peut pas faire appel à une amplification non linéaire (comme avec les amplificateurs de puissance de classe C) en raison de la nouvelle augmentation du spectre qui en résulterait. Cependant, la MDP-4 avec décalage peut atténuer ce problème en raison de sa variation d'amplitude moins importante.

Dans le cas de la MDM, le signal rectangulaire de la bande de base de chaque voie est mis en forme sinusoïdale dans le domaine temporel avant le processus de modulation MDP-4 avec décalage. En ce sens, on peut considérer la MDM comme une modification de la MDP-4 avec décalage. La MDM assure une enveloppe constante pour un spectre de puissance à densité plus élevée que ne pourrait le faire la MDP-4.

La MFA et la MDMG peuvent supprimer dans une grande mesure, les spectres de fréquence hors bande au prix d'une détérioration du taux d'erreur binaire raisonnable tandis qu'elles conservent presque intégralement leurs propriétés de constance d'amplitude.

La Fig. 3 montre les spectres de puissance obtenus par calcul des signaux modulés au moyen des méthodes énumérées ci-dessus. La Fig. 3 fait apparaître que la répartition de la densité spectrale des MFA et MDMG est supérieure à celle des autres méthodes de modulation, particulièrement pour les fréquences nettement séparées de la porteuse. Pour la MDP-4 avec filtrage et la MDP-4 avec décalage, on peut utiliser pour la prémodulation un filtre de Nyquist à caractéristique en racine carrée tel celui en racine carrée du cosinus, lorsqu'on a équipé la station mobile d'un émetteur présentant une bonne linéarité. Dans ce cas, la MDP-4 avec filtrage et la MDP-4 avec décalage permettent d'obtenir un spectre compact, comparable ou supérieur à celui obtenu par les modulations MFA et MDMG sans détérioration des caractéristiques du taux d'erreur binaire.

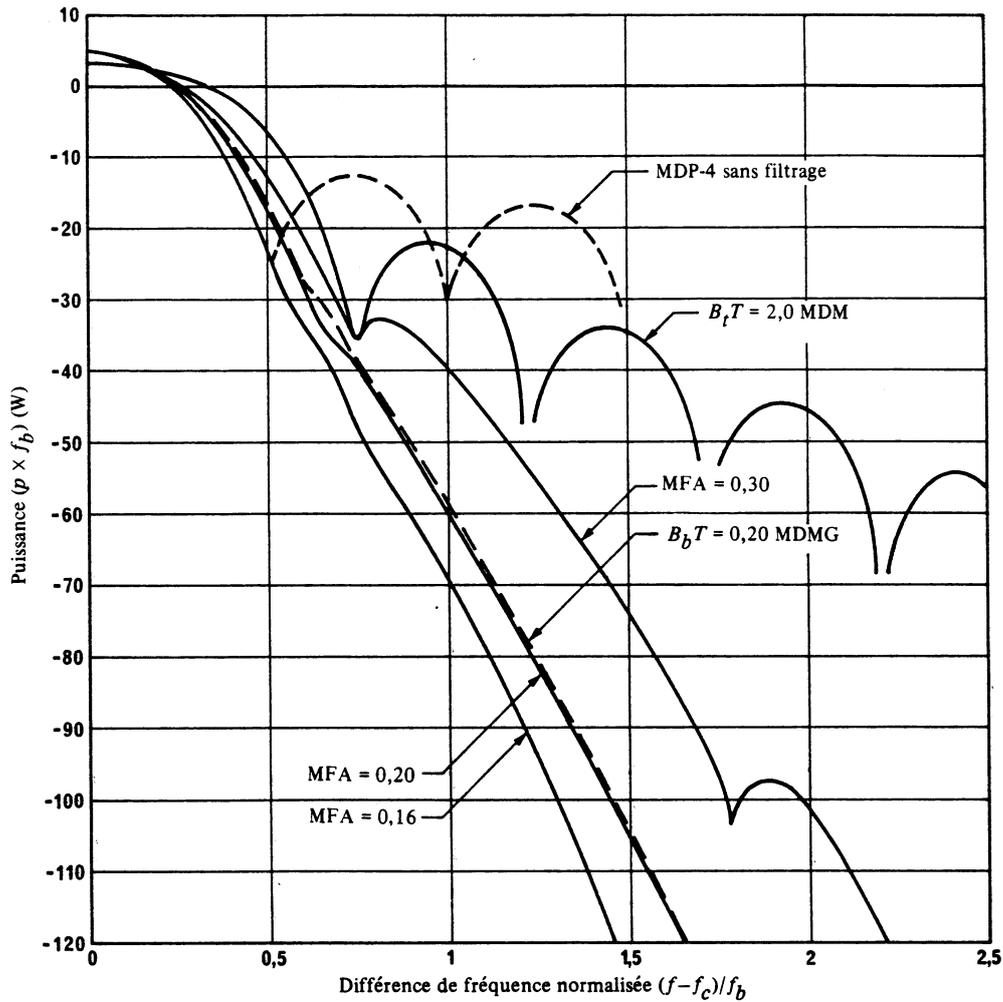


FIGURE 3 – Spectres de puissance des méthodes de modulation types

$B_b T$: bande passante normalisée du filtre passe-bande gaussien de prémodulation pour la MDM

$B_t T$: bande passante normalisée du filtre passe-bande gaussien d'émission pour la MDM

f_c : fréquence porteuse (Hz)

f_b : largeur de bande (Hz)

P : densité spectrale (W/Hz)

La Fig. 4 représente la relation entre le taux d'erreur binaire et E_b/N_0 pour des méthodes de modulation types et indique que la caractéristique de la MDP-4 théorique peut être prise comme référence pour juger de la résistance au bruit d'une méthode de modulation. Avec la MDP-4 avec filtre, on peut atteindre la même caractéristique de taux d'erreur binaire qu'avec la MDP-4 théorique lorsque la voie de transmission est linéaire et qu'on utilise des filtres de Nyquist en racine carrée, pour la prémodulation et la prédétection.

