

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

62272-1

Première édition
First edition
2003-03

Digital Radio Mondiale (DRM) –

**Partie 1:
Spécification du système**

Digital Radio Mondiale (DRM) –

**Part 1:
System specification**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 62272-1:2003

Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

Editions consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- Site web de la CEI (www.iec.ch)
- Catalogue des publications de la CEI

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (http://www.iec.ch/searchpub/cur_fut.htm) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- IEC Just Published

Ce résumé des dernières publications parues (http://www.iec.ch/online_news/justpub/jp_entry.htm) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- Service clients

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Further information on IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- IEC Web Site (www.iec.ch)
- Catalogue of IEC publications

The on-line catalogue on the IEC web site (http://www.iec.ch/searchpub/cur_fut.htm) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- IEC Just Published

This summary of recently issued publications (http://www.iec.ch/online_news/justpub/jp_entry.htm) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- Customer Service Centre

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: custserv@iec.ch
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

62272-1

Première édition
First edition
2003-03

Digital Radio Mondiale (DRM) –

**Partie 1:
Spécification du système**

Digital Radio Mondiale (DRM) –

**Part 1:
System specification**

© IEC 2003 Droits de reproduction réservés – Copyright - all rights reserved

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'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission, 3, rue de Varembé, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland
Telephone: +41 22 919 02 11 Telefax: +41 22 919 03 00 E-mail: inmail@iec.ch Web: www.iec.ch



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE **XH**

Pour prix, voir catalogue en vigueur
For price, see current catalogue

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	10
INTRODUCTION	14
1 Domaine d'application	16
2 Références	16
3 Définitions, symboles, abréviations et conventions	16
3.1 Définitions	16
3.2 Symboles	18
3.3 Abréviations.....	20
3.4 Convention.....	20
4 Caractéristiques générales	22
4.1 Présentation du système.....	22
4.2 Architecture du système	22
4.3 Codage de source.....	26
4.4 Modes de transmission	28
4.4.1 Paramètres relatifs à la largeur de bande du signal.....	28
4.4.2 Paramètres relatifs à l'efficacité de la transmission.....	28
4.4.2.1 Rendements du codage et constellations.....	28
4.4.2.2 Paramètres OFDM.....	28
5 Modes de codage de source	32
5.1 Présentation	32
5.1.1 Codage audio AAC.....	32
5.1.2 Codage MPEG CELP	34
5.1.3 Codage MPEG HVXC.....	34
5.1.4 Codage avec SBR	36
5.2 UEP et supertrames audio.....	36
5.3 Codage AAC.....	38
5.3.1 AAC.....	38
5.3.1.1 Supertrame audio AAC.....	40
5.3.2 AAC + SBR.....	44
5.4 Codage MPEG CELP.....	46
5.4.1 MPEG CELP.....	46
5.4.1.1 Supertrame audio CELP.....	48
5.5 HVXC.....	54
5.5.1 Définitions.....	56
5.5.1.1 Paramètres du codeur de source HVXC.....	56
5.5.1.2 Bits de CRC pour les modes à débit binaire fixe.....	56
5.5.2 Décodeur HVXC.....	56
5.5.3 Codeur HVXC.....	58
5.5.3.1 Analyse LPC et quantification LSP.....	60
5.5.3.2 Recherche de la hauteur en boucle ouverte	60
5.5.3.3 Estimation fine de la hauteur et des grandeurs harmoniques	60
5.5.3.4 Quantification vectorielle des grandeurs harmoniques	60
5.5.3.5 Décision sur le caractère parlé/non parlé.....	60
5.5.3.6 Codage VXC des signaux non parlés	60
5.5.4 Codage de canal du HVXC.....	62
5.5.4.1 Sélection des bits protégés	62
5.5.4.2 Syntaxe du codage HVXC robuste aux erreurs pour le système DRM (ErHVXCfixframe_CRC)	66
5.5.5 Description de l'entrelacement	74

CONTENTS

FOREWORD	11
INTRODUCTION	15
1 Scope	17
2 References	17
3 Definitions, symbols, abbreviations and conventions	17
3.1 Definitions	17
3.2 Symbols	19
3.3 Abbreviations	21
3.4 Convention	21
4 General characteristics	23
4.1 System overview	23
4.2 System architecture	23
4.3 Source coding	27
4.4 Transmission modes	29
4.4.1 Signal bandwidth related parameters	29
4.4.2 Transmission efficiency related parameters	29
4.4.2.1 Coding rates and constellations	29
4.4.2.2 OFDM parameter set	29
5 Source coding modes	33
5.1 Overview	33
5.1.1 AAC Audio Coding	33
5.1.2 MPEG CELP coding	35
5.1.3 MPEG HVXC coding	35
5.1.4 SBR coding	37
5.2 UEP and audio super framing	37
5.3 AAC coding	39
5.3.1 AAC	39
5.3.1.1 AAC audio super frame	41
5.3.2 AAC + SBR	45
5.4 MPEG CELP coding	47
5.4.1 MPEG CELP	47
5.4.1.1 CELP audio super frame	49
5.5 HVXC	55
5.5.1 Definitions	57
5.5.1.1 HVXC source coder parameters	57
5.5.1.2 CRC bits for fixed bit rate modes	57
5.5.2 HVXC decoder	57
5.5.3 HVXC encoder	59
5.5.3.1 LPC analysis and LSP quantization	61
5.5.3.2 Open loop pitch search	61
5.5.3.3 Harmonic magnitude and fine pitch estimation	61
5.5.3.4 Vector quantization of harmonic magnitudes	61
5.5.3.5 Voiced/Unvoiced decision	61
5.5.3.6 VXC coding of unvoiced signals	61
5.5.4 HVXC channel coding	63
5.5.4.1 Protected Bit Selection	63
5.5.4.2 Syntax of DRM HVXC error resilience (ErHVXCfixframe_CRC)	67
5.5.5 Category Interleaving	75

5.5.6	Détection et dissimulation d'erreurs en HVXC	76
5.5.6.1	Contrôle de Redondance Cyclique (CRC)	76
5.5.6.2	Dissimulation d'erreurs	76
5.5.6.2.1	Substitution de paramètres	78
5.6	SBR	82
5.6.1	Présentation du concept	82
5.6.2	Processus de décodage AAC + SBR	84
5.6.2.1	Filtre d'analyse	86
5.6.2.2	Filtre de synthèse	86
5.6.2.3	Tables de bandes de fréquences	90
5.6.2.3.1	Table de bandes de fréquences principales	90
5.6.2.3.2	Tables de bandes de fréquences dérivées	92
5.6.2.4	Contrôle de la grille T/F	100
5.6.2.5	Décodeur de Huffman	104
5.6.2.5.1	Décodage des enveloppes et des planchers de bruit	104
5.6.2.5.2	Déquantification et décodage stéréo	106
5.6.2.6	Générateur HF	108
5.6.2.6.1	Table de bandes de fréquences pour les limiteurs	114
5.6.2.7	Réglage des hautes fréquences	118
5.6.2.7.1	Répartition	118
5.6.2.7.2	Estimation de l'enveloppe courante	118
5.6.2.7.3	Calcul des niveaux de bruit	120
5.6.2.7.4	Calcul du gain	120
5.6.2.7.5	Regroupement des signaux HF	122
5.6.2.8	Stéréo à faible complexité	124
5.6.2.8.1	Processus	124
5.6.3	Protocole AAC + SBR	128
5.6.3.1	Syntaxe de AAC + SBR	128
5.6.3.2	Définition des éléments du flux binaire SBR	142
6	Définition du multiplex	150
6.1	Introduction	150
6.2	Le canal principal des services	150
6.2.1	Introduction	150
6.2.2	Structure	150
6.2.3	Construction du canal MSC	152
6.2.3.1	Trames multiplexées	152
6.2.3.2	Trames hiérarchiques	152
6.2.4	Reconfiguration	152
6.3	Le canal d'accès rapide	152
6.3.1	Introduction	152
6.3.2	Structure	152
6.3.3	Paramètres de canal	154
6.3.4	Paramètres des services	156
6.3.5	CRC	160
6.3.6	Répétition du FAC	160
6.4	Le canal de description des services	160
6.4.1	Introduction	160
6.4.2	Structure	162
6.4.3	Entités de données	162
6.4.3.1	Entité de données "Description du multiplex" - type 0	164
6.4.3.2	Entité de données "Étiquette" - type 1	166
6.4.3.3	Entité de données "Paramètres d'accès conditionnel" - type 2	168
6.4.3.4	Entité de données "Informations sur les fréquences" - type 3	168
6.4.3.5	Entité de données "Plan de fréquences" - type 4	174
6.4.3.6	Entité de données "Information sur les applications" - type 5	174
6.4.3.7	Entité de données "Support d'annonces et de basculement" - type 6	178

5.5.6	HVXC error detection and concealment	77
5.5.6.1	Cyclic Redundancy Code (CRC)	77
5.5.6.2	Error concealment	77
5.5.6.2.1	Parameter replacement	79
5.6	SBR	83
5.6.1	Conceptual overview	83
5.6.2	AAC + SBR Decoding Process	85
5.6.2.1	Analysis Filterbank	87
5.6.2.2	Synthesis Filterbank	87
5.6.2.3	Frequency Band Tables	91
5.6.2.3.1	Master Frequency Band Table	91
5.6.2.3.2	Derived Frequency Band Tables	93
5.6.2.4	T/F Grid Control	101
5.6.2.5	Huffman Decoder	105
5.6.2.5.1	Envelope and Noise Floor Decoding	105
5.6.2.5.2	Dequantization and Stereo Decoding	107
5.6.2.6	HF Generator	109
5.6.2.6.1	Limiter Frequency Band Table _{<0>}	115
5.6.2.7	High frequency adjustment	119
5.6.2.7.1	Mapping	119
5.6.2.7.2	Estimation of Current Envelope	119
5.6.2.7.3	Calculation of Noise Levels	121
5.6.2.7.4	Calculation of Gain	121
5.6.2.7.5	Assembling HF Signals	123
5.6.2.8	Low Complexity Stereo	125
5.6.2.8.1	Process	125
5.6.3	AAC + SBR Protocol	129
5.6.3.1	AAC + SBR syntax	129
5.6.3.2	SBR bit stream element definitions	143
6	Multiplex definition	151
6.1	Introduction	151
6.2	Main Service Channel	151
6.2.1	Introduction	151
6.2.2	Structure	151
6.2.3	Building the MSC	153
6.2.3.1	Multiplex frames	153
6.2.3.2	Hierarchical frames	153
6.2.4	Reconfiguration	153
6.3	Fast Access Channel	153
6.3.1	Introduction	153
6.3.2	Structure	153
6.3.3	Channel parameters	155
6.3.4	Service parameters	157
6.3.5	CRC	161
6.3.6	FAC repetition	161
6.4	Service Description Channel	161
6.4.1	Introduction	161
6.4.2	Structure	163
6.4.3	Data Entities	163
6.4.3.1	Multiplex description data entity - type 0	165
6.4.3.2	Label data entity - type 1	167
6.4.3.3	Conditional access parameters data entity - type 2	169
6.4.3.4	Frequency information data entity - type 3	169
6.4.3.5	Frequency schedule data entity - type 4	175
6.4.3.6	Application information data entity - type 5	175
6.4.3.7	Announcement support and switching entity - type 6	179

6.4.3.8	Entité de données "Description des régions" - type 7	180
6.4.3.9	Entité de données "Information d'horodatage" - type 8	180
6.4.3.10	Entité de données "Informations audio" - type 9	180
6.4.3.11	Entité de données "Paramètres de canal FAC" - type 10	184
6.4.3.12	Entité de données "Lien" - type 11	188
6.4.3.13	Entité de données "Langue et Pays" - type 12	190
6.4.3.14	Autres entités de données	190
6.4.4	Résumé des caractéristiques des entités de données	190
6.4.5	Changement de contenu du SDC	192
6.4.6	Signalisation des reconfigurations	192
6.4.6.1	Reconfiguration des services	194
6.4.6.2	Reconfiguration des canaux	194
6.5	Application de messages textes	194
6.5.1	Structure	194
6.6	Mode paquets	198
6.6.1	Structure des paquets	198
6.6.1.1	En-tête	200
6.6.1.2	Champ de données	200
6.6.2	Flux asynchrones	200
6.6.3	Fichiers	202
6.6.4	Choix de la longueur des paquets	202
7	Codage de canal et modulation	202
7.1	Introduction	202
7.2	Adaptation du multiplex de transport et dispersion d'énergie	204
7.2.1	Adaptation du multiplex de transport	204
7.2.1.1	MSC	204
7.2.1.2	FAC	208
7.2.1.3	SDC	208
7.2.2	Dispersion d'énergie	210
7.3	Codage	212
7.3.1	Codage multi-niveaux	212
7.3.1.1	Partition du flux binaire en SM	216
7.3.1.2	Partition du flux binaire en HMsym	218
7.3.1.3	Partition du flux binaire en HMmix	220
7.3.2	Composante de codage	220
7.3.3	Entrelacement de bits	232
7.3.3.1	FAC	232
7.3.3.2	SDC	232
7.3.3.3	MSC	234
7.4	Constellations du signal et répartition	236
7.5	Application du codage aux différents canaux	244
7.5.1	Codage du canal MSC	244
7.5.1.1	SM	244
7.5.1.2	HMsym	246
7.5.1.3	HMmix	246
7.5.2	Codage du canal SDC	248
7.5.3	Codage du canal FAC	248
7.6	Entrelacement des cellules dans le canal MSC	250
7.7	Répartition des cellules MSC dans la structure de la supertrame de transmission	252
8	Structure de transmission	256
8.1	Structure et modes à base de trames de transmission	256
8.2	Paramètres OFDM relatifs à la propagation	258
8.3	Paramètres relatifs à la largeur de bande du signal	258
8.3.1	Définition des paramètres	258
8.3.2	Émissions en simulcast	262

6.4.3.8	Region definition data entity - type 7	181
6.4.3.9	Time and date information data entity - type 8	181
6.4.3.10	Audio information data entity - type 9	181
6.4.3.11	FAC channel parameters data entity - type 10	185
6.4.3.12	Linkage data entity - type 11	189
6.4.3.13	Language and country data entity - type 12	191
6.4.3.14	Other data entities	191
6.4.4	Summary of data entity characteristics	191
6.4.5	Changing the content of the SDC	193
6.4.6	Signalling of reconfigurations	193
6.4.6.1	Service reconfigurations	195
6.4.6.2	Channel reconfigurations	195
6.5	Text message application	195
6.5.1	Structure	195
6.6	Packet mode	199
6.6.1	Packet structure	199
6.6.1.1	Header	201
6.6.1.2	Data field	201
6.6.2	Asynchronous streams	201
6.6.3	Files	203
6.6.4	Choosing the packet length	203
7	Channel coding and modulation	203
7.1	Introduction	203
7.2	Transport multiplex adaptation and Energy dispersal	205
7.2.1	Transport multiplex adaptation	205
7.2.1.1	MSC	205
7.2.1.2	FAC	209
7.2.1.3	SDC	209
7.2.2	Energy dispersal	211
7.3	Coding	213
7.3.1	Multilevel coding	213
7.3.1.1	Partitioning of bitstream in SM	217
7.3.1.2	Partitioning of bitstream in HMsym	219
7.3.1.3	Partitioning of bitstream in HMmix	221
7.3.2	Component Code	221
7.3.3	Bit Interleaving	233
7.3.3.1	FAC	233
7.3.3.2	SDC	233
7.3.3.3	MSC	235
7.4	Signal constellations and mapping	237
7.5	Application of coding to the channels	245
7.5.1	Coding the MSC	245
7.5.1.1	SM	245
7.5.1.2	HMsym	247
7.5.1.3	HMmix	247
7.5.2	Coding the SDC	249
7.5.3	Coding the FAC	249
7.6	MSC Cell Interleaving	251
7.7	Mapping of MSC cells on the transmission super frame structure	253
8	Transmission structure	257
8.1	Transmission frame structure and modes	257
8.2	Propagation-related OFDM parameters	259
8.3	Signal bandwidth related parameters	259
8.3.1	Parameter definition	259
8.3.2	Simulcast transmission	263

8.4	Cellules pilotes	262
8.4.1	Fonctions et dérivation.....	262
8.4.2	Références de fréquence	262
8.4.2.1	Positions des cellules.....	264
8.4.2.2	Gains et phases des cellules.....	264
8.4.3	Références de temps	264
8.4.3.1	Positions et phases des cellules	266
8.4.3.2	Gains des cellules	270
8.4.4	Références de gain	270
8.4.4.1	Positions des cellules.....	270
8.4.4.2	Gains des cellules	270
8.4.4.3	Phases des cellules	272
8.4.4.3.1	Procédure de calcul de la phase des cellules.....	272
8.4.4.3.2	Mode de protection A	272
8.4.4.3.3	Mode de protection B.....	274
8.4.4.3.4	Mode de protection C.....	274
8.4.4.3.5	Mode de protection D	274
8.5	Cellules de contrôle	276
8.5.1	Généralités	276
8.5.2	Cellules FAC.....	276
8.5.2.1	Positions des cellules.....	276
8.5.2.2	Gains et phases des cellules.....	280
8.5.3	Cellules SDC.....	280
8.5.3.1	Positions des cellules.....	280
8.5.3.2	Gains et phases des cellules.....	280
8.6	Cellules de données	280
8.6.1	Positions des cellules	280
8.6.2	Gains et phases des cellules.....	282
Annexe A (informative)	Simulation du fonctionnement du système.....	284
Annexe B (informative)	Définition du profil des canaux	286
Annexe C (informative)	Exemple de répartition des trames logiques sur les trames multiplexées.....	290
Annexe D (normative)	Calcul du mot de CRC	292
Annexe E (informative)	Rapports de protection RF, donnés à titre indicatif	296
Annexe F (informative)	Directives pour la mise en œuvre des émetteurs.....	300
Annexe G (informative)	Directives pour la mise en œuvre des récepteurs	302
Annexe H (informative)	Capacité de service et débits binaires.....	310
Annexe I (normative)	Tables SBR.....	312
Annexe J (informative)	Nombre de bits d'entrée	352
Annexe K (informative)	Émissions en simulcast.....	360
Annexe L (informative)	Illustration des références pilotes	364
Annexe M (informative)	Exemples de configurations pour le canal MSC.....	372
Annexe N (informative)	Paramètres HVXC.....	378
Bibliographie		382

8.4	Pilot cells	263
8.4.1	Functions and derivation	263
8.4.2	Frequency references	263
8.4.2.1	Cell positions	265
8.4.2.2	Cell gains and phases	265
8.4.3	Time references	265
8.4.3.1	Cell positions and phases	267
8.4.3.2	Cell gains	271
8.4.4	Gain references	271
8.4.4.1	Cell positions	271
8.4.4.2	Cell gains	271
8.4.4.3	Cell phases	273
8.4.4.3.1	Procedure for calculation of cell phases	273
8.4.4.3.2	Robustness mode A	273
8.4.4.3.3	Robustness mode B	275
8.4.4.3.4	Robustness mode C	275
8.4.4.3.5	Robustness mode D	275
8.5	Control cells	277
8.5.1	General	277
8.5.2	FAC cells	277
8.5.2.1	Cell positions	277
8.5.2.2	Cell gains and phases	281
8.5.3	SDC cells	281
8.5.3.1	Cell positions	281
8.5.3.2	Cell gains and phases	281
8.6	Data cells	281
8.6.1	Cell positions	281
8.6.2	Cell gains and phases	283
Annex A (informative)	Simulated system performance	285
Annex B (informative)	Definition of channel profiles	287
Annex C (informative)	Example of mapping of logical frames to multiplex frames	291
Annex D (normative)	Calculation of the CRC word	293
Annex E (informative)	Indicative RF Protection ratios	297
Annex F (informative)	Guidelines for transmitter implementation	301
Annex G (informative)	Guidelines for receiver implementation	303
Annex H (informative)	Service capacity and bit rates	311
Annex I (normative)	SBR tables	313
Annex J (informative)	Numbers of input bits	353
Annex K (informative)	Simulcast transmission	361
Annex L (informative)	Pilot reference illustrations	365
Annex M (informative)	MSC configuration examples	373
Annex N (informative)	HVXC parameters	379
Bibliography		383

COMMISSION ELECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DIGITAL RADIO MONDIALE (DRM) –

Partie 1: Spécification du système

AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Électrotechnique Internationale) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes internationales. Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, spécifications techniques, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 62272-1 a été établie par le comité d'études 103 de la CEI : Matériels émetteurs pour les radiocommunications

La présente norme est basée sur la spécification technique ETSI TS 101 980 V1.2.1 (2002), et a été préparée par le Groupe rapporteur commun CEI/UIT (décision du CA 110/20) qui comprend le groupe de travail du comité d'études 103 de la CEI: Matériels émetteurs pour les radiocommunications, qui traite de ce sujet: document 103/18/NP (Radiodiffusion numérique dans les bandes de fréquences inférieures à 30 MHz - Partie 1: Aspects système). Le Groupe rapporteur commun a été créé pour préparer une norme à double logo (CEI et UIT). La norme double logone pourra être publiée qu'après l'approbation du contenu de cette norme par l'UIT.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
103/32/FDIS	103/33/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette norme.

La présente norme ne suit pas les règles de structure des normes internationales comme le spécifie la Partie 2 des Directives ISO/CEI.

NOTE Cette norme a été reproduite sans modifications importantes de son contenu original ou de ses règles structurelles.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

Digital Radio Mondiale (DRM)**Part 1: System specification****FOREWORD**

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, the IEC publishes International Standards. Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. The IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International standard IEC 62272-1 has been prepared by IEC technical committee 103: Transmitting equipment for radiocommunication.

This standard is based on the technical specification ETSI TS 101 980 V1.2.1 (2002) and was prepared by Joint Rapporteur Group ITU/IEC (CA Decision 110/20) which includes TC 103, Transmitting equipment for radiocommunication, working group dealing with this matter: document 103/18/NP(Digital radio in the bands below 30 MHz - Part 1: System aspects). The joint rapporteur Group has been set up to achieve a double logo standard (IEC and ITU). The double logo standard may be published after the approval of the content of this standard by ITU.

The text of this standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
103/32/FDIS	103/33/RVD

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

This standard does not follow the rules for structuring International Standards as given in Part 2 of the ISO/IEC Directives.

NOTE This standard has been reproduced without significant modification to its original content or drafting.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2005. A cette date, la publication sera

- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Withdrawn

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2005. At this date, the publication will be

- reconfirmed;
- withdrawn;
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Withdrawn

INTRODUCTION

Cette partie de la CEI 62272 décrit les bandes de fréquences en dessous de 30 MHz qui sont utilisées pour la radiodiffusion, comme suit:

- la bande des basses fréquences (BF) - de 148,5 kHz à 283,5 kHz, seulement dans la Région 1 [1]* selon la définition de l'UIT;
- la bande des moyennes fréquences (MF) - de 526,5 kHz à 1 606,5 kHz dans les Régions 1 [1] et 3 [1] de l'UIT, et de 525 kHz à 1 705 kHz dans la Région 2 [1] de l'UIT;
- les bandes des hautes fréquences (HF) - un ensemble de bandes de radiodiffusion individuelles couvrant une plage de fréquences comprise entre 2,3 MHz et 27 MHz, généralement disponibles dans le monde entier.

Ces bandes offrent des possibilités de propagation particulières, caractérisées par:

- La couverture de zones étendues, dont la taille et l'endroit peuvent varier en fonction de l'heure, de la saison ou de la période à l'intérieur du cycle d'activité solaire d'une durée approximative de 11 ans;
- La réception portable et mobile relativement peu perturbée par l'environnement du récepteur.

Les utilisateurs souhaitent manifestement continuer à émettre dans ces bandes, surtout pour la radiodiffusion internationale, les bandes HF étant les seules à offrir une possibilité de réception qui ne fasse pas appel à des stations répétitrices locales.

Dans ces bandes, cependant, les services de radiodiffusion:

- utilisent des techniques analogiques;
- souffrent d'une qualité limitée;
- sont exposés à des perturbations considérables, dues aux mécanismes de propagation longue distance qui caractérisent cette partie du spectre, mais aussi au grand nombre d'utilisateurs.

Ces considérations ont mené directement au souhait de passer aux techniques d'émission et de réception numériques, seules à même de permettre une amélioration de qualité suffisante pour retenir les auditeurs qui, eux, disposent en nombre croissant d'autres possibilités de réception de programmes, dont la plupart offrent déjà une qualité et une fiabilité supérieures.

Le consortium Digital Radio Mondiale (DRM) a été créé, début 1998, pour répondre au besoin d'un système d'émission numérique, utilisable dans toutes les bandes de fréquences en dessous de 30 MHz. Le consortium DRM est un organisme à but non lucratif, qui s'est fixé pour objectif de développer et de promouvoir l'utilisation du système DRM dans le monde entier. Il réunit des exploitants de stations de radiodiffusion, des fournisseurs de réseaux, des constructeurs d'équipements de réception et d'émission, ainsi que des instituts de recherche. D'autres informations peuvent être obtenues en consultant leur site Internet (<http://www.drm.org/>).

* Les chiffres indiqués entre crochets renvoient aux références données dans l'article 2.

INTRODUCTION

This part of IEC 62272 describes as follows the frequency bands used for broadcasting below 30 MHz:

- Low frequency (LF) band - from 148,5 kHz to 283,5 kHz, in ITU Region 1 [1]* only;
- Medium frequency (MF) band - from 526,5 kHz to 1 606,5 kHz, in ITU Regions 1 [1] and 3 [1] and from 525 kHz to 1 705 kHz in ITU Region 2 [1];
- High frequency (HF) bands - a set of individual broadcasting bands in the frequency range 2,3 MHz to 27 MHz, generally available on a Worldwide basis.

These bands offer unique propagation capabilities that permit the achievement of:

- Large coverage areas, whose size and location may be dependent upon the time of day, season of the year or period in the (approximately) 11 year sunspot cycle;
- Portable and mobile reception with relatively little impairment caused by the environment surrounding the receiver.

There is thus a desire to continue broadcasting in these bands, perhaps especially in the case of international broadcasting where the HF bands offer the only reception possibilities which do not also involve the use of local repeater stations.

However, broadcasting services in these bands:

- use analogue techniques;
- are subject to limited quality;
- are subject to considerable interference as a result of the long-distance propagation mechanisms which prevail in this part of the frequency spectrum and the large number of users.

As a direct result of the above considerations, there is a desire to effect a transfer to digital transmission and reception techniques in order to provide the increase in quality which is needed to retain listeners who, increasingly, have a wide variety of other programme reception media possibilities, usually already offering higher quality and reliability.

In order to meet the need for a digital transmission system suitable for use in all of the bands below 30 MHz, the Digital Radio Mondiale (DRM) consortium was formed in early 1998. The DRM consortium is a non-profit making body which seeks to develop and promote the use of the DRM system worldwide. Its members include broadcasters, network providers, receiver and transmitter manufacturers and research institutes. More information is available from their website (<http://www.drm.org/>).

* The figures in square brackets refer to the references given in clause 2.

Digital Radio Mondiale (DRM) –

Partie 1: Spécification du système

1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 62272 donne les spécifications du système Digital Radio Mondiale (DRM) pour la radiodiffusion numérique dans les bandes de radiodiffusion en dessous de 30 MHz.

2 Références

Les documents suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour le présent document.

- Les références sont, soit spécifiques (identifiées par une date de publication et/ou un numéro d'édition ou de version), soit non spécifiques.
- Dans le cas d'une référence spécifique, les révisions ultérieures ne sont pas applicables.
- Dans le cas d'une référence non spécifique, c'est la version la plus récente qui s'applique.

- [1] Règlement des radiocommunications de l'UIT-R.
- [2] ISO/CEI 14496-3:2001, Technologies de l'information - Codage des objets audiovisuels - Partie 3: codage audio (*Disponible en anglais seulement.*)
- [3] Non utilisé
- [4] ETSI EN 300 401: Systèmes de radiodiffusion sonore numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) à destination de récepteurs fixes, portatifs ou mobiles
- [5] EN 50067: Spécification du système de radiodiffusion de données (RDS) pour la radio à modulation de fréquence dans la bande 87,5 à 108,0 MHz
- [6] ISO/CEI 10646-1 : Technologies de l'information - Jeu universel de caractères codés sur plusieurs octets (JUC) - Partie 1: Architecture et plan multilingue de base
- [7] ISO 639-2: Codes pour la représentation des noms de langue - Partie 2: Code Alpha-3
- [8] ISO 3166 (toutes les parties): Codes pour la représentation des noms de pays et de leurs subdivisions
- [9] ISO 8859-1: Technologies de l'information - Jeux de caractères graphiques codés sur un seul octet - Partie 1: Alphabet latin (*Disponible en anglais seulement.*)
- [10] Recommandation BS.559-2 de l'UIT-R: Mesure objective des rapports de protection RF en radiodiffusion (B_{km}, B_{hm} et B_{dam})
- [11] Recommandation SM.328-10 de l'UIT-R: Spectres et largeurs de bande des émissions
- [12] Recommandation XXX de l'UIT-R: Rapports de protection RF dans les bandes de la radiodiffusion sonore numérique (système DRM) en dessous de 30 MHz (à l'étude)

3 Définitions, symboles, abréviations et conventions

3.1 Définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants s'appliquent:

cellule: élément sinusoïdal de durée T_s , transmis avec une amplitude et une phase données et correspondant à une position de porteuse

NOTE 1 Chaque symbole OFDM est la somme de K éléments sinusoïdaux de ce type, placés à des intervalles de fréquences réguliers.

Digital Radio Mondiale (DRM)

Part 1: System specification

1 Scope

This part of IEC 62272 gives the specification for the Digital Radio Mondiale (DRM) system for digital transmissions in the broadcasting bands below 30 MHz.

2 References

The following documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of the present document.

- References are either specific (identified by date of publication and/or edition number or version number) or non-specific.
 - For a specific reference, subsequent revisions do not apply.
 - For a non-specific reference, the latest version applies.
- | | |
|------|--|
| [1] | ITU-R Radio Regulations. |
| [2] | ISO/IEC 14496-3:2001, Information technology - Coding of audio-visual objects - Part 3: Audio |
| [3] | Not used |
| [4] | ETSI EN 300 401: Radio Broadcasting Systems, Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers |
| [5] | EN 50067: Specification of the radio data system (RDS) for VHF/FM sound broadcasting in the frequency range from 87,5 to 108,0 MHz |
| [6] | ISO/IEC 10646-1: Information technology - Universal Multiple-Octet Coded Character Set (UCS) - Part 1: Architecture and Basic Multilingual Plane |
| [7] | ISO 639-2: Codes for the representation of names of languages - Part 2: Alpha-3 code |
| [8] | ISO 3166 (all parts): Codes for the representation of names of countries and their subdivisions |
| [9] | ISO 8859-1: Information technology - 8-bit single-byte coded graphic character sets - Part 1: Latin alphabet No. 1 |
| [10] | ITU-R Recommendation BS.559-2: Objective measurement of radio-frequency protection ratios in LF, MF and HF broadcasting |
| [11] | ITU-R Recommendation SM.328-10: Spectra and bandwidth of emissions |
| [12] | ITU-R Recommendation XXX: RF protection ratios for digital sound broadcasting (DRM system) in the broadcasting bands below 30 MHz. (under consideration) |

3 Definitions, symbols, abbreviations and conventions

3.1 Definitions

For the purposes of the present document, the following terms and definitions apply:

cell: sine wave portion of duration T_s , transmitted with a given amplitude and phase and corresponding to a carrier position

NOTE 1: Each OFDM symbol is the sum of K such sine wave portions equally spaced in frequency.

dispersion d'énergie: opération consistant à compléter de manière déterministe certains bits choisis de la trame logique, dans le but de réduire la possibilité d'une régularité indésirable du signal transmis due à la présence de séquences répétitives

canal d'accès rapide FAC (Fast Access Channel): canal du flux de données multiplexé qui contient les informations nécessaires à la recherche de services et permet de commencer le décodage du multiplex

canal principal des services MSC (Main Service Channel): canal du flux de données multiplexé qui occupe la majeure partie de la trame de transmission et qui véhicule tous les services audio numériques et, le cas échéant, des services auxiliaires et des services de données supplémentaires

mod: l'opérateur modulo

NOTE 2: $(x \bmod y) = z$, où $y > 0$, tel que $x = qy + z$, q est un entier, et $0 \leq z < y$.

symbole OFDM: signal transmis dans une période de temps pendant laquelle l'amplitude et la phase modulantes sont maintenues constantes sur chacune des porteuses du signal, placées à intervalles réguliers

réservé pour des ajouts ultérieurs rfa (reserved for future addition): les bits portant cette désignation doivent être mis à zéro

NOTE 3: Les récepteurs doivent ignorer ces bits.

réservé pour une utilisation future rfu (reserved for future use): les bits portant cette désignation doivent être mis à zéro

NOTE 4: Les récepteurs doivent vérifier que ces bits sont bien à zéro, afin de déterminer la validité des autres champs ayant le même objectif.

canal de description des services SDC (Service Description Channel): canal du flux de données multiplexé qui fournit les informations nécessaires au décodage des services inclus dans le multiplex

NOTE 5: Le canal SDC véhicule aussi des informations supplémentaires pour permettre à un récepteur de rechercher des sources alternatives pour les mêmes données.

réseau isofréquence synchrone SFN (Single Frequency Network): réseau d'émetteurs qui se partagent une même fréquence radio pour couvrir une zone étendue

trame de transmission: une séquence de symboles OFDM (d'une durée de 400 ms), dont le premier contient les cellules de référence de temps

supertrame de transmission: trois trames de transmission consécutives (d'une durée de 1 200 ms), les premiers symboles OFDM contenant le bloc SDC

trame logique: contient les données d'un flux pendant 400 ms

trame multiplexée: les trames logiques de tous les flux forment une trame multiplexée (d'une durée de 400 ms)

NOTE 6: Cette trame sert de base au codage et à l'entrelacement.

3.2 Symboles

Pour les besoins du présent document, les symboles suivants s'appliquent:

$E[]$	valeur attendue de l'expression entre crochets
f_c	fréquence de référence du signal transmis
K	nombre de porteuses actives du signal OFDM
$K_{\max}$	indice de la porteuse active supérieure du signal OFDM
$K_{\min}$	indice de la porteuse active inférieure du signal OFDM
L_{MUX}	nombre de bits d'entrée par trame multiplexée pour le codage multi-niveaux
N_{MUX}	nombre de cellules MSC (symboles QAM) par trame multiplexée
T	période de temps élémentaire, égale à $83^{1/3} \mu\text{s}$ (1/12 kHz)
T_f	durée de la trame de transmission, égale à 400 ms
T_g	durée de l'intervalle de garde

energy dispersal: operation involving deterministic selective complementing of bits in the logical frame, intended to reduce the possibility that systematic patterns result in unwanted regularity in the transmitted signal

Fast Access Channel (FAC): channel of the multiplex data stream which contains the information that is necessary to find services and begin to decode the multiplex

Main Service Channel (MSC): channel of the multiplex data stream which occupies the major part of the transmission frame and which carries all the digital audio services, together with possible supporting and additional data services

mod: the modulo operator

NOTE 2: $(x \bmod y) = z$, where $y > 0$, such that $x = qy + z$, q is an integer, and $0 \leq z < y$.

OFDM symbol: transmitted signal for that portion of time when the modulating amplitude and phase state is held constant on each of the equally-spaced carriers in the signal

reserved for future addition (rfa): bits with this designation shall be set to zero

NOTE 3: Receivers shall ignore these bits.

reserved for future use (rfu): bits with this designation shall be set to zero

NOTE 4: Receivers shall check that these bits are zero in order to determine the valid status of the other fields in the same scope.

Service Description Channel (SDC): channel of the multiplex data stream which gives information to decode the services included in the multiplex

NOTE 5: The SDC also provides additional information to enable a receiver to find alternative sources of the same data.

Single Frequency Network (SFN): network of transmitters sharing the same radio frequency to achieve a large area coverage

transmission frame: a number of consecutive OFDM symbols (duration of 400 ms), whereby the first OFDM symbol contains the time reference cells

transmission super frame: three consecutive transmission frames (duration of 1 200 ms), whereby the first OFDM symbols contain the SDC block

logical frame: contains data of one stream during 400 ms

multiplex frame: logical frames from all streams form a multiplex frame (duration of 400 ms)

NOTE 6: It is the relevant basis for coding and interleaving.

3.2 Symbols

For the purposes of the present document, the following symbols apply:

$E[\]$	expectation value of the expression in brackets
f_c	reference frequency of the emitted signal
K	number of active carriers in the OFDM symbol
$K_{\max}$	carrier index of the upper active carrier in the OFDM signal
$K_{\min}$	carrier index of the lower active carrier in the OFDM signal
L_{MUX}	number of input bits per multiplex frame for the multilevel encoding
N_{MUX}	number of MSC cells (QAM symbols) per multiplex frame
T	elementary time period, equal to $83^{1/3} \mu\text{s}$ (1/12 kHz)
T_f	duration of the transmission frame, equal to 400 ms
T_g	duration of the guard interval

T_s	durée d'un symbole OFDM
T_{sf}	durée de la supertrame de transmission construite à partir de trois trames de transmission
T_u	durée de la partie utile (orthogonale) d'un symbole OFDM, à l'exclusion de l'intervalle de garde
X^*	conjuguée complexe de valeur X
$\lceil \]$	arrondi vers l'entier supérieur le plus proche
$\lfloor \]$	arrondi vers l'entier inférieur le plus proche

3.3 Abréviations

Pour les besoins du présent document, les abréviations suivantes sont applicables:

AAC	Advanced Audio Coding (codage audio avancé)
AFS	Alternative Frequency Switching (commutation vers une fréquence alternative)
BER	Bit Error Rate (taux d'erreurs binaires)
CELP	Code Excited Linear Prediction (prédiction linéaire avec excitation par code)
CRC	Cyclic Redundancy Check (contrôle de redondance cyclique)
DFT	Discrete Fourier Transform (transformée de Fourier discrète)
EEP	Equal Error Protection (protection d'erreurs uniforme)
FAC	Fast Access Channel (canal d'accès rapide)
HF	High Frequency (haute fréquence)
HVXC	Harmonic Vector eXcitation Coding (codage par excitation de vecteur d'harmonique)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform (transformée de Fourier rapide inverse)
ISO	International Organization for Standardization (organisation internationale de normalisation)
LF	Low Frequency (basse fréquence)
LPC	Linear Predictive Coding (codage par prédiction linéaire)
LSb	Least Significant bit (bit de poids faible)
LSP	Line Spectral Pairs (paires spectrales linéaires)
MF	Medium Frequency (moyenne fréquence)
MPEG	Moving Picture Experts Group (groupe d'experts chargés de normaliser la compression d'images animés)
MSb	Most Significant bit (bit de poids fort)
MSC	Main Service Channel (canal principal des services)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (multiplexage par division de fréquences orthogonales)
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence (séquence binaire pseudo-aléatoire)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (modulation d'amplitude en quadrature)
RF	Radio Frequency (radiofréquence)
rfa	reserved for future addition (réservé pour des ajouts ultérieurs)
rfu	reserved for future use (réservé pour une utilisation future)
SBR	Spectral Band Replication (reconstitution de la bande spectrale)
SDC	Service Description Channel (canal de description des services)
SFN	Single Frequency Network (réseau isofréquence synchrone)
SM	Standard Mapping (répartition normale)
SPP	Standard Protected Part (partie normalement protégée)
UEP	Unequal Error Protection (protection d'erreurs différenciée)
uimsbf	unsigned integer most significant bit first (entier non signé, bit de poids fort en premier)
VSPP	Very Strongly Protected Part (partie très fortement protégée)

3.4 Convention

Sauf disposition contraire, la convention suivante relative à l'ordre des bits est appliquée à chaque étape du traitement:

- dans les figures, le bit placé à gauche est considéré comme étant le premier
- dans les tableaux, le bit placé à gauche est considéré comme étant le premier
- dans les champs numériques, le bit de poids fort (MSb) est considéré comme étant le premier et représenté par un numéro plus élevé. A titre d'exemple, le bit de poids fort d'un octet simple est désigné par "b7" et le bit de poids faible (LSb) est désigné par "b0"
- dans les vecteurs (expressions mathématiques), le bit dont l'indice est le plus bas est considéré comme étant le premier.

T_s	duration of an OFDM symbol
T_{sf}	duration of the transmission super frame built from three transmission frames
T_u	duration of the useful (orthogonal) part of an OFDM symbol, excluding the guard interval
X^*	complex conjugate of value X
$\lceil \]$	round towards plus infinity
$\lfloor \]$	round towards minus infinity

3.3 Abbreviations

For the purposes of the present document, the following abbreviations apply:

AAC	Advanced Audio Coding
AFS	Alternative Frequency Switching
BER	Bit Error Rate
CELP	Code Excited Linear Prediction
CRC	Cyclic Redundancy Check
DFT	Discrete Fourier Transform
EEP	Equal Error Protection
FAC	Fast Access Channel
HF	High Frequency
HVXC	Harmonic Vector eXcitation Coding
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISO	International Organization for Standardization
LF	Low Frequency
LPC	Linear Predictive Coding
LSb	Least Significant bit
LSP	Line Spectral Pairs
MF	Medium Frequency
MPEG	Moving Picture Experts Group
MSb	Most Significant bit
MSC	Main Service Channel
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
rfa	reserved for future addition
rfu	reserved for future use
SBR	Spectral Band Replication
SDC	Service Description Channel
SFN	Single Frequency Network
SM	Standard Mapping
SPP	Standard Protected Part
UEP	Unequal Error Protection
uimbsf	unsigned integer most significant bit first
VSPP	Very Strongly Protected Part

3.4 Convention

Unless otherwise stated, the following convention, regarding the order of bits within each step of processing is used:

- in figures, the bit shown in the left hand position is considered to be first
- in tables, the bit shown in the left hand position is considered to be first
- in numerical fields, the Most Significant Bit (MSb) is considered to be first and denoted by the higher number. For example, the MSb of a single byte is denoted "b7" and the Least Significant Bit (LSb) is denoted "b0"
- in vectors (mathematical expressions), the bit with the lowest index is considered to be first

4 Caractéristiques générales

4.1 Présentation du système

Le système DRM a été conçu pour la radiodiffusion à une fréquence quelconque en dessous de 30 MHz, c'est-à-dire dans les bandes à ondes longues, ondes moyennes et ondes courtes, avec des contraintes de canalisation RF et des conditions de propagation différentes selon les bandes. Pour tenir compte de ces contraintes d'exploitation, plusieurs modes de transmission sont disponibles. Un mode de transmission est défini par les paramètres de transmission, qui peuvent être classés en deux types:

- les paramètres relatifs à la largeur de bande du signal;
- les paramètres relatifs à l'efficacité de la transmission.

Le premier type de paramètres définit la largeur totale de la bande de fréquences nécessaire à une transmission. Les paramètres relatifs à l'efficacité permettent un compromis entre la capacité (le débit binaire utile) et l'immunité au bruit, à la propagation par trajets multiples et à l'effet Doppler.

4.2 Architecture du système

Ce paragraphe donne la présentation générale de l'architecture du système, sur la base du schéma synoptique de la figure 1, qui appelle les paragraphes définissant les éléments individuels du système.

La figure 1 décrit le flux général des différentes classes d'information (audio, données, ...), sans distinguer entre les différents services susceptibles d'être véhiculés dans une ou plusieurs classes d'information. Une description détaillée de la distribution des services sur ces classes est donnée dans l'article 6.

4 General characteristics

4.1 System overview

The DRM system is designed to be used at any frequency below 30 MHz, i.e. within the long wave, medium wave and short wave broadcasting bands, with variable channelization constraints and propagation conditions throughout these bands. In order to satisfy these operating constraints, different transmission modes are available. A transmission mode is defined by transmission parameters classified in two types:

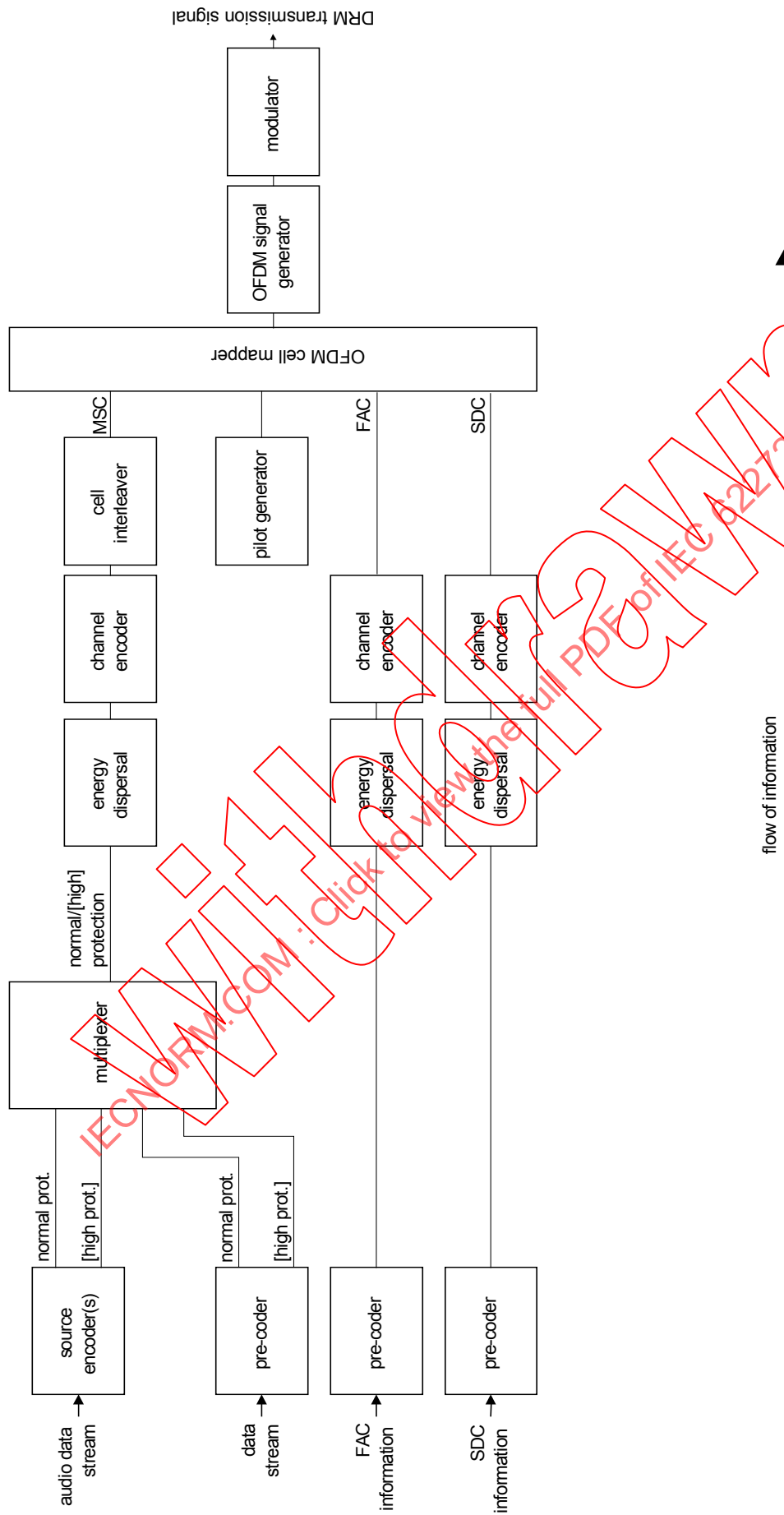
- signal bandwidth related parameters;
- transmission efficiency related parameters.

