



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

**UIT-T**

SECTEUR DE LA NORMALISATION  
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS  
DE L'UIT

**J.83**

(10/95)

**TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES  
ET TÉLÉVISUELLES**

---

**SYSTÈMES NUMÉRIQUES  
MULTIPROGRAMMES POUR SERVICES  
DE TÉLÉVISION, SON ET DONNÉES  
À DISTRIBUTION PAR CÂBLE**

**Recommandation UIT-T J.83**

(Antérieurement «Recommandation du CCITT»)

---

## AVANT-PROPOS

L'UIT-T (Secteur de la normalisation des télécommunications) est un organe permanent de l'Union internationale des télécommunications (UIT). Il est chargé de l'étude des questions techniques, d'exploitation et de tarification, et émet à ce sujet des Recommandations en vue de la normalisation des télécommunications à l'échelle mondiale.

La Conférence mondiale de normalisation des télécommunications (CMNT), qui se réunit tous les quatre ans, détermine les thèmes d'études à traiter par les Commissions d'études de l'UIT-T lesquelles élaborent en retour des Recommandations sur ces thèmes.

L'approbation des Recommandations par les Membres de l'UIT-T s'effectue selon la procédure définie dans la Résolution n° 1 de la CMNT (Helsinki, 1<sup>er</sup>-12 mars 1993).

La Recommandation UIT-T J.83, que l'on doit à la Commission d'études 9 (1993-1996) de l'UIT-T, a été approuvée le 24 octobre 1995 selon la procédure définie dans la Résolution n° 1 de la CMNT.

---

### NOTE

Dans la présente Recommandation, l'expression «Administration» est utilisée pour désigner de façon abrégée aussi bien une administration de télécommunications qu'une exploitation reconnue de télécommunications.

© UIT 1996

Droits de reproduction réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'UIT.

## TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
1	1
2	1
3	1
4	1
5	3
Annexe A – Système numérique multiprogramme A.....	5
Annexe B – Système numérique multiprogramme B.....	13
Annexe C – Système numérique multiprogramme C.....	25
Annexe D – Système numérique multiprogramme D.....	33

## RÉSUMÉ

La présente Recommandation «Systèmes numériques multiprogrammes pour services de télévision, son et données à distribution par câble» traite de la définition de la structure de trame, du codage de canal et de la modulation des signaux numériques multiprogrammes destinés à la distribution sur câble de services de télévision, son et données.

La présente Recommandation comporte quatre annexes, qui spécifient les quatre systèmes numériques de télévision par câble qui sont soumis à l'UIT-T. Elle tient compte du fait que la normalisation des systèmes numériques de télévision par câble est prise en charge pour la première fois par l'UIT-T et du fait que, lorsque l'UIT a entrepris cet effort de normalisation, un certain nombre de systèmes avaient déjà été mis au point et mis en œuvre à titre provisoire.

La présente Recommandation préconise que, lors de l'introduction de nouveaux services multiprogrammes numériques dans des réseaux câblés existants ou futurs, l'on fasse appel à un des systèmes dont la structure de trame, le codage de canal et la modulation sont spécifiés dans ses annexes.

## INTRODUCTION

Le développement de nouvelles techniques numériques atteint actuellement le point où les systèmes qui les appliquent offrent, à l'évidence, des avantages notables par rapport aux traditionnels procédés analogiques, en termes de qualité des images et du son, de gestion du spectre et de la puissance, de flexibilité du service, de convergence multimédia et d'économies possibles sur les équipements. L'emploi de la distribution par câble pour l'acheminement des signaux vidéo et audio jusqu'aux spectateurs et auditeurs individuels, est par ailleurs en croissance régulière et est déjà devenu le mode dominant dans de nombreuses parties du monde. Il est également clair que la meilleure façon de tirer parti de ces avantages possibles est d'effectuer des économies d'échelle grâce à l'usage largement répandu de systèmes numériques conçus de manière à pouvoir être facilement mis en œuvre dans les infrastructures existantes et à exploiter au mieux les nombreuses synergies possibles avec les systèmes audiovisuels qui leur seront associés.

La présente Recommandation comporte quatre annexes, qui spécifient les quatre systèmes numériques de télévision à distribution par câble qui sont soumis à l'UIT-T.

Elle tient compte du fait que la normalisation des systèmes numériques de télévision par câble est prise en charge pour la première fois par l'UIT-T et du fait que, lorsque l'UIT a entrepris cet effort de normalisation, un certain nombre de systèmes avaient déjà été mis au point et mis en œuvre à titre provisoire.

Les Administrations et les opérateurs privés envisageant l'introduction de services de télévision numérique par câble sont invités à envisager l'utilisation de l'un des systèmes décrits dans les annexes et à rechercher des opportunités d'amélioration de leur convergence, plutôt que de développer un système différent mais utilisant les mêmes techniques.

# SYSTÈMES NUMÉRIQUES MULTIPROGRAMMES POUR SERVICES DE TÉLÉVISION, SON ET DONNÉES À DISTRIBUTION PAR CÂBLE

(Genève, 1995)

## 1 Domaine d'application

La présente Recommandation porte sur la définition de la structure de trame, du codage de canal et de la modulation des signaux numériques multiprogrammes distribués par réseaux de câbles. La distribution de ces signaux numériques peut éventuellement être multiplexée en fréquence avec celle de programmes analogiques existants. Une Recommandation particulière définit les caractéristiques de transmission des signaux numériques multiprogrammes distribués par des systèmes de réception collective de télévision par satellite (SMATV, etc.).

NOTE – L'entrée de ce système est spécifiée comme étant la couche Transport au format MPEG-2, ce qui apporte une certaine capacité auxiliaire de transport de données dans les voies descendantes. Cette capacité pourra être utilisée pour répondre aux besoins des services interactifs (la description de la fourniture et des caractéristiques des voies de retour est hors du domaine d'application de la présente Recommandation).

Etant hautement flexible, la couche Transport au format MPEG-2 peut être configurée de façon à acheminer tout assortiment souhaité de signaux de télévision, son et données (le son étant associé ou non associé au contenu du signal vidéo, avec divers niveaux de qualité possibles). Cette couche Transport peut même être totalement consacrée à l'acheminement de programmes sonores, bien qu'il ne soit pas forcément nécessaire de l'optimiser pour cette application.

Le cas spécifique de l'acheminement d'un multiplex ne contenant que des signaux sonores pourra être traité dans une future Recommandation.

La présente Recommandation a pour objet de faire en sorte que les concepteurs et les opérateurs de réseaux de distribution par câble disposent, pour les signaux multiprogrammes, des informations nécessaires à une mise en œuvre et une exploitation des réseaux tout à fait satisfaisantes. Elle offre également aux concepteurs et aux constructeurs d'équipements (récepteurs inclus) les informations qui leur sont nécessaires concernant les signaux numériques multiprogrammes à distribution par réseaux câblés.

## 2 Références

Les Recommandations et autres références suivantes contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente Recommandation. Au moment de la publication, les éditions indiquées étaient en vigueur. Toute Recommandation ou autre référence est sujette à révision; tous les utilisateurs de la présente Recommandation sont donc invités à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des Recommandations et autres références indiquées ci-après. Une liste des Recommandations UIT-T en vigueur est publiée régulièrement.

- [1] Recommandation UIT-R BO.1211 (1995) – *Systèmes numériques d'émission multiprogramme de télévision, son et données pour satellites exploités dans la gamme de fréquences 11/12 GHz.*
- [2] Recommandation UIT-T H.222.0 (1995) | ISO/IEC 13818-1:1996, *Technologies de l'information – Codage générique des images animées et du son associés: systèmes.*

## 3 Termes et définitions

La présente Recommandation ne fait pas appel à des définitions ou termes particuliers.

## 4 Symboles et abréviations

### 4.1 Symboles

Pour les besoins de la présente Recommandation, les symboles suivants sont utilisés:

$\alpha$	facteur d'arrondi
$A_k, B_k$	bits les plus significatifs à la sortie du convertisseur d'octets en n-uplets
bit/s	bits par seconde

$f_0$	fréquence centrale d'un canal
$f_N$	fréquence de Nyquist
$g(x)$	polynôme générateur de code de Reed-Solomon
$G_{(256)}$	polynôme générateur du corps de Galois
$G_{(16)}$	polynôme générateur de nombres aléatoires
I	profondeur d'entrelacement (en octets)
I, Q	composantes en phase, en quadrature de phase du signal modulé
j	indice de la branche d'un entrelaceur convolutif
k	nombre d'octets affectés dans n symboles
m	exposant du nombre $2^m$ des états de la modulation d'amplitude sur porteuses en quadrature (MAQ): 4, 5, 6 pour la MAQ à, respectivement, 16, 32 et 64 états
M	retard de la branche de l'entrelaceur correspondant à $j = 1$ , $M = N/I$
ms	milliseconde
n	nombre de symboles contenant k octets
N	longueur (en octets) d'une trame protégée contre les erreurs
octet	huit éléments binaires (bits)
$p(x)$	polynôme générateur d'un corps de Galois
PN(x)	séquence pseudo-aléatoire, identifiée par le nombre qui suit le symbole
q	nombre de bits: 2, 3, 4 pour, respectivement, la MAQ-16, la MAQ-32 et la MAQ-64
$r_m$	ondulation dans la bande (dB)
R	séquence brassée
$R_s$	rapidité de modulation, correspondant à l'inverse de la bande de Nyquist du signal modulé
$R_u$	débit binaire utile à la sortie du multiplexeur de flux de transport en codage MPEG-2
$R_u'$	débit binaire à la sortie du codeur de Reed-Solomon
T	nombre d'octets pouvant être corrigés dans la trame protégée contre les erreurs par codage de Reed-Solomon
$T_s$	période symbole

## 4.2 Abréviations

Pour les besoins de la présente Recommandation, les abréviations suivantes sont utilisées:

BB	bande de base
Bd	baud
BER	taux d'erreur binaire ( <i>bit error ratio</i> )
BLR	bande latérale résiduelle
C/N	rapport porteuse sur bruit ( <i>carrier to noise ratio</i> )
DTVC	télévision numérique par câble ( <i>digital television by cable</i> )
FEC	correction d'erreur directe (sans voie de retour) ( <i>forward error correction</i> )
FIFO	mémoire de type «premier entré, premier sorti» ( <i>first in first out</i> )
HEX	hexadécimal
IF	fréquence intermédiaire ( <i>intermediate frequency</i> )
IRD	récepteur-décodeur intégré ( <i>integrated receiver decoder</i> )

LSB	bit de poids faible ( <i>least significant bit</i> )
MA-BLR-8	MA-BLR à 8 états
MA-BLR-16	MA-BLR à 16 états
MAQ	modulation d'amplitude sur porteuses en quadrature
MMDS	système distribution multicanal multipoint ( <i>multichannel multipoint distribution system</i> )
MPEG	Groupe d'experts pour les images animées ( <i>moving picture expert group</i> )
MSB	bit de poids fort ( <i>most significant bit</i> )
MUX	multiplex
P	parité
PDH	hiérarchie numérique plésiochrone ( <i>plesiochronous digital hierarchy</i> )
PN	bruit pseudo-aléatoire ( <i>pseudo noise</i> )
ppm	millionnièmes ( <i>parts per million</i> )
PRBS	séquence binaire pseudo-aléatoire ( <i>pseudo-random binary sequence</i> )
QEF	quasi sans erreur ( <i>quasi error free</i> )
RF	radiofréquence
RS	Reed-Solomon
S/B	rapport signal sur bruit
SMATV	système de réception collective de télévision par satellite ( <i>satellite master antenna television</i> )
Sync	signal de synchronisation
TBD	à déterminer ( <i>to be determined</i> )
TDM	multiplexage par répartition dans le temps ( <i>time division multiplex</i> )
TS	flux de transport ( <i>transport stream</i> )
VLSI	intégration à très grande échelle ( <i>very large scale integration</i> )
XOR	OU exclusif ( <i>exclusive OR</i> )

## 5 Systèmes numériques multiprogrammes pour la distribution par câble

Il est préconisé que, lors de l'introduction de nouveaux services multiprogrammes numériques dans des réseaux câblés existants ou futurs, l'on fasse appel à un des systèmes dont la structure de trame, le codage de canal et la modulation sont spécifiés dans une des annexes de la présente Recommandation. Ces spécifications sont comparées dans le Tableau 1 qui indique les caractéristiques communes.

TABLEAU 1/J.83

## Comparaison des spécifications sous forme résumée avec indication des caractéristiques communes

Item		Annexe B	Annexe A	Annexe C	Annexe D
Signaux d'entrée		Flux de transport MPEG-2 modifié. Un contrôle de parité est inséré à la place de l'octet de synchronisation afin d'offrir une meilleure capacité de délimitation des paquets ainsi qu'une capacité de détection d'erreur indépendante de la couche FEC (voir B.4)	Flux de transport MPEG-2 (voir A.3, C.3, D.3)		
Structure de trame		Une trame FEC se compose d'un en-tête de synchronisation à 6 symboles de 7 éléments binaires, suivi de 60 blocs RS, chaque bloc contenant 128 symboles. Chaque symbole RS se compose de 7 éléments binaires, ce qui donne un total de 53 802 bits par trame FEC (voir la Figure B.5.1)	L'organisation des trames est fondée sur la structure des paquets de transport MPEG-2 (voir A.4, C.4, D.4)		
Codage de canal	Brassage	Le trinôme pour la séquence pseudo-aléatoire est: $X^3 + X + \alpha^3$ dans un corps de Galois GF 128 (voir B.5.4)	Le polynôme de 15 bits pour la séquence PRBS est: $1 + X^{14} + X^{15}$ (voir A.5.1, C.5.1)		Le polynôme de 16 bits pour la séquence PRBS est: $1 + X + X^3 + X^6 + X^7 + X^{11} + X^{12} + X^{13} + X^{16}$ (voir D.5.1)
	FEC	Codage concaténé, RS (128, 122) GF 128 avec codage convolutif (voir B.5)	RS (204, 188) GF 256 (voir A.5.2, C.5.2)		RS (207, 187) GF 256 (voir D.5.2)
	Entrelacement	Entrelacement convolutif niveau I = 128 (voir B.5.2)	Entrelacement convolutif, niveau I = 12 (voir A.5.3, C.5.3)		Entrelacement convolutif, niveau I = 52 (voir D.5.3)
Modulation	Affectation des octets sur les symboles	(voir B.5.5)	(voir A.6, C.6.1)		(voir D.6.1)
	Codage différentiel	(voir B.5.5)	(voir A.6, C.6.2)		Néant
	Codage en treillis	(voir B.5.5)	Néant		
	Largeur de bande	6 MHz	8 MHz	6 MHz	
	Constellation	MAQ-64 (voir Figure B.13)	MAQ-16, 32, 64 (voir Figure A.7)	MAQ-64 (voir Figure C.7)	MA-BLR-16
	Facteur d'arrondi	18% (voir B.8)	15% (voir A.7)	13% (voir C.6.4)	11,5% (voir D.6.3)
	Caractéristiques du filtre en bande de base	(voir Tableau B.1)	(voir Figure A.8)	(voir Figure C.8)	(voir Figure D.11)



## Annexe A

### Système numérique multiprogramme A

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

#### A.1 Introduction

La présente annexe fait suite aux travaux effectués au sujet de la diffusion de télévision numérique par satellite en Europe. Elle décrit la structure de trame, le codage de canal et la modulation (groupés sous le terme «système» pour les besoins de la présente annexe) pour la distribution par câble de signaux numériques multiprogrammes de télévision. Ce système peut être utilisé de façon transparente avec le procédé de codage de canal et de modulation utilisé pour la télévision numérique multiprogramme par satellite (voir [1]). Le système autorise une évolution ultérieure en fonction des progrès techniques.

Le système est fondé sur les travaux du Groupe MPEG-2 (voir [2]) en ce qui concerne le codage de source et le multiplexage du flux de transport. Il est fondé sur la modulation d'amplitude sur porteuses en quadrature (MAQ). Il permet des constellations de MAQ à 16, 32 ou 64 états ainsi qu'une future extension vers des constellations à plus grand nombre d'états telles que la MAQ-128 et la MAQ-256.

Le FEC du système est conçu de façon à améliorer le taux d'erreur binaire en le faisant passer de  $10^{-4}$  à une valeur comprise entre  $10^{-10}$  et  $10^{-11}$ , ce qui garantit un fonctionnement «quasi sans erreur» (QEF) avec environ 1 événement d'erreurs non corrigées par heure de transmission.

#### A.2 Concept du système pour les réseaux câblés

Le système pour réseaux câblés peut être défini fonctionnellement comme étant l'ensemble des équipements qui assurent l'adaptation des signaux de télévision en bande de base aux caractéristiques du canal (voir la Figure A.1). En tête de réseau, on peut trouver comme source de signaux de télévision en bande de base, les signaux suivants:

- signal (signaux) par satellite;
- liaison(s) de contribution;
- source(s) de programme locale(s).

Les processus suivants doivent être appliqués conformément à la Figure A.1 ci-après.

##### A.2.1 Interfaçage<sup>1)</sup> en bande de base et synchronisation

Ce système doit adapter la structure des données au format de la source de signaux. La structure de trame doit être conforme à la couche du flux de transport MPEG-2, y compris les octets de synchronisation.

##### A.2.2 Inversion du signal Sync 1 et brassage

Ce système doit inverser l'octet du signal Sync 1 conformément à la structure de trame MPEG-2. Il doit également rendre aléatoire le flux de données afin de mettre en forme le spectre.

##### A.2.3 Codeur de Reed-Solomon (RS)

Ce système doit appliquer un code de Reed-Solomon (RS) raccourci à chaque paquet transport brassé, afin de produire des paquets protégés contre les erreurs. Ce code doit aussi être appliqué à l'octet de synchronisation proprement dit.

##### A.2.4 Entrelaceur convolutif

Ce système doit effectuer un entrelacement convolutif de profondeur  $I = 12$  (octets) sur les paquets protégés contre les erreurs. La périodicité des octets de synchronisation ne doit pas être modifiée.

##### A.2.5 Conversion d'octets en n-uplets

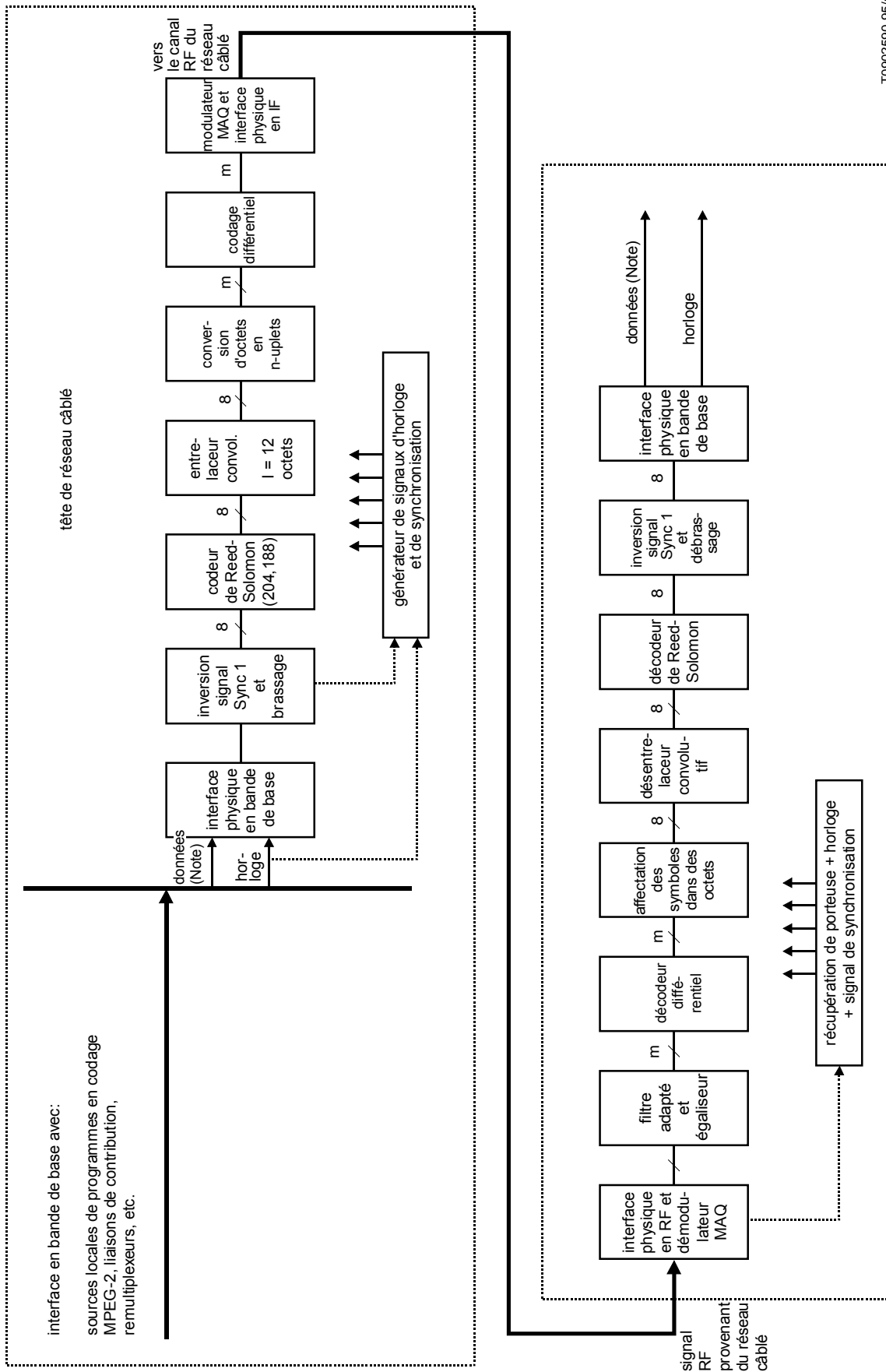
Ce système doit effectuer une conversion des octets issus de l'entrelaceur en symboles à modulation MAQ.

##### A.2.6 Codage différentiel

De façon à obtenir une constellation rotationnellement invariante, ce système doit appliquer un codage différentiel aux deux bits de poids fort (MSB) de chaque symbole.

---

<sup>1)</sup> Les interfaces sont hors du domaine d'application de la présente Recommandation.