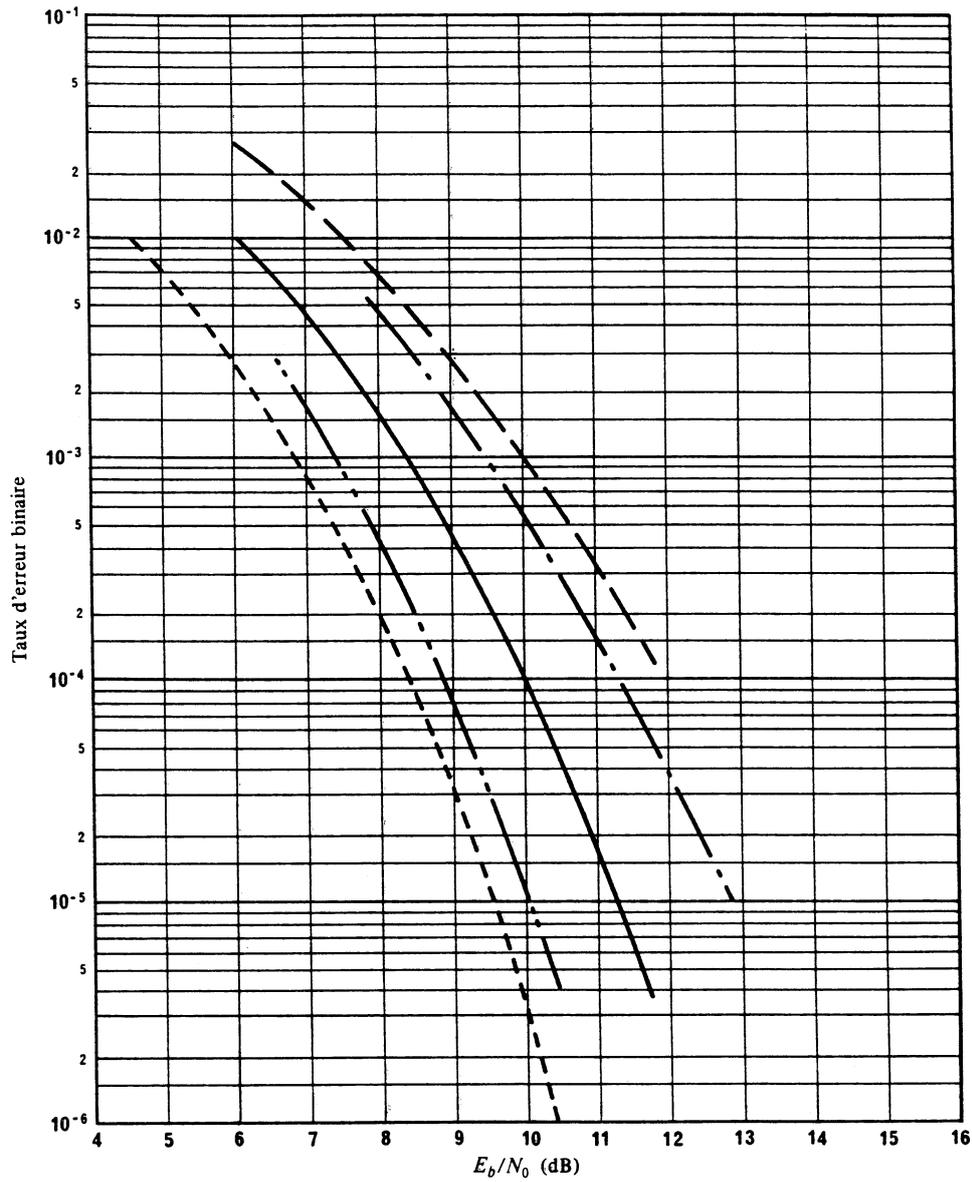


FIGURE 4 – Taux d'erreur binaire en fonction du rapport normalisé signal/bruit

- MFA (mesurée) [Mulwijk, 1979]
- - - MDMG, $B_b T = 0,20$ (mesurée)
- MDMG, $B_b T = 0,25$ (mesurée) et MFA (théorique)
- · - MDM, $B_t T = 2,0$ (mesurée) [Murota et Hirade, 1981]
- - - MDP-2, MDP-4 et MDM théoriques

$B_t T$: bande passante normalisée du filtre passe-bande gaussien d'émission pour la MDM

$B_b T$: bande passante normalisée du filtre passe-bande gaussien du démodulateur pour la MDMG

Dans la réalité, un certain nombre de facteurs peuvent détériorer les caractéristiques du taux d'erreur binaire d'une liaison par satellite: il y a les défauts de circuit de modem, l'effet limiteur de bande des filtres à l'émission et à la réception, le brouillage dû à la voie adjacente, le brouillage d'intermodulation et d'autres brouillages divers. Ces facteurs dépendent intimement les uns des autres. Par exemple, un filtrage étroit à l'émission conduit à une caractéristique de taux d'erreur binaire plus médiocre. Un autre facteur de détérioration de la caractéristique de taux d'erreur binaire est la susceptibilité du récepteur aux brouillages provenant d'autres usagers sur le même canal de fréquence. Sous ce rapport, on a démontré que la MDPB aussi bien que la MDM ont approximativement la même sensibilité au brouillage dans le même canal et que ces deux méthodes de modulation sont supérieures toutes les deux à la MDP-4.

On peut améliorer les caractéristiques du taux d'erreur binaire des méthodes de modulation numérique par l'utilisation de la technique de correction d'erreur sans voie de retour (CED), ce qui est traité dans le Rapport 708. Le choix définitif de la méthode de modulation doit être déterminé en tenant compte des caractéristiques et des besoins de chaque système tels que l'espacement entre porteuses, la valeur du taux d'erreur binaire requise, le bénéfice qu'on peut retirer de la correction d'erreur sans voie de retour, et l'effet du brouillage suivant les indications citées plus haut, tenant compte des différences de niveaux auxquelles on peut s'attendre et de l'effet d'évanouissement sur les porteuses, etc.

Le Tableau II permet de comparer rapidement les avantages et inconvénients comparés d'un certain nombre de méthodes de modulation qui utilisent les mêmes caractéristiques que celles décrites dans la Fig. 4.

TABLEAU II — *Avantages et inconvénients comparés entre des méthodes de modulation types*

Méthode de modulation	Caractéristique du taux d'erreur binaire	Efficacité de l'utilisation de la largeur de bande	Amplitude
MDP-4 sans filtrage	Excellent	Médiocre	Constante
MDP-4 avec filtrage	Excellent	Bon	Variable
MDP-4 avec décalage	Excellent	Bon	Variable
MDM	Excellent	Assez bon	Constante
MFA	Assez bon	Bon	Constante
MDMG	Assez bon	Bon	Constante

Note. — A titre d'exemple type, la MDP-4 avec filtre à 24 kbit/s occupe une largeur de bande de 20 kHz et pour le même débit binaire, la MDM occupe une largeur de bande de 30 kHz.

Dans le contexte très particulier des faibles débits binaires (par exemple 2,4 kbit/s dans une liaison aéronef/satellite subissant des limitations sévères, la MDPB symétrique (également connue sous le nom de modulation par déplacement de phase de type aviation (MDPB-A)) convient bien à ce type de service. Des essais portant sur les caractéristiques d'une modulation simulée ont été effectués sur une liaison par satellite à limitation stricte, avec un rapport onde directe/onde à trajets multiples de 10 dB et un taux d'évanouissement équivalant à un sixième du débit binaire, de manière à pouvoir comparer les caractéristiques de la modulation cohérente à codage différentiel par déplacement de phase (MDPDC) choisi pour sa grande résistance au bruit dans un contexte d'évanouissements, à celles de la MDPB symétrique. Les résultats ont montré que les caractéristiques de TEB par rapport au E_b/N_0 de la MDPDC étaient identiques à celles de la MDPB symétrique. Cette dernière était cependant beaucoup plus efficace en ce qui concerne le spectre. Les deux méthodes de modulation se sont révélées supérieures (de 3 dB en ce qui concerne les caractéristiques E_b/N_0 à un TEB de 10^{-2}) par comparaison avec une MDPQ avec compensation et filtrage*. La Figure 5 montre la réapparition des lobes latéraux dans le spectre pour la MDPB symétrique, la MDPDC et la MDPQ avec compensation. La MDPB symétrique donne de meilleurs résultats que la MDPDC sur le plan du spectre, mais c'est la MDPQ avec compensation qui est la plus efficace, même si elle nécessite plus de puissance dans un contexte d'évanouissements. [Lodge et autres, 1987].

* Modulation à laquelle est appliqué un filtrage cosinusoidal surélevé de 50% en racine carrée avant la limite stricte.