The first type of parameters defines the total amount of frequency bandwidth for one transmission. Efficiency related parameters allow a trade-off between capacity (useful bit rate) and ruggedness to noise, multipath and Doppler.

4.2 System architecture

This subclause gives a general presentation of the system architecture, based on the synoptic diagram of figure 1, which gives reference to the subclauses defining the individual parts of the system.

Figure 1 describes the general flow of different classes of information (audio, data, ...) and does not differentiate between different services that may be conveyed within one or more classes of information. A detailed description on the distribution of services onto those classes can be found in clause 6.



IEC 479/03

Figure 1 – Conceptual DRM transmission block diagram

Le codeur de source et les précodeurs assurent l'adaptation des flux d'entrée vers un format de transmission numérique approprié. Dans le cas du codage d'une source audio, cette fonctionnalité comprend des techniques de compression audio, telles que celles décrites en 4.3 et dans l'article 5. La sortie du ou des codeurs de source et du précodeur du flux de données peut comprendre deux parties, qui nécessitent des niveaux de protection différents dans le codeur de canal placé en aval. Tous les services doivent utiliser les deux mêmes niveaux de protection.

Le multiplexeur combine les niveaux de protection de tous les services de données et audio, tels que décrits dans l'article 6.

La dispersion d'énergie consiste à compléter de manière déterministe le flux par certains bits choisis, dans le but de réduire la possibilité d'une régularité indésirable du signal transmis due à la présence de séquences systématiques.

Le codeur de canal ajoute des informations redondantes pour assurer une transmission quasi exempte d'erreurs et définit la répartition des informations numériques codées dans les cellules QAM, comme décrit dans l'article 7.

L'entrelacement des cellules répartit les cellules QAM consécutives en une séquence de cellules séparées en temps et en fréquence de manière quasi-aléatoire, afin d'assurer une transmission robuste dans des canaux soumis à des évanouissements sélectifs et variant dans le temps. Le générateur de pilotes fournit au récepteur les moyens de déduire des informations sur l'état du canal, permettant ainsi une démodulation cohérente du signal.

Le répartiteur de cellules OFDM recueille les différentes classes de cellules pour les placer sur la grille temps-fréquence, comme spécifié dans l'article 7.

Le générateur de signaux OFDM transforme chaque ensemble de cellules ayant le même indice temporel en une représentation du signal dans le domaine temporel. A partir de là, le symbole OFDM est obtenu à partir de cette représentation dans le domaine temporel, par insertion d'un intervalle de garde constitué par une répétition cyclique d'une partie du signal, comme spécifié dans l'article 7.

Le modulateur convertit la représentation numérique du signal OFDM en signal analogique émis à l'antenne. Cette opération implique une conversion numérique-analogique et un filtrage afin de respecter le gabarit spectral défini dans l'annexe E.

4.3 Codage de source

Compte tenu des contraintes définies dans les règlements sur la radiodiffusion dans les canaux de radiodiffusion en dessous de 30 MHz, et des paramètres du schéma de codage et de modulation appliqués, le débit binaire disponible pour le codage de source va de 8 kbit/s (demi-canaux) à ≈ 20 kbit/s (canaux normaux), et jusqu'à ≈ 72 kbit/s (canaux doubles).

Pour offrir une qualité optimale à un débit binaire donné, le système dispose de plusieurs schémas de codage de source:

- Codage audio avancé AAC (Advanced Audio Coding), un sous-ensemble du système MPEG-4 utilisé dans la radiodiffusion sonore générique en monophonie et en stéréophonie et comportant des outils de protection contre les erreurs;
- CELP, un sous-ensemble du système MPEG-4 destiné à la radiodiffusion de la parole en monophonie, assurant le codage de la parole avec une robustesse aux erreurs et utilisé lorsque le débit binaire disponible est réduit ou lorsqu'il faut une robustesse aux erreurs particulièrement élevée.
- HVXC, un sous-ensemble du système MPEG-4 destiné à la radiodiffusion de la parole en monophonie, assurant le codage de la parole avec une bonne robustesse aux erreurs lorsque le débit binaire est très faible et convenant également aux applications de base de données vocales;
- Reconstitution de la bande spectrale SBR (Spectral Band Replication), un outil permettant d'améliorer le codage audio en reconstituant la bande audio complète, même avec un faible débit binaire. Cette fonction est utilisable avec AAC et CELP.

Dans les schémas de codage de source, le format utilisé pour le transport du flux binaire a été adapté aux besoins du système DRM (création de supertrames audio). Une protection d'erreurs différenciée UEP (Unequal Error Protection) peut être mise en œuvre pour améliorer le comportement du système dans les canaux susceptibles d'être perturbés.

Des dispositions sont prises pour permettre une extension future du système audio par association de deux signaux DRM.

The source encoder and pre-coders ensure the adaptation of the input streams onto an appropriate digital transmission format. For the case of audio source encoding, this functionality includes audio compression techniques as described in 4.3 and in clause 5. The output of the source encoder(s) and the data stream pre-coder may comprise two parts requiring different levels of protection within the subsequent channel encoder. All services have to use the same two levels of protection.

The multiplexer combines the protection levels of all data and audio services as described in clause 6.

The energy dispersal provides a deterministic selective complementing of bits in order to reduce the possibility that systematic patterns result in unwanted regularity in the transmitted signal.

The channel encoder adds redundant information as a means for quasi error-free transmission and defines the mapping of the digital encoded information onto QAM cells as described in clause 7.

Cell interleaving spreads consecutive QAM cells onto a sequence of cells quasi-randomly separated in time and frequency, in order to provide robust transmission in time-frequency dispersive channels. The pilot generator provides means to derive channel state information in the receiver, allowing for a coherent demodulation of the signal.

The OFDM cell mapper collects the different classes of cells and places them on the time-frequency grid as specified in clause 7.

The OFDM signal generator transforms each ensemble of cells with same time index to a time domain representation of the signal. Consecutively, the OFDM symbol is obtained from this time domain representation by inserting a guard interval as a cyclic repetition of a portion of the signal, as specified in clause 7.

The modulator converts the digital representation of the OFDM signal into the analogue signal in the air. This operation involves digital-to-analogue conversion and filtering that have to comply with spectrum requirements as described in annex E.

4.3 Source coding

Within the constraints of broadcasting regulations in broadcasting channels below 30 MHz and the parameters of the coding and modulation scheme applied, the bit rate available for source coding is in the range from 8 kbit/s (half channels) to ≈ 20 kbit/s (standard channels) to up to ≈ 72 kbit/s (double channels).

In order to offer optimum quality at a given bit rate, the system offers different source coding schemes:

- a subset of MPEG-4 AAC (Advanced Audio Coding) including error robustness tools for generic mono and stereo audio broadcasting;
- a subset of MPEG-4 CELP speech coder for error robust speech broadcasting in mono, for cases when only a low bit rate is available or especially high error robustness is required;
- a subset of MPEG-4 HVXC speech coding for very low bit rate and error robust speech broadcasting in mono, especially well suited also for speech data base applications;
- Spectral Band Replication (SBR), an audio coding enhancement tool that allows to achieve full audio bandwidth at low bit rates. It can be applied to AAC and CELP.

The bitstream transport format of the source coding schemes has been modified to meet the requirements of the DRM system (audio superframing). Unequal error protection (UEP) can be applied to improve the system behaviour in error prone channels.

Provision is made for further enhancement of the audio system by linking two DRM signals together.

4.4 Modes de transmission

4.4.1 Paramètres relatifs à la largeur de bande du signal

Les canaux actuellement utilisés pour la radiodiffusion en dessous de 30 MHz occupent une largeur de 9 kHz ou de 10 kHz. Le système DRM est prévu pour être utilisé:

- avec ces largeurs nominales, afin de respecter la situation actuelle du plan de fréquences;
- avec la moitié de ces largeurs (4,5 kHz ou 5 kHz), pour permettre le fonctionnement en simulcast avec des signaux analogiques en modulation d'amplitude;
- avec le double de ces largeurs (18 kHz ou 20 kHz), pour disposer d'une capacité de transmission accrue, chaque fois que les contraintes du plan de fréquences le permettent.

Les paramètres relatifs à la largeur de bande du signal sont spécifiés dans l'article 8.

4.4.2 Paramètres relatifs à l'efficacité de la transmission

Pour chaque valeur du paramètre relatif à la largeur de bande du signal, des paramètres relatifs à l'efficacité de la transmission ont été définis pour permettre un compromis entre la capacité (c'est-à-dire le débit binaire utile) et l'immunité au bruit, à la propagation par trajets multiples et à l'effet Doppler. Ces paramètres sont de deux sortes:

- les paramètres relatifs au rendement du codage et aux constellations, pour définir le rendement du codage et les constellations utilisés pour acheminer les données;
- les paramètres relatifs aux symboles OFDM, pour définir la structure des symboles OFDM utilisés en fonction des conditions de propagation.

4.4.2.1 Rendements du codage et constellations

En fonction de la protection souhaitée pour chaque service ou partie de service, le système offre une gamme d'options permettant de réaliser un ou deux niveaux de protection à la fois. Selon les besoins du service, ces niveaux de protection peuvent être déterminés, soit par le rendement du codage du codeur de canal (ex. 0,6 ...), soit par le niveau de constellation (ex. 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM), soit par la modulation hiérarchique. Une définition détaillée de ces options est donnée dans l'article 7.

4.4.2.2 Paramètres OFDM

Le jeu de paramètres OFDM est présenté dans ce paragraphe. La forme d'onde du signal est spécifiée dans l'article 8. Ces valeurs sont définies pour différentes conditions de transmission relatives à la propagation, afin de disposer de plusieurs modes de protection du signal. Dans une largeur de bande donnée, les différents modes de protection correspondent à un débit de données disponible différent. Le tableau 1 illustre quelques utilisations typiques des modes de protection.

Tableau 1 – Utilisations des modes de protection

A	Canaux gaussiens avec évanouissement léger
B	Canaux sélectifs en temps et en fréquence, avec un étalement plus important des retards
C	Comme le mode de protection B, mais avec des étalements Doppler plus importants
D	Comme le mode de protection B, mais avec des étalements très importants des retards et du Doppler

Le signal transmis comporte une suite de symboles OFDM, chaque symbole étant constitué d'un intervalle de garde, suivi de la partie dite utile du symbole. Chaque symbole est la somme de K éléments sinusoïdaux, placés à des intervalles de fréquences réguliers. Chaque élément sinusoïdal, appelé "cellule", est transmis avec une amplitude et une phase données et correspond à une position de porteuse. Chaque porteuse est référencée par l'indice k , k appartenant à l'intervalle $[k_{\min}, k_{\max}]$ ($k = 0$ correspond à la fréquence de référence du signal transmis).

4.4 Transmission modes

4.4.1 Signal bandwidth related parameters

The current channel widths for radio broadcasting below 30 MHz are 9 kHz and 10 kHz. The DRM system is designed to be used:

- within these nominal bandwidths, in order to satisfy the current planning situation;
- within half these bandwidths (4,5 kHz or 5 kHz) in order to allow for simulcast with analogue AM signals;
- within twice these bandwidths (18 kHz or 20 kHz) to provide for larger transmission capacity where and when the planning constraints allow for such facility.

These signal bandwidth related parameters are specified in clause 8.

4.4.2 Transmission efficiency related parameters

For any value of the signal bandwidth parameter, transmission efficiency related parameters are defined to allow a trade off between capacity (useful bit rate) and ruggedness to noise, multipath and Doppler. These parameters are of two types:

- coding rate and constellation parameters, defining which code rate and constellations are used to convey data;
- OFDM symbol parameters, defining the structure of the OFDM symbols to be used as a function of the propagation conditions.

4.4.2.1 Coding rates and constellations

As a function of the desired protection associated within each service or part of a service, the system provides a range of options to achieve one or two levels of protection at a time. Depending on service requirements, these levels of protection may be determined by either the code rate of the channel encoder (e.g. 0,6 ...), by the constellation order (e.g. 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM), or by hierarchical modulation. Detailed definition of these options is given in clause 7.

4.4.2.2 OFDM parameter set

The OFDM parameter set is presented in this subclause. The specification of the signal waveform is given in clause 8. These values are defined for different propagation-related transmission conditions to provide various robustness modes for the signal. In a given bandwidth, the different robustness modes provide different available data rates. Table 1 illustrates typical uses of the robustness modes.

Table 1 – Robustness Mode uses

A	Gaussian channels, with minor fading
B	Time and frequency selective channels, with longer delay spread
C	As robustness mode B, but with higher Doppler spread
D	As robustness mode B, but with severe delay and Doppler spread

The transmitted signal comprises a succession of OFDM symbols, each symbol being made of a guard interval followed by the so-called useful part of the symbol. Each symbol is the sum of K sine wave portions equally spaced in frequency. Each sine wave portion, called a "cell", is transmitted with a given amplitude and phase and corresponds to a carrier position. Each carrier is referenced by the index k , k belonging to the interval $[k_{\min}, k_{\max}]$ ($k = 0$ corresponds to the reference frequency of the transmitted signal).

Les paramètres temporels des symboles OFDM sont exprimés sous forme de multiples de la période de temps élémentaire T , égale à $83^{1/3}$ μs . Ces paramètres sont:

- T_g : durée de l'intervalle de garde;
- T_s : durée d'un symbole OFDM;
- T_u : durée de la partie utile (orthogonale) d'un symbole OFDM (c'est-à-dire sans l'intervalle de garde).

Les symboles OFDM sont regroupés pour former des trames de transmission de durée T_f .

Comme spécifié dans l'article 8, un certain nombre de cellules de chaque symbole OFDM sont transmises avec une amplitude et une phase prédéterminées afin de servir de référence dans le processus de démodulation. Elles sont appelées "pilotes de référence" et représentent une certaine proportion du nombre total de cellules.

Tableau 2 – Paramètres des symboles OFDM

	A	B	C	D
T (μs)	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$
T_u (ms)	24 $(288 \times T)$	$21^{1/3}$ $(256 \times T)$	$14^{2/3}$ $(176 \times T)$	$9^{1/3}$ $(112 \times T)$
T_g (ms)	$2^{2/3}$ $(32 \times T)$	$5^{1/3}$ $(64 \times T)$	$5^{1/3}$ $(64 \times T)$	$7^{1/3}$ $(88 \times T)$
T_g/T_u	1/9	1/4	4/11	11/14
$T_s = T_u + T_g$ (ms)	$26^{2/3}$	$26^{2/3}$	20	$16^{2/3}$
T_f (ms)	400	400	400	400

The time-related OFDM symbol parameters are expressed in multiples of the elementary time period T , which is equal to $83^{1/3} \mu\text{s}$. These parameters are:

- T_g : duration of the guard interval;
- T_s : duration of an OFDM symbol;
- T_u : duration of the useful (orthogonal) part of an OFDM symbol (i.e. excluding the guard interval).

The OFDM symbols are grouped to form transmission frames of duration T_f .

As specified in clause 8, a certain number of cells in each OFDM symbol are transmitted with a predetermined amplitude and phase, in order to be used as references in the demodulation process. They are called "reference pilots" and represent a certain proportion of the total number of cells.

Table 2 – OFDM symbol parameters

	A	B	C	D
T (μs)	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$
T_u (ms)	24 $(288 \times T)$	$21^{1/3}$ $(256 \times T)$	$14^{2/3}$ $(176 \times T)$	$9^{1/3}$ $(112 \times T)$
T_g (ms)	$2^{2/3}$ $(32 \times T)$	$5^{1/3}$ $(64 \times T)$	$5^{1/3}$ $(64 \times T)$	$7^{1/3}$ $(88 \times T)$
T_g/T_u	1/9	1/4	4/11	11/14
$T_s = T_u + T_g$ (ms)	$26^{2/3}$	$26^{2/3}$	20	$16^{2/3}$
T_f (ms)	400	400	400	400

5 Modes de codage de source

5.1 Présentation

Dans le système DRM, les options disponibles pour le codage de source sont celles représentées à la figure 2.

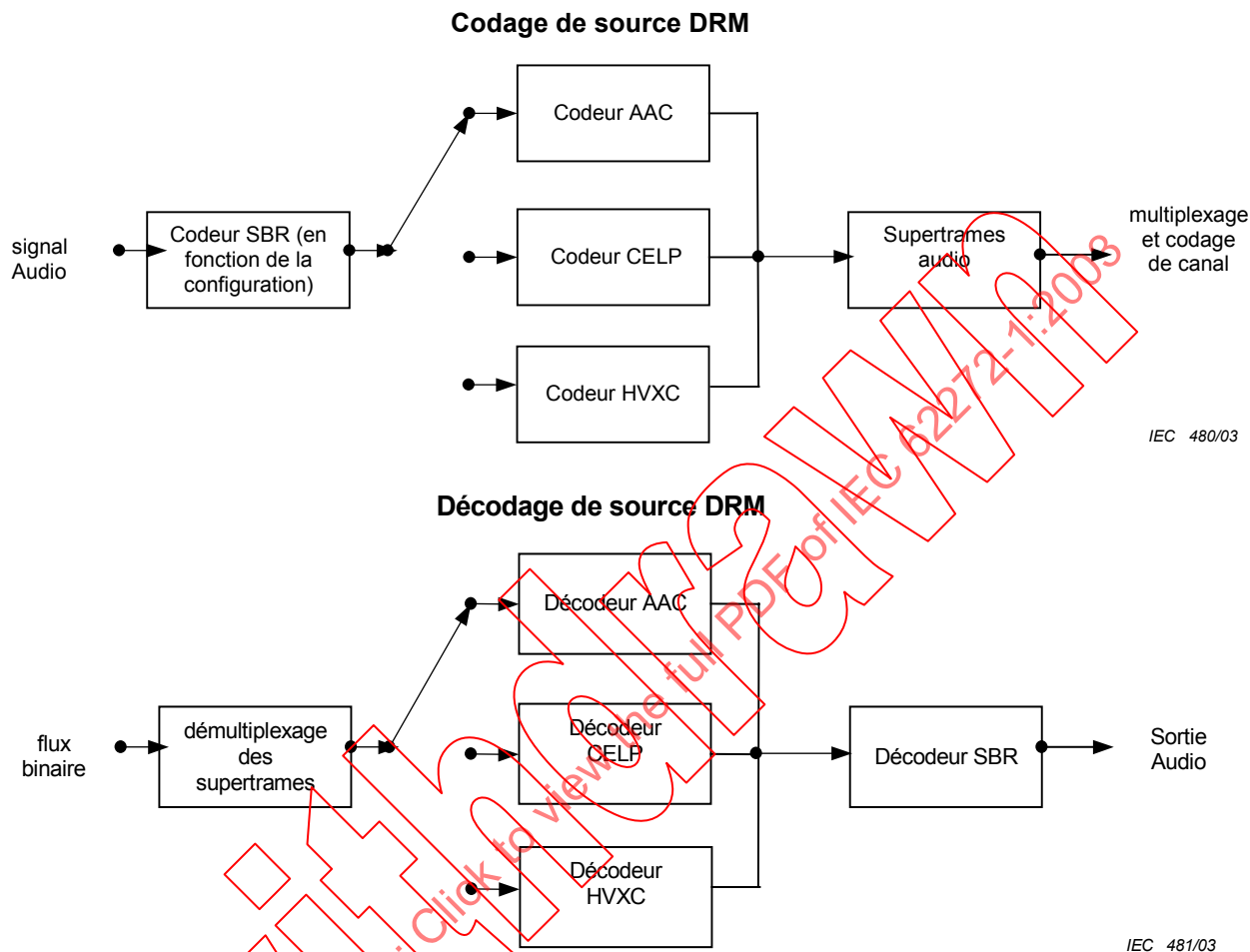


Figure 2 – Schéma synoptique du codage et du décodage de source

Comme décrit en 4.3, le système DRM dispose d'un codage audio générique (AAC) et de deux codeurs de parole (CELP et HVXC). En règle générale, il est possible d'utiliser une méthode de reconstruction des hautes fréquences (SBR) pour améliorer la qualité de perception du son. Actuellement, l'utilisation de la fonction SBR est seulement définie avec le codage AAC. Il est important que les trames audio codées puissent être combinées dans des supertrames audio de durée constante. Le multiplexage et la protection UEP des services audio ou de parole sont réalisés par l'intermédiaire des unités de multiplexage et de codage de canal. Les informations sur la configuration spécifique du signal audio sont transmises dans le canal SDC (voir 6.4.3.10).

5.1.1 Codage audio AAC

Pour le codage audio générique, on utilise un sous-ensemble de la boîte à outils du système MPEG-4 AAC (Advanced Audio Coding), particulièrement adapté à l'environnement du système DRM. A titre d'exemple, dans un canal de radiodiffusion en ondes courtes il est possible d'utiliser une configuration normale de 20 kbit/s mono AAC.

Dans le système DRM, les caractéristiques spécifiques du flux binaire AAC sont les suivantes:

- Débit binaire: l'AAC est utilisable quel que soit le débit binaire. Le découpage en octets de la supertrame audio de 400 ms mène à une granularité de 20 bit/s pour le débit binaire avec AAC;
- Fréquences d'échantillonnage: les fréquences d'échantillonnage autorisées sont 12 kHz et 24 kHz;

5 Source coding modes

5.1 Overview

The source coding options in the DRM system are shown in figure 2.

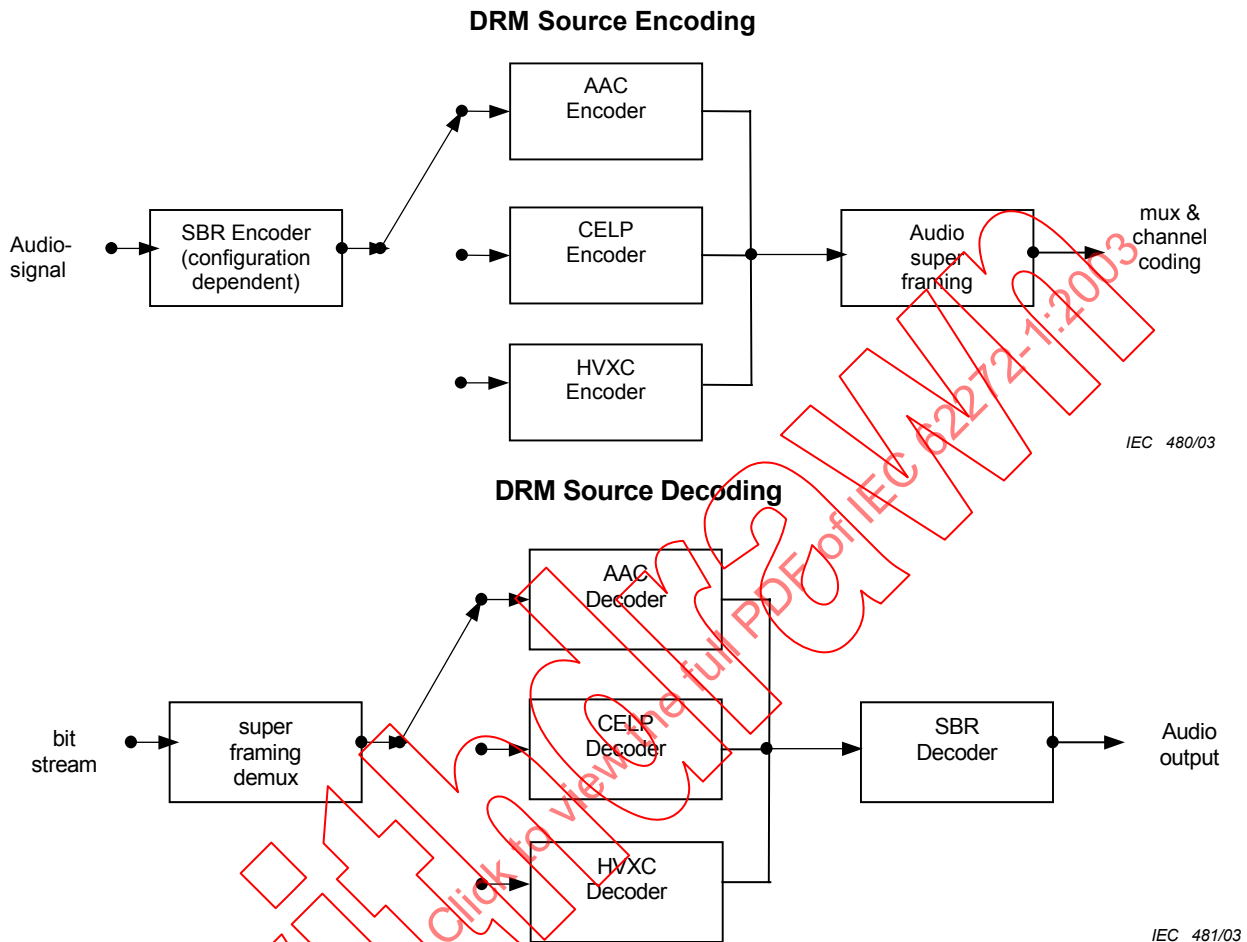


Figure 2 – Source coding overview

As described in 4.3, the DRM system offers audio coding (AAC) and speech coding (CELP and HVXC). In general, a high frequency reconstruction method (SBR) can be used to enhance the perceptual audio quality. However, at present the use of SBR is only defined for use with AAC. Special care is taken so that the encoded audio can be composed into audio super frames of constant length. Multiplexing and UEP of audio/speech services is done by means of the multiplex and channel coding units. Audio specific configuration information is transmitted in the SDC (see 6.4.3.10).

5.1.1 AAC Audio Coding

For generic audio coding, a subset of the MPEG-4 Advanced Audio Coding (AAC) toolbox chosen to best suit the DRM system environment is used. For example a standard configuration for use in one short wave channel could be 20 kbit/s mono AAC.

Specific features of the AAC stream within the DRM system are:

- Bit rate: AAC can be used at any bit rate. Byte-alignment of the 400 ms audio super frame leads to a granularity of 20 bit/s for the AAC bit rate;
- Sampling rates: permitted sampling rates are 12 kHz and 24 kHz;

- Longueur de la transformée: la longueur de la transformée est de 960 pour assurer qu'une trame audio corresponde à une durée de 80 ms ou de 40 ms. Cela est nécessaire pour harmoniser la durée des trames dans les schémas de codage CELP et AAC et permettre ainsi la combinaison d'un nombre entier de trames audio pour construire une supertrame audio d'une durée de 400 ms;
- Robustesse aux erreurs: un sous-ensemble des outils du système MPEG-4 est utilisé pour améliorer la robustesse aux erreurs du flux binaire AAC dans les canaux susceptibles d'être perturbés;
- Création de supertrames audio: 5 trames audio (12 kHz) ou 10 trames audio (24 kHz) sont combinées dans une supertrame audio, qui correspond toujours à une durée de 400 ms. Les trames audio formant une supertrame audio sont codées ensemble, afin que chaque supertrame audio soit de durée constante, et que l'échange de bits entre les trames audio ne soit possible qu'à l'intérieur d'une supertrame audio. Une supertrame audio est toujours placée dans une trame logique (voir article 6). De la sorte, le codage audio ne nécessite aucune synchronisation supplémentaire. La recherche des limites de trame et la protection UEP sont également assurées à l'intérieur de la supertrame audio;
- UEP: l'application d'une protection UEP au flux binaire AAC améliore les performances et le fonctionnement en présence d'un taux d'erreurs binaires (BER) élevé. La protection d'erreurs différenciée (UEP) est réalisée à travers les unités de multiplexage et de codage.

5.1.2 Codage MPEG CELP

Pour le codage de la parole, le système DRM dispose du mode MPEG CELP pour assurer une qualité sonore raisonnable avec un débit binaire sensiblement inférieur au débit normal (ex. fonctionnement à la moitié du débit normal, c'est-à-dire à 8 kbit/s). Les scénarios possibles pour l'utilisation du codeur de parole sont:

- Applications à deux ou trois signaux de parole: au lieu d'un programme audio unique entre 20 et 24 kbit/s, le canal contient deux ou trois signaux de parole entre 8 et 10 kbit/s, ce qui permet la transmission simultanée de plusieurs paroles;
- Services de parole en plus d'un service audio;
- Émissions en simulcast: dans le cas d'un simulcast analogique/numérique, le débit binaire disponible peut descendre à 8 kbit/s;
- Applications de parole particulièrement robustes: de par sa nature, un codeur pour la parole est susceptible d'offrir une meilleure robustesse aux erreurs affectant le canal. C'est pourquoi, un codage de parole à 8 kbit/s peut assurer un codage ultra-robuste de la parole dans un seul canal.

Les caractéristiques principales du codage MPEG CELP sont les suivantes:

- Fréquence d'échantillonnage de 8 kHz ou de 16 kHz;
- Débits binaires compris entre 4 kbit/s et 20 kbit/s;
- Robustesse aux erreurs;
- Combinaison d'un nombre entier de trames CELP pour construire une supertrame audio.

5.1.3 Codage MPEG HVXC

Pour le codage de parole, le système DRM dispose aussi du mode MPEG-4 HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding) pour assurer une qualité raisonnable de la parole avec un débit binaire très bas, par exemple à 2,0 kbit/s. Les débits binaires rendus possibles par le codage HVXC ouvrent au système DRM de nouvelles applications, comme:

- Services de parole en plus d'un service audio;
- Applications multilingues;
- Mémorisation de programmes multiples, telles que des bulletins d'information, des bases de données dans une radio équipée d'une mémoire (à titre d'exemple, un total d'environ 4,5 heures de programme radio peut être stocké dans une mémoire flash de 4 Mo);
- Changement de l'échelle de temps pour la navigation ou la recherche rapide d'un programme mémorisé;
- Transmission fortement protégée contre les erreurs, avec ou sans modulation hiérarchique.

- Transform length: the transform length is 960 to ensure that one audio frame corresponds to 80 ms or 40 ms in time. This is required to harmonize CELP and AAC frame lengths and thus to allow the combination of an integer number of audio frames to build an audio super frame of 400 ms duration;
- Error robustness: a subset of MPEG-4 tools is used to improve the AAC bitstream error robustness in error prone channels;
- Audio super framing: 5 (12 kHz) or 10 (24 kHz) audio frames are composed into one audio super frame, which always corresponds to 400 ms in time. The audio frames in the audio super frames are encoded together such that each audio super frame is of constant length, i.e. that bit exchange between audio frames is only possible within an audio super frame. One audio super frame is always placed in one logical frame (see clause 6). In this way no additional synchronization is needed for the audio coding. Retrieval of frame boundaries and provisions for UEP are also taken care of within the audio super frame;
- UEP: better graceful degradation and better operation at higher BERs is achieved by applying UEP to the AAC bitstream. Unequal error protection is realized via the multiplex/coding units.

5.1.2 MPEG CELP coding

MPEG CELP speech coding is offered in the DRM system to allow for reasonable speech quality at bit rates significantly below the standard rate (for example "half rate" operation at 8 kbit/s). Possible scenarios for the use of the speech coder are:

- Dual/triple speech applications: instead of one audio program at 20 kbit/s to 24 kbit/s, the channel contains two or three speech signals of 8 kbit/s to 10 kbit/s each, allowing simultaneous speech transmissions;
- Speech services in addition to an audio service;
- Simulcast transmissions: in case of analogue/digital simulcast only bit rates as low as 8 kbit/s may be available;
- Very robust speech applications: due to its nature a speech coder can be expected to offer higher robustness against channel errors. Therefore 8 kbit/s speech coding can be used to do ultra robust speech coding in one channel.

Basic features of MPEG CELP coding are:

- 8 kHz or 16 kHz sampling rate;
- Bit rates between 4 kbit/s and 20 kbit/s;
- Error robustness;
- Composition of an integer number of CELP frames to build one audio super frame.

5.1.3 MPEG HVXC coding

MPEG-4 HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding) speech coding is offered in the DRM system to allow for reasonable speech quality at very low bit rates such as 2,0 kbit/s. The operating bit rates of HVXC open up new applications for DRM such as:

- Speech services in addition to an audio service;
- Multi-language application;
- Solid-state storage of multiple programs such as news, data base in a card radio (e.g. total of about 4,5 hours of radio programs can be stored in 4 MByte Flash memory);
- Time scale modification for fast playback/browsing of stored program;
- Highly error robust transmission with or without hierarchical modulation scheme.

Les caractéristiques principales du codage HVXC sont les suivantes:

- Fréquence d'échantillonnage de 8 kHz;
- Débits binaires compris entre 2,0 kbit/s et 4,0 kbit/s pour le codage à débit fixe;
- Changement de l'échelle de temps et de la hauteur avec un facteur quelconque;
- Une syntaxe robuste aux erreurs est supportée et il est possible d'utiliser un CRC pour améliorer la robustesse aux erreurs du flux binaire HVXC dans les canaux susceptibles d'être perturbés;
- Combinaison d'un nombre entier constant de trames HVXC (20) pour construire une supertrame audio.

5.1.4 Codage avec SBR

Pour maintenir une qualité raisonnable du son perçu lorsque le débit binaire est faible, les algorithmes classiques utilisés pour le codage des sources audio ou de parole doivent limiter la bande passante audio et opérer à une fréquence d'échantillonnage réduite. Il est souhaitable de disposer d'une bande passante audio large, même dans les environnements caractérisés par un débit binaire très faible. La fonction SBR (Spectral Band Replication) permet d'atteindre cet objectif.

La fonction SBR sert à recréer la bande des hautes fréquences manquante du signal audio, qui n'a pas pu être codée par le codeur. Pour y parvenir dans les meilleures conditions, il est nécessaire d'inclure quelques informations auxiliaires dans le flux binaire audio, ce qui a pour effet de réduire légèrement le débit de données disponible du codeur audio. Ces informations auxiliaires, calculées sur toute la largeur de bande du signal avant le codage, aident à reconstituer les hautes fréquences après le décodage audio ou de parole.

La fonction SBR existe en deux versions. SBR-LC, un outil à faible complexité pour une qualité sonore moyenne, et SBR-HQ, un outil qui offre une qualité sonore supérieure par rapport à SBR-LC, mais au prix d'une plus grande complexité. Les deux versions sont compatibles avec tous les codeurs et tous les flux binaires et offrent donc une bonne sécurité d'avenir. La différence entre les deux versions se reflète uniquement dans la conception du décodeur.

La technique mise en œuvre par la fonction SBR est décrite en détail en 5.6.

5.2 UEP et supertrames audio

Les schémas de codage modernes sont fortement optimisés en termes d'efficacité du codage, ce qui, selon la théorie de l'information, aboutit à une entropie des bits presque inchangée. Si cette hypothèse est vraie, il est nécessaire d'optimiser le codage de canal, de manière à minimiser la quantité totale d'erreurs résiduelles, désignée généralement par le terme de "taux d'erreurs binaires" ou BER (Bit Error Rate). Ce critère peut être rempli par une méthode de codage de canal, appelée protection d'erreurs uniforme ou EEP (Equal Error Protection), dans laquelle tous les bits d'information sont protégés avec le même degré de redondance.

Cependant, les effets audibles des erreurs ne sont pas indépendants de la partie du flux binaire qui a été affectée par l'erreur. Cette sensibilité inégale aux erreurs est bien connue des systèmes de codage audio utilisés dans les systèmes de radiodiffusion et de communication, comme le DAB (Eureka 147) ou le GSM. La solution optimisée pour gérer cette sensibilité inégale aux erreurs est appelée protection d'erreurs différenciée ou UEP (Unequal Error Protection). Dans un tel système, les informations plus sensibles bénéficient d'une protection renforcée, tandis que la partie moins sensible du flux binaire doit se contenter d'une protection moindre.

Le codage de canal avec l'UEP exige des trames de durée constante, et aussi un profil UEP qui soit constant pour un débit binaire donné. Comme l'AAC est un codage qui produit des trames de durée variable, plusieurs trames codées sont regroupées dans une supertrame audio, dont le débit binaire est constant. Puisque le codage de canal est réalisé à base de supertrames audio, ces dernières sont elles-mêmes constituées de deux parties: une partie plus protégée et une partie moins protégée. C'est pourquoi, les trames audio codées doivent à leur tour être divisées en deux parties. Des détails supplémentaires sur la structure des supertrames audio pour AAC, CELP et HVXC sont donnés dans les paragraphes qui suivent. A noter que HVXC est destiné à être utilisé uniquement avec l'EEP.

Basic features of HVXC coding are:

- 8 kHz sampling rate;
- Bit rates of 2,0 kbit/s and 4,0 kbit/s for fixed rate coding;
- Time scale and pitch modification of arbitrary amounts;
- Error robust syntax is supported, and a CRC tool can be used to improve the error robustness of the HVXC bitstream in error prone channels;
- Composition of a constant integer number of HVXC frames (20) to build one audio super frame.

5.1.4 SBR coding

To maintain a reasonable perceived audio quality at low bit rates, classical audio or speech source coding algorithms need to limit the audio bandwidth and to operate at low sampling rates. It is desirable to be able to offer high audio bandwidth also in very low bit rate environments. This can be realized by the use of SBR (Spectral Band Replication).

The purpose of SBR is to recreate the missing high frequency band of the audio signal that could not be coded by the encoder. In order to do this in the best possible way, some side information needs to be transmitted in the audio bitstream, removing a small percentage of the available data rate from the audio coder. This side information is computed on the full bandwidth signal, prior to encoding and aids the reconstruction of the high frequencies after audio/speech decoding.

SBR exists in two versions. SBR-LC, a tool of low complexity, that offers intermediate sound quality, and SBR-HQ a tool that offers higher sound quality compared to SBR-LC, albeit at a somewhat higher complexity. Both versions are encoder and bitstream compatible and thus offer a "future-proof" upgrade concept. The version difference is only reflected in the decoder design.

The SBR technique is described in detail in 5.6.

5.2 UEP and audio super framing

Today's coding schemes are highly optimized in terms of coding efficiency and according to information theory this should lead to the fact, that the entropy of the bits is nearly equal. If this assumption is true, then the channel coding must be optimized, such that the total amount of residual errors usually referred to as bit error rate (BER) is minimized. This criteria can be fulfilled by a channel coding method called equal error protection (EEP), where all information bits are protected with the same amount of redundancy.

However, the audible effects of errors are not independent of the part of the bitstream that was hit by the error. This behaviour of unequal error sensitivity is well known for source coding schemes that are used in broadcast and communication systems, e.g. DAB (Eureka 147) or GSM. The optimized solution to cope with this unequal error sensitivity is called unequal error protection (UEP). In such a system, higher protection is assigned to the more sensitive information, whereas lower protection is assigned to the less sensitive part of the bitstream.

To accommodate for UEP channel coding, it is necessary to have frames with a constant length and a UEP profile that is constant as well for a given bit rate. Since AAC is a coding scheme with a variable length, several coded frames are grouped together to build one audio super frame. The bit rate of the audio super frame is constant. Since the channel coding is based on audio super frames, the audio super frames themselves consist of two parts: a higher protected part and a lower protected part. Therefore, the coded audio frames themselves have to be split into these two parts. Further details on the audio super frame structure of AAC, CELP and HVXC are provided in the subsequent subclauses. Note that HVXC is intended for use with the EEP scheme only.

Tableau 3 – Syntaxe de "audio_super_frame()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> Audio_super_frame(audio_info) // informations audio en provenance du canal SDC { switch (audio_info.audio_coding) { case AAC: aac_super_frame(audio_info) break; case CELP: celp_super_frame(audio_info) break; case HVXC: hvxc_super_frame(audio_info) break; } } </pre>		

NOTE: Le canal SDC décrit le codeur audio utilisé, ainsi que les paramètres associés à ce codeur. Il fournit aussi des informations sur la fréquence d'échantillonnage et le débit binaire (voir article 6).

5.3 Codage AAC

Les deux paragraphes suivants expliquent la manière dont les trames AAC et AAC + SBR s'intègrent dans la supertrame audio.

5.3.1 AAC

La définition du système audio MPEG-4 figure dans la norme ISO/CEI 14496-3 [2]. Le système MPEG-4 AAC pour le codage audio générique fait partie du système audio MPEG-4. Deux versions ont été définies, mais dans les canaux susceptibles d'être perturbés seule la version 2 doit être utilisée. Dans le système DRM, les flux binaires AAC sont donc des flux binaires MPEG-4 version 2. Parmi les types d'objets audio possibles, seul le type d'objet AAC à faible complexité (ID 17), robuste aux erreurs, qui fait partie du Profil Audio Haute Qualité, est utilisé dans le système DRM.

Utilisation spécifique du codage MPEG-4 AAC dans le système DRM: Trois outils de protection contre les erreurs sont utilisables dans un flux binaire MPEG-4 AAC version 2: Huffman Codeword Reordering HCR (réorganisation des mots de code de Huffman), Virtual Codebooks for Codebook 11 VCB11 (tables de codes virtuelles pour la table de codes 11) et Reversible Variable Length Coding RVLC (codage réversible à longueur variable). Dans le système DRM, tous les flux binaires AAC doivent utiliser l'outil HCR, qui parvient à réduire de manière significative la sensibilité aux erreurs du flux binaire avec un surdébit minimal. L'outil VCB11 doit être utilisé car, pour les faibles débits binaires, il engendre un surdébit inférieur à 1 %. L'outil RVLC ne doit pas être utilisé, car il introduit un surdébit significatif et constitue donc un inconvénient majeur, compte tenu du faible débit binaire du système DRM.

L'outil Perceptual Noise Substitution PNS (substitution de bruit en fonction de la perception) du système MPEG-4 AAC n'est pas utilisé dans le système DRM, car le SBR est mieux à même d'assurer cette fonctionnalité.

Pour le système DRM, la transformée 960 doit être utilisée.

Avec une fréquence d'échantillonnage de 12 kHz, 5 trames AAC doivent être combinées dans une supertrame audio.

Avec une fréquence d'échantillonnage de 24 kHz, 10 trames AAC doivent être combinées dans une supertrame audio.

Lorsque le mode stéréo est utilisé, AAC doit être mis en œuvre avec une fréquence d'échantillonnage de 24 kHz.

Aucune extension_payload() normale ne doit être utilisée et la seule extension autorisée est SBR (signalée dans le canal SDC).

Dans une trame audio stéréophonique, la voie gauche et la voie droite sont transmises avec entrelacement, de manière à réduire la sensibilité aux erreurs à l'intérieur de la trame stéréo.

Element_instance_tag n'est pas utilisé avec un single_channel_element() ou un channel_pair_element(), ce qui permet d'économiser 4 bits.

En appliquant les règles ci-dessus, tout flux binaire AAC du système DRM peut facilement être traduit en un flux binaire compatible MPEG-4 V2.

Table 3 – Syntax of audio_super_frame()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> Audio_super_frame(audio_info) // audio info from the SDC { switch (audio_info.audio_coding) { case AAC: aac_super_frame(audio_info) break; case CELP: celp_super_frame(audio_info) break; case HVXC: hvxc_super_frame(audio_info) break; } } </pre>		

NOTE: The SDC describes the audio coder used, and the parameters associated with that coder. It also provides information about the sampling rate and bit rate used (see clause 6).

5.3 AAC coding

The following two subclauses explain how the AAC and AAC + SBR frames fit into the audio super frame.

5.3.1 AAC

ISO/IEC 14496-3 [2] defines the MPEG-4 Audio standard. The audio coding standard MPEG-4 AAC is part of the MPEG-4 Audio standard. Two versions are defined, but only version 2 is intended for the use in error prone channels. The AAC bitstreams in the DRM system are therefore MPEG-4 version 2 bitstreams. From the possible audio object types, only the Error Robust (ER) AAC Low Complexity object type (Object Type ID = 17), which is part of the High Quality Audio Profile, is used in the DRM system.

DRM specific usage of MPEG-4 AAC: Three error robustness tools may be used within an MPEG-4 version 2 AAC bitstream: HCR (Huffman Codeword Reordering), VCB11 (Virtual Codebooks for Codebook 11) and RVLC (Reversible Variable Length Coding). In the DRM system, all AAC bitstreams shall use the HCR tool, since this tool reduces the error sensitivity of the bitstream significantly with a minimum of overhead. The VCB11 tool shall be used, since for low bit rates, the VCB11 overhead is less than 1 %. The RVLC tool is not used, since it introduces a significant bit rate overhead that is a major drawback for the low bit rates used by DRM.

The MPEG-4 AAC tool PNS (Perceptual Noise Substitution) is not used in DRM since SBR provides this functionality more appropriately.

For DRM the 960 transform shall be used.

When 12 kHz sampling is used, 5 AAC frames shall be combined into one audio super frame.

When 24 kHz sampling is used, 10 AAC frames shall be combined into one audio super frame.

The AAC sampling rate shall be 24 kHz when the stereo mode is used.

No standard extension_payload() shall be used and the only allowed extension is SBR (signalled via SDC).

The left and the right channel in one stereo audio frame are transmitted in an interleaved way to achieve a decreasing error sensitivity within the stereo frame.

The element_instance_tag for a single_channel_element(), respectively a channel_pair_element(), is not used in order to save 4 bits.

Any DRM AAC bitstream can easily be translated into an MPEG-4 V2 compliant bitstream by applying the above rules.