T0902590-95/60

FIGURE A.1/J.83

NOTE – Paquets de données au format multiplex de transport MPEG-2.

Document communiqué en vertu de la Loi sur l'accès à l'information.

### A.2.7 Modulation MAQ et interface physique

Ce système effectue un filtrage en racine de cosinus surélevé des composantes I et Q du signal, avant sa modulation. Ce filtrage est suivi d'un interfaçage du signal MAQ modulé avec le canal du câble à radiofréquence (RF).

### A.2.8 Récepteur de signaux par câble

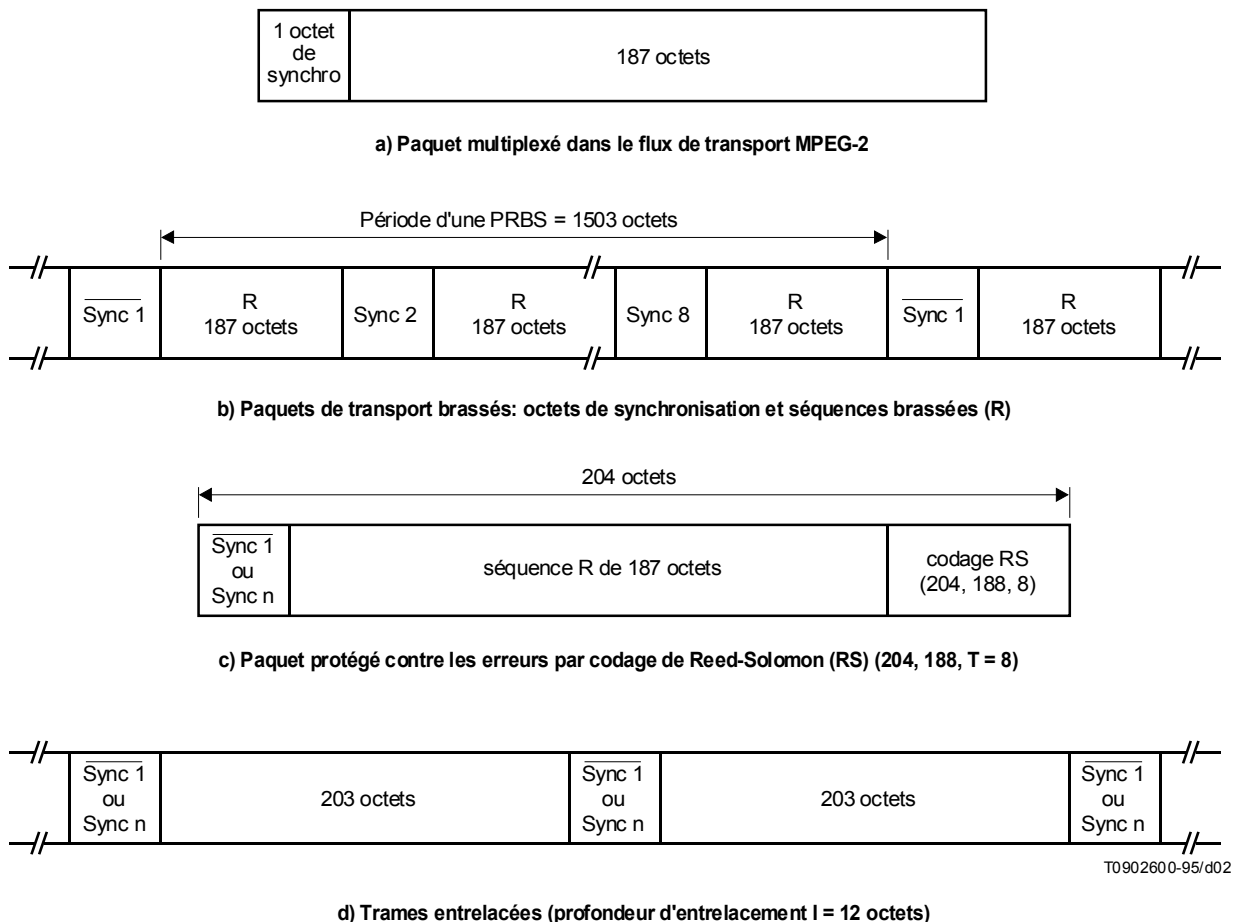
Pour restituer le signal en bande de base, un récepteur doit effectuer le traitement inverse de celui qui est décrit ci-dessus pour la modulation.

## A.3 Couche du flux de transport MPEG-2

La couche du flux de transport MPEG-2 est définie dans la référence [2]. La couche transport pour les données MPEG-2 se compose de paquets d'une longueur de 188 octets, avec un octet pour la synchronisation, trois octets d'en-tête contenant les informations d'identification du service, d'embrouillage suivis de 184 octets de données MPEG-2 ou auxiliaires.

### A.4 Structure de trame

L'organisation des trames doit être fondée sur la structure des paquets du flux de transport MPEG-2. La structure des trames du système est représentée dans la Figure A.2 ci-après.



Sync 1 octet de synchronisation non brassé dont on a pris le complément  
 Sync n octet de synchronisation non brassé, avec  $n = 2, 3, \dots, 8$

FIGURE A.2/J.83  
 Structure des trames

## A.5 Codage de canal

Pour obtenir le niveau approprié de protection contre les erreurs, nécessaire pour la transmission par câble de données numériques, une correction d'erreur directe (FEC), fondée sur le codage de Reed-Solomon, est utilisée. Contrairement au système défini pour la transmission par satellite [1], aucun codage convolutif n'est appliqué aux signaux transmis par câble. La protection contre les erreurs en paquets est obtenue par entrelacement des octets.

### A.5.1 Brassage pour la mise en forme du spectre

Le flux d'entrée du système, qui suit le multiplexeur de flux transport MPEG-2, est organisé en paquets de longueur fixe (voir la Figure A.2). La longueur totale d'un paquet du multiplex de transport MPEG-2 est de 188 octets, ce qui inclut 1 octet pour le mot de synchronisation (soit 47<sub>HEX</sub>). L'ordre de traitement du côté émission commence toujours par le MSB (c'est-à-dire 0) de l'octet-mot de synchronisation (soit 01000111).

Afin d'assurer la compatibilité avec le système défini pour le satellite (voir référence [1]) et avoir des transitions binaires adéquates pour la récupération d'horloge, les données issues du multiplex de transport MPEG-2 sont brassées conformément au schéma décrit dans la Figure A.3.

Le polynôme générateur de la séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) est le suivant:

$$1 + x^{14} + x^{15}$$

La séquence «100101010000000» est chargée au début de tous les huit paquets de transport dans les registres générant la PRBS, comme indiqué dans la Figure A.3. Afin de fournir un signal d'initialisation au débrasseur, l'octet de synchronisation MPEG-2 du premier paquet de transport contenu dans une suite de 8 paquets subit une inversion binaire, de 47<sub>HEX</sub> en B8<sub>HEX</sub>.

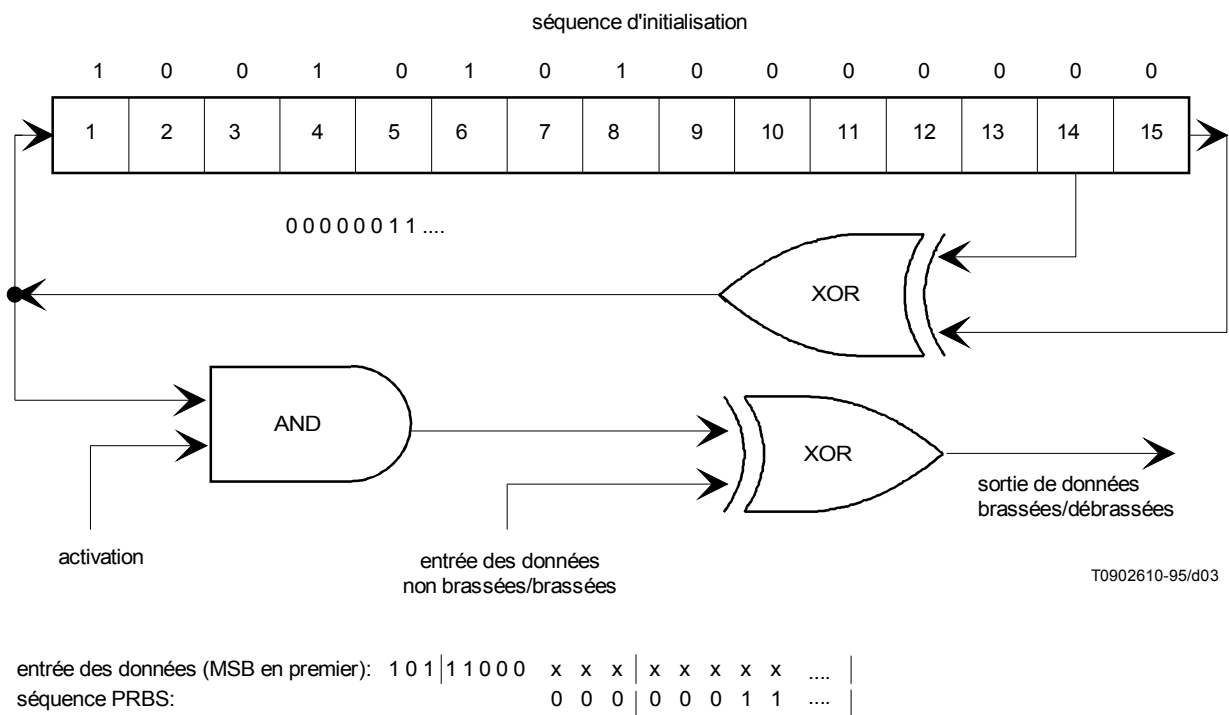


FIGURE A.3/J.83  
Schéma du brasseur/débrasseur

Le premier élément binaire à la sortie du générateur de séquence pseudo-aléatoire est appliqué au premier élément binaire du premier octet venant après l'octet de synchronisation MPEG-2 inversé (c'est-à-dire B8<sub>HEX</sub>). Pour faciliter d'autres fonctions de synchronisation, la génération de la séquence pseudo-aléatoire continue pendant la transmission des octets de synchronisation MPEG-2 des 7 paquets de transport suivants; mais la sortie du générateur doit être inhibée, pour que ces octets ne soient pas brassés. La période de la séquence PRBS est donc de 1503 octets.

Afin d'éviter l'émission d'une porteuse non modulée par le modulateur, le processus de brassage doit aussi être activé lorsque le flux binaire d'entrée dans le modulateur est inexistant ou lorsqu'il n'est pas conforme au format du flux de transport MPEG-2 (c'est-à-dire 1 octet de synchronisation + 187 octets de paquet).

### A.5.2 Codage de Reed-Solomon

Après brassage, chacun des paquets transport MPEG-2 est protégé par un codage de Reed-Solomon systématique raccourci avec  $T = 8$  (signifiant que l'on peut corriger 8 octets erronés par paquet de transport). Ce processus ajoute 16 octets de parité au paquet de transport MPEG-2 afin d'obtenir un mot de code (204, 188).

NOTE – Le codage de Reed-Solomon est aussi appliqué à l'octet de synchronisation de paquet, soit sans inversion (c'est-à-dire  $47_{\text{HEX}}$ ) ou avec inversion ( $B8_{\text{HEX}}$ ).

Polynôme générateur du code de RS:  $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15})$ , où  $\lambda = 02_{\text{HEX}}$

Polynôme primitif:  $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

Le code de Reed-Solomon est raccourci en insérant 51 octets forcés à zéro avant les octets d'information qui entrent dans un codeur (255, 239); une fois la procédure de codage effectuée, ces octets sont éliminés.

### A.5.3 Entrelacement convolutif

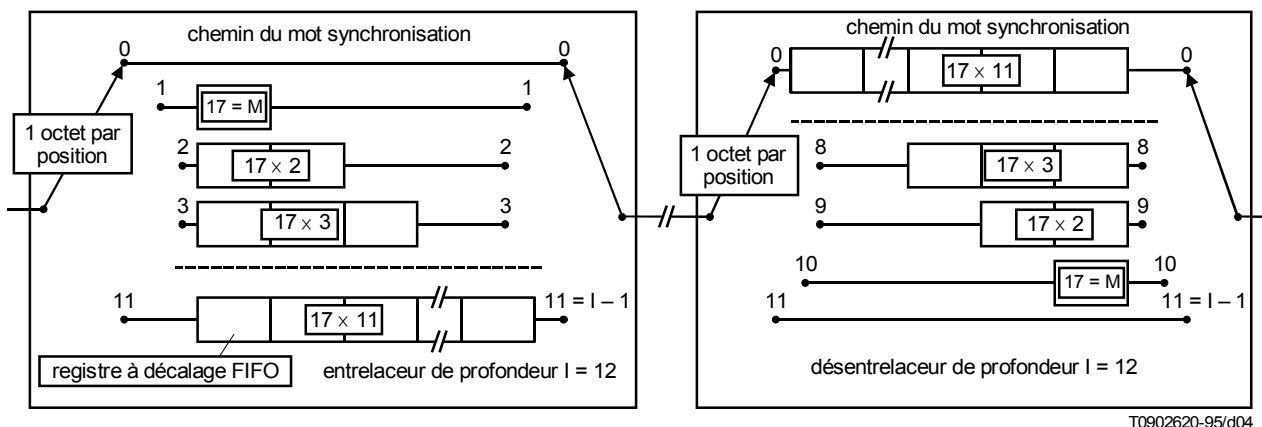
Conformément au schéma de la Figure A.4, on entrelace les paquets protégés contre les erreurs avec une profondeur  $I = 12$  [voir la Figure A.2 c)], ce qui produit une trame entrelacée [voir la Figure A.2 d)].

Le processus d'entrelacement convolutif est fondé sur la méthode de Forney qui est compatible avec la méthode de type III de Ramsey, avec  $I = 12$ . La trame entrelacée est composée de la juxtaposition d'octets provenant de différents paquets protégés contre les erreurs; elle est délimitée par des octets de synchronisation MPEG-2 (placés de manière à conserver la périodicité de 204 octets).

L'entrelaceur peut se composer de  $I = 12$  branches connectées cycliquement au flux d'octets d'entrée par le commutateur d'entrée. Chaque branche est un registre à décalage de type FIFO (premier entré, premier sorti), contenant  $M_j$  cellules (où  $M = 17 = N/I$ , avec  $N = 204 =$  longueur de trame de paquets protégés contre les erreurs,  $I = 12 =$  profondeur d'entrelacement,  $j =$  indice de branche). Les cellules des registres FIFO contiennent 1 octet et les commutateurs d'entrée et de sortie sont synchronisés.

Pour des raisons de synchronisation, les octets de synchronisation – inversés ou non inversés – sont toujours aiguillés vers la branche d'indice «0» de l'entrelaceur (ce qui correspond à un délai nul).

NOTE – Le fonctionnement du désentrelaceur est, dans son principe, analogue à celui de l'entrelaceur mais les indices des branches sont inversés (c'est-à-dire que l'indice  $j = 0$  correspond au retard le plus grand). On peut assurer la synchronisation du désentrelaceur en aiguillant le premier octet de synchronisation reconnu vers la branche d'indice «0».



T0902620-95/d04

FIGURE A.4/J.83

Schéma de principe de l'entrelaceur et du désentrelaceur convolutif

## A.6 Conversion des octets en n-uplets des symboles

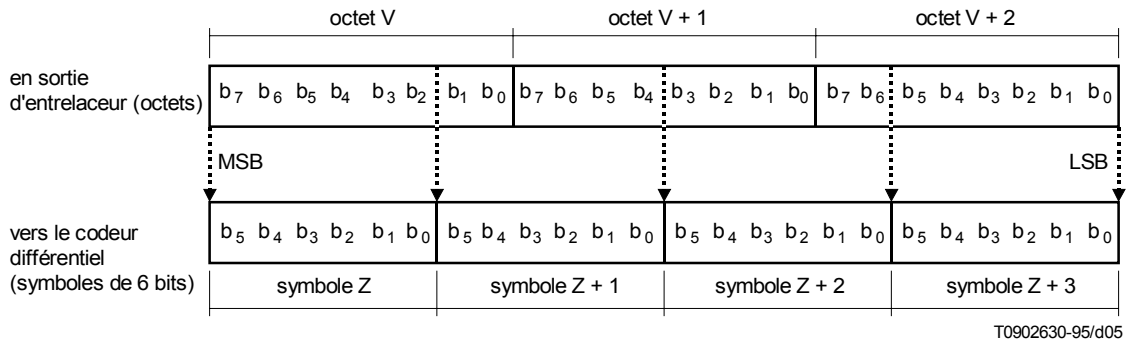
Après l'entrelacement convolutif, les octets sont convertis en symboles, en prenant en compte les frontières des octets et des n-uplets.

Dans tous les cas, le MSB du symbole Z doit provenir du MSB de l'octet V.

De manière analogue, le bit suivant du symbole provient du bit suivant de l'octet. Dans le cas de la modulation MAQ à  $2^m$  états, le processus convertit k octets en n symboles, avec:

$$8 k = n \cdot m$$

Ce processus est illustré par la Figure A.5 pour le cas de la MAQ à 64 états (avec  $m = 6$ ,  $k = 3$  et  $n = 4$ ).



### NOTES

- 1 La désignation « $b_0$ » correspond au bit de plus faible poids (LSB) de chaque octet ou n-uplet.
- 2 Dans cette conversion, chaque octet donne naissance à plusieurs n-uplets, notés Z, Z + 1, etc., Z étant transmis avant Z + 1.

FIGURE A.5/J.83

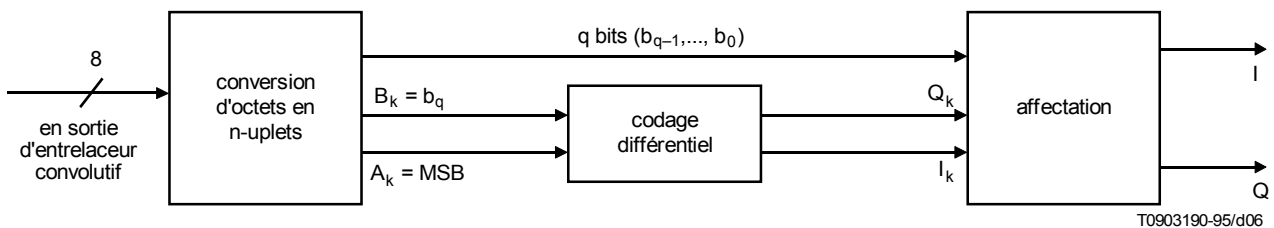
### Conversion d'octets en n-uplets pour la MAQ-64

Les deux éléments binaires de plus fort poids de chaque symbole sont codés différemment, afin d'obtenir une constellation d'états de MAQ insensible à une rotation de  $\pi/2$ . Le codage différentiel des deux MSB est donné par les expressions suivantes:

$$I_k = \overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (A_k \oplus I_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus Q_{k-1})$$

$$Q_k = \overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (B_k \oplus Q_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus I_{k-1})$$

La Figure A.6 donne un exemple de mise en œuvre de la conversion d'octets en symboles.



2 pour la MAQ-16  
 $q = 3$  pour la MAQ-32  
 4 pour la MAQ-64

FIGURE A.6/J.83

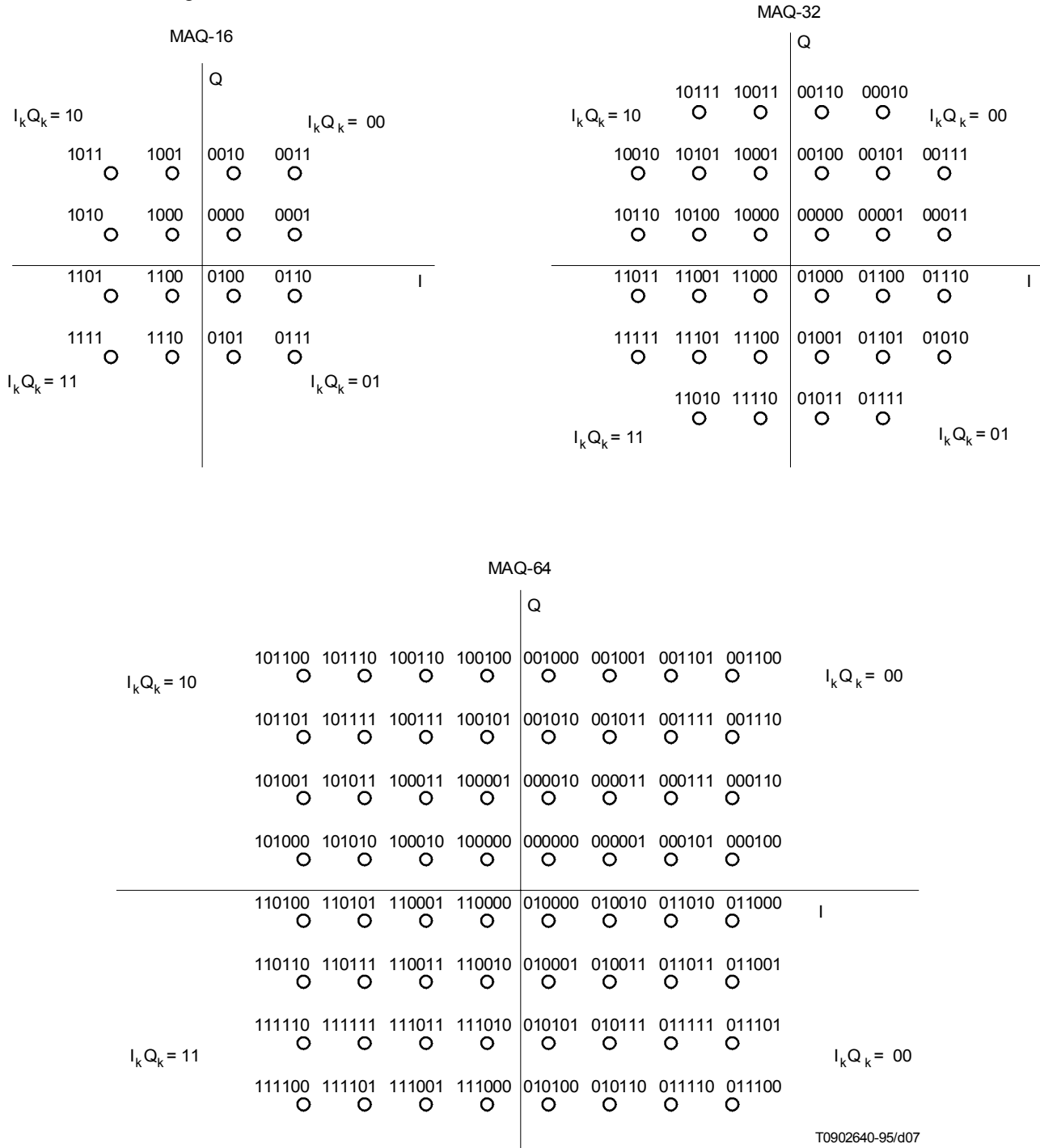
### Exemple de mise en œuvre de la conversion d'octets en n-uplets et du codage différentiel des deux bits MSB

## A.7 Modulation

Le système utilise la modulation d'amplitude sur porteuses en quadrature de phase (MAQ) avec 16, 32 ou 64 points (états) dans le diagramme de constellation.