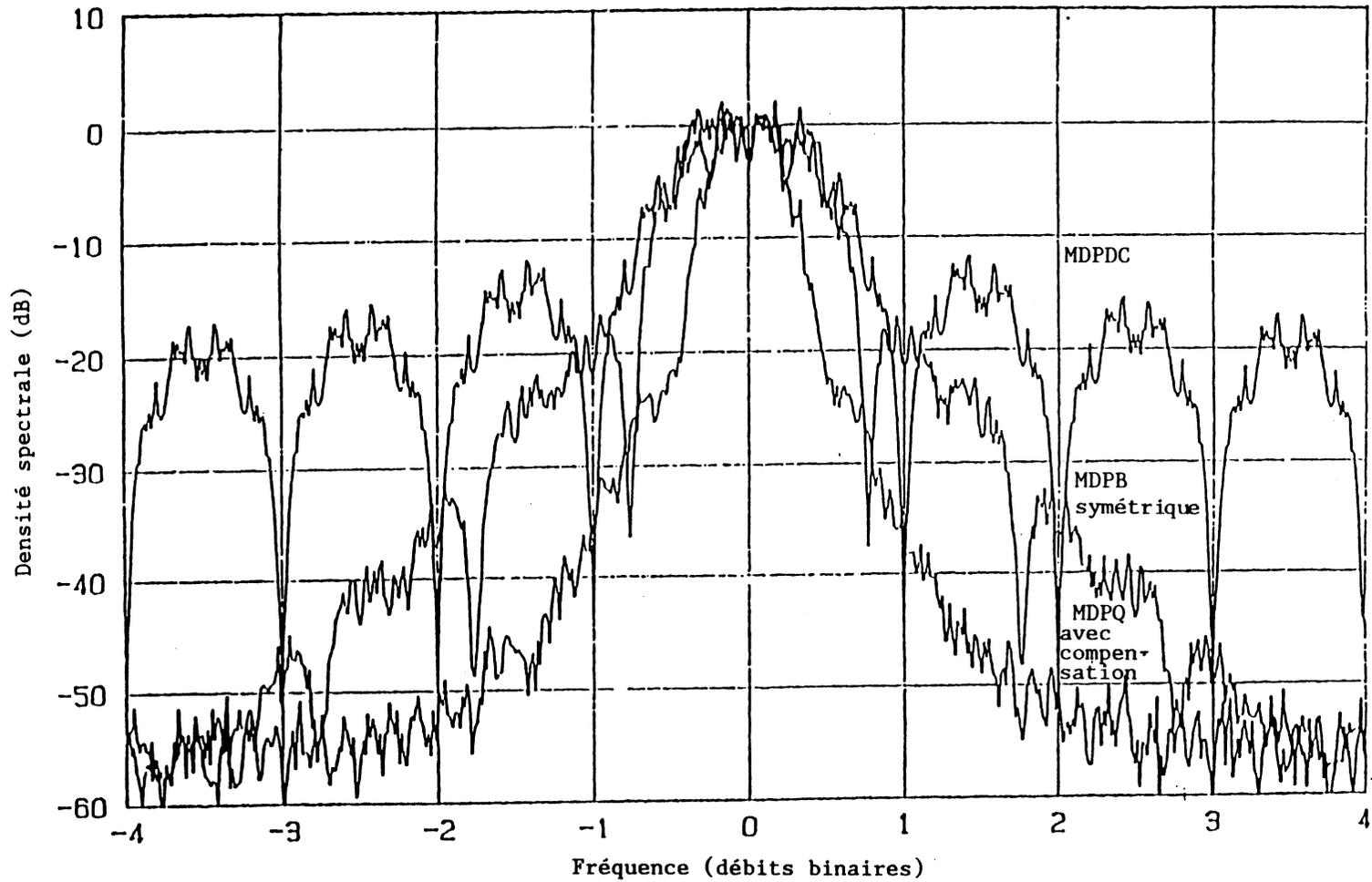


FIGURE 5

Réapparition des lobes latéraux spectraux dans le cas d'une MDPDC, d'une MDPB symétrique et d'une MDPQ avec compensation, après amplification à limitation stricte

3. Technique de codage de la parole

3.1 Généralités

Lorsqu'on utilise une voie de transmission modulée numériquement pour la transmission de signaux téléphoniques, le signal analogique doit être codé en un train de données numériques avant sa modulation. Pour les services téléphoniques publics, on utilise généralement la modulation par impulsions et codage (MIC) à 64 kbit/s, dans laquelle le signal vocal analogique est échantillonné à 8 kHz et chaque échantillon quantifié en 8 bits. Toutefois, le débit binaire de codage de 64 kbit/s est trop élevé pour être appliqué au service mobile de radiocommunications par satellite car la puissance d'émission provenant du satellite est strictement limitée et on ne peut obtenir une caractéristique satisfaisante du taux d'erreur binaire pour une voie ayant un débit binaire aussi élevé avec la puissance qu'on peut vraisemblablement attendre du satellite.

Le codage de la parole à 32 kbit/s selon le principe de la MIC différentielle adaptative (MICDA) a fait l'objet d'une normalisation par le CCITT (Recommandation G.721) ce qui donne une qualité vocale qui équivaut à une MIC conventionnelle à 64 kbit/s, mais même ce débit binaire pose des exigences excessives du point de vue de la puissance et de la largeur de bande; un débit inférieur est donc souhaitable.

En outre, la technique de codage de la parole doit résister aux erreurs binaires de la voie parce que le taux d'erreur binaire qu'il faut obtenir dans les services mobiles par satellite est généralement élevé. — En outre, il faut noter qu'en définitive, le choix de la technique de codage sera également influencé par le temps de codage et par la complexité relative de l'équipement.

Note. — Le Rapport 921 fournit lui aussi des renseignements à ce sujet spécialement pour les stations terriennes de navire.

3.2 Codage vocal à débit binaire intermédiaire

Les techniques possibles de codage de la forme d'onde convenant aux services mobiles par satellite susceptibles de donner une qualité acceptable sont les suivantes:

- modulation par impulsions et codage différentiel adaptatif (MICDA);
- codage par prédiction adaptatif (CPA);
- codage par transformation adaptatif (CTA);
- modulation delta adaptative (MDA);
- codage de sous-bande avec MICDA (CSB-MICDA);
- codage de sous-bande avec CPA (CSB-CPA);
- codage par prédiction adaptatif avec attribution binaire adaptative (CPA-AB); qui est une version perfectionnée de CSB-CPA, mais qui nécessite un équipement plus compliqué que le CSB-CPA classique;
- codage actionné par impulsions multiples (CAIM).

On peut utiliser la «note moyenne d'opinion» (NMO) pour évaluer la qualité de la parole pour les différentes techniques de codage vocal. La NMO s'obtient en faisant la moyenne des notes qui sont attribuées par l'intermédiaire d'essais d'appréciation à partir d'une échelle à 5 points comprenant les catégories: «excellent», «bon», «assez bon», «médiocre» et «mauvais». Daumer [1982] a établi une comparaison des résultats de la qualité de la parole exprimée en NMO entre les méthodes de codage types dans des conditions de transmission sans erreur, en fonction du débit binaire de codage. Dans les publications, on a considéré comme exemple d'un circuit réel une boucle d'utilisateur simulée d'environ 2 km avec un filtrage de bande passante de 200 à 3400 Hz qui simule un filtre passe-bande dans l'ensemble de voies avant codage et on a considéré également une boucle d'utilisateur d'environ 2 km après décodage. On a conclu que le codage par prédiction adaptatif (CPA) donne la valeur de NMO la plus élevée pour un débit binaire de codage de 16 kbit/s.

Un autre exemple de comparaison de la qualité de la parole entre les méthodes de codage à 16 kbit/s est décrit à la Fig. 6 [Yatsuzuka et autres, 1983]. Dans la Fig. 6, les NMO obtenues avec un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} sont données en même temps que les NMO obtenues dans des conditions de transmission sans erreur. On a également indiqué les résultats pour la MFBE telle qu'elle est employée dans le système normalisé A d'INMARSAT et pour la MIC normale avec des débits binaires différents. Pour ce qui est des conditions correspondant à la Fig. 6, on a considéré une boucle d'utilisateur simulée de 2 km et de 0,5 mm de diamètre avec un bruit de circuit de 10 000 pW0p et on a également utilisé un filtrage de bande passante de 300 à 3400 Hz. Comme l'indique la Fig. 6, le CPA à 16 kbit/s et le CSB-CPA à 16 kbit/s peuvent atteindre dans des conditions de transmission sans erreur une qualité subjective comparable à celle de la MFBE avec un rapport C/N_0 égal à 53 dBHz, et, avec un taux d'erreur binaire de 1×10^{-3} , une meilleure qualité que celle de la MFBE avec un rapport C/N_0 égal à 48,6 dBHz qui représente le seuil du rapport C/N_0 de la liaison dans des conditions d'évanouissement spécifié dans le système normalisé A d'INMARSAT.

L'Annexe I du Rapport 921 traite aussi spécialement de ce sujet.

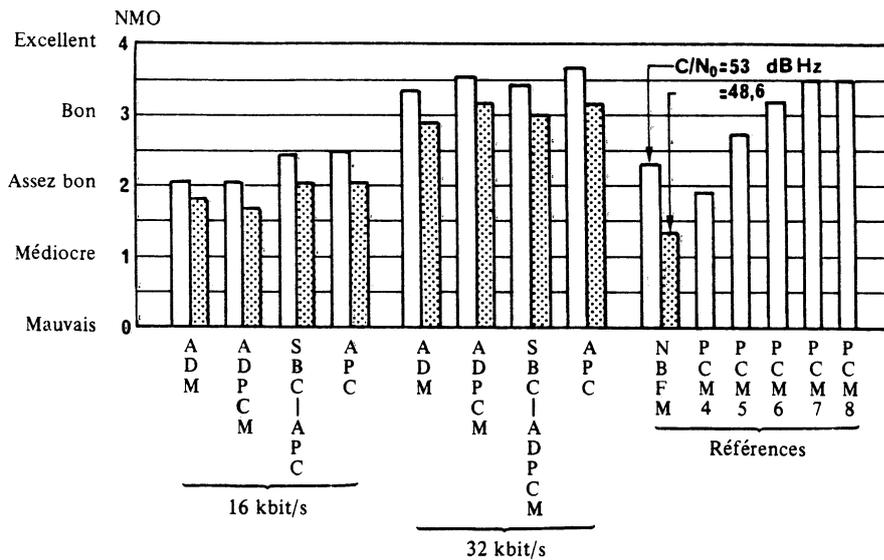


FIGURE 6 – NMO pour méthodes de codage vocal types — à 16 kbit/s [Yatsuzuka et autres, 1983]

□ Sans erreur
 ■ Erreur aléatoire (TEB = 10^{-3})

MIC 4: MIC à 4 bits/échantillon
 MIC 5: MIC à 5 bits/échantillon
 MIC 6: MIC à 6 bits/échantillon
 MIC 7: MIC à 7 bits/échantillon
 MIC 8: MIC à 8 bits/échantillon

3.3 Technique de codage de la parole à débit binaire faible

A des débits binaires de codage inférieurs à 16 kbit/s et spécialement dans la gamme de débits binaires 9,6 à 4,8 kbit/s, la méthode de codage de la forme d'onde du signal peut fournir une reproduction de la parole qui est grandement intelligible, mais dont la qualité a subi une dégradation notable avec certaines distorsions détectables et peut-être est-il difficile de reconnaître la voix de l'énonciateur. A des débits binaires appartenant à la gamme des débits de 4,8 kbit/s et en dessous, les méthodes de codage de la source (vocodeur) peuvent fournir une qualité synthétique bien qu'habituellement le signal ait perdu très sensiblement de son naturel et paraisse typiquement nasillard [Flanagan et autres, 1979].