Le système MPEG-4 définit la manière dont sont mémorisés les bits pour une trame audio AAC brute, robuste aux erreurs. Chaque élément du flux binaire AAC, robuste aux erreurs, se voit attribuer une catégorie de sensibilité aux erreurs. Dans le système DRM, deux trames audio AAC robustes aux erreurs sont possibles:

une trame audio monophonique

Une trame audio monophonique comporte trois parties consécutives, appelées par la suite, mono1, mono2 et mono3. Mono1 contient les bits d'information auxiliaire SI (Side Information), mono2 contient les bits TNS (Temporal Noise Shaping) et mono3 contient les bits de données spectrales. La sensibilité aux erreurs diminue de mono1 à mono3.

une trame audio stéréophonique

Une trame audio stéréophonique est constituée de sept parties consécutives, appelées par la suite, stereo1 (informations communes aux deux voies), stereo2 (informations auxiliaires voie gauche), stereo3 (informations auxiliaires voie droite), stereo4 (TNS voie gauche), stereo5 (TNS voie droite), stereo6 (données spectrales voie gauche), stereo7 (données spectrales voie droite). Grâce à l'entrelacement des voies gauche et droite, la sensibilité aux erreurs diminue de stereo1 à stereo7.

5.3.1.1 Superframe audio AAC

Tableau 4 – Syntaxe de "aac_super_frame()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> aac_super_frame(audio_info) // informations audio en provenance du canal SDC { switch (audio_info.audio_sampling_rate) { // seules les valeurs 12 000 et 24 000 sont autorisées case 12000: num_frames = 5; break; case 24000: num_frames = 10; break; } aac_super_frame_header(num_frames - 1) for (f = 0; f < num_frames; f++) { // higher_protected_block for (b = 0; b < num_higher_protected_bytes; b++) audio_frame[f][b] aac_crc_bits[f] } // lower_protected_part for (f = 0; f < num_frames; f++) { num_lower_protected_bytes = frame_length[f] - num_higher_protected_bytes; for (b = 0; b < num_lower_protected_bytes; b++) audio_frame[f][num_higher_protected_bytes + b] } } </pre>	8 8 8	voir annexe D
NOTE 1: num_higher_protected_bytes est dérivé du profil UEP utilisé (voir article 6).		
NOTE 2: audio_frame est soit une trame AAC, soit une trame AAC + SBR.		

The MPEG-4 standard defines how the bits for one raw error robust AAC audio frame are stored. Each element of the error robust AAC bitstream is assigned an error sensitivity category. In the DRM system there are two possible error robust AAC audio frames:

mono audio frame

One mono audio frame consists of three consecutive parts, hereinafter called mono1, mono2 and mono3. Mono1 contains the side information (SI) bits, mono2 contains the TNS (Temporal Noise Shaping) bits and mono3 contains the spectral data bits. The error sensitivity decreases from mono1 to mono3.

stereo audio frame

One stereo audio frame consists of seven consecutive parts, hereinafter called stereo1 (common side info), stereo2 (side info left channel), stereo3 (side info right channel), stereo4 (TNS left channel), stereo5 (TNS right channel), stereo6 (spectral data left channel), stereo7 (spectral data right channel). With this interleaving of left and right channel, the error sensitivity is decreasing from stereo1 to stereo7.

5.3.1.1 AAC audio super frame

Table 4 – Syntax of aac_super_frame()

Syntax	No. of bits	Note
<pre>aac_super_frame(audio_info) // audio info from the SDC { switch (audio_info.audio_sampling_rate) { // only 12 000 and 24 000 is allowed case 12000: num_frames = 5; break; case 24000: num_frames = 10; break; } aac_super_frame_header(num_frames - 1) for (f = 0; f < num_frames; f++) { // higher_protected_block for (b = 0; b < num_higher_protected_bytes; b++) audio_frame[f][b] aac_crc_bits[f] } // lower_protected_part for (f = 0; f < num_frames; f++) { num_lower_protected_bytes = frame_length[f] - num_higher_protected_bytes; for (b = 0; b < num_lower_protected_bytes; b++) audio_frame[f][num_higher_protected_bytes + b] } }</pre>	8 8 8	see annex D
NOTE 1: num_higher_protected_bytes is derived from the UEP profile used (see clause 6).		
NOTE 2: audio_frame is either an AAC or an AAC + SBR frame.		

Tableau 5 – Syntaxe de "aac_super_frame_header()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> aac_super_frame_header(num_borders) { previous_border = 0; for (n = 0; n < num_borders; n++) { frame_length[n] = frame_border - previous_border; // limite de trame en octets previous_border = frame_border; } frame_length[num_borders] = audio_payload_length - previous_border; if (num_borders == 9) reserved // alignement par octets } </pre>	12 4	
NOTE: audio_payload_length est dérivé de la longueur de la supertrame audio (data_length_of_part_A + data_length_of_part_B) après soustraction du surdébit de la supertrame audio (octets utilisés pour aac_super_frame_header() et pour aac_crc_bits()).		

partie plus protégée

La partie plus protégée contient un en-tête, suivi de num_frames blocs bénéficiant d'une protection renforcée. num_frames est le nombre de trames audio dans la supertrame audio.

en-tête

L'en-tête contient les informations nécessaires pour récupérer la longueur des num_frames trames AAC mémorisées dans la supertrame audio.

Toutes les longueurs de trame sont déduites à partir des positions absolues des limites de trame. Ces limites de trame sont mémorisées dans l'en-tête, à la suite. Chaque limite de trame occupe 12 bits (entier non signé, bit de poids fort en premier). La limite de trame se mesure en octets à partir du début de la séquence du flux binaire AAC. 4 bits de bourrage sont ajoutés pour le cas où num_frames = 10. Les limites de trame mémorisées dans l'en-tête sont au nombre de num_frames-1.

bloc à protection renforcée

Un bloc à protection renforcée contient un certain nombre d'octets, à compter du début de chaque trame AAC, en fonction du profil UEP. Il est suivi de 8 bits de contrôle CRC, dérivés des bits de CRC de la trame AAC correspondante (voir annexe D pour le calcul du CRC). Dans le cas d'un signal monophonique, les bits de CRC couvrent (mono1, mono2). Dans le cas d'un signal stéréophonique, les bits de CRC couvrent (stereo1, stereo2, stereo3, stereo4, stereo5).

partie moins protégée

Les octets moins protégés des trames AAC (les octets restants, non inclus dans la partie plus protégée) sont mémorisés à la suite, dans la partie moins protégée.

Table 5 – Syntax of aac_super_frame_header()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> aac_super_frame_header(num_borders) { previous_border = 0; for (n = 0; n < num_borders; n++) { frame_length[n] = frame_border - previous_border; // frame border in bytes previous_border = frame_border; } frame_length[num_borders] = audio_payload_length - previous_border; if (num_borders == 9) reserved // byte-alignment } </pre>	12	
	4	
NOTE: The audio_payload_length is derived from the length of the audio super frame (data_length_of_part_A + data_length_of_part_B) subtracting the audio super frame overhead (bytes used for the audio_super_frame_header() and for the aac_crc_bits).		

higher protected part

The higher protected part contains one header followed by num_frames higher protected blocks. num_frames is the number of audio frames in the audio super frame.

header

The header contains information to recover the frame lengths of the num_frames AAC frames stored in the audio super frame.

All the frame lengths are derived from the absolute positions of the frame borders. These frame borders are stored consecutively in the header. Each frame border occupies 12 bits (unsigned integer, most significant bit first). The frame border is measured in bytes from the start of the AAC bitstream sequence. 4 padding bits are added in case num_frames=10. num_frames-1 frame borders are stored in the header.

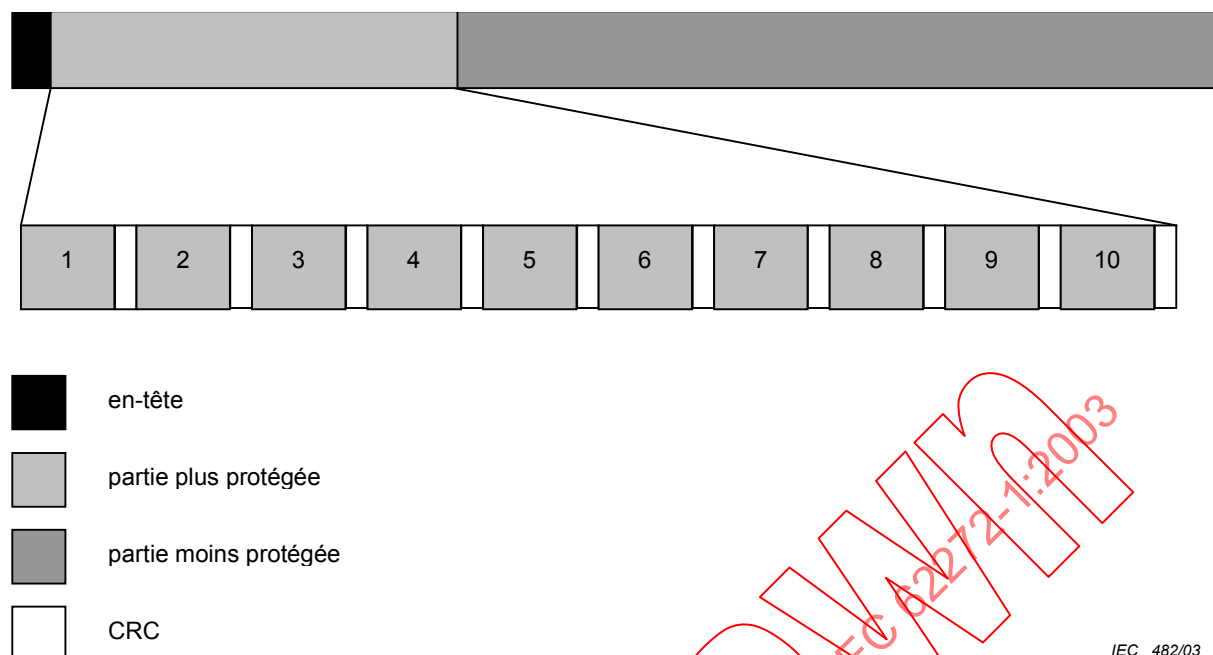
higher protected block

One higher protected block contains a certain amount of bytes from the start of each AAC frame, dependent upon the UEP profile. One 8-bit CRC check derived from the CRC bits of the corresponding AAC frame follows (see annex D for CRC calculation). For a mono signal, the CRC bits cover (mono1, mono2). For a stereo signal, the CRC bits cover (stereo1, stereo2, stereo3, stereo4, stereo5).

lower protected part

The lower protected bytes (the remaining bytes not stored in the higher protected part) of the AAC frames are stored consecutively in the lower protected part.

La figure 3 donne un exemple de supertrame audio avec un signal échantillonné à 24 kHz.

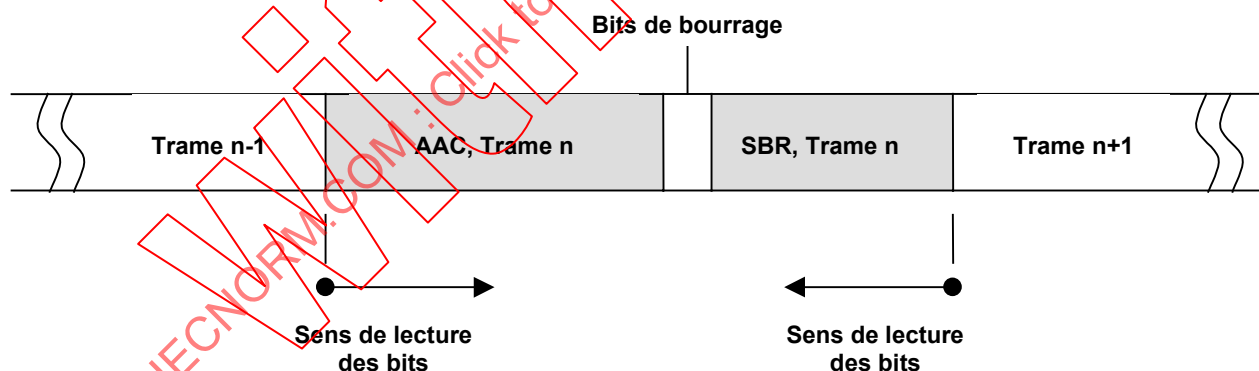


IEC 482/03

Figure 3 – Exemple d'une supertrame audio AAC (24 kHz)

5.3.2 AAC + SBR

La fonction SBR exige une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz et l'AAC une fréquence d'échantillonnage de 24 kHz. Une trame brute AAC + SBR contient une partie AAC et une partie SBR. La partie SBR des données est placée en fin de trame. Le premier bit du flux binaire SBR est le dernier bit de la trame; les bits SBR sont donc écrits et lus à l'envers. De la sorte, le point de départ de chaque partie des données de la trame est toujours facile à trouver.



IEC 483/03

Figure 4 – Trame AAC + SBR

La taille des deux parties, AAC et SBR, est variable d'une trame à l'autre. La taille totale des trames individuelles, qui comprend maintenant les données SBR, peut être déduite grâce au `aac_super_frame_header()` comme décrit en 5.3.1. C'est pourquoi, le débit binaire variable introduit par la fonction SBR ne nécessite aucune signalisation supplémentaire.

Les trames AAC + SBR sont placées dans la supertrame audio, de la même manière que lorsque SBR n'est pas utilisé.

Pour le codage de source avec un débit binaire de 20 kbit/s ou supérieur, la fonction SBR est obligatoire. Pour les débits binaires inférieurs à 20 kbit/s, la fonction SBR est facultative.

Le flux binaire SBR est décrit en détail en 5.5.3.

Figure 3 illustrates an example audio super frame for a 24 kHz sampled signal.

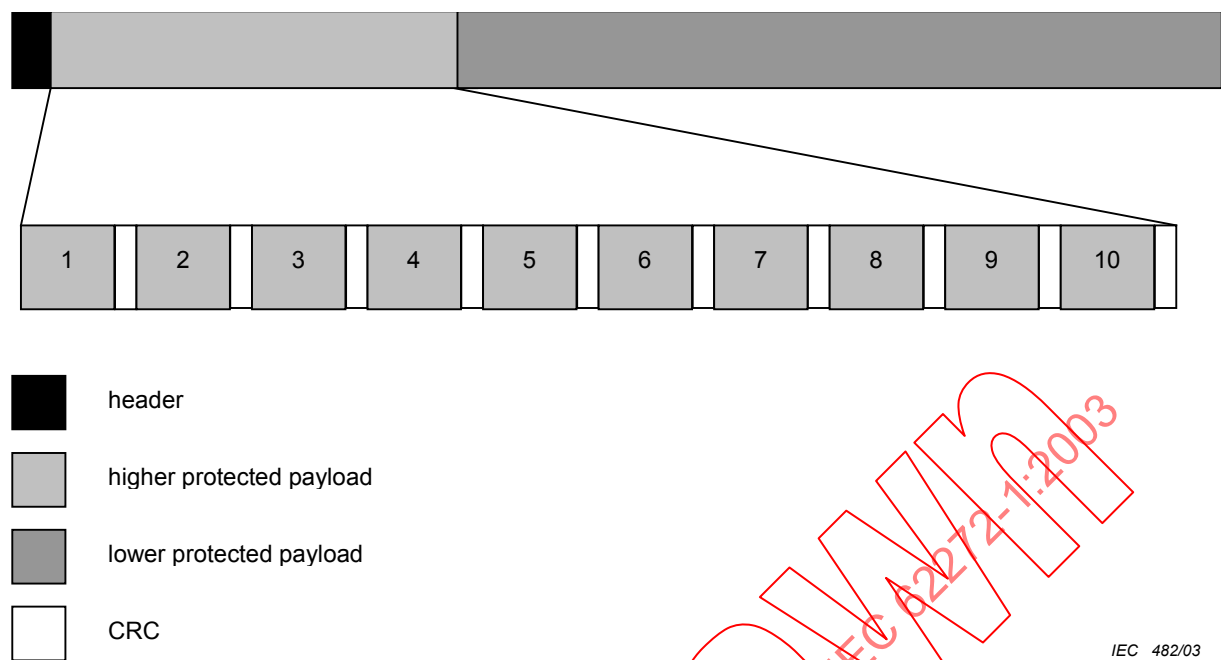


Figure 3 – Example AAC audio super frame (24 kHz)

5.3.2 AAC + SBR

The SBR sampling rate shall be 48 kHz and the AAC sampling rate shall be 24 kHz. One raw AAC + SBR frame contains an AAC part and a SBR part. The SBR part of the data is located at the end of the frame. The first bit in the SBR bitstream is the last bit in the frame, and the SBR bits are thus written/read in reversed order. In this way, the starting points of respective part of the frame data are always easily found.

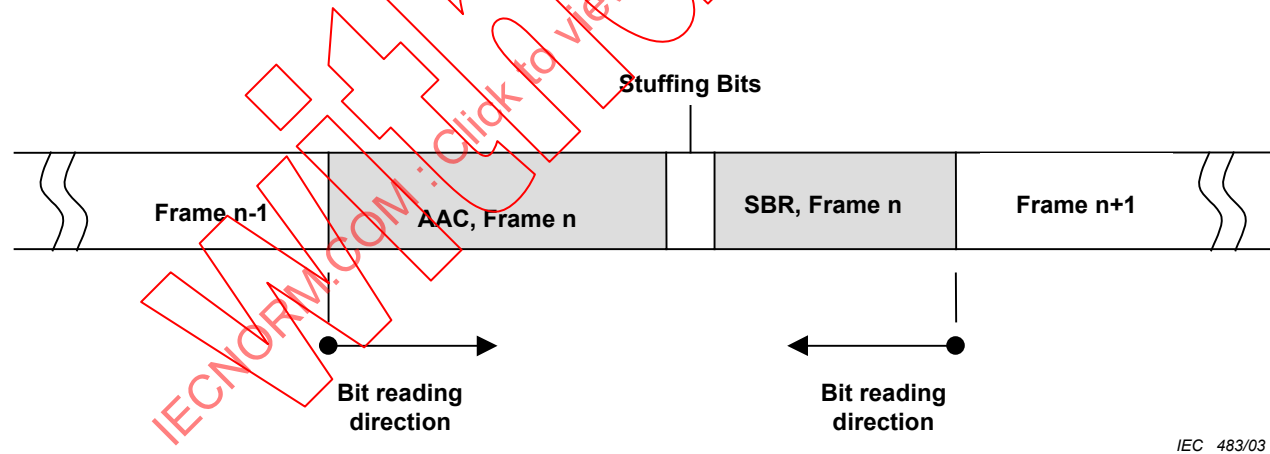


Figure 4 – AAC + SBR frame

Both AAC and SBR data sizes vary from frame to frame. The total size of the individual frames, now including the SBR data, can be derived from the `aac_super_frame_header()` as described in 5.3.1. Thus no extra signalling due to the varying SBR bit rate is needed.

The AAC + SBR frames are inserted into the audio super frame in the same manner as when SBR is not used.

For source coding bit rates at 20 kbit/s or greater, SBR shall be used. For bit rates below 20 kbit/s, SBR may be used.

The details of the SBR bitstream are described in 5.5.3.

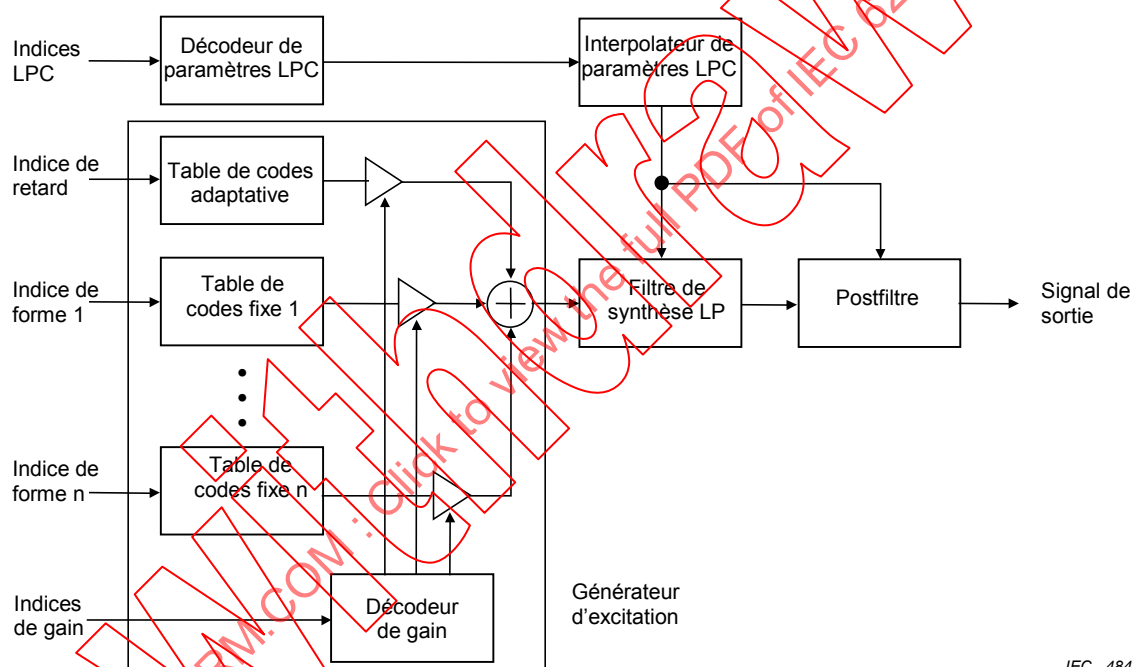
5.4 Codage MPEG CELP

5.4.1 MPEG CELP

La définition du système audio MPEG-4 figure dans la norme ISO/CEI 14496-3 [2]. Le système MPEG-4 CELP (Code Excited Linear Prediction) pour le codage de la parole fait partie du système audio MPEG-4. Deux versions ont été définies, mais dans les canaux susceptibles d'être perturbés seule la version 2 doit être utilisée. Dans le système DRM, les flux binaires CELP sont donc des flux binaires MPEG-4 version 2. Parmi les types d'objets audios possibles, seul le type d'objet CELP (ID 24), robuste aux erreurs, qui fait partie du Profil Audio Haute Qualité, est utilisé dans le système DRM.

MPEG-4 CELP couvre la compression et le décodage de la parole naturelle à un débit binaire compris entre 4 kbit/s et 24 kbit/s. MPEG-4 CELP est un algorithme de codage connu, mais introduit quelques fonctionnalités nouvelles. Les codeurs CELP traditionnels assurent la compression avec un débit binaire unique et ont été optimisés pour certaines applications spécifiques. La compression est une des fonctionnalités assurées par MPEG-4 CELP, mais MPEG-4 permet aussi l'utilisation d'un seul codeur de base dans des applications multiples. Il assure la mise à l'échelle en débit binaire et en largeur de bande et offre la possibilité de générer des flux binaires avec un débit quelconque. Le codeur MPEG-4 CELP supporte deux fréquences d'échantillonnage, à savoir 8 kHz et 16 kHz. Les bandes passantes associées vont de 100 Hz à 3 800 Hz pour un échantillonnage à 8 kHz, et de 50 Hz à 7 000 Hz pour un échantillonnage à 16 kHz.

Le schéma synoptique du décodeur CELP est représenté à la figure 5.



IEC 484/03

Figure 5 – Schéma synoptique d'un décodeur CELP

Le décodeur CELP est constitué principalement d'un générateur d'excitation et d'un filtre de synthèse. Les décodeurs CELP comprennent souvent un post-filtre. Le générateur d'excitation possède une table de codes adaptative pour modéliser des composantes périodiques, des tables de codes fixes pour modéliser des composantes aléatoires et un décodeur de gain pour représenter le niveau d'un signal de parole. Les indices pour les tables de codes et les valeurs de gains sont fournis par le codeur. Les indices des tables de codes (indice de réduction de hauteur pour la table de codes adaptative et indice de forme pour la table de code fixe) et les indices de gain (gains des tables de codes adaptatives et fixes) sont utilisés pour générer le signal d'excitation. Celui-ci est ensuite filtré par le filtre de synthèse linéaire prédictive (filtre de synthèse LP). Les coefficients de filtrage sont reconstruits à l'aide des indices LPC, puis interpolés avec les coefficients de filtrage des trames d'analyse successives. Pour finir, un post-filtrage peut être appliqué pour améliorer la qualité de la parole.

Le codeur MPEG-4 CELP offre les fonctionnalités suivantes: Débits binaires multiples, mise à l'échelle du débit binaire, mise à l'échelle de la largeur de bande et réglage fin du débit. Le système DRM n'utilise que la fonctionnalité Débits binaires multiples.

5.4 MPEG CELP coding

5.4.1 MPEG CELP

ISO/IEC 14496-3 [2] defines the MPEG-4 Audio standard. The speech coding standard MPEG-4 CELP (Code Excited Linear Prediction) is part of the MPEG-4 Audio standard. Two versions are defined, but only version 2 is intended for the use in error prone channels. The CELP bitstreams in the DRM system are therefore MPEG-4 version 2 bitstreams. From the possible audio object types, only the Error Robust (ER) CELP object type (Object Type ID = 24), which is part of the High Quality Audio Profile, is used in the DRM system.

The MPEG-4 CELP covers the compression and decoding of natural speech sound at bit rates ranging between 4 kbit/s and 24 kbit/s. MPEG-4 CELP is a well-known coding algorithm with new functionality. Conventional CELP coders offer compression at a single bit rate and are optimized for specific applications. Compression is one of the functionalities provided by MPEG-4 CELP, but MPEG-4 also enables the use of one basic coder in multiple applications. It provides scalability in bit rate and bandwidth, as well as the ability to generate bitstreams at arbitrary bit rates. The MPEG-4 CELP coder supports two sampling rates, namely, 8 kHz and 16 kHz. The associated bandwidths are 100 Hz to 3 800 Hz for 8 kHz sampling and 50 Hz to 7 000 Hz for 16 kHz sampling.

A basic block diagram of the CELP decoder is given in figure 5.

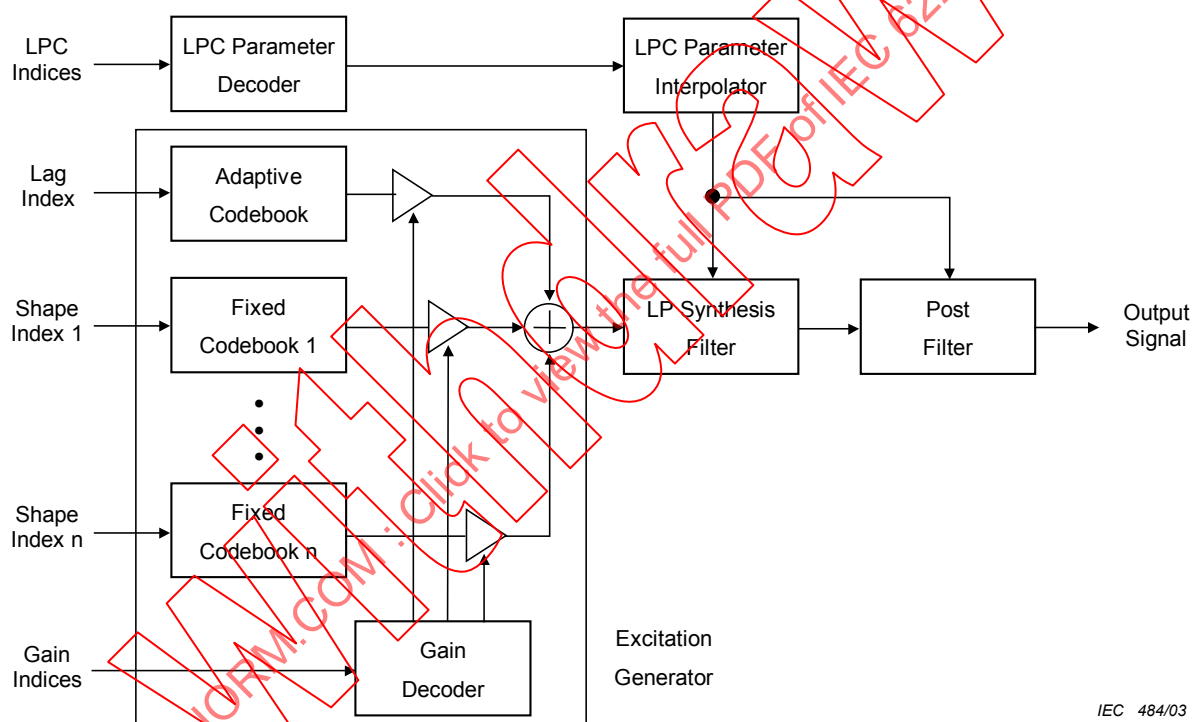


Figure 5 – Block diagram of a CELP decoder

The CELP decoder primarily consists of an excitation generator and a synthesis filter. Additionally, CELP decoders often include a post-filter. The excitation generator has an adaptive codebook to model periodic components, fixed codebooks to model random components and a gain decoder to represent a speech signal level. Indices for the codebooks and gains are provided by the encoder. The codebook indices (pitch-lag index for the adaptive codebook and shape index for the fixed codebook) and gain indices (adaptive and fixed codebook gains) are used to generate the excitation signal. The excitation signal is then filtered by the linear predictive synthesis filter (LP synthesis filter). Filter coefficients are reconstructed using the LPC indices, then are interpolated with the filter coefficients of successive analysis frames. Finally, a post-filter can optionally be applied in order to enhance the speech quality.

The MPEG-4 CELP coder offers the following functionalities: Multiple bit rates, Bit rate Scalability, Bandwidth Scalability, and Fine Rate Control. DRM only uses the multiple bit rates functionality.

Débits binaires multiples: les débits binaires disponibles dépendent de la fréquence d'échantillonnage. Les débits binaires fixes suivants sont utilisables:

Tableau 6 – Débits binaires fixes pour le codeur CELP

Débits binaires pour la fréquence d'échantillonnage de 8 kHz (en bit/s)	Débits binaires pour la fréquence d'échantillonnage de 16 kHz (en bit/s)
3 850, 4 250, 4 650, 5 700, 6 000, 6 300, 6 600, 6 900, 7 100, 7 300, 7 700, 8 300, 8 700, 9 100, 9 500, 9 900, 10 300, 10 500, 10 700, 11 000, 11 400, 11 800, 12 000, 12 200	10 900, 11 500, 12 100, 12 700, 13 300, 13 900, 14 300, 14 700, 15 900, 17 100, 17 900, 18 700, 19 500, 20 300, 21 100, 13 600, 14 200, 14 800, 15 400, 16 000, 16 600, 17 000, 17 400, 18 600, 19 800, 20 600, 21 400, 22 200, 23 000, 23 800

Le retard algorithmique du codeur CELP est dû à la durée de la trame et à une période d'anticipation supplémentaire. La durée de la trame dépend du mode de codage et du débit binaire. La période d'anticipation, qui est un paramètre informatif, dépend également du mode de codage. Les tableaux ci-dessous donnent les retards applicables aux modes utilisés dans le système DRM.

Tableau 7 – Retard et durée de trame pour le codeur CELP avec une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz

Débit binaire (en bit/s)	Retard (en ms)	Durée de trame (en ms)
3 850, 4 250, 4 650	45	40
5 700, 6 000, 6 300, 6 600, 6 900, 7 100, 7 300, 7 700, 8 300, 8 700, 9 100, 9 500, 9 900, 10 300, 10 500, 10 700	25	20
11 000, 11 400, 11 800, 12 000, 12 200	15	10

Tableau 8 – Retard et durée de trame pour le codeur CELP avec une fréquence d'échantillonnage de 16 kHz

Débit binaire (en bit/s)	Retard (en ms)	Durée de trame (en ms)
10 900, 11 500, 12 100, 12 700, 13 300, 13 900, 14 300, 14 700, 15 900, 17 100, 17 900, 18 700, 19 500, 20 300, 21 100	25	20
13 600, 14 200, 14 800, 15 400, 16 000, 16 600, 17 000, 17 400, 18 600, 19 800, 20 600, 21 400, 22 200, 23 000, 23 800	15	10

5.4.1.1 Supertrame audio CELP

Les trames CELP possèdent une longueur fixe. Les trames audio CELP sont regroupées pour former des supertrames audio d'une durée de 400 ms. La protection d'erreurs différenciée (UEP) est applicable. Le début de chaque trame audio est alloué à la partie plus protégée, tandis que les bits restants sont alloués à la partie moins protégée. Le découpage des trames CELP est donné dans les tableaux 10 et 11. L'indice du débit binaire CELP est signalé dans le canal SDC.

Multiple bit rates: the available bit rates depend on the sampling rate. The following fixed bit rates can be used:

Table 6 – Fixed bit rates for the CELP coder

Bit rates for the 8 kHz sampling rate (bit/s)	Bit rates for the 16 kHz sampling rate (bit/s)
3 850, 4 250, 4 650, 5 700, 6 000, 6 300, 6 600, 6 900, 7 100, 7 300, 7 700, 8 300, 8 700, 9 100, 9 500, 9 900, 10 300, 10 500, 10 700, 11 000, 11 400, 11 800, 12 000, 12 200	10 900, 11 500, 12 100, 12 700, 13 300, 13 900, 14 300, 14 700, 15 900, 17 100, 17 900, 18 700, 19 500, 20 300, 21 100, 13 600, 14 200, 14 800, 15 400, 16 000, 16 600, 17 000, 17 400, 18 600, 19 800, 20 600, 21 400, 22 200, 23 000, 23 800

The algorithmic delay of the CELP coder comes from the frame length and an additional look ahead length. The frame length depends on the coding mode and the bit rate. The look ahead length, which is an informative parameter, also depends on the coding mode. The delays presented below are applicable to the modes used in DRM.

Table 7 – Delay and frame length for the CELP coder at 8 kHz sampling rate

Bit rate (bit/s)	Delay (ms)	Frame Length (ms)
3 850, 4 250, 4 650	45	40
5 700, 6 000, 6 300, 6 600, 6 900, 7 100, 7 300, 7 700, 8 300, 8 700, 9 100, 9 500, 9 900, 10 300, 10 500, 10 700	25	20
11 000, 11 400, 11 800, 12 000, 12 200	15	10

Table 8 – Delay and frame length for the CELP coder at 16 kHz sampling rate

Bit rate (bit/s)	Delay (ms)	Frame Length (ms)
10 900, 11 500, 12 100, 12 700, 13 300, 13 900, 14 300, 14 700, 15 900, 17 100, 17 900, 18 700, 19 500, 20 300, 21 100	25	20
13 600, 14 200, 14 800, 15 400, 16 000, 16 600, 17 000, 17 400, 18 600, 19 800, 20 600, 21 400, 22 200, 23 000, 23 800	15	10

5.4.1.1 CELP audio super frame

CELP frames have a fixed frame length. The CELP audio frames are grouped together to form audio super frames of 400 ms duration. UEP is applicable. The start of each audio frame is mapped into the higher protected part, the remaining bits are allocated to the lower protected part. The partitioning of the CELP frames is given in tables 10 and 11. The CELP bit rate index is signalled in the SDC.

Tableau 9 – Syntaxe de "celp_super_frame()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> celp_super_frame(celp_table_ind) // indice de la table CELP en provenance du canal SDC { switch (audio_info.audio_sampling_rate) { // seules les valeurs 8 000 et 16 000 sont autorisées case 8000: (num_frames, num_higher_protected_bits, num_lower_protected_bits) = read_table_10 (CELP_index) break; case 16000: (num_frames, num_higher_protected_bits, num_lower_protected_bits) = read_table_11 (CELP_index) break; } for (f = 0; f < num_frames; f++) { // higher_protected_block for (b = 0; b < num_higher_protected_bits; b++) celp_frame[f][b] if (audio_info.CELP_CRC == 1) celp_crc_bits[f] } // lower_protected_part for (f = 0; f < num_frames; f++) { for (b = 0; b < num_lower_protected_bits; b++) celp_frame[f][num_higher_protected_bits + b] } } </pre>	1 8 1	voir annexe D

Table 9 – Syntax of celp_super_frame()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> celp_super_frame(celp_table_ind) // CELP table index from the SDC { switch (audio_info.audio_sampling_rate) { // only 8 000 and 16 000 is allowed case 8000: (num_frames, num_higher_protected_bits, num_lower_protected_bits) = read_table_10 (CELP_index) break; case 16000: (num_frames, num_higher_protected_bits, num_lower_protected_bits) = read_table_11 (CELP_index) break; } for (f = 0; f < num_frames; f++) { // higher_protected_block for (b = 0; b < num_higher_protected_bits; b++) celp_frame[f][b] if (audio_info.CELP_CRC == 1) celp_crc_bits[f] } // lower_protected_part for (f = 0; f < num_frames; f++) { for (b = 0; b < num_lower_protected_bits; b++) celp_frame[f][num_higher_protected_bits + b] } } </pre>	1 8 1	see annex D

Tableau 10 – Paramètres UEP pour CELP avec une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz

Indice du débit binaire CELP	Débit binaire (en bits/s)	Durée de la trame audio (en ms)	Partie plus protégée (en bits/trame audio)	Partie moins protégée (en bits/trame audio)	Partie plus protégée (en octets/super trame audio)	Partie moins protégée (en octets/super trame audio)	Longueur de la trame audio (en octets)
0	3 850	40	36	118	45	148	193 (voir note)
1	4 250	40	36	134	45	168	213 (voir note)
2	4 650	40	36	150	45	188	233 (voir note)
6	5 700	20	24	90	60	225	285
7	6 000	20	24	96	60	240	300
8	6 300	20	24	102	60	255	315
9	6 600	20	24	108	60	270	330
10	6 900	20	24	114	60	285	345
11	7 100	20	24	118	60	295	355
12	7 300	20	24	122	60	305	365
13	7 700	20	36	118	90	295	385
14	8 300	20	36	130	90	325	415
15	8 700	20	36	138	90	345	435
16	9 100	20	36	146	90	365	455
17	9 500	20	36	154	90	385	475
18	9 900	20	36	162	90	405	495
19	10 300	20	36	170	90	425	515
20	10 500	20	36	174	90	435	525
21	10 700	20	36	178	90	445	535
22	11 000	10	24	86	120	430	550
23	11 400	10	24	90	120	450	570
24	11 800	10	24	94	120	470	590
25	12 000	10	24	96	120	480	600
26	12 200	10	24	98	120	490	610

NOTE: Pour ces débits binaires, les quatre derniers bits de la supertrame audio sont remplis avec des 0.

Table 10 – UEP parameters for 8 kHz sampling CELP

CELP bit rate index	Bit rate (bits/s)	Audio frame length (ms)	Higher Protected Part (bits/audio frame)	Lower Protected Part (bits/audio frame)	Higher Protected Part (bytes/audio super frame)	Lower Protected Part (bytes/audio super frame)	Audio super frame length (bytes)
0	3 850	40	36	118	45	148	193 (see note)
1	4 250	40	36	134	45	168	213 (see note)
2	4 650	40	36	150	45	188	233 (see note)
6	5 700	20	24	90	60	225	285
7	6 000	20	24	96	60	240	300
8	6 300	20	24	102	60	255	315
9	6 600	20	24	108	60	270	330
10	6 900	20	24	114	60	285	345
11	7 100	20	24	118	60	295	355
12	7 300	20	24	122	60	305	365
13	7 700	20	36	118	90	295	385
14	8 300	20	36	130	90	325	415
15	8 700	20	36	138	90	345	435
16	9 100	20	36	146	90	365	455
17	9 500	20	36	154	90	385	475
18	9 900	20	36	162	90	405	495
19	10 300	20	36	170	90	425	515
20	10 500	20	36	174	90	435	525
21	10 700	20	36	178	90	445	535
22	11 000	10	24	86	120	430	550
23	11 400	10	24	90	120	450	570
24	11 800	10	24	94	120	470	590
25	12 000	10	24	96	120	480	600
26	12 200	10	24	98	120	490	610

NOTE: For these bit rates, the last four bits of the audio super frame are padded with 0s.

Tableau 11 – Paramètres UEP pour CELP avec une fréquence d'échantillonnage de 16 kHz

Indice du débit binaire CELP	Débit binaire (en bits/s)	Durée de la trame audio (en ms)	Partie plus protégée (en bits/trame audio)	Partie moins protégée (en bits/trame audio)	Partie plus protégée (en octets/super trame audio)	Partie moins protégée (en octets/super trame audio)	Longueur de la trame audio (en octets)
0	10 900	20	64	154	160	385	545
1	11 500	20	64	166	160	415	575
2	12 100	20	64	178	160	445	605
3	12 700	20	64	190	160	475	635
4	13 300	20	64	202	160	505	665
5	13 900	20	64	214	160	535	695
6	14 300	20	64	222	160	555	715
8	14 700	20	92	202	230	505	735
9	15 900	20	92	226	230	565	795
10	17 100	20	92	250	230	625	855
11	17 900	20	92	266	230	665	895
12	18 700	20	92	282	230	705	935
13	19 500	20	92	298	230	745	975
14	20 300	20	92	314	230	785	1 015
15	21 100	20	92	330	230	825	1 055
16	13 600	10	50	86	250	430	680
17	14 200	10	50	92	250	460	710
18	14 800	10	50	98	250	490	740
19	15 400	10	50	104	250	520	770
20	16 000	10	50	110	250	550	800
21	16 600	10	50	116	250	580	830
22	17 000	10	50	120	250	600	850
24	17 400	10	64	110	320	550	870
25	18 600	10	64	122	320	610	930
26	19 800	10	64	134	320	670	990
27	20 600	10	64	142	320	710	1 030
28	21 400	10	64	150	320	750	1 070
29	22 200	10	64	158	320	790	1 110
30	23 000	10	64	166	320	830	1 150
31	23 800	10	64	174	320	870	1 190

5.5 HVXC

[2]MPEG-4 HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding), tel que défini dans la norme ISO/CEI 14496-3 [2], couvre la compression et le décodage de la parole naturelle avec un débit binaire compris entre 2,0 kbit/s et 4,0 kbit/s. HVXC utilise le codage d'harmoniques des signaux LPC résiduels pour les séquences parlées, et le codage par excitation de vecteur VXC (Vector eXcitation Coding) pour les séquences non parlées. HVXC assure au moins une qualité téléphonique et atteint presque la qualité vocale dans une bande de 100 Hz à 3 800 Hz avec une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz. En outre, il supporte la fonctionnalité de changement de hauteur et de vitesse pendant le décodage. Cette fonctionnalité est utile pour la navigation ou la recherche rapide dans une base de données vocale. HVXC possède une syntaxe qui établit des catégories de sensibilité aux erreurs, utilisables par un outil de protection contre les erreurs. En outre, la fonctionnalité de dissimulation d'erreurs est supportée pour l'utilisation dans les canaux susceptibles d'être perturbés.

Le système DRM utilise un sous-ensemble de la description du HVXC dans l'ISO/CEI 14496-3 [2] qui limite la syntaxe à la partie robuste aux erreurs, et le débit de données aux deux options de 2,0 kbit/s et de 4,0 kbit/s. En outre, seule la syntaxe sans mise à l'échelle est utilisée avec HVXC. Pour un décodage robuste dans les canaux susceptibles d'être perturbés, un outil de dissimulation d'erreurs de faible complexité (CRC et entrelacement à l'intérieur de chaque trame) est défini spécialement pour le système DRM.

La syntaxe de la supertrame audio HVXC est identique dans tous les modes HVXC possibles, puisque HVXC ne supporte pas la fonctionnalité UEP et que la durée de la trame audio HVXC est toujours de 20 ms.

Table 11 – UEP parameters for 16 kHz sampling CELP

CELP bit rate index	Bit rate (bits/s)	Audio frame length (ms)	Higher Protected Part (bits/audio frame)	Lower Protected Part (bits/audio frame)	Higher Protected Part (bytes/audio super frame)	Lower Protected Part (bytes/audio super frame)	Audio super frame length (bytes)
0	10 900	20	64	154	160	385	545
1	11 500	20	64	166	160	415	575
2	12 100	20	64	178	160	445	605
3	12 700	20	64	190	160	475	635
4	13 300	20	64	202	160	505	665
5	13 900	20	64	214	160	535	695
6	14 300	20	64	222	160	555	715
8	14 700	20	92	202	230	505	735
9	15 900	20	92	226	230	565	795
10	17 100	20	92	250	230	625	855
11	17 900	20	92	266	230	665	895
12	18 700	20	92	282	230	705	935
13	19 500	20	92	298	230	745	975
14	20 300	20	92	314	230	785	1 015
15	21 100	20	92	330	230	825	1 055
16	13 600	10	50	86	250	430	680
17	14 200	10	50	92	250	460	710
18	14 800	10	50	98	250	490	740
19	15 400	10	50	104	250	520	770
20	16 000	10	50	110	250	550	800
21	16 600	10	50	116	250	580	830
22	17 000	10	50	120	250	600	850
24	17 400	10	64	110	320	550	870
25	18 600	10	64	122	320	610	930
26	19 800	10	64	134	320	670	990
27	20 600	10	64	142	320	710	1 030
28	21 400	10	64	150	320	750	1 070
29	22 200	10	64	158	320	790	1 110
30	23 000	10	64	166	320	830	1 150
31	23 800	10	64	174	320	870	1 190

5.5 HVXC

The MPEG-4 HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding) speech coding toolset as defined in ISO/IEC 14496-3 [2] covers the compression and decoding of natural speech sound at bit rates of 2,0 kbit/s and 4,0 kbit/s. HVXC employs harmonic coding of LPC residual signals for voiced segments and Vector eXcitation Coding (VXC) for unvoiced segments. HVXC provides communications-quality to near-toll-quality speech in the 100 Hz to 3 800 Hz band at 8 kHz sampling rate. In addition, the functionality of pitch and speed change during decoding is supported. This functionality is useful for fast speech database search or browsing. HVXC has a syntax providing error sensitivity categories that can be used with an error robustness tool. Additionally the error concealment functionality is supported for the use in error-prone channels.

DRM uses a subset of the HVXC description in ISO/IEC 14496-3 [2] which limits the syntax to the error robust syntax, and the data rates to the two options of 2,0 kbit/s and 4,0 kbit/s. Further, HVXC is used with the non-scalable syntax only. For robust decoding in error-prone channels a low-complexity error concealment tool (CRC and intra-frame interleaving) is defined specifically for DRM.

The syntax of the HVXC audio super frame is identical for all possible HVXC modes, since HVXC does not support UEP functionality and the length of a HVXC audio frame is always 20 ms.

Tableau 12 – Syntaxe de "hvxc_super_frame()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> hvxc_super_frame(audio_info) // informations audio en provenance du canal SDC { num_frames = 20; } </pre>		

Le nombre de bits contenus dans une trame audio est donné par l'information audio en provenance du canal SDC (HVXC_rate, HVXC_CRC).