Les diagrammes de constellation pour la MAQ-16, la MAQ-32 et la MAQ-64 sont reproduits sur la Figure A.7.

Comme indiqué sur la Figure A.7, on passe des points contenus dans le quadrant 1 de la constellation à ceux contenus dans les quadrants 2, 3 et 4 par modification des deux bits MSB (c'est-à-dire  $I_k$  et  $Q_k$ ) puis par rotation des  $q$  bits LSB conformément à la règle contenue dans le Tableau A.1 suivant.



NOTE –  $I_k$  et  $Q_k$  sont les deux bits MSB de chaque quadrant.

FIGURE A.7/J.83

Diagrammes de constellation pour la MAQ-16, la MAQ-32 et la MAQ-64

TABLEAU A.1/J.83

**Conversion des points du quadrant 1 en points d'autres quadrants  
du diagramme de constellation indiqué sur la Figure A.7**

Quadrant	Bits MSB	Rotation des bits LSB
1	00	
2	10	+ $\pi/2$
3	11	+ $\pi$
4	01	+ $3\pi/2$

NOTE – Les récepteurs doivent traiter au moins la modulation MAQ-64.

Avant modulation, les signaux I et Q sont filtrés en racine de cosinus surélevé avec un facteur d'arrondi de 0,15.

Le filtre en racine de cosinus surélevé a une fonction de transfert définie par l'expression suivante:

$$H(f) = 1 \text{ pour } |f| < f_N(1 - \alpha)$$

$$H(f) = \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{2 f_N} \left[ \frac{f_N - |f|}{\alpha} \right] \right\}^{1/2} \text{ pour } f_N(1 - \alpha) \leq |f| \leq f_N(1 + \alpha)$$

$$H(f) = 0 \text{ pour } |f| > f_N(1 + \alpha)$$

où:

$$f_N = \frac{1}{2 T_s} = \frac{R_s}{2} \text{ est la fréquence de Nyquist et le facteur d'arrondi } \alpha = 0,15.$$

Les caractéristiques du filtre d'émission sont données dans le paragraphe suivant.

### **A.8 Caractéristiques du filtre en bande de base**

Le gabarit indiqué sur la Figure A.8 donne la prescription minimale pour la mise en œuvre matérielle du filtre de Nyquist. Ce gabarit tient compte non seulement des limitations dues à la conception du filtre numérique mais aussi des défauts venant des composants effectuant des traitements analogiques dans le système (par exemple, la conversion numérique/analogique, le filtrage analogique, etc.).

La valeur de l'ondulation dans la bande ( $r_m$ ) jusqu'à la fréquence  $(1 - \alpha)f_N$  ainsi qu'à la fréquence de Nyquist ( $f_N$ ) doit être inférieure à 0,4 dB. La réjection hors bande doit être supérieure à 43 dB.

Le filtre doit être à phase linéaire avec une ondulation du temps de propagation de groupe  $\leq 0,1 T_s$  (ns) jusqu'à la fréquence  $f_N$

où:

$$T_s = 1/R_s \text{ est la période symbole.}$$

NOTE – Les valeurs des taux d'ondulation dans la bande et d'affaiblissement hors bande, indiquées dans la présente annexe, feront l'objet d'un complément d'étude.



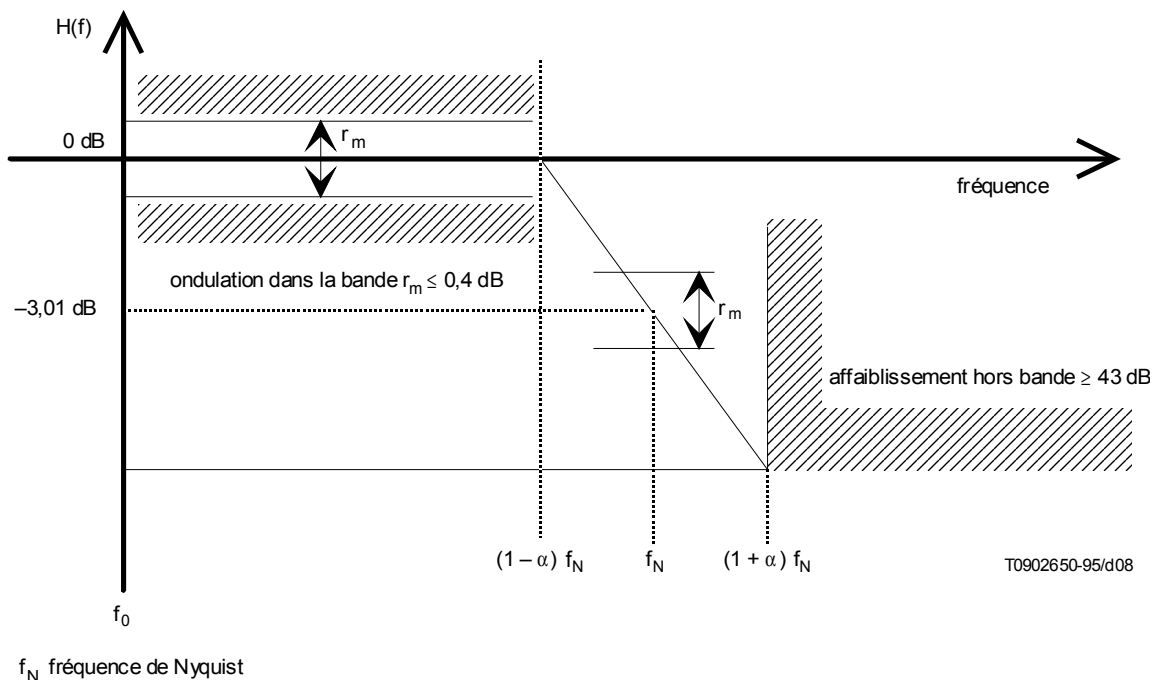


FIGURE A.8/J.83

**Caractéristique en amplitude du filtre demi-Nyquist en bande de base**

**Annexe B**

**Système numérique multiprogramme B**

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

**B.1 Introduction**

La présente annexe décrit la structure des trames, le codage de canal et la modulation pour la distribution par câble de signaux numériques de télévision multiprogramme. La conception de la modulation, de l'entrelacement et du codage est fondée sur des essais et sur des évaluations de systèmes câblés en Amérique du Nord. La modulation est une modulation d'amplitude en quadrature avec une constellation de 64 états (MAQ-64). La rapidité de modulation et la largeur de bande utilisée par la MAQ sont optimisées pour un plan de fréquence avec des canaux de 6 MHz. La correction d'erreur est fondée sur une méthode de codage par concaténation qui procure un gain de codage élevé au prix d'une complexité et d'une redondance négligeables. La correction d'erreurs du système est optimisée pour un fonctionnement quasi exempt d'erreur, avec un seuil d'un paquet d'erreurs toutes les 15 minutes.

Le système permet également une évolution vers des modulations MAQ d'ordre supérieur et d'ordre inférieur. On étudie actuellement des modifications appropriées en termes de codage de modulation des symboles modulés en MAQ, par exemple en MAQ-256.

**B.2 Concept du système pour les réseaux câblés**

Le codage de canal et la transmission des signaux sont propres à chaque support ou canal de communication. Les statistiques de probabilité d'erreur et les caractéristiques de distorsion sont des éléments critiques lors de la détermination des meilleurs procédés de correction d'erreur et de démodulation. Un réseau câblé, y compris les câbles de jonction par fibres optiques, est essentiellement considéré comme un support linéaire de largeur de bande limitée, avec un mélange équilibré de bruit blanc, de brouillage et de distorsion par trajets multiples. La modulation d'amplitude en quadrature de phase (MAQ), qui est utilisée de concert avec l'égalisation adaptative et le codage par concaténation, convient bien à ce type d'application et de canaux.

La Figure B.1 montre, sous forme de schéma de principe, l'organisation du traitement des signaux acheminés par le câble.

Les paragraphes suivants définissent ces couches de l'extérieur vers l'intérieur, vues de l'émetteur.

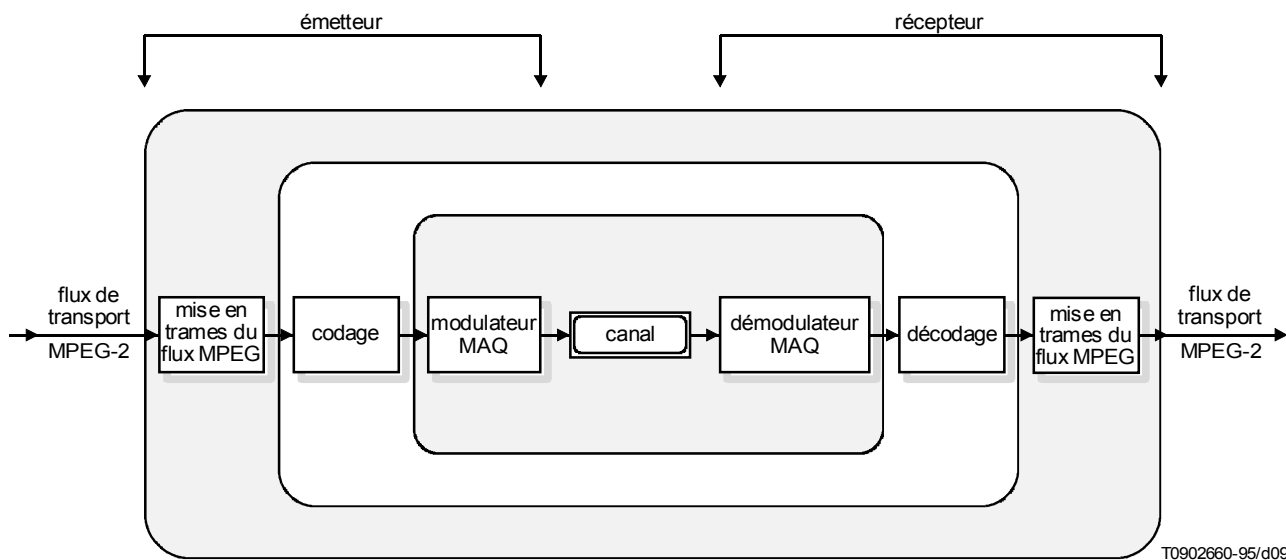


FIGURE B.1/J.83

### Schéma fonctionnel de la transmission par câble

#### B.3 Couche du flux de transport MPEG-2

La couche du flux de transport MPEG-2 est définie dans la référence [2]. La couche Transport pour les données MPEG-2 se compose de paquets d'une longueur de 188 octets, avec un octet pour la synchronisation, trois octets d'en-tête contenant les informations d'identification du service, d'embrouillage suivis de 184 octets de données MPEG-2 ou auxiliaires.

#### B.4 Mise en trames du flux de transport MPEG

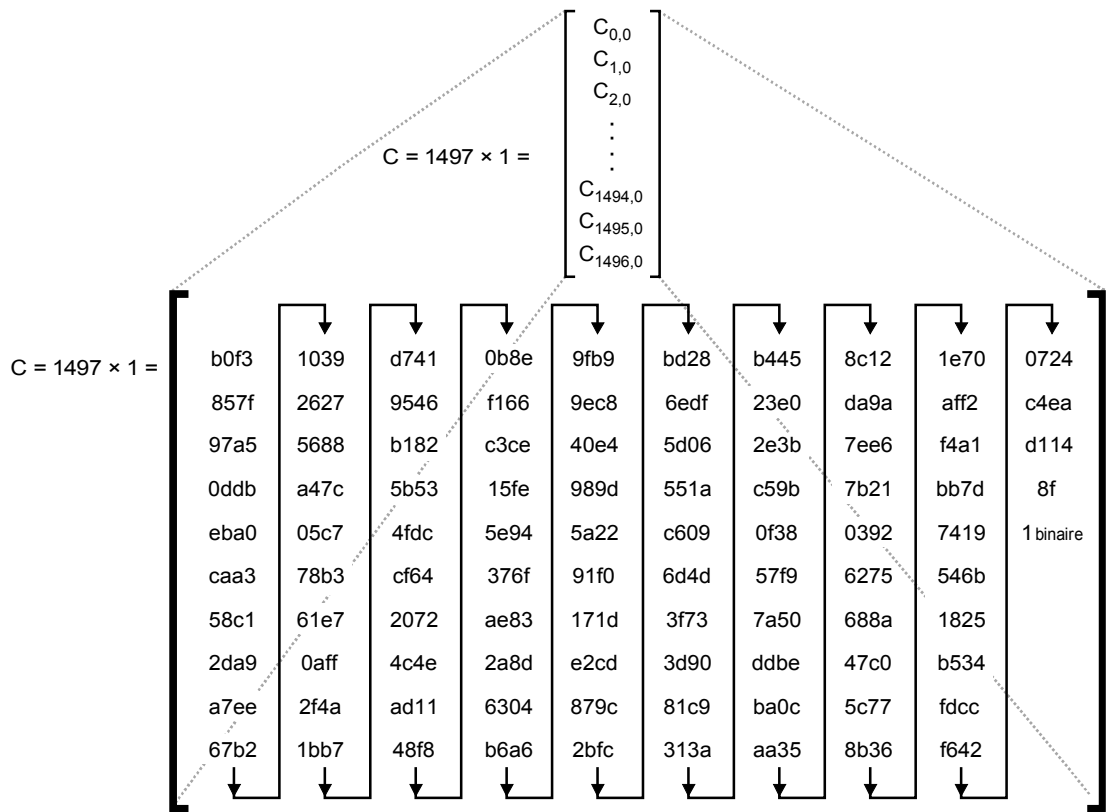
La mise en trames du flux de transport MPEG représente la couche de traitement la plus externe. Ce bloc fonctionnel reçoit un flux de transport de données MPEG-2 sous la forme d'un train continu de paquets ayant une longueur fixe de 188 octets. Ce flux de données est émis en mode série, bits MSB en premier. Le premier octet d'un paquet est un octet de synchronisation de valeur  $47_{\text{HEX}}$ .

L'octet de synchronisation est destiné à faciliter la délimitation des paquets dans un décodeur. Le système de transmission par réseau câblé intègre une couche de traitement supplémentaire qui permet de tirer parti de la capacité d'acheminement d'information de cet octet de synchronisation. Celui-ci est donc remplacé par un contrôle de parité qui améliore la fonction de délimitation des paquets et offre une capacité de détection d'erreur indépendante de la couche FEC.

Le contrôle de parité est calculé sur les 187 octets adjacents qui constituent le paquet MPEG-2 immédiatement précédent (moins l'octet de synchronisation). Il est alors possible d'assurer simultanément la synchronisation des paquets et la détection des erreurs. Le décodeur calcule une somme de contrôle glissante sur le flux de données en série, le début de chaque paquet étant détecté au moyen d'un mot de code valide. Une fois qu'un état d'alignement a été verrouillé, l'absence de mot de code valide à l'emplacement prévu indique une erreur de paquet. Le fanion d'erreur du paquet précédent peut alors être activé. Lorsque les données ressortent du bloc décodeur, le mot de synchronisation normal peut être réinséré à la place de la somme de contrôle afin de reconstituer le flux de données MPEG-2 standard.

Le décodeur met en œuvre une matrice de contrôle de parité afin de déterminer si une somme de contrôle est valide. Le code a été conçu de telle façon que, lorsque les 188 octets appropriés du flux binaire (y compris l'octet contenant la somme de parité) sont multipliés par la matrice de contrôle de parité, une correspondance exacte est indiquée lorsque le produit ainsi calculé donne la valeur  $47_{\text{HEX}}$  comme résultat. Chacune des 8 colonnes de la matrice de contrôle de parité «P» comporte un vecteur de 1497 bits, dénommé ci-après «C» et défini par la Figure B.2.

En partant de la première colonne à gauche de la matrice «P», on fait progresser la colonne «C» de 1497 éléments binaires, de colonne en colonne, avec un décalage vers le bas d'une position binaire. Les positions binaires non occupées par les données de C sont forcées à zéro, ainsi que l'illustre la Figure B.3.



T0902670-95/d10

Sauf indication contraire, toutes les données sont exprimées en notation hexadécimale.  
«C» est le vecteur de colonne

FIGURE B.2/J.83

**Vecteur de colonne «C» (répété dans la matrice de contrôle de parité)**

On notera que le mot de contrôle est calculé sur la base des 187 octets précédents et non pas sur les 187 octets qui doivent encore arriver dans le décodeur de synchronisation MPEG-2, cela en contradiction avec la notion habituelle de structure d'un paquet MPEG, dans laquelle l'octet de synchronisation est normalement décrit comme étant le premier octet du paquet reçu.

Le vecteur «R» reçu correspond aux données de flux MPEG-2 transportées par 187 octets suivis de l'octet de contrôle, ce qui donne au total 1504 éléments binaires. Ce vecteur «R» est multiplié (modulo 2) par la matrice de contrôle de parité «P», ce qui donne un vecteur «S» dont la longueur est de 8 éléments binaires, comme illustré par la Figure B.4.

Un mot de contrôle valide est indiqué chaque fois que  $S = [0100, 0111] = 47_{\text{HEX}}$ .

Noter que cette approche par couches permet de prendre en charge d'autres formats de transport que MPEG-2: dans ce cas, les paragraphes relatifs à la structure de trame seraient remplacés par les paragraphes relatifs à ces autres formats de transport tandis que les autres parties de la présente spécification (modulation, codage, entrelacement) seraient directement applicables.

**B.5 Correction d'erreur directe (sans voie de retour)**

La correction d'erreur directe se compose de quatre couches de traitement. Voir la Figure B.5.

La correction d'erreurs fait appel à divers types d'algorithme de correction d'erreur et à diverses techniques d'entrelacement afin de transporter les données de façon fiable dans le canal.

- Codage de Reed-Solomon (RS) – Cette couche assure le codage et le décodage des blocs afin de corriger jusqu'à trois symboles par bloc RS.
- Entrelacement – Cette couche disperse les symboles de manière homogène, ce qui les protège de l'injection dans le décodeur RS d'une salve d'erreurs sur symboles.

- Brassage – Cette couche rend aléatoires les données du canal pour permettre une synchronisation efficace dans le démodulateur MAQ.
- Codage convolutif en treillis – Cette couche assure le codage convolutif et le décodage en treillis à décision douce des erreurs aléatoires de canal.

Les paragraphes suivants définissent ces quatre couches.