Les méthodes qu'il serait possible d'utiliser pour cette gamme de débits binaires sont énumérées ci-après [Flanagan et autres, 1979]:

- CPA
- CTA
- CAIM
- Codage par prédiction linéaire actionné par la voix (PLAV)
- Codage par prédiction linéaire actionné par les résidus (PLAR)
- Vocodeur de voie (VV)
- Vocodeur de format
- Codage par prédiction linéaire (CPL).

Les trois premiers sont des formes de codage de forme d'onde du signal et les trois derniers sont des formes de codage par codeur à fréquences vocales (vocodeur). Les PLAV et PLAR sont placés dans la catégorie des méthodes hybrides de codage.

Dans les systèmes numériques de station terrienne à bord de navires équipés d'antennes à gain moyen et les systèmes de communication aéronautique par satellite pourvus d'antennes aéroportées à gain limité, les graves limitations de puissance que l'on observe donnent à penser qu'il pourrait être nécessaire d'appliquer des techniques de codage vocal à des débits binaires égaux ou inférieurs à 9,6 kbit/s. Une qualité vocale acceptable est indispensable pour le service téléphonique public et des méthodes de codage de la forme d'onde telles que le CPA [Yatsuzuka et autres, 1986] et le CAIM [Taguchi et autres, 1984] pourraient convenir à de tels systèmes.

Dans le cas des vocodeurs, seules les caractéristiques essentielles de la parole sont extraites et transmises. Les vocodeurs contiennent, pour une part un analyseur de parole qui extrait les caractéristiques de la parole et, pour une autre part, un synthétiseur de la parole qui reconstitue la parole originale sur la base des caractéristiques reçues. L'analyseur de parole d'un vocodeur excité par le ton de la parole suit les variations continues de la fréquence du ton de la parole, indique la présence de sons vocalisés ou non vocalisés et fournit les informations sur le spectre de la parole à court terme. De la façon dont le spectre à court terme est déterminé, les vocodeurs sont classés suivant différentes catégories, par exemple: vocodeur de voie, vocodeur de format ou vocodeur CPL (codage par prédiction linéaire) [Flanagan et autres, 1979]. Un vocodeur de voie utilise des bancs de filtrage pour extraire des informations d'amplitude rectifiée et lissée pour chaque bande. Un vocodeur de format utilise de même des bancs de filtrage pour détecter la fréquence instantanée et l'amplitude moyenne de chaque bande. Un vocodeur CPL extrait la caractéristique de ladite «évolution de la voix» en rendant minimale la moyenne quadratique de l'erreur entre le signal d'entrée et les valeurs du signal résultant de la prédiction obtenue par une sommation linéaire pondérée des valeurs passées du signal.

Deux points particuliers présentent de l'intérêt:

- il existe une relation étroite entre la qualité vocale d'un vocodeur et la précision de l'extraction du ton de la voix, et
- l'analyse de la fréquence du ton d'un signal de parole est une des saisies les plus critiques et les plus difficiles de l'analyse de la parole.

Pour ce dernier point, une réalisation assez récente d'importance majeure citée dans la bibliographie concerne un nouveau type d'analyseur de ton qui constitue la base d'un type de qualité supérieure de vocodeur excité par le ton à un débit binaire faible [Sluyter et autres, 1980].

Plutôt que de considérer l'analyse d'un ton comme un problème purement technique, cette technique particulière est basée sur la compréhension de la perception humaine des tons de la voix. La notion indiquée comprend une analyse spectrale et une reconnaissance du diagramme des harmoniques. En utilisant un algorithme bien choisi, la caractéristique du ton peut être calculée en concordance avec la perception et en temps réel.

A titre d'exemple, une comparaison des résultats de la qualité de la parole exprimée en NMO entre les méthodes de codage types est donnée à la Fig. 7 [Yato et autres, 1983]. Cette figure compare également les NMO pour la MF à bande étroite pour des rapports C/N_0 donnés et pour un système MIC à 4 bits.

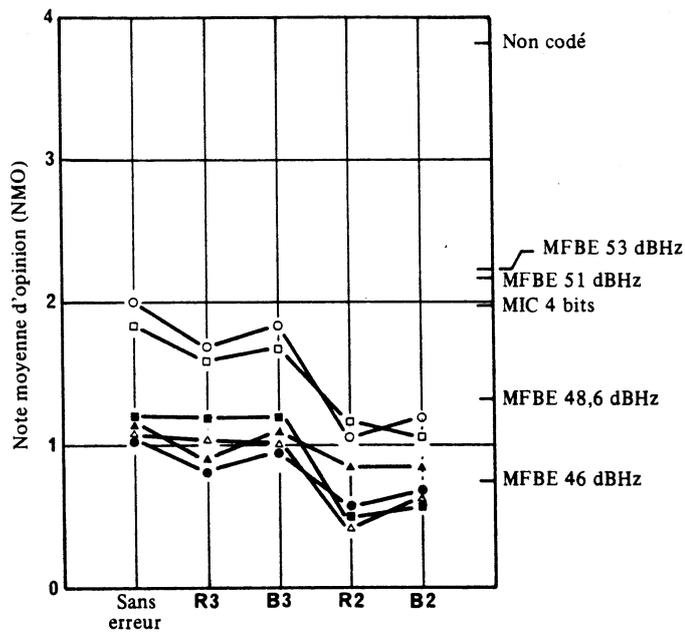


FIGURE.7- NMO pour des méthodes de codage types à débit binaire faible
[Yato et autres, 1983]

- PLAR 9,6 (kbit/s)
- PLAR 7,2
- ▲ PLAR 4,8
- CPL 4,8
- △ CPL 2,4
- VV 2,4

R3: des erreurs aléatoires de taux d'erreur binaire (TEB) = 1×10^{-3} ont été ajoutées
 B3: des erreurs par paquet de taux d'erreur binaire (TEB) = 1×10^{-3} ont été ajoutées
 R2: des erreurs aléatoires de taux d'erreur binaire (TEB) = 1×10^{-2} ont été ajoutées
 B2: des erreurs par paquet de taux d'erreur binaire (TEB) = 1×10^{-2} ont été ajoutées

En ce qui concerne la qualité de parole des vocodeurs CPL, un certain nombre d'essais d'intelligibilité ont été effectués sur plusieurs types de vocodeurs CPL mis au point au Japon. Par exemple, on rapporte qu'un certain type de vocodeur CPL à 2,4 kbit/s atteint un niveau d'appréciation de la netteté des syllabes d'environ 68% en japonais [Kurematsu et autres, 1979] et un autre type de vocodeur à codage de prédiction linéaire PARCOR [Itakura et Saito, 1968] atteint des valeurs de AEN (affaiblissement équivalent pour la netteté: voir la Recommandation P.41-45 du CCITT et voir la Note à la fin de ce paragraphe) de 6 dB et de 3 dB pour des débits binaires respectifs de 2,4 kbit/s et de 4,8 kbit/s.

En ce qui concerne la caractéristique des vocodeurs de voie, des essais d'intelligibilité ont été effectués sur des vocodeurs de voie à 2,4 kbit/s (vocodeur à 1,8 kbit/s et correction d'erreur sans voie de retour: 0,6 kbit/s) mis au point au Royaume-Uni en utilisant des listes de mots équilibrés phonétiquement [Lehiste et Peterson, 1959] et qui donnent un pourcentage d'intelligibilité approchant 80% même avec un taux d'erreur binaire allant jusqu'à 5%. On reconnaît généralement qu'un minimum acceptable pour ces essais est de l'ordre de 55-60%. Les essais ont été effectués dans les conditions que l'on rencontre en pratique dans des simulations en chambre de bruit pour contrôler l'aptitude des vocodeurs de voie à être employés dans des véhicules ayant des niveaux de bruit très élevés, dans des conditions beaucoup moins bonnes que celles qu'on peut s'attendre à rencontrer sur un navire, et on a trouvé qu'ils étaient utilisables avec un niveau de bruit élevé combiné à un taux d'erreur binaire de 2,5% (avec correction d'erreur sans voie de retour) [Kingsbury et Amos, 1980]. Au cours de cet essai sur les vocodeurs de voies, on s'est servi de microphones de types classiques utilisés en pratique, les microphones à charbon étant cependant exclus. La correction d'erreur sans voie de retour employée a été conçue spécialement pour être utilisée avec le vocodeur et les corrections ont été appliquées seulement aux bits les plus significatifs, c'est-à-dire à ceux qui avaient le plus d'influence sur la parole.