Lorsque le codeur HVXC à débit fixe de 4,0 kbit/s est utilisé avec l'outil CRC, les quatre derniers bits de chaque supertrame audio sont remplis avec des zéros et le récepteur doit ignorer ces bits. On obtient ainsi un débit binaire de 4,66 kbit/s.

Seuls les modes HVXC à débit fixe (2,0 kbit/s ou 4,0 kbit/s) sont utilisés dans les supertrames audio. Les modes à débit variable peuvent être utilisés en mode paquet, ils seont définis utérieurement.

5.5.1 Définitions

5.5.1.1 Paramètres du codeur de source HVXC

Pour un système HVXC de codage de parole, compatible MPEG-4, les entités de données de base sont définies dans la norme ISO/CEI 14496-3 [2], et sont reproduites dans le tableau N.1 de l'annexe N.

5.5.1.2 Bits de CRC pour les modes à débit binaire fixe

Le tableau 13 décrit les différents bits de CRC, ajoutés dans le système DRM aux fins de protection contre les erreurs.

Tableau 13 – Bits de CRC pour les modes à débit binaire fixe

Paramètre	Description	longueur (en bits)
CRC0_2k	Bits de CRC pour ESC0 à 2 kbit/s	6
CRC1_2k	Bits de CRC pour ESC1 à 2 kbit/s	1
CRC2_2k	Bits de CRC pour ESC2 à 2 kbit/s	1
CRC0_4k	Bits de CRC pour ESC0 à 4 kbit/s	6
CRC1_4k	Bits de CRC pour ESC1 à 4 kbit/s	5
CRC2_4k	Bits de CRC pour ESC2 à 4 kbit/s	1
CRC3_4k	Bits de CRC pour ESC3 à 4 kbit/s	1

5.5.2 Décodeur HVXC

La figure 6 représente la structure globale du décodeur HVXC. Le processus de décodage de base comporte quatre étapes: déquantification des paramètres, génération des signaux d'excitation destinées aux trames des séquences parlées par synthèse de sinusoïdales (synthèse d'harmoniques) et ajout de composantes de bruit, génération des signaux d'excitation destinées aux trames des séquences non parlées par consultation de tables de codes, et synthèse LPC. Un post-filtrage est réalisé pour améliorer la qualité spectrale de la parole synthétisée.

Pour les trames des séquences parlées, un vecteur spectral d'harmoniques de dimension fixe, obtenu par déquantification de la grandeur spectrale, est tout d'abord converti vers celui ayant la dimension d'origine, qui varie d'une trame à l'autre en fonction de la valeur de la hauteur. Cette opération est réalisée par le convertisseur de dimension, dans lequel un interpolateur limité en bande, génère un ensemble de valeurs de grandeurs spectrales aux fréquences harmoniques, sans changer la forme de l'enveloppe spectrale. Un signal d'excitation dans le domaine temporel est ensuite généré par l'algorithme de synthèse rapide d'harmoniques à partir des valeurs des grandeurs spectrales, en utilisant une IFFT. Pour donner une intonation naturelle à la voix synthétisée, une composante de bruit est également ajoutée. Une composante spectrale de bruit gaussien, couvrant une bande de 2 kHz à 3,8 kHz, est colorée en fonction des grandeurs spectrales d'harmoniques dans le domaine fréquentiel et son IDFT est ajoutée aux signaux d'excitation parlés dans le domaine temporel. La quantité et la largeur de bande de ce bruit ajouté sont contrôlées par la valeur V/UV (parlé/non parlé), transmise sur deux bits, qui est codée sur la base de l'auto-corrélation maximale normalisée du signal LPC résiduel. Les signaux d'excitation harmoniques, avec ajout de bruit pour les séquences parlées, sont ensuite envoyés dans le filtre de synthèse LPC, suivi du post-filtrage.

Table 12 – Syntax of hvxc_super_frame()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> hvxc_super_frame(audio_info) { num_frames = 20; } </pre>	// audio info from the SDC	

The number of bits contained in one audio frame is given by the audio information from the SDC (HVXC_rate, HVXC_CRC).

In case the 4,0 kbit/s fixed rate HVXC coder is used with the CRC tool, the last 4 bits of each audio super frame are padded with zeros and the receiver shall ignore these bits. The resulting bit rate therefore is 4,66 kbit/s.

Only the fixed rate modes of HVXC (2,0 kbit/s or 4,0 kbit/s) are used in audio super frames. Variable rate may be applicable for use with packet mode applications; they will be defined in the future.

5.5.1 Definitions

5.5.1.1 HVXC source coder parameters

The definition of the basic data entities of a MPEG-4 compliant HVXC speech coding system is given in ISO/IEC 14496-3 [2] and is reproduced as table N.1 in annex N.

5.5.1.2 CRC bits for fixed bit rate modes

Table 13 describes the various CRC bits added for error protection in the DRM system.

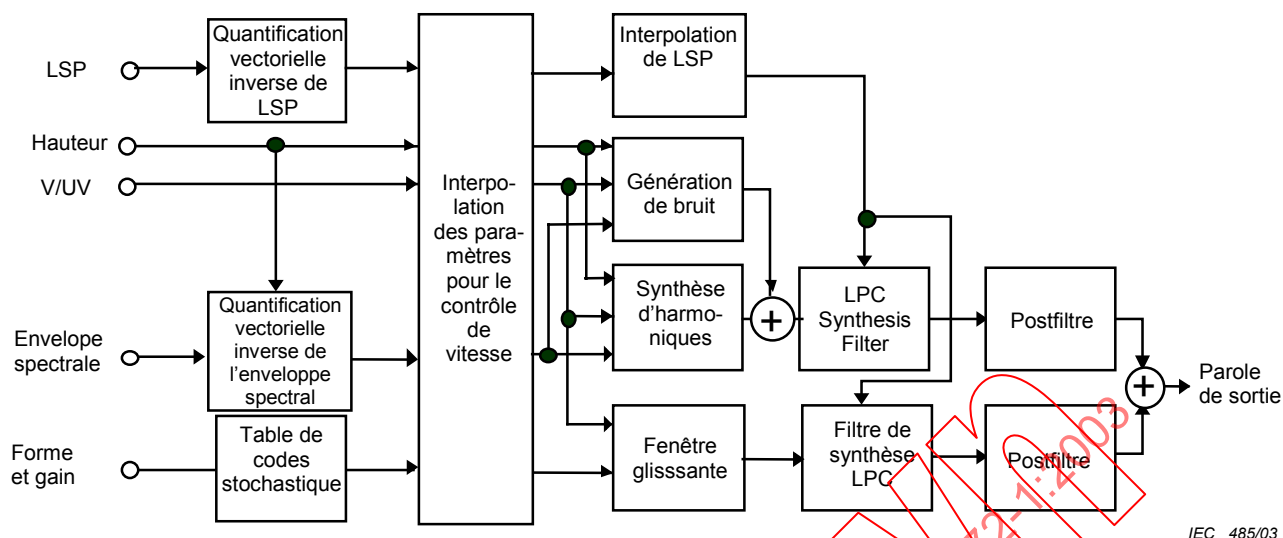
Table 13 – CRC bits for fixed bit rate modes

Parameter	Description	length (bits)
CRC0_2k	CRC bits for ESC0 at 2 kbit/s	6
CRC1_2k	CRC bits for ESC1 at 2 kbit/s	1
CRC2_2k	CRC bits for ESC2 at 2 kbit/s	1
CRC0_4k	CRC bits for ESC0 at 4 kbit/s	6
CRC1_4k	CRC bits for ESC1 at 4 kbit/s	5
CRC2_4k	CRC bits for ESC2 at 4 kbit/s	1
CRC3_4k	CRC bits for ESC3 at 4 kbit/s	1

5.5.2 HVXC decoder

Figure 6 shows the overall structure of the HVXC decoder. The basic decoding process is composed of four steps; de-quantization of parameters, generation of excitation signals for voiced frames by sinusoidal synthesis (harmonic synthesis) and noise component addition, generation of excitation signals for unvoiced frames by codebook look-up, and LPC synthesis. To enhance the synthesized speech quality spectral post-filtering is used.

For voiced frames, a fixed dimension harmonic spectral vector, obtained by de-quantization of the spectral magnitude, is first converted to the one having the original dimension which varies frame by frame in accordance with the pitch value. This is done by the dimension converter in which a band-limited interpolator generates a set of spectral magnitude values at harmonic frequencies without changing the shape of the spectral envelope. Using the spectral magnitude values, a time domain excitation signal is then generated by the fast harmonic synthesis algorithm using an IFFT. In order to make the synthesized speech sound natural, a noise component is additionally used. A Gaussian noise spectral component, covering 2 kHz to 3,8 kHz, is coloured in accordance with the harmonic spectral magnitudes in the frequency domain, and its IDFT is added to voiced excitation signals in the time domain. The amount and bandwidth of this additive noise is controlled by the transmitted two-bit V/UV value, which is encoded based on the normalized maximum autocorrelation of the LPC residual signal. Noise added harmonic excitation signals for voiced segments are then fed into the LPC synthesis filter followed by the postfilter.



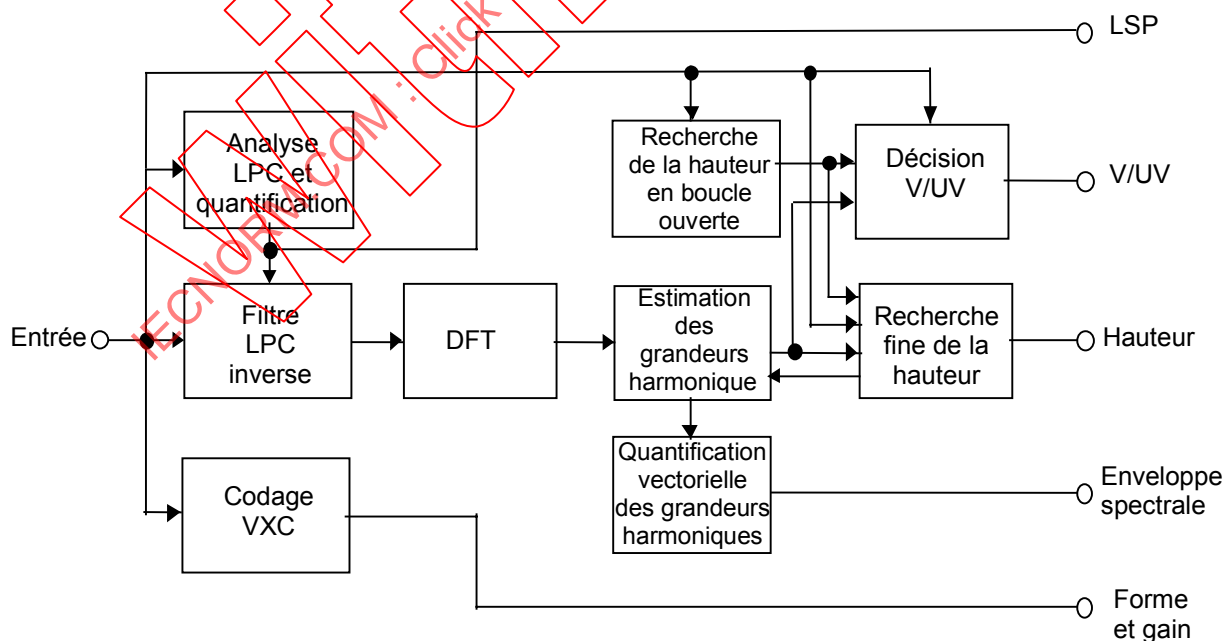
IEC 485/03

Figure 6 – Schéma synoptique d'un décodeur HVXC

Pour les séquences non parlées, on utilise l'algorithme de décodage VXC habituel, dans lequel un signal d'excitation est généré en multipliant la valeur du gain par le vecteur de code stochastique. Le résultat est ensuite envoyé dans le filtre de synthèse LPC, suivi du post-filtrage. Pour finir, les composantes de parole synthétisées pour les séquences parlées et non parlées sont additionnées pour former le signal de sortie. La description du changement de l'échelle de temps est donnée par la norme décrivant le système MPEG-4 [2].

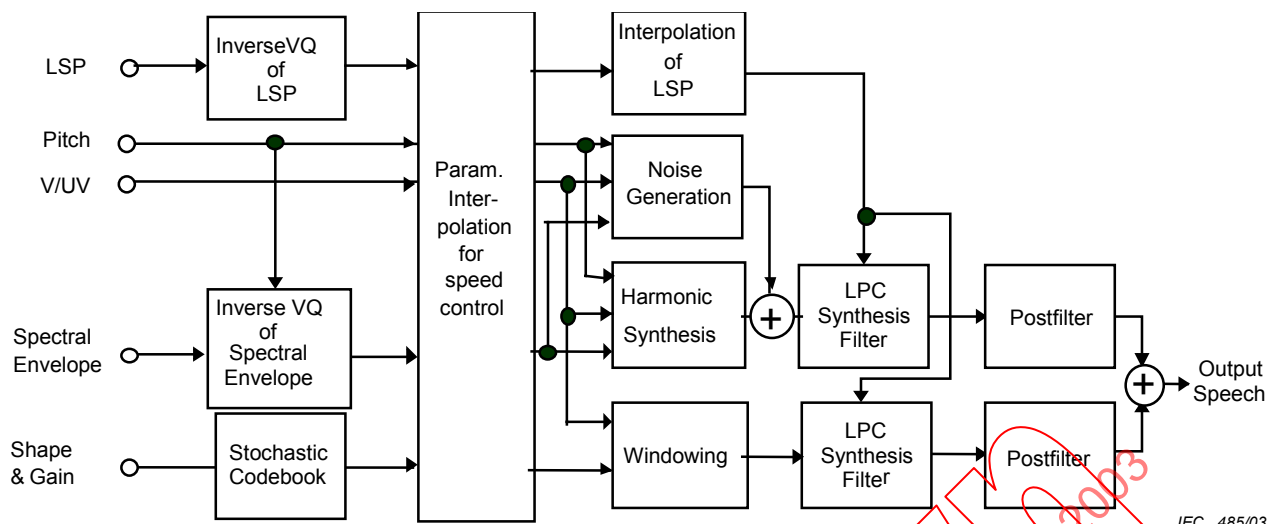
5.5.3 Codeur HVXC

La figure 7 représente la structure globale du codeur MPEG-4 HVXC. Le tableau N.2 de l'annexe N montre l'allocation des bits pour les codeurs à 2,0 kbit/s et à 4,0 kbit/s, utilisant un codage à débit fixe. Les paramètres suivis par (enh) sont utilisés seulement pour le mode à 4,0 kbit/s. Le fonctionnement des différentes parties est décrit ci-dessous.



IEC 486/03

Figure 7 – Schéma synoptique d'un codeur HVXC



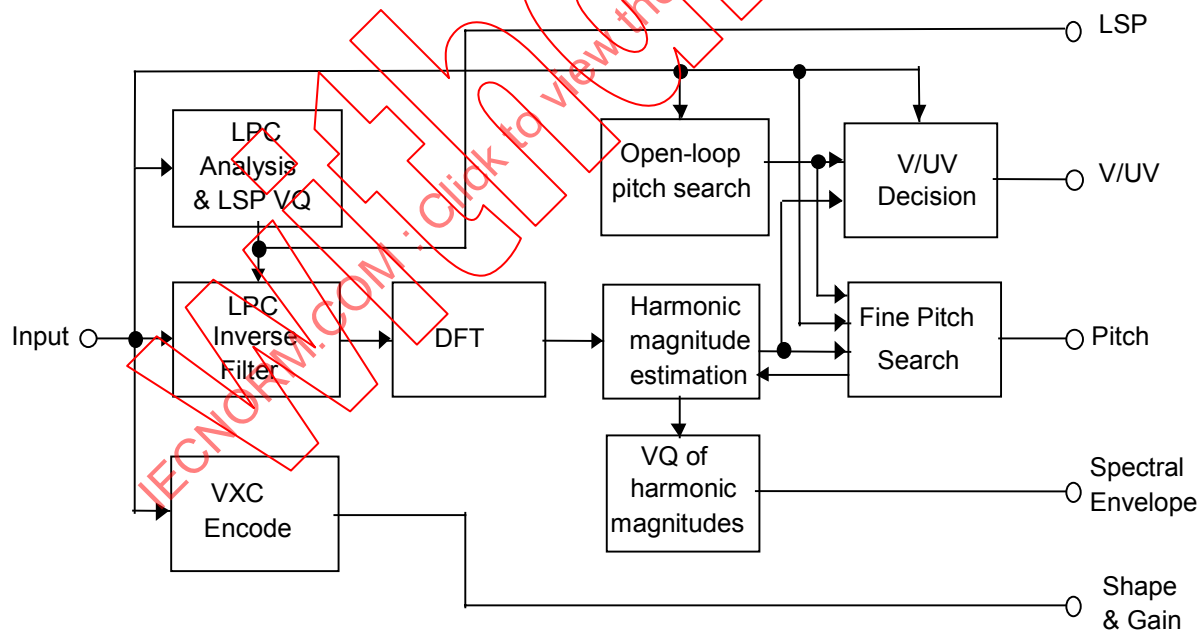
IEC 485/03

Figure 6 – Block diagram of the HVXC decoder

For unvoiced segments, the usual VXC decoding algorithm is used where an excitation signal is generated by multiplying the gain value with the stochastic code vector. The result is then fed into the LPC synthesis filter followed by the postfilter. Finally, the synthesized speech components for voiced and unvoiced segments are added to form the output signal. The description of the time scale modification standard can be found in the MPEG-4 [2].

5.5.3 HVXC encoder

Figure 7 shows the overall structure of the encoder of the MPEG-4 HVXC. Table N.2 of annex N shows the bit allocations for the 2,0 kbit/s and 4,0 kbit/s coders using fixed rate coding. The parameters followed by (enh) are used only for the 4,0 kbit/s mode. Operation of each part is described below.



IEC 486/03

Figure 7 – Block diagram of the HVXC encoder

5.5.3.1 Analyse LPC et quantification LSP

A l'entrée, la parole échantillonnée à 8 kHz est placée dans des trames d'une longueur de 256 échantillons et espacées de 160 échantillons. Une analyse LPC de dixième ordre est réalisée en utilisant une fenêtre glissante sur les données d'entrée sur une trame. Les paramètres LPC sont convertis en paramètres LSP et soumis à une quantification vectorielle, avec un schéma de prédiction partielle et de quantification vectorielle à plusieurs étages. Les signaux LPC résiduels sont calculés par filtrage inverse des données d'entrée, en utilisant les paramètres LSP quantifiés et interpolés.

5.5.3.2 Recherche de la hauteur en boucle ouverte

La valeur de la hauteur en boucle ouverte est estimée sur la base des valeurs crêtes de l'auto-corrélation des signaux LPC résiduels. A partir d'une estimation des valeurs de hauteur, passées et actuelles, un suivi de la hauteur est réalisé pour obtenir un contour permanent de la hauteur et pour améliorer la fiabilité de l'estimation de celle-ci. La décision sur le caractère parlé/non parlé des séquences de la trame précédente est également utilisée pour l'opération de suivi de la hauteur.

5.5.3.3 Estimation fine de la hauteur et des grandeurs harmoniques

Le spectre de puissance du signal LPC résiduel est alors envoyé dans le bloc d'estimation fine de la hauteur et des grandeurs harmoniques, dans lequel l'enveloppe harmonique spectrale du signal LPC résiduel est estimée comme suit: Un spectre de base représentant un spectre d'harmoniques est soumis à une mise à l'échelle du gain et disposé avec l'espacement de la fréquence fondamentale, obtenu par la recherche de la hauteur en boucle ouverte. Pour chaque fréquence harmonique et chaque fréquence fondamentale, l'échelle du gain est ajustée en même temps, afin de minimiser la différence entre le spectre de puissance synthétisé et le spectre LPC résiduel réel. Lorsqu'il s'agit d'une séquence parlée, l'enveloppe du spectre d'harmoniques est ensuite soumise à une quantification vectorielle.

5.5.3.4 Quantification vectorielle des grandeurs harmoniques

Afin de soumettre une enveloppe spectrale composée d'un nombre variable d'harmoniques à une quantification vectorielle, le vecteur spectral d'harmoniques est d'abord converti en un vecteur de dimension fixe. Pour cette conversion dimensionnelle, on utilise une interpolation limitée en bande par un banc de filtres polyphasés. Un vecteur spectral de dimension fixe x est ensuite quantifié avec une mesure pondérée de la distorsion D ;

$$D = \|WH(x - g(s_0 + s_1))\|^2$$

s_0 étant la sortie de la première table de codes de forme, s_1 la sortie de la deuxième table de codes de forme et g la sortie de la table de codes de gain. Les composantes diagonales des matrices H et W sont les grandeurs respectives de la réponse en fréquence du filtre de synthèse LPC et du filtre de pondération perceptuelle. Pour réduire les besoins en mémoire et la complexité de la recherche, tout en maintenant une performance élevée, on utilise un schéma de quantification vectorielle à deux étages pour la forme spectrale, conjointement avec une quantification scalaire pour le gain, avec un codage à 2,0 kbit/s. Pour le mode à 4,0 kbit/s, le vecteur quantifié des grandeurs harmoniques, de dimension fixe, est d'abord converti à la dimension des harmoniques d'origine par la même méthode d'interpolation limitée en bande, décrite ci-dessus. La différence entre les harmoniques d'origine et les harmoniques déquantifiées et converties en dimension, est alors soumise à une quantification vectorielle supplémentaire. Cette structure à plusieurs étages permet de générer des flux binaires de différentes qualités.

5.5.3.5 Décision sur le caractère parlé/non parlé

La décision sur le caractère parlé ou non parlé est basée sur l'auto-corrélation maximale des signaux LPC résiduels, le nombre de passages à zéro et la structure harmonique du spectre de puissance des signaux LPC résiduels.

5.5.3.6 Codage VXC des signaux non parlés

Pour les séquences non parlées, un codage VXC régulier est réalisé, uniquement avec des tables de codes stochastiques. Une table de codes de forme à 6 bits, de taille 80, et une table de codes de gain à 4 bits, sont utilisés pour le mode à 2,0 kbit/s. Pour le mode à 4,0 kbit/s, l'erreur de quantification du mode à 2,0 kbit/s est quantifiée, au cours d'une étape supplémentaire, à l'aide d'une table de codes de forme à 5 bits, de taille 40, et d'une table de codes de gain à 3 bits.

5.5.3.1 LPC analysis and LSP quantization

The speech input at a sampling rate of 8 kHz is formed into frames with a length and interval of 256 samples and 160 samples, respectively. Tenth order LPC analysis is carried out using windowed input data over one frame. LPC parameters are converted to LSP parameters and vector quantized with a partial prediction and multi-stage vector quantization scheme. LPC residual signals are computed by inverse filtering the input data using quantized and interpolated LSP parameters.

5.5.3.2 Open loop pitch search

The open loop pitch value is estimated based on the peak values of the autocorrelation of the LPC residual signals. Using estimated past and current pitch values, pitch tracking is conducted to have a continuous pitch contour and to make the reliability of the pitch estimation higher. The voiced/unvoiced decision of the previous frame is also used to ensure the pitch tracking operation.

5.5.3.3 Harmonic magnitude and fine pitch estimation

The power spectrum of the LPC residual signal is then fed into the fine pitch and harmonic magnitude estimation block, where the harmonic spectral envelope of the LPC residual signal is estimated as follows: A basis spectrum representing one harmonic spectrum is gain scaled and arranged with the spacing of the fundamental frequency obtained by the open loop pitch search. The gain scaling for each harmonic and fundamental frequency is adjusted simultaneously so that the difference between the synthesized power spectrum and actual LPC residual spectrum is minimized. The harmonic spectral envelope for a voiced segment is then vector quantized.

5.5.3.4 Vector quantization of harmonic magnitudes

In order to vector quantize a spectral envelope composed of a variable number of harmonics, the harmonic spectral vector is first converted to a fixed-dimension vector. Band-limited interpolation by a polyphase filter bank is used for the dimensional conversion. A fixed-dimension spectral vector $\mathbf{x}$ is then quantized with weighted distortion measure D ;

$$D = \|\mathbf{WH}(\mathbf{x} - g(\mathbf{s}_0 + \mathbf{s}_1))\|^2$$

where $\mathbf{s}_0$ is the output of the first shape codebook, $\mathbf{s}_1$ is the output of the second shape codebook, and g is the output of the gain codebook. The diagonal components of the matrices $\mathbf{H}$ and $\mathbf{W}$ are the magnitudes of the frequency response of the LPC synthesis filter and the perceptual weighting filter, respectively. In order to reduce the memory requirements and search complexity while maintaining a high performance, two-stage vector quantization scheme is employed for the spectral shape together with a scalar quantizer for the gain and 2,0 kbit/s coding. For the 4,0 kbit/s mode, the quantized harmonic magnitude vector with fixed dimension is first converted to the dimension of original harmonics by the same band-limited interpolation mentioned above. The difference between the original harmonics and de-quantized and dimension converted harmonics are then quantized with additional vector quantizers. This multi-stage structure allows generation of scalable bitstreams.

5.5.3.5 Voiced/Unvoiced decision

The Voiced/Unvoiced decision is made based on the maximum autocorrelation of the LPC residual signals, the number of zero crossing and the harmonic structure of the power spectrum of the LPC residual signals.

5.5.3.6 VXC coding of unvoiced signals

For unvoiced segments, regular VXC coding is carried out, where only stochastic codebooks are used. A 6 bits shape codebook of dimension 80 and 4 bits gain codebook are used for the 2,0 kbit/s mode. For the 4,0 kbit/s mode, the quantization error of the 2,0 kbit/s mode is quantized using a 5 bits shape codebook of dimension 40 and a 3 bits gain codebook at the additional stage.

5.5.4 Codage de canal du HVXC

5.5.4.1 Sélection des bits protégés

Selon la sensibilité des bits, les bits codés sont classés en fonction de plusieurs catégories de sensibilité aux erreurs ESC (Error Sensitivity Categories). Le nombre de bits pour chaque ESC est représenté dans le tableau 14 (2,0 kbit/s, séquences parlées), dans le tableau 15 (2,0 kbit/s, séquences non parlées), dans le tableau 16 (4,0 kbit/s, séquences parlées) et dans le tableau 17 (4,0 kbit/s, séquences non parlées). ESC0 représente le groupe des bits les plus sensibles aux erreurs, ESC4 celui des bits les moins sensibles aux erreurs. Les tableaux ont été établis pour un débit binaire global de 2,4 kbit/s en utilisant un codage source à 2,0 kbit/s, et de 4,66 kbit/s avec un codage source à 4,0 kbit/s.

NOTE: L'utilisation d'un CRC mène à un débit binaire global de 4,65 kbit/s, mais 4 bits de bourrage doivent être insérés en plus pour chaque supertrame audio, ce qui se traduit par un débit binaire global de 4,66 kbit/s, voir 5.5.

Tableau 14 – Nombre de bits ESC en mode débit fixe à 2,0 kbit/s (séquences parlées)

Paramètres	Trame des séquences parlées				
	ESC0 (en bits)	ESC1 (en bits)	ESC2 (en bits)	ESC3 (en bits)	Total (en bits)
LSP1	5	-	-	-	5
LSP2	2	-	-	5	7
LSP3	1	-	-	4	5
LSP4	1	-	-	-	1
VUV	2	-	-	-	2
Pitch	6	-	-	1	7
SE_gain	5	-	-	-	5
SE_shape1	-	4	-	-	4
SE_shape2	-	-	4	-	4
Total	22	4	4	10	40
CRC	6	1	1	-	8
Total + CRC	28	5	5	10	48

Tableau 15 – Nombre de bits ESC en mode débit fixe à 2,0 kbit/s (séquences non parlées)

Paramètres	Trame des séquences non parlées				
	ESC0 (en bits)	ESC1 (en bits)	ESC2 (en bits)	ESC3 (en bits)	Total (en bits)
LSP1	5	-	-	-	5
LSP2	4	3	-	-	7
LSP3	2	1	2	-	5
LSP4	1	-	-	-	1
VUV	2	-	-	-	2
VX_gain1 [0]	4	-	-	-	4
VX_gain1 [1]	4	-	-	-	4
VX_shape1 [0]	-	-	2	4	6
VX_shape1 [1]	-	-	-	6	6
Total	22	4	4	10	40
CRC	6	1	1	-	8
Total + CRC	28	5	5	10	48

5.5.4 HVXC channel coding

5.5.4.1 Protected Bit Selection

According to the sensitivity of bits, encoded bits are classified to several Error Sensitivity Categories (ESC). The number of bits for each ESC is shown in table 14 (2,0 kbit/s, voiced sound), table 15 (2,0 kbit/s, unvoiced sound), table 16 (4,0 kbit/s, voiced sound) and table 17 (4,0 kbit/s, unvoiced sound). ESC0 is the group of the most error sensitive bits and ESC4 is the group of the least sensitive bits. Bit rate setting of total of 2,4 kbit/s using 2,0 kbit/s source coder rate, and total of 4,66 kbit/s using 4,0 kbit/s source coder rate are shown.

NOTE: The overall bit rate due to the usage of a CRC is 4,65 kbit/s, but additionally 4 padding bits have to be inserted for each audio super frame, resulting in an overall bit rate of 4,66 kbit/s, see 5.5.

Table 14 – Number of ESC bits at 2,0 kbit/s fixed rate mode (voiced sound)

Parameters	Voiced frame				
	ESC0 (bits)	ESC1 (bits)	ESC2 (bits)	ESC3 (bits)	Total (bits)
LSP1	5	-	-	-	5
LSP2	2	-	-	5	7
LSP3	1	-	-	4	5
LSP4	1	-	-	-	1
VUV	2	-	-	-	2
Pitch	6	-	-	1	7
SE_gain	5	-	-	-	5
SE_shape1	-	4	-	-	4
SE_shape2	-	-	4	-	4
Total	22	4	4	10	40
CRC	6	1	1	-	8
Total + CRC	28	5	5	10	48

Table 15 – Number of ESC bits at 2,0 kbit/s fixed rate mode (unvoiced sound)

Parameters	Unvoiced frame				
	ESC0 (bits)	ESC1 (bits)	ESC2 (bits)	ESC3 (bits)	total (bits)
LSP1	5	-	-	-	5
LSP2	4	3	-	-	7
LSP3	2	1	2	-	5
LSP4	1	-	-	-	1
VUV	2	-	-	-	2
VX_gain1[0]	4	-	-	-	4
VX_gain1[1]	4	-	-	-	4
VX_shape1[0]	-	-	2	4	6
VX_shape1[1]	-	-	-	6	6
Total	22	4	4	10	40
CRC	6	1	1	-	8
Total + CRC	28	5	5	10	48

Tableau 16 – Nombre de bits ESC en mode débit fixe à 4,0 kbit/s (séquences parlées)

Paramètres	Trame des séquences parlées					
	ESC0 (en bits)	ESC1 (en bits)	ESC2 (en bits)	ESC3 (en bits)	ESC4 (en bits)	Total (en bits)
LSP1	5	-	-	-	-	5
LSP2	4	-	-	-	3	7
LSP3	1	-	-	-	4	5
LSP4	1	-	-	-	-	1
LSP5	1	-	-	-	7	8
VUV	2	-	-	-	-	2
Pitch	6	-	-	-	1	7
SE_gain	5	-	-	-	-	5
SE_shape1	-	-	4	-	-	4
SE_shape2	-	-	-	4	-	4
SE_shape3	5	-	-	-	2	7
SE_shape4	1	9	-	-	-	10
SE_shape5	1	8	-	-	-	9
SE_shape6	1	5	-	-	-	6
Total	33	22	4	4	17	80
CRC	6	5	1	1	-	13
Total + CRC	39	27	5	5	17	93

Tableau 17 – Nombre de bits ESC en mode débit fixe à 4,0 kbit/s (séquences non parlées)

Paramètres	Trame des séquences non parlées					
	ESC0 (en bits)	ESC1 (en bits)	ESC2 (en bits)	ESC3 (en bits)	ESC4 (en bits)	Total (en bits)
LSP1	5	-	-	-	-	5
LSP2	4	3	-	-	-	7
LSP3	1	4	-	-	-	5
LSP4	1	-	-	-	-	1
LSP5	1	7	-	-	-	8
VUV	2	-	-	-	-	2
VX_gain1 [0]	4	-	-	-	-	4
VX_gain1 [1]	4	-	-	-	-	4
VX_shape1 [0]	-	6	-	-	-	6
VX_shape1 [1]	-	1	4	1	-	6
VX_gain2 [0]	3	-	-	-	-	3
VX_gain2 [1]	3	-	-	-	-	3
VX_gain2 [2]	3	-	-	-	-	3
VX_gain2 [3]	2	1	-	-	-	3
VX_shape2 [0]	-	-	-	3	2	5
VX_shape2 [1]	-	-	-	-	5	5
VX_shape2 [2]	-	-	-	-	5	5
VX_shape2 [3]	-	-	-	-	5	5
Total	33	22	4	4	17	80
CRC	6	5	1	1	-	13
Total + CRC	39	27	5	5	17	93

Table 16 – Number of ESC bits at 4,0 kbit/s fixed rate mode (voiced sound)

Parameters	Voiced frame					
	ESC0 (bits)	ESC1 (bits)	ESC2 (bits)	ESC3 (bits)	ESC4 (bits)	Total (bits)
LSP1	5	-	-	-	-	5
LSP2	4	-	-	-	3	7
LSP3	1	-	-	-	4	5
LSP4	1	-	-	-	-	1
LSP5	1	-	-	-	7	8
VUV	2	-	-	-	-	2
Pitch	6	-	-	-	1	7
SE_gain	5	-	-	-	-	5
SE_shape1	-	-	4	-	-	4
SE_shape2	-	-	-	4	-	4
SE_shape3	5	-	-	-	2	7
SE_shape4	1	9	-	-	-	10
SE_shape5	1	8	-	-	-	9
SE_shape6	1	5	-	-	-	6
Total	33	22	4	4	17	80
CRC	6	5	1	1	-	13
Total + CRC	39	27	5	5	17	93

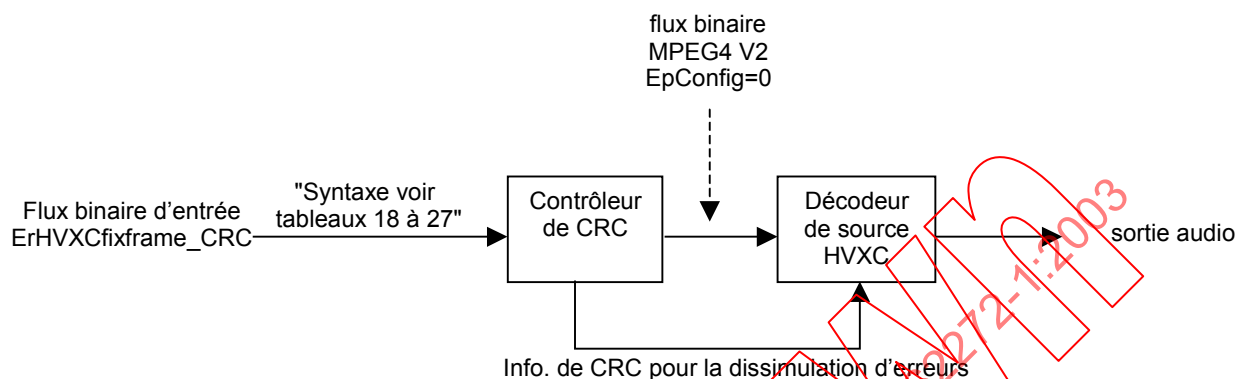
Table 17 – Number of ESC bits at 4,0 kbit/s fixed rate mode (unvoiced sound)

Parameters	Unvoiced frame					
	ESC0 (bits)	ESC1 (bits)	ESC2 (bits)	ESC3 (bits)	ESC4 (bits)	Total (bits)
LSP1	5	-	-	-	-	5
LSP2	4	3	-	-	-	7
LSP3	1	4	-	-	-	5
LSP4	1	-	-	-	-	1
LSP5	1	7	-	-	-	8
VUV	2	-	-	-	-	2
VX_gain1 [0]	4	-	-	-	-	4
VX_gain1 [1]	4	-	-	-	-	4
VX_shape1 [0]	-	6	-	-	-	6
VX_shape1 [1]	-	1	4	1	-	6
VX_gain2 [0]	3	-	-	-	-	3
VX_gain2 [1]	3	-	-	-	-	3
VX_gain2 [2]	3	-	-	-	-	3
VX_gain2 [3]	2	1	-	-	-	3
VX_shape2 [0]	-	-	-	3	2	5
VX_shape2 [1]	-	-	-	-	5	5
VX_shape2 [2]	-	-	-	-	5	5
VX_shape2 [3]	-	-	-	-	5	5
Total	33	22	4	4	17	80
CRC	6	5	1	1	-	13
Total + CRC	39	27	5	5	17	93

5.5.4.2 Syntaxe du codage HVXC robuste aux erreurs pour le système DRM (ErHVXCfixframe_CRC)

La syntaxe du flux binaire comprend plusieurs catégories de sensibilité aux erreurs ESC (Error Sensitivity Categories). Certaines ESC incluent des bits source et des bits de CRC, les bits de CRC étant calculés à partir des bits source à l'intérieur du même ESC.

Dans le canal SDC, le champ HVXC_CRC sert à indiquer si le flux inclut ou non des bits de parité CRC (voir 6.4.3.10). La syntaxe du flux binaire à l'entrée du contrôleur de CRC est représentée à la figure 8.



IEC 487/03

Figure 8 – Schéma synoptique de la syntaxe HVXC

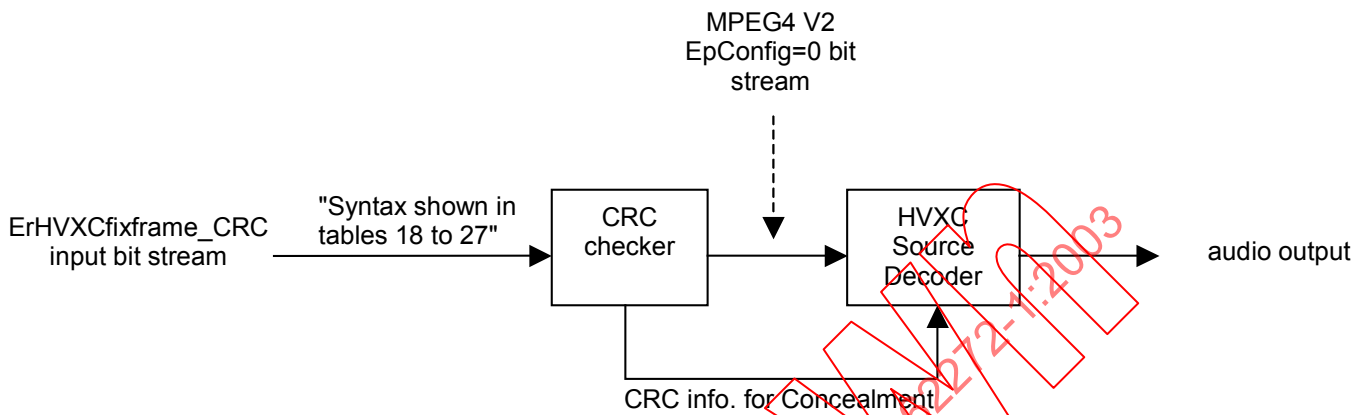
Tableau 18 – Syntaxe de "ErHVXCfixframe_CRC()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
<pre> ErHVXCfixframe_CRC(rate) { if (rate == 2000) { 2k_ESC0_CRC0(); 2k_ESC1_CRC1(); 2k_ESC2_CRC2(); 2k_ESC3_NoCRC(); } else { 4k_ESC0_CRC0(); 4k_ESC1_CRC1(); 4k_ESC2_CRC2(); 4k_ESC3_CRC3(); 4k_ESC4_NoCRC(); } } </pre>		

5.5.4.2 Syntax of DRM HVXC error robustness (ErHVXCfixframe_CRC)

The bitstream syntax consists of several Error Sensitivity Categories (ESC). Some ESCs include source bits and CRC bits, where CRC bits are computed from source bits within the same ESC.

The HVXC_CRC field in the SDC is used to indicate whether the stream includes CRC parity bits or not (see 6.4.3.10). The bitstream syntax of the input of the CRC checker is given in figure 8.



IEC 487/03

Figure 8 – Block Diagram of HVXC Syntax

Table 18 – Syntax of ErHVXCfixframe_CRC()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
<pre>ErHVXCfixframe_CRC(rate) { if (rate == 2000) { 2k_ESC0_CRC0(); 2k_ESC1_CRC1(); 2k_ESC2_CRC2(); 2k_ESC3_NoCRC(); } else { 4k_ESC0_CRC0(); 4k_ESC1_CRC1(); 4k_ESC2_CRC2(); 4k_ESC3_CRC3(); 4k_ESC4_NoCRC(); } }</pre>		

Tableau 19 – Syntaxe de "2k_ESC0_CRC0()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
2k_ESC0_CRC0()		
{		
VUV , 1-0;	2	uimsbf
LSP4, 0;	1	uimsbf
if (VUV!=0) {		
SE_gain, 4-0;	5	uimsbf
LSP1, 4-0;	5	uimsbf
Pitch, 6-1;	6	uimsbf
LSP2, 6;	1	uimsbf
LSP3, 4;	1	uimsbf
LSP2, 5;	1	uimsbf
} else {		
VX_gain1[0], 3-0;	4	uimsbf
VX_gain1[1], 3-0;	4	uimsbf
LSP1, 4-0;	5	uimsbf
LSP2, 6-3;	4	uimsbf
LSP3, 4-3;	2	uimsbf
}		
if (HVXC_CRC==1) {		
CRC0_2k, 5-0;	6	uimsbf
}		
}		

Tableau 20 – Syntaxe de "2k_ESC1_CRC1()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
2k_ESC1_CRC1() { if (VUV!=0) { SE_shape1, 3-0; } else { LSP2, 2-0; LSP3, 2; } if (HVXC_CRC==1) { CRC1_2k, 0; } }	 4 3 1 1	 uimbsbf uimbsbf uimbsbf uimbsbf

Tableau 21 – Syntaxe de "2k_ESC2_CRC2()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
2k_ESC2_CRC2() { if (VUV!=0) { SE_shape2, 3-0; } else { LSP3, 1-0; VX_shape1[0], 5-4; } if (HVXC_CRC==1) { CRC2_2k, 0; } }	 4 2 2 1	 uimbsbf uimbsbf uimbsbf uimbsbf

Table 19 – Syntax of 2k_ESC0_CRC0()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
2k_ESC0_CRC0() { VUV, 1-0; LSP4, 0; if (VUV!=0) { SE_gain, 4-0; LSP1, 4-0; Pitch, 6-1; LSP2, 6; LSP3, 4; LSP2, 5; } else { VX_gain1[0], 3-0; VX_gain1[1], 3-0; LSP1, 4-0; LSP2, 6-3; LSP3, 4-3; } if (HVXC_CRC==1) { CRC0_2k, 5-0; } }	2 1 5 5 6 1 1 1 4 4 5 4 2 6	uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf

Table 20 – Syntax of 2k_ESC1_CRC1()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
2k_ESC1_CRC1() { if (VUV!=0) { SE_shape1, 3-0; } else { LSP2, 2-0; LSP3, 2; } if (HVXC_CRC==1) { CRC1_2k, 0; } }	4 3 1 1	uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf

Table 21 – Syntax of 2k_ESC2_CRC2()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
2k_ESC2_CRC2() { if (VUV!=0) { SE_shape2, 3-0; } else { LSP3, 1-0; VX_shape1[0], 5-4; } if (HVXC_CRC==1) { CRC2_2k, 0; } }	4 2 2 1	uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf

Tableau 22 – Syntaxe de "2k_ESC3_NoCRC()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
2k_ESC3_NoCRC() { if (VUV!=0) { LSP2, 4-0; LSP3, 3-0; Pitch, 0; } else { VX_shape1[0], 3-0; VX_shape1[1], 5-0; } }	 5 4 1 4 6	 uimbsbf uimbsbf uimbsbf uimbsbf uimbsbf

Tableau 23 – Syntaxe de "4k_ESC0_CRC0()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
4k_ESC0_CRC0()		
{		
VUV , 1-0;	2	uimsbf
LSP4, 0;	1	uimsbf
if (VUV!=0) {		
SE_gain, 4-0;	5	uimsbf
LSP1, 4-0;	5	uimsbf
Pitch, 6-1;	6	uimsbf
LSP2, 6-3;	4	uimsbf
SE_shape3, 6-2;	5	uimsbf
LSP3, 4;	1	uimsbf
LSP5, 7;	1	uimsbf
SE_shape4, 9;	1	uimsbf
SE_shape5, 8;	1	uimsbf
SE_shape6, 5;	1	uimsbf
} else {		
VX_gain1[0], 3-0;	4	uimsbf
VX_gain1[1], 3-0;	4	uimsbf
LSP1, 4-0;	5	uimsbf
LSP2, 6-3;	4	uimsbf
LSP3, 4;	1	uimsbf
LSP5, 7;	1	uimsbf
VX_gain2[0], 2-0;	3	uimsbf
VX_gain2[1], 2-0;	3	uimsbf
VX_gain2[2], 2-0;	3	uimsbf
VX_gain2[3], 2-1;	2	uimsbf
}		
if (HVXC_CRC==1) {		
CRC0_4k, 5-0;	6	uimsbf
}		
}		

Table 22 – Syntax of 2k_ESC3_NoCRC()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
2k_ESC3_NoCRC()		
{		
if (VUV!=0) {		
LSP2, 4-0;	5	uimbsbf
LSP3, 3-0;	4	uimbsbf
Pitch, 0;	1	uimbsbf
}		
else {		
VX_shape1[0], 3-0;	4	uimbsbf
VX_shape1[1], 5-0;	6	uimbsbf
}		
}		

Table 23 – Syntax of 4k_ESC0_CRC0()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
4k_ESC0_CRC0()		
{		
VUV, 1-0;	2	uimsbf
LSP4, 0;	1	uimsbf
if (VUV!=0) {		
SE_gain, 4-0;	5	uimsbf
LSP1, 4-0;	5	uimsbf
Pitch, 6-1;	6	uimsbf
LSP2, 6-3;	4	uimsbf
SE_shape3, 6-2;	5	uimsbf
LSP3, 4;	1	uimsbf
LSP5, 7;	1	uimsbf
SE_shape4, 9;	1	uimsbf
SE_shape5, 8;	1	uimsbf
SE_shape6, 5;	1	uimsbf
} else {		
VX_gain1[0], 3-0;	4	uimsbf
VX_gain1[1], 3-0;	4	uimsbf
LSP1, 4-0;	5	uimsbf
LSP2, 6-3;	4	uimsbf
LSP3, 4;	1	uimsbf
LSP5, 7;	1	uimsbf
VX_gain2[0], 2-0;	3	uimsbf
VX_gain2[1], 2-0;	3	uimsbf
VX_gain2[2], 2-0;	3	uimsbf
VX_gain2[3], 2-1;	2	uimsbf
}		
if (HVXC_CRC==1) {		
CRC0_4k, 5-0;	6	uimsbf
}		
}		

Tableau 24 – Syntaxe de "4k_ESC1_CRC1()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
4k_ESC1_CRC1() { if (VUV!=0) { SE_shape4, 8-0; SE_shape5, 7-0; SE_shape6, 4-0; } else { VX_gain2[3], 0; LSP2, 2-0; LSP3, 3-0; LSP5, 6-0; VX_shape1[0], 5-0; VX_shape1[1], 5; } if (HVXC_CRC==1) { CRC1_4k, 4-0; } }	9 8 5 1 3 4 7 6 1 5	uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf

Tableau 25 – Syntaxe de "4k_ESC2_CRC2()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
4k_ESC2_CRC2() { if (VUV!=0) { SE_shape1, 3-0; } else { VX_shape1[1], 4-1; } if (HVXC_CRC==1) { CRC2_4k, 0; } }	4 4 1	uimbsf uimbsf uimbsf

Tableau 26 – Syntaxe de "4k_ESC3_CRC3()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
4k_ESC3_CRC3() { if (VUV!=0) { SE_shape2, 3-0; } else { VX_shape1[1], 0; VX_shape2[0], 4-2; } if (HVXC_CRC==1) { CRC3_4k, 0; } }	4 1 3 1	uimbsf uimbsf uimbsf uimbsf

Table 24 – Syntax of 4k_ESC1_CRC1()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
4k_ESC1_CRC1() { if (VUV!=0) { SE_shape4, 8-0; SE_shape5, 7-0; SE_shape6, 4-0; } else { VX_gain2[3], 0; LSP2, 2-0; LSP3, 3-0; LSP5, 6-0; VX_shape1[0], 5-0; VX_shape1[1], 5; } if (HVXC_CRC==1) { CRC1_4k, 4-0; } }	9 8 5 1 3 4 7 6 1	uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf

Table 25 – Syntax of 4k_ESC2_CRC2()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
4k_ESC2_CRC2() { if (VUV!=0) { SE_shape1, 3-0; } else { VX_shape1[1], 4-1; } if (HVXC_CRC==1) { CRC2_4k, 0; } }	4 4 1	uimsbf uimsbf uimsbf

Table 26 – Syntax of 4k_ESC3_CRC3()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
4k_ESC3_CRC3() { if (VUV!=0) { SE_shape2, 3-0; } else { VX_shape1[1], 0; VX_shape2[0], 4-2; } if (HVXC_CRC==1) { CRC3_4k, 0; } }	4 1 3 1	uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf

Tableau 27 – Syntaxe de "4k_ESC4_NoCRC()"

Syntaxe	Nombre de bits	Mnémonique
4k_ESC4_NoCRC() { if (VUV!=0) { LSP2, 2-0; LSP3, 3-0; LSP5, 6-0; Pitch, 0; SE_shape3, 1-0; } else { VX_shape2[0], 1-0; VX_shape2[1], 4-0; VX_shape2[2], 4-0; VX_shape2[3], 4-0; } }	 3 4 7 1 2 2 5 5 5	 uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf

5.5.5 Description de l'entrelacement

Pour une meilleure robustesse du flux binaire aux erreurs de canal, on procède à un entrelacement de bits qui consiste à réorganiser les bits de données à l'intérieur d'une trame. Cet entrelacement de bits est réalisé, une fois le flux binaire ordonné et les bits de CRC ajoutés, comme illustré dans les tableaux 18 à 27. L'entrelacement est réalisé en deux étapes. D'abord, le flux binaire HVXC est divisé en deux séquences, comme suit:

- $x[0..N_1-1]$: séquence constituée des bits de ESC0, N_1 étant le nombre de bits inclus dans ESC0.
- $y[0..N_2-1]$: séquence constituée des bits autres que ESC0.

