



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

**UIT-T**

SECTEUR DE LA NORMALISATION  
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS  
DE L'UIT

**J.83**

(04/97)

SÉRIE J: TRANSMISSION DES SIGNAUX  
RADIOPHONIQUES, TÉLÉVISUELS ET AUTRES  
SIGNAUX MULTIMÉDIAS

Transmission numérique des signaux de télévision

---

**Systemes numériques multiprogrammes pour la  
distribution par câble des services de télévision,  
son et données**

Recommandation UIT-T J.83

(Antérieurement Recommandation du CCITT)

---

RECOMMANDATIONS UIT-T DE LA SÉRIE J  
**TRANSMISSION DES SIGNAUX RADIOPHONIQUES, TÉLÉVISUELS ET AUTRES SIGNAUX  
MULTIMÉDIAS**

Recommandations générales	J.1–J.9
Recommandations générales relatives aux circuits de transmission radiophonique	J.10–J.19
Caractéristiques de fonctionnement des circuits de transmission radiophonique	J.20–J.29
Caractéristiques des équipements et des lignes utilisés pour établir les circuits radiophoniques	J.30–J.39
Caractéristiques des équipements de codage de signaux radiophoniques analogiques	J.40–J.49
Transmission numérique de signaux radiophoniques	J.50–J.59
Caractéristiques des circuits de transmission télévisuelle	J.60–J.69
Transmission télévisuelle sur lignes métalliques et interconnexion avec les faisceaux hertziens	J.70–J.79
<b>Transmission numérique des signaux de télévision</b>	<b>J.80–J.89</b>
Recommandations propres aux transmissions télévisuelles	J.90–J.99
Transmission de signaux vidéo, son et données multiplexés et de signaux de nouveaux systèmes	J.100–J.109
Services interactifs	J.110–J.119

*Pour plus de détails, voir la Liste des Recommandations de l'UIT-T.*

## 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 (Genève, octobre 1997).

La seconde édition de la Recommandation UIT-T J.83, que l'on doit à la Commission d'études 9 (1997-2000) de l'UIT-T, inclut l'Amendement 1 et l'Amendement 2 approuvés le 17 octobre 1996 et le 22 avril 1997 respectivement 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 1997

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	2
4.1	2
4.2	2
5	3
Annexe A – Système numérique multiprogramme A.....	5
A.1 Introduction .....	5
A.2 Concept du système pour les réseaux câblés .....	5
A.3 Couche du flux de transport MPEG-2 .....	8
A.4 Structure de trame.....	8
A.5 Codage de canal.....	8
A.6 Conversion des octets en n-uplets des symboles .....	11
A.7 Modulation.....	12
A.8 Caractéristiques du filtre en bande de base.....	14
Annexe B – Système numérique multiprogramme B .....	15
B.1 Introduction .....	15
B.2 Concept du système de distribution par câble.....	15
B.3 Couche de transport MPEG-2.....	16
B.4 Mise en trames du flux de transport MPEG-2 .....	16
B.5 Correction d'erreur directe (sans voie de retour) .....	21
B.6 Modulation et démodulation.....	34
Annexe C – Système numérique multiprogramme C .....	35
C.1 Introduction .....	36
C.2 Concept du système pour les réseaux câblés .....	36
C.3 Couche du flux de transport MPEG-2 .....	38
C.4 Structure de trame.....	38
C.5 Codage de canal.....	39
C.6 Modulation.....	40
Annexe D – Système numérique multiprogramme D.....	44
D.1 Introduction .....	44
D.2 Concept du système de distribution par câble.....	44
D.3 Couche du flux de transport MPEG-2 .....	45
D.4 Structure de trame.....	45
D.5 Codage de canal.....	47
D.6 Modulation.....	51
D.7 Récepteur pour système de distribution par câble en MA-BLR-16.....	53
D.8 Autres modes MA-BLR.....	53
Appendice I – Bibliographie .....	60

## RÉSUMÉ

La présente Recommandation "Systèmes numériques multiprogrammes pour la distribution par câble des services de télévision, son et données" 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 (A, B, C et D), 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 les Annexes A, B, C et D.

## 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.

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 A, B, C et D et à rechercher des opportunités d'amélioration de leur convergence, plutôt que de développer un système différent mais utilisant les mêmes techniques.

Cette deuxième version de la présente Recommandation incorpore les Amendements 1 et 2, qui apportaient les modifications suivantes à la version précédente:

- a) l'Annexe B comprend désormais une spécification pour un codage MAQ-256;
- b) l'Annexe B spécifie deux modes de fonctionnement distincts pour l'entrelacement, appelés *niveau 1* et *niveau 2*. Le niveau 1 est spécifié pour la seule modulation MAQ-64, et ce mode figurait déjà dans la première version de l'Annexe B. Le niveau 2 couvre les deux modulations MAQ-64 et MAQ-256, et prend en charge l'entrelacement variable pour ces deux modulations;
- c) la première version de l'Annexe D identifiait 24 bits qui déterminaient le mode BLR des données d'image, et définissait deux de ces modes: le mode BLR-16 câble, et le mode BLR-8 de Terre (codage en treillis). Cette deuxième version en définit trois autres, à savoir les modes BLR-2, BLR-4 et BLR-8.

Le Tableau 1/J.83 a été mis à jour pour prendre en compte ces extensions. De plus, un nouvel Appendice I, comportant une bibliographie sommaire, a été ajouté.



# **SYSTÈMES NUMÉRIQUES MULTIPROGRAMMES POUR LA DISTRIBUTION PAR CÂBLE DES SERVICES DE TÉLÉVISION, SON ET DONNÉES**

*(Genève, 1995; révisée en 1997)*

## **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 normatives**

La présente Recommandation se réfère à certaines dispositions des Recommandations UIT-T et textes suivants qui de ce fait en sont partie intégrante. Les versions indiquées étaient en vigueur au moment de la publication de la présente Recommandation. Toute Recommandation ou texte étant sujet à révision, les utilisateurs de la présente Recommandation sont invités à se reporter, si possible, aux versions les plus récentes des références normatives suivantes. La liste des Recommandations de l'UIT-T en vigueur est régulièrement publiée.

- [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/CEI 13818-1:1996, *Technologies de l'information – Codage générique des images animées et du son associé: 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

La présente Recommandation utilise les symboles suivants:

$\alpha$	facteur d'arrondi
$A_k, B_k$	bits les plus significatifs à la sortie du convertisseur d'octets en n-uplets
$f_0$	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 utile à la sortie du multiplexeur de flux de transport en codage MPEG-2
$R_{u'}$	débit 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

La présente Recommandation utilise les abréviations suivantes:

ATM	mode de transfert asynchrone ( <i>asynchronous transfer mode</i> )
BB	bande de base
Bd	baud
BER	taux d'erreur binaire ( <i>bit error ratio</i> )
bit/s	bits par seconde
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> )
HEC	contrôle d'erreur sur l'en-tête ( <i>header error control</i> )
HEX	hexadécimal
IF	fréquence intermédiaire ( <i>intermediate frequency</i> )
IRD	récepteur-décodeur intégré ( <i>integrated receiver decoder</i> )
LSB	bit de plus faible poids ( <i>least significant bit</i> )
MA-BLR-2	MA-BLR à 2 états
MA-BLR-4	MA-BLR à 4 états
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 plus fort poids ( <i>most significant bit</i> )
MUX	multiplex
P	parité
PDH	hiérarchie numérique plésiochrone ( <i>plesiochronous digital hierarchy</i> )
PN	bruit pseudo-aléatoire ( <i>pseudorandom noise</i> )
ppm	partie par million
PRBS	séquence binaire pseudo-aléatoire ( <i>pseudorandom 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
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

## 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 les Annexes A, B, C et D. Ces spécifications sont comparées dans le Tableau 1 qui indique les caractéristiques communes.

**Tableau 1/J.83 – Résumé comparatif des spécifications, avec indication des caractéristiques communes**

Sujet		Annexe B	Annexe A	Annexe C	Annexe D	
signaux d'entrée		flux de transport MPEG-2 modifié. Un contrôle de parité remplace l'octet de synchronisation, ce qui apporte une meilleure délimitation des paquets et 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 des trames		une trame FEC est composée d'un postamble de synchronisation à 42 ou 40 bits, faisant suite à 60 ou 88 blocs RS, chaque bloc contenant 128 symboles. Un symbole RS se compose de 7 bits. Il y a donc un total de 53 802 ou 78 888 bits dans une trame FEC pour, selon le cas, la MAQ-64 ou la MAQ-256 (voir B.5.3).	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	spécifié par un corps GF 128, le trinôme pour la séquence PRS est: $x^3 + x + \alpha^3$ (voir B.5.4)	polynôme sur 15 bits pour la séquence PRBS: $1 + x^{14} + x^{15}$ (voir A.5.1, C.5.1)	polynôme sur 16 bits pour la séquence PRBS: $1 + x + x^3 + x^6 + x^7 + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{16}$ (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 de profondeur $I = 128, 64, 32, 16, 8$ avec $J = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 16$ . (voir B.5.2)	entrelacement convolutif de profondeur $I = 12$ (voir A.5.3, C.5.3)	entrelacement convolutif de profondeur $I = 52$ (voir D.5.3)		
modulation	conversion d'octets en 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 ou MAQ-256 Figure B.18 ou B.19	MAQ-16, 32, 64 Figure A.7	MAQ-64 Figure C.7	MA-BLR-2, 4, 8, 16	
	facteur d'arrondi	18% pour la MAQ-64 ou 12% pour la MAQ-256 (voir B.6.1)	15% voir A.7	13% voir C.6.4	11,5% voir D.6.3	
	caractéristiques du filtre en bande de base	Tableau B.2	Figure A.8	Figure C.8	Figure D.11	

## Annexe A

### Système numérique multiprogramme A

#### 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.

La FEC du système est conçue 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

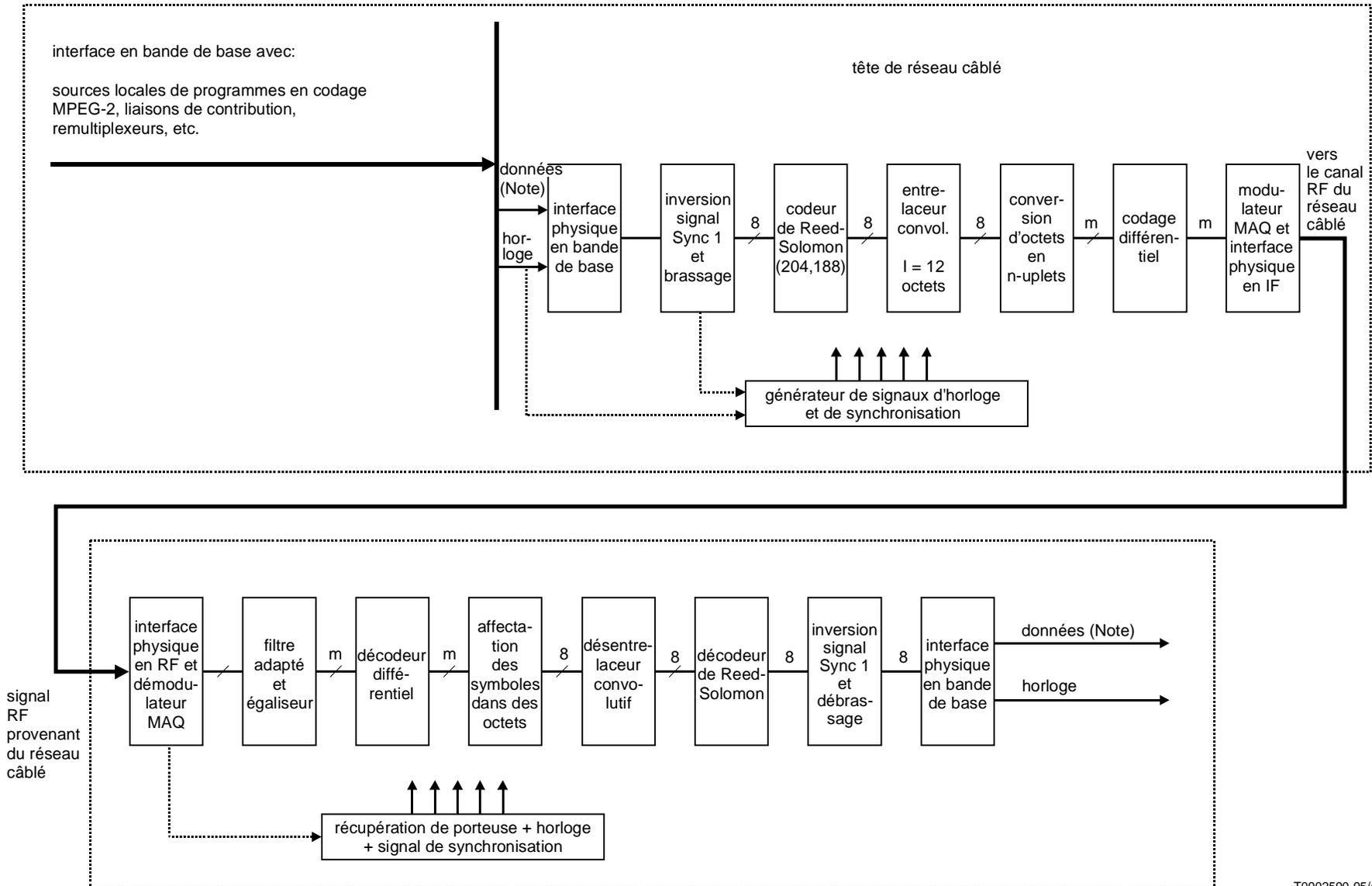
Ce système doit effectuer une conversion des octets issus de l'entrelaceur en symboles à modulation MAQ.

##### A.2.6 Codage différentiel

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

---

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



T0902590-95/d01

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

Figure A.1/J.83 – Schéma fonctionnel des éléments situés en tête de réseau câblé et au site de réception

### 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

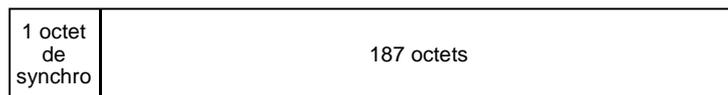
Pour restituer le signal en bande de base, un récepteur doit effectuer le traitement inverse de celui qui est décrit ci-dessus pour la modulation.

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

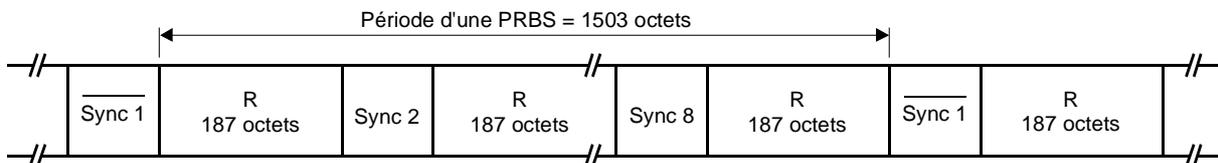
La couche du flux de transport MPEG-2 est définie dans la référence [2]. La couche Transport pour les données MPEG-2 se compose de paquets d'une longueur de 188 octets, avec un octet pour la synchronisation, trois octets d'en-tête contenant les informations d'identification du service, d'embrouillage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



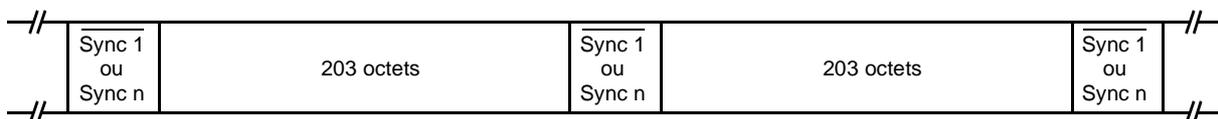
a) Paquet multiplexé dans le flux de transport MPEG-2



b) Paquets de transport brassés: octets de synchronisation et séquences brassées (R)



c) Paquet protégé contre les erreurs par codage de Reed-Solomon (RS) (204, 188, T = 8)



T0902600-95/d02

d) Trames entrelacées (profondeur d'entrelacement  $l = 12$  octets)

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 débrosseur, 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 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<sub>HEX</sub>) ou avec inversion (B8<sub>HEX</sub>).

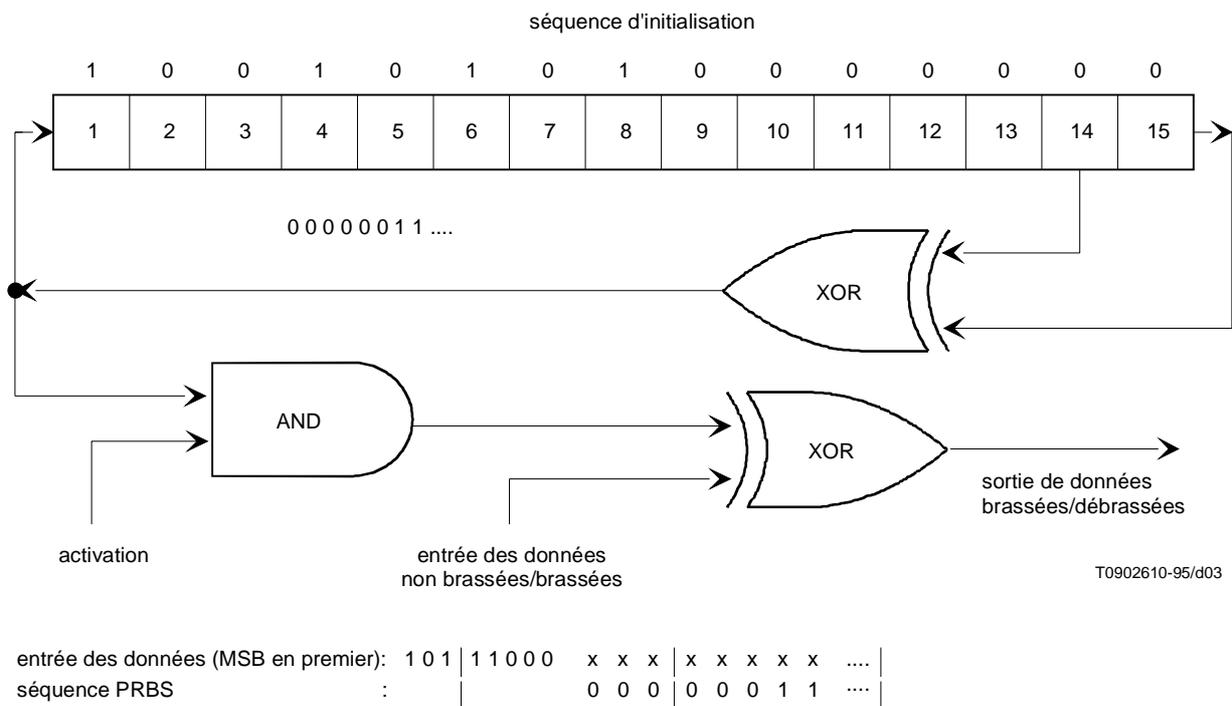
Polynôme générateur du code de RS:  $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15})$ ;

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.



**Figure A.3/J.83 – Schéma du brasseur/débrasseur**

### A.5.3 Entrelacement convolutif

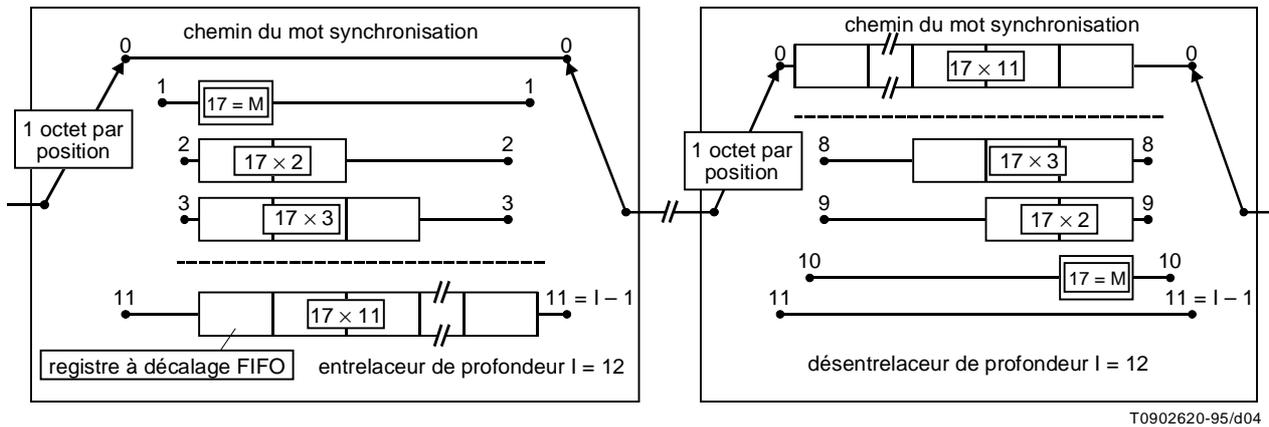
Conformément au schéma de la Figure A.4, on entrelace les paquets protégés contre les erreurs avec une profondeur  $I = 12$  [voir la Figure A.2 c)], ce qui produit une trame entrelacée [voir la Figure A.2 d)].

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

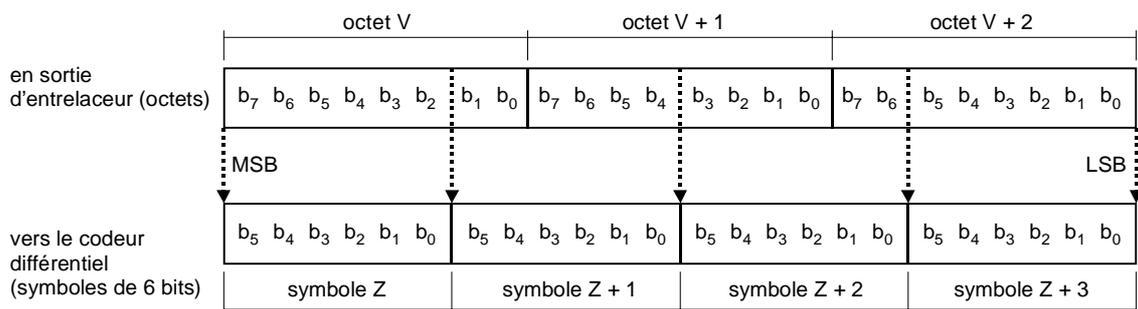
Après l'entrelacement convolutif, les octets sont convertis en symboles, en prenant en compte les frontières des octets et des n-uplets.

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:

$$8k = n \cdot m$$

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



T0902630-95/d05

NOTE 1 – La désignation "b<sub>0</sub>" correspond au bit de plus faible poids (LSB) de chaque octet ou n-uplet.

NOTE 2 – Dans cette conversion, chaque octet donne naissance à plusieurs n-uplets, notés Z, Z + 1, etc., Z étant transmis avant Z + 1.

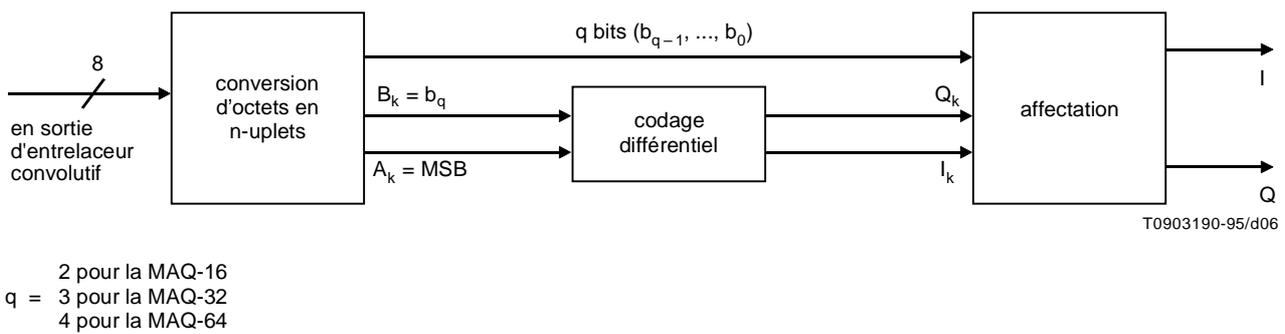
Figure A.5/J.83 – Conversion d'octets en n-uplets pour la MAQ-64

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.