On peut s'attendre à pouvoir: — disposer dans un avenir prévisible de systèmes de vocodeur à qualité élevée. Toutefois, pour ce qui est de la possibilité d'employer des vocodeurs dans les conditions propres au service maritime et à d'autres services mobiles par satellite, il faudra poursuivre les études sur plusieurs points, et notamment:

- l'influence de la qualité limitée de la parole à l'entrée du vocodeur que l'on pourra déterminer au cours d'essais dans le sens «côtière-navire» (limitation de la bande, niveaux de l'énonceur, bruits impulsifs, microphones à charbon, etc.);
- la sensibilité aux erreurs durant la transmission (caractéristique du taux d'erreur binaire);
- l'influence du bruit de fond acoustique.

On notera que des essais subjectifs seront nécessaires pour évaluer la qualité d'ensemble des signaux de parole à la réception dans les deux sens de la conversation.

Note. — La valeur de l'AEN (affaiblissement équivalent pour la netteté) est la différence entre le niveau d'affaiblissement du circuit de référence et celui d'un circuit en essai, chacun d'eux étant réglé de telle sorte que le niveau d'appréciation de la netteté de 80% soit atteint.

4. Techniques de codage des données

Les stations terriennes mobiles à très faible rapport G/T (par exemple $-24 \text{ dB(K}^{-1}\text{)}$) peuvent être affectées par de mauvaises conditions de propagation (propagation par trajets multiples en cas d'angle de site faible, effets de masque même avec un angle de site élevé). Un système de télécommunications conçu pour faire face à toutes les conditions de liaisons possibles, y compris celles caractérisées par un faible angle de site, peut entraîner des servitudes de protocole et de codage plus fortes qu'il n'est généralement nécessaire. Une façon d'améliorer l'efficacité générale du système consiste à utiliser le codage adaptatif. L'Annexe II décrit et évalue l'application d'une telle méthode de codage aux stations terriennes des services maritime, aéronautique et mobile terrestre à faible rapport G/T . La notion examinée se fonde sur l'emploi de codes de blocs Reed-Solomon courts avec arrangement bidimensionnel ainsi que sur la mise en œuvre d'un système de correction d'erreur par détection et répétition (ARQ). Comme le montre l'Annexe II, la méthode de codage adaptatif proposée offre une plus grande efficacité que le codage convolutionnel en fonctionnement normal.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- BERANEK, L. L. [septembre 1947] The design of speech communication systems. *Proc. IRE*, Vol. 35, 880-890.
- DAUMER, W. R. [avril 1982] Subjective evaluation of several efficient speech coders. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-30, 4, 655-662.
- DE BUDA, R. [juin 1972] Coherent demodulation of frequency-shift keying with low deviation ratio. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-20, 3, 429-434.
- DE JAEGER, F. et DEKKER, C. B. [mai 1978] Tamed FM, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, 5, 534-542.
- FLANAGAN, J. L., SCHROEDER, M. R., ATAL, B. S., CROCHIERE, R. E., JAYANT, N. S. et TRIBOLET, J. M. [avril 1979] Speech coding. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-27, 4, 710-737.
- HIRADE, K. et MUROTA, K. [mars 1979] A study of modulation for digital mobile technology. 29th Annual Conference of the IEEE Vehicular Technology Society, Arlington Heights, IL, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Session 1A.
- ITAKURA, F. et SAITO, S. [1968] Analysis synthesis telephony based on the maximum likelihood method. Ed., Y. Kohashi, Reports of 6th International Congress on Acoustics, Tokyo, C-5-5.
- KINGSBURY, N. G. et AMOS, W. A. [9 avril 1980] A robust channel vocoder for adverse environments. Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'80), 9-11 avril, Denver, CO, Etats-Unis d'Amérique, Vol. 1, Session S1: Narrowband speech, S1.4, 19-22.
- KUREMATSU, A., ISHIGAMI, H., KITAYAMA, S., YATO, F. et TAMURA, J. [2 avril 1979] A linear predictive vocoder with new pitch extraction and exciting source. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'79), 2-4 avril, Washington, DC, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, Session 2: Narrowband speech communication, 2.8 69-76.
- LEHISTE, I. et PETERSON, G. E. [mars 1959] Linguistic considerations in the study of speech intelligibility, *J. Acous. Soc. of Amer.*, Vol. 31, 3, 280-286.
- LODGE, J. L., MOHER, M. L., GROZIER, S. W. - A comparison of data modulation techniques for land mobile satellite channels. *IEEE Transactions on vehicle technology*. Vol. VT-36 No.1 février 1987 Pages 28-35.
- MUILWIJK, D. [mars 1979] Tamed frequency modulation - a bandwidth-saving digital modulation method suited for mobile radio. *Philips Telecomm. Rev.*, Vol. 37, 1, 35-49.
- MUILWIJK, D. et NOORDANUS, J. [1980] Digital phase modulation methods giving a band-limited spectrum for satellite communications. Présenté lors de la PC 8th AIAA Communications Satellite System Conference, Orlando, FL, Etats-Unis d'Amérique.
- MUROTA, K. et HIRADE, K. [octobre 1981] Caractéristiques de transmission de la modulation MDMG (en japonais). *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs. Japan*, Vol. J64-B, 10, 1123-1130.
- SLUYTER, R. J., KOTMANS, H. J. et LEEUWAARDEN, A. V. [6 mars 1980] The harmonic-sieve method for pitch extraction from speech and a hardware model applicable to vocoder systems. Proc. IEEE International Zurich Seminar on Digital Communications, 4-6 mars, Suisse, E2.1-E2.6.
- TAGUCHI, T. et KOBAYASHI, M. [octobre 1984] Real-time implementation of multipulse coding systems. *Trans. of Committee on Speech Research. The Acoustical Society of Japan*, S84-49, pp.381.
- YATO, F., KITAYAMA, S., YATSUZUKA, Y. et KUREMATSU, A. [juin 1983] Performance evaluation of voice coding schemes applicable to INMARSAT Standard-B system. 3rd IEE International Conference on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigations, Londres, Royaume-Uni, Conf. Record, 162-166.
- YATSUZUKA, Y., YATO, F. et KUREMATSU, A. [septembre 1983] Application of 32 and 16 kbit/s speech encoding techniques to digital satellite communications. 6th International Conference on Digital Satellite Communications, Phoenix, AZ, Etats-Unis d'Amérique, Conf. Record, VII-B.
- YATSUZUKA, Y., IIZUKA, S. et YAMAZAKI, T. [avril 1986] A variable rate coding by APC with maximum likelihood quantization from 4.8 kbit/s to 16 kbit/s. *Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing*, Tokyo, pp.56.12.1 - 56.12.4.

ANNEXE I

RÉSULTATS DES ESSAIS SUBJECTIFS RELATIFS AUX TECHNIQUES DE CODAGE DE LA PAROLE

1. Introduction

Cette Annexe présente les résultats d'un programme d'essais subjectifs sur les techniques de codage de la parole dans la gamme des 7,2-16 kbit/s, dont s'est chargé INMARSAT de concert avec dix de ses signataires. Ce programme faisait partie d'une étude d'ensemble sur les techniques de codage de la parole, possibles pour les applications futures aux stations terriennes de navire INMARSAT (voir également le Rapport 921).

Ces essais avaient pour but d'apprécier la qualité subjective de la voix que présentaient les différentes techniques et de déterminer des sensibilités possibles dues aux langues entre les différents pays.

2. Techniques de codage de la parole

Les cinq techniques de codage de la parole étudiées et les conditions d'essai de voies sont récapitulées dans le Tableau III. Ces techniques ont été mises en œuvre, soit au moyen d'équipement de codeur-décodeur, soit au moyen de simulation par ordinateur; dans le cas de codage de sous-bande (CSB), l'algorithme utilisé dans la simulation était différent de celui de l'équipement de codeur CSB. On a également fait figurer dans les essais les conditions de référence de paroles mises en corrélation avec du bruit (unité de référence de bruit modulé: URBM) pour des valeurs déterminées du rapport signal/bruit (S/N).

3. Procédures d'essai

Les dix signataires d'INMARSAT participants étaient la France, la République fédérale d'Allemagne, la Grèce, l'Italie, le Japon, les Pays-Bas, la Norvège, la Suède, le Royaume-Uni et les Etats-Unis d'Amérique.