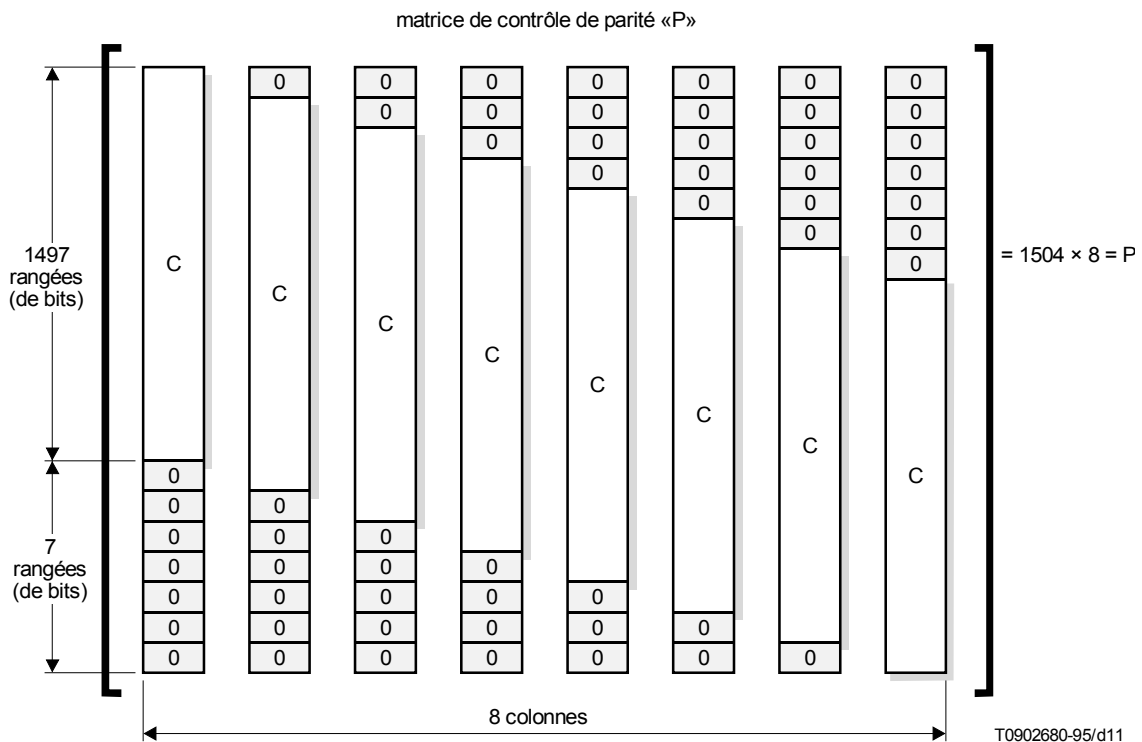


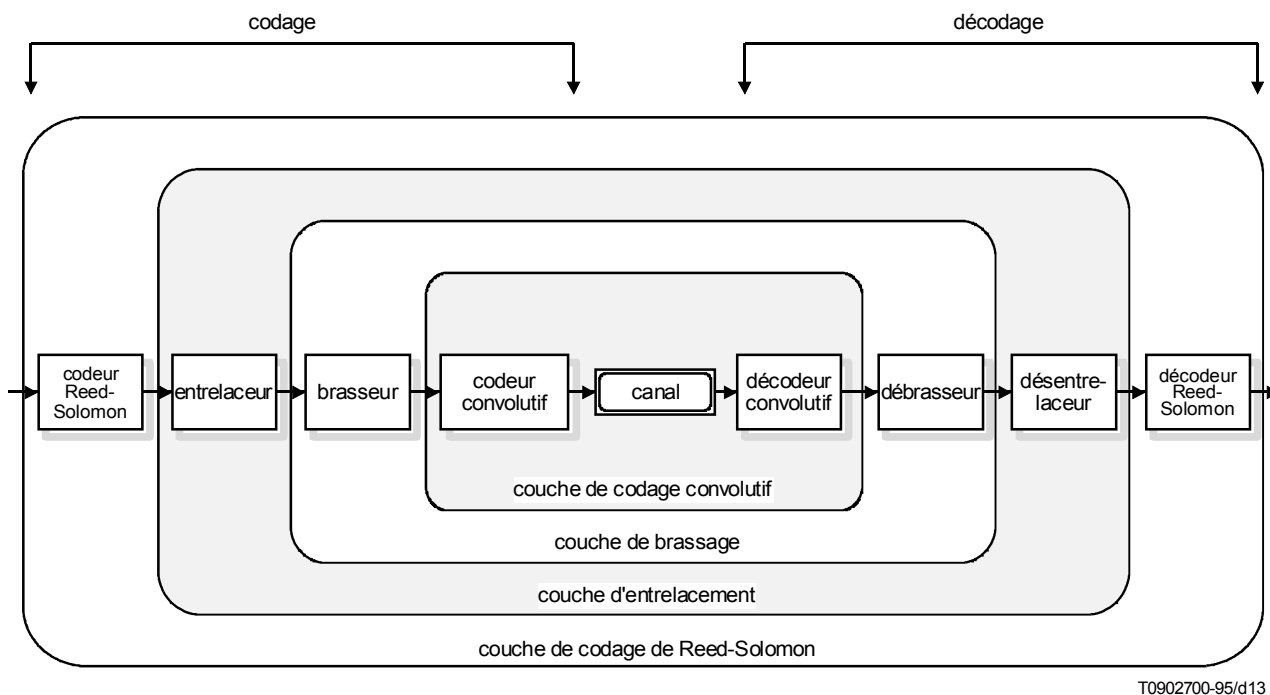
FIGURE B.3/J.83  
Structure de la matrice de parité «P»

$$\begin{bmatrix} \text{vecteur «R»} \\ \text{(fenêtre d'alignement)} \\ 1 \times 1504 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{matrice «P»} \\ \text{(contrôle de parité)} \\ 1504 \times 8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{vecteur «S»} \\ \text{(mot de contrôle reçu)} \\ 1 \times 8 \end{bmatrix}$$

S = [0100 0111] = 47<sub>HEX</sub>

T0902690-95/d12

FIGURE B.4/J.83  
Multiplication du vecteur MPEG-2 reçu et de la matrice de contrôle de parité



T0902700-95/d13

FIGURE B.5/J.83  
Couches de traitement pour la correction d'erreurs

### B.5.1 Couche de codage de Reed-Solomon

Une trame FEC est composée d'un en-tête de synchronisation comportant six symboles RS à 7 éléments binaires, suivi de 60 blocs RS, chaque bloc contenant 128 symboles. Chaque symbole RS se compose de 7 éléments binaires, ce qui donne un total de 53 802 bits par trame FEC.

Le flux de transport MPEG-2 subit un codage de Reed-Solomon de type (128, 122), comme indiqué sur la Figure B.6.

Pour corriger jusqu'à 3 erreurs de symbole ( $t = 3$ ) dans chaque bloc de 122 symboles (896 bits), on utilise, en tant que symboles de parité, six des 128 symboles d'un bloc de codage RS.

Le corps de Galois (128) est engendré par le polynôme primitif suivant:

$$x^7 + x^3 + 1$$

Le code RS étendu utilise le polynôme générateur suivant:

$$g(x) = (x + \alpha)(x + \alpha^2)(x + \alpha^3)(x + \alpha^4)(x + \alpha^5)$$

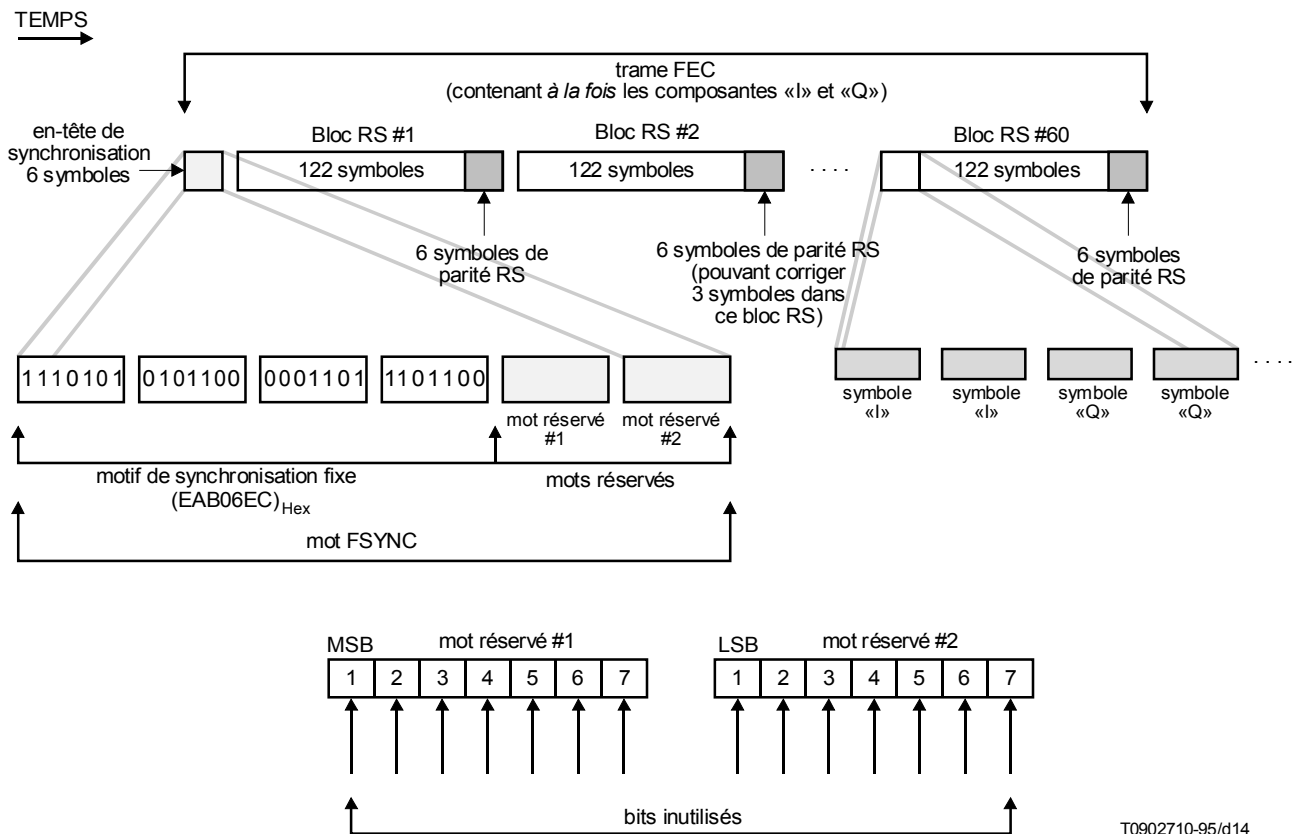
$$g(x) = x^5 + \alpha^{52}x^4 + \alpha^{116}x^3 + \alpha^{119}x^2 + \alpha^{61}x + \alpha^{15}$$

qui est utilisé pour calculer les 5 premiers symboles de parité du code. Le 6<sup>e</sup> symbole de parité étendue s'obtient en évaluant comme indiqué ci-après les 127 mots de code de symbole:

$$c(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_{126}x^{126}$$

au point  $\alpha^6$ , où  $c_i$  désigne le  $i$ ème symbole codé. On a donc:

$$c(\alpha^6) = c_0 + c_1\alpha^6 + c_2\alpha^{12} + \dots + c_{126}\alpha^{756}$$



T0902710-95/d14

NOTE – Un symbole se compose de 7 bits.

FIGURE B.6/J.83  
Structure des paquets mis en trame

Les 122 symboles de données sont donc envoyés simultanément vers le canal de transmission. Une fois que les 122 symboles de données ont été codés, 6 symboles de parité sont émis vers le canal de transmission. Les mots de code sont transmis dans l'ordre ascendant des symboles, bit MSB d'abord.

Les 4 premiers symboles du mot d'en-tête FSYNC contiennent le motif de synchronisation «inimitable» de 28 éléments binaires (1110101 0101100 0001101 110110) ou (75 2C 0D 6C)<sub>HEX</sub>. Ce motif est inséré par le codeur et détecté par le décodeur. Les circuits du décodeur recherchent ce motif et, lorsqu'ils le trouvent, déterminent l'emplacement de l'extrémité de trame. Les 2 symboles restants sont réservés pour de futures applications.

NOTE – Il n'y a aucun rapport de synchronisme entre les blocs RS transmis et les paquets du flux de transport MPEG. La synchronisation des paquets MPEG-2 est indépendante de la synchronisation des trames de codage RS, afin de maintenir une nette distinction entre les couches de ces systèmes de communication.

### B.5.2 Couche d'entrelacement

La couche d'entrelacement s'insère, dans le modem, entre la couche de codage des blocs RS et celle du brasseur, afin de permettre la correction des erreurs en paquet dues au bruit. En l'absence de toute autre dégradation, la tolérance aux paquets d'erreurs est de 80 μs. C'est pour cela, compte tenu de la propagation de quelques erreurs issues du décodeur en treillis, que le niveau d'entrelacement a été fixé à 128 symboles RS.

L'entrelacement convolutionnel est illustré par la Figure B.7. La position du commutateur d'entrelacement avance à la fréquence des symboles RS, chaque position correspondant à la sortie d'un seul symbole. La première branche de l'entrelaceur a un délai nul, la deuxième a un délai d'un intervalle unitaire entre symboles, la troisième un délai de deux intervalles unitaires et ainsi de suite jusqu'à la 128<sup>e</sup> branche, qui a un délai de 127 intervalles unitaires. Ces valeurs sont inversées pour le désentrelaceur situé dans le décodeur du système, de telle façon que le délai total reste inchangé après le passage de chaque symbole RS par l'entrelaceur et le désentrelaceur. Les rafales de bruit dans le canal provoquent une série de symboles erronés qui sont répartis par le désentrelaceur sur un grand nombre de blocs RS, de sorte que le nombre d'erreurs symbole par bloc reste dans les capacités de correction d'erreurs du décodeur RS.

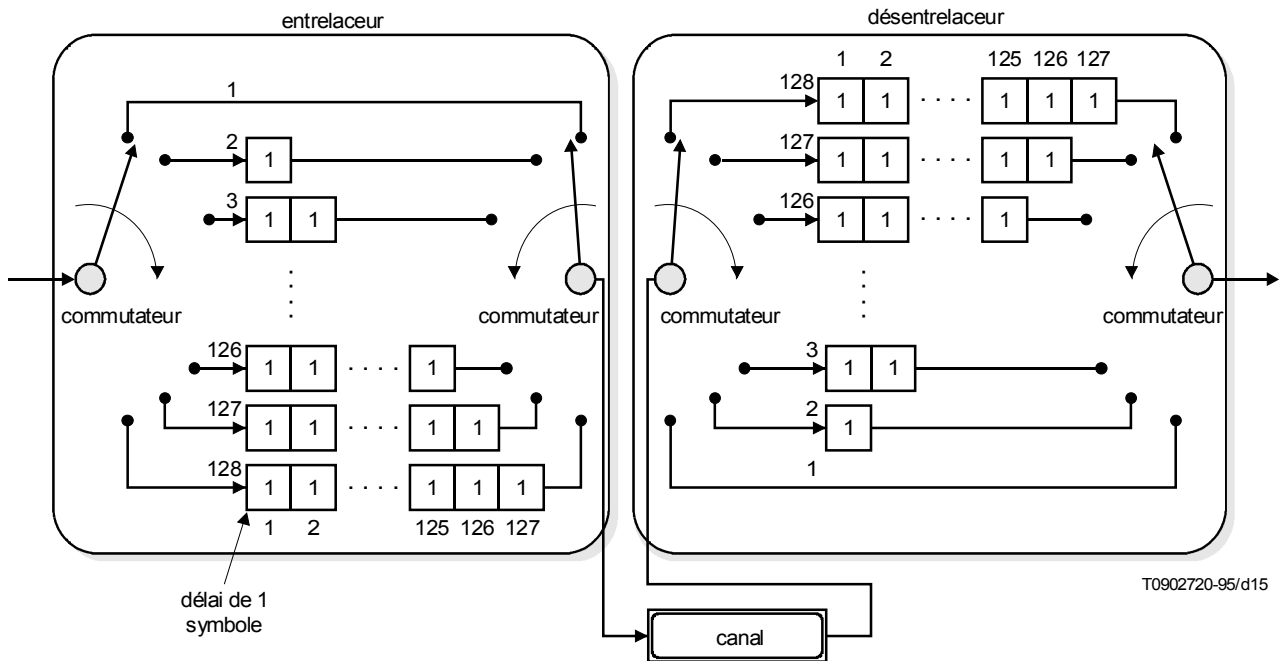


FIGURE B.7/J.83  
Schéma fonctionnel de l'entrelacement

### B.5.3 Insertion de l'en-tête de trame

Un en-tête de trame de 6 symboles est inséré au début de chaque trame FEC comme indiqué sur la Figure B.6. Cette insertion se produit à la sortie de l'entrelaceur. Le motif de synchronisation de trame contenu dans les symboles d'en-tête sert à synchroniser la trame FEC dans le récepteur. La structure des blocs et des symboles est alignée sur le début de la trame. Le motif de synchronisation est conçu de manière à présenter un faible taux d'autocorrélation.

### B.5.4 Couche de brassage

Le brasseur constitue la troisième couche de traitement dans le schéma fonctionnel de la correction. Il assure une répartition homogène des symboles dans la constellation, ce qui permet au modem de conserver son verrouillage sur le mode approprié. Le brasseur ajoute une séquence de bruit pseudo-aléatoire (PN) au signal émis de façon à assurer l'émission d'une séquence aléatoire.

Le brasseur est initialisé au cours du passage des six symboles d'en-tête de trame CED et est activé immédiatement après. L'en-tête lui-même n'est donc pas brassé. On définit l'initialisation comme le forçage préalable à l'état «1 partout», de la structure de brassage indiquée ci-dessous.

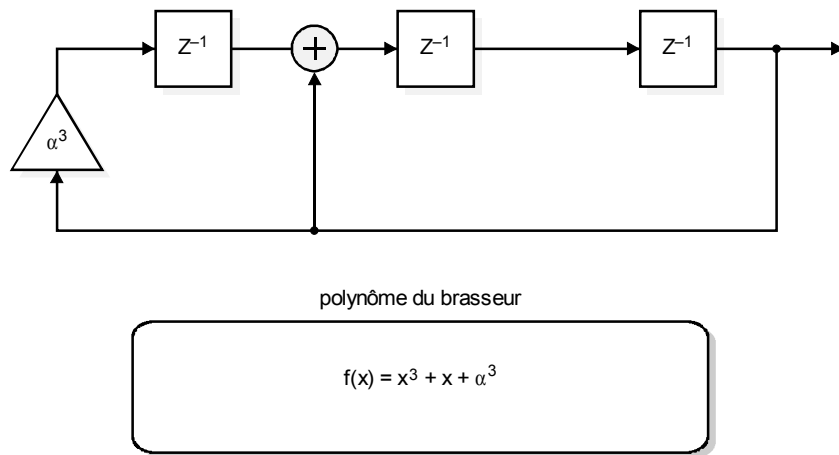
Le brasseur utilise un registre à décalage avec réinjection linéaire spécifié par un corps de Galois  $GF(2^7)$  trinomial. Ce polynôme, défini comme suit, ne possède qu'un seul coefficient différent de zéro et de l'unité:

$$f(x) = x^3 + x + \alpha^3$$

La structure du brasseur est représentée sur la Figure B.8.

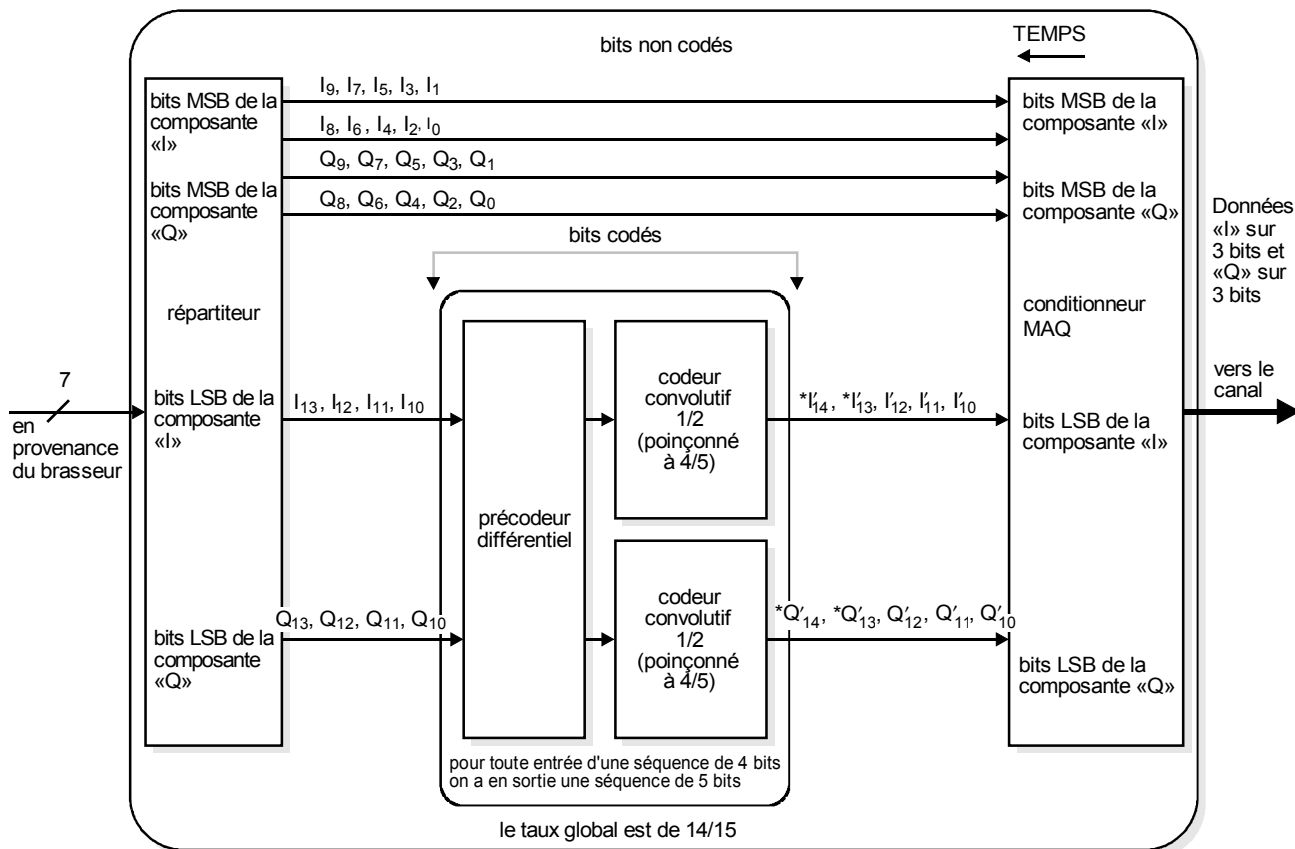
### B.5.5 Modulation codée en treillis

Dans le cadre du procédé de codage par concaténation, on emploie le codage en treillis pour le code interne. Grâce à la redondance ainsi introduite, on améliore le rapport signal à bruit en augmentant le nombre d'états de la constellation sans augmenter la rapidité de modulation. En ce sens, il vaudrait mieux parler de «modulation codée en treillis». La Figure B.9 donne un schéma fonctionnel du modulateur de codage en treillis.



T0902730-95/d16

FIGURE B.8/J.83  
Brasseur (embrouilleur par mots de 7 éléments binaires)



T0902740-95/d17

FIGURE B.9/J.83  
Schéma fonctionnel du modulateur codé en treillis



L'entrée dans le modulateur codé en treillis est une séquence de symboles de 7 bits qui sont répartis en paires de symboles «I» et de symboles «Q», ainsi que le montre la Figure B.9. Le total des paires «I» et «Q» combinées est de 28 bits. Cette combinaison des deux composantes du signal est elle-même subdivisée, au niveau des éléments binaires, en deux groupes: d'une part, deux paires de flux de bits MSB non codées et une paire de flux de bits LSB codée. La Figure B.10 montre plus en détail le flux des données, particulièrement pour le traitement de la composante «I».

Le modulateur codé en treillis comporte un codeur convolutif poinçonné qui sert à introduire la redondance dans les bits LSB des symboles «I» et «Q». Le codage des seuls bits LSB des composantes «I» et «Q» apporte un gain notable du rapport SNR. Le codeur convolutif est un codeur non systématique à 16 états, de taux 1/2, dont le générateur est le suivant:

$$G1 = 010\ 101, G2 = 011\ 111 \text{ (25, 37}_{\text{octal}})$$

ce qui équivaut à la matrice génératrice:

$$[1 \oplus D^2 \oplus D^4, 1 \oplus D \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^4].$$

NOTE – La lettre «D» ci-dessus représente l'élément de retard «z<sup>-1</sup>».