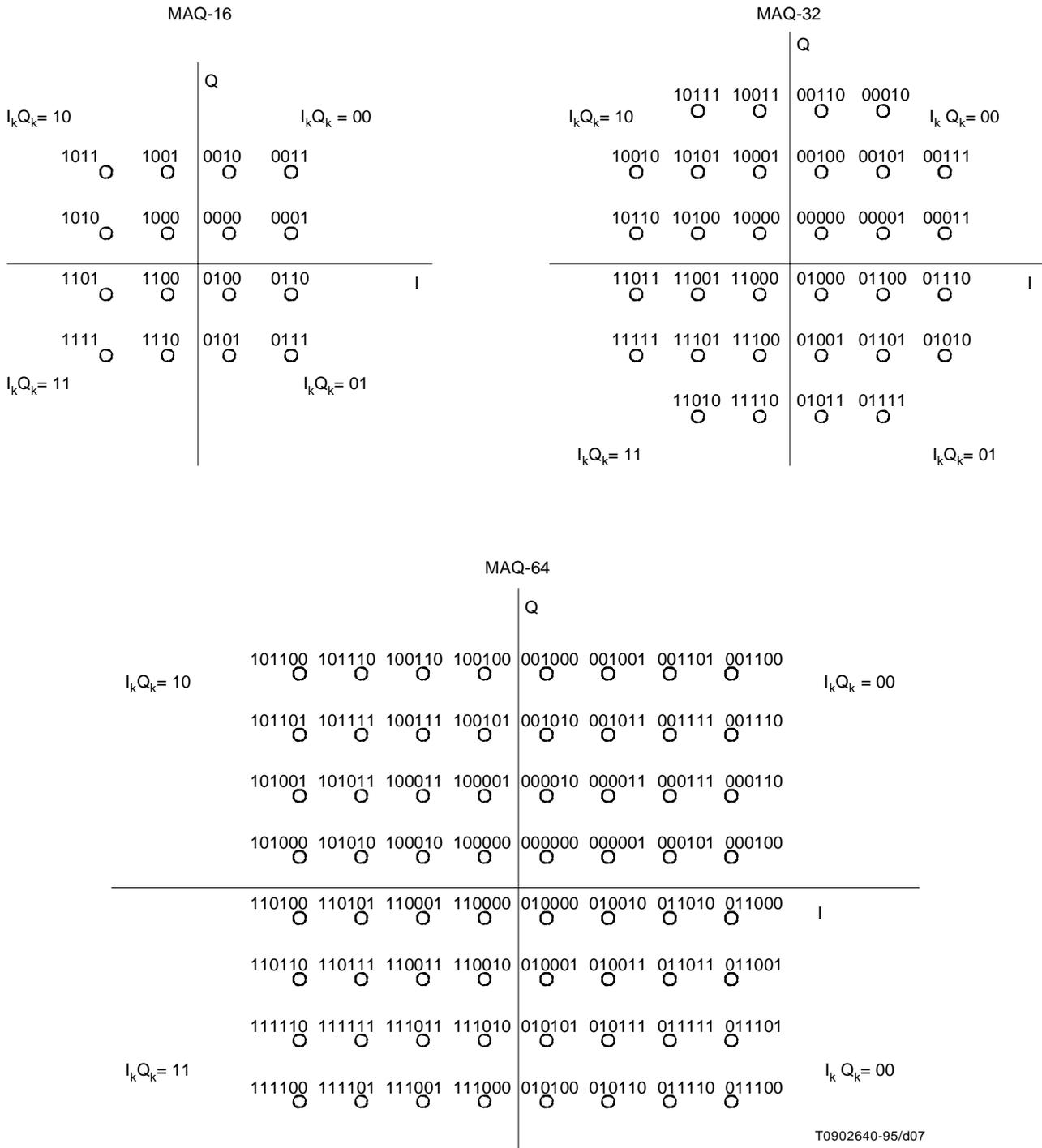
**Figure A.6/J.83 – Exemple de mise en œuvre de la conversion d'octets en n-uplets et du codage différentiel des deux bits MSB**

## 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.



T0902640-95/d07

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:

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

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:

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

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.

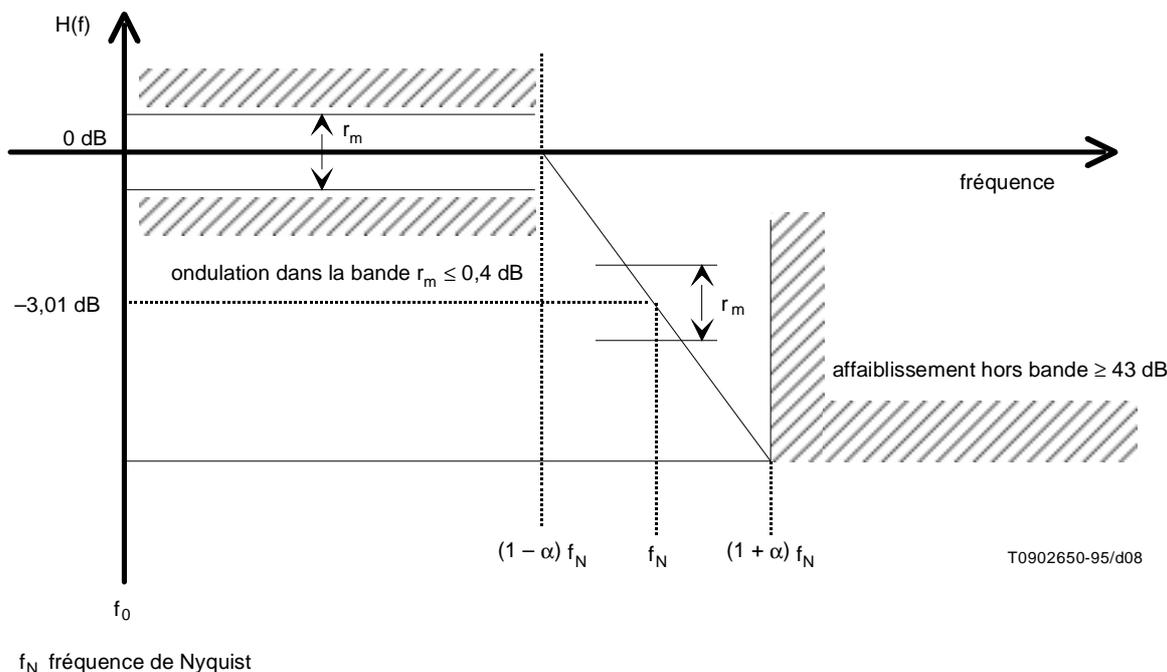


Figure A.8/J.83 – Caractéristiques en amplitude du filtre demi-Nyquist en bande de base

## Annexe B

### Système numérique multiprogramme B

#### B.1 Introduction

La présente annexe décrit la structure des trames, le codage des canaux et leur modulation pour un système numérique de distribution de services multiples de télévision, propre à un canal de réseau câblé. Ce système peut être utilisé en transparence avec les signaux distribués par un canal de satellite, car de nombreux réseaux câblés sont alimentés directement par des liaisons à satellite. Cette spécification s'applique aussi bien à la MAQ-64 qu'à la MAQ-256. Ces deux types de modulation ont en commun la plupart de leurs caractéristiques. En cas de différence, les détails propres à chaque schéma de modulation sont indiqués.

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. Le signal est à modulation d'amplitude en quadrature avec une constellation de 64 états (MAQ-64) ou de 256 états (MAQ-256), la sélection pouvant être effectuée par l'émetteur. La correction d'erreurs directe (FEC, *forward error correction*) est fondée sur une méthode de codage concaténé qui procure un gain de codage élevé au prix d'une complexité et d'une redondance négligeables. A égalité de complexité globale, le codage concaténé offre une meilleure performance que le codage complet. 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 min.

On part du principe que le format des données à moduler et à coder est celui du flux de transport MPEG-2. La méthode employée pour la synchronisation MPEG est toutefois dissociée de la méthode employée pour la synchronisation FEC. Cela permet par exemple au système d'acheminer facilement des paquets ATM sans perturber la synchronisation ATM. En fait, la synchronisation en mode ATM peut être assurée par des mécanismes propres à ce mode.

Deux modes sont pris en charge: le mode 1 possède une rapidité de modulation de 5,057 Msymbols/s et le mode 2 une rapidité de 5,361 Msymbols/s. Le plus souvent, le mode 1 sera utilisé pour la MAQ-64 et le mode 2 pour la MAQ-256. Le système sera compatible avec de futures réalisations mettant en œuvre de plus grandes rapidités de modulation et faisant appel à des extensions MAQ d'ordre supérieur.

## B.2 Concept du système de distribution par câble

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 dans les canaux sont des éléments critiques lors de la détermination des meilleurs procédés de correction d'erreur et de démodulation. Un canal de réseau câblé, même à fibre optique, 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 concaténé, 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 sous-paragraphes ci-après définissent ces couches de l'extérieur vers l'intérieur, vues de l'émetteur.

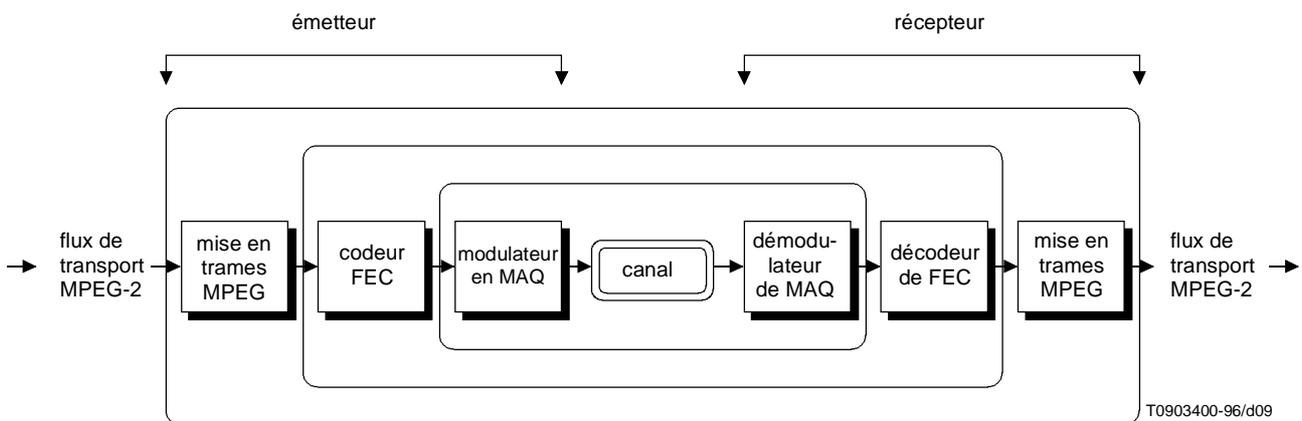


Figure B.1/J.83 – Schéma fonctionnel de la transmission par réseau câblé

## B.3 Couche de transport MPEG-2

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

## B.4 Mise en trames du flux de transport MPEG-2

La mise en trames du flux de transport MPEG représente la couche de traitement la plus externe. Elle a pour objet de permettre une synchronisation efficace des paquets acheminés vers la sortie du récepteur. 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 de poids fort 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 mot de contrôle de parité qui améliore la fonction de délimitation des paquets et offre une capacité de détection d'erreur indépendante de la couche FEC. Ce mot de contrôle est un coensemble d'un code linéaire complet de contrôle de parité par filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR).

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 un mot de contrôle glissant 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 (en option) être activé lors du passage des données à la sortie du décodeur. Le mot de synchronisation normal doit être réinséré à la place du mot de contrôle afin de reconstituer en sortie le flux de données MPEG-2 normalisé.

On calcule le mot de syndrome en injectant les 1496 bits de capacité utile dans un registre à décalage avec réinjection linéaire (LFSR, *linear feedback shift register*), comme décrit par l'équation suivante:

$$f(x) = [1 + x^{1497}b(x)]/g(x)$$

où:

$$g(x) = 1 + x + x^5 + x^6 + x^8; \text{ et}$$

$$b(x) = 1 + x + x^3 + x^7.$$

La structure de calcul est décrite par les Figures B.2 et B.3. On considère que toutes les opérations additives sont en arithmétique modulo 2. Pour une opération de codage, le registre LFSR est d'abord initialisé de façon que tous les éléments de mémoire contiennent la valeur zéro. Les 1496 bits qui constituent la capacité utile du paquet de flux de transport MPEG-2 sont ensuite injectés dans le registre LFSR. Une fois que ces 1496 bits de données ont été reçus, l'entrée du codeur est mise à zéro et huit décalages supplémentaires sont requis pour obtenir en sortie la séquence des huit bits de syndrome calculés comme ci-dessus. Le résultat à huit bits doit alors être injecté dans une autre fonction de filtrage FIR  $g(x)$  (tous les coefficients étant initialisés à zéro avant l'introduction des 8 bits de syndrome) afin de générer un mot de contrôle du codeur. Un déplacement de  $67_{\text{HEX}}$  est ajouté à ce résultat de contrôle afin d'améliorer les caractéristiques d'autocorrélation et de produire un résultat égal à  $47_{\text{HEX}}$  lors d'une opération de décodage du mot de syndrome en présence d'un mot de code valide. Le mot de contrôle à 8 bits final avec déplacement est transmis en commençant par un bit de poids fort à la suite des 1496 bits de capacité utile.

Le décodeur met en œuvre une matrice de contrôle de parité afin de déterminer si un mot de contrôle est valide. On peut aussi employer à cette fin un générateur de mots de syndrome tel que celui qui est représenté sur la Figure B.3. Le code a été conçu de telle façon que, lorsque les 188 octets appropriés du paquet de flux de transport MPEG-2 modifié (qui comporte le mot de contrôle associé) sont multipliés par la matrice de contrôle de parité, un mot de code valide est indiqué 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.4.

En partant de la première colonne à gauche de la matrice "P", on fait progresser la colonne "C" de 1497 bits de colonne en colonne, avec un décalage vers le bas d'une position binaire. Les positions binaires non occupées par des données du vecteur C sont forcées à zéro, comme illustré par la Figure B.5.

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 bits. 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 bits, comme illustré par la Figure B.6.

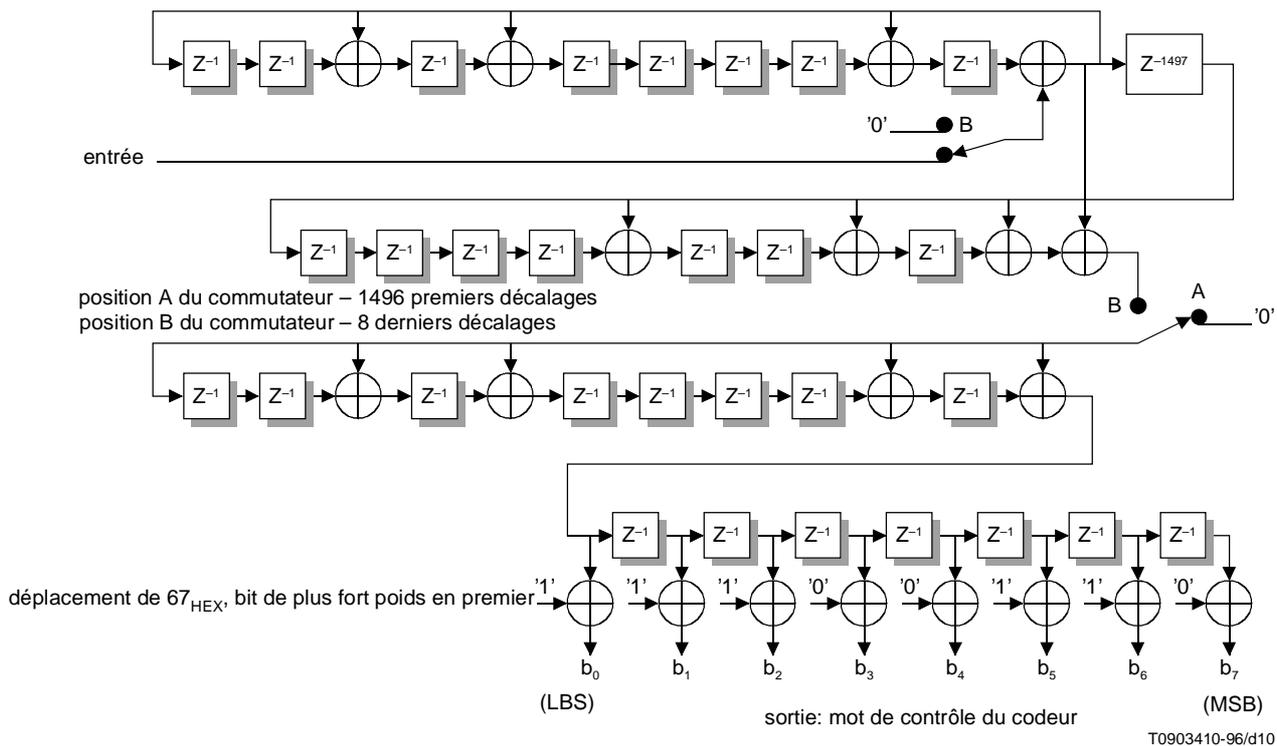


Figure B.2/J.83 – Générateur de mots de contrôle de parité pour le codeur de flux MPEG-2 à octets de synchronisation

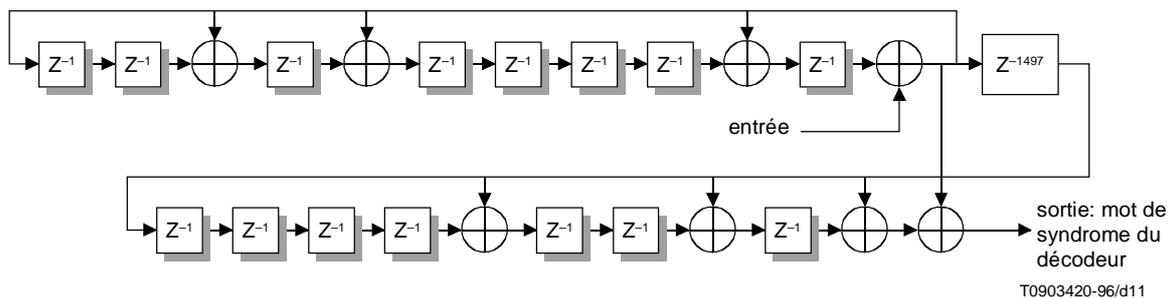


Figure B.3/J.83 – Générateur de mots de syndrome pour le décodeur de flux MPEG-2 à octets de synchronisation

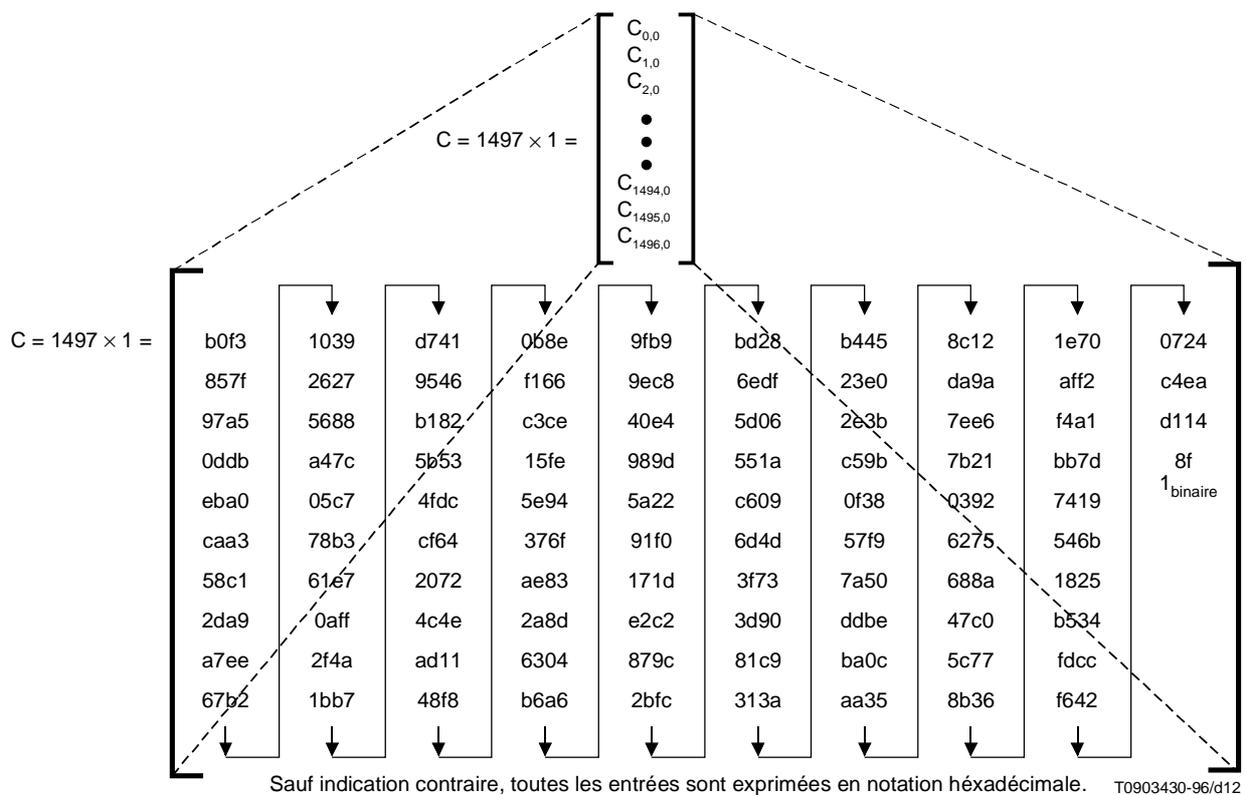


Figure B.4/J.83 – Vecteur de colonne "C" (répété dans la matrice de contrôle de parité)

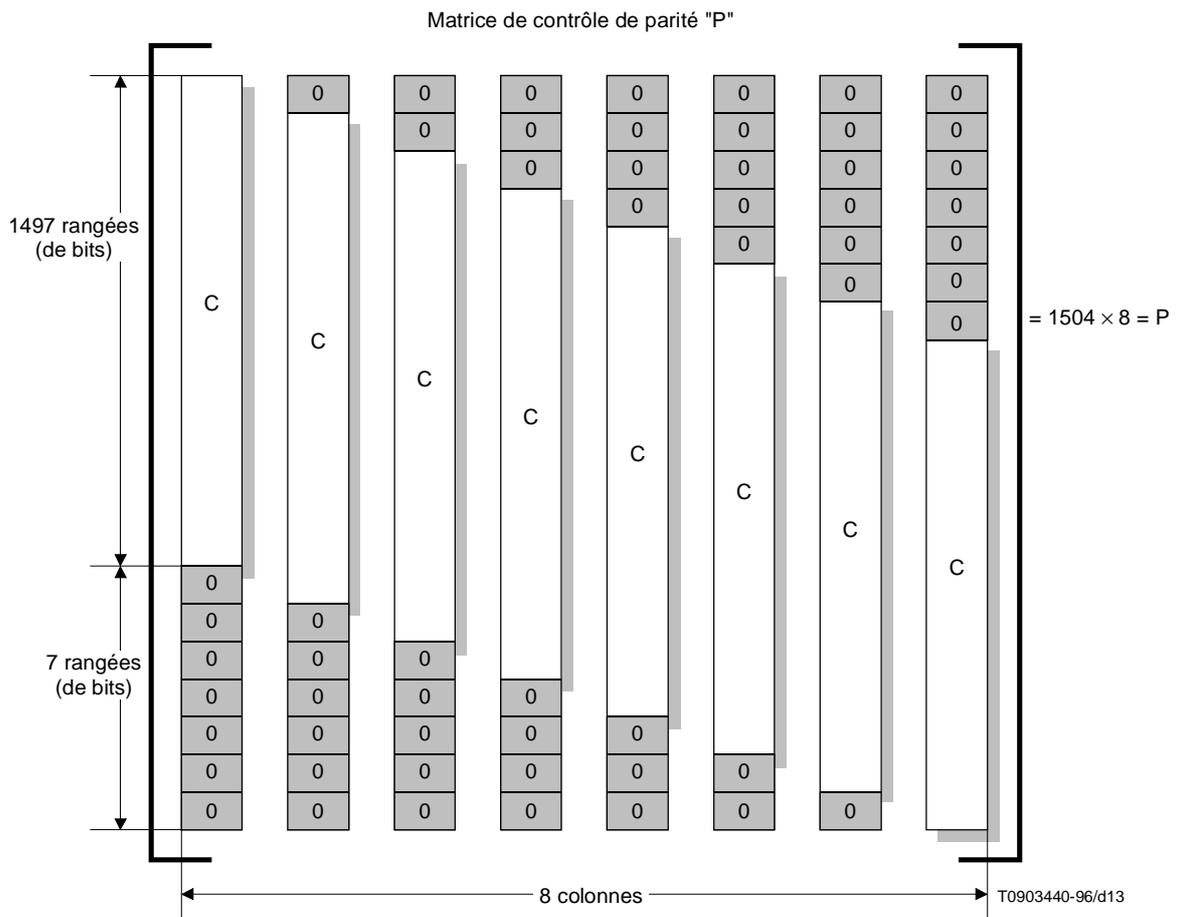


Figure B.5/J.83 – Structure de la matrice de parité "P"

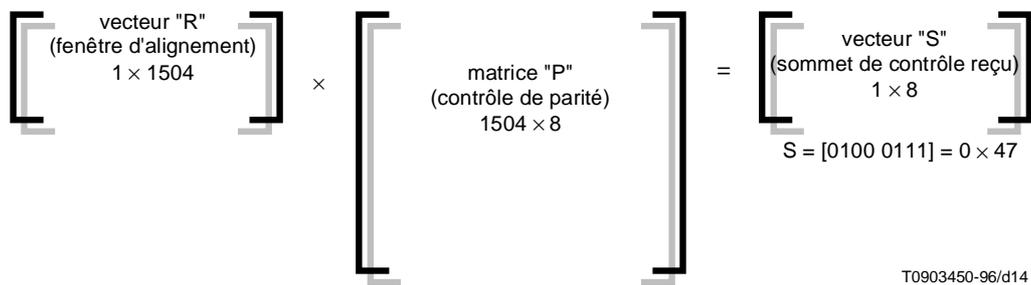


Figure B.6/J.83 – Multiplication du vecteur MPEG-2 reçu et de la matrice de parité

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

Cette couche extérieure est supprimée ou contournée pour l'acheminement de protocoles de transport autres que MPEG-2, par exemple en mode ATM. La couche de correction FEC accepte et retransmet les données sans aucune contrainte protocolaire. L'article relatif à la mise en trames peut être remplacé par un autre, correspondant à un autre protocole de transport, si cela est nécessaire pour une application. Tous les autres articles de la présente spécification (modulation, codage, entrelacement) sont mis en œuvre comme décrit ci-après. Dans le cas du mode ATM, aucune couche de mise en trames n'est requise. En mode ATM, le contrôle d'erreur sur l'en-tête (HEC, *header error control*) assure normalement une mise en paquets et une détection d'erreur satisfaisantes. Les flux ATM isochrones sont donc acheminés en transparence sans surdébit pour l'encapsulation de paquets MPEG ou quasi MPEG.