Chaque participant a préparé un enregistrement original dans sa langue nationale qui a alors été traité suivant les techniques de codage de la parole et les conditions d'essai figurant au Tableau I. Les enregistrements traités ont alors été retournés à chaque participant pour une évaluation subjective effectuée par un nombre d'auditeurs (variant entre 12 et 56) basée sur la note moyenne d'opinion (NMO) semblable à celle qui a été décrite au § 3.2 du Rapport 751 mais dont l'échelle répond au classement suivant:

<i>Appréciation</i>	<i>Note</i>
Excellent	4
Bon	3
Assez bon	2
Médiocre	1
Mauvais	0

TABLEAU III-1 - Techniques de codage de la parole et conditions d'essai

Technique	Débit binaire (kbit/s)	TEB ou S/N (dB)	Code
Codage par prédiction adaptatif (simulation)	16	TEB = 0 10 ⁻³ 10 ⁻²	CPA 0 CPA 3 CPA 2
Codage de sous-bande (simulation: S)	16	TEB = 0 10 ⁻³ 10 ⁻²	CBS 16 0(S) CBS 16 3(S) CBS 16 2(S)
Codage de sous-bande (équipement: E)	16	TEB = 0 10 ⁻³ 10 ⁻²	CBS 16 0(E) CBS 16 3(E) CBS 16 2(E)
Codage de sous-bande (équipement)	9,6	TEB = 0 10 ⁻³ 10 ⁻²	CBS 9 0 CBS 9 3 CBS 9 2
Codage par prédiction linéaire actionné par les résidus (simulation)	7,2	TEB = 0 10 ⁻³ 10 ⁻²	PLAR 0 PLAR 3 PLAR 2
Conditions de référence de paroles mises en corrélation avec du bruit	(URBM)	S/N = 5 10 15 20 25 30	RBM 05 RBM 10 RBM 15 RBM 20 RBM 25 RBM 30

4. Résultats d'essai

Le Tableau IV indique les valeurs moyennes de NMO pour chaque technique de codage de la parole et de conditions d'essai par participant ainsi que la moyenne des notes de tous les participants. On peut faire les observations suivantes au sujet de ces résultats (voir également la Fig. 8):

- le codage par prédiction adaptatif (CPA) à 16 kbit/s est nettement le meilleur système de codage parmi les systèmes de codage en essai. L'influence des erreurs de transmission sur la qualité apparaît très faible tant que le taux d'erreur binaire ne dépasse pas 1×10^{-3} . La qualité de parole demeure «assez bonne» lorsque le taux d'erreur binaire atteint 1×10^{-2} , ce qui est encourageant pour la future mise en œuvre possible de codecs dans les stations terriennes de navire normalisées B;
- la caractéristique de l'équipement de codage de sous-bande à 16 kbit/s semble comparable à la version simulée dans le cas de conditions sans erreur, mais semble moins résistante aux erreurs de transmission; cependant, l'algorithme utilisé dans chaque mise en œuvre était différent du fait qu'il provenait chaque fois de sources différentes;
- le codage particulier de sous-bande à 9,6 kbit/s utilisé dans ces essais semblerait faire ressortir une caractéristique médiocre;
- le codage par prédiction linéaire actionné par les résidus (PLAR) à 7,2 kbit/s supporte bien les erreurs de transmission, mais sa caractéristique d'ensemble est plutôt médiocre.

Le Tableau V montre les corrélations de pays à pays pour les résultats NMO dans les conditions d'essai URBM. Ces corrélations sont généralement bonnes comme elles le sont pour les techniques de codage de la parole (non représentées dans la présente Annexe). En utilisant les conditions URBM, il serait possible de prévoir de façon fiable les résultats qu'on obtiendrait dans un pays en se basant sur les mesures effectuées dans un autre pays.

Il n'est pas possible d'isoler les facteurs concernant la langue ou la culture des autres aspects des conditions d'essai propres au pays donnant les résultats d'essai (tels que l'enregistrement et l'équipement d'écoute ou l'interprétation des échelles d'opinion). Par conséquent, il n'est pas possible de dire si un type particulier de code présente des caractéristiques meilleures pour une langue plutôt que pour une autre. A partir des résultats d'ensemble, cependant, on peut supposer que la mise en œuvre de codage de la parole à 16 kbit/s, en particulier le codage par prédiction adaptatif (CPA) pourrait fournir une qualité de parole acceptable pour les langues dans lesquelles on a effectué les essais.



TABLEAU IV – Valeurs moyennes des résultats NMO

Condition	Code	Etats-Unis d'Amérique	Norvège	Japon	Suède	Royaume- Uni	Pays-Bas	Grèce	France	Allemagne (République fédérale d')	Italie	Total
Codage par prédiction adaptatif à 16 kbit/s	CPA 0	3,17	2,46	2,82	2,88	3,04	2,58	2,9	3,11	3,05	2,70	2,87
	CPA 3	2,93	2,46	2,52	2,79	2,92	2,48	2,8	2,95	2,81	2,63	2,72
	CPA 2	1,93	1,97	1,39	2,13	1,98	1,10	1,8	1,90	2,05	1,43	1,75
Codage de sous-bande à 16 kbit/s (simulation: S)	CBS 0(S)	2,39	2,44	1,98	2,56	2,55	2,01	2,1	2,91	2,51	2,44	2,39
	CBS 3(S)	2,25	1,79	1,61	2,34	2,17	1,65	2,2	2,38	2,56	2,07	2,10
	CBS 2(S)	1,32	1,12	0,70	1,42	1,22	0,91	1,1	1,27	1,14	0,91	1,11
Codage de sous-bande à 16 kbit/s (équipement: E)	CBS 16 0(E)	2,44		2,09	2,44	2,70	2,19	2,6	2,73	2,71	2,28	2,46
	CBS 16 3(E)	1,61		1,36	1,61	1,78	1,38	1,0	2,08	1,03	1,30	1,46
	CBS 16 2(E)	0,27		0,04	0,65	0,17	0,08	0,1	0,16	0,05	0,12	0,18
Codage de sous-bande à 9,6 kbit/s	CBS 9 0	0,93		0,74	0,95	0,72	0,74	1,2	0,88	0,91	0,56	0,85
	CBS 9 3	0,21		0,24	0,34	0,52	0,21	0,2	0,26	0,22	0,33	0,28
	CBS 9 2	0,03		0,02	0,0	0,0	0,0	0,0	0,02	0,01	0,01	0,01
Codage par prédiction linéaire actionné par les résidus à 7,2 kbit/s (vocodeur)	PLAR 0	1,61	1,66	1,30	1,70	1,94	1,19	1,8	1,95	2,10	1,43	1,66
	PLAR 3	1,57	1,44	1,09	1,68	1,97	1,10	1,5	1,95	1,86	1,07	1,52
	PLAR 2	0,32	0,12	0,08	1,32	0,44	0,23	0,2	0,24	0,21	0,15	0,33
Unité de référence du bruit modulé	RBM 05	0,72	0,42	0,63	0,79	0,92	0,43	0,6	0,63	0,43	0,72	0,63
	RBM 10	1,44	0,77	1,25	1,19	1,53	0,83	1,3	1,42	1,20	0,95	1,19
	RBM 15	2,24	1,12	2,07	1,59	1,97	1,59	1,8	2,16	1,46	2,00	1,80
	RBM 20	3,14	2,39	2,72	2,56	2,68	2,39	3,0	3,20	2,82	2,66	2,76
	RBM 25	3,38	2,48	3,07	3,17	3,10	2,58	2,9	3,37	3,15	3,15	3,03
	RBM 30	3,18	3,25	3,19	3,46	3,02	2,83	3,0	3,27	3,03	2,56	3,07

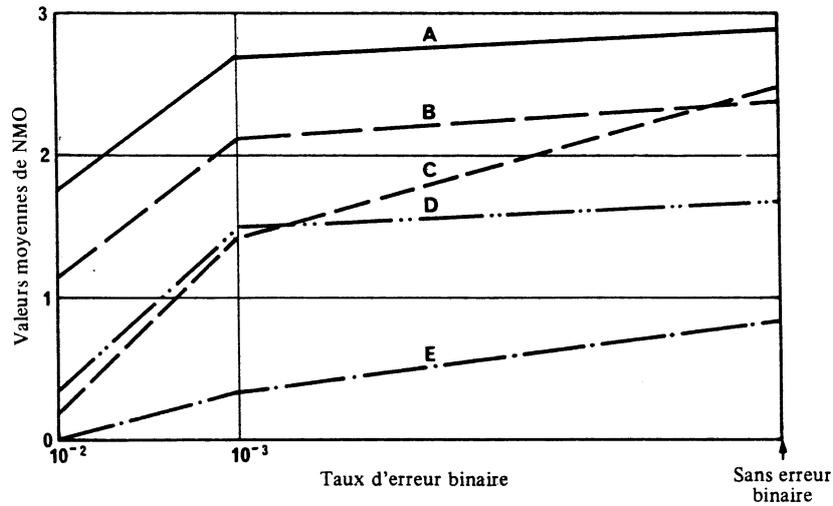


FIGURE 8 – Valeurs moyennes de NMO pour tous les participants en fonction du taux d'erreur binaire