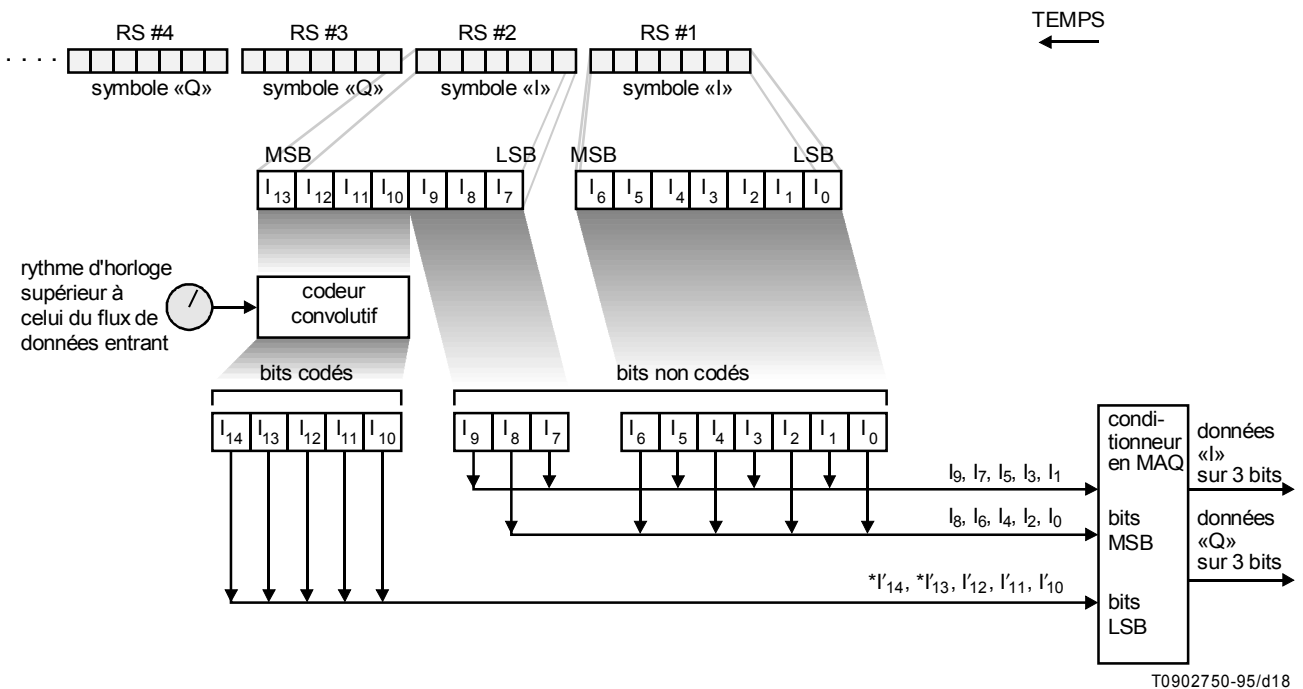
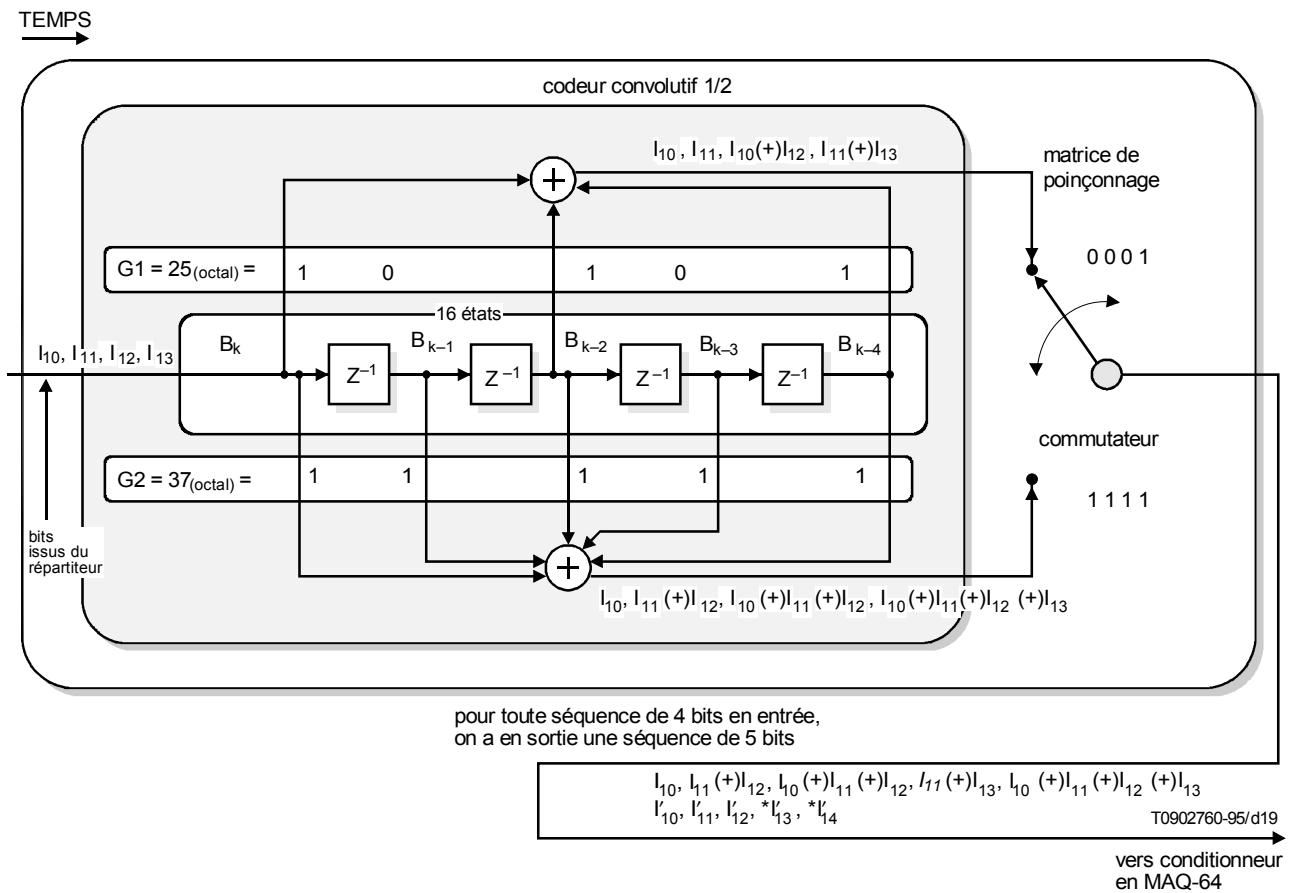


FIGURE B.10/J.83

Flux de données dans le modulateur codé en treillis pour la composante «I»

Les sorties du codeur sont injectées dans une matrice poinçonnée de type 0001 1111 (où «0» indique l'absence de transmission et «1» l'existence de la transmission). Celle-ci produit un unique flux binaire série. Cette matrice sert à convertir le taux du codeur de 1/2 à 4/5. La structure interne du codeur poinçonné est indiquée sur la Figure B.11.

Tous les deux symboles RS (soit 14 éléments binaires), 4 bits sont codés par le codeur poinçonné qui produit 5 bits codés. Dix bits ne sont donc pas codés, ce qui donne en sortie un total de 15 bits. La modulation codée en treillis a donc finalement un taux de 14/15.



Structure du codeur convolutif:

- 1) 16 états;
- 2) Codeur convolutif de taux 1/2
- 3) Code générateur 010101, 011111 (25, 37)<sub>octal</sub>  
ou matrice génératrice  $[1(+)D^2(+)D^4, 1(+)D(+)D^2(+)D^3(+)D^4]$  (Note 3)
- 4) Matrice de poinçonnage 0001 1111

NOTES

- 1 0 indique l'absence de transmission.  
1 indique l'existence de transmission.
- 2 Le signe (+) indique une opération XOR.
- 3 «D» ci-dessus correspond au retard  $Z^{-1}$ .

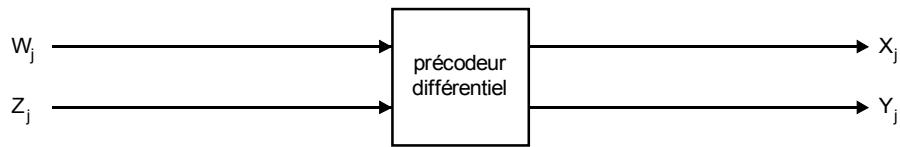
FIGURE B.11/J.83

### Codeur convolutif poinçonné

Le précodeur différentiel, représenté sur la Figure B.12, exécute un codage en treillis insensible aux rotations de  $\pi/2$ . L'élément fondamental pour concevoir un modem stable est que la reprise soit très rapide. Si le modem n'a pas été conçu pour être insensible aux rotations, un glissement du rythme d'horloge d'une porteuse provoquera une resynchronisation majeure de la couche correction d'erreurs et donc une salve d'erreurs à la sortie de cette couche.

Le précodeur différentiel permet aux informations d'être portées par les sauts de phase plutôt que sur la phase absolue. Les 3<sup>e</sup> et 6<sup>e</sup> bits des symboles à 6 bits subissent un codage différentiel. Comme indiqué dans les zones grisées de la Figure B.13, si l'on masque les 3<sup>e</sup> et 6<sup>e</sup> bits, l'insensibilité aux rotations de  $90^\circ$  des 4 bits restants est une propriété intrinsèque de la constellation de symboles.

Le conditionneur MAQ reçoit les composantes «I» et «Q» (phase et quadrature) du signal, sous forme codée et non codée sur 3 bits. Il utilise ces éléments binaires pour consulter une table de correspondance qui produit les symboles de constellation à 6 bits, qui sont eux-mêmes envoyés au modem MAQ-64, qui produit la constellation d'états du signal conformément à la Figure B.13.



Equations du précodeur différentiel

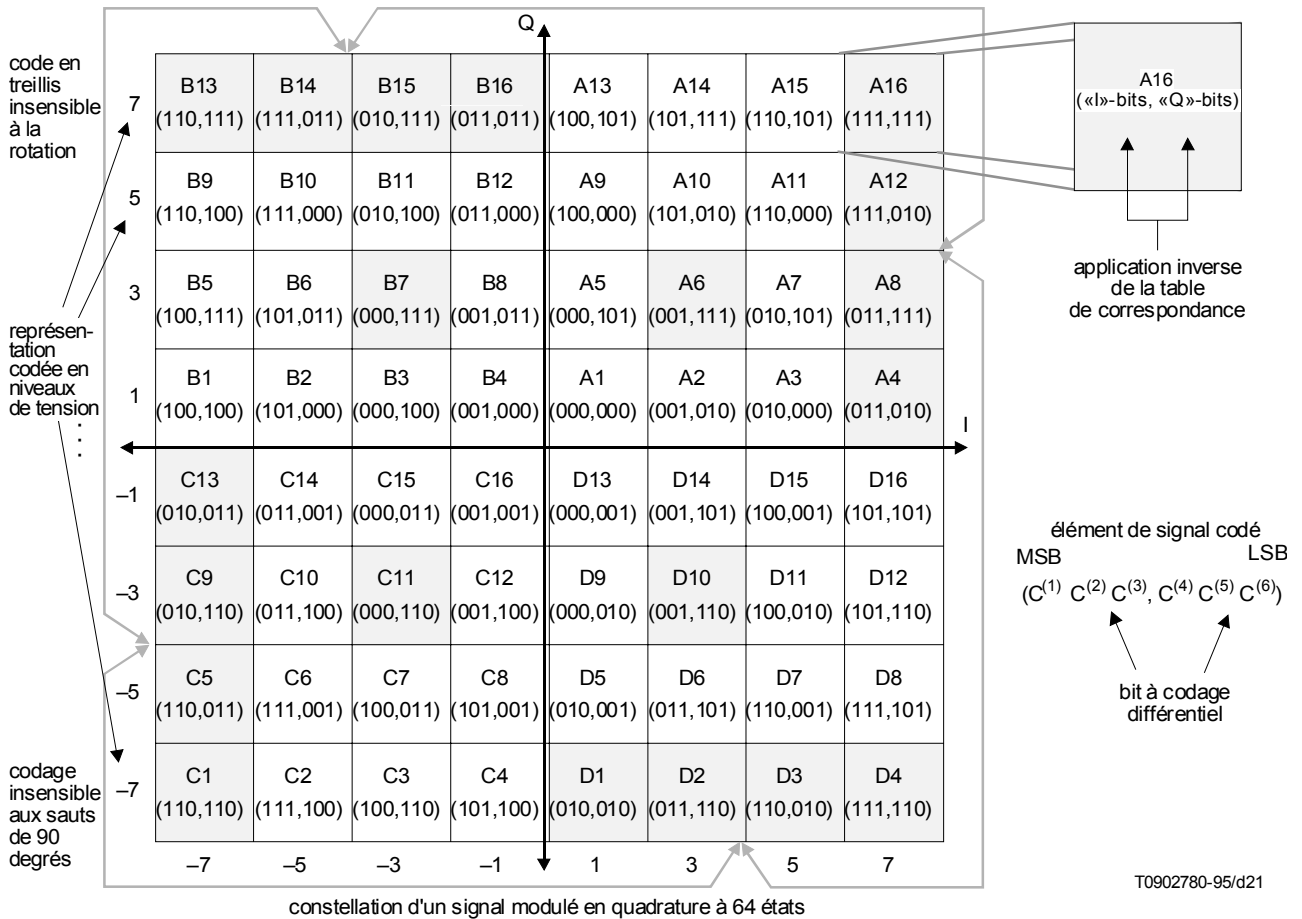
$$X_j = W_j + X_{j-1} + Z_j(X_{j-1} + Y_{j-1})$$

$$Y_j = Z_j + W_j + Y_{j-1} + Z_j(X_{j-1} + Y_{j-1})$$

T0902770-95/d20

FIGURE B.12/J.83

Précodeur différentiel



T0902780-95/d21

FIGURE B.13/J.83

Constellation d'un signal MAQ

Le code alphanumérique indiqué au-dessus des symboles à 6 éléments binaires est un code servant à faciliter le codage des symboles. Par exemple, une entrée de «I» = 001 et «Q» = 111 donnera en sortie «I» = 001 et «Q» = 001, avec le code alphanumérique «A6». Dans la Figure B.13, ce code A6 correspondra aux points «I» = 3 et «Q» = 3 de la constellation du signal en MAQ-64.

## B.6 Modulation et démodulation

### B.6.1 Caractéristiques de transmission en MAQ

Le format de transmission sur câble est résumé dans le Tableau B.1.

TABLEAU B.1/J.83

#### Format de transmission par câble

Paramètre	Format
Modulation	MAQ-64, codage insensible à la rotation
Longueur des symboles	6 bits (3 pour la composante «I», 3 pour la composante «Q»)
Bande de transmission	de 54 MHz à 860 MHz
Espacement des canaux	6 MHz (Note)
Rapidité de modulation	5,056944 MBd $\pm 3 \times 10^{-6}$ (Note)
Débit binaire d'informations	26,97035 Mbit/s $\pm 3 \times 10^{-6}$ (Note)
Réponse en fréquence	Filtre cosinusoidal quadratique (arrondi = 0,18) (Note)
NOTE – Ces valeurs sont spécifiques à l'espacement de 6 MHz entre canaux. Des séries de valeurs additionnelles sont à l'étude pour d'autres espacements entre canaux.	

### B.6.2 Sortie radiofréquence du modulateur MAQ

Les spécifications de sortie radiofréquence du modulateur en MAQ-64 sont indiquées dans le Tableau B.2.

TABLEAU B.2/J.83

#### Sortie radiofréquence du modulateur MAQ-64

Paramètre	Spécification
Ecart de phase I/Q	< 1,0°
Diaphonie I/Q	$\leq -50$ dB
Ecart d'amplitude I/Q	0,05 dB max.
Ecart de temps I/Q	< 3,0 ns

## Annexe C

### Système numérique multiprogramme C

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

#### C.1 Introduction

Cette annexe décrit la structure des trames, le codage des canaux et la modulation d'un système de télédistribution par câble de signaux numériques multiprogrammes.

Ce système fait appel au multiplexage du flux de transport sur la base du format MPEG-2 (voir [2]). Il garantit l'interopérabilité avec d'autres médias tels que la diffusion numérique, les RNIS ou les réseaux en mode paquet. La structure des trames et le codage des canaux sont décrits en Annexe A. La modulation est de type MAQ-64, avec une rapidité de modulation et un facteur d'arrondi optimisés pour le plan de disposition des voies sur une largeur de 6 MHz.

L'expérimentation sur site a été conduite au Japon avec un récepteur MAQ-64 équipé d'un égaliseur. Cet essai a confirmé un fonctionnement pratiquement exempt d'erreurs.

Ce système permet également une évolution vers des constellations MAQ d'ordre supérieur: les modifications à apporter à son codage des canaux et à l'affectation de ses symboles sont actuellement à l'étude.

#### C.2 Concept du système pour les réseaux câblés

Le système câblé doit être défini comme étant le bloc fonctionnel d'équipement qui réalise l'adaptation des signaux TV en bande de base aux caractéristiques des voies câblées.

En tête de réseau câblé, les signaux TV en bande de base peuvent provenir de liaisons de diffusion, de liaisons de distribution secondaire, de liaisons de contribution ou de sources locales de programmes.

Le processus suivant doit être appliqué comme indiqué sur la Figure C.1: configuration du système.

##### C.2.1 Interfaçage en bande de base et synchronisation

Ce système doit adapter la structure des données au format de la source de signaux. La structure de trame doit être conforme à la couche du flux de transport MPEG-2, y compris les octets de synchronisation.

##### C.2.2 Inversion du signal Sync 1 et brassage

Ce système doit inverser l'octet de synchronisation (signal Sync 1) tous les huit paquets, conformément à la structure de trame MPEG-2. Il doit également rendre aléatoire le flux de données afin de mettre en forme le spectre.

##### C.2.3 Codeur de Reed-Solomon (RS)

Ce système doit appliquer un code de Reed-Solomon (RS) raccourci à chaque paquet transport brassé, afin de produire des paquets protégés contre les erreurs. Ce code doit aussi être appliqué à l'octet de synchronisation proprement dit.

##### C.2.4 Entrelaceur convolutif

Ce système doit effectuer un entrelacement convolutif de profondeur  $I = 12$  (octets) sur les paquets protégés contre les erreurs. La périodicité des octets de synchronisation ne doit pas être modifiée.

##### C.2.5 Conversion d'octets en n-uplets

Ce système doit effectuer une conversion des octets issus de l'entrelaceur en symboles à modulation MAQ.

##### C.2.6 Codage différentiel

De façon à obtenir une constellation rotationnellement invariante, ce système doit appliquer un codage différentiel aux deux bits de poids fort (MSB) de chaque symbole.

##### C.2.7 Modulation MAQ et interface physique

Ce système effectue un filtrage en racine de cosinus surélevé des composantes I et Q du signal, avant sa modulation. Ce filtrage est suivi d'un interfaçage du signal MAQ modulé avec le canal du câble à radiofréquence (RF).

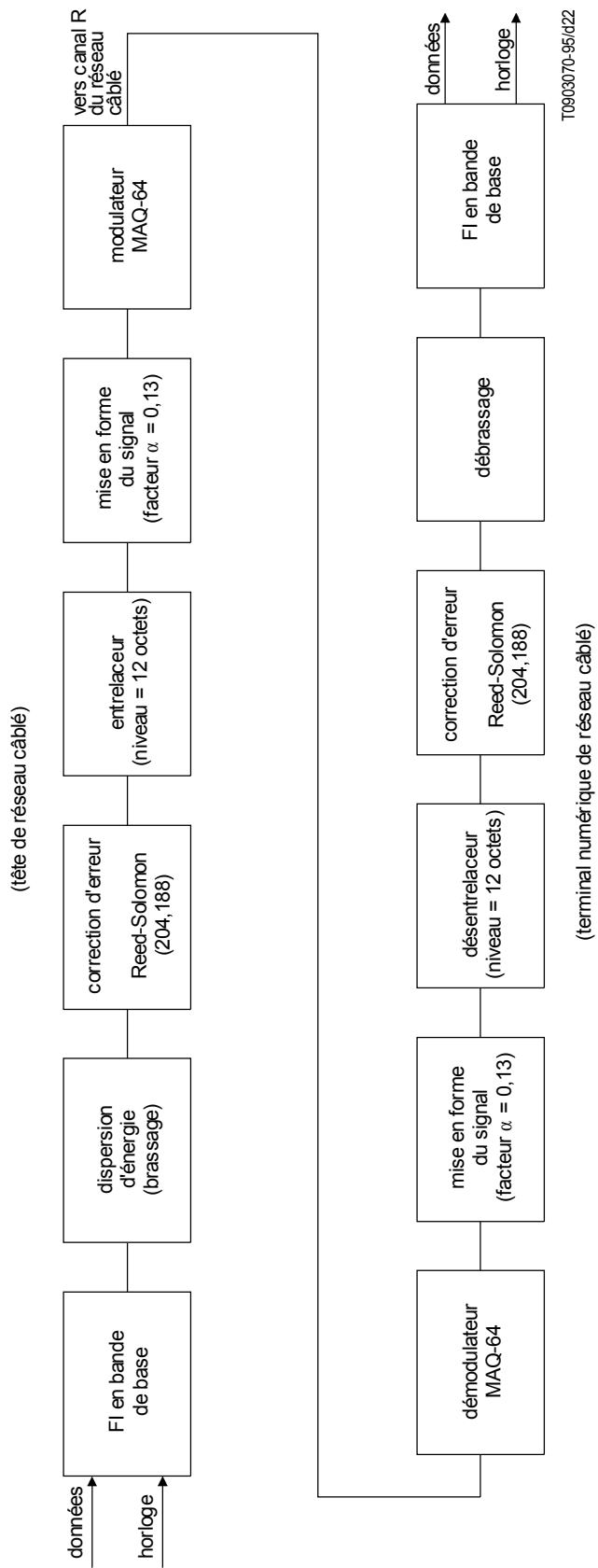


FIGURE C.1/J.83

Recommandation J.83

### C.2.8 Récepteur de signaux par câble

Pour restituer le signal en bande de base, un récepteur du système doit effectuer le traitement inverse de celui qui est décrit ci-dessus pour la modulation.