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

La correction d'erreur directe (FEC, *forward error correction*) se compose de quatre couches de traitement, comme illustré sur la Figure B.7. Il n'existe pas de contrainte due au protocole des données d'entrée, dans aucune des couches de correction FEC. La synchronisation des couches de correction FEC est entièrement interne et transparente. Chaque séquence de données sera acheminée de l'entrée du codeur jusqu'à la sortie du décodeur.

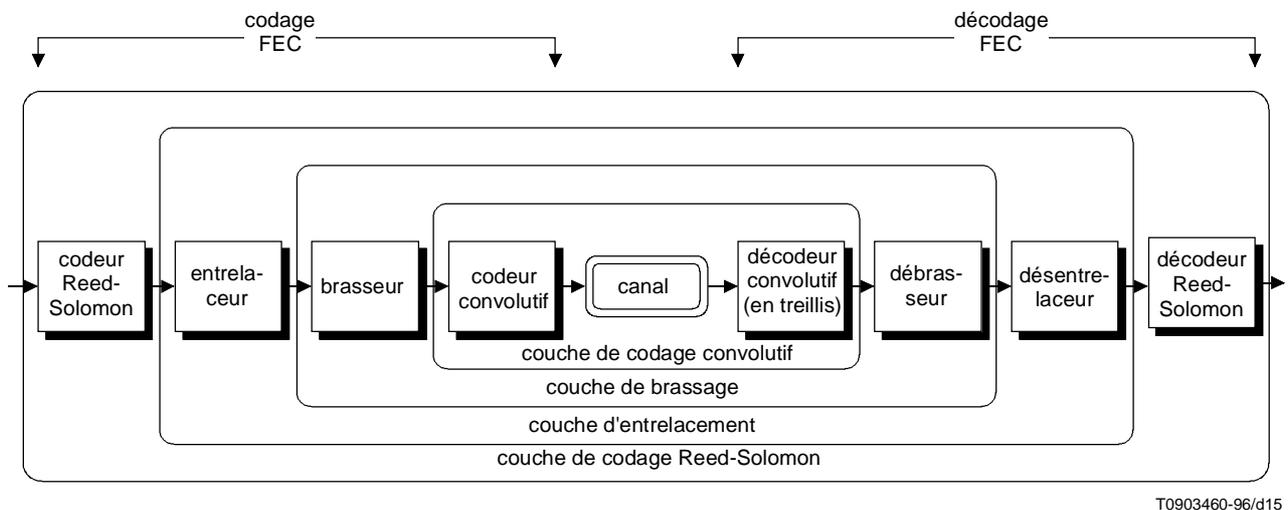


Figure B.7/J.83 – Couches de traitement pour la correction FEC

La correction d'erreur 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 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 sous-paragraphes suivants définissent ces quatre couches.

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

Le flux de transport MPEG-2 subit un codage Reed-Solomon (RS) par blocs de 128, 122 symboles spécifiés par un corps de Galois GF(128). Ce code a la capacité de corriger jusqu'à  $t = 3$  erreurs de symbole par bloc RS. Le même code RS est utilisé pour les modulations MAQ-64 et MAQ-256. Le format des trames de correction FEC est toutefois différent pour chaque type de modulation, comme décrit plus loin.

Le présent sous-paragraphe décrit la mise en œuvre d'un codeur Reed-Solomon. Un codeur systématique est utilisé pour réaliser un code Reed-Solomon étendu de type t = 3, (128,122) spécifié par un corps de Galois GF(128). Le polynôme primitif utilisé pour engendrer le corps spécifié GF(128) est le suivant:

$$p(x) = x^7 + x^3 + 1$$

où:

$$p(\alpha) = 0.$$

Le codeur utilise le polynôme générateur suivant:

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

Le polynôme injecté dans le codeur sous forme de message est composé de 122 symboles de 7 bits et est décrit ci-dessous:

$$m(x) = m_{121} x^{121} + m_{120} x^{120} + \dots + m_1 x + m_0$$

Ce polynôme-message est d'abord multiplié par  $x^5$ , puis divisé par le polynôme générateur  $g(x)$  afin de former un reste, décrit comme suit:

$$r(x) = r_4 x^4 + r_3 x^3 + r_2 x^2 + r_1 x + r_0$$

Ce reste constitue cinq symboles de parité qui sont ensuite ajoutés au polynôme-message afin de former un mot de code de 127 symboles, qui est un multiple du polynôme générateur.

Le mot de code engendré est donc décrit par le polynôme suivant:

$$c(x) = m_{121} x^{126} + m_{120} x^{125} + m_{119} x^{124} + \dots + r_4 x^4 + r_3 x^3 + r_2 x^2 + r_1 x + r_0$$

Un mot de code valide aura des racines à la première et jusqu'à la cinquième puissance de  $\alpha$ .

Un symbole de parité étendue ( $c_-$ ) est produit par évaluation du mot de code à la sixième puissance de  $\alpha$ :

$$c_- = c(\alpha^6)$$

Ce symbole de parité étendue sert à former le dernier symbole d'un bloc Reed-Solomon transmis. Le mot de code étendu prend donc la forme suivante:

$$\begin{aligned} \hat{c} &= xc(x) + c_- \\ &= m_{121} x^{127} + m_{120} x^{126} + \dots + m_1 x^7 + m_0 x^6 + r_4 x^5 + r_3 x^4 + r_2 x^3 + r_1 x^2 + r_0 x + c_- \end{aligned}$$

La structure du bloc Reed-Solomon qui illustre l'ordre des symboles transmis à la sortie du codeur RS est indiquée ci-dessous:

$$m_{121}m_{120}m_{119}\dots m_1m_0r_4r_3r_2r_1r_0c_- \quad (\text{ordre d'envoi: de gauche à droite})$$

### 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. L'entrelaceur convolutif est employé aussi bien en MAQ-64 qu'en MAQ-256.

L'entrelacement convolutif est illustré par la Figure B.8. Au début d'une trame FEC (définie dans un sous-paragraphe ultérieur), la position du commutateur d'entrelacement est initialisée à l'indice de branche le plus élevé et avance à la fréquence des symboles RS, chaque position correspondant à la sortie d'un seul symbole. Avec un entrelaceur convolutif, les symboles de code RS sont injectés en séquence dans la batterie de I registres (la largeur de chaque registre est de 7 bits, ce qui correspond à la longueur de chaque symbole RS). Chaque registre successif a J symboles de plus en mémoire que le registre précédent. La première branche de l'entrelaceur a un retard nul, la deuxième a un retard de J périodes de symbole (intervalles unitaires), la troisième un retard de  $2*J$  périodes de symbole et ainsi de suite jusqu'à la I<sup>ème</sup> branche, qui a un retard de  $(I - 1)*J$  périodes de symbole. Ces valeurs sont inversées pour le désentrelaceur situé dans le décodeur du réseau câblé, de telle façon que le retard total de chaque symbole RS reste inchangé après le passage de chaque symbole RS par l'entrelaceur et par 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 sur les symboles par bloc reste dans les capacités de correction d'erreurs du décodeur RS.

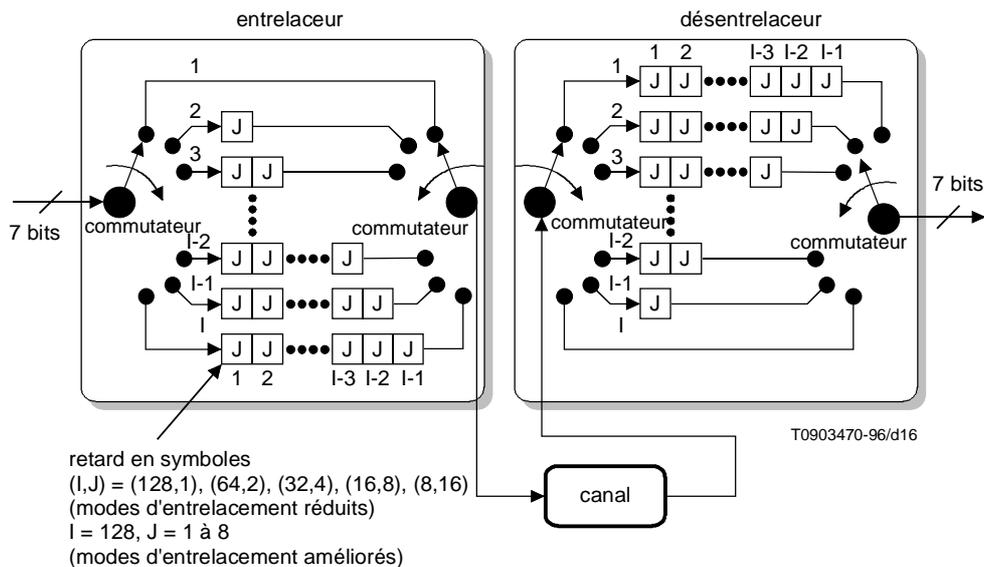


Figure B.8/J.83 – Schéma fonctionnel de l'entrelacement

Pour la capacité d'entrelacement, deux modes de fonctionnement distincts sont spécifiés, désignés dans la suite par *niveau 1* et *niveau 2*.

Le *niveau 1* est spécifié uniquement pour la modulation MAQ-64. Ce mode s'applique à l'héritage des boîtiers numériques installés fonctionnant en MAQ-64 uniquement. Pour un fonctionnement en niveau 1, une seule profondeur d'entrelacement sera prise en charge, à savoir  $I = 128, J = 1$ .

Le *niveau 2*, qui englobera la modulation MAQ-64 et la modulation MAQ-256, permettra la prise en charge de l'entrelacement variable pour les deux types de modulation. Ce mode comprendra aussi bien des profondeurs d'entrelacement plus élevées que des profondeurs plus faibles que les profondeurs associées à la configuration nominale en MAQ-64 (niveau 1). Quatre bits de données sont transmis dans la bande au cours de l'intervalle de synchronisation de trame FEC afin d'acheminer les paramètres d'entrelacement au récepteur pour un canal donné.

Le Tableau B.1 donne les paramètres de l'entrelaceur ainsi que les valeurs associées de temps d'attente et de protection contre les salves d'erreurs dans le cas d'un fonctionnement en niveau 1. Le Tableau B.2 donne les paramètres d'entrelacement I et J résultant du décodage du mot de contrôle à 4 bits transmis dans la bande ainsi que les valeurs associées de temps d'attente et de protection contre les salves d'erreurs dans le cas d'un fonctionnement en niveau 2.

**Tableau B.1/J.83 – Entrelacement pour le niveau 1**

Mot de contrôle (4 bits)	I (nombre de registres)	J (incrément)	Protection contre les salves d'erreurs	Temps d'attente
xxxx	128	1	95 µs	4,0 ms

**Tableau B.2/J.83 – Entrelacement pour le niveau 2**

Mot de contrôle (4 bits)	I (nombre de registres)	J (incrément)	Protection contre les salves d'erreurs MAQ-64/MAQ-256	Temps d'attente MAQ-64/MAQ-256
0001	128	1	95 µs /66 µs	4,0 ms/2,8 ms
0011	64	2	47 µs /33 µs	2,0 ms/1,4 ms
0101	32	4	24 µs /16 µs	0,98 ms/0,68 ms
0111	16	8	12 µs /8,2 µs	0,48 ms/0,33 ms
1001	8	16	5,9 µs /4,1 µs	0,22 ms/0,15 ms
1011	réservé			
1101	réservé			
1111	réservé			
0000	128	1	95 µs /66 µs	4,0 ms/2,8 ms
0010	128	2	190 µs /132 µs	8,0 ms/5,6 ms
0100	128	3	285 µs /198 µs	12 ms/8,4 ms
0110	128	4	379 µs /264 µs	16 ms/11 ms
1000	128	5	474 µs /330 µs	20 ms/14 ms
1010	128	6	569 µs /396 µs	24 ms/17 ms
1100	128	7	664 µs /462 µs	28 ms/19 ms
1110	128	8	759 µs /528 µs	32 ms/22 ms

### B.5.3 Séquence de synchronisation de trame

Le postambule de la séquence de synchronisation de trame délimite chaque trame de correction FEC afin de synchroniser les opérations de codage RS, d'entrelacement et de brassage. Par ailleurs, seuls les groupes codés en treillis pour la MAQ-256 sont alignés sur les trames de correction FEC. Cette délimitation de trames FEC ne comprend pas la synchronisation des paquets MPEG ou du décodeur en treillis. Les structures des blocs RS et des symboles à 7 bits se terminent en fin de trame pour la MAQ-64 comme pour la MAQ-256.

En MAQ-64, chaque trame FEC se compose d'un postambule de synchronisation de 42 bits, qui est ajouté à la fin de 60 blocs RS, chaque bloc RS contenant 128 symboles de 7 bits. Il y a donc au total, dans chaque trame FEC, 53 760 bits de données et 42 bits de postambule de synchronisation de trame. Les 4 premiers symboles à 7 bits du postambule de synchronisation de trame contiennent le motif de synchronisation "inimitable" de 28 bits (1110101 0101100 0001101 1101100) ou (75 2C 0D 6C)<sub>HEX</sub>. Les 2 symboles restants (14 bits) sont utilisés de la manière suivante: les quatre premiers bits servent au contrôle du mode de l'entrelaceur et les dix autres bits sont réservés et mis à zéro. Le postambule de synchronisation de trame est inséré par le codeur et détecté par le décodeur. Les circuits de décodage recherchent ce motif et déterminent, lorsque ce motif est trouvé, l'emplacement des limites de trame et la profondeur de l'entrelaceur. La trame FEC en MAQ-64 est décrite sur la Figure B.9.

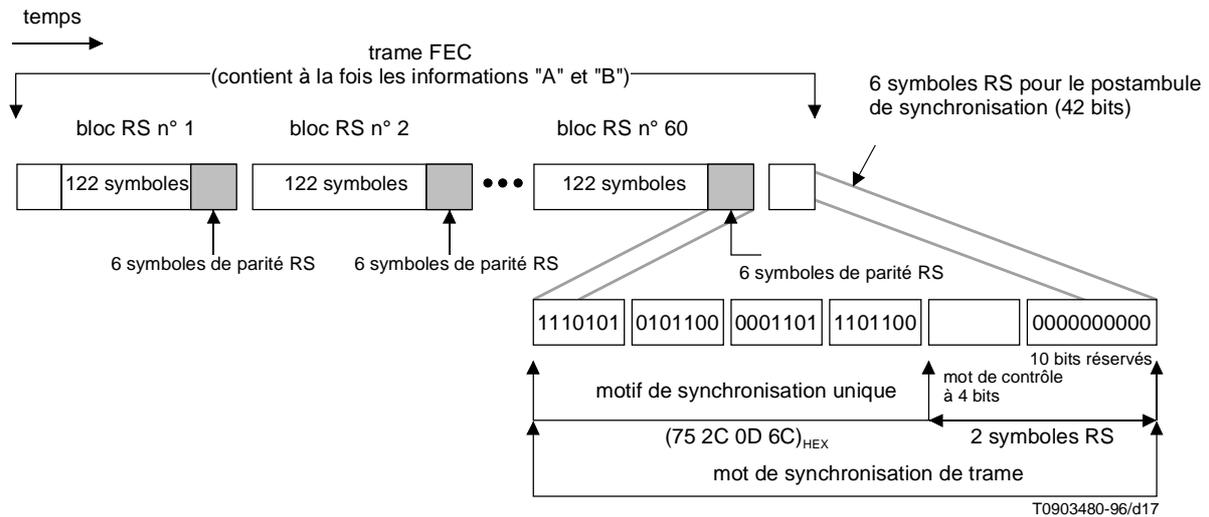


Figure B.9/J.83 – Format des paquets de frame pour la MAQ-64

En MAQ-256, chaque frame FEC se compose d'un postambule de synchronisation de 40 bits, qui est ajouté à la fin de 88 blocs RS, chaque bloc RS contenant 128 symboles de 7 bits, comme les symboles de synchronisation. Il y a donc au total, dans chaque frame FEC, 78 848 bits de données et 40 bits de postambule de synchronisation de frame. Ce postambule de 40 bits est structuré comme suit: 32 bits définissant le motif de synchronisation "inimitable" (0111 0001 1110 1000 0100 1101 1101 0100) ou (71 E8 4D D4)<sub>HEX</sub>; 4 bits constituent un mot de contrôle qui détermine la profondeur de l'entrelaceur employé et 4 bits constituent un mot réservé qui est mis à zéro. La frame FEC pour la MAQ-256 est représentée sur la Figure B.10.

Il convient de noter qu'il n'y a aucune relation de synchronisation entre le bloc RS transmis et les paquets de données de transport. La synchronisation des paquets de flux de transport MPEG-2 est donc toujours obtenue indépendamment de la synchronisation des trames RS, ce qui conserve le découplage et l'indépendance des couches de correction FEC et de transport.

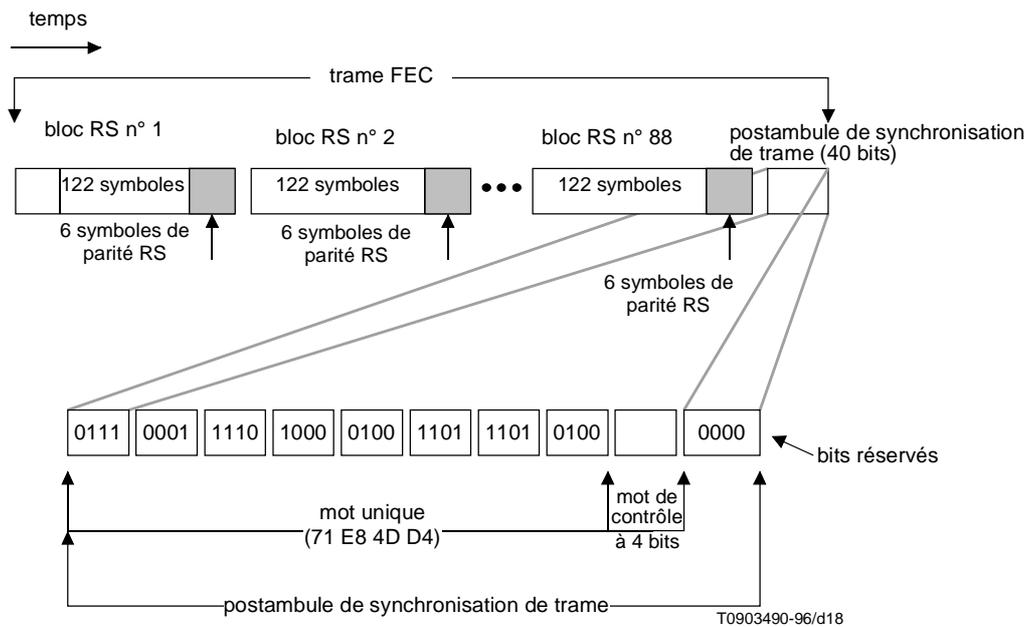


Figure B.10/J.83 – Format des paquets de frame pour la MAQ-256

### B.5.4 Couche de brassage

Le brasseur représenté à la Figure B.11 constitue la troisième couche de traitement dans le schéma fonctionnel de la correction FEC. Il assure une répartition homogène des symboles dans la constellation, ce qui permet au démodulateur de conserver son verrouillage sur le mode approprié. Le brasseur ajoute aux symboles contenus dans les trames FEC une séquence de bruit pseudo-aléatoire (PN) constituée de symboles de 7 bits spécifiés par un corps de Galois GF(128) (c'est-à-dire en OU exclusif bit par bit), de façon à assurer l'émission d'une séquence aléatoire.

Pour la MAQ-64 comme pour la MAQ-256, le brasseur est initialisé au cours de postamble de trame FEC et est activé au premier symbole qui suit ce postamble. Celui-ci n'est donc pas brassé et la valeur de sortie initialisée rend aléatoire le premier symbole de données.

On définit l'initialisation comme le chargement préalable à l'état "1 partout" de la structure de brassage représentée sur la Figure B.11. Le brasseur utilise un registre à décalage avec réinjection linéaire spécifié par un corps de Galois GF(128) trinomial, défini comme suit:

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

où:

$$\alpha^7 + \alpha^3 + 1 = 0.$$

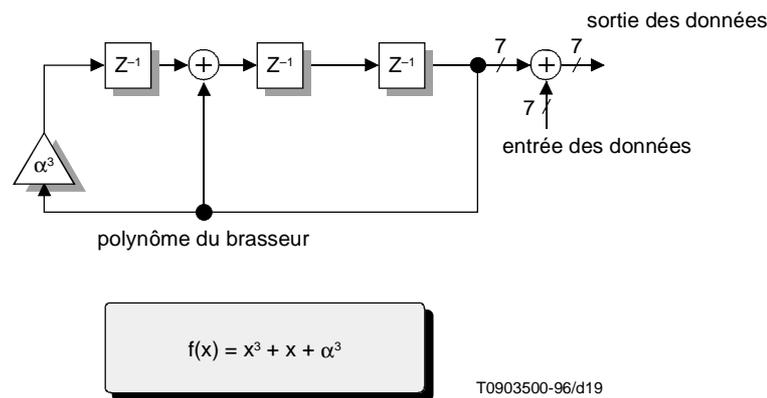


Figure B.11/J.83 – Brasseur (embrouilleur par symboles de 7 bits)

### B.5.5 Modulation codée en treillis

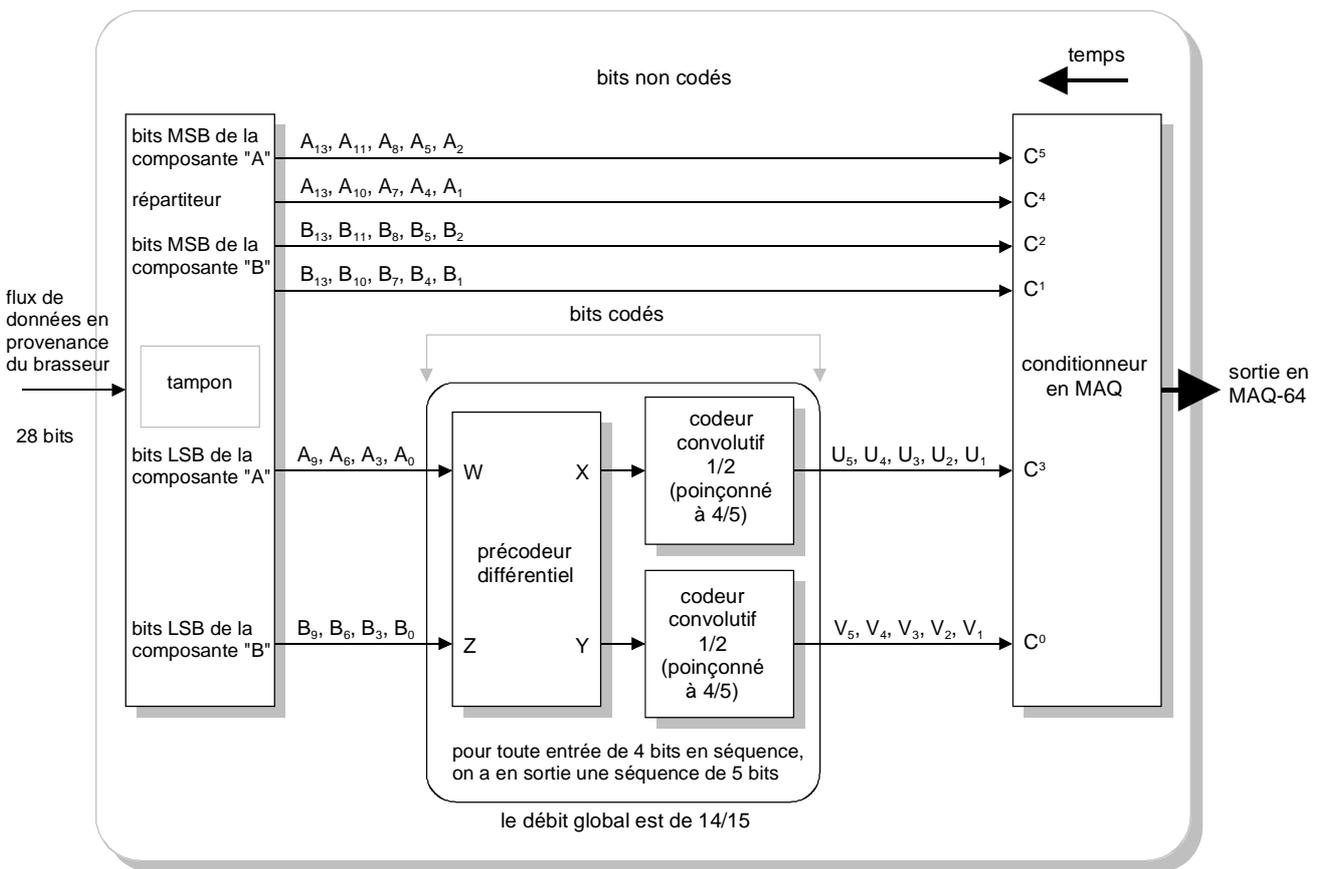
Dans le cadre du procédé de codage à concaténation, on emploie le codage en treillis pour le code interne. Grâce à la redondance ainsi introduite, on améliore le rapport signal/bruit minimal en augmentant le nombre d'états de la constellation sans augmenter la rapidité de modulation. En ce sens, il vaudrait mieux parler de "modulation par codage en treillis".