- Courbes A: CPA 16 kbit/s
- B: CSB 16 kbit/s (simulation)
- C: CSB 16 kbit/s (équipement)
- D: PLAR 7,2 kbit/s
- E: CSB 9,6 kbit/s

TABLEAU V – Corrélation de pays à pays pour la valeur moyenne de NMO dans des conditions de référence URBM

Etats-Unis d'Amérique	1,00									
Norvège	0,924	1,00								
Japon	0,990	0,952	1,00							
Suède	0,945	0,985	0,969	1,00						
Royaume-Uni	0,989	0,952	0,993	0,977	1,00					
Pays-Bas	0,983	0,972	0,995	0,978	0,987	1,00				
Grèce	0,989	0,952	0,981	0,951	0,982	0,984	1,00			
France	0,999	0,956	0,991	0,951	0,991	0,986	0,994	1,00		
Allemagne (Rép. Féd. d')	0,980	0,959	0,975	0,974	0,991	0,977	0,987	0,985	1,00	
Italie	0,980	0,876	0,964	0,916	0,964	0,957	0,951	0,972	0,949	1,00
	Etats-Unis d'Amérique	Norvège	Japon	Suède	Royaume-Uni	Pays-Bas	Grèce	France	Allemagne (Rép. Féd. d')	Italie

ANNEXE II

MÉTHODE DE CODAGE ADAPTATIF POUR TERMINAL MOBILE POUR DONNÉES SEULEMENT

1. Introduction

La présente Annexe décrit une méthode de codage utilisée dans le système de transmission de données PRODAT ayant un rapport G/T de $-24 \text{ dB(K}^{-1})$ convenant à des applications pour les services terrestre, maritime et aéronautique.

Outre les habituelles fonctions d'organisation du système (assignation des canaux, accès aléatoire, etc.), plusieurs types de services et/ou de fonctions sont assurés. Le système assure principalement un service de transfert de messages (système de boîte aux lettres électronique), mais il peut également fonctionner en mode de diffusion (appel unilatéral sans transmission de parole ou radiorecherche), en mode d'appel périodique sélectif et éventuellement en mode de dialogue.

La phase I des expériences de propagation avec le système PROSAT [PROSAT, 1985] a montré que la qualité des voies pour ces trois applications varie, allant de conditions de propagation excellentes (c'est-à-dire presque sans évanouissements), ce qui correspond à un terrain dégagé pour un système mobile terrestre ou à des angles de site «raisonnables» pour les voies des services maritime (voir le Rapport 884) et aéronautique, à des conditions extrêmement mauvaises, caractérisées par un rapport C/M de 7 dB pour les canaux du service maritime, ou par un évanouissement complet des signaux dans le cas de l'application au service mobile terrestre.

Afin de permettre un fonctionnement satisfaisant dans des conditions de propagation extrêmes tout en maintenant l'efficacité du système dans des conditions normales, il est proposé de mettre en service un système de correction ARQ permettant une auto-adaptation aux conditions de propagation.

2. Description de la méthode de codage choisie**2.1 Méthode de codage bidimensionnel**

Des codes de blocs Reed-Solomon (RS) courts avec arrangement bidimensionnel ont été choisis.

Les informations sont organisées en «blocs»: chaque bloc se compose d'une série de 8 vecteurs de code élémentaires Reed-Solomon (RS). En outre, chaque bloc est codé dans l'autre dimension, toujours par codage RS, comme l'illustre la Fig. 9 ci-après:

- Dans une dimension (verticale), un code RS étendu est représenté par un vecteur (k symboles de données, $n - k$ symboles de redondance) qui est utilisé pour corriger les erreurs aléatoires et détecter toute salve d'erreurs dépassant la capacité du code.
- Dans l'autre dimension (horizontale), un autre code RS étendu (k' vecteurs primaires et $n - k'$ vecteurs de redondance) est utilisé pour corriger les salves d'erreurs grâce à la capacité du code à corriger par effacement.
- Par exemple, pour une liaison aller ayant la structure d'une trame MRT, chaque vecteur vertical pourrait correspondre à un intervalle de la trame (voir l'Annexe VI au Rapport 921); si le temps de transmission du vecteur vertical du code est court par rapport à la largeur de bande d'évanouissement, un évanouissement profond correspondra à l'effacement d'un vecteur de code complet. Le «code vertical» doit être utilisé pour corriger les erreurs aléatoires. En outre, étant donné qu'il est, de toute façon, nécessaire d'utiliser les informations d'état des voies pour détecter cette situation d'évanouissement qui peut dépasser la capacité de détection d'erreur du code, on pourrait également utiliser les informations d'état des voies pour porter à son maximum la capacité du code grâce à la technique de correction par effacement.

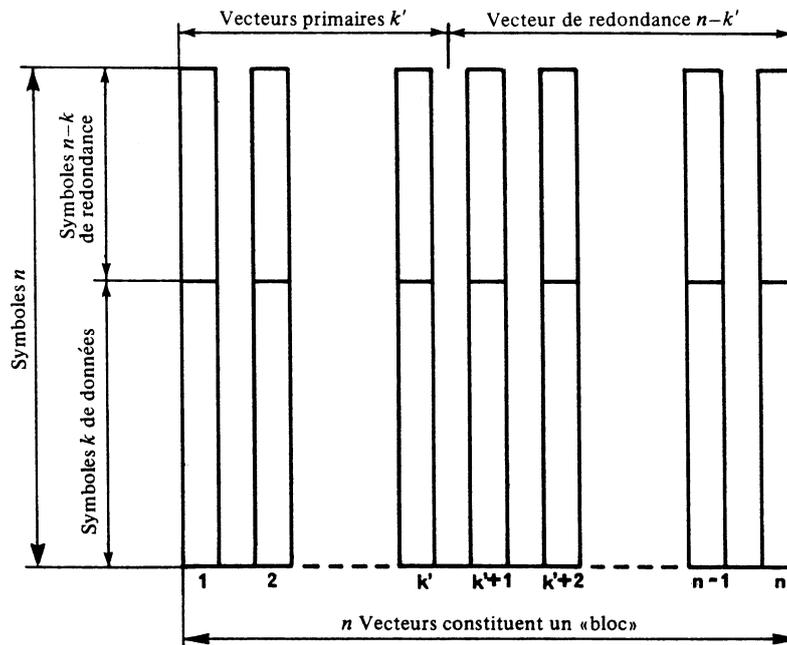
Comme tout code bidimensionnel, cette méthode peut être considérée comme une méthode d'entrelacement pour le code horizontal: elle est donc intrinsèquement capable de faire face aux salves d'erreurs. La méthode permettant d'adapter ce concept bidimensionnel à un dispositif ARQ est décrite ci-après.

2.2 Codage bidimensionnel RS + ARQ

Dans un système ARQ «classique», une retransmission est demandée quand une situation d'effacement de vecteur vertical a été détectée. Dans le cas particulier des systèmes à satellites, le temps de propagation impose la numérotation des blocs et/ou une limitation du choix des paramètres de trame. En outre, la qualité de la voie de retour n'est pas meilleure que celle de la voie directe; par conséquent, la procédure d'accusé de réception engendre elle-même des difficultés; c'est pourquoi, il convient d'en limiter l'utilisation dans toute la mesure possible, ou de l'utiliser d'une façon sûre.

Le principe sur lequel repose cette méthode est le suivant:

- Aucune modification dans le sens vertical.
- Dans le sens horizontal (axe de temps), le code choisi est un code de taux (1/2) c'est-à-dire un code (16 : 8), ce qui revient à dire que le bloc est un ensemble de $k' = 8$ vecteurs d'information plus des vecteurs de redondance supplémentaires en cas de besoin. Pour effectuer le décodage dans ce sens, on considère qu'un vecteur vertical est correct (après application de l'algorithme de correction), ou effacé. Avec le code sélectionné, il est possible de décoder un vecteur de code comportant jusqu'à 8 effacements. En d'autres termes, nous pouvons dire que dès que 8 vecteurs ont bien été reçus, nous disposons d'une quantité d'informations suffisante pour le décodage. Nous pouvons alors accuser réception de cette série de vecteurs d'informations et passer à la série suivante. Le seul risque serait que l'émetteur envoie un ou deux blocs d'informations de plus qu'il n'est nécessaire.