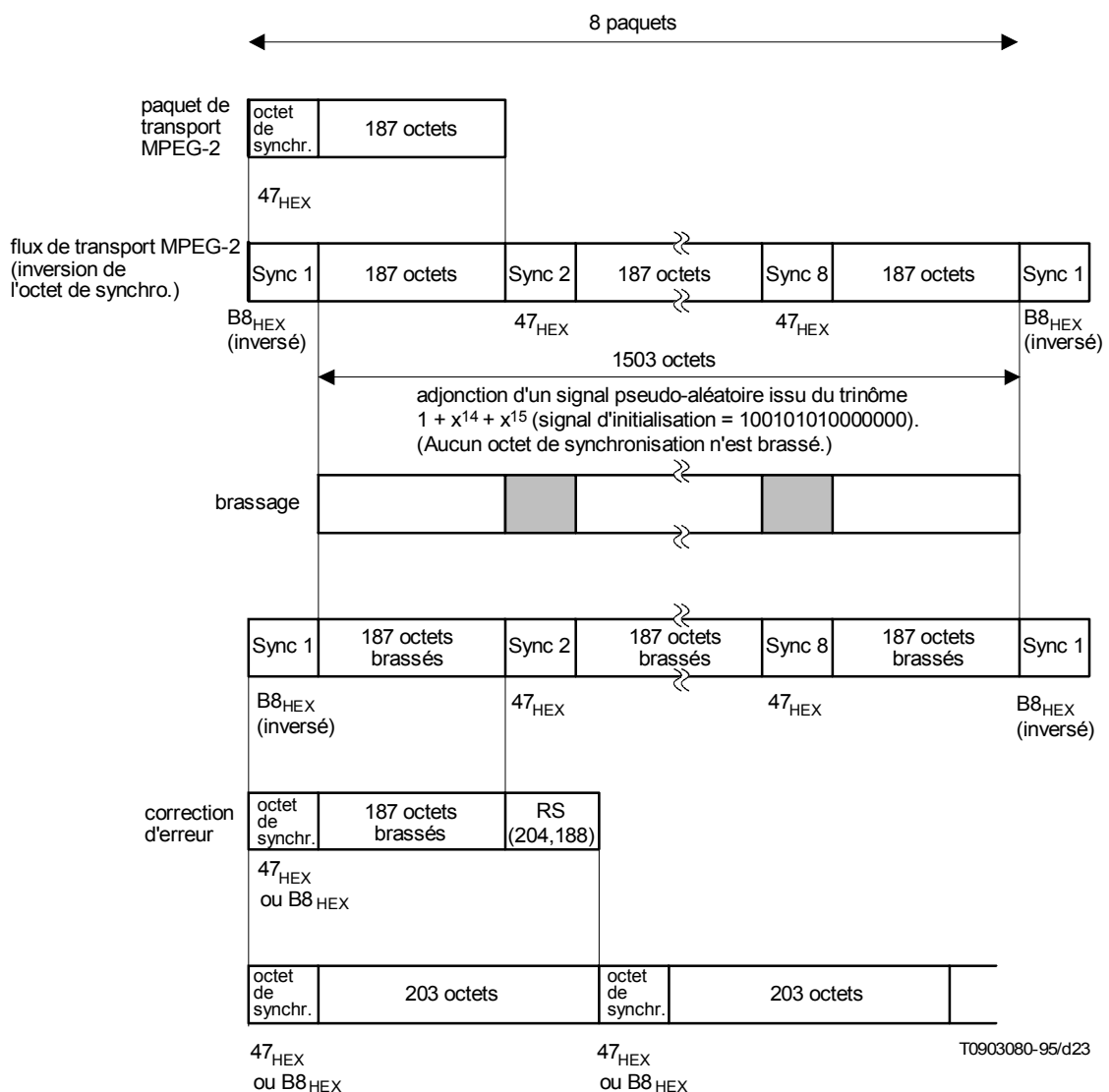
En outre, il y a lieu que chaque récepteur du réseau câblé soit équipé d'un égaliseur afin d'éviter l'augmentation du BER en raison de réflexions dans le réseau câblé.

### C.3 Couche du flux de transport MPEG-2

La couche du flux de transport MPEG-2 est définie dans la référence [2]. Le multiplexage de la couche Transport est effectué sur des paquets du flux de transport dont la longueur est de 188 octets, conformément au format MPEG-2.

### C.4 Structure de trame

L'organisation des trames doit être fondée sur la structure des paquets du flux de transport MPEG-2. La structure des trames du système est représentée dans la Figure C.2: configuration du signal d'émission.



entrelacement: convolutif (au niveau des octets) sans délai dans l'octet de synchronisation

FIGURE C.2/J.83  
Configuration du signal d'émission

## C.5 Codage de canal

Pour obtenir le niveau approprié de protection contre les erreurs, nécessaire pour la transmission par câble de données numériques, une correction d'erreur directe (FEC), fondée sur le codage de Reed-Solomon, est utilisée. La protection contre les erreurs en paquets est obtenue par entrelacement des octets.

### C.5.1 Brassage

Le flux d'entrée du système, qui suit le multiplexeur de flux transport MPEG-2, est organisé en paquets de longueur fixe (voir la Figure C.2). La longueur totale d'un paquet du multiplex de transport MPEG-2 est de 188 octets, ce qui inclut 1 octet pour le mot de synchronisation.

Afin d'assurer la meilleure compatibilité avec d'autres médias et des transitions binaires adéquates pour la récupération d'horloge, les données issues du multiplex de transport MPEG-2 sont brassées conformément au schéma décrit dans la Figure C.3: schéma du brasseur/débrasseur.

Le polynôme générateur de la séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) est le suivant:

$$x^{15} + x^{14} + 1$$

La séquence 10010101000000 est chargée au début de tous les huit paquets de transport dans les registres produisant la séquence PRBS, comme indiqué dans la Figure C.3. Afin de fournir un signal d'initialisation au débrasseur, l'octet de synchronisation MPEG-2 du premier paquet de transport contenu dans une suite de 8 paquets subit une inversion binaire, de 47<sub>HEX</sub> en B8<sub>HEX</sub>.

Le premier élément binaire à la sortie du générateur de séquence pseudo-aléatoire est appliqué au premier élément binaire du premier octet venant après l'octet de synchronisation MPEG-2 inversé (c'est-à-dire B8<sub>HEX</sub>). Pour faciliter d'autres fonctions de synchronisation, la production de la séquence pseudo-aléatoire continue pendant la transmission des octets de synchronisation MPEG-2 des 7 paquets de transport suivants; mais la sortie du générateur doit être inhibée pour que ces octets ne soient pas brassés. La période de la séquence PRBS est donc de 1503 octets.

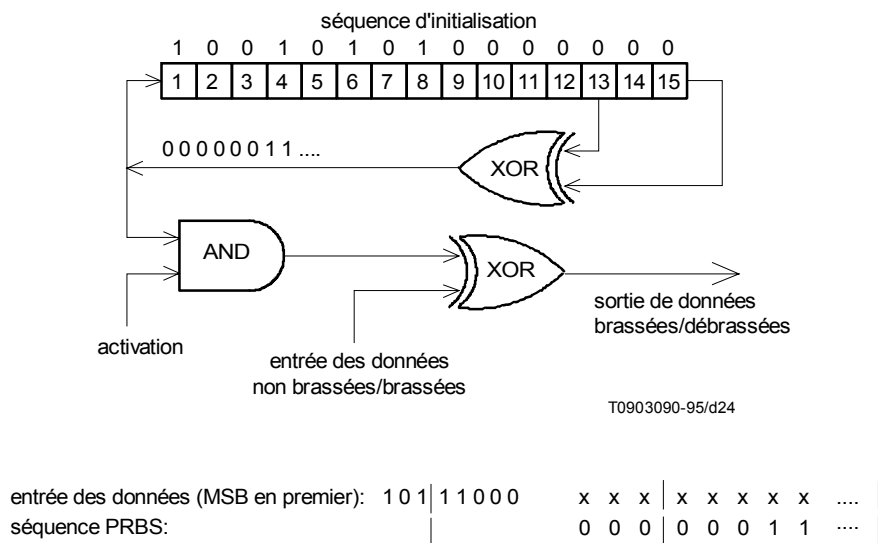


FIGURE C.3/J.83

Schéma du brasseur/débrasseur

### C.5.2 Codage de Reed-Solomon

Le codage de Reed-Solomon raccourci (204, 188) est utilisé pour la correction d'erreur directe (FEC). Ce codage peut être organisé par adjonction des «0» de 51 octets avant l'octet de données d'entrée puis en le supprimant après codage dans le circuit de Reed-Solomon principal (255, 239).

Polynôme générateur du code de RS:

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15}), \text{ où } \lambda = 02_{\text{HEX}}$$



Polynôme primitif:

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

### C.5.3 Entrelacement convolutif

Conformément au schéma de la Figure C.4, on entrelace les paquets protégés contre les erreurs avec une profondeur  $I=12$ .

L'entrelaceur peut se composer de  $I = 12$  branches connectées cycliquement au flux d'octets d'entrée par le commutateur d'entrée. Chaque branche est un registre à décalage de type FIFO (premier entré, premier sorti), contenant  $M_j$  cellules (où  $M = 17 = N/I$ , avec  $N = 204 =$  longueur de trame de paquets protégés contre les erreurs,  $I = 12 =$  profondeur d'entrelacement,  $j =$  indice de branche). Les cellules des registres FIFO contiennent 1 octet et les commutateurs d'entrée et de sortie sont synchronisés.

Pour des raisons de synchronisation, les octets de synchronisation – inversés ou non inversés – sont toujours aiguillés vers la branche d'indice «0» de l'entrelaceur (ce qui correspond à un délai nul).

NOTE – Le fonctionnement du désentrelaceur est, dans son principe, analogue à celui de l'entrelaceur mais les indices de branche sont inversés (c'est-à-dire que l'indice  $j = 0$  correspond au retard le plus grand). On peut assurer la synchronisation du désentrelaceur en aiguillant le premier octet de synchronisation reconnu vers la branche d'indice «0».

## C.6 Modulation

### C.6.1 Conversion des octets en symboles

Après l'entrelacement convolutif, les octets sont convertis en symboles compte tenu des frontières des octets dans le système de modulation.

Dans tous les cas, le MSB du symbole  $Z$  doit provenir du MSB de l'octet  $V$ . De manière analogue, le bit suivant du symbole provient du bit suivant de l'octet. Dans le cas de la modulation MAQ à  $2^m$  états, le processus convertit  $k$  octets en  $n$  symboles, avec:

$$8k = n \cdot m$$

Ce processus est illustré par la Figure C.5 pour le cas de la MAQ à 64 états (avec  $m = 6$ ,  $k = 3$  et  $n = 4$ ).

### C.6.2 Codage différentiel

Les deux éléments binaires de plus fort poids (MSB) de chaque symbole sont codés différenciellement, afin d'obtenir une constellation d'états de MAQ insensible à une rotation de  $\pi/2$ . Le codage différentiel des deux MSB est donné par les expressions suivantes:

$$I_k = \overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (A_k \oplus I_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus Q_{k-1})$$
$$Q_k = \overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (B_k \oplus Q_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus I_{k-1})$$

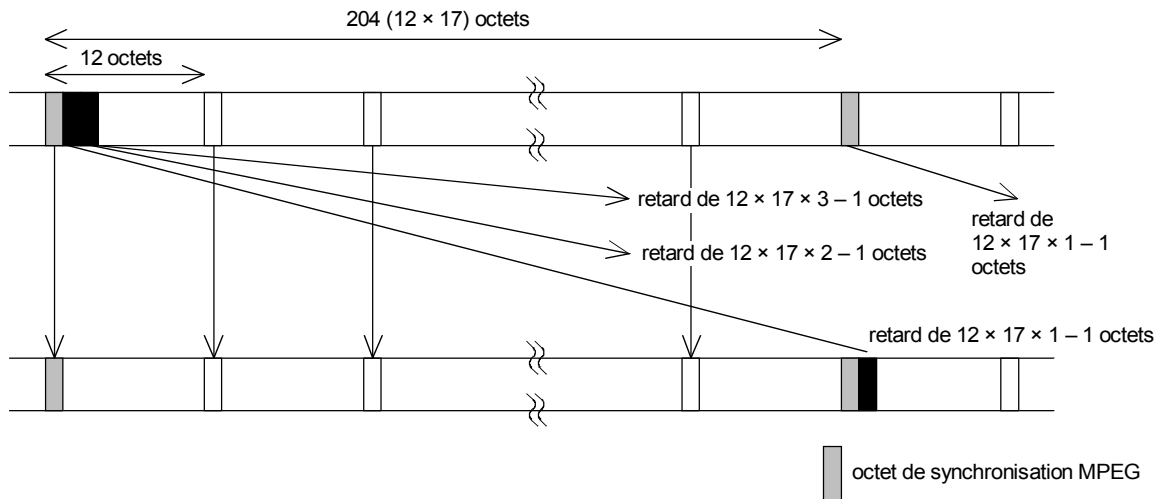
La Figure C.6 donne un exemple de mise en œuvre de la conversion d'octets en symboles.

### C.6.3 Constellation des états de la MAQ-64

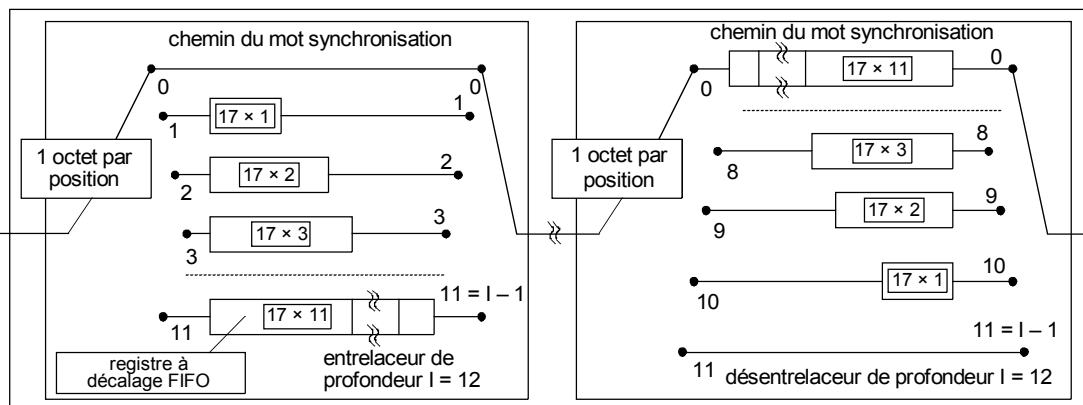
Le système peut être adapté à un plan de disposition des voies sur une largeur de 6 MHz. Le procédé de modulation des octets décrit ici est en relation directe avec la méthode de conversion des octets en symboles décrite au C.6.1 ci-dessus.

Le système utilise la modulation d'amplitude sur porteuses en quadrature de phase (MAQ) avec 64 points de signal (états) dans le diagramme de constellation.

Le diagramme de constellation pour la MAQ-64 est reproduit sur la Figure C.7.

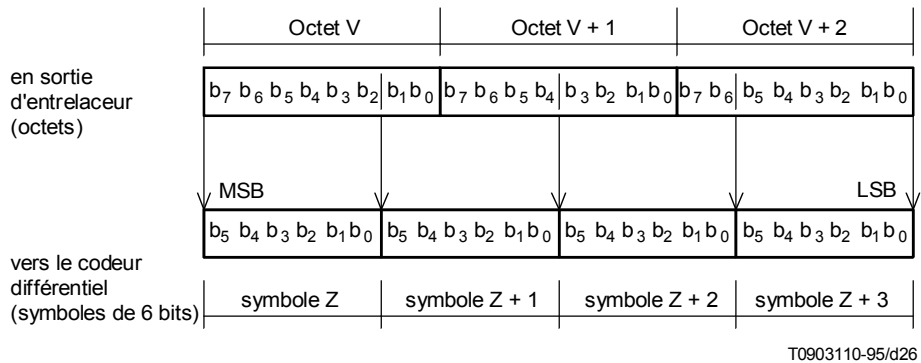


profondeur d'entrelacement	$I (= 12)$
synchronisation	aiguilleur (cycle I)
capacité mémoire requise	$1/2 \times I \times L$



T0903100-95/d25

FIGURE C.4/J.83  
Configuration de l'entrelacement



NOTES

- 1 La désignation « $b_0$ » correspond au bit de plus faible poids (LSB) de chaque octet ou n-uplets.
- 2 Dans cette conversion, chaque octet donne naissance à plusieurs n-uplets, notés  $Z + 1$ , etc.,  $Z$  étant transmis avant  $Z + 1$ .

FIGURE C.5/J.83  
Conversion d'octets en n-uplets pour la MAQ-64

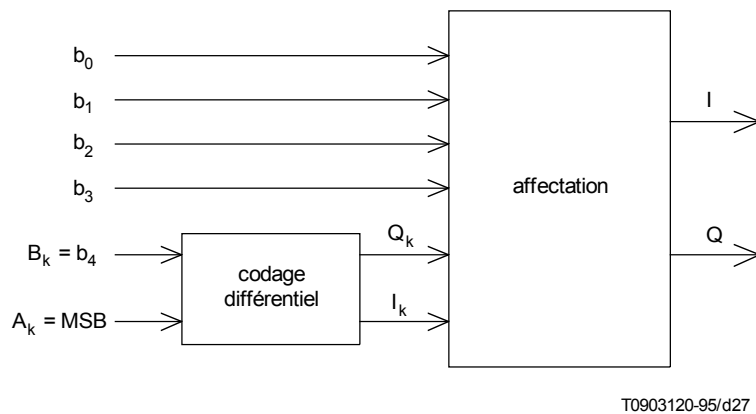


FIGURE C.6/J.83  
Exemple de mise en œuvre de la conversion d'octets en multipléts  
et du codage différentiel des deux bits MSB

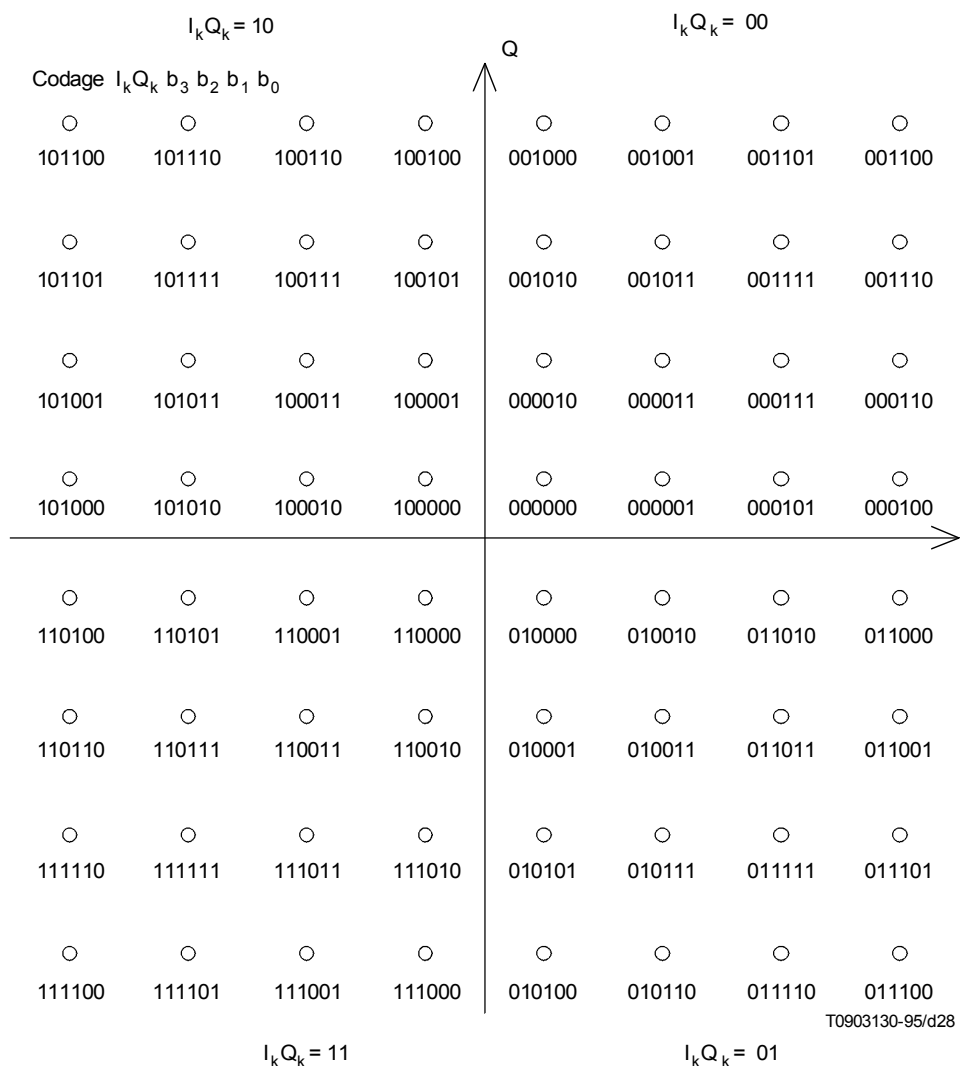


FIGURE C.7/J.83  
**Diagramme de constellation pour la MAQ-64**

#### C.6.4 Facteur d'arrondi

Avant modulation, les signaux I et Q sont filtrés en racine de cosinus surélevé avec un facteur d'arrondi de 0,13.

Le filtre en racine de cosinus surélevé a une fonction de transfert définie par les formules suivantes:

$$H(f) = 1 \text{ pour } |f| \leq f_N(1 - \alpha)$$

$$H(f) = \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{2f_N} \left[ \frac{f_N - |f|}{\alpha} \right] \right]^{1/2} \text{ pour } f_N(1 - \alpha) \leq |f| \leq f_N(1 + \alpha)$$

$$H(f) = 0 \text{ pour } |f| > f_N(1 + \alpha)$$

où:

$$f_N = \frac{1}{2 T_s} = \frac{R_s}{2} \text{ est la fréquence de Nyquist et le facteur d'arrondi } \alpha = 0,13.$$

NOTE – Les caractéristiques du filtre d'émission sont données dans le paragraphe suivant. Le facteur de réduction s'applique en présence de brouillage des signaux par le canal adjacent (c'est-à-dire à cause du signal TV, etc.) et avec les caractéristiques spécifiées pour le filtre en bande de base.