#### B.5.5.1 Mode de modulation MAQ-64

En MAQ-64, l'entrée dans le modulateur avec codage en treillis est une séquence de 28 bits constituée de quatre symboles RS de 7 bits. Ces quatre symboles sont répartis en paires de symboles "A" et de symboles "B". La Figure B.12 montre le schéma fonctionnel d'un modulateur avec codage en treillis pour la MAQ-64. Les 28 bits de chaque séquence sont affectés à un groupe en treillis qui forme 5 symboles MAQ, comme indiqué sur la Figure B.13.

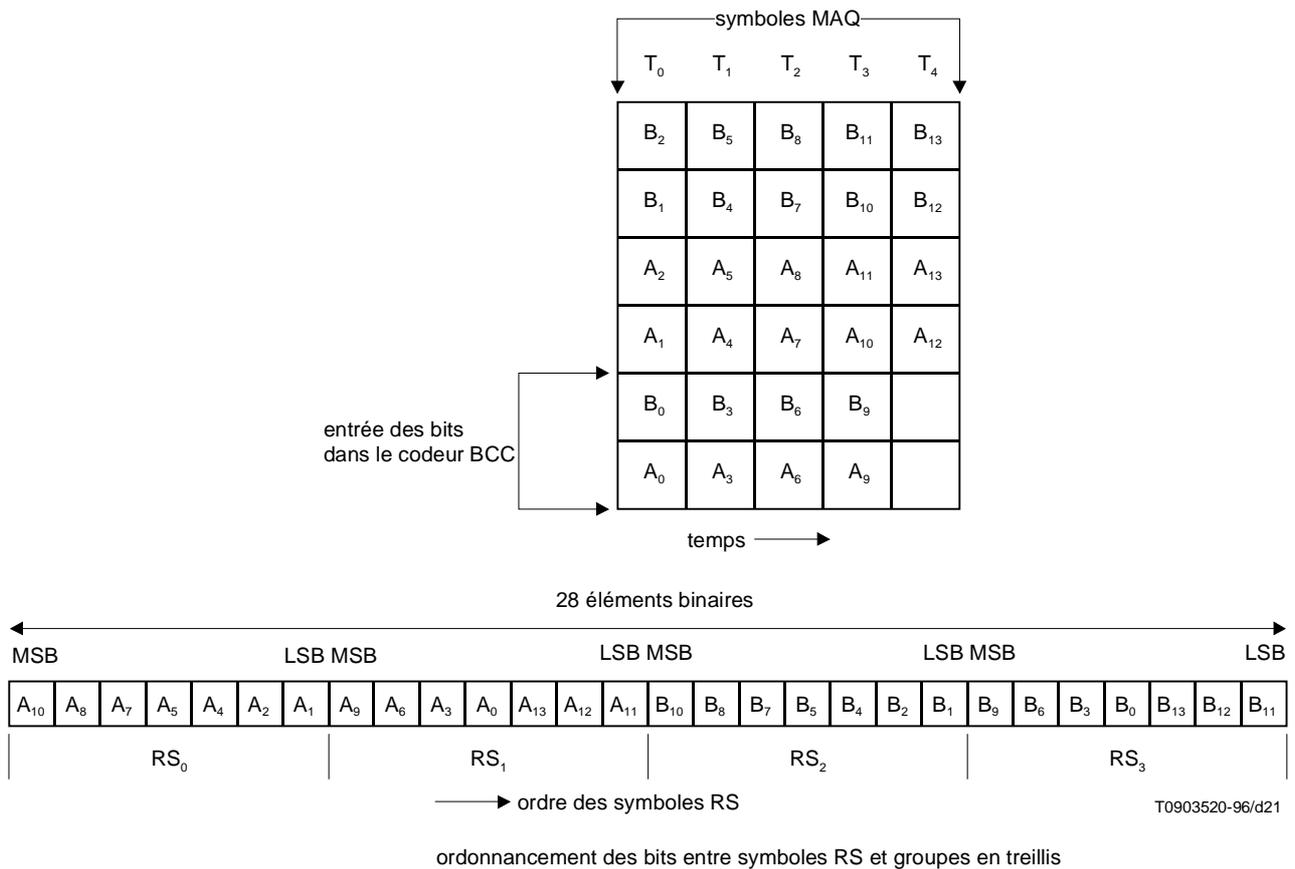
Sur les 28 bits d'entrée qui forment un groupe en treillis, des groupes de 4 bits, de chacun des deux types (A et B) de flux binaires à précodage différentiel contenus dans le groupe en treillis, sont codés séparément par un codeur convolutif binaire (BCC). Chaque codeur BCC produit 5 bits codés, comme représenté sur la Figure B.12. Les bits restants sont injectés dans le conditionneur sans être codés. Il en résulte une sortie globale de 30 bits. Le débit de code global pour la MAQ-64 par codage en treillis est donc au taux de 14/15.

Le groupe en treillis se compose de symboles RS comme suit. Les symboles RS de type "A" sont lus du bit de plus fort poids au bit de plus faible poids ainsi:  $A_{10}, A_8, A_7, A_5, A_4, A_2, A_1$ , et  $A_9, A_6, A_3, A_0, A_{13}, A_{12}, A_{11}$ . Les quatre bits de plus fort poids du deuxième symbole sont injectés dans le codeur BCC, bit par bit, en commençant par le bit de plus faible poids. Les autres bits du deuxième symbole et tous les bits du premier symbole sont injectés sans codage dans le conditionneur, bit par bit, en commençant par le bit de plus faible poids. Les quatre bits injectés dans le codeur BCC produiront 5 bits codés, désignés par  $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5$ . Le même processus est appliqué aux bits "B" et est représenté sur la Figure B.12. En MAQ-64, 4 symboles RS s'intègrent sans difficulté dans un même groupe en treillis. Dans ce cas, le mot de synchronisation peut occuper chaque position binaire d'un groupe en treillis.



T0903510-96/d20

Figure B.12/J.83 – Schéma fonctionnel du modulateur avec codage en treillis pour la MAQ-64

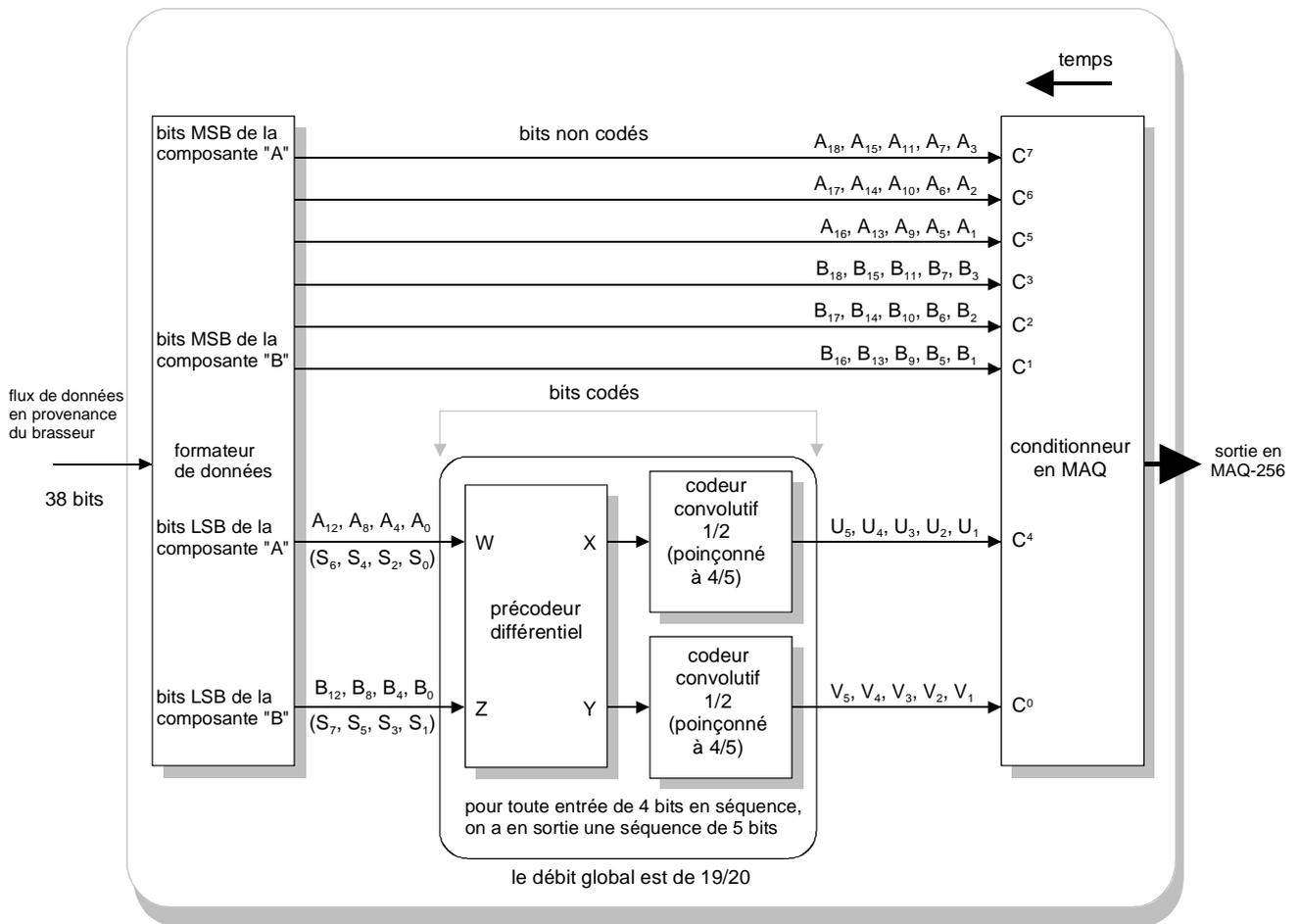


**Figure B.13/J.83 – Groupe en treillis pour la MAQ-64**

### B.5.5.2 Mode de modulation MAQ-256

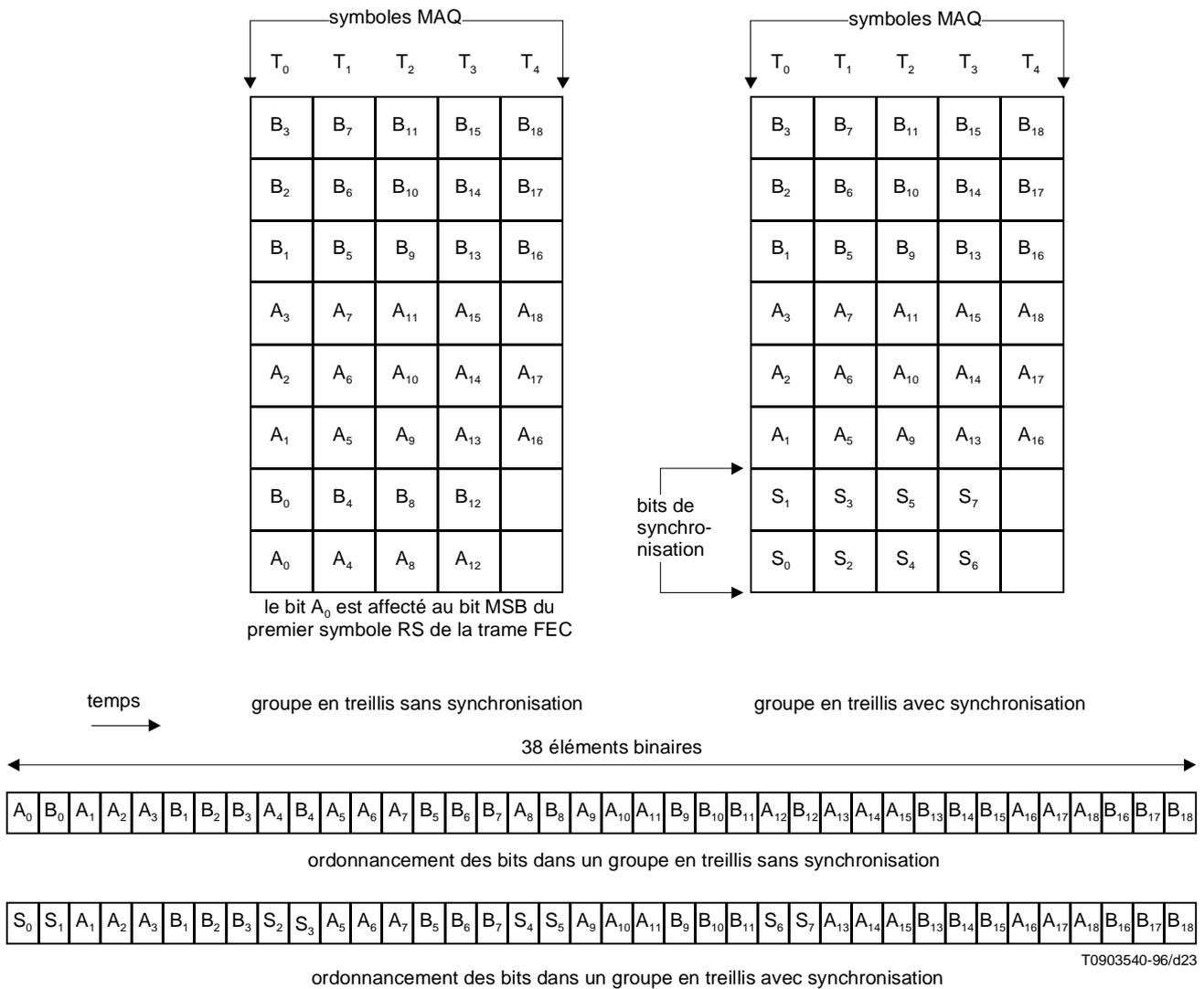
En MAQ-256, on utilise un codage analogique en treillis faisant appel au même codeur BCC que la MAQ-64, avec le même générateur de débit 1/2 et la même matrice poinçonnée au taux 4/5. Le modulateur avec codage en treillis pour la MAQ-256 est représenté sur la Figure B.14. Dans ce cas, toutes les informations de synchronisation de trames FEC ne sont insérées que dans les positions binaires à codage convolutif du groupe en treillis, comme représenté sur la Figure B.15.

En MAQ-256, il existe deux types distincts de groupes en treillis: ces groupes sont désignés dans la suite par groupe sans informations de synchronisation et groupe avec informations de synchronisation. Chaque groupe en treillis génère 5 symboles MAQ au niveau du modulateur: le groupe sans synchronisation contient 38 bits de données tandis que le groupe avec synchronisation contient 30 bits de données et 8 bits de synchronisation. La Figure B.15 montre ces deux groupes en treillis. Etant donné qu'il y a 88 blocs RS plus 40 bits de synchronisation de trame par trame FEC, il y aura au total 2076 groupes en treillis par trame, dont 2071 sans et 5 avec synchronisation, ces derniers se situant en fin de trame. Le postamble de synchronisation de trame est aligné sur les groupes en treillis. Dans le codeur, chaque groupe en treillis se subdivise en deux sous-groupes: l'un de flux binaire non codé, l'autre de flux binaire codé. Le bit MSB du premier symbole RS de la trame FEC est affecté à la première position binaire du premier groupe en treillis sans synchronisation, comme représenté dans l'ordonnement de la Figure B.15. Chaque codeur BCC produit en sortie les cinq bits de parité, désignés par  $U_1$  à  $U_5$  ou  $V_1$  à  $V_5$ , selon le cas, comme indiqué sur la Figure B.14.



T0903530-96/d22

Figure B.14/J.83 – Schéma fonctionnel du modulateur avec codage en treillis pour la MAQ-256



**Figure B.15/J.83 – Groupe en treillis avec et sans synchronisation pour la MAQ-256**

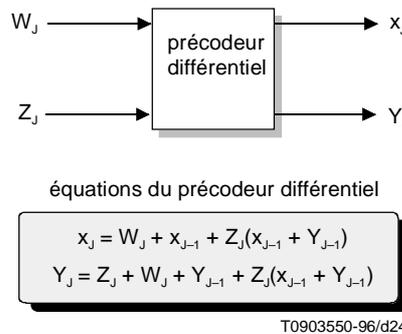
Pour former des groupes en treillis à partir des mots de code RS, ceux-ci sont mis en séquence à partir du bit MSB du premier symbole du premier mot de code RS après le postambule de synchronisation de trame. Les bits issus des symboles RS sont insérés dans le groupe en treillis dans l'ordre suivant:  $A_0 B_0 A_1 \dots B_3 A_4 B_4 \dots B_{16} B_{17} B_{18}$  comme représenté sur la Figure B.15. Pour les groupes en treillis avec synchronisation, l'insertion des bits issus des symboles RS mis en séquence commence à la position  $A_1$  au lieu de  $A_0$ . Chacun des cinq derniers groupes en treillis d'une trame FEC contient 8 des 40 bits de synchronisation ( $S_0 S_1 \dots S_7$ ) du postambule de synchronisation de trame représenté à la Figure B.10

Sur les 38 bits d'entrée qui forment un groupe en treillis, des groupes de 4 bits, de chacun des deux types (A et B) de flux binaires à précodage différentiel contenus dans le groupe en treillis, sont codés séparément par un codeur convolutif binaire (BCC). Chaque codeur BCC produit 5 bits codés, comme représenté sur la Figure B.14. Les bits restants sont injectés dans le conditionneur MAQ sans être cotés. Il en résulte une sortie totale de 40 bits par groupe de treillis. Le débit de code global pour la MAQ-256 par codage en treillis est donc au taux de 19/20.

### B.5.5.3 Précodage insensible à la rotation

Le précodeur différentiel, représenté sur la Figure B.16, exécute un codage en treillis insensible aux rotations de 90°. Ce codage est employé pour les deux modulations, MAQ-64 et MAQ-256. L'élément fondamental pour concevoir un modem stable est que la reprise soit très rapide en cas de glissement de phase de la porteuse. Pour un codage insensible aux rotations, il faut une resynchronisation de la couche FEC lorsque la poursuite de phase de la porteuse change d'alignement de quadrant, conduisant à une salve d'erreurs à la sortie de cette couche.

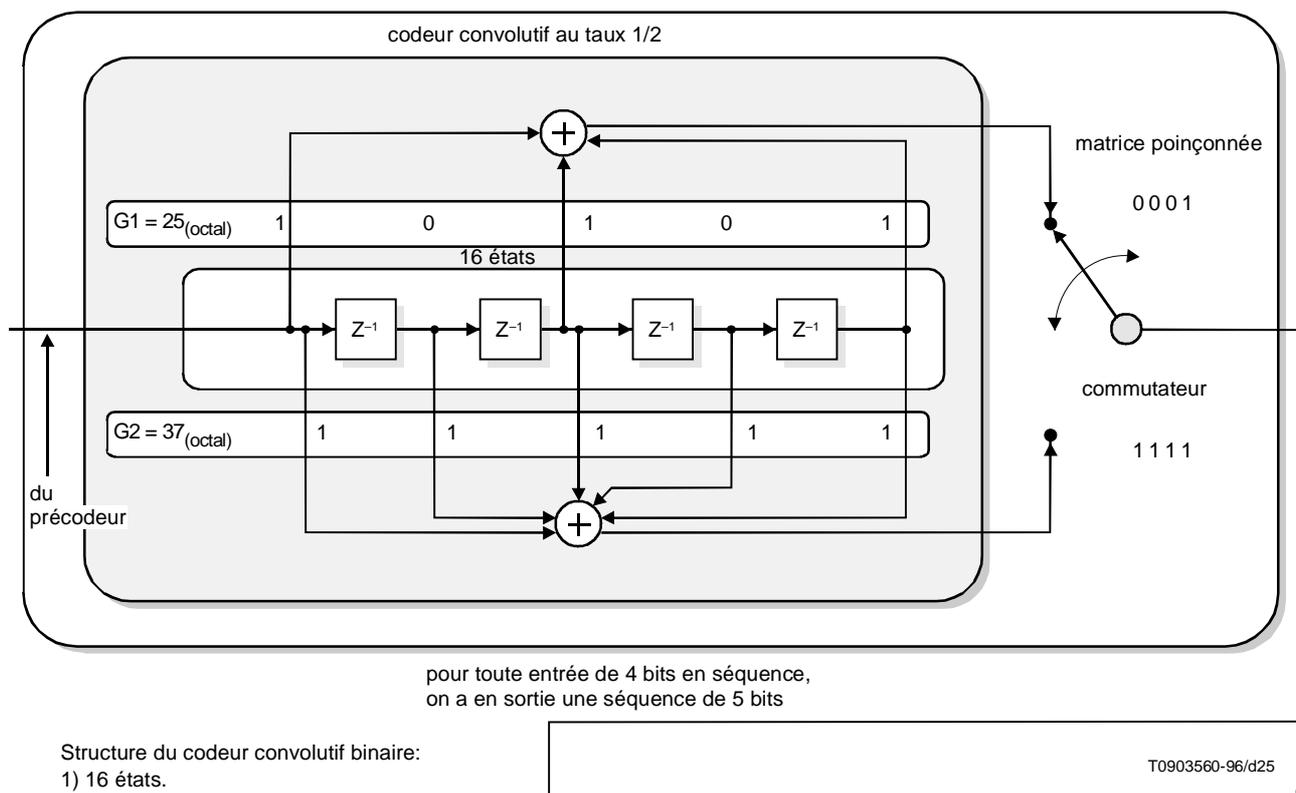
Le précodeur différentiel permet aux informations d'être portées par les sauts de phase plutôt que par la phase absolue. En MAQ-64, les 3<sup>e</sup> et 6<sup>e</sup> bits des symboles à 6 bits subissent un codage différentiel. En MAQ-256, ce sont les 4<sup>e</sup> et 8<sup>e</sup> bits qui subissent le codage différentiel. Si l'on masque les 3<sup>e</sup> et 6<sup>e</sup> bits (voir la Figure B.18) (étiquetés C<sup>3</sup> et C<sup>0</sup>) pour la MAQ-64, ou les 4<sup>e</sup> et 8<sup>e</sup> bits (voir la Figure B.19) (étiquetés C<sup>4</sup> et C<sup>0</sup>) pour la MAQ-256, l'insensibilité aux rotations de 90° des bits restants est une propriété intrinsèque de la constellation de symboles.