FIGURE,9

Théoriquement, pour atteindre un taux d'erreur sur la transmission des blocs de 1×10^{-3} , 80% du vecteur vertical décodé doivent être exempts d'erreur. Par conséquent, un code (16 : 12) a été adopté pour la liaison aller (qui a une structure MRT); le débit est donc le plus élevé possible. En ce qui concerne la liaison de retour, un code à plus faible débit est nécessaire: c'est pourquoi, on utilise un code (16 : 10) étant donné que les vecteurs verticaux ne sont pas entrelacés, mais transmis en séquence.

3. Comparaison avec les techniques de codage convolusionnel

L'avantage principal des techniques de codage convolusionnel réside dans la possibilité d'utiliser un décodeur à décision quantifiée qui offre un gain de codage supplémentaire. Ceci peut représenter une bonne référence pour l'évaluation de la méthode utilisant les codes de blocs notamment en ce qui concerne le pourcentage des vecteurs décodés verticaux exempts d'erreur. Cependant, la technique de décodage convolusionnel n'est pas nécessairement adaptée aux voies qui nous intéressent. Les salves d'erreurs d'une manière générale et la détection différentielle en cas de faible rapport E_b/N_0 dégradent la qualité de fonctionnement du décodeur classique Viterbi.

Afin de réduire cette dégradation, il est nécessaire d'introduire un degré élevé d'entrelacement pour fragmenter les erreurs. Ceci est réalisable pour une voie du service maritime grâce à l'utilisation de périodes d'entrelacement de longue durée (nombreuses secondes). Cependant, en ce qui concerne une voie du service mobile terrestre dans laquelle les signaux peuvent être bloqués pendant des périodes indéterminées, un tel entrelacement est difficile à obtenir. L'entrelacement s'accompagne également d'un risque de dispersion d'erreurs dans de bonnes données.

Par conséquent, une détection cohérente avec résolution de l'ambiguïté de signe par un mot unique au début du message est nécessaire. La longueur d'un bloc de données entre des mots uniques est déterminée par la probabilité de saut de cycle, ce qui entraîne des inversions de phase pendant la durée d'un bloc. Une longueur de bloc de 100 bits a été choisie comme étant une taille raisonnable aux fins d'évaluation de l'efficacité de ce genre de méthode. Un mot unique de 16 bits est utilisé dans chaque bloc pour résoudre l'ambiguïté de phase et synchroniser le décodage Viterbi. Une configuration de 8 zéros de fin est ajoutée aux données afin de vider le codeur et de former une configuration de données non codées d'une longueur de 42 bits. Les données sont codées par codage convolusionnel d'un débit de 1/2, avec une longueur de contrainte de 5, afin de constituer une configuration de données codées d'une longueur de 84 bits, à laquelle on ajoute le mot unique.

Une simulation a été effectuée pour la liaison de retour pour un rapport C/M de 7 dB avec le décodage à décision programmée (voir la Fig.10). Si le seuil est défini comme pour le code de blocs RS pour un rapport C/M de 7 dB et un pourcentage de blocs décodés exempts d'erreur de 80%, le rapport E_b/N_0 requis est de 7 dB pour la liaison de retour codée par codage convolusionnel; cette valeur est légèrement inférieure à celle applicable à la liaison utilisant le code de blocs RS. Cependant, une méthode ARQ sélective nécessiterait une réception correcte de chaque bloc codé; il faudrait donc que le pourcentage des blocs décodés exempts d'erreur soit proche de 90% pour obtenir une efficacité globale d'environ 80%. Un rapport E_b/N_0 d'une valeur de 10 dB serait nécessaire: cette valeur est sensiblement plus élevée que celle utilisée par la méthode du code de blocs RS.

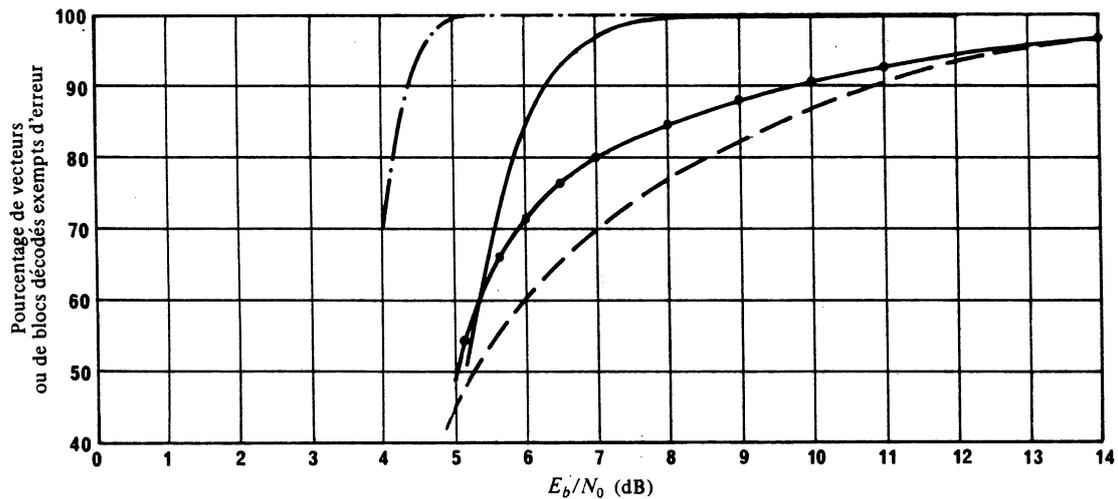


FIGURE 10-Pourcentage de vecteurs ou de blocs décodés exempts d'erreur en fonction du rapport E_b/N_0 (300 Bd - largeur de bande d'évanouissement = 3 Hz)

C/M de l'évanouissement de Rician = 7 dB:

—●— Viterbi $k = 5$, démodulation cohérente; débit 1/2; blocs de 100 bits

--- Vecteurs RS

— Blocs RS (8 vecteurs RS bien reçus)

Conditions exemptes d'évanouissement:

— · — · — Blocs RS

En ce qui concerne l'efficacité globale du système définie pour le code de blocs, la valeur de 50% correspondant à la moitié du débit du code diminue encore si on considère la servitude que représente le besoin d'un mot unique et de bits de fin supplémentaires. En outre, le décodeur Viterbi de base ne détecte pas les erreurs résiduelles. Un code de blocs de petite taille doit être enchaîné au code convolutionnel afin de détecter ces erreurs résiduelles. Il faudra très probablement utiliser aussi les informations d'état des voies.

Ainsi, le taux total d'efficacité de l'ensemble du système pour la liaison de retour codée par codage convolutionnel serait proche de 30% dans l'hypothèse d'un code de détection d'erreurs égal à 10% des données et avec les servitudes définies plus haut. Ces chiffres doivent être comparés avec le taux d'efficacité de 35% obtenu expérimentalement avec la méthode utilisant les codes de Reed-Solomon (code 16 : 10). Sur la liaison aller, le code convolutionnel ne pourrait en aucun cas rivaliser avec le taux d'efficacité de la méthode de Reed-Solomon, qui a été évalué à 60%. De même le code convolutionnel utilise un débit de codage fixe alors que la méthode utilisant les codes Reed-Solomon fait appel à un débit de codage adaptatif, ce qui confère au système une plus grande efficacité en fonctionnement normal.

Il est intéressant de noter que les courbes représentant les pourcentages de vecteurs ou de blocs décodés exempts d'erreur pour des voies sans évanouissement et de Rician ($C/M = 7$ dB) pour le code de blocs RS ne sont séparées que de 2 dB, ce qui illustre la grande efficacité de cette méthode.

Nous reconnaissons qu'il serait possible d'accroître l'efficacité des liaisons convolutionnelles en utilisant un code d'un débit supérieur, comme les codes à «ponction» («punctured codes») dont l'efficacité a également été évaluée par simulation expérimentale. Cette opération aurait cependant l'effet inverse sur la valeur de seuil E_b/N_0 , et il faudrait alors introduire une méthode fondée sur un code à «ponction» à débit variable afin d'obtenir une efficacité égale à celle du code de Reed-Solomon.

Cependant, si on considère les faibles débits binaires utilisés par le système décrit, qui, modifié, constitue le système PRODAT, les codes convolutionnels sont soumis à de telles servitudes que la méthode utilisant les codes de Reed-Solomon n'en paraît que plus intéressante.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

PROSAT, Phase 1 Report [1986] ESA STR-216. Agence spatiale européenne, Paris, France.