La séquence $y[]$ se compose de ESC0, ESC2 ..., dans l'ordre. N_1 est le nombre de bits de ESC0, et N_2 est le nombre de bits autres que ESC0. Le nombre total de bits est $N = N_1 + N_2$. r est défini comme suit:

~~$$r = \frac{N}{N_1}$$~~

Ensuite, les séquences $x[]$ et $y[]$ sont entrelacées en une séquence unique $z[0..N-1]$. Chaque bit individuel de $x[]$ est inséré au début de chaque groupe de $\lfloor r \rfloor - 1$ ou $\lfloor r \rfloor$ bits de $y[]$, $\lfloor r \rfloor$ étant le plus grand entier inférieur ou égal à r . L'organigramme est représenté à la figure 9 ci-après.

Table 27 – Syntax of 4k_ESC4_NoCRC()

Syntax	No. of bits	Mnemonic
4k_ESC4_NoCRC() { if (VUV!=0) { LSP2, 2-0; LSP3, 3-0; LSP5, 6-0; Pitch, 0; SE_shape3, 1-0; } else { VX_shape2[0], 1-0; VX_shape2[1], 4-0; VX_shape2[2], 4-0; VX_shape2[3], 4-0; } }	 3 4 7 1 2 2 5 5 5	 uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf uimsbf

5.5.5 Category Interleaving

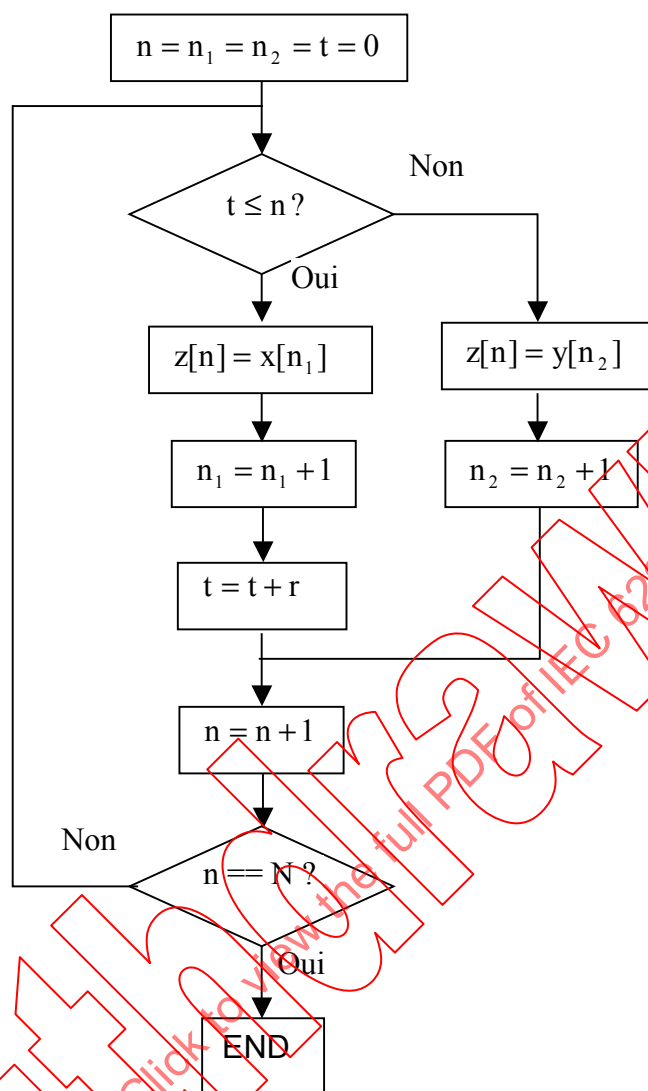
In order to improve the robustness of the bitstream to channel errors, bit interleaving is carried out where data bits are reordered inside one frame. Bit interleaving is carried out after the bitstream is ordered and the CRC bits are added as shown in tables 18 to 27. The interleaving is done in two steps. First, the HVXC bitstream is divided into two sequences as:

- $x[0..N_1 - 1]$: sequence consists of bits of ESC0 where N_1 is the number of bits included in ESC0.
- $y[0..N_2 - 1]$: sequence consists of bits other than ESC0.

The sequence $y[]$ is composed of ESC1, ESC2 ..., in this order. N_1 is the number of bits of ESC0, and N_2 is the number of bits other than ESC0. The total number of bits is $N = N_1 + N_2$. r is defined as:

~~$$r = \frac{N}{N_1}$$~~

Next, the sequences $x[]$ and $y[]$ are interleaved into one sequence $z[0..N-1]$. Every single bit from $x[]$ is inserted at the beginning of every $\lfloor r \rfloor - 1$ or $\lfloor r \rfloor$ bits from $y[]$, where $\lfloor r \rfloor$ is the largest integer less than or equal to r . The flowchart is shown below in figure 9.



IEC 488/03

Figure 9 – Organigramme de la méthode d'entrelacement

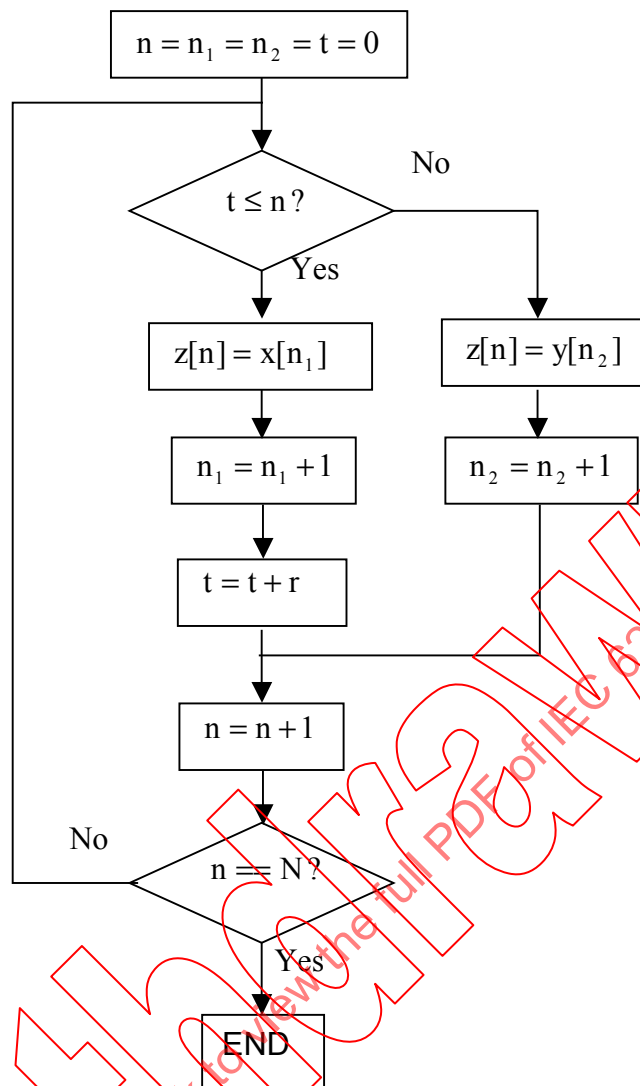
5.5.6 Détection et dissimulation d'erreurs en HVXC

5.5.6.1 Contrôle de Redondance Cyclique (CRC)

Les bits de parité CRC sont calculés à partir des bits source dans la même ESC. Une représentation schématique du contrôleur de CRC, des polynômes et de la procédure d'initialisation, figure dans l'annexe D.

5.5.6.2 Dissimulation d'erreurs

En cas de détection d'une erreur de CRC, le décodeur HVXC réalise un traitement de dissimulation d'erreurs (masquage des trames incorrectes). Le diagramme des transitions d'état du traitement de dissimulation est représenté à la figure 10. L'état de masquage de la trame courante est mis à jour en fonction du résultat du CRC décodé de ESC0. Si une erreur de CRC est détectée dans ESC0, la trame est déclarée "mauvaise". L'état initial du diagramme de transition d'état est l'état = 0. La flèche repérée par "1" indique une transition pour une trame incorrecte, celle repérée par "0", une transition pour une trame correcte. Avec un débit de 2,0 kbit/s, ESC1 et ESC2 sont protégées par des bits de CRC, avec un débit de 4,0 kbit/s, ce sont ESC1 à ESC3 qui sont protégés par des bits de CRC. Les résultats des contrôles CRC par rapport à ces ESC sont utilisés pour maintenir un niveau de qualité vocale, comme décrit en détail ci-dessous.



IEC 488/03

Figure 9 – Flowchart of category interleaving method

5.5.6 HVXC error detection and concealment

5.5.6.1 Cyclic Redundancy Check (CRC)

The CRC parity bits are computed from the source bits in the same ESC. A schematic diagram of the CRC checker, the polynomials and initialization procedure is given in annex D.

5.5.6.2 Error concealment

In case a CRC error is detected, error concealment processing (bad frame masking) is carried out in the HVXC decoder. The state transition diagram of the concealment processing is shown in figure 10. A frame masking state of the current frame is updated based on the decoded CRC result of ESC0. If a CRC error is detected in ESC0, the frame is declared to be a "bad" frame. The initial state of the state transition diagram is state = 0. The arrow with a letter "1" denotes the transition for a bad frame, and that with a letter "0" the one for a good frame. At the 2,0 kbit/s rate ESC1 and ESC2 are protected by CRC bits; at the 4,0 kbit/s ESC1 to ESC3 are protected by CRC bits. The results of the CRC checks against these ESCs are used to maintain toll quality as described in detail below.

5.5.6.2.1 Substitution de paramètres

Selon la valeur d'état, les substitutions des paramètres suivants sont réalisées. En l'absence d'erreur, la valeur d'état devient 0 et les bits reçus du codeur de source sont utilisés, sans aucun traitement de dissimulation.

Paramètres LSP

Aux valeurs d'état = 1 à 6, les paramètres LSP sont remplacés par ceux des états précédents. A la valeur d'état = 7, si $LSP_4 = 0$ (mode de quantification LSP sans prédiction entre trames), les paramètres LSP sont calculés à partir de tous les indices LSP reçus dans la trame courante. Si $LSP_4 = 1$ (mode de quantification LSP avec codage entre trames), les paramètres LSP sont calculés par la méthode suivante, dans laquelle les paramètres LSP appartenant à l'indice LSP1 sont interpolés avec les LSP antérieurs.

$$LSP_{base}(n) = p \times LSP_{prev}(n) + (1 - p) \times LSP_{1st}(n) \text{ pour } n = 1 \text{ à } 10 \quad (1)$$

$LSP_{base}(n)$ représente les paramètres LSP de la couche de base, $LSP_{prev}(n)$ représente les LSP décodés de la trame précédente, $LSP_{1st}(n)$ représente les LSP décodés de l'indice LSP1 courant, et p représente le facteur d'interpolation. p change en fonction du nombre de trames incorrectes antérieures, comme le montre le tableau 28. Les indices LSP2, LSP3 et LSP5 ne sont pas utilisés, et $LSP_{base}(n)$, calculé à l'aide de l'Équation (1), est utilisé en tant que paramètres LSP courants.

Tableau 28 – Facteur p

trame	p
0	0,7
1	0,6
2	0,5
3	0,4
4	0,3
5	0,2
6	0,1
7	0,0

Variable "silence"

Une variable "silence" contrôle le niveau de sortie de la parole restituée en fonction de la valeur "état". Les valeurs "silence" du tableau 29 sont utilisées. Pour état = 7, on utilise la moyenne de 1,0 et de la valeur "silence" de la trame précédente (= 0,5 (1,0 + "valeur silence" précédente)). Cependant, lorsque cette valeur dépasse 0,8, la valeur "silence" est forcée à 0,8.

Tableau 29 – Valeur "silence"

état	valeur "silence"
0	1,0
1	0,8
2	0,7
3	0,5
4	0,25
5	0,125
6	0,0
7	moyenne/0,8

5.5.6.2.1 Parameter replacement

According to the state value, the following parameter replacement is done. In error free condition, the state value becomes 0, and received source coder bits are used without any concealment processing.

LSP parameters

At state = 1...6, LSP parameters are replaced with those of previous states. At state = 7, if LSP4 = 0 (LSP quantization mode without inter-frame prediction), then LSP parameters are calculated from all LSP indices received in the current frame. If LSP4 = 1 (LSP quantization mode with inter-frame coding), then LSP parameters are calculated with the following method, where LSP parameters belonging to the LSP1 index are interpolated with the previous LSPs.

$$LSP_{base}(n) = p \times LSP_{prev}(n) + (1 - p) \times LSP_{lst}(n) \text{ for } n = 1 \dots 10 \quad (1)$$

$LSP_{base}(n)$ is LSP parameters of the base layer, $LSP_{prev}(n)$ is the decoded LSPs of the previous frame, $LSP_{lst}(n)$ is the decoded LSPs from the current LSP1 index, and p is the interpolation factor. p is changed according to the number of previous bad frames as shown in table 28. LSP indices LSP2, LSP3 and LSP5 are not used, and $LSP_{base}(n)$ computed according to the Equation (1) is used as current LSP parameters.

Table 28 – p factor

frame	p
0	0,7
1	0,6
2	0,5
3	0,4
4	0,3
5	0,2
6	0,1
7	0,0

Mute variable

According to the "state" value, a variable "mute" is set to control the output level of the reproduced speech. The "mute" values in table 29 are used. At state = 7, the average of 1,0 and "mute" value of the previous frame (= 0,5 (1,0 + previous "mute value")) is used. However, when this value is more than 0,8, "mute" value is replaced with 0,8.

Table 29 – Mute value

state	mute value
0	1,0
1	0,8
2	0,7
3	0,5
4	0,25
5	0,125
6	0,0
7	average/0,8

Substitution et contrôle du gain des paramètres des séquences parlées

Aux valeurs d'état = 1 à 6, les paramètres spectraux SE_shape1, SE_shape2, le paramètre de gain spectral SE_gain, les paramètres spectraux SE_shape3 à SE_shape6 du mode à 4,0 kbit/s sont remplacés par les paramètres correspondants de la trame précédente. Par conséquent, pour contrôler le volume de la parole de sortie et les paramètres de grandeurs harmoniques du signal LPC résiduel, " $Am[0...127]$ " est contrôlé en gain, comme le montre l'Équation (2). Dans cette équation, $Am_{(org)}[i]$ est calculé à partir des paramètres spectraux reçus de la dernière trame exempte d'erreurs.

$$Am[i] = mute \times Am_{(org)}[i] \text{ pour } i = 0 \text{ à } 127 \quad (2)$$

Si la trame précédente est non parlée et que l'état courant est l'état = 7, l'Équation (2) est remplacée par l'Équation (3);

$$Am[i] = 0,6 \times mute \times Am_{(org)}[i] \text{ pour } i = 0 \text{ à } 127 \quad (3)$$

Comme décrit précédemment, SE_shape1 et SE_shape2 sont protégés individuellement par 1 bit de CRC. A 2,0 kbit/s, ESC1 s'applique à SE_shape1 et ESC2 s'applique à SE_shape2. De même, à 4,0 kbit/s, ESC2 s'applique à SE_shape1 et ESC3 s'applique à SE_shape2. Lorsque état = 0 ou 7, si les CRC de SE_shape1 et SE_shape2 sont tous les deux en erreur en même temps, l'amplitude des harmoniques quantifiées de dimension fixe $Am_{qnt}[1..44]$ voit son gain supprimé, comme suit:

$$Am_{qnt}[i] = s[i] \times Am_{qnt(org)}[i] \text{ pour } i = 1 \text{ à } 44 \quad (4)$$

$s[i]$ étant le facteur de suppression du gain. $Am_{qnt(org)}[i]$ représente les grandeurs harmoniques de dimension fixe, générées en utilisant SE_shape1 et SE_shape2, qui contiennent des bits en erreur. $Am_{qnt}[i]$ est ensuite redimensionné pour obtenir $Am[i]$.

Tableau 30 – Facteur de suppression du gain, $s[0 \text{ à } 44]$

i	1	2	3	4	5	6	7...44
$s[i]$	0,10	0,25	0,40	0,55	0,70	0,85	1,00

A 4,0 kbit/s, SE_shape4, SE_shape5, et SE_shape6 sont soumis au contrôle CRC, tout comme ESC1. Si une erreur de CRC est détectée, le paramètre spectral de la couche d'extension n'est pas utilisé.

Substitution et contrôle du gain des paramètres des séquences non parlées

Aux valeurs d'état = 1 à 6, les paramètres de gain de la table de codes stochastique VX_gain1[0] et VX_gain1[1] sont remplacés par VX_gain1[1] de la trame précédente. De même, pour le mode à 4,0 kbit/s, les paramètres de gain de la table de codes stochastique VX_gain2[0] à VX_gain2[3] sont remplacés par VX_gain2[3] de la trame précédente.

Les paramètres de forme de la table de codes stochastique VX_shape1[0], VX_shape1[1] et les paramètres de forme de la table de codes stochastique pour le mode à 4,0 kbit/s, VX_shape2[0], VX_shape2[1], VX_shape2[2] et VX_shape2[3], sont générés à partir de valeurs d'indice générées de manière aléatoire.

Par conséquent, pour contrôler le volume de la parole de sortie, le signal LPC résiduel $res[0...159]$ est contrôlé en gain, comme le montre l'Équation (5). $res_{(org)}[i]$ est le signal d'excitation obtenu en utilisant le gain de la table de codes stochastique et les paramètres de forme générés comme ci-dessus.

$$res[i] = mute \times res_{(org)}[i] \quad (0 \leq i \leq 159) \quad (5)$$

Replacement and gain control of "voiced" parameters

At state = 1...6, spectrum parameter SE_shape1, SE_shape2, spectrum gain parameter SE_gain, spectrum parameter for 4,0 kbit/s mode SE_shape3 ... SE_shape6 are replaced with the corresponding parameters of the previous frame. Also, to control the volume of the output speech and the harmonic magnitude parameters of LPC residual signal, " $Am[0...127]$ " is gain controlled as shown in equation (2). In the equation, $Am_{(org)}[i]$ is computed from the received spectrum parameters of the latest error free frame.

$$Am[i] = mute \times Am_{(org)}[i] \text{ for } i = 0...127 \quad (2)$$

If the previous frame is unvoiced and the current state is state = 7, equation (2) is replaced with equation (3);

$$Am[i] = 0,6 \times mute \times Am_{(org)}[i] \text{ for } i = 0...127 \quad (3)$$

As described before, SE_shape1 and SE_shape2 are individually protected by 1 bit CRCs. ESC1 applies to SE_shape1 and ESC2 applies to SE_shape2 at 2,0 kbit/s. In the same way, ESC2 applies to SE_shape1 and ESC3 applies to SE_shape2 at 4,0 kbit/s. At state = 0 or 7, if both of the CRCs of SE_shape1 and SE_shape2 are in error at the same time, the quantized harmonic magnitudes with fixed dimension $Am_{qnt}[1..44]$ are gain suppressed as:

$$Am_{qnt}[i] = s[i] \times Am_{qnt(org)}[i] \text{ for } i = 1..44 \quad (4)$$

$s[i]$ is the factor for the gain suppression. $Am_{qnt(org)}[i]$ is the fixed dimension harmonic magnitudes generated using the SE_shape1 and SE_shape2 which contains bit errors. $Am_{qnt}[i]$ is then dimension converted to obtain $Am[i]$.

Table 30 – Factor for gain suppression, $s[0...44]$

i	1	2	3	4	5	6	7...44
$s[i]$	0,10	0,25	0,40	0,55	0,70	0,85	1,00

At 4,0 kbit/s, SE_shape4, SE_shape5, and SE_shape6 are subject to CRC checking as ESC1. When a CRC error is detected, the spectrum parameter of the enhancement layer is not used.

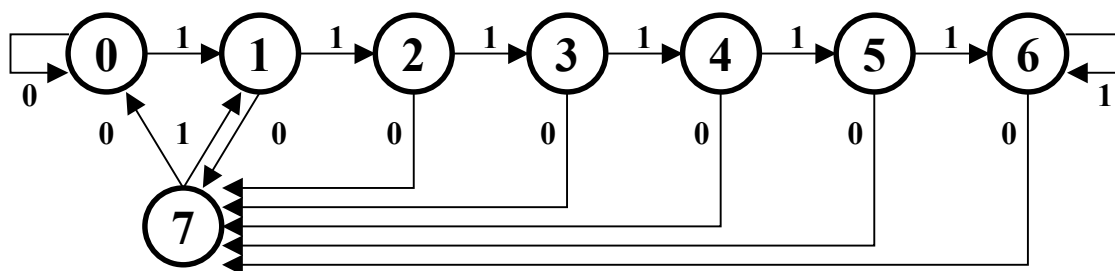
Replacement and gain control of "unvoiced" parameters

At state = 1...6, the stochastic codebook gain parameters VX_gain1[0] and VX_gain1[1] are replaced with the previous frame's VX_gain1[1]. Also the stochastic codebook gain parameters for the 4,0 kbit/s mode VX_gain2[0]...VX_gain2[3] are replaced with the previous frame's VX_gain2[3].

The stochastic codebook shape parameters VX_shape1[0], VX_shape1[1] and the stochastic codebook shape parameters for the 4,0 kbit/s mode VX_shape2[0], VX_shape2[1], VX_shape2[2] and VX_shape2[3] are generated from randomly generated index values.

Finally, in order to control the volume of the output speech, the LPC residual signal $res[0...159]$ is gain controlled as shown in equation (5). $res_{(org)}[i]$ is the excitation signal obtained by using the stochastic codebook gain and the shape parameters generated as explained above.

$$res[i] = mute \times res_{(org)}[i] \quad (0 \leq i \leq 159) \quad (5)$$



IEC 489/03

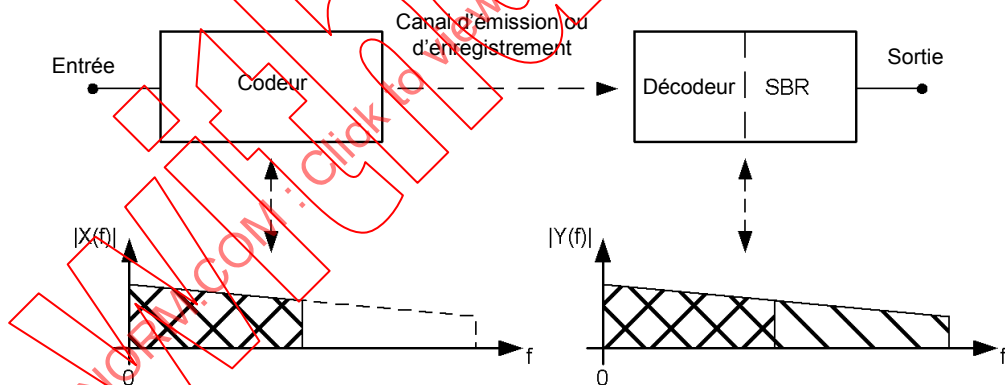
Figure 10 – Transitions d'état lors du masquage de trames

5.6 SBR

5.6.1 Présentation du concept

La reconstitution de la bande spectrale SBR (Spectral Band Replication) est un codage audio d'extension de bande, destiné à coder les hautes fréquences des codecs audio et de parole. La fonction SBR est en mesure d'étendre la bande passante des codecs traditionnels à une valeur égale ou supérieure à la bande passante audio utilisée en modulation de fréquence analogique (15 kHz), voir figure 11, sans dépasser les faibles débits binaires permis par le système DRM. SBR peut également améliorer les performances des codecs de parole à bande étroite, mettant à la disposition des diffuseurs une bande audio de 12 kHz réservée aux commentaires, utilisable par exemple pour des émissions multilingues. Comme la plupart des codecs de parole sont à bande étroite, le recours à la fonction SBR est important car il permet d'améliorer non seulement la qualité de la parole, mais aussi son intelligibilité et sa compréhension. SBR est essentiellement un post-traitement, bien que des pré-traitements aient lieu dans le codeur, afin de guider le processus de décodage.

L'annexe I contient des informations essentielles sur la mise en œuvre du SBR.

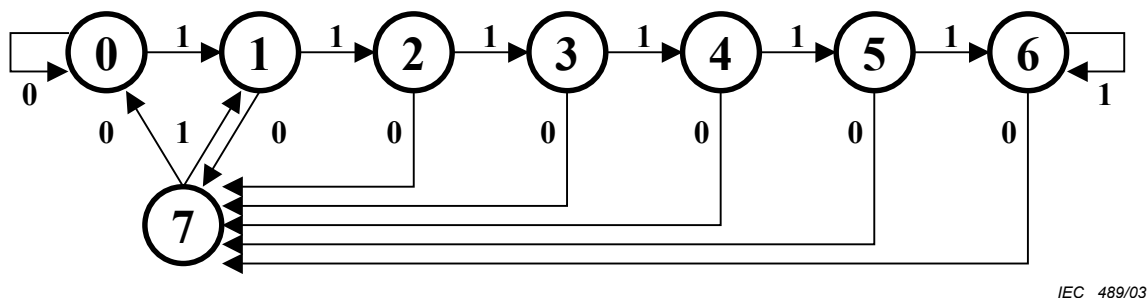


IEC 490/03

Figure 11 – Le système de codage de source avec SBR

La voix humaine, et la plupart des instruments de musique, génèrent des signaux d'excitation quasi-stationnaires, qui proviennent de systèmes oscillants. Le spectre d'excitation large bande est créé, par exemple, par les cordes vocales, ou par les cordes ou anches des instruments de musique, et les fréquences qui le composent forment une série harmonique. La série harmonique est filtrée par des résonateurs, comme l'appareil vocal, le corps du violon, etc., qui donnent à la voix ou à l'instrument de musique leur timbre caractéristique. La limitation de bande d'un tel signal équivaut à un filtrage de la série harmonique, voir figure 12. Un tel filtrage altère le timbre perçu, le signal audio semble "assourdi" ou "terne" et son intelligibilité peut être réduite.

Frame Masking State Transitions



IEC 489/03

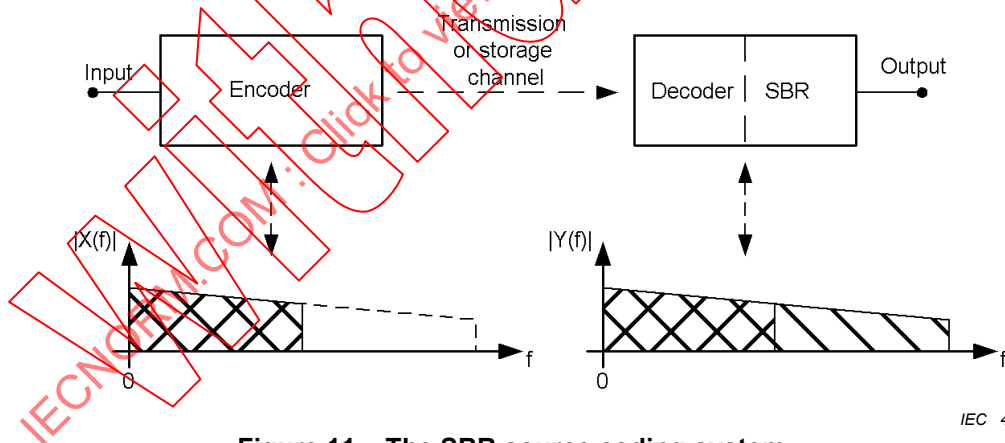
Figure 10 – Frame Masking State Transitions

5.6 SBR

5.6.1 Conceptual overview

Spectral Band Replication (SBR) is an audio coding enhancement method for coding the high frequencies in audio and speech codecs. SBR can increase the bandwidth of conventional codecs to equal or exceed the analogue FM audio bandwidth (15 kHz), see figure 11. This can be achieved within the low bit rates available from DRM. SBR can also improve the performance of narrow band speech codecs, offering the broadcaster 12 kHz commentary audio bandwidth, used for example for multilingual broadcasting. As most speech codecs are narrow band, SBR is important not only for improving speech quality, but also for improving speech intelligibility and speech comprehension. SBR is mainly a post-process, although some pre-processing is performed in the encoder in order to guide the decoding process.

Annex I contains essential information for implementing SBR.



IEC 490/03

Figure 11 – The SBR source coding system

The human voice and most musical instruments generate quasi-stationary excitation signals that emerge from oscillating systems. The wide-band excitation spectrum is created by for example vocal cords, strings or reeds etc and its frequency components form a harmonic series. The harmonic series is filtered by resonators such as the vocal tract, violin body etc., giving the voice or musical instrument its characteristic tone colour or timbre. A bandwidth limitation of such a signal is equivalent to a truncation of the harmonic series, see figure 12. Such a truncation alters the perceived timbre and the audio signal sounds "muffled" or "dull", and the intelligibility may be reduced.

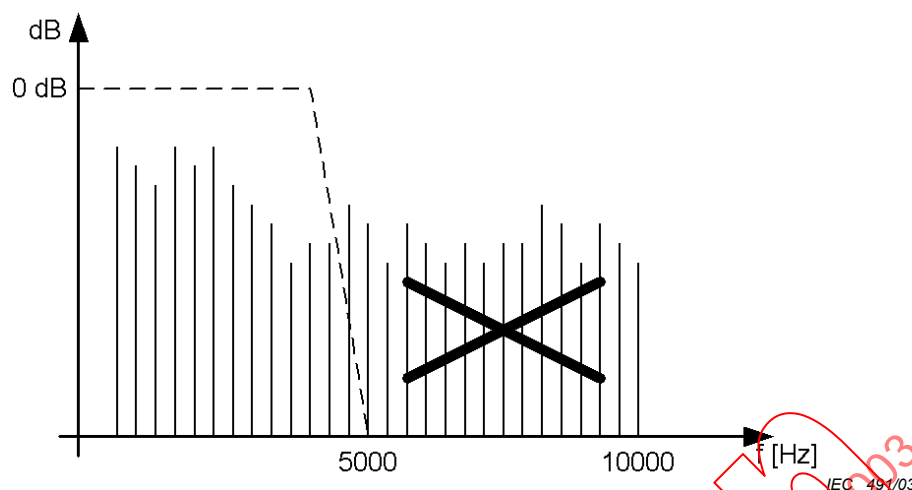


Figure 12 – Exemple de limitation de bande pour un signal typique

Le concept du SBR est basé sur le postulat qu'une série harmonique supprimée peut être restaurée d'après la relation entre les composantes spectrales de la bande basse et celles de la bande haute. L'enveloppe spectrale, c'est-à-dire la distribution spectrale brute, de la bande haute reconstituée, doit ressembler à celle du signal d'origine. Pour cela, des informations sur l'enveloppe spectrale sont transmises du codeur au décodeur, à un débit binaire très faible (environ 2 kbit/s/canal).

Dans la bande haute reconstituée, il est important de maintenir le rapport entre les composantes harmoniques et les composantes assimilables au bruit. Pour cette raison, il est nécessaire d'ajouter, de manière sélective, des composantes de bruit à la bande haute reconstituée par la fonction SBR.

Deux protocoles différents sont disponibles pour le flux binaire: un protocole utilisable avec l'AAC, et un autre utilisable avec le CELP. Ces protocoles sont décrits dans les paragraphes qui suivent.

5.6.2 Processus de décodage AAC + SBR

Le signal d'entrée du décodeur SBR est constitué par les données du flux binaire SBR et le signal décodé dans le domaine temporel en provenance du décodeur AAC, qui est échantillonné à la moitié de la fréquence d'échantillonnage du signal de sortie. Le signal de la bande basse décodé dans le domaine temporel est envoyé à un filtre QMF d'analyse, comme représenté à la figure 13. Les signaux de sous-bande en provenance du filtre sont transposés dans la bande haute à l'aide d'un générateur hautes fréquences (générateur HF). Les informations d'enveloppe dérivées du flux binaire SBR transmis, servent à corriger le gain des facteurs d'échelle des signaux des sous-bandes hautes. La bande haute corrigée, et la bande basse après compensation du retard, sont envoyées à un filtre QMF de synthèse commun, qui génère le signal de sortie large bande dans le domaine temporel.

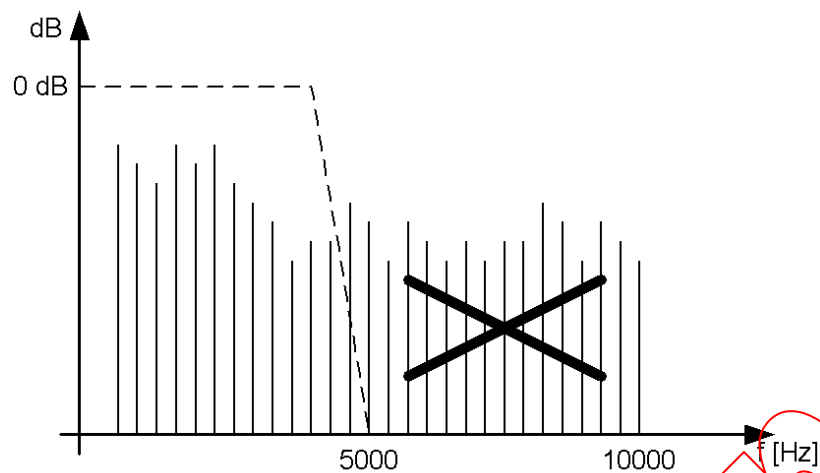


Figure 12 – Example of band-limiting of a typical signal

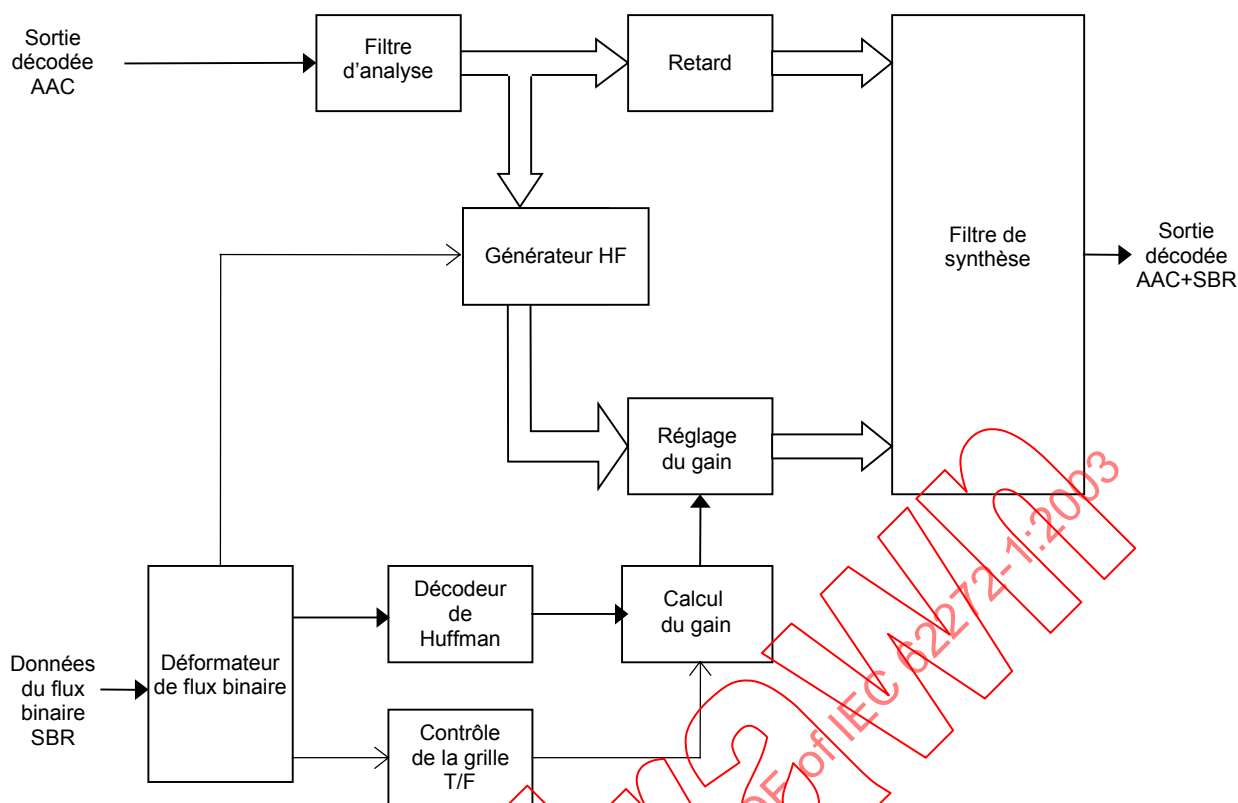
The SBR concept postulates that a truncated harmonic series can be extended based on the relation between lowband and highband spectral components. The spectral envelope, i.e. the coarse spectral distribution, of the replicated highband, must resemble that of the original signal. This is assured by transmitting spectral envelope guidance information from the encoder to decoder at a very low bit rate (approximately 2 kbit/s/channel).

It is important to maintain the ratio between harmonic and noise-like components in the replicated high band. This makes it necessary to selectively add noise components to the SBR replicated high band.

Two different bit stream protocols are used, one for use with AAC, and one for use with CELP. They are described in the subclauses below.

5.6.2 AAC + SBR Decoding Process

The input to the SBR decoder is the SBR bitstream data and the decoded time domain signal from the AAC decoder, which is sampled at half the rate of the output signal. The decoded low-band time domain signal is fed to an analysis QMF bank, as shown in figure 13. The subband signals obtained from the filter bank are re-routed by a High Frequency generator (HF generator) to reconstruct the high-band. Using the envelope information derived from the transmitted SBR bitstream a gain adjustment within the filter bank scale factor bands is performed on the high-band subband signals. The adjusted high-band and the delay compensated low-band are then fed to the common synthesis QMF bank which generates the wide-band time domain output signal.



IEC 492/03

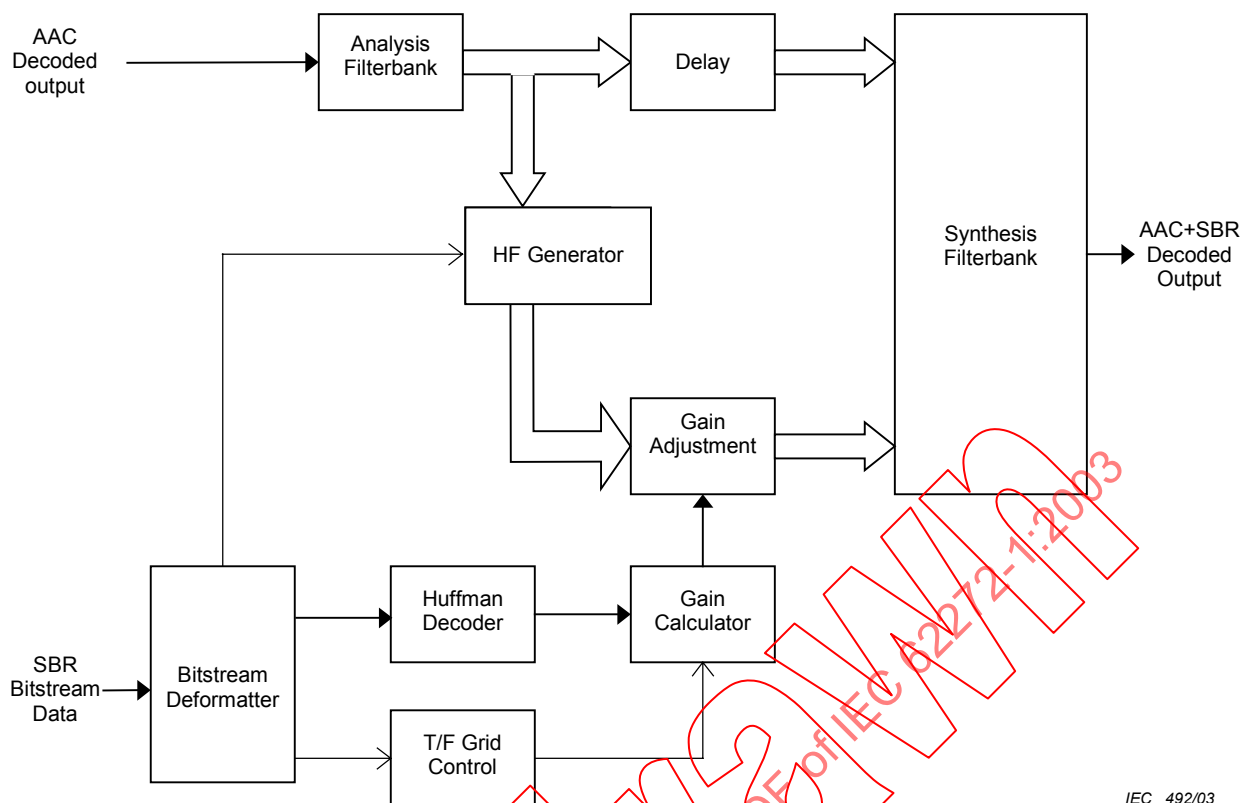
Figure 13 – Organigramme du processus de décodage AAC-SBR

5.6.2.1 Filtre d'analyse

Le filtrage en sous-bandes du signal AAC décodé dans le domaine temporel, est réalisé en utilisant un filtre QMF à 32 voies. L'organigramme de la figure 14(a) illustre cette opération. Les coefficients du filtre sont donnés dans le tableau I.1 de l'annexe I. Pour chaque boucle de l'organigramme, la sortie est constituée de 32 échantillons des sous-bandes, chacun représentant la sortie d'une voie du filtre. A chaque trame, le filtre produit 30 échantillons de sous-bande par voie, ce qui correspond à un signal d'une durée de 960 échantillons dans le domaine temporel.

5.6.2.2 Filtre de synthèse

Le filtrage de synthèse des échantillons des sous-bandes retardés, et des échantillons des sous-bandes corrigés en gain, est réalisé dans un filtre QMF complexe à 64 voies. L'opération est illustrée par l'organigramme de la figure 14(b), et les coefficients du filtre sont les mêmes que pour le filtre d'analyse, tels qu'ils sont donnés dans le tableau I.1 de l'annexe I. Les échantillons des sous-bandes retardés sont envoyés aux voies correspondant aux sous-bandes des fréquences les plus basses du filtre de synthèse à 32 voies. Les échantillons réels des sous-bandes, corrigés en gain, sont appliqués aux voies correspondant aux fréquences supérieures. Chaque trame de sortie correspond à 1 920 échantillons dans le domaine temporel.