**Figure B.16/J.83 – Précodeur différentiel**

### B.5.5.4 Codeur binaire convolutif

Le modulateur avec codage en treillis comporte un codeur binaire convolutif poinçonné au taux 1/2, qui sert à introduire la redondance dans les bits LSB du groupe en treillis. 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 (25,37<sub>octal</sub>) ce qui équivaut à la matrice génératrice:  $[1 \oplus D^2 \oplus D^4, 1 \oplus D \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^4]$ . Au début d'un groupe en treillis, le commutateur du codeur BCC est initialement dans la position G1. Pour chaque bit d'entrée présenté à la ligne de retard en dérivation, deux bits (G1 suivi de G2) sont produits en sortie conformément à l'ensemble associé de coefficients du générateur. Pour chaque groupe en treillis, 4 bits d'entrée produisent 8 bits à codage convolutif. La sortie du codeur est sélectionnée en fonction d'une matrice poinçonnée de type  $[P1, P2] = [0001; 1111]$  (où "0" indique l'absence de transmission et "1" l'existence de la transmission). Cette matrice produit un unique flux binaire série et sert à convertir le taux du codeur de 1/2 à 4/5, étant donné que seuls 5 parmi les 8 bits codés sont retenus après le poinçonnage. La structure interne du codeur poinçonné est indiquée sur la Figure B.17.



Structure du codeur convolutif binaire:

- 1) 16 états.
- 2) Codeur convolutif au taux 1/2
- 3) Code générateur:  $G1 = [010101]$ ,  $G2 = [011111]$  (25,37<sub>octal</sub>)  
ou matrice génératrice  $[1(+)D^2(+)D^4, 1(+)D(+)D^2(+)D^3(+)D^4]$   
où: D correspond au retour  $Z^{-1}$ .
- 4) Matrice poinçonnée  $[P1;P2] = [0001;1111]$ .

NOTE 1 – 0 indique l'absence de transmission.  
1 indique l'existence de transmission.

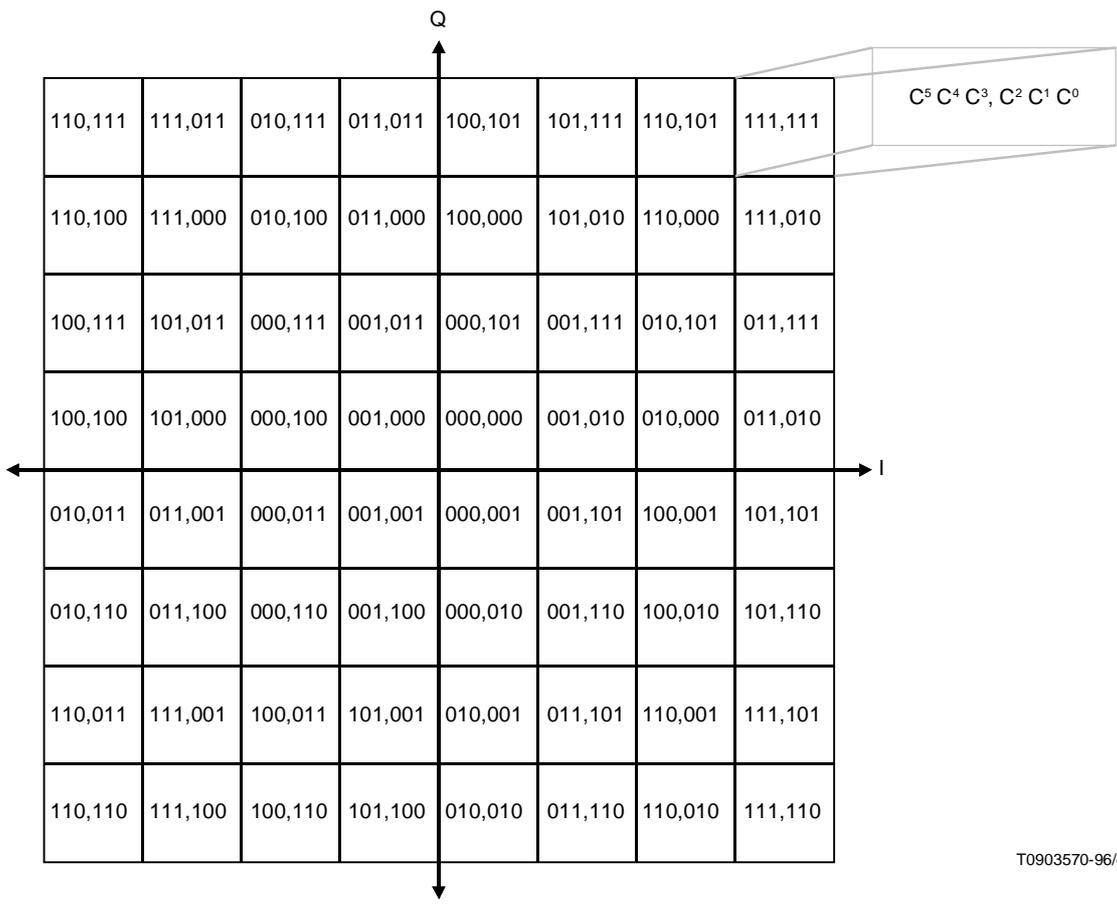
NOTE 2 – Le signe (+) indique une opération XOR.

**Figure B.17/J.83 – Codeur convolutif poinçonné**

### B.5.5.5 Conditionnement de la constellation MAQ

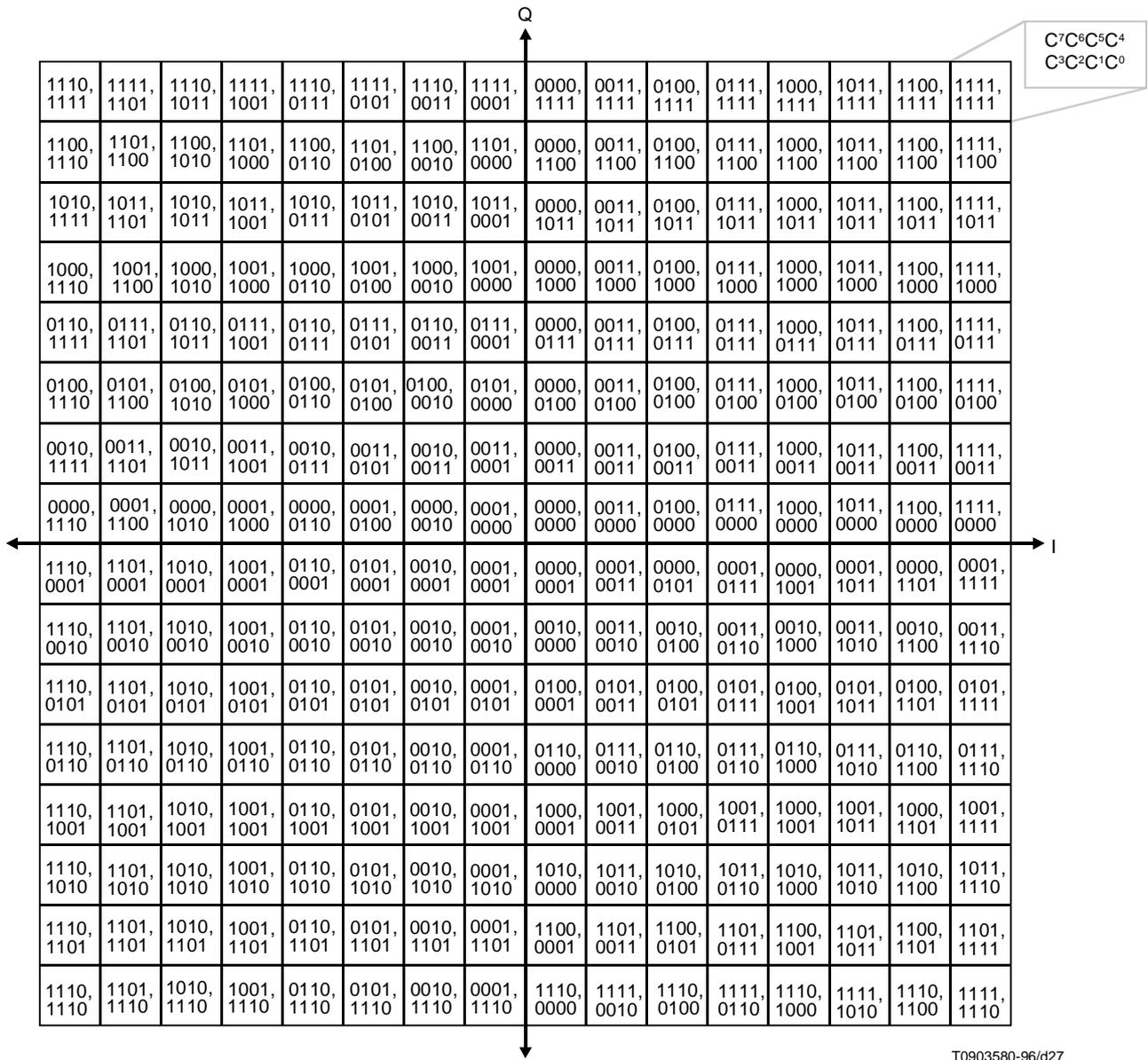
En MAQ-64, le conditionneur MAQ reçoit du modulateur avec codage en treillis les données "A" et "B" dont 3 bits sont codés ou non codés. Il utilise ces bits pour consulter une table de correspondance qui produit les symboles de constellation à 6 bits, qui sont eux-mêmes envoyés au modulateur MAQ-64, qui produit la constellation d'états du signal conformément à la Figure B.18.

En MAQ-256, le conditionneur MAQ reçoit du modulateur avec codage en treillis les données "A" et "B" dont 4 bits sont codés ou non codés. Il utilise ces bits pour consulter une table de correspondance qui produit les symboles de constellation à 8 bits, qui sont eux-mêmes envoyés au modulateur MAQ-256, qui produit la constellation d'états du signal conformément à la Figure B.19.



T0903570-96/d26

Figure B.18/J.83 – Constellation d'un signal en MAQ-64



T0903580-96/d27

Figure B.19/J.83 – Constellation d'un signal en MAQ-256

## 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.3 pour la modulation MAQ-64 et la modulation MAQ-256. Le Tableau B.4 contient un résumé des caractéristiques intéressantes des modes d'entrelacement.

**Tableau B.3/J.83 – Format de transmission par câble**

Paramètre	Modulation MAQ-64	Modulation MAQ-256
modulation	MAQ-64, codage insensible à la rotation	MAQ-256, codage insensible à la rotation
longueur des symboles	3 bits pour la dimension "I" et 3 bits pour la dimension "Q"	4 bits pour la dimension "I" et 4 bits pour la dimension "Q"
bande de transmission	54 à 860 MHz (Note)	54 à 860 MHz (Note)
espacement des canaux	6 MHz (Note)	6 MHz (Note)
rapidité de modulation	5,056941 Msymb/s $\pm$ 5 $10^{-6}$ (Note)	5,360537 Msymb/s $\pm$ 5 $10^{-6}$ (Note)
débit binaire d'informations	26,97035 Mbit/s $\pm$ 5 $10^{-6}$ (Note)	38,81070 Mbit/s $\pm$ 5 $10^{-6}$ (Note)
réponse en fréquence	filtre en cosinus biaisé (coupure $\approx$ 0,18)	filtre en cosinus biaisé (coupure $\approx$ 0,12)
délimitation des trames FEC	postamble de synchronisation de 42 bits après 60 blocs RS (voir B.5.3)	postamble de synchronisation de 40 bits après 88 blocs RS (voir B.5.3)
constellation d'un signal en MAQ	6 bits par symbole (voir B.5.5)	8 bits par symbole (voir B.5.5)
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 de canaux.		

**Tableau B.4/J.83 – Modes d'entrelacement**

	Niveau 1	Niveau 2
modulation MAQ	MAQ-64 (voir Tableau B.3)	MAQ-64 ou MAQ-256 (voir Tableau B.3)
entrelacement	entrelacement fixe (voir B.5.2) I = 128 J = 1	entrelacement variable (voir B.5.2) I = 128,64,32,16,8 J = 1,2,3,4,5,6,7,8,16

### B.6.2 Sortie radiofréquence du modulateur MAQ

Les spécifications de sortie radiofréquence des modulateurs MAQ-64 et MAQ-256 sont indiquées dans le Tableau B.5 pour des câbles d'impédance 75  $\Omega$ .

**Tableau B.5/J.83 – Sortie radiofréquence du modulateur MAQ**

Paramètre	Spécification
niveau de la puissance d'entrée	-9 à +16 dBmV
décalage de phase I/Q	< 1,0°
diaphonie I/Q	$\geq$ -50 dB
déséquilibre d'amplitude I/Q	0,05 dB max.
dérive temporelle I/Q	< 3,0 ns

## Annexe C

### Système numérique multiprogramme C

#### C.1 Introduction

La présente 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

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).

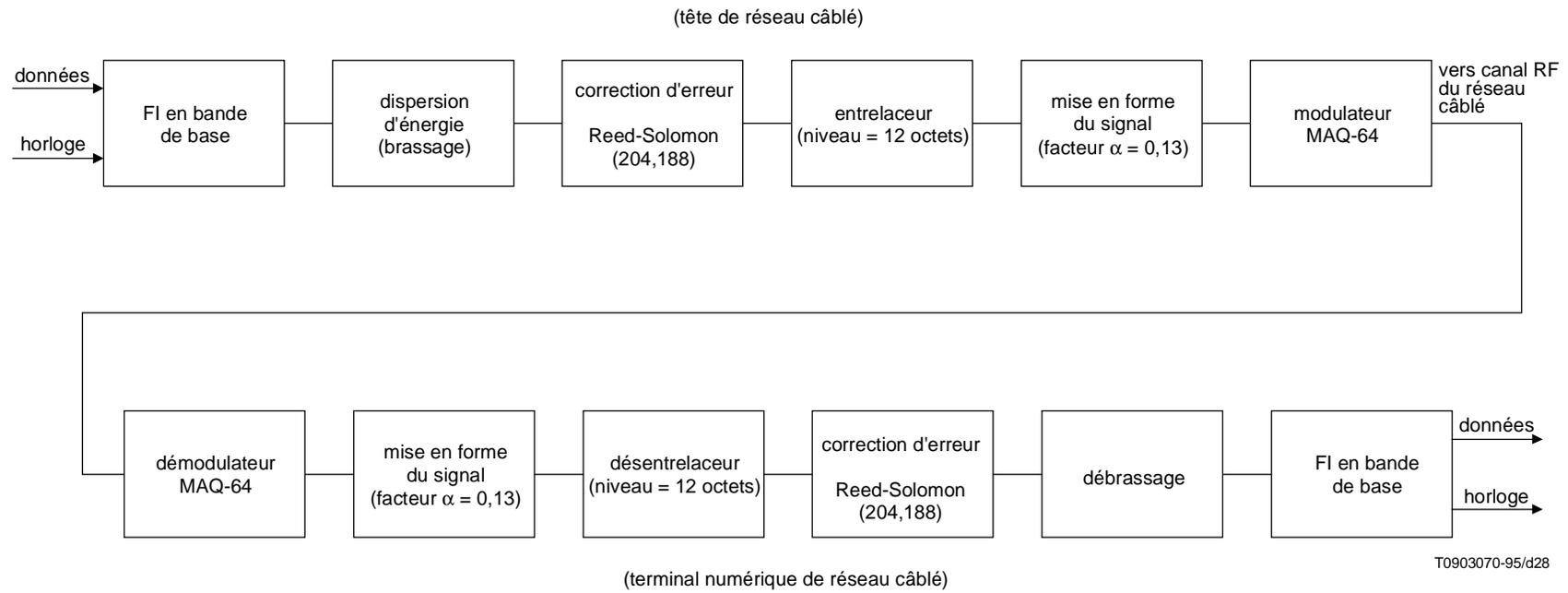


Figure C.1/J.83 – Configuration du système

### 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.

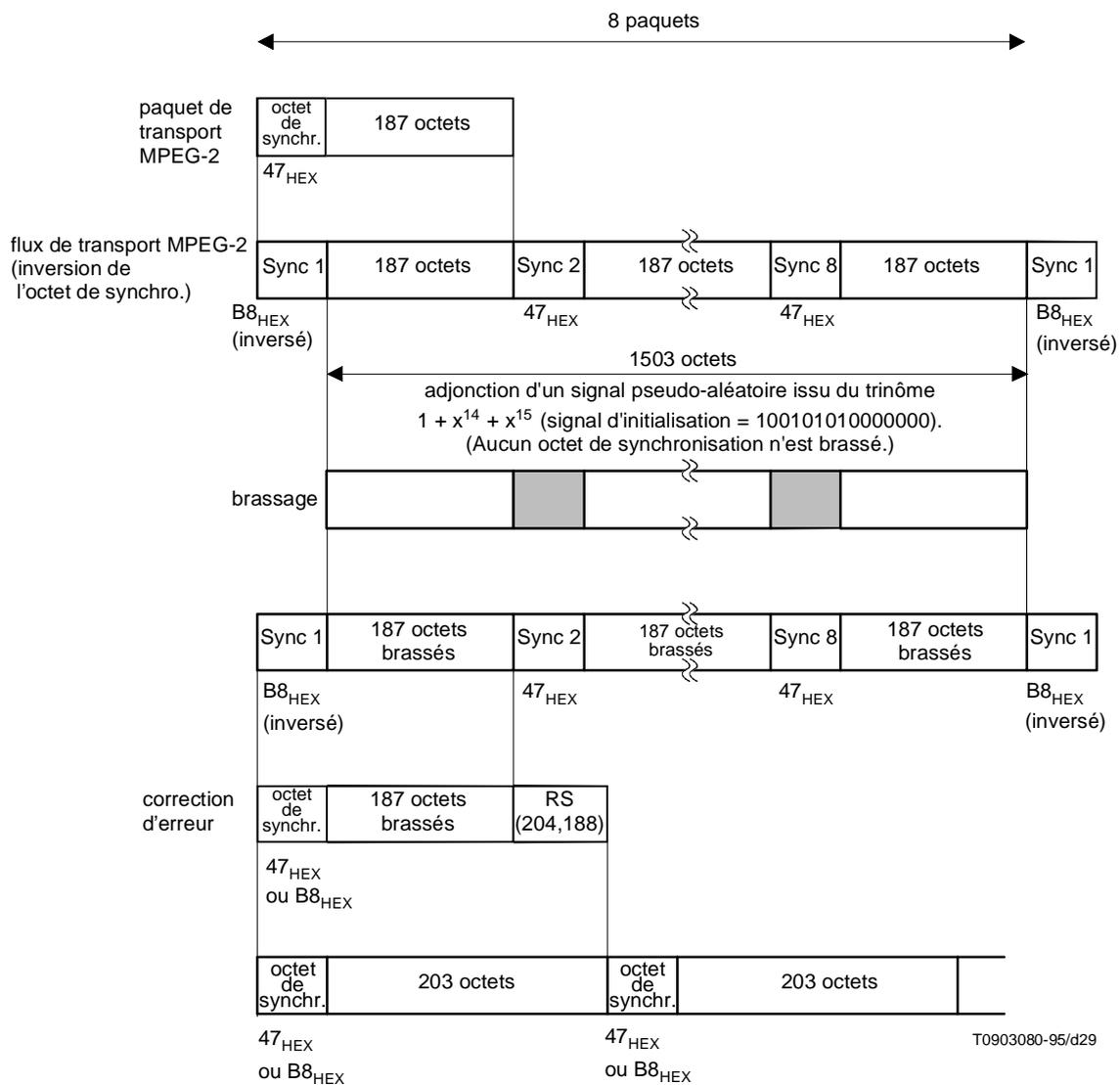
En outre, il y a lieu que chaque récepteur du réseau câblé soit équipé d'un égaliseur afin d'éviter l'augmentation du BER en raison de réflexions dans le réseau câblé.

### 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 1001010000000 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.

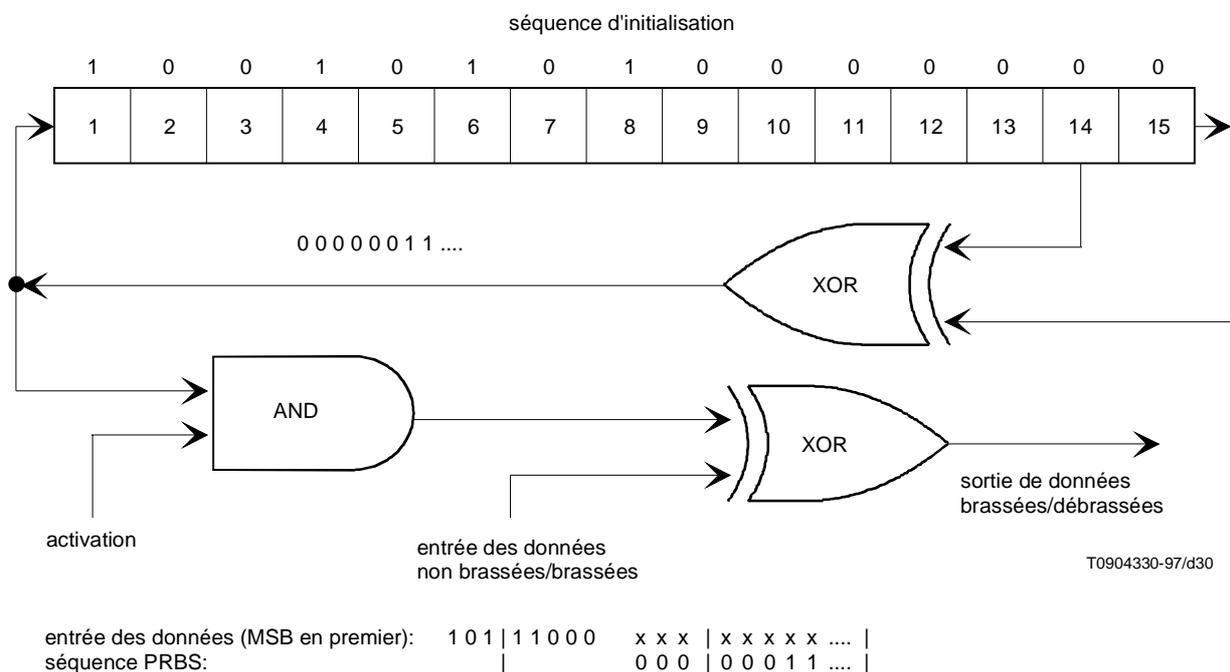


Figure C.3/J.83 – Schéma du brasseur/débrasseur

### 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:

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15});$$

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:

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

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

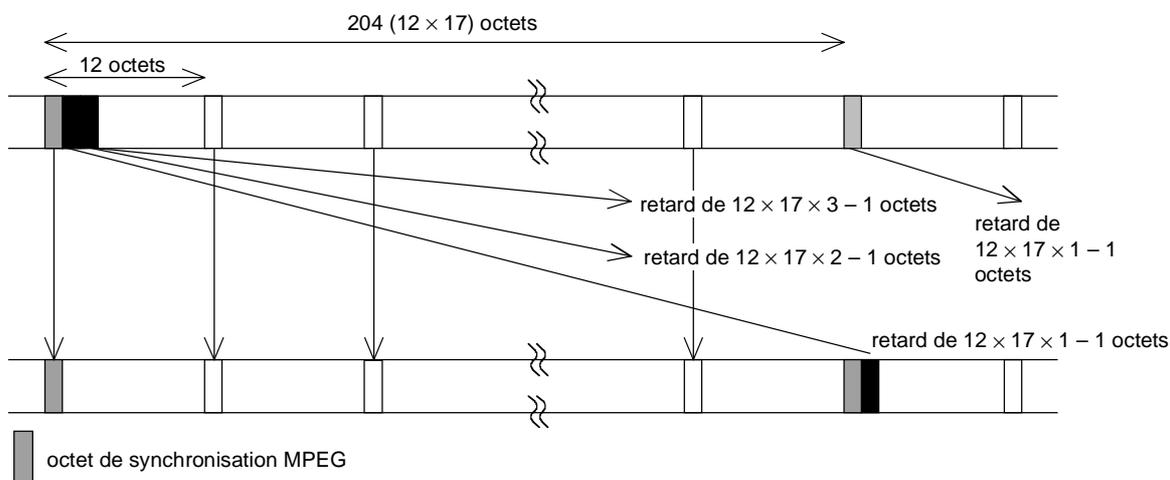
La Figure C.6 donne un exemple de mise en œuvre de la conversion d'octets en symboles.

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

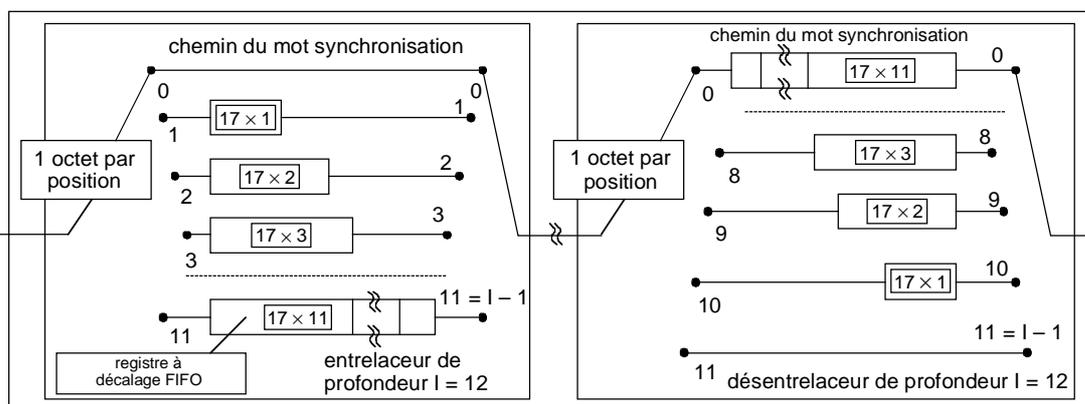
Le système peut être adapté à un plan de disposition des voies sur une largeur de 6 MHz. Le procédé de modulation des octets décrit dans le présent sous-paragraphe est en relation directe avec la méthode de conversion des octets en symboles décrite au C.6.1 ci-dessus.