### C.6.5 Caractéristiques du filtre en bande de base

Le gabarit indiqué sur la Figure C.8 donne la prescription minimale pour la mise en œuvre matérielle du filtre de Nyquist. Ce gabarit tient compte non seulement des limitations dues à la conception du filtre numérique mais aussi des défauts venant des composants effectuant des traitements analogiques dans le système (par exemple, la conversion numérique/analogique, le filtrage analogique, etc.).

La valeur de l'ondulation dans la bande ( $r_m$ ) jusqu'à la fréquence  $(1 - \alpha)f_N$  doit être inférieure à 0,4 dB. La réjection hors bande doit être supérieure à 43 dB. L'ondulation  $r_N$  à la fréquence de Nyquist  $f_N$  doit être inférieure à 1,0 dB.

Le filtrage doit être à phase linéaire avec une ondulation du temps de propagation de groupe  $\leq 0,1 T_s$  (ns) jusqu'à la fréquence  $(1 - \alpha)f_N$  et  $\leq 2,0 T_s$  (ns) à la fréquence de Nyquist,  $f_N$ ,

où:

$$T_s = 1/R_s \text{ est la période symbole (intervalle unitaire).}$$

NOTE – Les valeurs des taux d'ondulation dans la bande et de réjection hors bande, indiquées dans la présente annexe, sont soumises aux conditions d'exploitation des systèmes câblés et pourront nécessiter un complément d'étude.

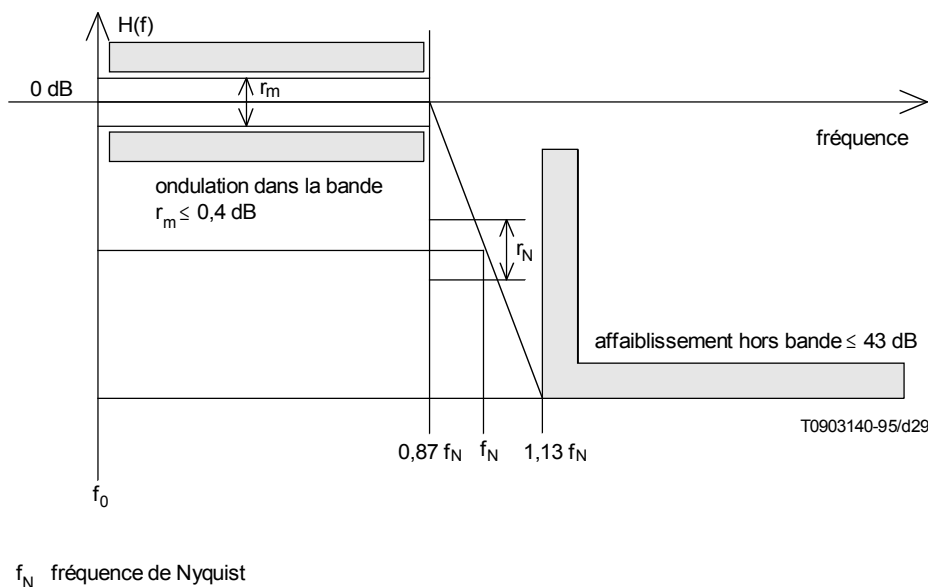


FIGURE C.8/J.83

Caractéristiques en amplitude du filtre demi-Nyquist en bande de base

## Annexe D

### Système numérique multiprogramme D

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

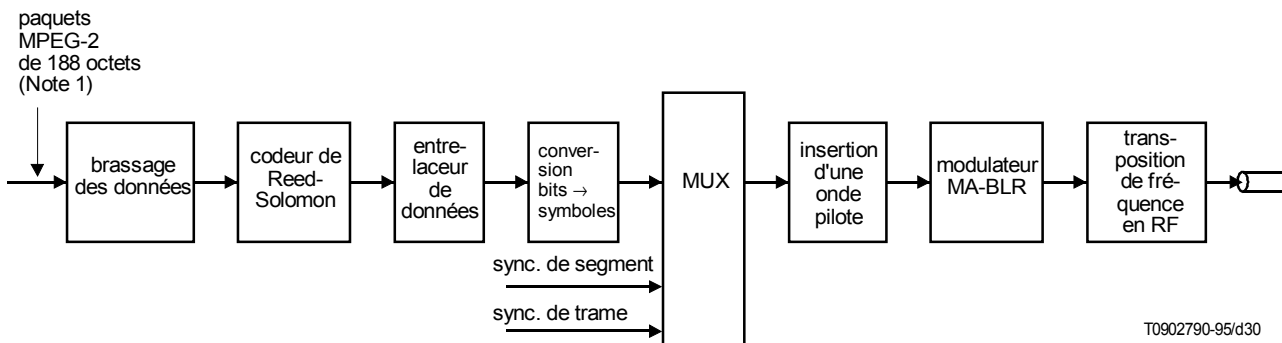
#### D.1 Introduction

La présente annexe fait suite aux travaux effectués en Amérique du Nord sur la diffusion de Terre de signaux de télévision numérique. Elle décrit la structure de trame, le codage de canal et la modulation pour la distribution par câble de signaux numériques multiprogrammes de télévision. Elle utilise le multiplexage du flux de transport selon la norme MPEG-2 et la transmission numérique en modulation d'amplitude à bande latérale résiduelle à 16 états (MA-BLR-16).

## D.2 Concept du système pour les réseaux câblés

Le système MA-BLR-16 supporte un débit nominal utile de 38,78 Mbit/s dans un canal d'une largeur de bande de 6 MHz<sup>2)</sup>. La Figure D.1 donne un schéma fonctionnel représentatif d'un émetteur en MA-BLR-16 pour réseaux câblés. La sortie du sous-système de transport vers le sous-système d'émission équivaut à un flux de données en série au débit nominal de 38,78 Mbit/s, composé de paquets de données d'une longueur de 188 octets, compatibles avec la norme MPEG-2 (comportant un octet de synchronisation et 187 octets de données)<sup>2)</sup>.

Les données d'entrée sont rendues aléatoires puis traitées pour la correction d'erreur directe (FEC) par un codage de Reed-Solomon (RS) (20 octets de parité RS étant ajoutés à chaque paquet) avec un entrelacement d'une profondeur de 1/12 de trame de données. Les processus de brassage et de FEC ne sont pas appliqués à l'octet de synchronisation des paquets de transport, qui est représenté en émission par un signal de synchronisation de segment de données, comme décrit ci-après. A la sortie des étages de brassage et de correction d'erreur, les octets de données subissent un entrelacement convolutif puis les paquets de données sont formatés en supertrames de données pour l'émission, avec insertion des signaux de synchronisation de segment de données et de synchronisation de trame de données.



### NOTES

- 1 Paquets issus de diffusion par satellite ou de Terre, ou d'origine locale.
- 2 Y compris réseaux câblés privés (hôtels, résidences en location, immeubles en copropriété et écoles, réseaux privés de télédistribution par câble, services de distribution multipoint en hyperfréquences (MMDS) et faisceaux hertziens privés).

FIGURE D.1/J.83

### Transmission en MA-BLR-16 (tête de réseau câblé ou tête de réseau SMATV – Note 2)

## D.3 Couche du flux de transport MPEG-2

La couche du flux de transport MPEG-2 est définie dans la référence [2]. La couche transport pour les données MPEG-2 se compose de paquets d'une longueur de 188 octets, avec un octet pour la synchronisation, trois octets d'en-tête contenant les informations d'identification du service, d'embrouillage suivis de 184 octets de données MPEG-2 ou auxiliaires.

## D.4 Structure de trame

La Figure D.2 montre comment les données sont organisées pour la transmission. Chaque trame de données se compose de deux sous-trames de données, contenant chacune 313 segments de données. Le premier segment de données de chaque sous-trame de données est un signal de synchronisation unique (synchronisation de sous-trame de données) et contient la séquence d'apprentissage utilisée par l'égaliseur du récepteur. Les 312 autres segments de données contiennent chacun l'équivalent de deux paquets de transport de 188 octets, plus leur redondance de FEC associée. Les données utiles qui se trouvent dans chaque segment de données sont issues de plusieurs paquets de transport en raison de l'entrelacement des données. Chaque segment de données se compose de 832 symboles, dont les 4 premiers symboles

<sup>2)</sup> Valeur de paramètre pour des canaux d'une largeur de bande de 6 MHz; cette valeur pourra être adaptée pour des canaux de largeur de bande différente.

sont émis sous forme binaire et constituent le signal de synchronisation du segment: ils correspondent aussi à l'octet de synchronisation de chacun des deux paquets de transport compatibles avec la norme MPEG-2 (188 octets). Les 828 autres symboles de chaque segment de données acheminent des données qui représentent deux groupes de 187 octets de données, suivis chacun de 20 octets de codage de Reed-Solomon. Ces 828 symboles sont transmis sous forme de signaux à 16 états et comportent donc 4 éléments binaires par symbole. Chaque segment de données transporte donc  $828 \times 4 = 3312$  éléments binaires de données, ce qui correspond exactement à la nécessité d'envoyer deux paquets de transport protégés contre les erreurs:

$$187 \text{ octets de données} + 20 \text{ octets de parité} = 207 \text{ octets}$$

$$2 \times 207 \text{ octets} \times 8 \text{ bit/octet} = 3312$$

La rapidité de modulation exacte est donnée par l'équation suivante:

$$S_r \text{ (MHz)} = 4,5/286 \times 684 = 10,76 \dots \text{ MHz}^3)$$

Les symboles à 16 états, combinés avec les signaux binaires de synchronisation de segment et de trame de données, sont utilisés pour effectuer sur une porteuse unique une modulation à porteuse supprimée. Avant la transmission, la plus grande partie de la bande latérale inférieure est supprimée. Le spectre résultant est uniforme, sauf en limite de bande où une réponse nominale après filtrage en racine carrée de cosinus surélevé fait apparaître des zones de transition de 620 kHz. La Figure D.3<sup>3)</sup> montre le spectre nominal d'émission en MA-BLR.

A la fréquence de la porteuse supprimée, située à 310 kHz de la limite inférieure de la bande, une onde pilote de faible amplitude est ajoutée au signal.

Le système pour réseaux câblés peut aussi acheminer des signaux de télévision conventionnelle sur d'autres canaux, comme indiqué sur la Figure D.3. La puissance nominale moyenne du signal MA-BLR est de 6 dB au-dessous de la valeur de crête de la puissance du signal émis pendant la période de synchronisation ligne en télévision conventionnelle, acheminé dans les canaux adjacents.

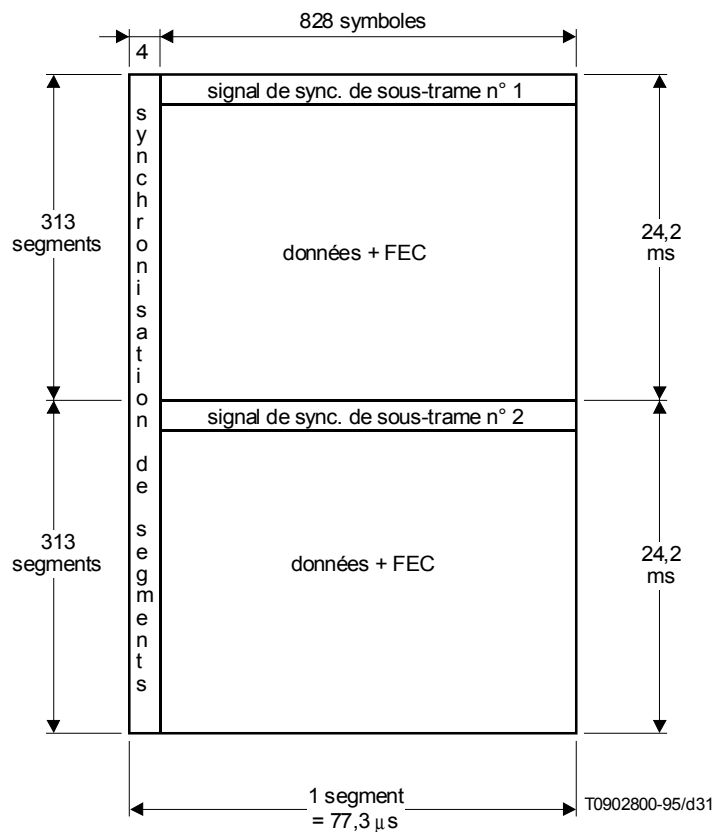


FIGURE D.2/J.83

Trame de données MA-BLR

<sup>3)</sup> Valeur de paramètre pour des canaux d'une largeur de bande de 6 MHz; cette valeur pourra être adaptée pour des canaux de largeur de bande différente.

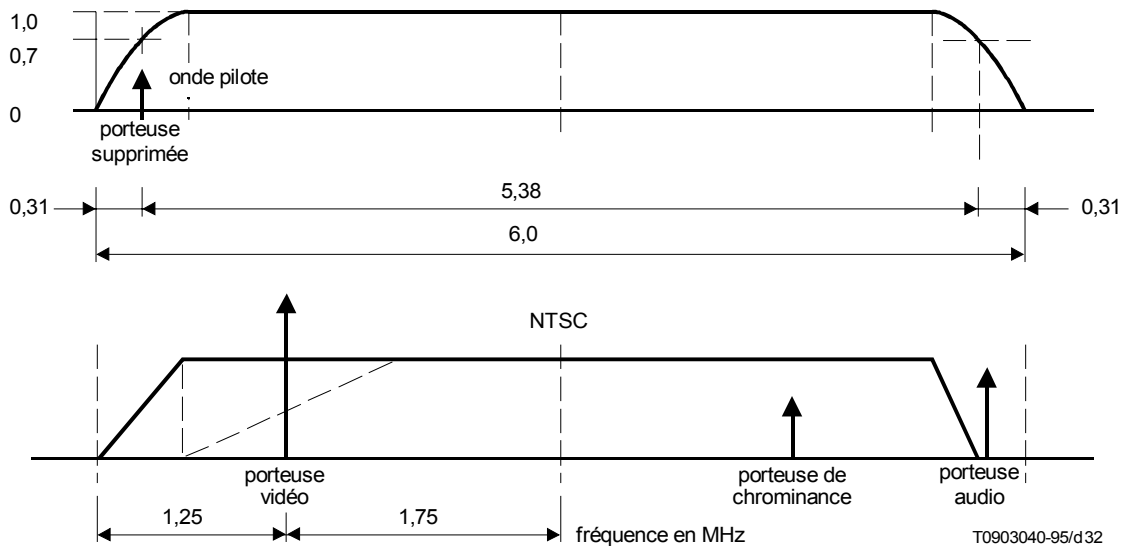


FIGURE D.3/J.83

### Occupation spectrale des canaux MA-BLR et NTSC

## D.5 Codage de canal

### D.5.1 Brassage des données

Un brassage de données est appliqué à toutes les données d'entrée afin de rendre aléatoires les données utiles (hormis les signaux de synchronisation de segment ou de trame de données ni les octets de parité RS). Le brassage de données réalise un OU exclusif de tous les octets de données entrants, avec une séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS), initialisée au début de chaque trame de données. La séquence PRBS est produite dans un registre à décalage de 16 éléments binaires possédant 9 boucles de réinjection. Huit des sorties du registre à décalage sont sélectionnées pour former l'octet de brassage, chaque élément binaire de cet octet étant combiné par un OU exclusif avec le bit correspondant de la donnée d'entrée. Le OU exclusif sur les données est réalisé MSB à MSB ... LSB à LSB.

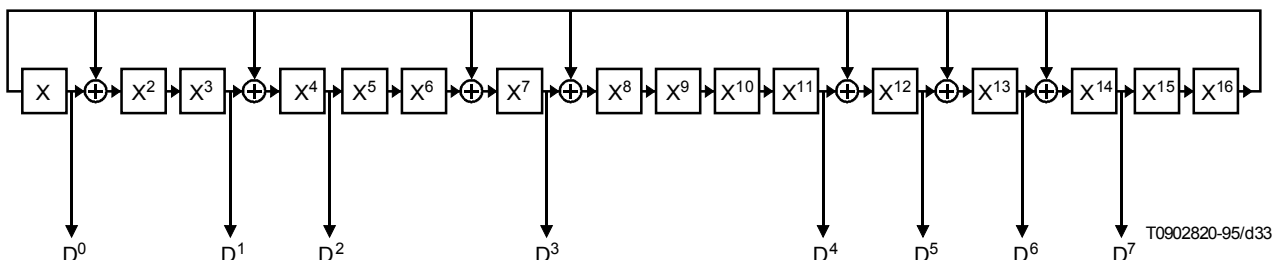
L'initialisation (préchargement du registre) en F180 hex (chargement à 1) se produit pendant l'intervalle du signal de synchronisation de segment de données, avant le premier segment de données.

La Figure D.4 montre le polynôme générateur du brassage et l'initialisation de celui-ci.

$$\text{polynôme générateur } G_{(16)} = X^{16} + X^{13} + X^{12} + X^{11} + X^7 + X^6 + X^3 + X + 1$$

l'initialisation (chargement du registre) s'effectue pendant l'intervalle de synchronisation de trame

initialisation à F180 hex (chargement à 1)  
 $X^{16} X^{15} X^{14} X^{13} X^9 X^8$



Le décalage du générateur est effectué au rythme de l'horloge-octet et un octet de 8 bits de données est extrait à chaque cycle

FIGURE D.4/J.83

### Polynôme générateur du brassage



### D.5.2 Codeur Reed-Solomon

Le code RS utilisé dans le sous-système de transmission en MA-BLR est de type (207, 187) avec  $t = 10$ . La longueur d'un bloc de données est de 187 octets, avec adjonction de 20 octets de parité RS pour la correction d'erreur. Deux blocs RS de 207 octets sont émis dans chaque segment de données.

Les 20 octets de parité RS sont envoyés à la fin de chaque groupe de 187 octets correspondant. Le polynôme générateur du code et le polynôme primitif générateur du corps de Galois sont développés sur la Figure D.5.

$$\prod_{i=0}^{i=2t-1} (X + \alpha^i) = X^{20} + X^{19}\alpha^{17} + X^{18}\alpha^{60} + X^{17}\alpha^{79} + X^{16}\alpha^{50} + X^{15}\alpha^{61} + X^{14}\alpha^{163} +$$

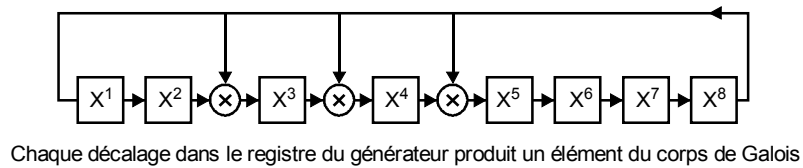
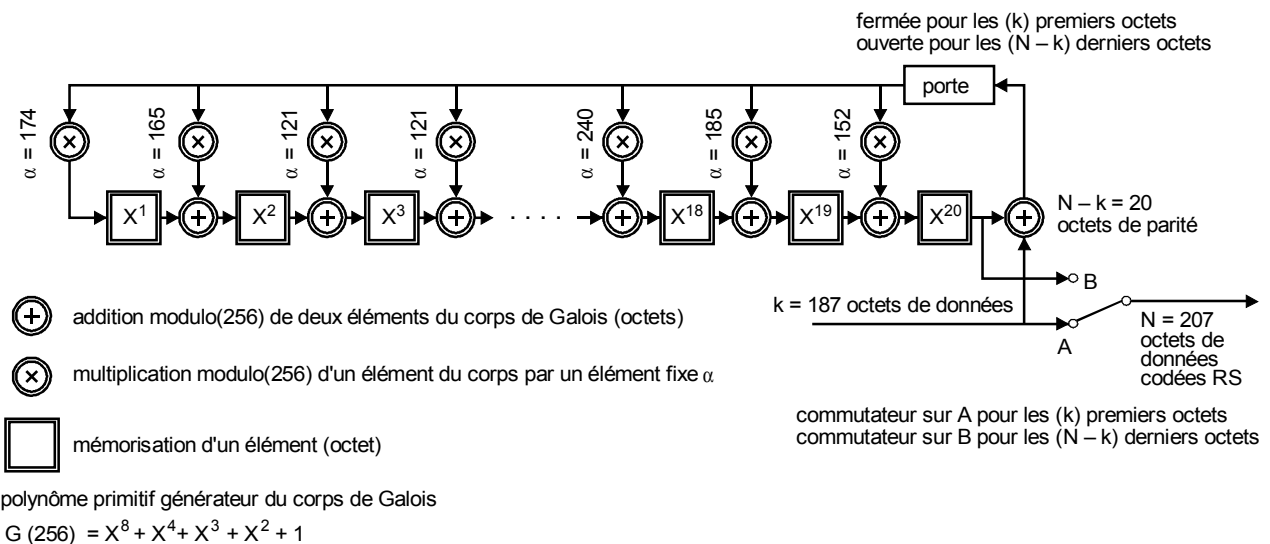
$$X^{13}\alpha^{26} + X^{12}\alpha^{187} + X^{11}\alpha^{202} + X^{10}\alpha^{180} + X^9\alpha^{22} + X^8\alpha^{225} + X^7\alpha^{83} +$$

$$X^6\alpha^{239} + X^5\alpha^{156} + X^4\alpha^{164} + X^3\alpha^{212} + X^2\alpha^{212} + X^1\alpha^{188} + \alpha^{190}$$

$$= X^{20} + 125 X^{19} + 185 X^{18} + 240 X^{17} + 5 X^{16} + 111 X^{15} + 99 X^{14} +$$

$$6 X^{13} + 220 X^{12} + 112 X^{11} + 150 X^{10} + 69 X^9 + 36 X^8 + 187 X^7 +$$

$$22 X^6 + 228 X^5 + 198 X^4 + 121 X^3 + 121 X^2 + 165 X^1 + 174$$



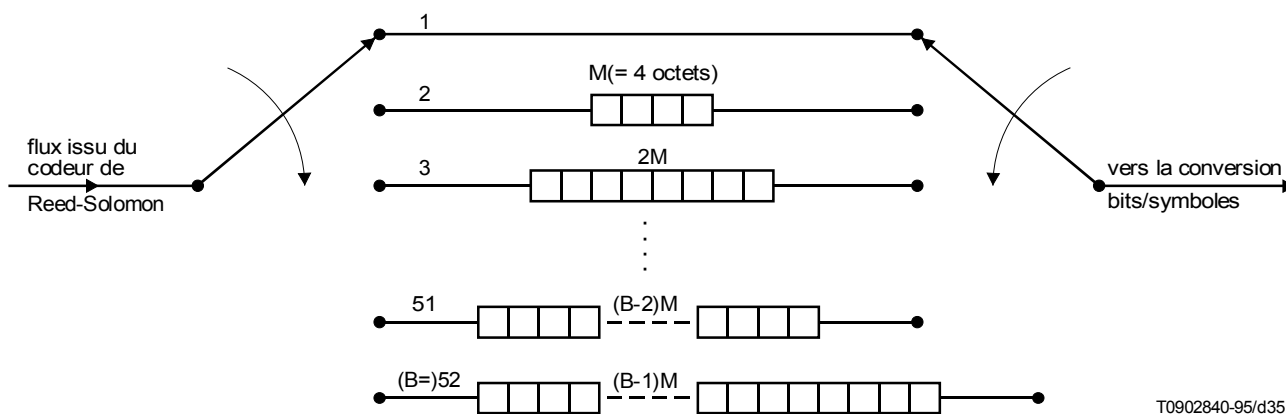
T0902830-95/d34

FIGURE D.5/J.83

### Polynôme générateur du code pour le code de Reed-Solomon (207, 187) avec $t = 10$

### D.5.3 Entrelacement

L'entrelaceur utilisé dans le système de transmission en MA-BLR est un entrelaceur convolutif (intersegment) sur 26 segments fonctionnant sur la base d'octets. L'entrelacement est effectué sur une profondeur d'environ 1/12 d'une trame de données (correspondant à 2 ms). Seuls les octets de données sont entrelacés. L'entrelaceur est synchronisé sur le premier octet de données de la trame de données. La Figure D.6 représente cet entrelaceur convolutif.



$$M = 4, B = 52, N = 208, \text{R-S Bloc} = 207, B \times M = N$$

FIGURE D.6/J.83  
Entrelaceur convolutif

#### D.5.4 Signal de synchronisation de segment de données

Les symboles à plusieurs niveaux sont injectés dans un multiplexeur qui y insère les divers signaux de synchronisation (de segment et de sous-trame de données).