IEC 492/03

Figure 13 – Flow Diagram of the AAC-SBR Decoding Process

5.6.2.1 Analysis Filterbank

Subband filtering of the AAC decoded time domain signal is achieved using a 32-channel QMF bank. The flowchart of figure 14(a) shows the operation. The window coefficients are given in annex I, table I.1. For every loop in the flowchart, the output is 32 subband samples, each representing the output from one filterbank channel. For every frame the filterbank produces 30 subband samples for every channel, corresponding to a time domain signal of length 960 samples.

5.6.2.2 Synthesis Filterbank

Synthesis filtering of the delayed subband samples and the gain-adjusted subband samples is accomplished using a 64-channel complex QMF bank. The operation is shown in the flowchart of figure 14(b), and the window coefficients are the same as for the analysis bank and tabulated in annex I, table I.1. The delayed subband samples are fed to the lowest 32 channels. The real-valued gain-adjusted subband samples are fed to channels corresponding to higher frequencies. The output for every frame is 1 920 time domain samples.

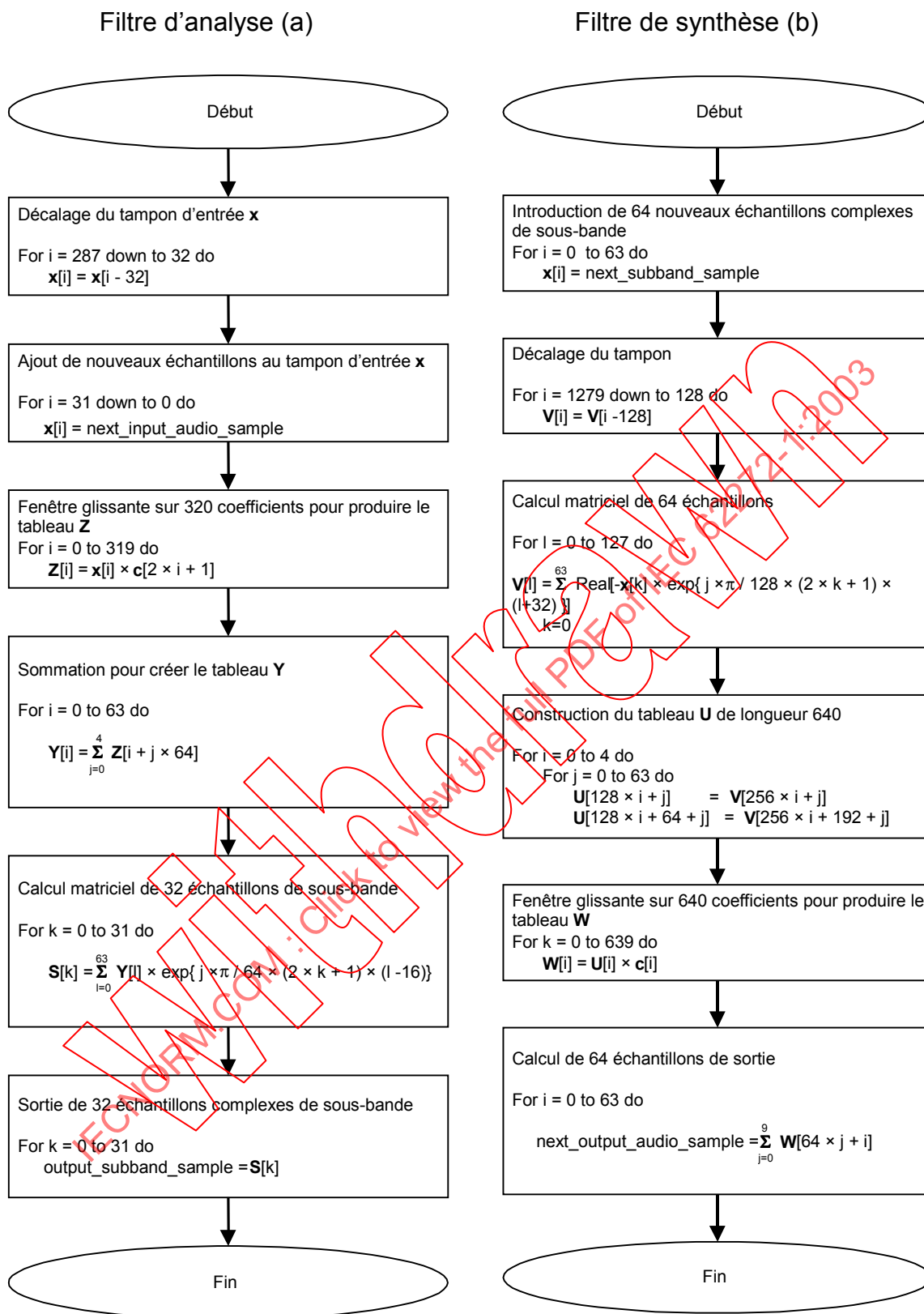


Figure 14 – Organigramme du filtre d'analyse (a) et du filtre de synthèse (b)

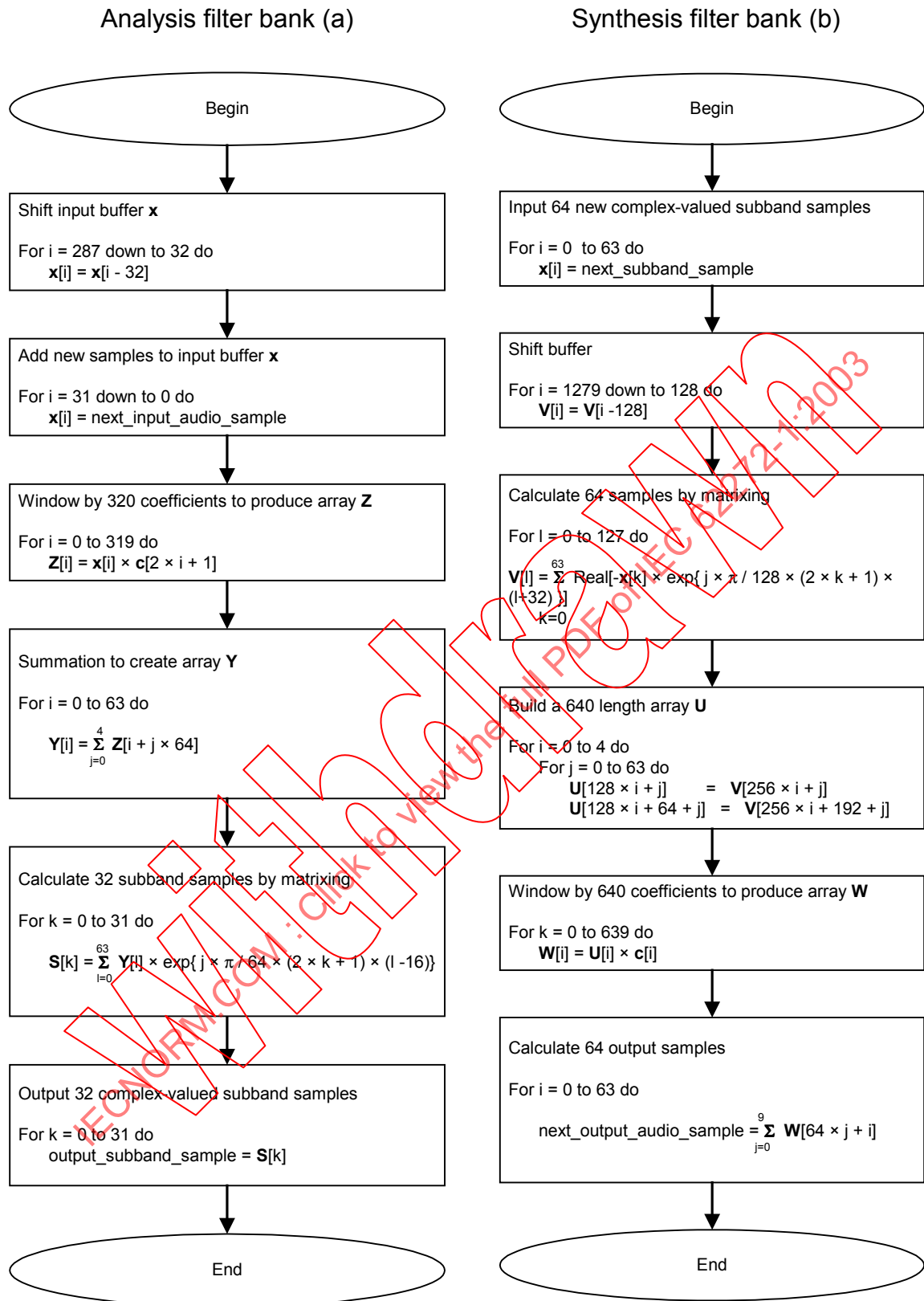


Figure 14 – Flow Chart of the Analysis (a) and Synthesis (b) filter bank

5.6.2.3 Tables de bandes de fréquences

Le regroupement en fréquence des échantillons de sous-bande QMF est décrit dans des tables de bandes de fréquences. Ces tables sont définies par des fonctions, dont la plupart des arguments sont transmis dans l'en-tête SBR. Pour chaque enveloppe, il existe deux tables de bandes de fréquences, une table à haute résolution de fréquence, $f_{TableHigh}$, et une table à basse résolution de fréquence, $f_{TableLow}$. Il existe également des tables de bandes de fréquences pour les planchers de bruit et pour les limiteurs, à savoir $f_{TableNoise}$ et $f_{TableLim}$. Toutes ces tables sont dérivées d'une table de bandes de fréquences principales, f_{Master} . Les tables de bandes de fréquences contiennent les fréquences limites de chaque bande de fréquences, représentant les voies du filtre QMF. Le présent paragraphe décrit la méthode de calcul pour f_{Master} , $f_{TableHigh}$, $f_{TableLow}$ et $f_{TableNoise}$. Le calcul de $f_{TableLim}$ est décrit en 5.6.2.6.

5.6.2.3.1 Table de bandes de fréquences principales

Pour commencer, on calcule la première voie et la dernière voie du filtre QMF pour la table de bandes de fréquences principales. La première voie, $k0$, est définie par:

$$k0 = startMin + offset(start_freq),$$

où **offset** et **startMin** sont donnés par

$$offset = [0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11, 13, 16, 20, 24, 28, 33]$$

$$startMin = \begin{cases} NINT\left(3000 \cdot \frac{128}{Fs}\right) & , Fs < 32000 \\ NINT\left(4000 \cdot \frac{128}{Fs}\right) & , 32000 \leq Fs < 64000 \\ NINT\left(5000 \cdot \frac{128}{Fs}\right) & , 64000 \leq Fs \end{cases}$$

La dernière voie, $k2$, est définie par:

$$k2 = \begin{cases} stopVector(stop_freq) & , 0 \leq stop_freq < 14 \\ 2 \cdot k0 & , stop_freq = 14 \\ 3 \cdot k0 & , stop_freq = 15 \end{cases}$$

où **stopMin** et **stopVector** sont donnés par

$$StopMin = \begin{cases} NINT\left(6000 \cdot \frac{128}{Fs}\right) & , Fs < 32000 \\ NINT\left(8000 \cdot \frac{128}{Fs}\right) & , 32000 \leq Fs < 64000 \\ NINT\left(10000 \cdot \frac{128}{Fs}\right) & , 64000 \leq Fs \end{cases}$$

$$stopVector(k) = StopMin + \sum_{i=0}^{k-1} stopDkSort(i)$$

5.6.2.3 Frequency Band Tables

The grouping of QMF subband samples in frequency is described by frequency band tables. The tables are defined by functions, most arguments of which are transmitted in the SBR header. For each envelope, there are two frequency band tables; a high frequency resolution table, $\mathbf{f}_{TableHigh}$, and one table dedicated to low frequency resolution, $\mathbf{f}_{TableLow}$. The noise floor and the limiter also have corresponding frequency band tables, $\mathbf{f}_{TableNoise}$ and $\mathbf{f}_{TableLim}$. All aforementioned tables are derived from one master frequency band table, $\mathbf{f}_{Master}$. The frequency band tables contain the frequency borders for each frequency band, represented as QMF channels. This subclause describes how to calculate $\mathbf{f}_{Master}$, $\mathbf{f}_{TableHigh}$, $\mathbf{f}_{TableLow}$ and $\mathbf{f}_{TableNoise}$. The calculation of $\mathbf{f}_{TableLim}$ is described in 5.6.2.6.

5.6.2.3.1 Master Frequency Band Table

First the start and stop QMF channels for the master frequency band table are calculated. The start channel, $k0$, is defined by:

$$k0 = startMin + \mathbf{offset}(start_freq),$$

where **offset** and *startMin* are given by

$$\mathbf{offset} = [0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11, 13, 16, 20, 24, 28, 33]$$

$$startMin = \begin{cases} NINT\left(3000 \cdot \frac{128}{F_s}\right), & F_s < 32000 \\ NINT\left(4000 \cdot \frac{128}{F_s}\right), & 32000 \leq F_s < 64000 \\ NINT\left(5000 \cdot \frac{128}{F_s}\right), & 64000 \leq F_s \end{cases}$$

The stop channel, $k2$, is defined by:

$$k2 = \begin{cases} \mathbf{stopVector}(stop_freq), & 0 \leq stop_freq < 14 \\ 2 \cdot k0, & stop_freq = 14 \\ 3 \cdot k0, & stop_freq = 15 \end{cases}$$

where *stopMin* and **stopVector** are given by

$$StopMin = \begin{cases} NINT\left(6000 \cdot \frac{128}{F_s}\right), & F_s < 32000 \\ NINT\left(8000 \cdot \frac{128}{F_s}\right), & 32000 \leq F_s < 64000 \\ NINT\left(10000 \cdot \frac{128}{F_s}\right), & 64000 \leq F_s \end{cases}$$

$$\mathbf{stopVector}(k) = StopMin + \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{stopDkSort}(i)$$

et **stopDkSort** est donné par

$$\mathbf{stopDkSort} = \mathit{sort}(\mathbf{stopDk})$$

$$\mathbf{stopDk}(p) = NINT \left(StopMin \cdot \left(\frac{64}{StopMin} \right)^{\frac{p+1}{13}} \right) - NINT \left(StopMin \cdot \left(\frac{64}{StopMin} \right)^{\frac{p}{13}} \right), 0 \leq p \leq 12$$

La table de bandes de fréquences principales, $\mathbf{f}_{Master}$, se calcule à partir de $k0$, $k2$, $freq_scale$ et $alter_scale$, comme décrit dans les figures 15 et 16 (bien entendu $\mathbf{f}_{Master}$ est défini seulement pour $k2 > k0$.)

5.6.2.3.2 Tables de bandes de fréquences dérivées

La table de bandes de fréquences pour les enveloppes à haute résolution de fréquence, $\mathbf{f}_{TableHigh}$, est obtenue par extraction d'un sous-ensemble des limites de $\mathbf{f}_{Master}$, comme suit:

$$N_{High} = N_{Master} - xover_band$$

$$N_{Low} = INT \left(\frac{N_{High}}{2} \right) + \left(N_{High} - 2 \cdot INT \left(\frac{N_{High}}{2} \right) \right)$$

$$\mathbf{n} = [N_{Low}, N_{High}]$$

$$\mathbf{f}_{TableHigh}(k) = \mathbf{f}_{Master}(k + xover_band), 0 \leq k \leq N_{High}$$

$$M = \mathbf{f}_{TableHigh}(N_{high}) - \mathbf{f}_{TableHigh}(0)$$

$$lsb = \mathbf{f}_{TableHigh}(0)$$

La table de bandes de fréquences pour les enveloppes à basse résolution de fréquence, $\mathbf{f}_{TableLow}$, est extraite de $\mathbf{f}_{TableHigh}$ selon:

$$\mathbf{f}_{TableLow}(k) = \mathbf{f}_{TableHigh}(i(k)), 0 \leq k \leq N_{Low}$$

où $i(k)$ est défini par

$$i(k) = \begin{cases} 0 & \text{if } k = 0 \\ 2 \cdot k - \frac{1 - (-1)^{N_{High}}}{2} & \text{if } k \neq 0 \end{cases}$$

La table de bandes de fréquences pour les planchers de bruit, $\mathbf{f}_{TableNoise}$, est extraite de $\mathbf{f}_{TableLow}$ selon

$$\mathbf{f}_{TableNoise}(k) = \mathbf{f}_{TableLow}(i(k)), 0 \leq k \leq N_Q$$

and **stopDkSort** is given by

$$\mathbf{stopDkSort} = \mathit{sort}(\mathbf{stopDk})$$

$$\mathbf{stopDk}(p) = NINT \left(StopMin \cdot \left(\frac{64}{StopMin} \right)^{\frac{p+1}{13}} \right) - NINT \left(StopMin \cdot \left(\frac{64}{StopMin} \right)^{\frac{p}{13}} \right), 0 \leq p \leq 12$$

The master frequency band table, $\mathbf{f}_{Master}$, is calculated from $k0, k2, freq_scale$ and $alter_scale$, which is described in Figures 15 and 16 (of course $\mathbf{f}_{Master}$ is only defined for $k2 > k0$.)

5.6.2.3.2 Derived Frequency Band Tables

The envelope high frequency resolution frequency band table, $\mathbf{f}_{TableHigh}$, is obtained by extracting a subset of the borders in $\mathbf{f}_{Master}$ according to:

$$N_{High} = N_{Master} - xover_band$$

$$N_{Low} = INT \left(\frac{N_{High}}{2} \right) + \left(N_{High} - 2 \cdot INT \left(\frac{N_{High}}{2} \right) \right)$$

$$\mathbf{n} = [N_{Low}, N_{High}]$$

$$\mathbf{f}_{TableHigh}(k) = \mathbf{f}_{Master}(k + xover_band), 0 \leq k \leq N_{High}$$

$$M = \mathbf{f}_{TableHigh}(N_{high}) - \mathbf{f}_{TableHigh}(0)$$

$$lsb = \mathbf{f}_{TableHigh}(0)$$

The envelope low frequency resolution frequency band table, $\mathbf{f}_{TableLow}$, is extracted from $\mathbf{f}_{TableHigh}$ according to:

$$\mathbf{f}_{TableLow}(k) = \mathbf{f}_{TableHigh}(i(k)), 0 \leq k \leq N_{Low}$$

where $i(k)$ is defined by

$$i(k) = \begin{cases} 0 & \text{if } k = 0 \\ 2 \cdot k - \frac{1 - (-1)^{N_{High}}}{2} & \text{if } k \neq 0 \end{cases}$$

The noise floor frequency band table, $\mathbf{f}_{TableNoise}$, is extracted from $\mathbf{f}_{TableLow}$ according to

$$\mathbf{f}_{TableNoise}(k) = \mathbf{f}_{TableLow}(i(k)), 0 \leq k \leq N_Q$$

où $i(k)$ est défini par

$$i(k) = \begin{cases} 0 & \text{if } k = 0 \\ i(k-1) + \text{INT}\left(\frac{N_{Low} - i(k-1)}{N_Q + 1 - k}\right) & \text{if } k \neq 0 \end{cases}$$

et où N_Q est défini comme ci-dessous.

$$N_Q = \max \left(1, \text{NINT} \left(\text{noise_bands} \cdot \frac{\log\left(\frac{k2}{lsb}\right)}{\log(2)} \right) \right), 0 \leq \text{noise_bands} \leq 3$$

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

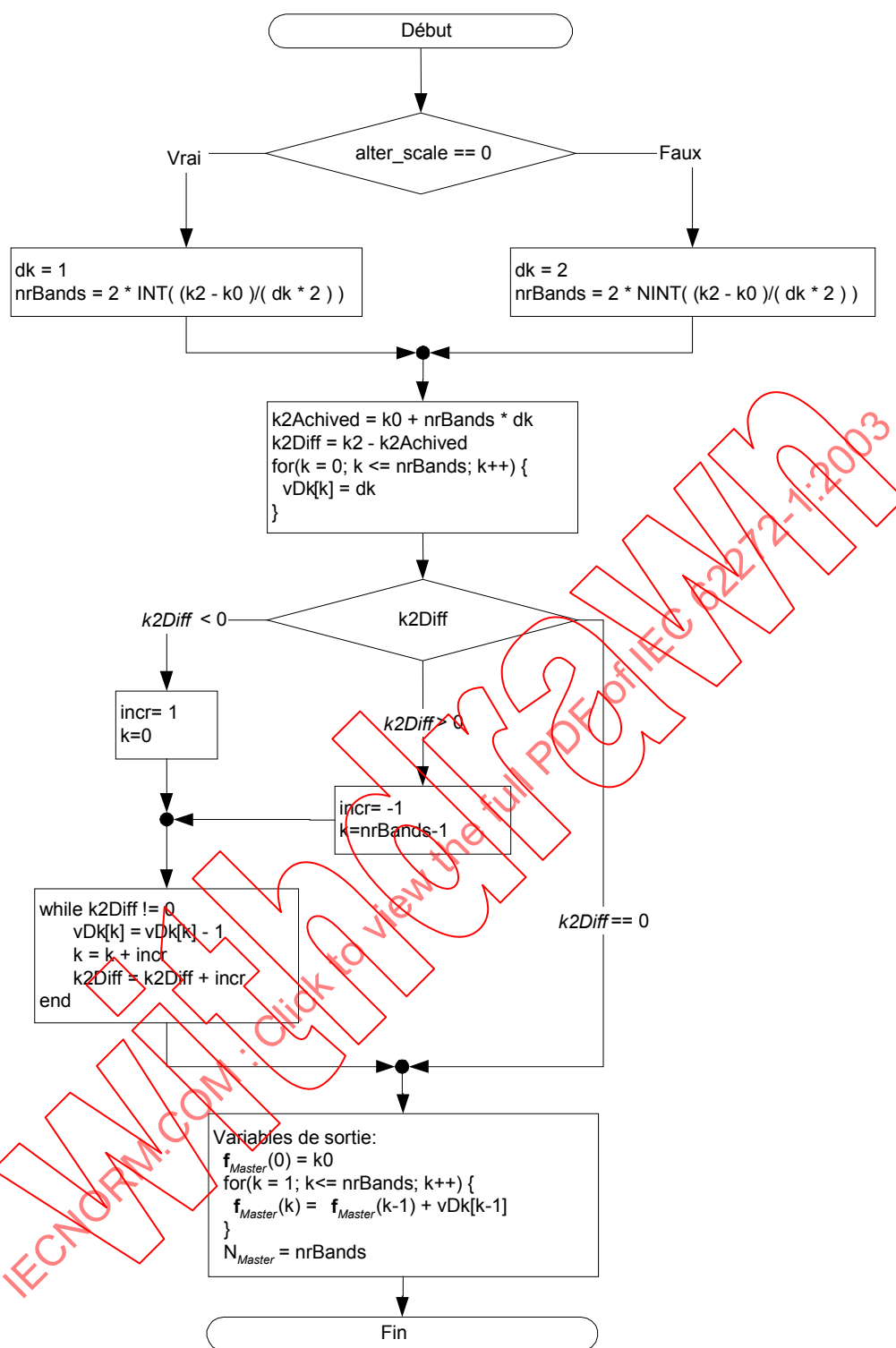
where $i(k)$ is defined by

$$i(k) = \begin{cases} 0 & \text{if } k = 0 \\ i(k-1) + INT\left(\frac{N_{Low} - i(k-1)}{N_Q + 1 - k}\right) & \text{if } k \neq 0 \end{cases}$$

and where N_Q is defined below.

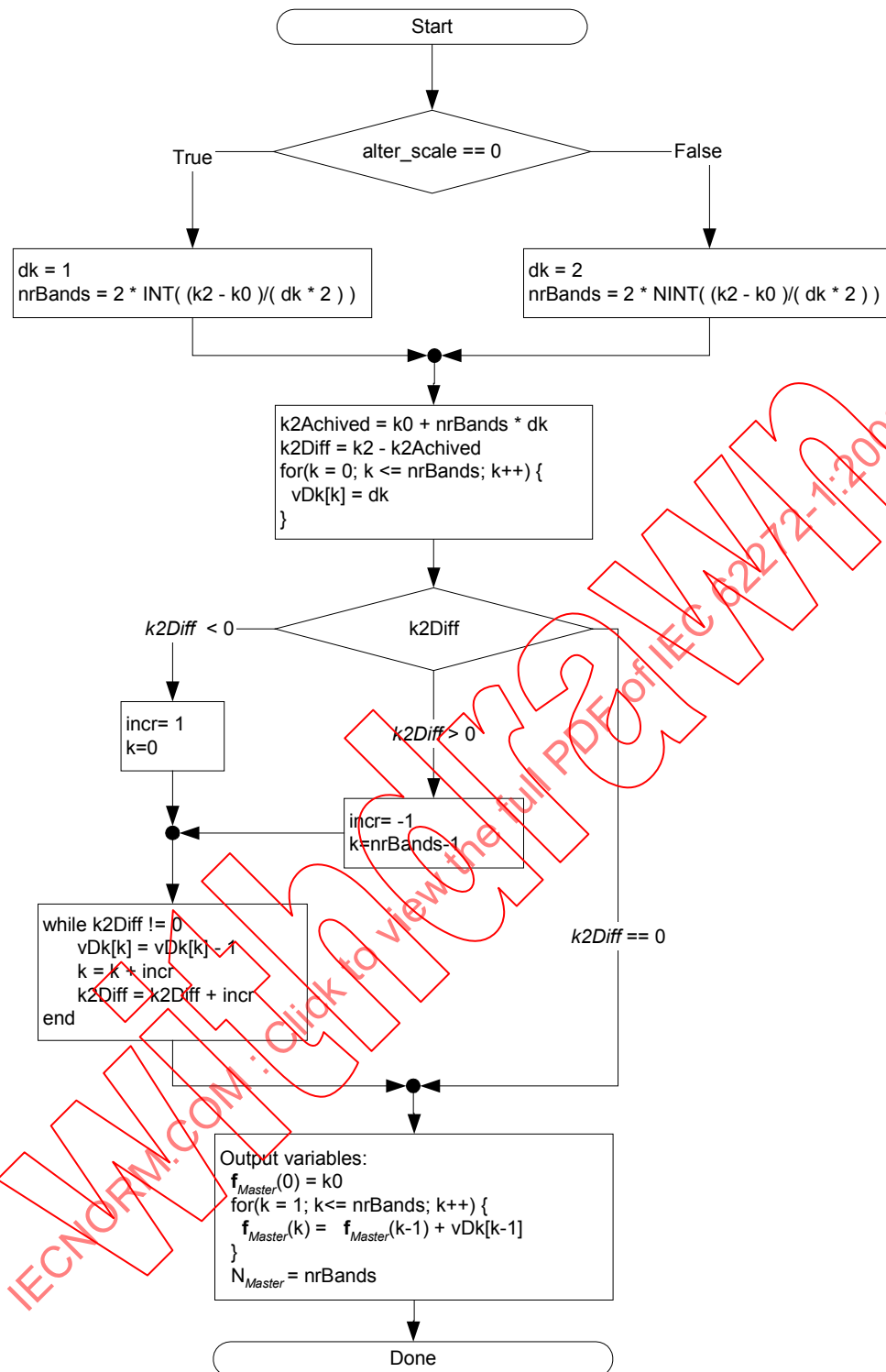
$$N_Q = \max\left(1, NINT\left(\text{noise_bands} \cdot \frac{\log\left(\frac{k2}{lsb}\right)}{\log(2)}\right)\right), 0 \leq \text{noise_bands} \leq 3$$

IEC NORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003
 Withd2M



IEC 494/03

Figure 15 – Organigramme pour illustrer le calcul de f_{Master} pour $freq_scale = 0$

Figure 15 – Flowchart calculation of f_{Master} when $freq_scale = 0$

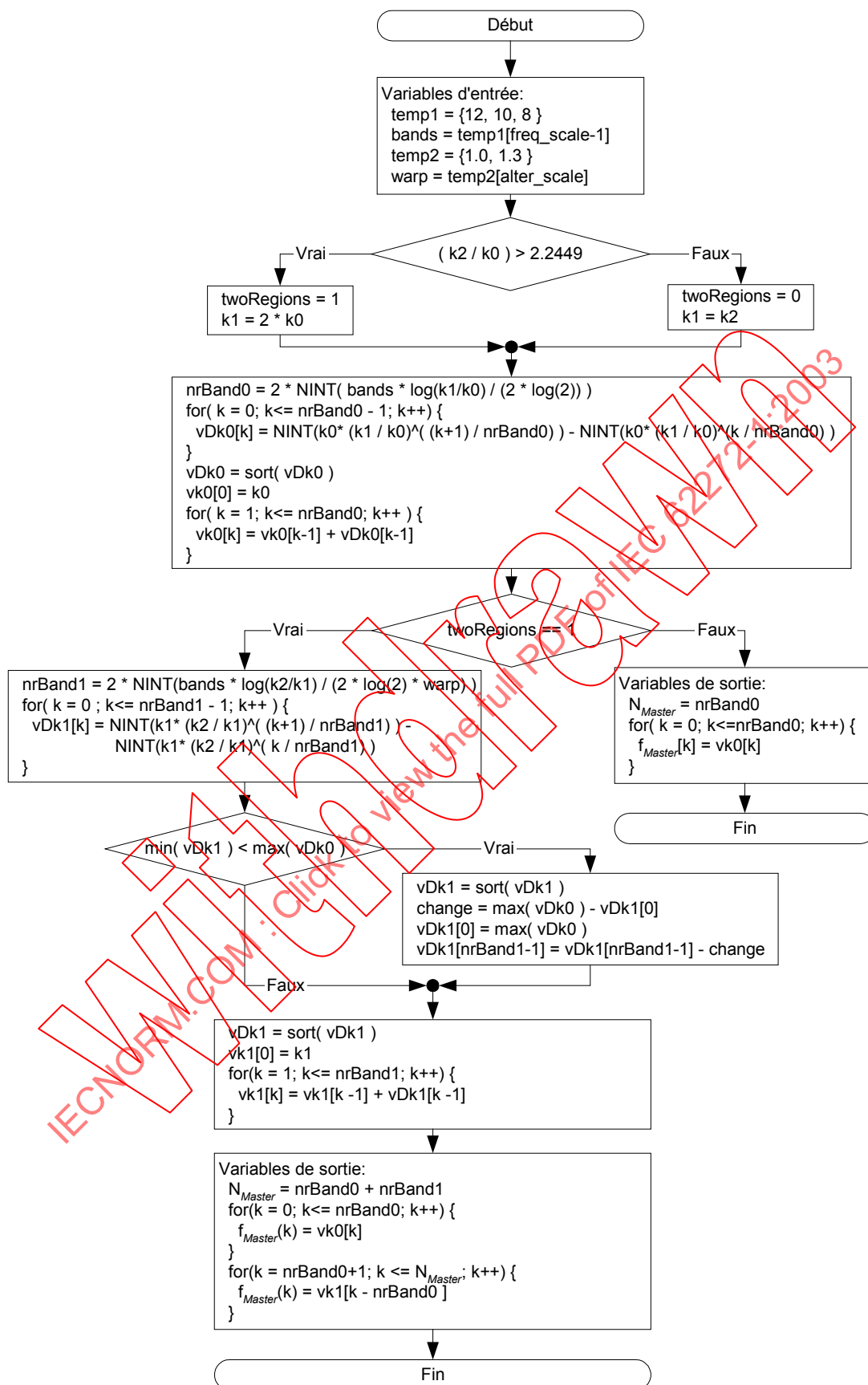
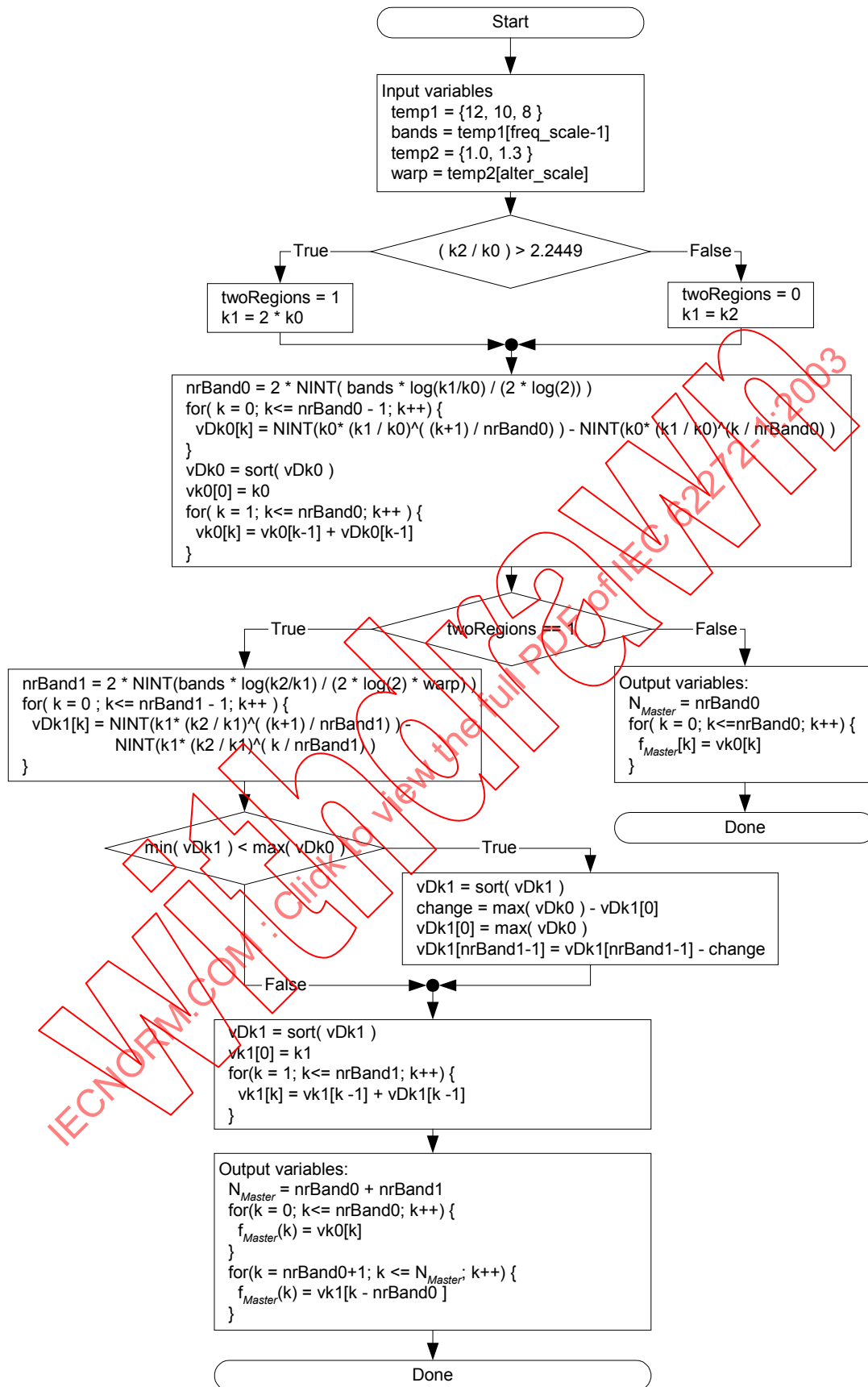


Figure 16 – Organigramme pour illustrer le calcul de f_{Master} pour $freq_scale > 0$

Figure 16 – Flowchart calculation of f_{Master} when $freq_scale > 0$

5.6.2.4 Contrôle de la grille T/F

La partie du flux binaire réservée à la grille temps/fréquence, décodée par *sbr_grid()*, décrit le nombre d'enveloppes et de planchers de bruit, ainsi que le segment temporel associé à chaque enveloppe et à chaque plancher de bruit. Elle indique aussi, pour chaque enveloppe, la table de bandes de fréquences à utiliser. Quatre classes de trames différentes, FIXFIX, FIXVAR, VARFIX et VARVAR, ont été définies d'après leurs capacités en matière de choix de la grille temps/fréquence. Les noms reflètent le caractère variable ou non de l'emplacement des limites avant et arrière de la trame (c'est-à-dire, des limites temporelles de la trame). Les segments temporels des enveloppes et des planchers de bruit sont décrits par les vecteurs respectifs $t_E(l)$ et $t_O(l)$, qui contiennent les limites pour chaque segment temporel, exprimées sous forme de fenêtres temporelles. Le calcul de $t_E(l)$ est décrit ci-dessous.

Pour commencer, le début de la trame, *absBordLead*, et la fin de la trame, *absBordTrail*, sont obtenues à partir des données du flux binaire, comme suit:

$$absBordLead = \begin{cases} 0 & , frame_class = FIXFIX \text{ or } FIXVAR \\ abs_bord & , frame_class = VARFIX \\ abs_bord_0 & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

$$absBordTrail = \begin{cases} NO_TIME_SLOTS & , frame_class = FIXFIX \text{ or } VARFIX \\ abs_bord & , frame_class = FIXVAR \\ abs_bord_1 & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

Pour décoder les limites temporelles de toutes les enveloppes de la trame, on calcule le nombre de limites relatives, associées respectivement aux limites temporelles avant et arrière, comme suit:

$$n_{RelLead} = \begin{cases} L_E - 1 & , frame_class = FIXFIX \\ 0 & , frame_class = FIXVAR \\ num_rel & , frame_class = VARFIX \\ num_rel_0 & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

$$n_{RelTrail} = \begin{cases} 0 & , frame_class = FIXFIX \text{ or } VARFIX \\ num_rel & , frame_class = FIXVAR \\ num_rel_1 & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

où

$$L_E = num_env$$

Ensuite on calcule le vecteur des limites temporelles des enveloppes, $t_E(l)$, pour la trame SBR courante, comme expliqué ci-dessous.

$$t_E(l) = \begin{cases} absBordLead & \text{if } l = 0 \\ absBordTrail & \text{if } l = L_E \\ absBordLead + \sum_{i=0}^{l-1} relBordLead(i) & \text{if } 1 \leq l \leq n_{RelLead} \\ absBordTrail - \sum_{i=0}^{L_E-l-1} relBordTrail(i) & \text{if } n_{RelTrail} < l < L_E \end{cases}$$

où $0 \leq l \leq L_E$, et où $relBordLead(l)$ et $relBordTrail(l)$ sont les vecteurs qui contiennent les limites relatives associées respectivement aux limites avant et arrière. Les deux vecteurs (si applicable) sont définis ci-dessous.

5.6.2.4 T/F Grid Control

The time/frequency grid part of the bitstream, decoded by *sbr_grid()*, describes the number of envelopes and noise floors as well as the time segment associated with each envelope and noise floor. Furthermore, it describes what frequency band table to use for each envelope. Four different frame classes, FIXFIX, FIXVAR, VARFIX and VARVAR, are used, each of which has different capabilities with respect to time/frequency grid selection. The names refer to whether the locations of the leading and trailing frame borders (i.e. the frame boundaries) are variable or not. The envelope and noise floor time segments are described by the vectors, $\mathbf{t}_E(l)$ and $\mathbf{t}_Q(l)$ respectively, which contain the borders for each time segment expressed in time slots. The calculation of $\mathbf{t}_E(l)$ is described below.

First the leading frame border, *absBordLead*, and the trailing frame border, *absBordTrail*, are obtained from the bitstream data according to:

$$\mathbf{absBordLead} = \begin{cases} 0 & , frame_class = FIXFIX \text{ or } FIXVAR \\ \mathbf{abs_bord} & , frame_class = VARFIX \\ \mathbf{abs_bord_0} & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

$$\mathbf{absBordTrail} = \begin{cases} NO_TIME_SLOTS & , frame_class = FIXFIX \text{ or } VARFIX \\ \mathbf{abs_bord} & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{abs_bord_1} & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

In order to decode the time borders of all envelopes within the frame, the number of relative borders associated with the leading and trailing time borders respectively are calculated according to:

$$n_{RelLead} = \begin{cases} L_E - 1 & , frame_class = FIXFIX \\ 0 & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{num_rel} & , frame_class = VARFIX \\ \mathbf{num_rel_0} & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

$$n_{RelTrail} = \begin{cases} 0 & , frame_class = FIXFIX \text{ or } VARFIX \\ \mathbf{num_rel} & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{num_rel_1} & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

where

$$L_E = \mathbf{num_env}$$

The envelope time border vector, $\mathbf{t}_E(l)$, of the current SBR frame is then calculated as shown below.

$$\mathbf{t}_E(l) = \begin{cases} \mathbf{absBordLead} & \text{if } l = 0 \\ \mathbf{absBordTrail} & \text{if } l = L_E \\ \mathbf{absBordLead} + \sum_{i=0}^{l-1} \mathbf{relBordLead}(i) & \text{if } 1 \leq l \leq n_{RelLead} \\ \mathbf{absBordTrail} - \sum_{i=0}^{L_E-l-1} \mathbf{relBordTrail}(i) & \text{if } n_{RelTrail} < l < L_E \end{cases}$$

where $0 \leq l \leq L_E$, $\mathbf{relBordLead}(l)$ and $\mathbf{relBordTrail}(l)$ are vectors containing the relative borders associated with the leading and trailing borders respectively. Both vectors are (if applicable) defined below.

$$\mathbf{relBordLead}(l) = \begin{cases} \frac{NO_TIME_SLOTS}{L_E} & , frame_class = FIXFIX \\ NA & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{rel_bord}(l) & , frame_class = VARFIX \\ \mathbf{rel_bord_0}(l) & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

où $0 \leq l < n_{RelLead}$.

$$\mathbf{relBordTrail}(l) = \begin{cases} NA & , frame_class = FIXFIX \text{ or } VARFIX \\ \mathbf{rel_bord}(l) & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{rel_bord_1}(l) & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

où $0 \leq l < n_{RelTrail}$.

Il peut y avoir un ou deux planchers de bruit dans une trame. Les limites temporelles des planchers de bruit sont dérivées du vecteur des limites temporelles des enveloppes, selon la formule suivante:

$$L_Q = \text{num_noise}$$

$$\mathbf{t}_Q = \begin{cases} [\mathbf{t}_E(0), \mathbf{t}_E(1)] & , L_E = 1 \\ [\mathbf{t}_E(0), \mathbf{t}_E(\text{middleBorder}), \mathbf{t}_E(L_E)] & , L_E > 1 \end{cases}$$

où $\text{middleBorder} = \text{func}(\text{frame_class}, \text{pointer}, L_E)$ se calcule conformément au tableau 31 ci-dessous.

Tableau 31 – La fonction *middleBorder*

<i>frame_class</i> <i>pointer</i>	<i>FIXFIX</i>	<i>VARFIX</i>	<i>FIXVAR, VARVAR</i>
= 0	$\frac{L_E}{2}$	1	$L_E - 1$
= 1	$\frac{L_E}{2}$	$L_E - 1$	$L_E - 1$
> 1	$\frac{L_E}{2}$	<i>pointer</i> – 1	$L_E + 1 - \text{pointer}$

Chaque enveloppe peut être du type à haute ou à basse résolution de fréquence, selon le vecteur de résolution fréquentielle de l'enveloppe, $\mathbf{f}(l)$, qui se calcule comme suit:

$$\mathbf{f}(l) = \mathbf{freq_res}(l) \quad , 0 \leq l < L_E$$

où

$\mathbf{f}(l) = 0$ signale l'utilisation de $\mathbf{f}_{TableHigh}$ pour l'enveloppe l

$\mathbf{f}(l) = 1$ signale l'utilisation de $\mathbf{f}_{TableLow}$ pour l'enveloppe l

$$\mathbf{relBordLead}(l) = \begin{cases} \frac{NO_TIME_SLOTS}{L_E} & , frame_class = FIXFIX \\ NA & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{rel_bord}(l) & , frame_class = VARFIX \\ \mathbf{rel_bord_0}(l) & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

where $0 \leq l < n_{RelLead}$.

$$\mathbf{relBordTrail}(l) = \begin{cases} NA & , frame_class = FIXFIX \text{ or } VARFIX \\ \mathbf{rel_bord}(l) & , frame_class = FIXVAR \\ \mathbf{rel_bord_1}(l) & , frame_class = VARVAR \end{cases}$$

where $0 \leq l < n_{RelTrail}$.

Within one frame there can either be one or two noise floors. The noise floor time borders are derived from the envelope time border vector according to:

$$L_Q = \text{num_noise}$$

$$\mathbf{t}_Q = \begin{cases} [\mathbf{t}_E(0), \mathbf{t}_E(1)] & , L_E = 1 \\ [\mathbf{t}_E(0), \mathbf{t}_E(\text{middleBorder}), \mathbf{t}_E(L_E)] & , L_E > 1 \end{cases}$$

where $\text{middleBorder} = \text{func}(\text{frame_class}, \text{pointer}, L_E)$ is calculated according to Table 31 below.

Table 31 – middleBorder function

<i>frame_class</i> \ <i>pointer</i>	<i>FIXFIX</i>	<i>VARFIX</i>	<i>FIXVAR, VARVAR</i>
= 0	$\frac{L_E}{2}$	1	$L_E - 1$
= 1	$\frac{L_E}{2}$	$L_E - 1$	$L_E - 1$
> 1	$\frac{L_E}{2}$	<i>pointer</i> – 1	$L_E + 1 - \text{pointer}$

Each envelope can be of either high or low frequency resolution. This is described by an envelope frequency resolution vector, $\mathbf{f}(l)$, which is calculated according to:

$$\mathbf{f}(l) = \mathbf{freq_res}(l) \quad , 0 \leq l < L_E$$

where

$$\mathbf{f}(l) = 0 \text{ signals the usage of } \mathbf{f}_{TableHigh} \text{ for envelope } l$$

$$\mathbf{f}(l) = 1 \text{ signals the usage of } \mathbf{f}_{TableLow} \text{ for envelope } l$$

5.6.2.5 Décodeur de Huffman

Les échantillons d'enveloppe et de bruit sont quantifiés et codés en relatif, soit en fonction de la fréquence, soit en fonction du temps, l'option choisie étant signalée au décodeur. Les valeurs relatives sont traitées par un codeur de Huffman et les mots de code sont transmis au décodeur. Le décodeur de Huffman a naturellement pour tâche de reconvertir ces mots de code en échantillons quantifiés des enveloppes et des planchers de bruit générés dans le codeur.

5.6.2.5.1 Décodage des enveloppes et des planchers de bruit

Pour chaque enveloppe, le codage différentiel est réalisé, soit en fonction du temps, soit en fonction de la fréquence. Lorsque les valeurs du codage différentiel en fonction du temps s'étendent au-delà des limites de la trame, la première enveloppe de la trame courante est codée en relatif par rapport à la dernière enveloppe de la trame précédente.