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.

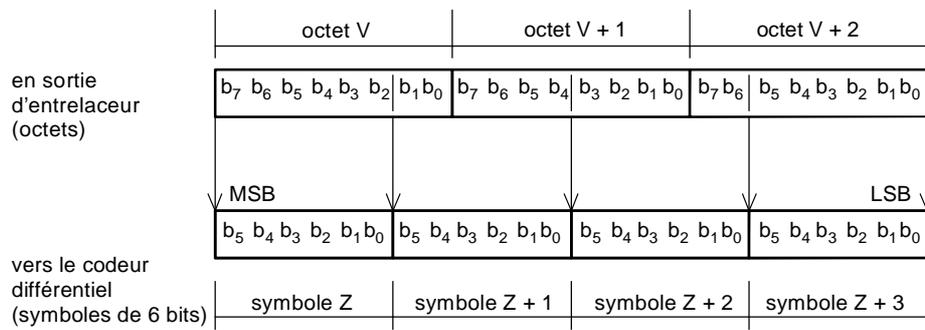


profondeur d'entrelacement	$I (= 12)$
synchronisation	aiguilleur (cycle I)
capacité mémoire requise	$1/2 \times I \times L$



T0903100-95/d31

Figure C.4/J.83 – Configuration de l'entrelacement

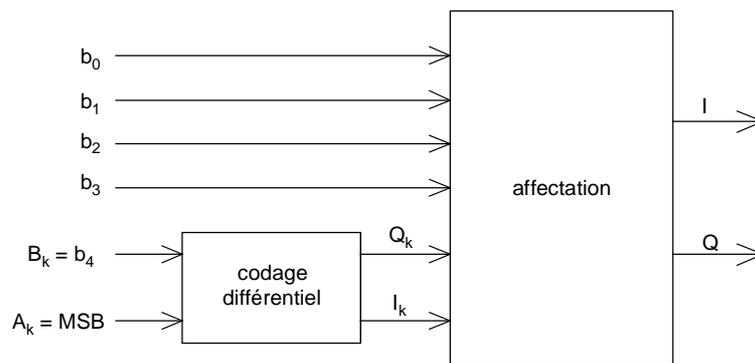


T0903110-95/d32

NOTE 1 – La désignation "b<sub>0</sub>" correspond au bit de plus faible poids (LSB) de chaque octet ou n-uplets.

NOTE 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**



T0903120-95/d33

**Figure C.6/J.83 – Exemple d'implémentation de la conversion d'octets en multipléts et du codage différentiel des deux bits MSB**

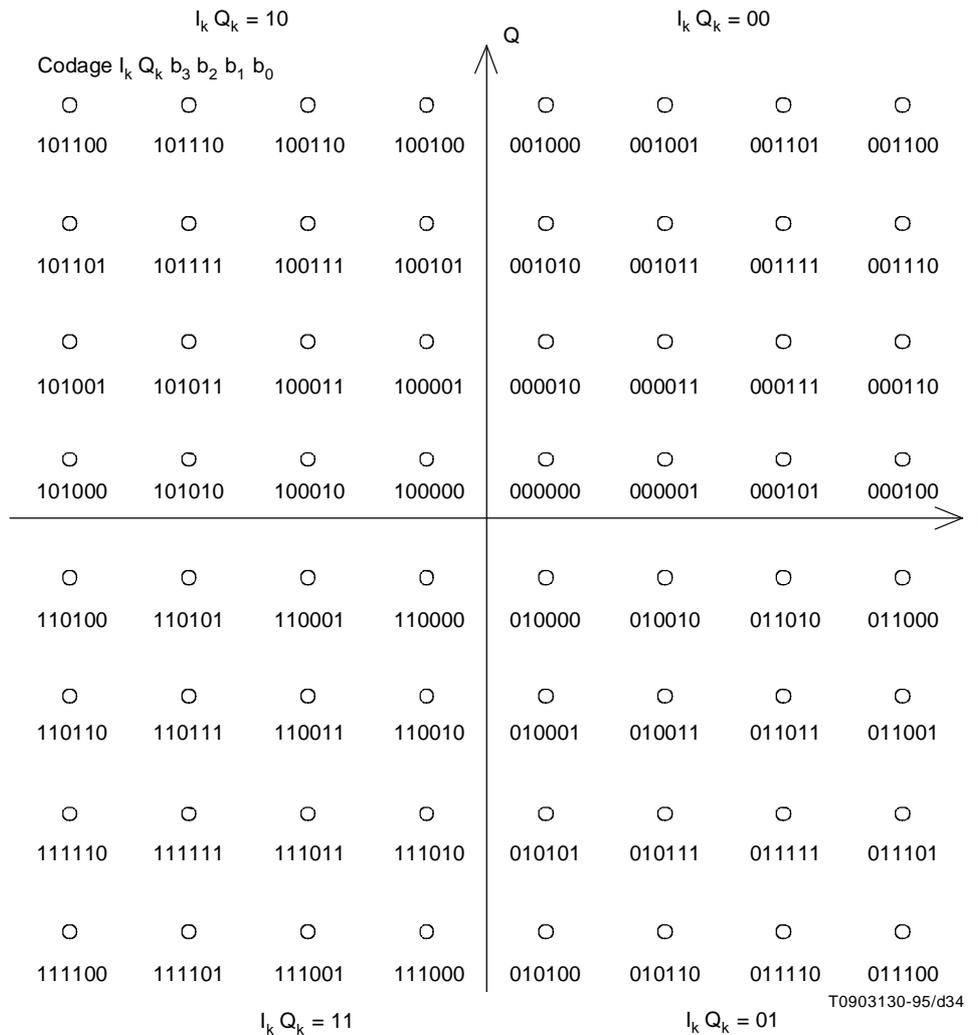


Figure C.7/J.83 – Diagramme de constellation pour la MAQ-64

#### 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:

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

NOTE – Les caractéristiques du filtre d'émission sont données dans le sous-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:

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

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.

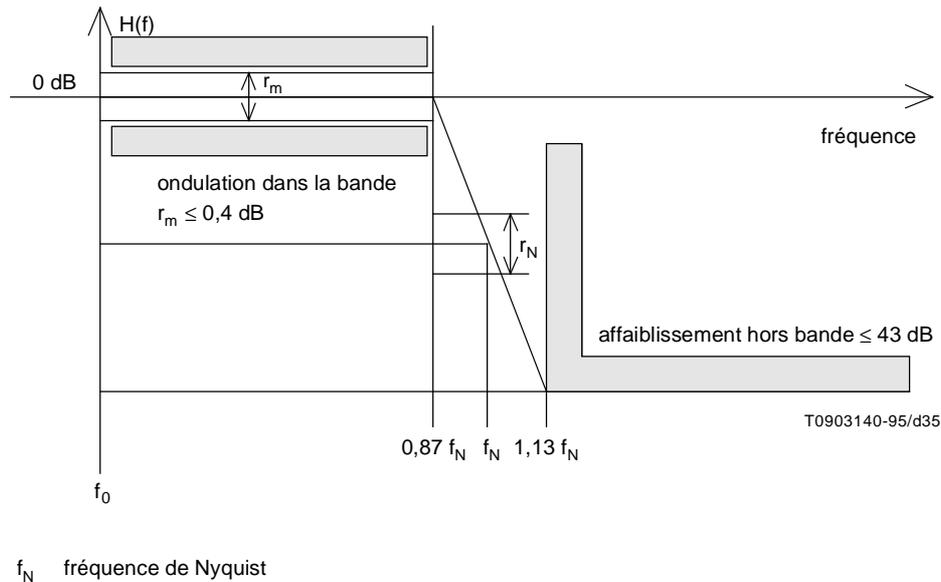


Figure C.8/J.83 – Caractéristiques en amplitude du filtre demi-Nyquist en bande de base

## Annexe D

### Système numérique multiprogramme D

#### D.1 Introduction

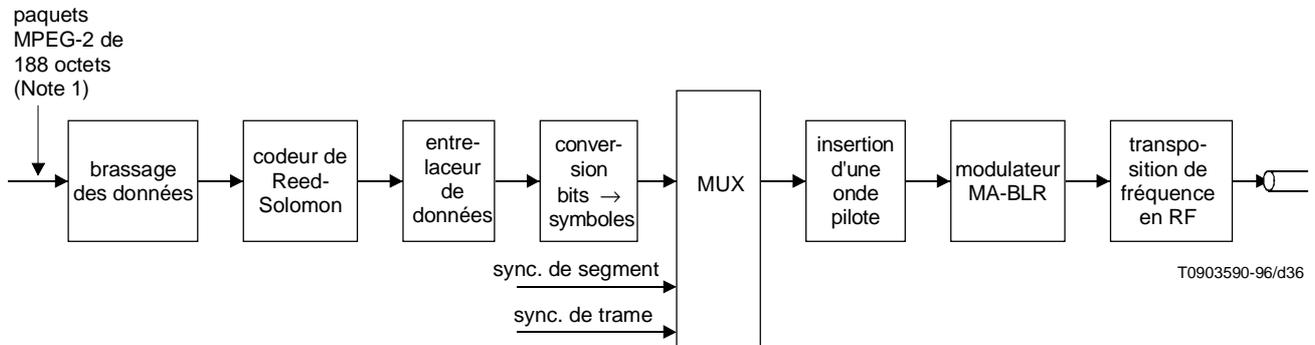
La présente annexe fait suite aux travaux effectués en Amérique du Nord sur la diffusion de Terre de signaux de télévision numériques. Elle décrit la structure de trame, le codage de canal et la modulation pour la distribution par câble de signaux numériques multiprogrammes de télévision. Elle utilise 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 de distribution par câble

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 (voir la [2]) (comportant un octet de synchronisation et 187 octets de données)<sup>2</sup>.

<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.

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 sous-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 trames de données pour l'émission, avec insertion des signaux de synchronisation de segment de données et de synchronisation de sous-trame de données.



NOTE 1 – Paquets issus de diffusion par satellite ou de Terre, ou d'origine locale.

NOTE 2 – Y compris réseaux câblés privés [hôtels, résidences en location, immeubles en copropriété et écoles, réseaux privés de télédistribution par câble, systèmes de distribution multipoint multicanal (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 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 bits par symbole. Chaque segment de données transporte donc  $828 \times 4 = 3312$  bits 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 cosinus biaisé 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 de distribution par câble 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.

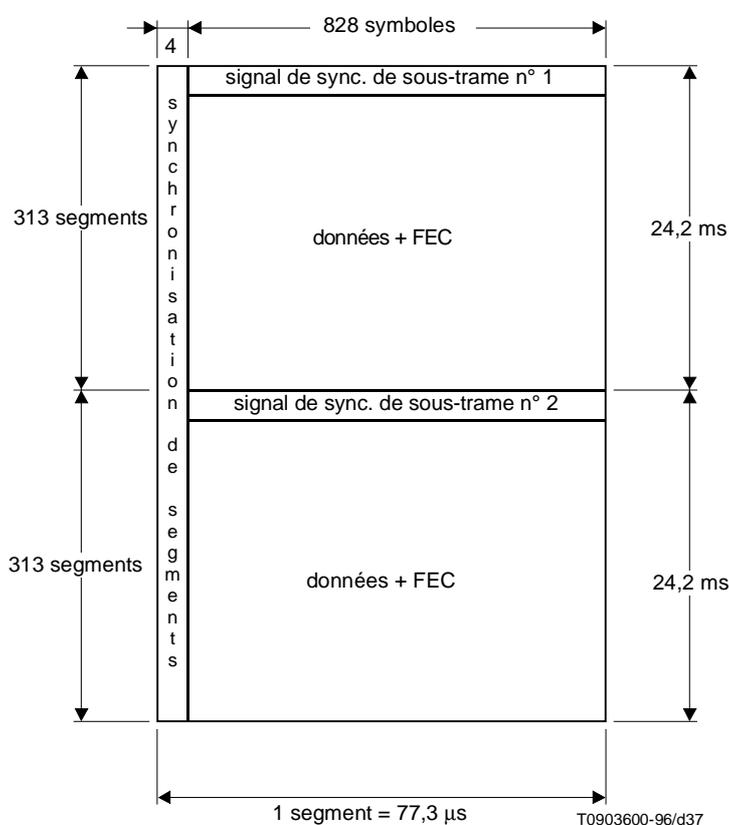


Figure D.2/J.83 – Trame de données MA-BLR

<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.

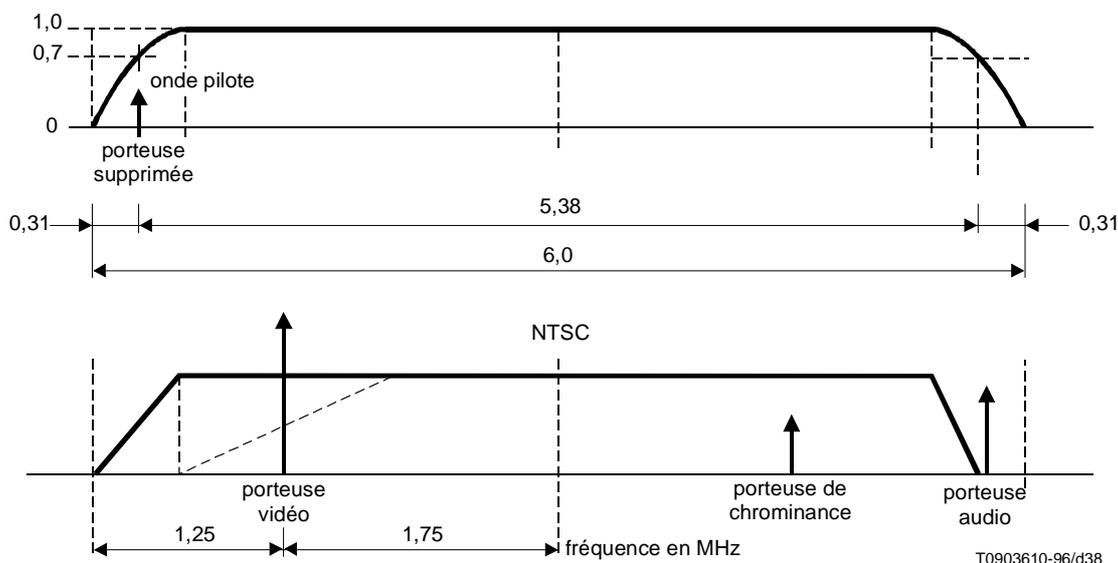


Figure D.3/J.83 – Occupation spectrale des canaux MA-BLR et NTSC

## D.5 Codage de canal

### D.5.1 Brassage des données

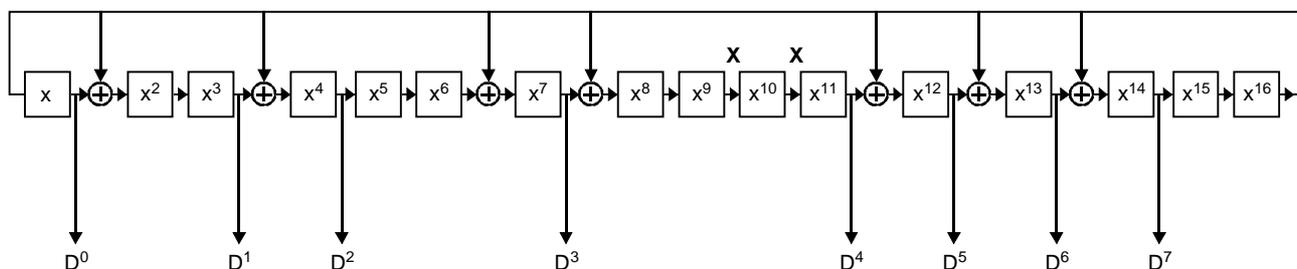
Un brassage de données est appliqué à toutes les données d'entrée afin de rendre aléatoires les données utiles (hormis les signaux de synchronisation de segment ou de sous-trame de données et les octets de parité RS). Le brassage de données réalise un OU exclusif de tous les octets de données entrants, avec une séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS), initialisée au début de chaque sous-trame de données. La séquence PRBS est produite dans un registre à décalage de 16 bits possédant 9 boucles de réinjection. Huit des sorties du registre à décalage sont sélectionnées pour former l'octet de brassage, chaque bit 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.

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.

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

$$x^{13}\alpha^{26} + x^{12}\alpha^{187} + x^{11}\alpha^{202} + x^{10}\alpha^{180} + x^9\alpha^{221} + x^8\alpha^{225} + x^7\alpha^{83} +$$

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

$$= x^{20} + 152 x^{19} + 185 x^{18} + 240 x^{17} + 5 x^{16} + 111 x^{15} + 99 x^{14} +$$

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

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

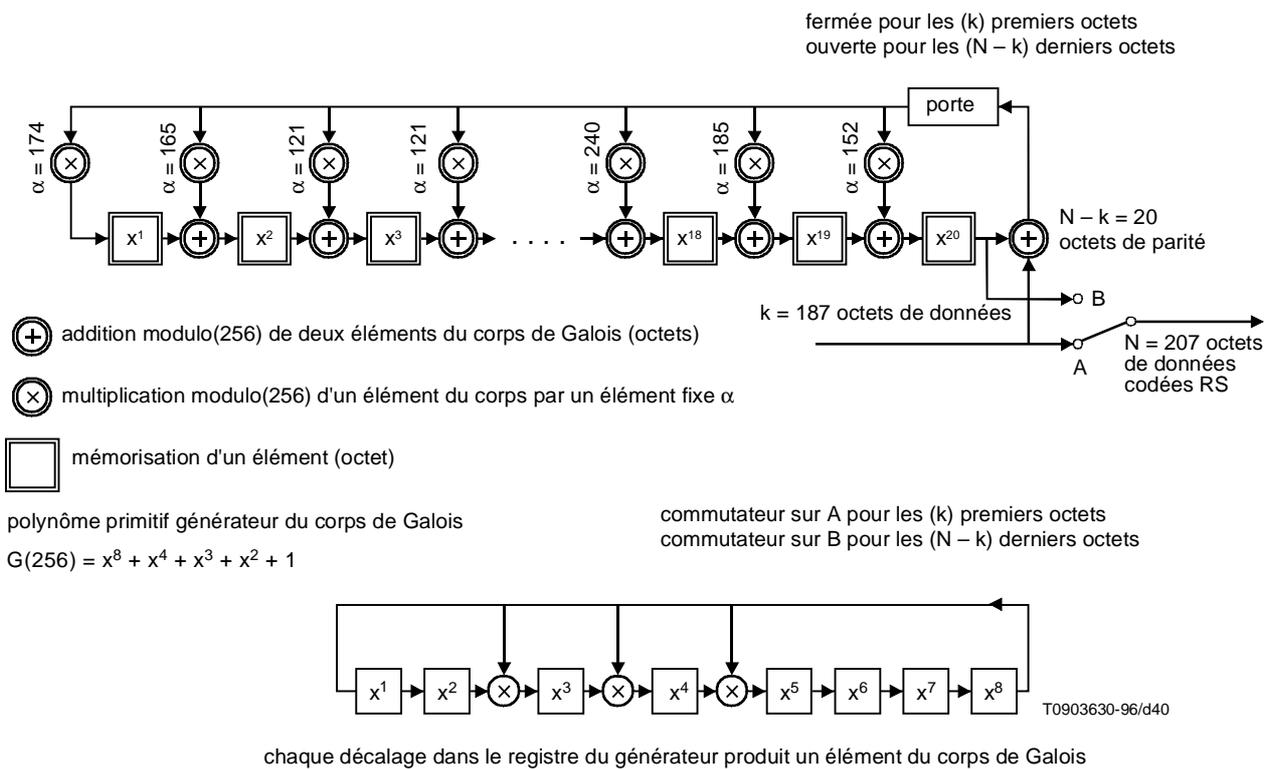
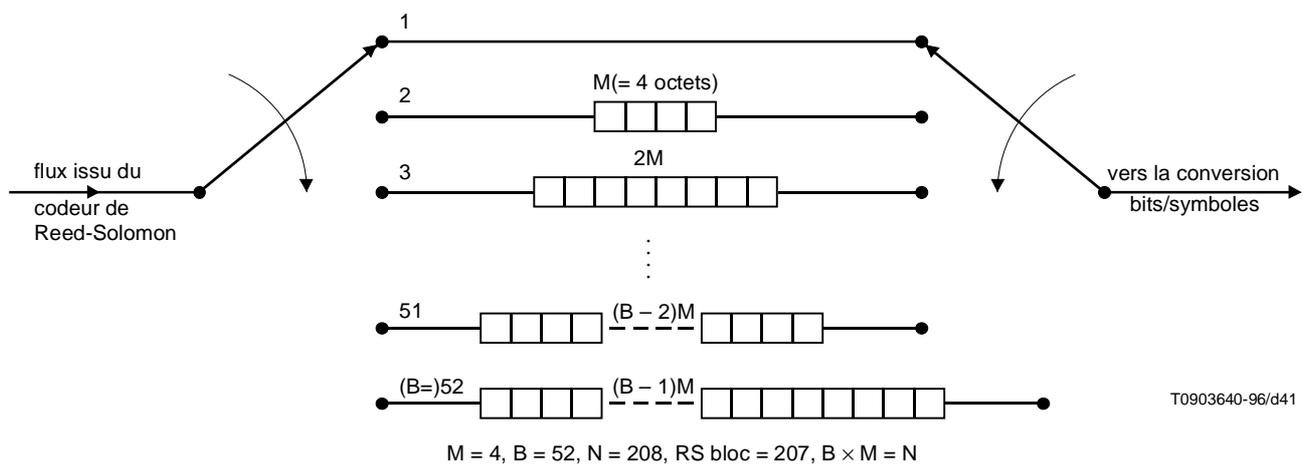


Figure D.5/J.83 – Polynôme générateur du code pour le code de Reed-Solomon (207, 187) avec  $t = 10$

### 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 sous-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 sous-trame de données. La Figure D.6 représente cet entrelaceur convolutif.



**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 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.7.

#### D.5.5 Signal de synchronisation de sous-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.8. Chaque symbole représente un seul bit de données (2 états possibles). Les 832 symboles contenus dans un segment sont définis ci-dessous (voir la Figure D.8).

##### 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

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.

Le polynôme générateur pour la séquence PN511 est représenté sur la Figure D.9.

##### D.5.5.3 Séquence PN63

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.

Le polynôme générateur pour la séquence PN63 est représenté sur la Figure D.9.