Un signal de synchronisation de segment de données (4 symboles codés sur 2 niveaux) est inséré dans le flux de données numériques à 16 niveaux (états), au début de chaque segment de données. (L'octet de synchronisation MPEG-2 est remplacé par ce signal de synchronisation de segment de données.) La Figure D.7 montre le signal de synchronisation de segment de données qui est inséré dans les données brassées.

Un segment complet se compose de 832 symboles: 4 symboles pour le signal de synchronisation de segment de données et 828 symboles pour les données et les parités associées. Le signal de synchronisation de segment de données est binaire (2 niveaux possibles). Le même motif de synchronisation apparaît à intervalles réguliers de 77,3  $\mu$ s, et c'est le seul signal à se répéter à cette fréquence. Contrairement aux données, les quatre symboles du signal de synchronisation de segment de données ne subissent pas de codage de Reed-Solomon et ne sont pas non plus entrelacés. Le motif de synchronisation des segments de données est le motif 1001, comme indiqué sur la Figure D.8.

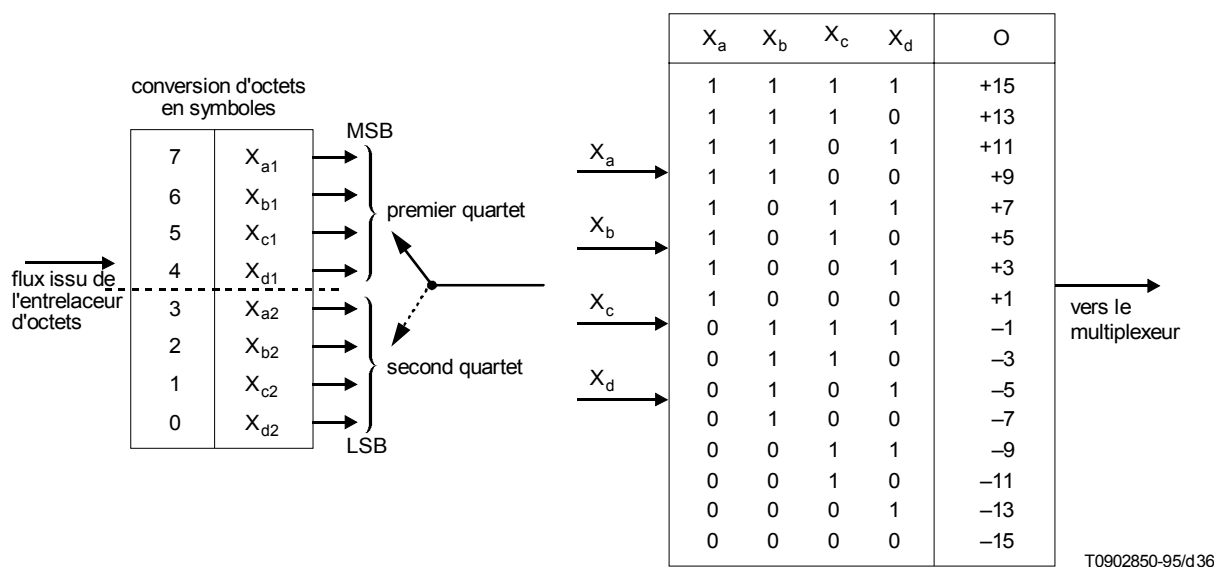


FIGURE D.7/J.83  
Conversion de bits en symboles pour la modulation MA-BLR-16

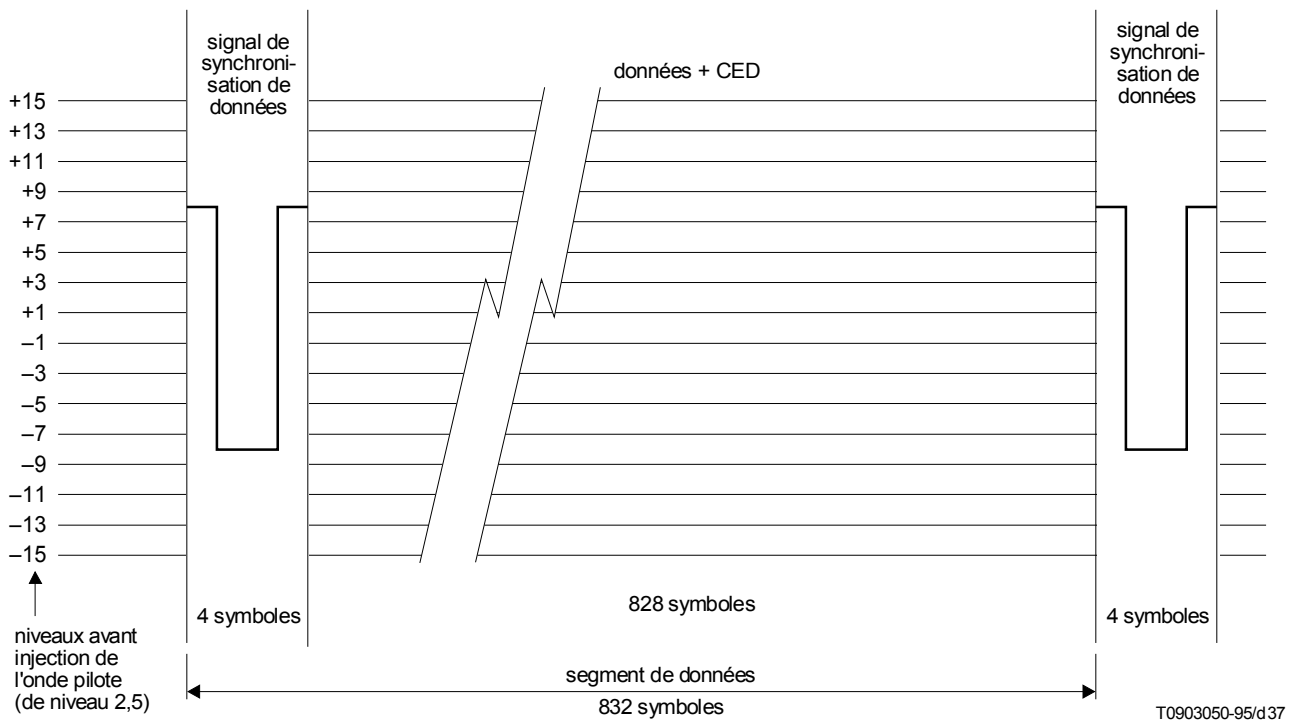


FIGURE D.8/J.83  
Segment de données en MA-BLR

#### D.5.5 Signal de synchronisation de trame de données

Les données ne sont pas seulement réparties en segments de données mais aussi en sous-trames de données, chacune comportant 313 segments. Chaque sous-trame de données (24,2 ms) commence par un segment de données complet de synchronisation de sous-trame de données, comme indiqué sur la Figure D.9. Chaque symbole représente un seul bit de données (2 niveaux possibles). Les 832 symboles contenus dans un segment sont définis ci-dessous (voir la Figure D.9).

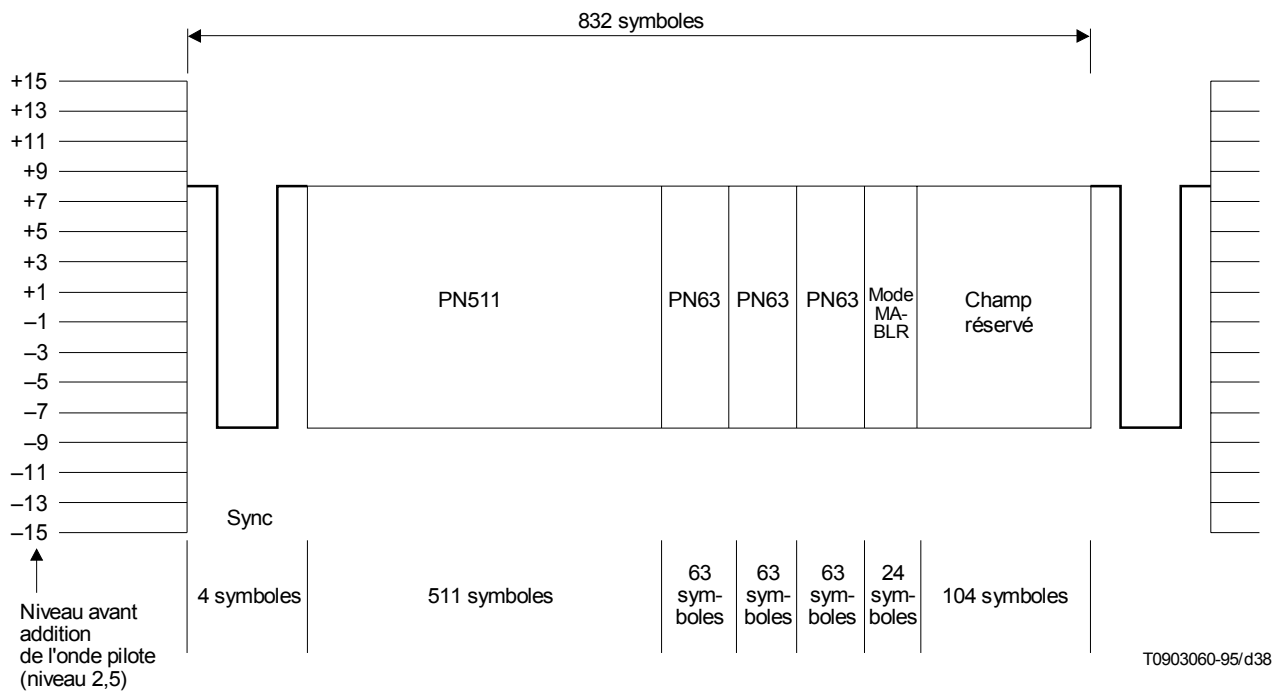


FIGURE D.9/J.83  
Synchronisation de trame de données en MA-BLR

### D.5.5.1 Signal de synchronisation

Ce champ correspond à celui du signal de synchronisation de segment de données et vaut 1001.

### D.5.5.2 Séquence PN511<sup>4)</sup>

Cette séquence pseudo-aléatoire est définie par le polynôme  $X^9 + X^7 + X^6 + X^4 + X^3 + X + 1$  avec une valeur de préchargement égale à 010000000.

### D.5.5.3 Séquence PN63<sup>4)</sup>

Cette séquence pseudo-aléatoire est répétée trois fois. Elle est définie par le polynôme  $X^6 + X + 1$  avec une valeur de préchargement égale à 100111. La deuxième séquence PN63 d'un segment est inversée dans un signal de synchronisation de sous-trame de données sur deux.

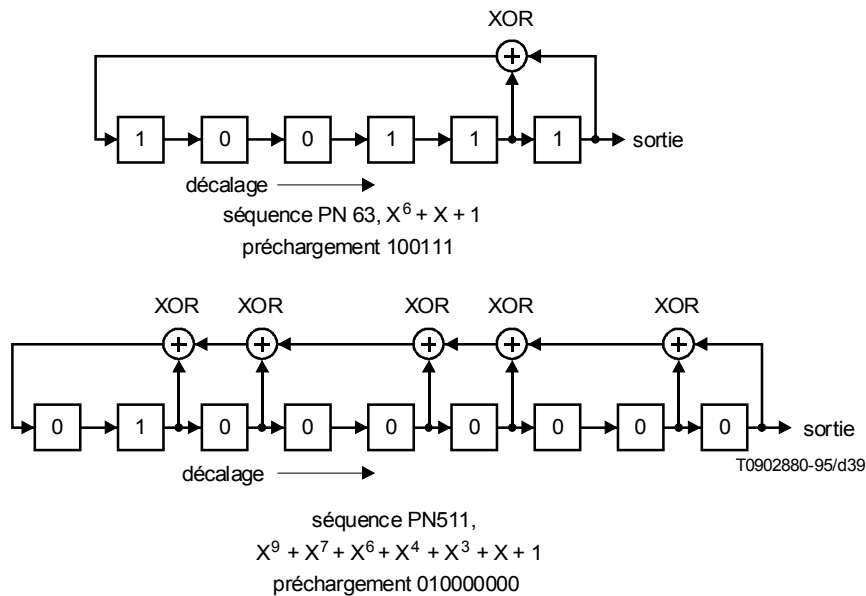


FIGURE D.10/J.83

### Générateurs des séquences de pseudo aléatoires PN pour la synchronisation de trame

### D.5.5.4 Mode MA-BLR

Ces 24 éléments binaires déterminent le mode MA-BLR pour moduler les données contenues dans la trame. Les deux premiers octets sont réservés. Le motif de remplissage suggéré est le suivant: 0000111100001111. L'octet suivant est défini comme suit:

P A B C P A B C

où P est un bit de parité paire (MSB de l'octet) et où A, B et C sont les bits de mode proprement dits.

P A B C

0 0 0 0 valeur réservée

1 0 0 1 valeur réservée

1 0 1 0 valeur réservée

0 0 1 1 valeur réservée

1 1 0 0 système pour réseaux câblés en MA-BLR-16

0 1 0 1 système terrestre en MA-BLR-8 (Note)

0 1 1 0 valeur réservée

1 1 1 1 valeur réservée

NOTE – En mode MA-BLR-8 de Terre, les bits précédents sont définis comme suit:

0 0 0 0 P A B C P A B C 1 1 1 1

<sup>4)</sup> Les polynômes générateurs pour les séquences PN63 et PN511 sont représentés sur la Figure D.10.

### D.5.5.5 Champ réservé

Les 104 derniers symboles forment un champ réservé. Il est suggéré d'y insérer une prolongation de la séquence PN63.

Tous les registres de séquence sont préchargés avant le début du signal de synchronisation de trame de données.

Le signal de synchronisation de sous-trame de données, comme le signal de synchronisation de segment de données, n'est ni codé par le code de Reed-Solomon ni entrelacé.

## D.6 Modulation

### D.6.1 Conversion de bits en symboles

La Figure D.7 montre la correspondance des signaux de sortie de l'entrelaceur sur les niveaux nominaux du signal:  $\pm 1$ ,  $\pm 3$ ,  $\pm 5$ ,  $\pm 7$ ,  $\pm 9$ ,  $\pm 11$ ,  $\pm 13$ ,  $\pm 15$ . Comme représenté sur les Figures D.8 et D.9, les niveaux nominaux des signaux de synchronisation de segment et de sous-trame de données sont égaux à  $-9$  et  $+9$ .

### D.6.2 Addition d'une onde pilote

Une onde pilote en phase, de faible amplitude, est ajoutée au signal de données. Sa fréquence est celle de la porteuse supprimée, comme représenté sur la Figure D.3. On peut l'obtenir comme suit: un niveau numérique constant de faible valeur (2,5) est ajouté à chaque symbole (de données et de synchronisation) contenu dans le signal numérique en bande de base (niveaux possibles:  $\pm 1$ ,  $\pm 3$ ,  $\pm 5$ ,  $\pm 7$ ,  $\pm 9$ ,  $\pm 11$ ,  $\pm 13$ ,  $\pm 15$ ). La puissance de l'onde pilote est située à 11,3 dB au-dessous de celle (moyenne) du signal de données.

### D.6.3 Méthode de modulation en MA-BLR-16

Le modulateur en bande latérale résiduelle (MA-BLR) reçoit le signal de données composites codées sur 16 niveaux (avec mélange du pilote et des synchronisations) à la rapidité 10,76 MBd. La performance du système numérique multiprogramme est fondée sur la réponse d'un filtre de Nyquist en cosinus surélevé à phase linéaire, apparaissant dans l'ensemble concaténé émetteur-récepteur, comme indiqué à la Figure D.11 (voir la Note de bas de page 3). La réponse du filtre du système est pratiquement uniforme sur toute la bande passante, à l'exception des zones de transition situées à chaque extrémité de la bande. Nominale, la réponse du filtre 1/2 Nyquist de l'émetteur est celle d'un filtre en racine carrée de cosinus surélevé à phase linéaire. Les tolérances (aussi bien à l'intérieur qu'à l'extérieur de la bande) sont à l'étude.

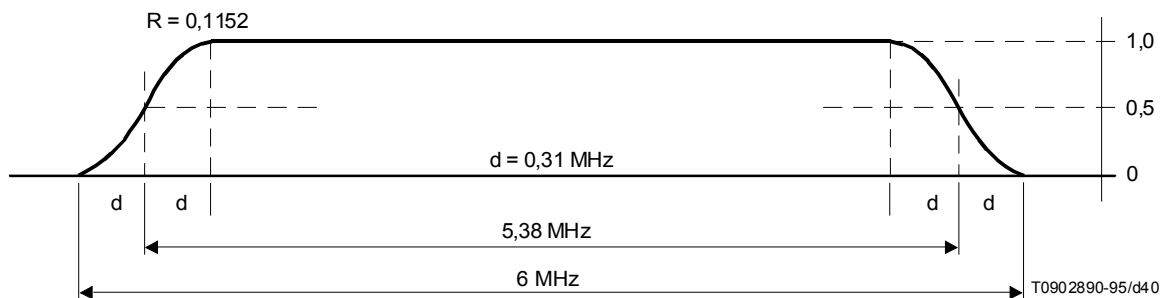


FIGURE D.11/J.83

**Réponse nominale dans un canal du système BLR  
(filtre de Nyquist en cosinus surélevé à phase linéaire)**

### D.6.4 Transposition de fréquence

Le processus de modulation est habituellement réalisé en fréquence intermédiaire (IF). La fréquence intermédiaire modulée est ensuite transposée à la fréquence finale du système de distribution par câble.

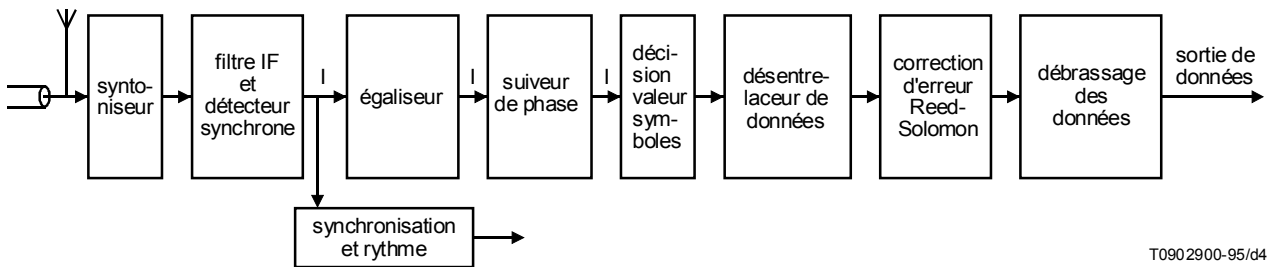
## D.7 Récepteur pour système de distribution par câble en MA-BLR-16

La Figure D.12 montre le récepteur pour système de distribution par câble en MA-BLR-16. Toutes les fonctions inverses de celles de l'émetteur sont effectuées dans le récepteur: transposition de fréquence (syntonisation), détection, synchronisation et récupération du rythme, désentrelacement, correction d'erreur directe Reed-Solomon et débrassage des données.

En outre, un égaliseur supprime l'interférence intersymbole en utilisant le signal de synchronisation des trames de données, comme signal de référence pour l'apprentissage, et un suiveur de phase réduit l'effet du bruit de phase apporté par l'oscillateur local du syntoniseur. Après le suiveur de phase vient le dispositif de reformation des octets de données à partir des symboles codés sur plusieurs niveaux.

La porteuse de démodulation est régénérée à partir de l'onde pilote et les informations de synchronisation et de rythme sont extraites du signal de synchronisation de segment de données.

Le récepteur peut être alimenté par le système de distribution par câble en signaux de type câble ou, si le récepteur est conçu pour la radiodiffusion terrestre, en signaux codés en treillis et modulés en MA-BLR-8; le récepteur peut également être alimenté par des sources privées (systèmes SMATV ou MMDS ou autres).



T0902900-95/d4 1

FIGURE D.12/J.83  
Récepteur MA-BLR-16





Imprimé en Suisse  
Genève, 1996