La manière dont les données d'enveloppe $\mathbf{E}$ sont extraites est expliquée ci-dessous.

$$\mathbf{E}(k, l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^k \mathbf{E}_{Delta}(i, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 0 \end{cases} \\ g_E(k, l) + \mathbf{E}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 1 \\ \mathbf{f}(l) = g(l) \end{cases} \\ g_E(i(k), l) + \mathbf{E}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 1 \\ \mathbf{f}(l) = 0 \\ g(l) = 1 \\ i(k) \text{ is defined by} \\ \mathbf{f}_{TableHigh}(i(k)) = \mathbf{f}_{TableLow}(k) \end{cases} \\ g_E(i(k), l) + \mathbf{E}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 1 \\ \mathbf{f}(l) = 1 \\ g(l) = 0 \\ i(k) \text{ is defined by} \\ \mathbf{f}_{TableLow}(i(k)) \leq \mathbf{f}_{TableHigh}(k) < \mathbf{f}_{TableLow}(i(k)+1) \end{cases} \end{cases}$$

$g_E(k, l)$ et $g(l)$ sont définis ci-dessous et $\mathbf{E}_{Delta}(k, l)$ est lu à partir de l'élément $data_env$ du flux de données, comme expliqué ci-dessous. Comme $\mathbf{E}$ représente les facteurs d'échelle de l'enveloppe de la trame courante, ceux de la trame précédente sont appelés $\mathbf{E}'$. Les facteurs d'échelle de l'enveloppe de la trame précédente, $\mathbf{E}'$, sont nécessaires lorsque les valeurs du codage différentiel en fonction du temps s'étendent au-delà des limites de la trame. Le nombre d'enveloppes de la trame précédente, appelé L'_E , est également nécessaire dans ce cas, tout comme le vecteur de résolution fréquentielle de la trame précédente, appelé $\mathbf{f}'$.

5.6.2.5 Huffman Decoder

The envelope and noise samples are quantized and delta coded, either in the frequency or time direction, and the direction chosen is signalled to the decoder. The delta values are Huffman coded, and the codewords are transmitted to the decoder. Obviously, the task of the Huffman Decoder module is to reconvert the codewords into the quantized envelope and noise samples generated at the encoder.

5.6.2.5.1 Envelope and Noise Floor Decoding

Delta coding is done in either time or frequency direction for each envelope. When delta coding in the time direction across frame boundaries is applied, the first envelope in the current frame is delta coded with respect to the last envelope of the previous frame.

How to extract the envelope data $\mathbf{E}$ is shown below.

$$\mathbf{E}(k, l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^k \mathbf{E}_{Delta}(i, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 0 \end{cases} \\ g_E(k, l) + \mathbf{E}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 1 \\ \mathbf{f}(l) = g(l) \end{cases} \\ g_E(i(k), l) + \mathbf{E}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 1 \\ \mathbf{f}(l) = 0 \\ g(l) = 1 \\ i(k) \text{ is defined by} \\ \mathbf{f}_{TableHigh}(i(k)) = \mathbf{f}_{TableLow}(k) \end{cases} \\ g_E(i(k), l) + \mathbf{E}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < n(\mathbf{f}(l)) \\ \mathbf{dt_env}(l) = 1 \\ \mathbf{f}(l) = 1 \\ g(l) = 0 \\ i(k) \text{ is defined by} \\ \mathbf{f}_{TableLow}(i(k)) \leq \mathbf{f}_{TableHigh}(k) < \mathbf{f}_{TableLow}(i(k)+1) \end{cases} \end{cases}$$

Where $g_E(k, l)$ and $g(l)$ is defined below and $\mathbf{E}_{Delta}(k, l)$ is read from the bitstream element *data_env* as shown below. As $\mathbf{E}$ represents the envelope scale factors for the current frame, the envelope scale factors from the previous frame is denoted $\mathbf{E}'$. Envelope scale factors from the previous frame, $\mathbf{E}'$ is needed when delta coding in the time direction over frame boundaries. The number of envelopes of the previous frame is denoted L'_E , and is also needed in that case, as well as the frequency resolution vector of the previous frame, denoted $\mathbf{f}'$.

$$g_E(k, l) = \begin{cases} \mathbf{E}(k, l-1) & , \begin{cases} 1 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases} \\ \mathbf{E}'(k, L'_E - 1) & , \begin{cases} l = 0 \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases} \end{cases} \quad \text{et } g(l) = \begin{cases} \mathbf{f}(l-1) & , 1 \leq l < L_E \\ \mathbf{f}'(L'_E - 1) & , l = 0 \end{cases}.$$

$$\mathbf{E}_{Delta}(k, l) = data_env[ch][l][k] \quad , \begin{cases} ch \text{ is the current channel} \\ 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

La formule suivante explique la manière d'extraire du flux binaire les facteurs d'échelle des planchers de bruit.

$$\mathbf{Q}(k, l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^k \mathbf{Q}_{Delta}(i, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \\ \mathbf{dt_noise}(l) = 0 \end{cases} \\ \mathbf{Q}(k, l-1) + \mathbf{Q}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 1 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \\ \mathbf{dt_noise}(l) \neq 1 \end{cases} \\ \mathbf{Q}'(k, L'_Q - 1) + \mathbf{Q}_{Delta}(k, 0) & , \begin{cases} l = 0 \\ 0 \leq k < N_Q \\ \mathbf{dt_noise}(0) = 1 \end{cases} \end{cases}$$

$\mathbf{Q}'$ représente les facteurs d'échelle des planchers de bruit de la trame précédente, et L'_Q le nombre de planchers de bruit de la trame précédente. $\mathbf{Q}_{Delta}(k, l)$ est lu à partir de l'élément $data_noise$ du flux binaire, comme expliqué ci-dessous.

$$\mathbf{Q}_{Delta}(k, l) = data_noise[ch][l][k] \quad , \begin{cases} ch \text{ is the current channel} \\ 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

5.6.2.5.2 Déquantification et décodage stéréo

La quantification des facteurs d'échelle de l'enveloppe peut être réalisée selon deux pas de quantification. $amp_res = 0$ correspond à un pas de quantification de 1,5 dB et $amp_res = 1$ correspond à un pas de quantification de 3,0 dB.

Dans le cas d'un élément à une seule voie, il convient de décoder les facteurs d'échelle de l'enveloppe de la manière suivante.

$$\mathbf{E}_{Orig}(k, l) = 64 \cdot 2^{\mathbf{E}(k, l) \cdot amp} \quad , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

$$\text{où } amp = \begin{cases} 0.5 & , amp_res = 0 \\ 1 & , amp_res = 1 \end{cases}.$$

$$g_E(k, l) = \begin{cases} \mathbf{E}(k, l-1) & , \begin{cases} 1 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases} \\ \mathbf{E}'(k, L'_E - 1) & , \begin{cases} l = 0 \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases} \end{cases} \quad \text{and} \quad g(l) = \begin{cases} \mathbf{f}(l-1) & , 1 \leq l < L_E \\ \mathbf{f}'(L'_E - 1) & , l = 0 \end{cases}.$$

$$\mathbf{E}_{Delta}(k, l) = data_env[ch][l][k] \quad , \begin{cases} ch \text{ is the current channel} \\ 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

How to extract the noise floor scale factors from the bitstream is shown below.

$$\mathbf{Q}(k, l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^k \mathbf{Q}_{Delta}(i, l) & , \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \\ \mathbf{dt_noise}(l) = 0 \end{cases} \\ \mathbf{Q}(k, l-1) + \mathbf{Q}_{Delta}(k, l) & , \begin{cases} 1 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \\ \mathbf{dt_noise}(l) \neq 1 \end{cases} \\ \mathbf{Q}'(k, L'_Q - 1) + \mathbf{Q}_{Delta}(k, 0) & , \begin{cases} l = 0 \\ 0 \leq k < N_Q \\ \mathbf{dt_noise}(0) = 1 \end{cases} \end{cases}$$

Where $\mathbf{Q}'$ is the noise floor scale factors from the previous frame and L'_Q is the number of noise floors from the previous frame. $\mathbf{Q}_{Delta}(k, l)$ is read from the bitstream element *data_noise* as shown below.

$$\mathbf{Q}_{Delta}(k, l) = data_noise[ch][l][k] \quad , \begin{cases} ch \text{ is the current channel} \\ 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

5.6.2.5.2 Dequantization and Stereo Decoding

For the quantization of the envelope scale factors, there are two quantization steps available. *amp_res* = 0 corresponds to a quantization step of 1,5 dB and *amp_res* = 1 corresponds to a quantization step of 3,0 dB.

For a single channel element, the envelope scale factors should be decoded according to below.

$$\mathbf{E}_{Orig}(k, l) = 64 \cdot 2^{\mathbf{E}(k, l) \cdot amp} \quad , \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

$$\text{where } amp = \begin{cases} 0.5 & , amp_res = 0 \\ 1 & , amp_res = 1 \end{cases}$$

$$\mathbf{Q}_{Orig}(k, l) = 2^{NOISE_FLOOR_OFFSET - \mathbf{Q}(k, l)}, \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

Dans le cas d'un élément à deux voies non couplées (*coupling* = 0), les voies individuelles sont traitées comme dans le cas de l'élément à une voie ci-dessus. Si le mode couplé est utilisé (*coupling* = 1), les grilles de temps $\mathbf{t}_E$ et $\mathbf{t}_Q$ sont les mêmes pour les deux voies.

Soient $\mathbf{E}_0$, $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{Q}_0$ et $\mathbf{Q}_1$ les facteurs d'échelle de l'enveloppe et les facteurs d'échelle des planchers de bruit, décodés selon le processus de décodage expliqué ci-dessus. L'indice 0 représente la première voie décodée (la moyenne de l'énergie et la moyenne des planchers de bruit des voies gauche et droite d'origine), et l'indice 1 représente la seconde voie décodée (le rapport de l'énergie et des planchers de bruit entre les voies gauche et droite d'origine).

Les équations ci-dessous montrent la manière de déquantifier les facteurs d'échelle de l'enveloppe et les facteurs d'échelle des planchers de bruit en mode couplé (*coupling* = 1).

$$\mathbf{E}_{LeftOrig}(k, l) = 2^{\mathbf{E}_1(k, l) \cdot amp} \cdot UN_MAP \cdot \frac{2 \cdot 64 \cdot 2^{\mathbf{E}_0(k, l) \cdot amp}}{1 + UN_MAP \cdot 2^{\mathbf{E}_1(k, l) \cdot amp}}(k, l), \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

$$\mathbf{E}_{RightOrig}(k, l) = \frac{2 \cdot 64 \cdot 2^{\mathbf{E}_0(k, l) \cdot amp}}{1 + UN_MAP \cdot 2^{\mathbf{E}_1(k, l) \cdot amp}}, \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

$$\mathbf{Q}_{RightOrig}(k, l) = \frac{1 + 2^{\mathbf{Q}_1(k, l) - \text{panOffset}(0)}}{2^{\mathbf{Q}_0(k, l) - NOISE_FLOOR_OFFSET + 1}}, \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

$$\mathbf{Q}_{LeftOrig}(k, l) = \frac{1 + 2^{\mathbf{Q}_1(k, l) - \text{panOffset}(0)}}{2^{\mathbf{Q}_0(k, l) - NOISE_FLOOR_OFFSET + 1 + \mathbf{Q}_1(k, l) - \text{panOffset}(0)}}, \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

5.6.2.6 Générateur HF

Le générateur HF a pour objectif de transposer un certain nombre de signaux de sous-bande issus du filtre d'analyse, des voies consécutives de la matrice $\mathbf{X}_{Low}$ sur des voies consécutives de la matrice $\mathbf{X}_{High}$. Les signaux de sous-bande $\mathbf{X}_{High}$ sont ensuite soumis à un filtrage inverse, selon le niveau de filtrage inverse signalé par le codeur. C'est aussi le module générateur HF qui construit les tables de bandes de fréquences pour les limiteurs.

Le filtre d'analyse divise le signal AAC décodé $x(n)$ en 32 signaux de sous-bande. Supposons qu'un signal décodé, avec une fréquence d'échantillonnage F_{sAAC} , possède une largeur de bande jusqu'à la fréquence F_c . Les signaux de sous-bande $\mathbf{X}_{Low}(k, n)$, $k = 0$ à 31, possèdent une valeur complexe, chacun ayant une fréquence d'échantillonnage $F_{sAAC}/32$.

La première voie traitée par la fonction SBR, appelée *startBand*, est en principe déterminée par

$$startBand = INT \left(64 \cdot \frac{F_c}{F_{sAAC}} \right).$$

Dans le décodeur, cette valeur est cependant obtenue à partir des signaux du flux binaire. Le nombre de voies transposées est désigné par *patchNoSubbands* et les signaux de la sous-bande haute sont appelés $\mathbf{X}_{High}(k, n)$, $k = 0$ à 63. La génération du signal HF est définie comme étant le processus de transposition, ou de copie, des signaux de sous-bande comme suit:

$$\mathbf{X}_{High}(startBand + k, n) = \mathbf{X}_{Low}(startBand - patchNoSubbands - P + k, n),$$

$$\mathbf{Q}_{Orig}(k, l) = 2^{NOISE_FLOOR_OFFSET - \mathbf{Q}(k, l)}, \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

For a channel pair element where coupling mode is not used (i.e. *coupling* = 0), the individual channels are treated as the single channel element case above. If coupling mode is used (i.e. *coupling* = 1), the time grids $\mathbf{t}_E$ and $\mathbf{t}_Q$ are the same for both channels.

Let $\mathbf{E}_0$, $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{Q}_0$ and $\mathbf{Q}_1$ represent the decoded envelope scale factors and noise floor scale factors, in accordance with the decoding process outlined above. Subscript zero represents the first decoded channel (the energy average and the noise floor average of the original left and right channel) and subscript 1 represents the secondly decoded channel (the energy ratio and the noise floor ratio of the original left and right channel).

Below it is shown how to dequantize the envelope and noise floor scale factors in coupling mode (*coupling* = 1).

$$\mathbf{E}_{LeftOrig}(k, l) = 2^{\mathbf{E}_1(k, l) \cdot amp} \cdot UN_MAP \cdot \frac{2 \cdot 64 \cdot 2^{\mathbf{E}_0(k, l) \cdot amp}}{1 + UN_MAP \cdot 2^{\mathbf{E}_1(k, l) \cdot amp}}(k, l), \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

$$\mathbf{E}_{RightOrig}(k, l) = \frac{2 \cdot 64 \cdot 2^{\mathbf{E}_0(k, l) \cdot amp}}{1 + UN_MAP \cdot 2^{\mathbf{E}_1(k, l) \cdot amp}}, \begin{cases} 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq k < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)) \end{cases}$$

$$\mathbf{Q}_{RightOrig}(k, l) = \frac{1 + 2^{\mathbf{Q}_1(k, l) - \text{panOffset}(0)}}{2^{\mathbf{Q}_0(k, l) - NOISE_FLOOR_OFFSET + 1}}, \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

$$\mathbf{Q}_{LeftOrig}(k, l) = \frac{1 + 2^{\mathbf{Q}_1(k, l) - \text{panOffset}(0)}}{2^{\mathbf{Q}_0(k, l) - NOISE_FLOOR_OFFSET + 1 + \mathbf{Q}_1(k, l) - \text{panOffset}(0)}}, \begin{cases} 0 \leq l < L_Q \\ 0 \leq k < N_Q \end{cases}$$

5.6.2.6 HF Generator

The objective of the HF generator is to patch a number of subband signals obtained from the analysis filterbank from consecutive channels of matrix $\mathbf{X}_{Low}$ to consecutive channels of matrix $\mathbf{X}_{High}$. The subband signals $\mathbf{X}_{High}$ are subsequently inverse filtered according to the inverse filtering level signalled from the encoder. The HF generator module is also responsible for the construction of the limiter frequency tables.

The analysis filter bank splits the AAC-decoded signal $x(n)$ into 32 subband signals. Assume that a decoded signal, with sampling rate F_{sAAC} , has a bandwidth up to frequency F_c . The subband signals $\mathbf{X}_{Low}(k, n)$, $k = 0$ to 31, are complex-valued, each having a sampling rate $F_{sAAC}/32$.

The SBR start channel, denoted *startBand*, is in a general sense determined by

$$startBand = INT \left(64 \cdot \frac{F_c}{F_{sAAC}} \right).$$

However, in the decoder, this value is resolved from bitstream signals. The number of patched channels is denoted *patchNoSubbands* and the highband subband signals are denoted $\mathbf{X}_{High}(k, n)$, $k = 0$ to 63. HF generation is defined as the process of patching, or copying, subband signals as:

$$\mathbf{X}_{High}(startBand + k, n) = \mathbf{X}_{Low}(startBand - patchNoSubbands - P + k, n),$$

où $0 \leq k < \text{patchNoSubbands}$, $(-1)^{\text{patchNoSubbands} + P} = 1$, autrement dit, $\text{patchNoSubbands} + P$ est un nombre pair et P est un entier de décalage compris dans l'intervalle $[0, \text{startBand} - \text{patchNoSubbands}]$. Cette opération est répétée pour différentes valeurs de startBand , patchNoSubbands et P jusqu'à atteindre l'extension souhaitée de la bande.

Le filtrage inverse est réalisé en deux étapes. Une prédiction linéaire est d'abord effectuée sur les signaux de sous-bande de $\mathbf{X}_{\text{Low}}$. Puis, le filtrage inverse proprement dit est réalisé indépendamment pour chacun des signaux de sous-bande, transposés sur $\mathbf{X}_{\text{High}}$ par le générateur HF. Les signaux de sous-bande possèdent une valeur complexe, ce qui nécessite l'utilisation de coefficients de filtrage complexes pour la prédiction linéaire, ainsi que pour le filtrage inverse. Les coefficients du filtre de prédiction sont obtenus par la méthode de covariance. Les éléments de la matrice de covariance suivants sont calculés:

$$\phi_k(i, j) = \sum_{n=0}^{31} \mathbf{X}_{\text{Low}}(k, n - i + t_{\text{HfGen}}) \cdot \mathbf{X}_{\text{Low}}^*(k, n - j + t_{\text{HfGen}}) \quad , \begin{cases} 0 \leq i < 3 \\ 1 \leq j < 3 \\ 0 \leq k < k_0 \end{cases}$$

Les coefficients $\alpha_0(k)$ et $\alpha_1(k)$ utilisés pour filtrer le signal de sous-bande, sont calculés comme suit:

$$d(k) = \phi_k(2, 2) \cdot \phi_k(1, 1) - \frac{1}{1 + \varepsilon_{\text{Inv}}} |\phi_k(1, 2)|^2$$

$$\alpha_1(k) = \begin{cases} \frac{\phi_k(0, 1) \cdot \phi_k(1, 2) - \phi_k(0, 2) \cdot \phi_k(1, 1)}{d(k)} & , d(k) \neq 0 \\ 0 & , d(k) = 0 \end{cases}$$

et

$$\alpha_0(k) = \begin{cases} -\frac{\phi_k(0, 1) + \alpha_1(k) \cdot \phi_k^*(1, 2)}{\phi_k(1, 1)} & , \phi_k(1, 1) \neq 0 \\ 0 & , \phi_k(1, 1) = 0 \end{cases}$$

Dans la première formule ci-dessus, ε est le paramètre de relaxation ($\varepsilon_{\text{Inv}} = 1\text{E-}6$). En outre, si une des grandeurs de $\alpha_0(k)$ et $\alpha_1(k)$ est supérieure ou égale à 4, les deux coefficients sont mis à zéro.

Le calcul des facteurs de fluctuation de longueur d'onde, **bwFac**, est expliqué ci-dessous. Chaque facteur de fluctuation de longueur d'onde est utilisé dans une plage de fréquences spécifique, définie dans la table de planchers de bruit,

$\mathbf{f}_{\text{TableNoise}}$.

$$\mathbf{bwFac} = \begin{cases} 0 & \text{if } \text{tempBw} < 0,015625 \\ \text{tempBw} & \text{if } \text{tempBw} \geq 0,015625 \end{cases} , \quad 0 \leq i < N_Q$$

où **tempBw** est calculé comme

$$\text{tempBw} = \begin{cases} 0,75000 \cdot \text{newBw} + 0,25000 \cdot \mathbf{bwFac}' & \text{if } \text{newBw} < \mathbf{bwFac}' \\ 0,90625 \cdot \text{newBw} + 0,09375 \cdot \mathbf{bwFac}' & \text{if } \text{newBw} \geq \mathbf{bwFac}' \end{cases} , \quad 0 \leq i < N_Q$$

bwFac' représente les valeurs **bwFac** calculées dans la trame précédente, supposées être à zéro pour la première trame. **newBw** est une fonction de **invf_mode(i)** et **invf_mode'(i)**, où **invf_mode'** représente les valeurs **invf_mode** de la trame précédente.

La transposition est réalisée selon l'organigramme de la figure 17, la variable de sortie **noPatches** représentant un entier indiquant le nombre de transpositions. **patchStartSubband** et **patchNoSubbands** sont des vecteurs contenant les données de sortie de l'algorithme de décision de transposition.

where $0 \leq k < \text{patchNoSubbands}$, $(-1) \text{patchNoSubbands} + P = 1$, i.e. $\text{patchNoSubbands} + P$ is an even number and P is an integer offset within the interval $[0, \text{startBand} - \text{patchNoSubbands}]$. This operation is repeated with different values of startBand , patchNoSubbands and P until the intended amount of bandwidth extension is attained.

The inverse filtering is done in two steps. Linear prediction is first performed on the subband signals of $\mathbf{X}_{Low}$. Then the actual inverse filtering is done independently for each of the subband signals patched to $\mathbf{X}_{High}$ by the HF generator. The subband signals are complex valued, which results in complex filter coefficients for the linear prediction as well as for the inverse filtering. The prediction filter coefficients are obtained from the covariance method. The covariance matrix elements calculated are:

$$\phi_k(i, j) = \sum_{n=0}^{31} \mathbf{X}_{Low}(k, n - i + t_{HfGen}) \cdot \mathbf{X}_{Low}^*(k, n - j + t_{HfGen}) \quad , \begin{cases} 0 \leq i < 3 \\ 1 \leq j < 3 \\ 0 \leq k < k0 \end{cases}$$

The coefficients $\alpha_0(k)$ and $\alpha_1(k)$ used to filter the subband signal are calculated as:

$$d(k) = \phi_k(2, 2) \cdot \phi_k(1, 1) - \frac{1}{1 + \varepsilon_{Inv}} |\phi_k(1, 2)|^2$$

$$\alpha_1(k) = \begin{cases} \frac{\phi_k(0, 1) \cdot \phi_k(1, 2) - \phi_k(0, 2) \cdot \phi_k(1, 1)}{d(k)} & , d(k) \neq 0 \\ 0 & , d(k) = 0 \end{cases}$$

and

$$\alpha_0(k) = \begin{cases} -\frac{\phi_k(0, 1) + \alpha_1(k) \cdot \phi_k^*(1, 2)}{\phi_k(1, 1)} & , \phi_k(1, 1) \neq 0 \\ 0 & , \phi_k(1, 1) = 0 \end{cases}$$

In the first formula above ε is the relaxation parameter ($\varepsilon_{Inv} = 1\text{E-}6$). Moreover, if either of the magnitudes of $\alpha_0(k)$ and $\alpha_1(k)$ is greater than or equal to 4, both coefficients are set to zero.

The calculation of the chirp factors, **bwFac**, is shown below. Each chirp factor is used within a specific frequency range defined by the noise floor table, $\mathbf{f}_{TableNoise}$.

$$\mathbf{bwFac} = \begin{cases} 0 & \text{if } \mathbf{tempBw} < 0.015625 \\ \mathbf{tempBw} & \text{if } \mathbf{tempBw} \geq 0.015625 \end{cases} , \quad 0 \leq i < N_Q$$

where **tempBw** is calculated as

$$\mathbf{tempBw} = \begin{cases} 0.75000 \cdot \mathbf{newBw} + 0.25000 \cdot \mathbf{bwFac}' & \text{if } \mathbf{newBw} < \mathbf{bwFac}' \\ 0.90625 \cdot \mathbf{newBw} + 0.09375 \cdot \mathbf{bwFac}' & \text{if } \mathbf{newBw} \geq \mathbf{bwFac}' \end{cases} , 0 \leq i < N_Q$$

bwFac' is the **bwFac** values calculated in the previous frame, and are assumed to be zero for the first frame. **newBw** is a function of **invf_mode**(i) and **invf_mode'**(i), where **invf_mode'** are the **invf_mode** values from the previous frame.

The patch is built in accordance to the flowchart of figure 17, where the output variable **noPatches** is an integer value specifying the number of patches. **patchStartSubband** and **patchNoSubbands** are vectors holding the data output from the patch decision algorithm.

La génération HF est réalisée comme suit:

$$\mathbf{X}_{High}(k, l + t_{HfGen}) = \mathbf{X}_{Low}(p, l + t_{HfGen}) + \mathbf{bwFac} \cdot \alpha_0(p) \cdot \mathbf{X}_{Low}(p, l - 1 + t_{HfGen}) + [\mathbf{bwFac}]^2 \cdot \alpha_1(p) \cdot \mathbf{X}_{Low}(p, l - 2 + t_{HfGen})$$

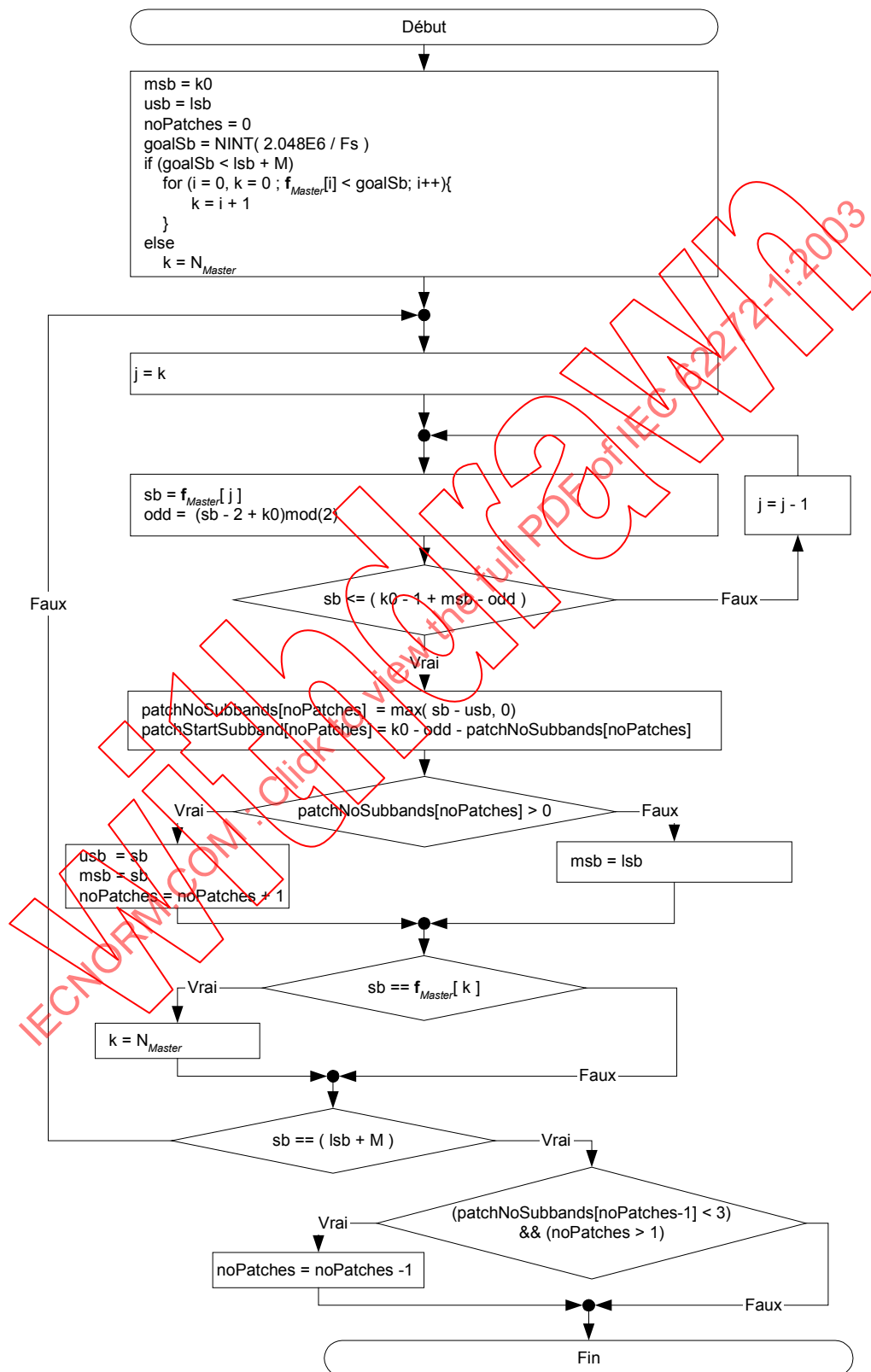


Figure 17 – Organigramme de réalisation de la transposition

The HF generation is obtained according to:

$$\mathbf{X}_{High}(k, l + t_{HfGen}) = \mathbf{X}_{Low}(p, l + t_{HfGen}) + \mathbf{bwFac} \cdot \alpha_0(p) \cdot \mathbf{X}_{Low}(p, l - 1 + t_{HfGen}) + [\mathbf{bwFac}]^2 \cdot \alpha_1(p) \cdot \mathbf{X}_{Low}(p, l - 2 + t_{HfGen})$$

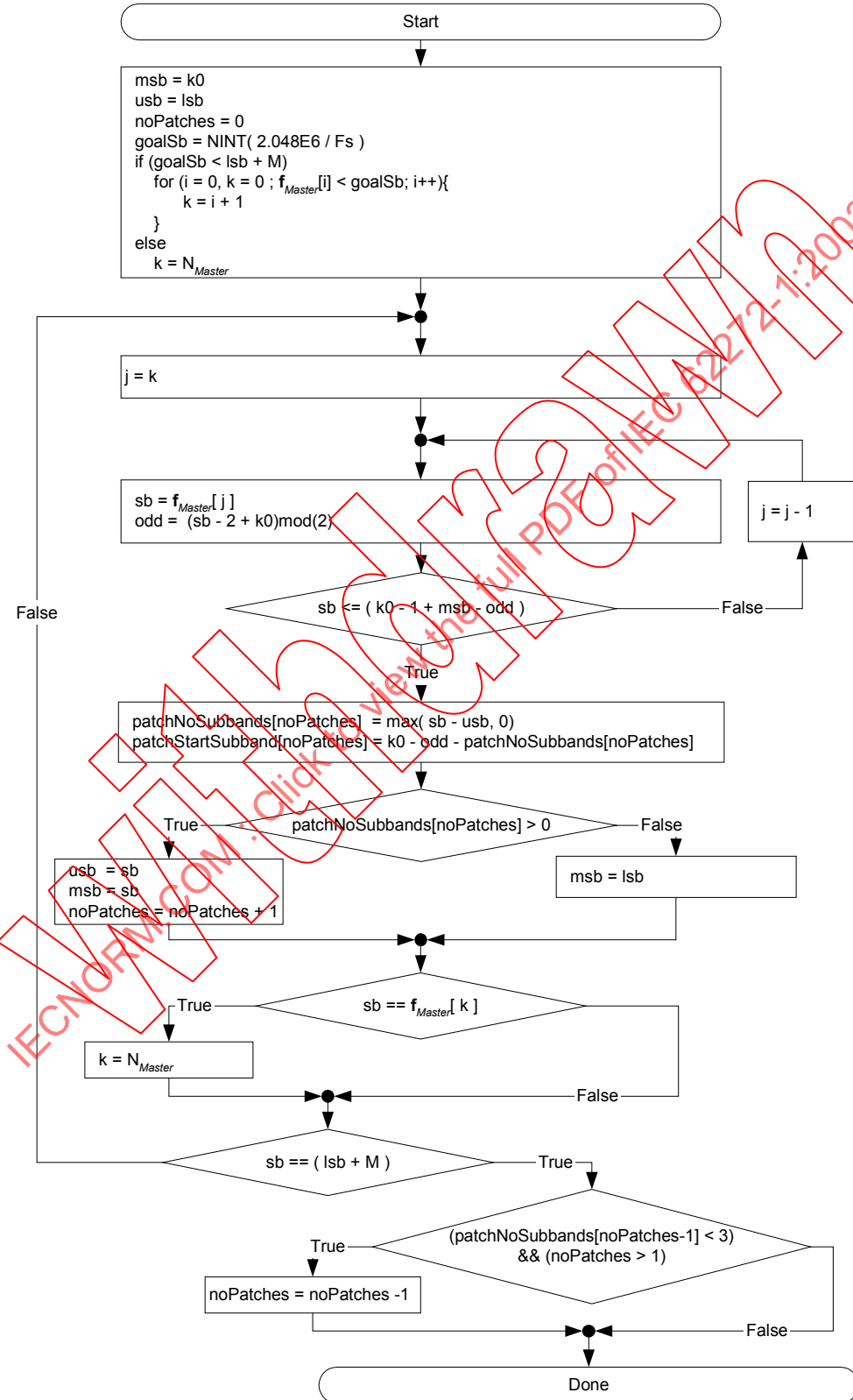


Figure 17 – Flowchart of Patch construction

5.6.2.6.1 Table de bandes de fréquences pour les limiteurs

La table de bandes de fréquences pour les limiteurs, $\mathbf{f}_{TableLim}$, est construite pour avoir, soit exactement une bande limitée à toute la plage SBR, soit environ 1,2, 2 ou 3 bandes par octave, selon la valeur de **limiter_bands** du flux binaire. La table comporte les indices des voies du filtre de synthèse, le nombre d'éléments étant égal au nombre de bandes plus un. Le premier élément est toujours *lsb*. $\mathbf{f}_{TableLim}$ est un sous-ensemble de l'union de $\mathbf{f}_{TableLow}$ et des limites de la transposition.

Si **limiter_bands** est zéro, une seule bande est utilisée pour les limiteurs et $\mathbf{f}_{TableLim}$ est créée sous la forme

$$\mathbf{f}_{TableLim} = [\mathbf{f}_{TableLow}(0), \mathbf{f}_{TableLow}(N_{Low})]$$

$$N_L = 1$$

Si **limiter_bands** > 0, la table des bandes de fréquences pour les limiteurs est créée conformément à l'organigramme de la figure 18:

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

5.6.2.6.1 Limiter Frequency Band Table

The limiter frequency band table, $\mathbf{f}_{TableLim}$ is constructed to have either exactly one limiter band over the entire SBR range, or approximately 1, 2, or 3 bands per octave, decided by **limiter_bands** from the bitstream. The table holds indices of the synthesis filterbank channels, where the number of elements equals the number of bands plus one. The first element is always *lsb*. $\mathbf{f}_{TableLim}$ is a subset of the union of $\mathbf{f}_{TableLow}$ and the patch borders.

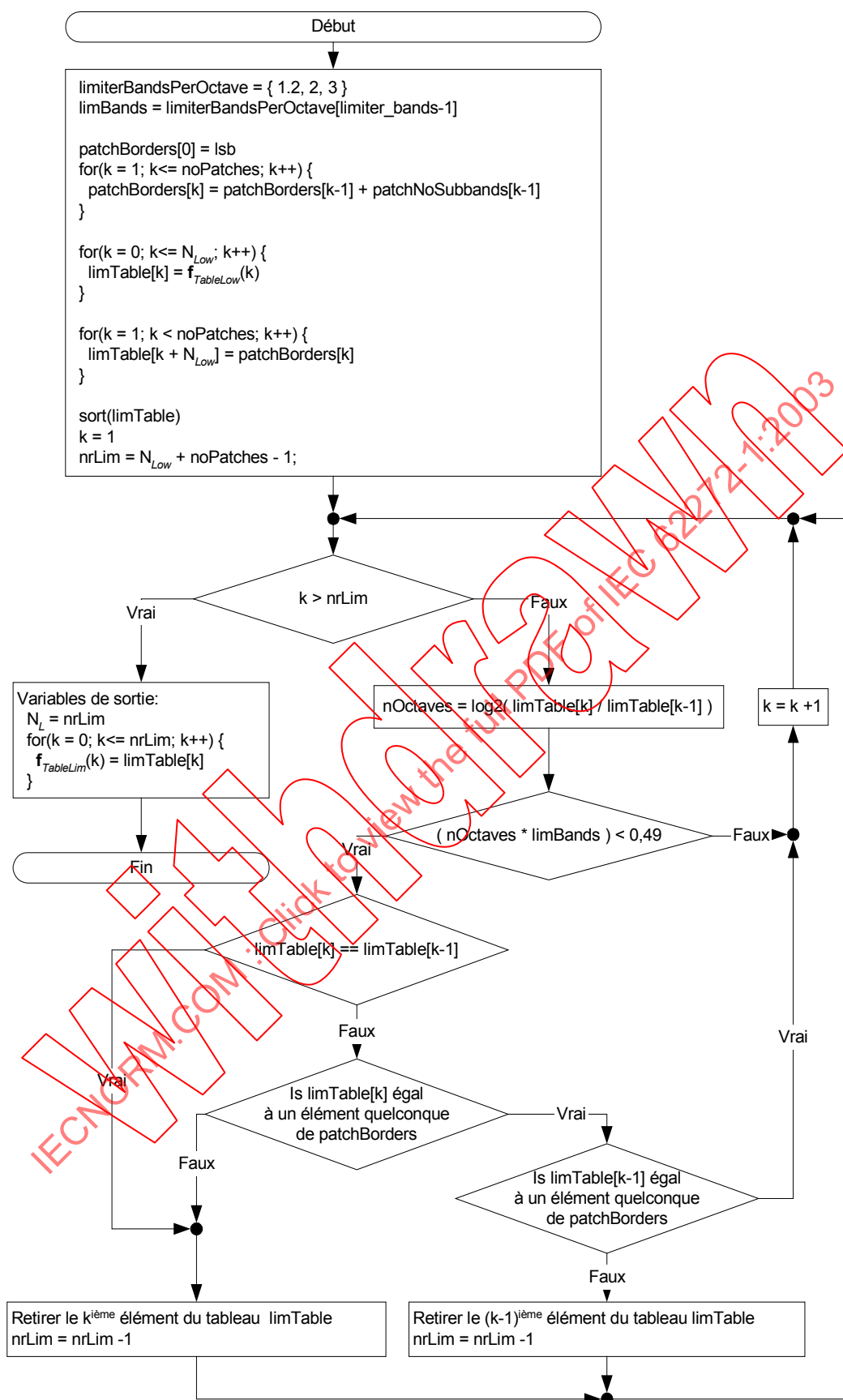
If **limiter_bands** is zero only one limiter band is used and $\mathbf{f}_{TableLim}$ is created as

$$\mathbf{f}_{TableLim} = [\mathbf{f}_{TableLow}(0), \mathbf{f}_{TableLow}(N_{Low})]$$

$$N_L = 1$$

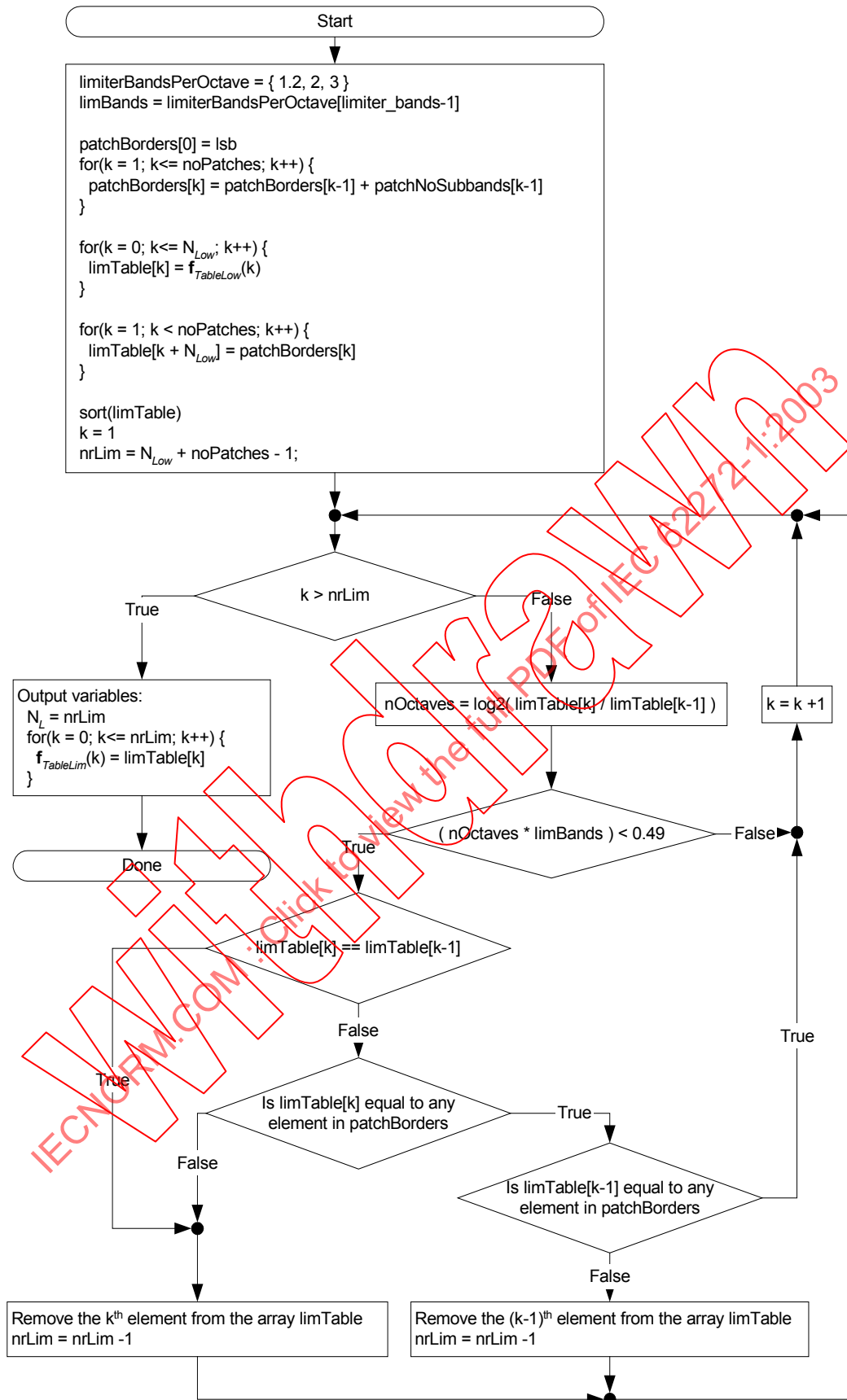
If **limiter_bands** > 0 the limiter frequency band table is created according to the flowchart of Figure 18.

IEC NORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003
 Withd2M



IEC 497/03

Figure 18 – Calcul de la table $f_{TableLim}$ si $limiter_bands > 0$



IEC 497/03

Figure 18 – Calculation of $f_{TableLim}$ if limiter_bands > 0

5.6.2.7 Réglage des hautes fréquences

A partir de la matrice QMF d'entrée $\mathbf{X}_{High}$, le correcteur d'enveloppe produit la matrice QMF de sortie $\mathbf{Y}$. La correction d'enveloppe est réalisée sur toute la plage SBR, couvrant M voies QMF à partir de la voie lsb , pour la trame temporelle définie par la trame SBR courante (indiquée par le vecteur $\mathbf{t}_E$). Au cours de la description qui suit, plusieurs vecteurs et matrices temporaires sont introduits pour rendre l'explication plus pertinente. Toutes ces matrices et tous ces vecteurs temporaires sont indicés à partir de zéro, en retirant le décalage lsb . La description ci-dessous de la correction d'enveloppe est indépendante de la voie et n'est esquissée que pour une seule voie et une seule trame SBR. Les variables utilisées ci-dessous, obtenues à partir du traitement de la trame précédente, sont initialisées à zéro pour la première trame.

5.6.2.7.1 Répartition

Un certain nombre de données extraites du flux binaire sont des vecteurs (ou des matrices) qui contiennent des éléments de données représentant une plage de fréquences de plusieurs voies QMF. Pour simplifier les explications qui suivent, et parfois par nécessité, ces données regroupées sont réparties avec la résolution fréquentielle la plus élevée disponible pour la correction d'enveloppe, à savoir le nombre de voies QMF dans la plage SBR. Plusieurs voies adjacentes dans les vecteurs (ou matrices) répartis ont donc la même valeur. Il en est de même de la résolution temporelle d'une partie des données extraites du flux binaire. Par conséquent, les éléments de données représentant une plage temporelle de plusieurs sous-échantillons QMF sont répartis à la résolution temporelle la plus élevée disponible pour la correction d'enveloppe, à savoir le nombre de fenêtres QMF dans la trame courante.

La répartition des facteurs d'échelle de l'enveloppe et des facteurs d'échelle des planchers de bruit est expliquée ci-dessous. L'enveloppe est répartie à la résolution du filtre QMF, tout en gardant la résolution temporelle. Les facteurs d'échelle des planchers de bruit sont également répartis à la résolution fréquentielle du filtre, mais avec la résolution temporelle des facteurs d'échelle de l'enveloppe.

$$\mathbf{E}_{OrigMapped}(m - lsb, l) = \mathbf{E}_{Orig}(i, l) \quad , \quad \mathbf{F}(i, \mathbf{f}(l)) \leq m < \mathbf{F}(i+1, \mathbf{f}(l)), 0 \leq i < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)), 0 \leq l < L_E$$

$$\mathbf{Q}_{Mapped}(m - lsb, l) = \mathbf{Q}_{Orig}(i, k(l)) \quad , \quad \mathbf{f}_{TableNoise}(i) \leq m < \mathbf{f}_{TableNoise}(i+1), 0 \leq i < N_Q, 0 \leq l < L_E$$

où $k(l)$ est défini par $\mathbf{t}_E(l) \geq \mathbf{t}_Q(k(l)), \mathbf{t}_E(l+1) \leq \mathbf{t}_Q(k(l)+1)$.

5.6.2.7.2 Estimation de l'enveloppe courante

Afin de corriger l'enveloppe de la trame courante, il est nécessaire d'évaluer l'enveloppe du signal SBR courant. Cela est réalisé comme expliqué ci-dessous, en fonction de l'élément *inter_freq* du flux binaire. L'enveloppe est estimée en calculant la moyenne du carré des échantillons complexes des sous-bandes sur différents intervalles temporels et fréquentiels, donnés par la grille temps/fréquence représentée par $\mathbf{t}_E$ et $\mathbf{f}$.