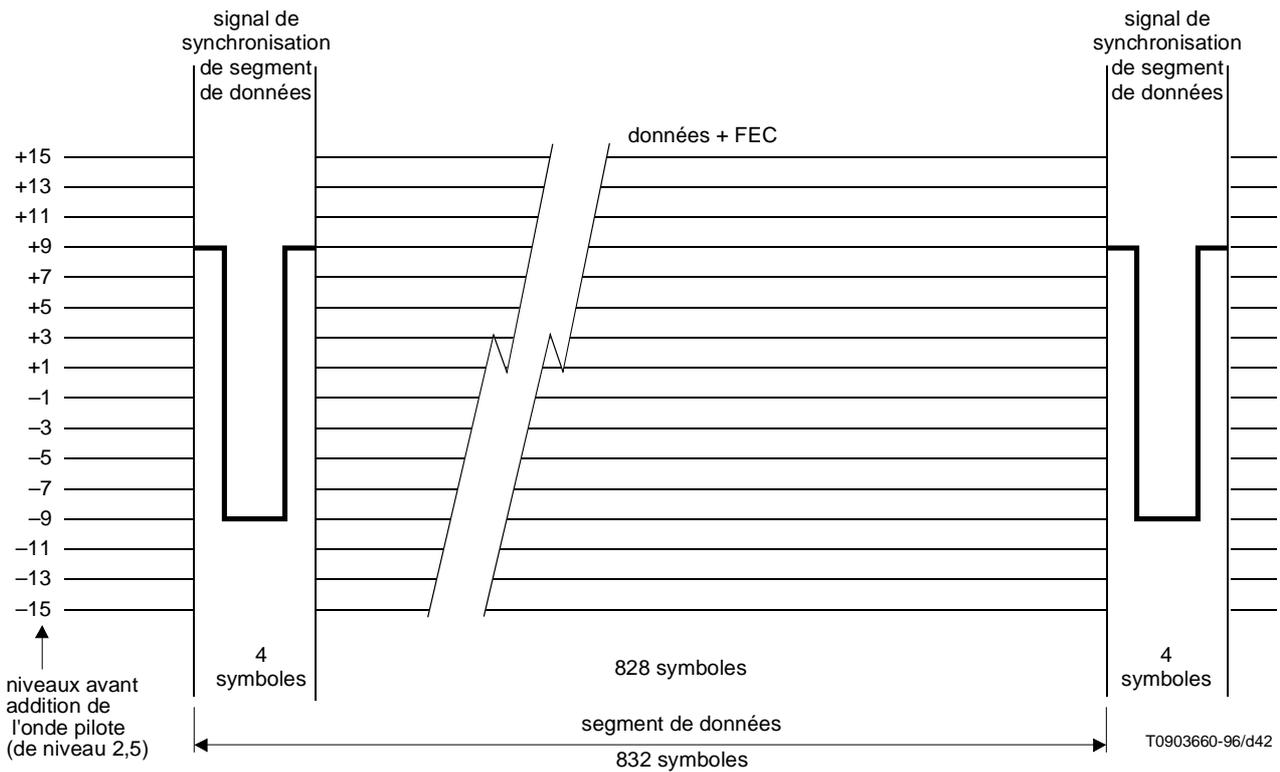


Figure D.7/J.83 – Segment de données en MA-BLR-16

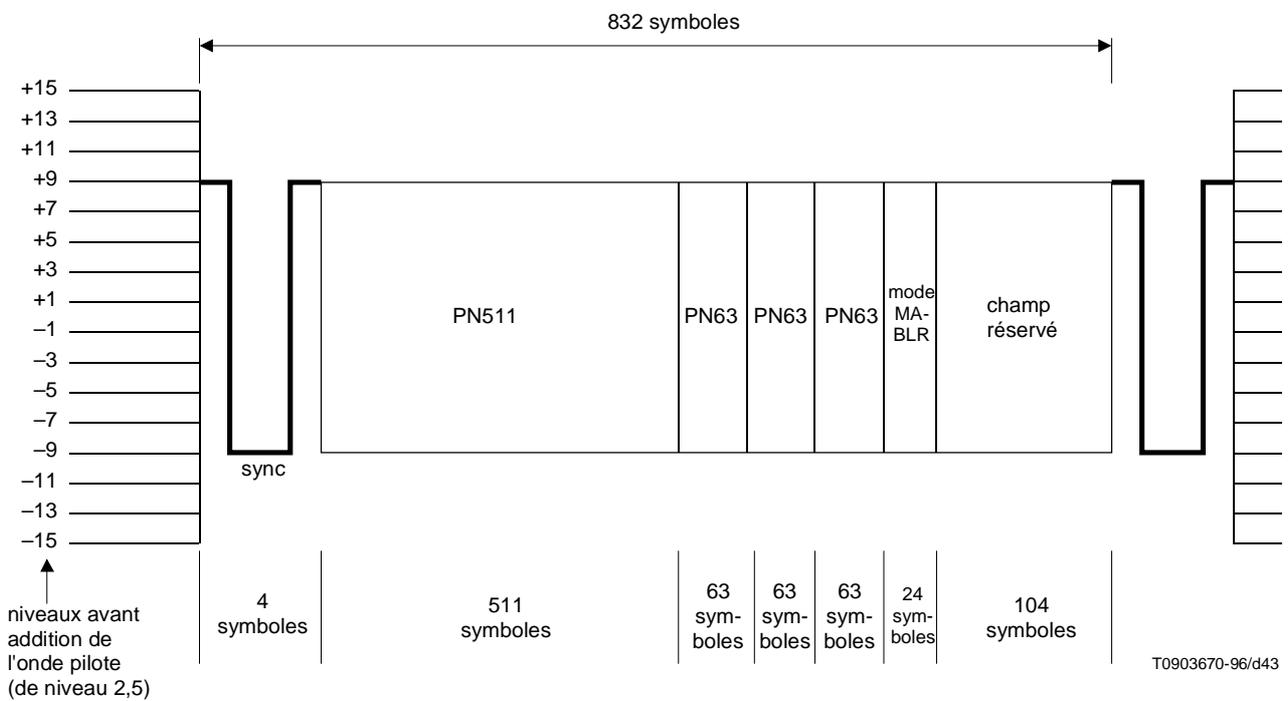
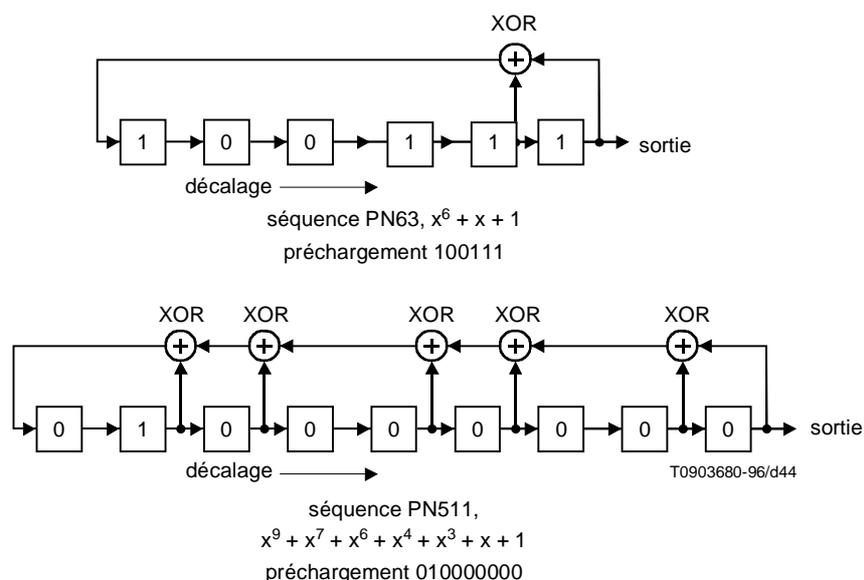


Figure D.8/J.83 – Synchronisation de sous-trame de données en MA-BLR-16



**Figure D.9/J.83 – Générateurs de séquences pseudo-aléatoires PN pour la synchronisation de sous-trame**

#### D.5.5.4 Mode MA-BLR

Ces 24 bits 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 MA-BLR-2

1 0 0 1 MA-BLR-4

1 0 1 0 MA-BLR-8

0 0 1 1 valeur réservée

1 1 0 0 MA-BLR-16 pour réseaux câblés

0 1 0 1 MA-BLR-8 pour réseaux de Terre (Note) (codage en treillis)

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

#### 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 sous-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.10 montre le mappage 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.7 et D.8, les niveaux nominaux des signaux de synchronisation de segment et de sous-trame de données sont égaux à  $-9$  et  $+9$ .

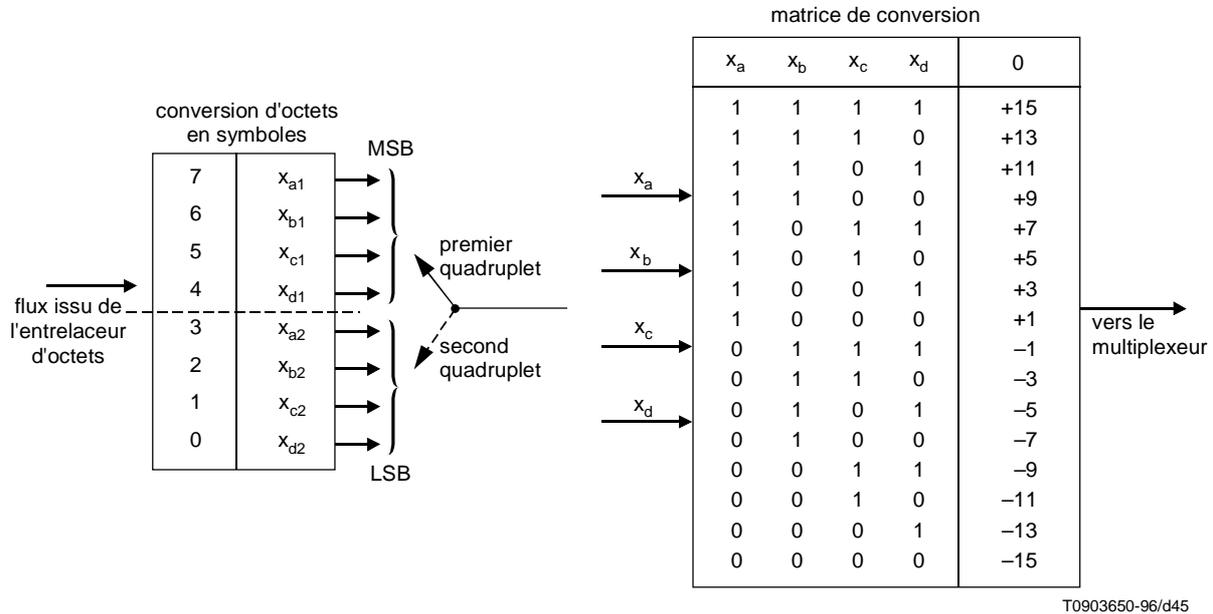


Figure D.10/J.83 – Conversion en MA-BLR-16

### 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 Msymbols/s. La performance du système numérique multiprogramme est fondée sur la réponse d'un filtre de Nyquist en cosinus biaisé à phase linéaire, apparaissant dans l'ensemble concaténé émetteur-récepteur, comme indiqué à la Figure D.110<sup>4</sup>. 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 cosinus biaisé à phase linéaire. Les tolérances (aussi bien à l'intérieur qu'à l'extérieur de la bande) sont à l'étude.

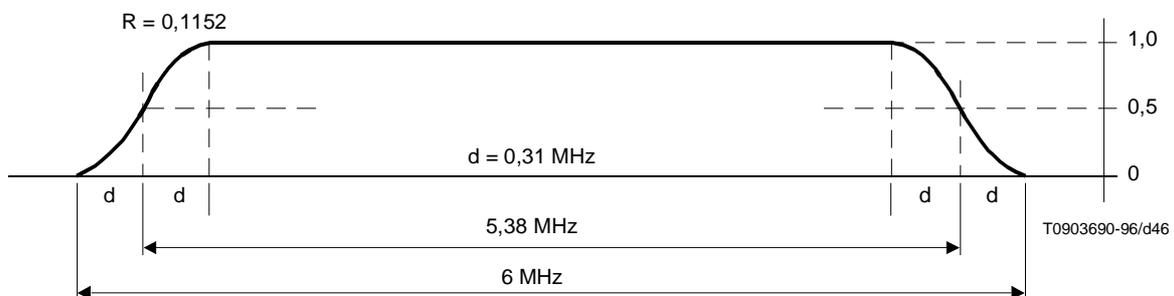


Figure D.11/J.83 – Réponse nominale dans un canal du système MA-BLR (filtre de Nyquist en cosinus biaisé à phase linéaire)

<sup>4</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.

## 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 de Terre, 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).

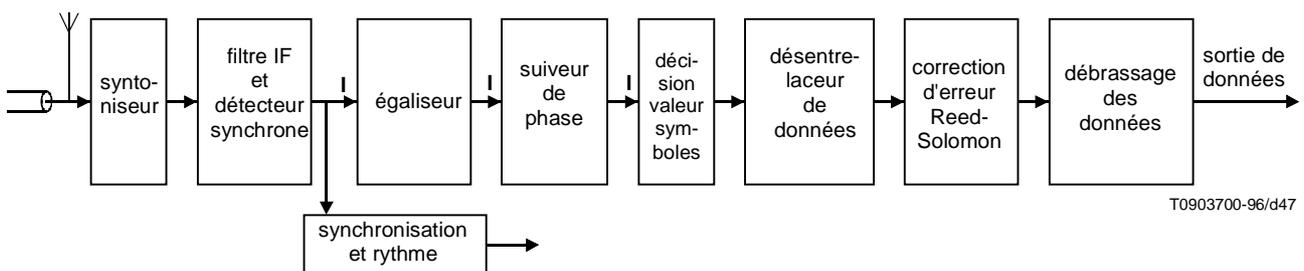


Figure D.12/J.83 – Récepteur MA-BLR-16

## D.8 Autres modes MA-BLR

### D.8.1 Introduction

Le sous-paragraphe D.5.5.4 ci-dessus indique les bits de l'intervalle de synchronisation de sous-trame de données MA-BLR qui sont affectés aux modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8, MA-BLR-16 et MA-BLR-8 (codage en treillis). Toute la partie de l'Annexe D précédant le présent paragraphe contient la description des processus relatifs au mode MA-BLR-16 et notamment de ce qui suit: paquets d'entrée MPEG à 188 octets, structure des trames de données, brassage des données, correction d'erreur directe de Reed-Solomon, entrelacement des octets, conversion de bits en symboles, synchronisation des segments de données, synchronisation des sous-trames de données, modulation MA-BLR et récepteur MA-BLR-16.

### D.8.2 Aperçu des modes MA-BLR

Les modes MA-BLR constituent une famille comportant de nombreux processus communs à tous les modes. Chaque mode de la famille utilise les mêmes synchronisation de débit de symboles, conformation du spectre et largeur de bande de canal. La différence entre les modes se situe au niveau du nombre de bits par symbole et donc du débit utile pouvant être transporté. Le Tableau D.1 donne une comparaison des différents modes.

**Tableau D.1/J.83 – Tableau de comparaison des modes MA-BLR**

Mode MA-BLR	Débit utile de transport	Tolérance aux rafales de bruit	Seuil C/N
MA-BLR-2	9,7 Mbit/s	387 $\mu$ s	10 dB
MA-BLR-4	19,39 Mbit/s	193 $\mu$ s	16 dB
MA-BLR-8	29,09 Mbit/s	129 $\mu$ s	22 dB
MA-BLR-16	38,79 Mbit/s	97 $\mu$ s	28 dB
MA-BLR-8 (treillis)	19,39 Mbit/s	193 $\mu$ s	15 dB

Les sous-paragraphes qui suivent traitent de chacun des modes MA-BLR.

### D.8.3 Couche de transport MPEG-2

Tout comme au D.3 ci-dessus, le flux de transport se compose de paquets de 188 octets.

### D.8.4 Structure de trame

La Figure D.2 montre l'organisation des symboles de données, des segments de données et des sous-frames de données, qui est commune à tous les modes MA-BLR. Le Tableau D.2 montre la relation qui existe entre les modes MA-BLR, les segments de données et les paquets MPEG-2 protégés par la correction FEC de Reed-Solomon.

**Tableau D.2/J.83 – Tableau de comparaison entre trames de données – paquets MPEG et modes MA-BLR**

Mode MA-BLR	bits/symbole	bits/segment	Paquets MPEG protégés par la correction FEC/segment
2	1	828	1/2
4	2	1656	1
8	3	2484	1 1/2
16	4	3312	2
8 (treillis)	2	1656	1

### D.8.5 Codage de canal

#### D.8.5.1 Brassage des données

Le brassage des données pour les modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (treillis) s'effectue de la manière décrite au D.5.1.

#### D.8.5.2 Codeur de Reed-Solomon

Le processus de correction FEC de Reed-Solomon pour les modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis) est identique à celui qui est décrit au D.5.2.

#### D.8.5.3 Entrelacement

Le processus d'entrelacement pour les modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis) est identique à celui qui est décrit au D.5.3. Etant donné que le débit varie suivant le mode MA-BLR, la tolérance aux rafales de bruit varie aussi en fonction du mode (voir le Tableau D.1).

#### D.8.5.4 Signal de synchronisation de segment de données

Le signal de synchronisation de segment de données est commun à tous les modes MA-BLR. Les détails relatifs à ce signal figurent au D.5.4. Toutefois, l'insertion du signal de synchronisation dans les données constituées de symboles codés sur plusieurs niveaux varie suivant le mode. Voir les Figures D.13, D.14, D.15 et D.16 se rapportant respectivement aux modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis).

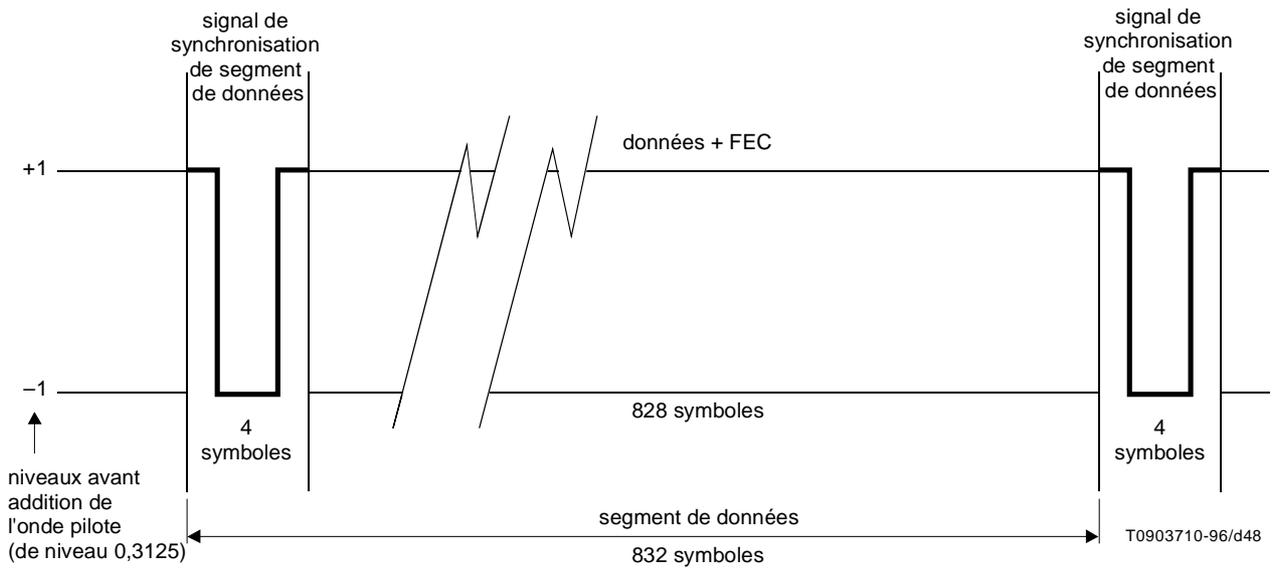


Figure D.13/J.83 – Segment de données en MA-BLR-2

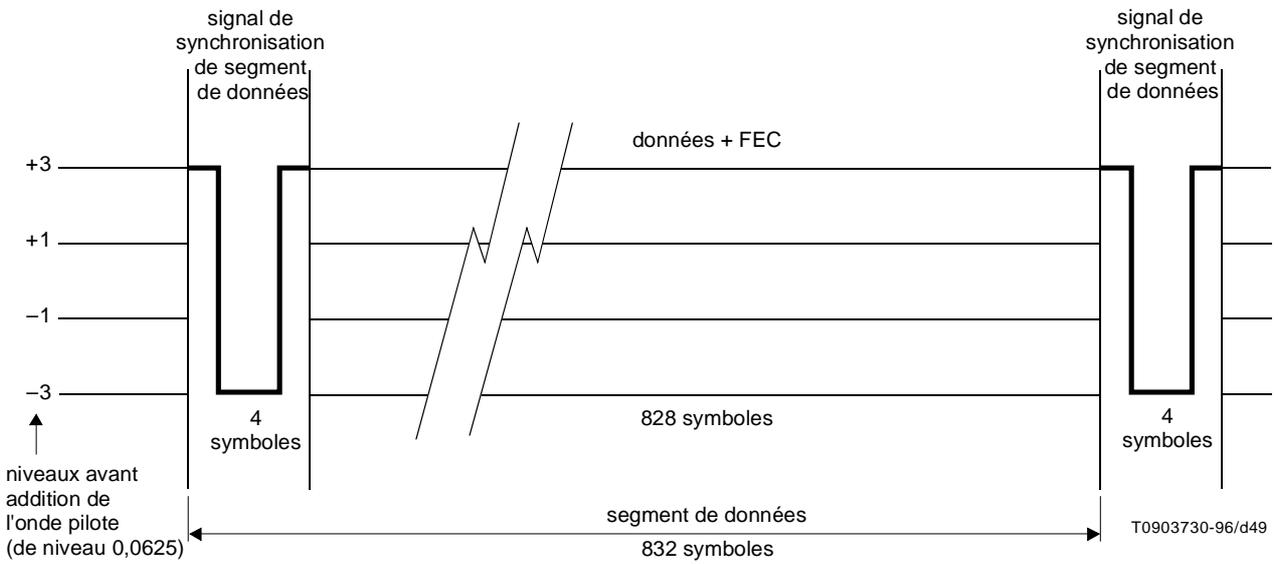


Figure D.14/J.83 – Segment de données en MA-BLR-4

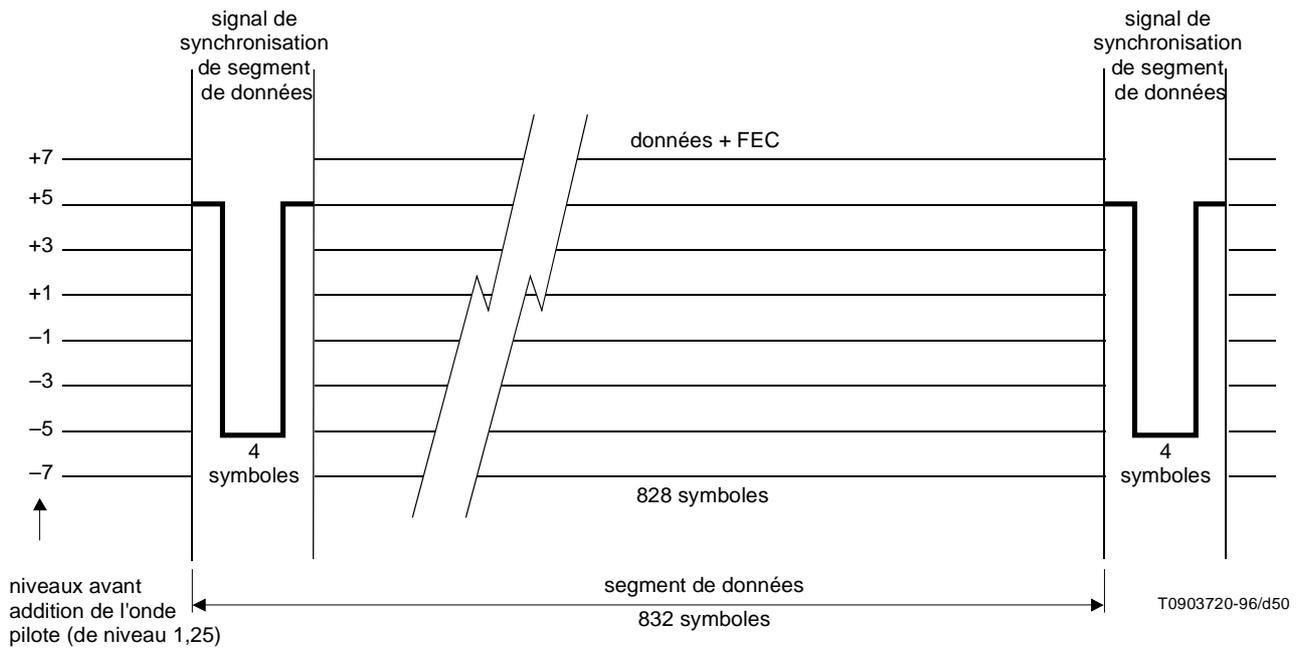


Figure D.15/J.83 – Segment de données en MA-BLR-8

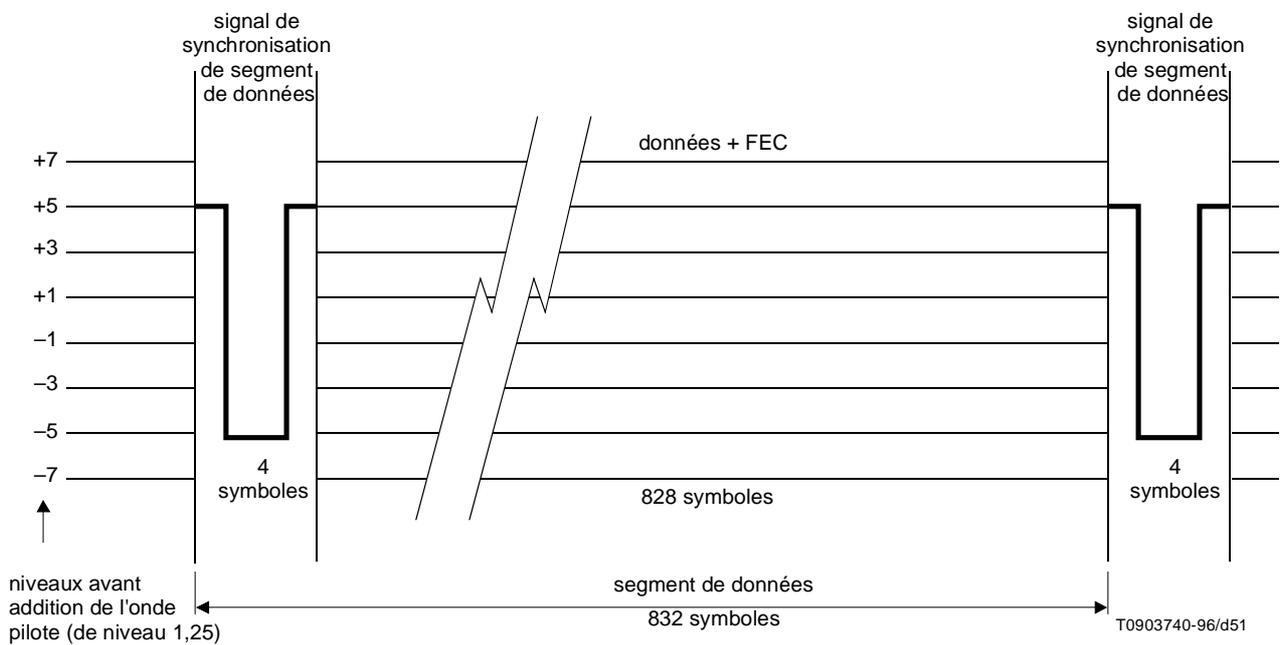


Figure D.16/J.83 – Segment de données en MA-BLR-8 (codage en treillis)

### D.8.5.5 Signal de synchronisation de sous-trame de données

Le signal de synchronisation de sous-trame de données est commun à tous les modes MA-BLR. Les détails relatifs à ce signal figurent au D.5.5. Toutefois, tout comme dans le cas du signal de synchronisation de segment, l'insertion du signal de synchronisation de sous-trame de données dans les données constituées de symboles codés sur plusieurs niveaux varie suivant le mode. Voir les Figures D.17, D.18, D.19 et D.20 se rapportant respectivement aux modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis).

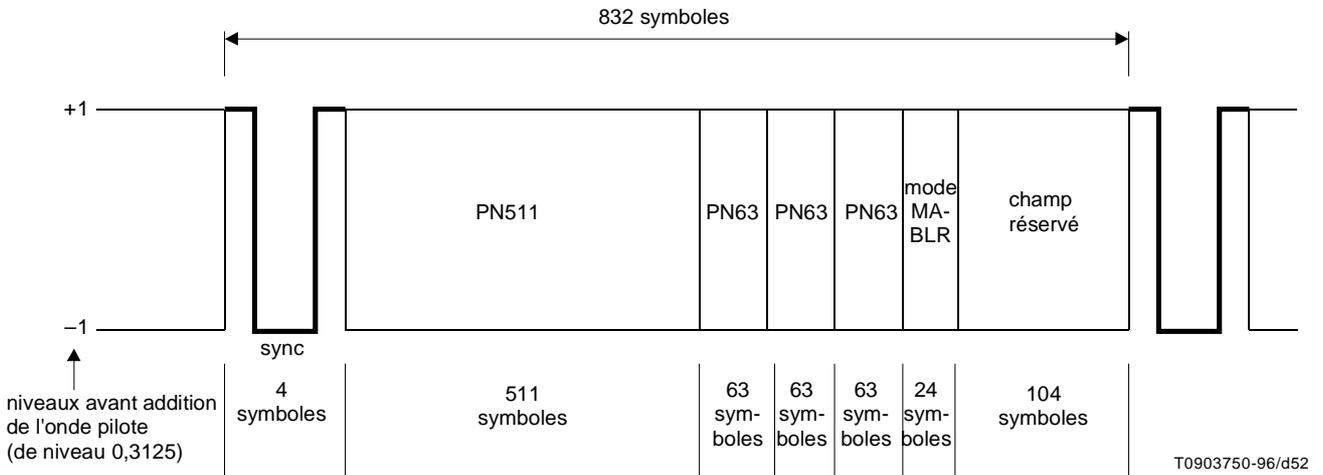


Figure D.17/J.83 – Synchronisation de sous-trame de données en MA-BLR-2

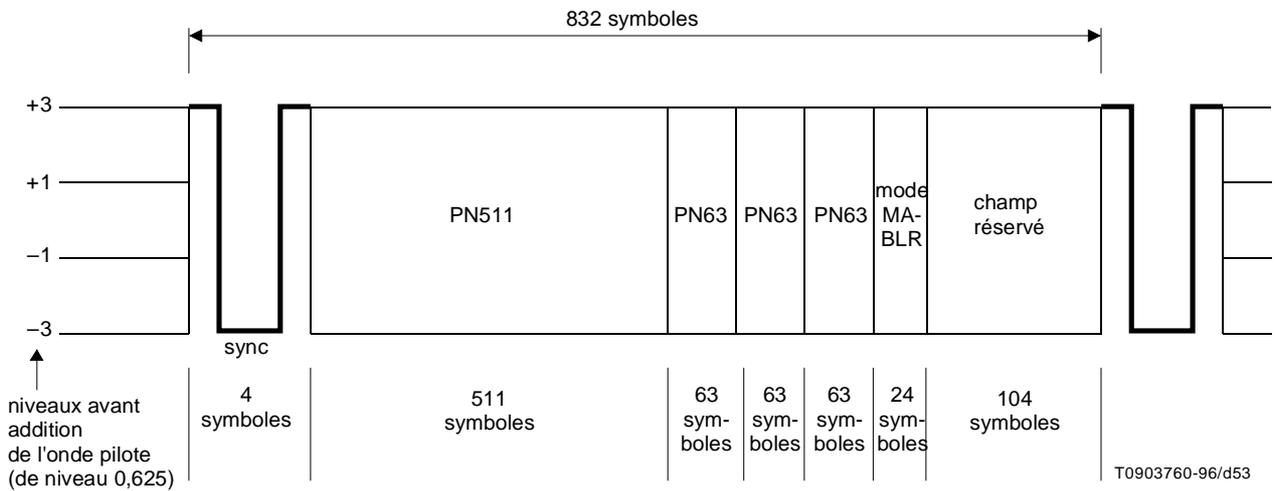


Figure D.18/J.83 – Synchronisation de sous-trame de données en MA-BLR-4

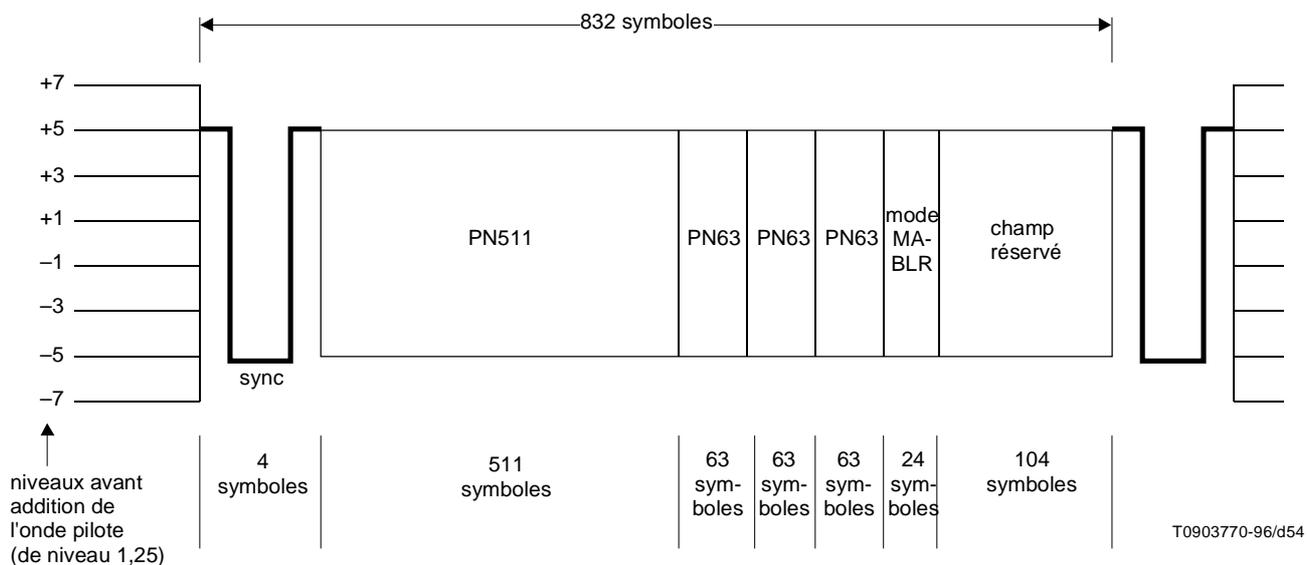
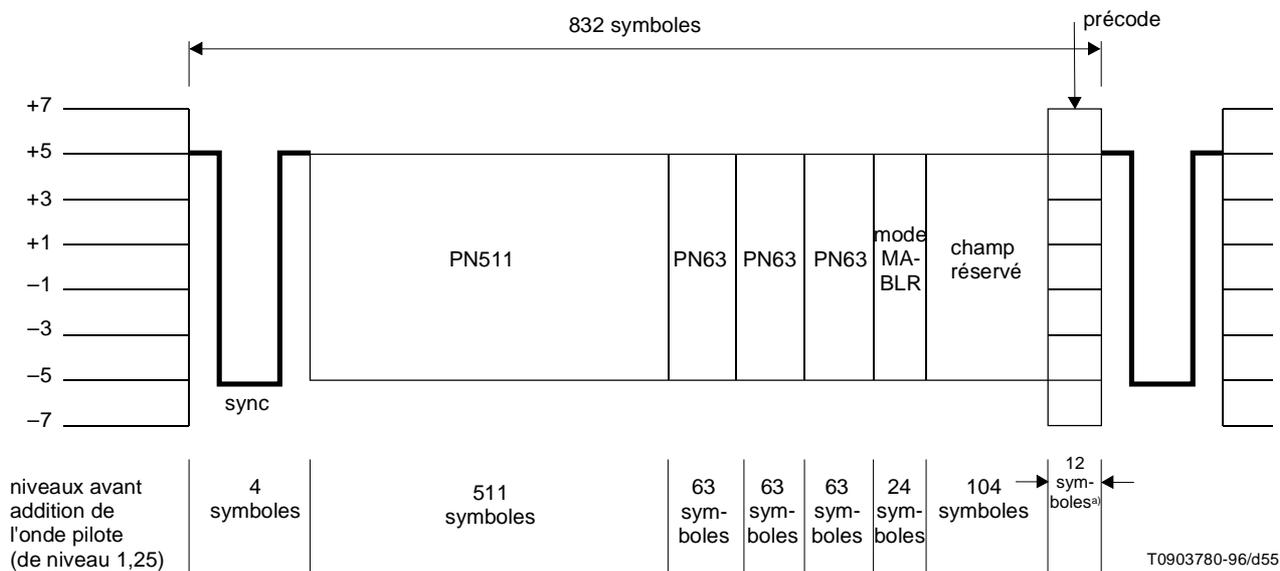


Figure D.19/J.83 – Synchronisation de sous-trame de données en MA-BLR-8



a) Pour le mode MA-BLR-8 (codage en treillis), les 12 derniers symboles du segment précédent sont recopiés dans les 12 derniers symboles du champ réservé associé à la synchronisation de sous-trame.

Figure D.20/J.83 – Synchronisation de sous-trame de données en MA-BLR-8 (codage en treillis)

## D.8.6 Modulation

### D.8.6.1 Conversion de bits en symboles

La conversion de bits en symboles pour chacun des modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis) est représentée sur chacune des Figures D.21, D.22, D.23 et D.24. Les niveaux des symboles de données sont de  $\pm 1$  pour le mode MA-BLR-2,  $\pm 1, \pm 3$  pour le mode MA-BLR-4 et  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$  pour les modes MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis.)<sup>5</sup>.

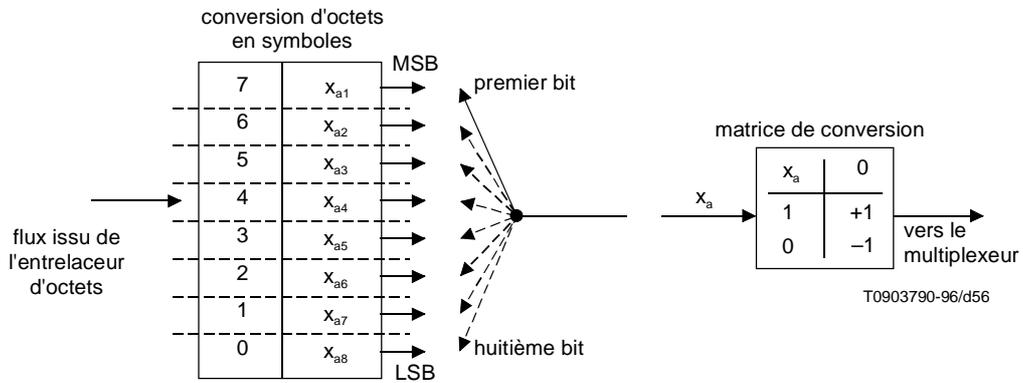


Figure D.21/J.83 – Conversion en MA-BLR-2

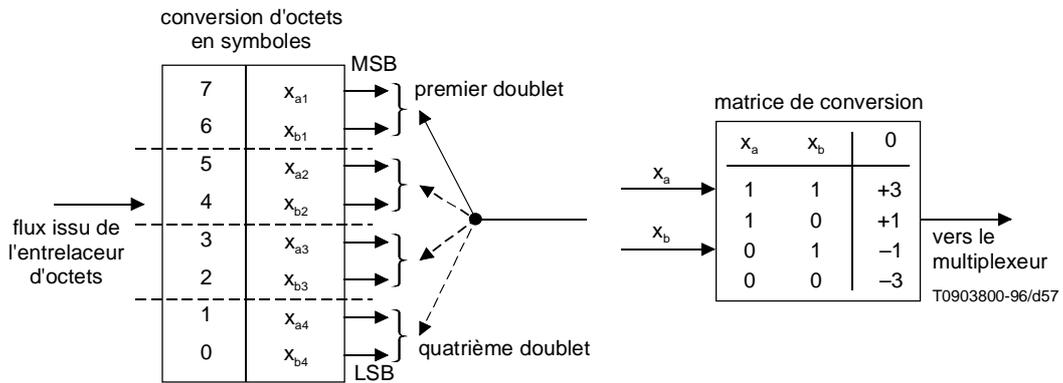


Figure D.22/J.83 – Conversion en MA-BLR-4

<sup>5</sup> Le mode MA-BLR-8 (codage en treillis) est décrit en détail dans la référence [1] de la Bibliographie donnée à l'Appendice I.

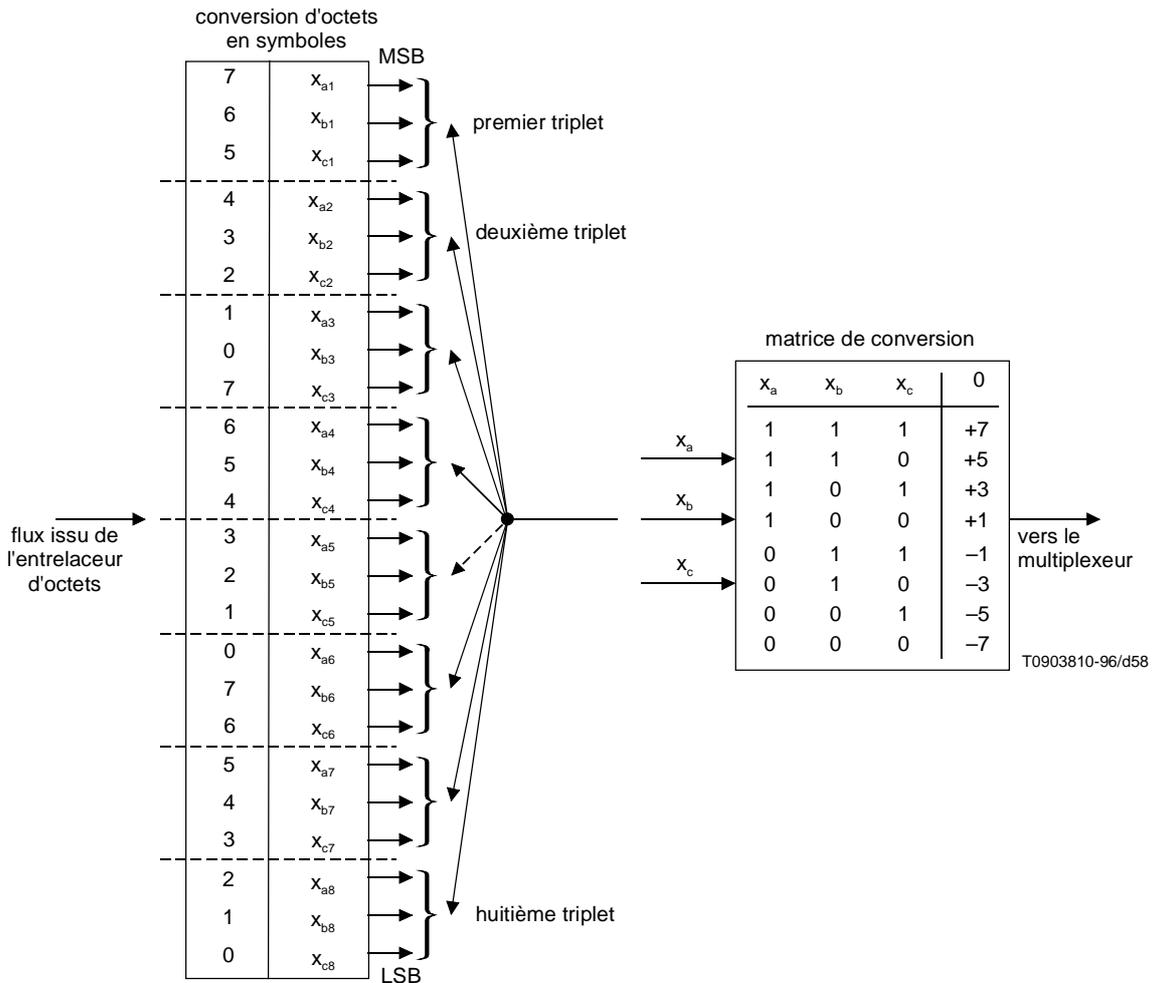


Figure D.23/J.83 – Conversion en MA-BLR-8

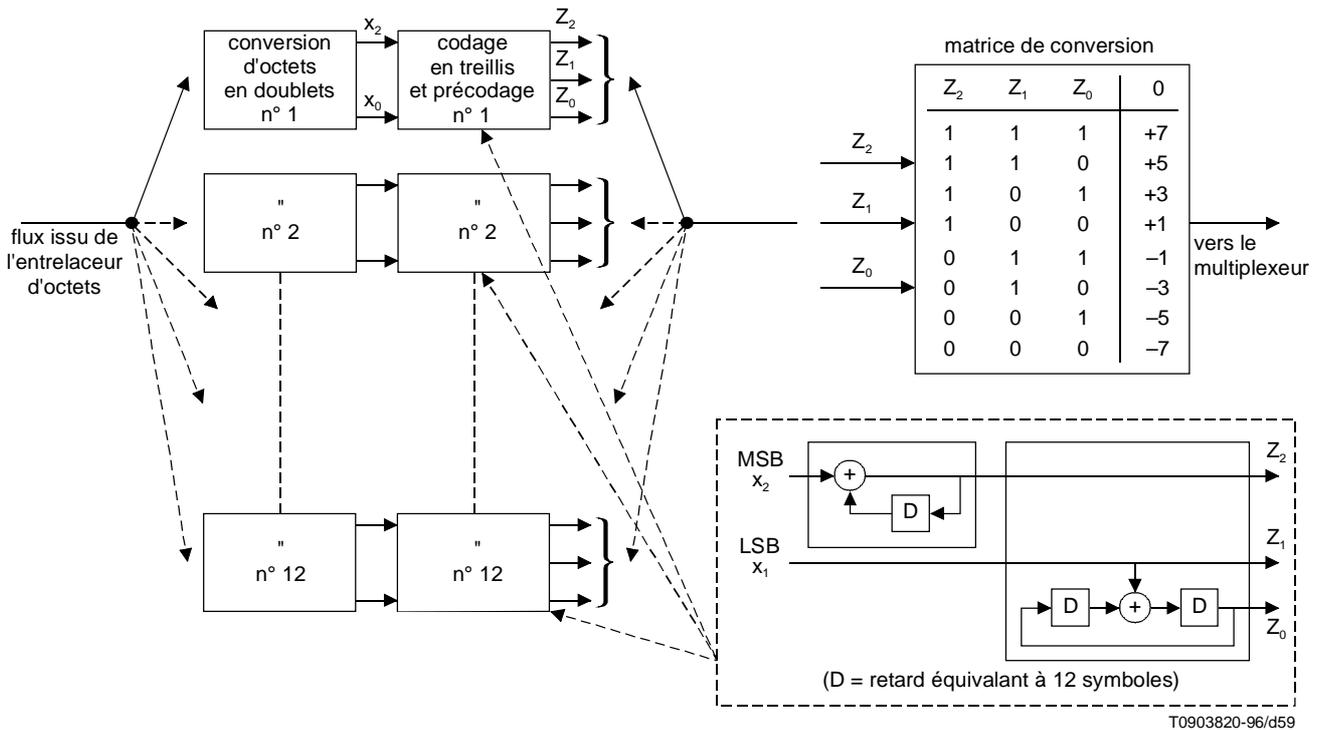


Figure D.24/J.83 – Conversion (précodage, codage en treillis) en MA-BLR 8  
taux = 2/3

### **D.8.6.2 Addition d'une onde pilote**

L'addition d'une onde pilote peut se faire de la manière décrite au D.6.2, à savoir par l'ajout d'un niveau constant de faible amplitude aux symboles (de données et de synchronisation) du signal en bande de base. Le niveau constant vaut 0,3125 pour le mode MA-BLR-2, 0,625 pour le mode MA-BLR-4 et 1,25 pour les modes MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis).

Voir respectivement les Figures D.13, D.14, D.15 et D.16 pour les modes MA-BLR-2, MA-BLR-4, MA-BLR-8 et MA-BLR-8 (codage en treillis).

### **D.8.6.3 Méthode de modulation en MA-BLR**

Pour tous les systèmes en MA-BLR, la méthode de modulation est celle qui est décrite au D.6.3. La conformation de la réponse fréquentielle dans l'ensemble du canal est celle qui est donnée sur la Figure D.11.

### **D.8.6.4 Transposition de fréquence**

La modulation est habituellement réalisée en fréquence intermédiaire (IF). La fréquence intermédiaire modulée est ensuite transposée à la fréquence finale du canal du système de transmission radiofréquence.

### **D.8.7 Récepteur en MA-BLR**

Le récepteur en MA-BLR comporte toutes les fonctions inverses de celles de l'émetteur. Le mode MA-BLR de transmission est indiqué au récepteur de la manière décrite au D.5.5.4. Les fonctions du récepteur sont ensuite ajustées de manière à s'adapter aux divers niveaux de symboles de données requis et aux différents débits entrants<sup>6</sup>.

## **Appendice I**

### **Bibliographie**

- [1] Advanced Television Systems Committee (ATSC): Digital television standard, Washington D.C., septembre 1995.
- [2] Advanced Television Systems Committee (ATSC): Guide to the use of the ATSC digital standard, Washington D.C., octobre 1995.

---

<sup>6</sup> Le processus de réception correspondant au mode MA-BLR-8 (codage en treillis) est décrit en détail dans la référence [2] de la Bibliographie donnée à l'Appendice I.

## SÉRIES DES RECOMMANDATIONS UIT-T

- Série A Organisation du travail de l'UIT-T
- Série B Moyens d'expression: définitions, symboles, classification
- Série C Statistiques générales des télécommunications
- Série D Principes généraux de tarification
- Série E Exploitation générale du réseau, service téléphonique, exploitation des services et facteurs humains
- Série F Services de télécommunication non téléphoniques
- Série G Systèmes et supports de transmission, systèmes et réseaux numériques
- Série H Systèmes audiovisuels et multimédias
- Série I Réseau numérique à intégration de services
- Série J Transmission des signaux radiophoniques, télévisuels et autres signaux multimédias**
- Série K Protection contre les perturbations
- Série L Construction, installation et protection des câbles et autres éléments des installations extérieures
- Série M Maintenance: systèmes de transmission, de télégraphie, de télécopie, circuits téléphoniques et circuits loués internationaux
- Série N Maintenance: circuits internationaux de transmission radiophonique et télévisuelle
- Série O Spécifications des appareils de mesure
- Série P Qualité de transmission téléphonique, installations téléphoniques et réseaux locaux
- Série Q Commutation et signalisation
- Série R Transmission télégraphique
- Série S Equipements terminaux de télégraphie
- Série T Terminaux des services télématiques
- Série U Commutation télégraphique
- Série V Communications de données sur le réseau téléphonique
- Série X Réseaux pour données et communication entre systèmes ouverts
- Série Z Langages de programmation