Si l'interpolation est utilisée (*inter_freq* = 1):

$$\mathbf{E}_{Curr}(m, l) = \frac{\sum_{i=\mathbf{t}_E(l)+\mathbf{t}_{HfAdj}}^{\mathbf{t}_E(l+1)-1+\mathbf{t}_{HfAdj}} |\mathbf{X}_{High}(m + lsb, i)|^2}{\mathbf{t}_E(l+1) - \mathbf{t}_E(l)} \quad , \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

sinon, pas d'interpolation (*inter_freq* = 0):

$$\mathbf{E}_{Curr}(k - lsb, l) = \frac{\sum_{i=\mathbf{t}_E(l)+\mathbf{t}_{HfAdj}}^{\mathbf{t}_E(l+1)-1+\mathbf{t}_{HfAdj}} \sum_{j=k_l}^{k_h} |\mathbf{X}_{High}(j, i)|^2}{(\mathbf{t}_E(l+1) - \mathbf{t}_E(l)) \cdot (k_h - k_l)} \quad ,$$

$$k_l \leq k \leq k_h, \begin{cases} k_l = \mathbf{F}(p, \mathbf{f}(l)) \\ k_h = \mathbf{F}(p+1, \mathbf{f}(l)) - 1 \end{cases}, 0 \leq p < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)), 0 \leq l < L_E$$

5.6.2.7 High frequency adjustment

The envelope adjuster takes the input QMF matrix $\mathbf{X}_{High}$ and produces the output QMF matrix $\mathbf{Y}$. The envelope adjustment is done upon the entire SBR range covering M QMF channels, starting on channel lsb , for the time frame spanned by the current SBR frame (indicated by the vector $\mathbf{t}_E$). Throughout the description below several temporary vectors and matrices are introduced in order to make the explanation stringent. All temporary matrices and vectors are indexed from zero, removing the lsb offset. The below description of the envelope adjustment is channel independent, and outlined for one channel only, and for one SBR frame only. Variables used below that originate from the processing of the previous frame, are assumed to be zero for the first frame.

5.6.2.7.1 Mapping

Some of the data extracted from the bitstream are vectors (or matrices) containing data elements representing a frequency range of several QMF channels. In order to simplify the explanation below, and sometimes out of necessity, this grouped data is mapped to the highest available frequency resolution for the envelope adjustment, i.e. the number of QMF channels within the SBR range. This means that several adjacent channels in the mapped vectors (or matrices) have the same value. Furthermore, the same holds true for the time resolution of some of the data extracted from the bitstream. Hence, data elements representing a time span of several QMF subsamples, are mapped to the highest time resolution available for the envelope adjustment, i.e. the number of QMF slots within the current frame.

The mapping of the envelope scale factors and the noise floor scale factors is outlined below. The envelope is mapped to the resolution of the QMF bank, albeit with preserved time resolution. The noise floor scale factors are also mapped to the frequency resolution of the filterbank, but with the time resolution of the envelope scale factors.

$$\mathbf{E}_{OrigMapped}(m - lsb, l) = \mathbf{E}_{Orig}(i, l), \mathbf{F}(i, \mathbf{f}(l)) \leq m < \mathbf{F}(i+1, \mathbf{f}(l)), 0 \leq i < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)), 0 \leq l < L_E$$

$$\mathbf{Q}_{Mapped}(m - lsb, l) = \mathbf{Q}_{Orig}(i, k(l)), \mathbf{f}_{TableNoise}(i) \leq m < \mathbf{f}_{TableNoise}(i+1), 0 \leq i < N_Q, 0 \leq l < L_E$$

where $k(l)$ is defined by $\mathbf{t}_E(l) \geq \mathbf{t}_Q(k(l)), \mathbf{t}_E(l+1) \leq \mathbf{t}_Q(k(l)+1)$.

5.6.2.7.2 Estimation of Current Envelope

In order to envelope adjust the present frame, the envelope of the current SBR signal needs to be assessed. This is done according to below, dependent on the bitstream element *inter_freq*. The envelope is estimated by averaging the squared complex subband samples, over different time and frequency regions, given by the time/frequency grid represented by $\mathbf{t}_E$ and $\mathbf{f}$.

If interpolation (*inter_freq* = 1) is used:

$$\mathbf{E}_{Curr}(m, l) = \frac{\sum_{i=\mathbf{t}_E(l)+l_{HFAdj}}^{\mathbf{t}_E(l+1)-1+l_{HFAdj}} |\mathbf{X}_{High}(m + lsb, i)|^2}{\mathbf{t}_E(l+1) - \mathbf{t}_E(l)}, \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

else, no interpolation (*inter_freq* = 0):

$$\mathbf{E}_{Curr}(k - lsb, l) = \frac{\sum_{i=\mathbf{t}_E(l)+l_{HFAdj}}^{\mathbf{t}_E(l+1)-1+l_{HFAdj}} \sum_{j=k_l}^{k_h} |\mathbf{X}_{High}(j, i)|^2}{(\mathbf{t}_E(l+1) - \mathbf{t}_E(l)) \cdot (k_h - k_l)},$$

$$k_l \leq k \leq k_h, \begin{cases} k_l = \mathbf{F}(p, \mathbf{f}(l)) \\ k_h = \mathbf{F}(p+1, \mathbf{f}(l)) - 1 \end{cases}, 0 \leq p < \mathbf{n}(\mathbf{f}(l)), 0 \leq l < L_E$$

Si l'interpolation est utilisée, la moyenne des énergies est calculée sur chaque voie du filtre QMF, sinon la moyenne des énergies est calculée sur chaque bande de fréquences. Dans les deux cas, les énergies sont enregistrées avec la résolution fréquentielle du filtre QMF. Par conséquent, la matrice $\mathbf{E}_{Curr}$ possède L_E colonnes (une pour chaque enveloppe) et M rangées (le nombre de voies QMF couvertes par la plage SBR).

5.6.2.7.3 Calcul des niveaux de bruit

Le facteur d'échelle des planchers de bruit est le rapport entre l'énergie du bruit à ajouter au signal $\mathbf{X}_{High}$ du générateur HF après correction d'enveloppe, et l'énergie de ce signal. Pour ajouter la quantité de bruit correcte, le facteur d'échelle des planchers de bruit doit être converti à une valeur d'amplitude appropriée, selon la formule suivante.

$$\mathbf{Q}_M(m, l) = \sqrt{\mathbf{E}_{OrigMapped}(m, l) \cdot \frac{\mathbf{Q}_{Mapped}(m, l)}{1 + \mathbf{Q}_{Mapped}(m, l)}}, \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

5.6.2.7.4 Calcul du gain

Le gain à appliquer aux échantillons de sous-bande pour réaliser l'enveloppe recherchée se calcule comme ci-dessous. Le niveau de bruit supplémentaire à ajouter est pris en compte.

$$\mathbf{G}(m, l) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\mathbf{E}_{OrigMapped}(m, l)}{(\varepsilon + \mathbf{E}_{Curr}(m, l)) \cdot (1 + \delta(l) \cdot \mathbf{Q}_{Mapped}(m, l))}} & \text{if } \mathbf{S}_M(m, l) = 0 \\ \sqrt{\frac{\mathbf{E}_{OrigMapped}(m, l)}{(\varepsilon + \mathbf{E}_{Curr}(m, l))} \cdot \mathbf{Q}_{Mapped}(m, l)} & \text{if } \mathbf{S}_M(m, l) \neq 0 \end{cases}, \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

où

$$\delta(l) = \begin{cases} 0 & \text{if } l = l_A \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases}, \text{ et où } l_A = \begin{cases} middleBorder & \text{if } pointer \neq 0 \\ -1 & \text{if } pointer = 0 \end{cases}$$

Afin d'éviter une substitution de bruit indésirable, les valeurs de gain sont limitées comme suit.

$$\mathbf{G}_{MaxTemp}(k, l) = \sqrt{\frac{\varepsilon_0 + \sum_{i=f_{TableLim}(k)}^{f_{TableLim}(k+1)-1} \mathbf{E}_{OrigMapped}(i, l)}{\varepsilon_0 + \sum_{i=f_{TableLim}(k)}^{f_{TableLim}(k+1)-1} \mathbf{E}_{Curr}(i, l)}} \cdot \mathbf{limGain}(limiter_gains)}, \quad 0 \leq k < N_L, 0 \leq l < L_E$$

$$\mathbf{G}_{Max}(m, l) = \min\left(\mathbf{G}_{MaxTemp}(f_{TableLim}(k(m)), l), 10^5\right), \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

où $k(m)$ est défini par $f_{TableLim}(k(m)) \leq m < f_{TableLim}(k(m)+1)$,

et où $\mathbf{limGain} = [0,70795, 1,0, 1,41254, 10^{10}]$, et $\varepsilon_0 = 10^{-12}$.

On commence par limiter le niveau d'énergie du bruit supplémentaire. Le bruit supplémentaire ajouté au signal du générateur HF est également limité proportionnellement à la perte d'énergie due à la limitation des valeurs de gain, comme suit:

$$\mathbf{Q}_{MLim}(m, l) = \min\left(\mathbf{Q}_M(m, l), \mathbf{Q}_M(m, l) \cdot \frac{\mathbf{G}_{Max}(m, l)}{\mathbf{G}(m, l)}\right), \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

If interpolation is used the energies are averaged over every QMF filterbank channel, else the energies are averaged over every frequency band. In either case, the energies are stored with the frequency resolution of the QMF filterbank. Hence the $\mathbf{E}_{Curr}$ matrix has L_E columns (one for every envelope) and M rows (the number of QMF channels covered by the SBR range).

5.6.2.7.3 Calculation of Noise Levels

The noise floor scale factor is the ratio between the energy of the noise to be added to the envelope adjusted HF generated signal $\mathbf{X}_{High}$ and the energy of the same. Hence, in order to add the correct amount of noise, the noise floor scale factor needs to be converted to a proper amplitude value, according to the following.

$$\mathbf{Q}_M(m, l) = \sqrt{\mathbf{E}_{OrigMapped}(m, l) \cdot \frac{\mathbf{Q}_{Mapped}(m, l)}{1 + \mathbf{Q}_{Mapped}(m, l)}}, \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

5.6.2.7.4 Calculation of Gain

The gain to be applied for the subband samples in order to retain the correct envelope is calculated according to below. The level of the additional added noise is taken into account.

$$\mathbf{G}(m, l) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\mathbf{E}_{OrigMapped}(m, l)}{(\varepsilon + \mathbf{E}_{Curr}(m, l)) \cdot (1 + \delta(l) \cdot \mathbf{Q}_{Mapped}(m, l))}} & \text{if } \mathbf{S}_M(m, l) = 0 \\ \sqrt{\frac{\mathbf{E}_{OrigMapped}(m, l)}{(\varepsilon + \mathbf{E}_{Curr}(m, l))} \cdot \mathbf{Q}_{Mapped}(m, l)} & \text{if } \mathbf{S}_M(m, l) \neq 0 \end{cases}, \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

where

$$\delta(l) = \begin{cases} 0 & \text{if } l = l_A \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases}, \text{ and where } l_A = \begin{cases} \text{middleBorder} & \text{if pointer} \neq 0 \\ -1 & \text{if pointer} = 0 \end{cases}$$

In order to avoid unwanted noise substitution the gain values are limited according to the following.

$$\mathbf{G}_{MaxTemp}(k, l) = \sqrt{\frac{\varepsilon_0 + \sum_{i=f_{TableLim}(k)}^{f_{TableLim}(k+1)-1} \mathbf{E}_{OrigMapped}(i, l)}{\varepsilon_0 + \sum_{i=f_{TableLim}(k)}^{f_{TableLim}(k+1)-1} \mathbf{E}_{Curr}(i, l)}} \cdot \text{limGain}(\text{limiter_gains})}, \quad 0 \leq k < N_L, 0 \leq l < L_E$$

$$\mathbf{G}_{Max}(m, l) = \min\left(\mathbf{G}_{MaxTemp}(f_{TableLim}(k(m)), l), 10^5\right), \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

where $k(m)$ is defined by $f_{TableLim}(k(m)) \leq m < f_{TableLim}(k(m)+1)$,

and where $\text{limGain} = [0.70795, 1.0, 1.41254, 10^{10}]$, and where $\varepsilon_0 = 10^{-12}$.

First limit the additional noise energy level. The additional noise added to the HF generated signal is also limited in proportion to the lost energy due to the limitation of the gain values according to the following:

$$\mathbf{Q}_{MLim}(m, l) = \min\left(\mathbf{Q}_M(m, l), \mathbf{Q}_M(m, l) \cdot \frac{\mathbf{G}_{Max}(m, l)}{\mathbf{G}(m, l)}\right), \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

Puis, on applique le limiteur au gain:

$$\mathbf{G}_{Lim}(m, l) = \min(\mathbf{G}(m, l), \mathbf{G}_{Max}(m, l)), \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

5.6.2.7.5 Regroupement des signaux HF

Les valeurs de gain à appliquer aux échantillons de sous-bande sont lissées en utilisant le filtre

$$\mathbf{h}_{Smooth} = \begin{bmatrix} 0,33333333333333 \\ 0,30150283239582 \\ 0,21816949906249 \\ 0,11516383427084 \\ 0,03183050093751 \end{bmatrix}$$

La variable de longueur h_{SL} sert à contrôler si le lissage est appliqué ou non, comme suit:

$$h_{SL} = \begin{cases} 4 & , smoothing_mode = 0 \\ 0 & , smoothing_mode = 1 \end{cases}$$

Aucun lissage n'est appliqué aux transitoires.

$$\mathbf{G}_{Temp}(m, i + h_{SL}) = \mathbf{G}_{LimBoost}(m, l), \quad \mathbf{t}_E(l) \leq i < \mathbf{t}_E(l+1), 0 \leq l < L_E, 0 \leq m < M$$

$$\mathbf{G}_{Filt}(m, i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{h_{SL}} \mathbf{G}_{Temp}(m, i - j + h_{SL}) \cdot \mathbf{h}_{Smooth}(j) & \text{if } l \neq l_A \\ \mathbf{G}_{Temp}(m, i + h_{SL}) & \text{if } l = l_A \end{cases}$$

pour $\mathbf{t}(l) \leq i < \mathbf{t}(l+1), 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$, et où

$$l_A = \begin{cases} middleBorder & \text{if } pointer \neq 0 \\ -1 & \text{if } pointer = 0 \end{cases}$$

Les h_{SL} premières colonnes de la matrice $\mathbf{G}_{Temp}$ sont les h_{SL} dernières colonnes de la matrice $\mathbf{G}_{Temp}$ de la trame précédente, à moins que l'indicateur de remise à zéro soit à 1 ($reset = 1$), auquel cas les h_{SL} premières colonnes de la matrice $\mathbf{G}_{Temp}$ sont égales à $\mathbf{G}_{LimBoost}(m, 0)$ pour toutes les voies QMF dans la plage SBR.

Les valeurs de gain lissées sont appliquées à la matrice de sous-bande d'entrée $\mathbf{X}_{High}$, pour toutes les enveloppes de la trame courante, conformément à:

$$\mathbf{W}_1(m, i) = \mathbf{G}_{Filt}(m, i) \cdot \mathbf{X}_{High}(m + lsb, i), \quad \mathbf{t}_E(0) \leq i < \mathbf{t}_E(L_E + 1), 0 \leq m < M$$

Le bruit est ajouté au signal de sortie à partir de la table de bruit $\mathbf{V}$. Le niveau de bruit est lissé de la même manière que les valeurs de gain, en utilisant le filtre $\mathbf{h}_{Smooth}(n)$ de longueur h_{SL} .

$$\mathbf{Q}_{Temp}(m, i + h_{SL}) = \mathbf{Q}_{LimBoost}(m, l), \quad \mathbf{t}_E(l) \leq i < \mathbf{t}_E(l+1), 0 \leq l < L_E, 0 \leq m < M$$

Then apply the limiter to the gain:

$$\mathbf{G}_{Lim}(m, l) = \min(\mathbf{G}(m, l), \mathbf{G}_{Max}(m, l)), \quad 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$$

5.6.2.7.5 Assembling HF Signals

The gain values to be applied to the subband samples are smoothed using the filter

$$\mathbf{h}_{Smooth} = \begin{bmatrix} 0.33333333333333 \\ 0.30150283239582 \\ 0.21816949906249 \\ 0.11516383427084 \\ 0.03183050093751 \end{bmatrix}$$

The variable of length h_{SL} is used to control whether smoothing is applied or not, according to:

$$h_{SL} = \begin{cases} 4 & , smoothing_mode = 0 \\ 0 & , smoothing_mode = 1 \end{cases}$$

For transients smoothing is not applied.

$$\mathbf{G}_{Temp}(m, i + h_{SL}) = \mathbf{G}_{LimBoost}(m, l), \quad \mathbf{t}_E(l) \leq i < \mathbf{t}_E(l+1), 0 \leq l < L_E, 0 \leq m < M$$

$$\mathbf{G}_{Filt}(m, i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{h_{SL}} \mathbf{G}_{Temp}(m, i - j + h_{SL}) \cdot \mathbf{h}_{Smooth}(j) & \text{if } l \neq l_A \\ \mathbf{G}_{Temp}(m, i + h_{SL}) & \text{if } l = l_A \end{cases}$$

for $\mathbf{t}(l) \leq i < \mathbf{t}(l+1), 0 \leq m < M, 0 \leq l < L_E$, and where

$$l_A = \begin{cases} middleBorder & \text{if } pointer \neq 0 \\ -1 & \text{if } pointer = 0 \end{cases}$$

The first h_{SL} columns of the $\mathbf{G}_{Temp}$ matrix are the last h_{SL} columns of the $\mathbf{G}_{Temp}$ matrix of the previous frame, unless the reset flag is set ($reset = 1$) for which case the first h_{SL} columns of the $\mathbf{G}_{Temp}$ matrix are equal to

$$\mathbf{G}_{LimBoost}(m, 0) \text{ for all QMF channels within the SBR range.}$$

The smoothed gain values are applied to the input subband matrix $\mathbf{X}_{High}$, for all envelopes of the current frame, according to:

$$\mathbf{W}_1(m, i) = \mathbf{G}_{Filt}(m, i) \cdot \mathbf{X}_{High}(m + lsb, i), \quad \mathbf{t}_E(0) \leq i < \mathbf{t}_E(L_E + 1), 0 \leq m < M$$

The noise is added to the output signal, from the noise table $\mathbf{V}$. The level of the noise is smoothed similar to the smoothing of the gain values using the filter $\mathbf{h}_{Smooth}(n)$ of length h_{SL}

$$\mathbf{Q}_{Temp}(m, i + h_{SL}) = \mathbf{Q}_{LimBoost}(m, l), \quad \mathbf{t}_E(l) \leq i < \mathbf{t}_E(l+1), 0 \leq l < L_E, 0 \leq m < M$$

$$\mathbf{Q}_{Filt}(m,i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{h_{SL}} \mathbf{Q}_{Temp}(m, i-j+h_{SL}) \cdot \mathbf{h}_{Smooth}(j) & \text{if } l \neq l_A \text{ AND } \mathbf{S}_{MBoost}(m,l) = 0 \\ 0 & \text{if } l = l_A \text{ OR } \mathbf{S}_{MBoost}(m,l) \neq 0 \end{cases}$$

pour $\mathbf{t}(l) \leq i < \mathbf{t}(l+1)$, $0 \leq m < M$, $0 \leq l < L_E$, et où

$$l_A = \begin{cases} middle_border & \text{if } pointer \neq 0 \\ -1 & \text{if } pointer = 0 \end{cases}$$

Les h_{SL} premières colonnes de la matrice $\mathbf{Q}_{Temp}$ sont les h_{SL} dernières colonnes de la matrice $\mathbf{Q}_{Temp}$ de la trame précédente, à moins que l'indicateur de remise à zéro soit à 1 ($Reset = 1$), auquel cas les h_{SL} premières colonnes de la matrice $\mathbf{Q}_{Temp}$ sont égales à $\mathbf{Q}_{M_{LimBoost}}(m, 0)$ pour toutes les voies QMF dans la plage SBR.

Le bruit est ajouté à la sortie comme suit:

$$\begin{cases} Re\{\mathbf{W}_2(m,i)\} = Re\{\mathbf{W}_1(m,i)\} + \mathbf{Q}_{Filt}(m,i) \cdot \mathbf{V}(0, f_{IndexNoise}(i)) \\ Im\{\mathbf{W}_2(m,i)\} = Im\{\mathbf{W}_1(m,i)\} + \mathbf{Q}_{Filt}(m,i) \cdot \mathbf{V}(1, f_{IndexNoise}(i)) \end{cases}, \begin{cases} \mathbf{t}_E(l) \leq i < \mathbf{t}_E(l+1), 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq m < M \end{cases}$$

où

$$f_{IndexNoise}(i) = (index_{Noise} + i) \bmod (512),$$

et $index_{Noise}$ est le dernier $f_{IndexNoise}$ de la trame précédente, à moins que l'indicateur de réinitialisation soit à 1 ($Reset = 1$), auquel cas $f_{IndexNoise} = 0$. $\mathbf{V}$ est défini en annexe.

5.6.2.8 Stéréo à faible complexité

Afin de recréer l'effet stéréophonique d'un programme dont les voies gauche et droite ont été mixées en une voie monophonique, on inclut un outil de synthèse stéréophonique. Cet outil ne traite pas le signal lorsqu'un programme monophonique d'origine apparaît. Les données décrivant la représentation stéréophonique sont signalées par `lc_stereo_mode`. La stéréo à faible complexité (LC stéréo) est validée uniquement si `audio_mode` est réglé sur le mode `LC_STEREO`.

5.6.2.8.1 Processus

Soient $Y_{Left}(z)$ et $Y_{Right}(z)$ les signaux de sortie, dans le domaine Z , respectivement pour la voie gauche et pour la voie droite. En outre, soit $X_{mono}(z)$ le signal d'entrée, dans le domaine Z , pour le signal monophonique AAC et SBR décodé.

La stéréophonie à faible complexité est alors définie par le processus suivant:

$$Y_{Left}(z) = X_{mono}(z) \left(H_{LP}(z) + g_{i,dir} \cdot H_{HP}(z) + g_{i,del} \cdot z^{-d} \cdot H_{HP}(z) \cdot H_{Slope}(z) \right),$$

$$Y_{Right}(z) = X_{mono}(z) \left(H_{LP}(z) + g_{i,dir} \cdot H_{HP}(z) - g_{i,del} \cdot z^{-d} \cdot H_{HP}(z) \cdot H_{Slope}(z) \right),$$

où

$$d = INT(0,007 \cdot Fs)$$

$$\mathbf{Q}_{Filt}(m,i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{h_{SL}} \mathbf{Q}_{Temp}(m, i-j+h_{SL}) \cdot \mathbf{h}_{Smooth}(j) & \text{if } l \neq l_A \text{ AND } \mathbf{S}_{MBoost}(m,l) = 0 \\ 0 & \text{if } l = l_A \text{ OR } \mathbf{S}_{MBoost}(m,l) \neq 0 \end{cases}$$

for $\mathbf{t}(l) \leq i < \mathbf{t}(l+1)$, $0 \leq m < M$, $0 \leq l < L_E$, and where

$$l_A = \begin{cases} middle_border & \text{if } pointer \neq 0 \\ -1 & \text{if } pointer = 0 \end{cases}$$

The first h_{SL} columns of the $\mathbf{Q}_{Temp}$ matrix are the last h_{SL} columns of the $\mathbf{Q}_{Temp}$ matrix of the previous frame, unless the reset flag is set ($Reset = 1$) for which case the first h_{SL} columns of the $\mathbf{Q}_{Temp}$ matrix are equal to $\mathbf{Q}_{M_{LimBoost}}(m,0)$ for all QMF channels within the SBR range.

The noise is added to the output according to:

$$\begin{cases} Re\{\mathbf{W}_2(m,i)\} = Re\{\mathbf{W}_1(m,i)\} + \mathbf{Q}_{Filt}(m,i) \cdot \mathbf{V}(0, f_{IndexNoise}(i)) \\ Im\{\mathbf{W}_2(m,i)\} = Im\{\mathbf{W}_1(m,i)\} + \mathbf{Q}_{Filt}(m,i) \cdot \mathbf{V}(1, f_{IndexNoise}(i)) \end{cases}, \begin{cases} \mathbf{t}_E(l) \leq i < \mathbf{t}_E(l+1), 0 \leq l < L_E \\ 0 \leq m < M \end{cases}$$

where

$$f_{IndexNoise}(i) = (index_{Noise} + i) \bmod(512),$$

and $index_{Noise}$ is the last $f_{IndexNoise}$ from the previous frame, unless the reset flag is set ($Reset = 1$) for which case $f_{IndexNoise} = 0$. $\mathbf{V}$ is defined in the appendix.

5.6.2.8 Low Complexity Stereo

In order to restore the stereo impression for stereo programme material downmixed to mono, a stereo synthesis tool is included. Hereby the tool ensures that the signal is left unprocessed when original mono programme material appears. Data describing the stereo image is signalled by `lc_stereo_mode`. Low complexity stereo (LC stereo) is enabled if and only if `audio_mode` is set to LC_STEREO mode.

5.6.2.8.1 Process

Let $Y_{Left}(z)$ and $Y_{Right}(z)$ be the output signal, in the Z-domain, for left and right channel respectively. Furthermore, let $X_{mono}(z)$ be the input signal, in the Z-domain, for the AAC and SBR decoded mono signal.

Low complexity stereo is then defined by the process:

$$Y_{Left}(z) = X_{mono}(z) \left(H_{LP}(z) + g_{i,dir} \cdot H_{HP}(z) + g_{i,del} \cdot z^{-d} \cdot H_{HP}(z) \cdot H_{Slope}(z) \right),$$

$$Y_{Right}(z) = X_{mono}(z) \left(H_{LP}(z) + g_{i,dir} \cdot H_{HP}(z) - g_{i,del} \cdot z^{-d} \cdot H_{HP}(z) \cdot H_{Slope}(z) \right),$$

where

$$d = INT(0.007 \cdot Fs)$$

et les fonctions de transfert du filtre, $H_{LP}(z)$, $H_{HP}(z)$ et $H_{Slope}(z)$, sont des filtres IIR courts, utilisant la structure de filtrage suivante:

$$H(z) = \frac{B(z)}{1 + A(z)},$$

les coefficients dans A et B étant définis dans l'annexe I.

Les valeurs de gain $g_{i,dir}$ et $g_{i,del}$ sont calculées à partir de l'élément lc_stereo_mode du flux binaire. Les symboles $g_{i,dir}$ et $g_{i,del}$ représentent les valeurs de gain, après lissage et interpolation.

Soit $gain_{del}$ le niveau de LC stéréo pour la trame courante, comme suit:

$$gain_{del} = \begin{cases} 0 & , \quad lc_stereo_mode = 0 \\ 0 & , \quad lc_stereo_mode = 1 \\ \frac{1}{\sqrt{5}} & , \quad lc_stereo_mode = 2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & , \quad lc_stereo_mode = 3 \end{cases}$$

Pour la trame n , un lissage utilisant différents temps de montée et de descente est appliqué comme suit:

$$g_{del}(n) = \begin{cases} 0 & , \quad lc_stereo_mode = 0 \\ b(gain_{del}(z) + gain_{del}(n-1)) - ag_{del}(n-1) & , \quad g_{del}(n-1) \geq gain_{del}(n), \quad lc_stereo_mode > 0 \\ g_{del}(n-1) + c_a(gain_{ps}(n) - g_{del}(n-1)) & , \quad g_{del}(n-1) < gain_{del}(n), \quad lc_stereo_mode > 0 \end{cases}$$

et

$$g_{dir}(n) = \sqrt{1 - g_{del}^2(n)}$$

où $c_a = LC_ATTACK_COEFF$, et a et b sont les coefficients de filtrage du filtre LC_SMOOTH défini dans l'annexe I.

$$LC_ATTACK_COEFF = 1 - \exp\left(-\frac{1920}{LC_ATTACK_TIME_CONST \cdot F_s}\right), \text{ où}$$

$$LC_ATTACK_TIME_CONST = 0.07$$

Les facteurs de gain g_{dir} et g_{del} sont interpolés de manière linéaire dans la trame, comme expliqué ci-dessous.

$$k_{g,del}(n) = \frac{g_{del}(n) - g_{del}(n-1)}{1920}$$

$$k_{g,dir}(n) = \frac{g_{dir}(n) - g_{dir}(n-1)}{1920}$$

and the filter transfer functions $H_{LP}(z)$, $H_{HP}(z)$ and $H_{slope}(z)$ are short IIR filters using the filters structure:

$$H(z) = \frac{B(z)}{1 + A(z)},$$

where the coefficients in A and B are defined in Annex I.

The gain values $g_{i,dir}$ and $g_{i,del}$ are calculated from the bitstream element lc_stereo_mode . The symbols $g_{i,dir}$ and $g_{i,del}$ represent the gain values after smoothing and interpolation.

Let $gain_{del}$ be the level of LC stereo for the current frame according to:

$$gain_{del} = \begin{cases} 0 & , \quad lc_stereo_mode = 0 \\ 0 & , \quad lc_stereo_mode = 1 \\ \frac{1}{\sqrt{5}} & , \quad lc_stereo_mode = 2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & , \quad lc_stereo_mode = 3 \end{cases}$$

For frame n , smoothing using different attack and decay times is applied according to:

$$g_{del}(n) = \begin{cases} 0 & , \quad lc_stereo_mode = 0 \\ b(gain_{del}(z) + gain_{del}(n-1)) - ag_{del}(n-1) & , \quad g_{del}(n-1) \geq gain_{del}(n), \quad lc_stereo_mode > 0 \\ g_{del}(n-1) + c_a(gain_{ps}(n) - g_{del}(n-1)) & , \quad g_{del}(n-1) < gain_{del}(n), \quad lc_stereo_mode > 0 \end{cases}$$

,

and

$$g_{dir}(n) = \sqrt{1 - g_{del}^2(n)}$$

where $c_a = LC_ATTACK_COEFF$ and a and b are the filter coefficients of the LC_SMOOTH filter defined in Annex I.

$$LC_ATTACK_COEFF = 1 - \exp\left(-\frac{1920}{LC_ATTACK_TIME_CONST \cdot F_s}\right), \text{ where}$$

$$LC_ATTACK_TIME_CONST = 0.07$$

The gain factors g_{dir} and g_{del} are interpolated linearly within the frame, according to below.

$$k_{g,del}(n) = \frac{g_{del}(n) - g_{del}(n-1)}{1920}$$

$$k_{g,dir}(n) = \frac{g_{dir}(n) - g_{dir}(n-1)}{1920}$$

$$g_{i,del}(n,i) = g_{del}(n-1) + i \cdot k_{g,del}(n) \quad , \quad 0 \leq i < 1920$$

$$g_{i,dir}(n,i) = g_{dir}(n-1) + i \cdot k_{g,dir}(n) \quad , \quad 0 \leq i < 1920$$

5.6.3 Protocole AAC + SBR

Le flux binaire SBR est décrit au moyen d'un pseudo-code, dont la syntaxe est similaire à celle utilisée dans les documents du système MPEG. L'emplacement du flux binaire SBR dans les supertrames audio AAC a été décrit en 5.3.2. Le présent paragraphe se limite à décrire la manière dont les éléments sont extraits du flux binaire. Leur application a été abordée dans l'article 4.

5.6.3.1 Syntaxe de AAC + SBR

Tableau 32 – Syntaxe de "sbr_aac_frame()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
sbr_aac_frame(audio_mode) // audio_mode est placé dans le SDC		
{		
sbr_crc_bits	8	
if (header_flag)	1	voir annexe D
sbr_header (audio_mode)		
sbr_data (audio_mode, data_extra) // data_extra est placé dans le sbr_header		
}		

Tableau 33 – Syntaxe de "sbr_header()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
sbr_header (audio_mode)		
{		
protocol_version	2	
amp_res	1	
start_freq	4	1
stop_freq	4	1
xover_band	3	2
reserved	2	
data_extra // pour valider la partie optionnelle des données	1	
header_extra_1 // pour valider la 1 ^{ère} partie optionnelle de l'en-tête	1	
header_extra_2 // pour valider la 2 ^{nde} partie optionnelle de l'en-tête	1	
if (audio_mode == LC_STEREO)		
lc_stereo_mode	2	
// parties optionnelles		
if (header_extra_1) {		
freq_scale	2	
alter_scale	1	
noise_bands	2	
}		
if (header_extra_2) {		
limiter_bands	2	
limiter_gains	2	
interpol_freq	1	
smoothing_mode	1	
reserved	1	
}		
}		

NOTE 1: start_freq et stop_freq doivent définir une bande de fréquences qui ne dépasse pas les 48 voies QMF.
NOTE 2: C'est à cet indice de la table de bandes de fréquences principales que les données d'enveloppe commencent.

$$g_{i,del}(n,i) = g_{del}(n-1) + i \cdot k_{g,del}(n) \quad , \quad 0 \leq i < 1920$$

$$g_{i,dir}(n,i) = g_{dir}(n-1) + i \cdot k_{g,dir}(n) \quad , \quad 0 \leq i < 1920$$

5.6.3 AAC + SBR Protocol

The SBR bitstream is described by means of pseudo code, using a syntax similar to the one used in the MPEG standard documents. The location of the SBR bitstream within the AAC audio super frames was described in 5.3.2. This subclause only describes how to extract the elements from the bitstream. The application thereof was briefly described in clause 4.

5.6.3.1 AAC + SBR syntax

Table 32 – Syntax of sbr_aac_frame()

Syntax	No. of bits	Note
sbr_aac_frame(audio_mode) { sbr_crc_bits if (header_flag) sbr_header(audio_mode) sbr_data(audio_mode, data_extra) // data_extra is located in sbr_header }	8 1	see annex D

Table 33 – Syntax of sbr_header()

Syntax	No. of bits	Note
sbr_header(audio_mode) { protocol_version amp_res start_freq stop_freq xover_band reserved data_extra // enable optional data part header_extra_1 // enable optional header part 1 header_extra_2 // enable optional header part 2 if (audio_mode == LC_STEREO) lc_stereo_mode // optional parts if (header_extra_1) freq_scale alter_scale noise_bands } if (header_extra_2) { limiter_bands limiter_gains interpol_freq smoothing_mode reserved } }	2 1 4 4 3 2 1 1 1 2 2 1 2 2 2 1 1 1	1 1 2

NOTE 1: start_freq and stop_freq must define a frequency band that does not exceed 48 QMF channels.

NOTE 2: This is the index into the master frequency band table at which the envelope data starts.

Tableau 34 – Syntaxe de "sbr_data()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> sbr_data (audio_mode, data_extra) { if (audio_mode != STEREO) { sbr_single_channel_element (data_extra) } else { sbr_channel_pair_element (data_extra) } } </pre>		

Tableau 35 – Syntaxe de "sbr_single_channel_element()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> sbr_single_channel_element (data_extra) { // side info sbr_grid (0) sbr_dtdf (0) // sens du codage différentiel des données invf_mode sbr_mode if (data_extra) reserved // données brutes sbr_envelope (0,0) sbr_noise (0,0) // données sbr étendues if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt représente la valeur en octets if (cnt = 15) { cnt += esc_count } nr_bits_left = 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 0, nr_bits_left) } } } </pre>	2 2 3 1 4 8 2 1	

NOTE 1: sbr_extension() doit diminuer de nr_bits_left avec le nombre de bits lus.

Table 34 – Syntax of sbr_data()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> sbr_data (audio_mode, data_extra) { if (audio_mode != STEREO) { sbr_single_channel_element (data_extra) } else { sbr_channel_pair_element (data_extra) } } </pre>		

Table 35 – Syntax of sbr_single_channel_element()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> sbr_single_channel_element (data_extra) { // side info sbr_grid (0) sbr_dtdf (0) // data delta coding direction invf_mode 2 sbr_mode 2 if (data_extra) reserved 3 // raw data sbr_envelope (0,0) sbr_noise (0,0) // sbr extended data if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt is value in bytes if (cnt = 15) { cnt += esc_count; 8 } nr_bits_left = 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id 2 nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 0, nr_bits_left) } } } </pre>		
NOTE 1: sbr_extension() must decrease nr_bits_left with the number of bits read.		

Tableau 36 – Syntaxe de "sbr_channel_pair_element()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> sbr_channel_pair_element (data_extra) { if (coupling) { // informations auxiliaires sbr_grid (0) // grille commune aux deux voies num_env[1] = num_env[0]; num_noise[1] = num_noise[0] for(env = 0; env < num_env[0]; env++) freq_res[1][env] = freq_res[0][env] sbr_dtdf (0) // sens du codage différentiel des données en monophonie sbr_dtdf (1) // sens du codage différentiel des données en stéréophonie invf_mode sbr_mode if (data_extra) reserved // données brutes sbr_envelope (0,1) // données monophoniques sbr_noise (0,1) // données monophoniques </pre>	1	
<pre> sbr_envelope (1,1) // données stéréophoniques sbr_noise (1,1) // données stéréophoniques // données sbr étendues, à utiliser pour les deux voies if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt représente la valeur en octets if (cnt = 15) { cnt += esc_count; } nr_bits_left= 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 0, nr_bits_left) } } } else { // informations auxiliaires sbr_grid (0) // grille de la voie gauche sbr_grid (1) // grille de la voie droite sbr_dtdf (0) // sens du codage différentiel des données de la voie gauche sbr_dtdf (1) // sens du codage différentiel des données de la voie droite invf_mode // mode de la voie gauche invf_mode // mode de la voie droite sbr_mode // bits du mode SBR de la voie gauche sbr_mode // bits du mode SBR de la voie droite if (data_extra) reserved // données brutes sbr_envelope (0,0) // données de la voie gauche sbr_envelope (1,0) // données de la voie droite sbr_noise (0,0) // données de la voie gauche sbr_noise (1,0) // données de la voie droite </pre>	 2 2 3 1 4 8 2 2 2 2 2 6	1

Table 36 – Syntax of sbr_channel_pair_element()

Syntax	No. of bits	Note
sbr_channel_pair_element (data_extra)		
{		
if (coupling) {	1	
// side info		
sbr_grid (0)		
// grid common to both channels		
num_env[1] = num_env[0]; num_noise[1] = num_noise[0]		
for(env = 0; env < num_env[0]; env++)		
freq_res[1][env] = freq_res[0][env]		
sbr_dtdf (0)		
sbr_dtdf (1)		
invf_mode	2	
sbr_mode	2	
if (data_extra)		
reserved	3	
// raw data		
sbr_envelope (0,1)		
sbr_noise (0,1)		
sbr_envelope (1,1)		
sbr_noise (1,1)		
// sbr extended data, to be used for both channels		
if (extended_data) {	1	
cnt = extension_size	4	
if (cnt = 15) {		
cnt += esc_count ;	8	
}		
nr_bits_left= 8*cnt		
while(nr_bits_left > 7) {		
extension_id	2	
nr_bits_left -= 2		
sbr_extension(extension_id, 0, nr_bits_left)		1
}		
}		
}		
else {		
// side info		
sbr_grid (0)		
sbr_grid (1)		
sbr_dtdf (0)		
sbr_dtdf (1)		
invf_mode		
invf_mode		
sbr_mode		
sbr_mode		
if (data_extra)		
reserved	6	
// raw data		
sbr_envelope (0,0)		
sbr_envelope (1,0)		
sbr_noise (0,0)		
sbr_noise (1,0)		

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre>// données sbr étendues, voie gauche if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt représente la valeur en octets if (cnt = 15) { cnt += esc_count; } nr_bits_left= 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 0, nr_bits_left) } }</pre>	1 4 8 2	1
<pre>// données sbr étendues, voie droite if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt représente la valeur en octets if (cnt = 15) { cnt += esc_count; } nr_bits_left= 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 1, nr_bits_left) } }</pre>	1 4 8 2	1

NOTE 1: sbr_extension() doit diminuer de nr_bits_left avec le nombre de bits lus.

Tableau 37 – Syntaxe de "sbr_grid()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre>sbr_grid (ch) { switch (frame_class) { case FIXFIX num_env[ch] = 2*temp // nombre d'enveloppes freq_res // résolution globale des fréquences de la trame for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][env] = freq_res; break; case FIXVAR // partie obligatoire: abs_bord[ch] = temp + number_time_slots // dernière limite num_rel[ch] // nombre de limites relatives num_env[ch] = num_rel[ch] + 1 // nombre d'enveloppes for(rel = 0; rel < num_rel[ch]; rel++) rel_bord[ch][rel] = 2*temp + 2; // limites relatives, de la dernière // à la première ptr_bits = ceil (ln (num_rel[ch] + 2) / ln (2)) // nombre de bits pointeurs pointer[ch] // for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][num_env[ch] - 1 - env] = freq_res; // last to first break;</pre>	2 2 1 3 2 2 ptr_bits 1	1

Syntax	No. of bits	Note
<pre> // sbr extended data, left channel if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt is value in bytes if (cnt = 15) { cnt += esc_count; } nr_bits_left = 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 0, nr_bits_left) } } </pre>	1 4 8 2 1	
<pre> // sbr extended data, right channel if (extended_data) { cnt = extension_size // cnt is value in bytes if (cnt = 15) { cnt += esc_count; } nr_bits_left = 8*cnt while(nr_bits_left > 7) { extension_id nr_bits_left -= 2 sbr_extension(extension_id, 1, nr_bits_left) } } </pre>	1 4 8 2 1	
NOTE 1: sbr_extension() must decrease nr_bits_left with the number of bits read.		

Table 37 – Syntax of sbr_grid()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> sbr_grid (ch) { switch (frame_class) { case FIXFIX num_env[ch] = 2*temp // number of envelopes freq_res // frame global frequency resolution for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][env] = freq_res; break; case FIXVAR // mandatory part: abs_bord[ch] = temp + number_time_slots // last border num_rel[ch] // number of relative borders num_env[ch] = num_rel[ch] + 1 // number of envelopes for(rel = 0; rel < num_rel[ch]; rel++) rel_bord[ch][rel] = 2*temp + 2; // relative borders, last to first ptr_bits = ceil (ln (num_rel[ch] + 2) / ln (2)) // number of pointer bits pointer[ch] } } </pre>	2 2 1 3 2 2 ptr_bits	1

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> case VARFIX // partie obligatoire: abs_bord[ch] // première limite num_rel[ch] // nombre de limites relatives num_env[ch] = num_rel[ch] + 1 // nombre d'enveloppes for(rel = 0; rel < num_rel[ch]; rel++) rel_bord[ch][rel] = 2*temp + 2; // limites relatives, de la première à la dernière ptr_bits = ceil (ln (num_rel[ch] + 2)/ln (2)) // nombre de pointeurs binaires pointer[ch] for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][env] = freq_res; // résolutions fréquentielles, de la première à la dernière break; case VARVAR // partie obligatoire: abs_bord_0[ch] // première limite abs_bord_1[ch] = temp + number_time_slots // dernière limite num_rel_0[ch] // nombre de limites relatives, de la première à la dernière num_rel_1[ch] // nombre de limites relatives, de la dernière à la première num_env[ch] = num_rel_0[ch] + num_rel_1[ch] + 1 // nombre d'enveloppes for(rel = 0; rel < num_rel_0[ch]; rel++) rel_bord_0[ch][rel] = 2*temp + 2; // limites relatives, de la première à la dernière for(rel = 0; rel < num_rel_1[ch]; rel++) rel_bord_1[ch][rel] = 2*temp + 2; // limites relatives, de la dernière à la première ptr_bits = ceil (ln (num_rel_0[ch] + num_rel_1[ch] + 2)/ln (2)) // ptr bits pointer[ch] for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][env] = freq_res; // résolutions fréquentielles, de la première à la dernière break; if(num_env[ch] > 1) num_noise[ch] = 2 else num_noise[ch] = 1 } </pre>	3 2 2 ptr_bits 1 3 3 2 2 2 2 ptr_bits 1	
NOTE 1: En plus, la condition num_env <= 5 doit être vraie.		

Tableau 38 – Syntaxe de "sbr_dtdf()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> sbr_dtdf (ch) { for(env; env < num_env[ch]; env++) dt_env[ch][env] = dt_flag; for(noise; noise < num_noise[ch]; noise++) dt_noise[ch][noise] = dt_flag; } </pre>	1 1	

Syntax	No. of bits	Note
<pre> for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][num_env[ch] - 1 - env] = freq_res; // last to first break; case VARFIX // mandatory part: abs_bord[ch] // first border num_rel[ch] // number of relative borders num_env[ch] = num_rel[ch] + 1 // number of envelopes for(rel = 0; rel < num_rel[ch]; rel++) rel_bord[ch][rel] = 2*temp + 2; // relative borders, first to last ptr_bits = ceil (ln (num_rel[ch] + 2)/ln (2)) // number of pointer bits pointer[ch] </pre>	1 3 2 2 ptr_bits	
<pre> for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][env] = freq_res; // freq resolutions, first to last break; case VARVAR // mandatory part: abs_bord_0[ch] // first border abs_bord_1[ch] = temp + number_time_slots // last border num_rel_0[ch] // number of relative borders, first to last num_rel_1[ch] // number of relative borders, last to first num_env[ch] = num_rel_0[ch] + num_rel_1[ch] + 1 // number of env for(rel = 0; rel < num_rel_0[ch]; rel++) rel_bord_0[ch][rel] = 2*temp + 2; // relative borders, first to last for(rel = 0; rel < num_rel_1[ch]; rel++) rel_bord_1[ch][rel] = 2*temp + 2; // relative borders, last to first ptr_bits = ceil (ln (num_rel_0[ch] + num_rel_1[ch] + 2)/ln (2)) // ptr bits pointer[ch] </pre>	1 3 3 2 2 2 2 ptr_bits	
<pre> for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) freq_res[ch][env] = freq_res; // freq resolutions, first to last break; if(num_env[ch] > 1) num_noise[ch] = 2 // number of noise floors else num_noise[ch] = 1 } </pre>	1	
NOTE 1: In addition, the condition num_env ≤ 5 must be true		

Table 38 – Syntax of sbr_dtdf()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> sbr_dtdf (ch) { for(env; env < num_env[ch]; env++) dt_env[ch][env] = dt_flag; for(noise; noise < num_noise[ch]; noise++) dt_noise[ch][env] = dt_flag; } </pre>	1 1	

Tableau 39 – Syntaxe de "sbr_envelope()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> sbr_envelope (ch,coupling) { // Sélection de la table de Huffman if(coupling) { if(ch) { if(amp_res) { t_huff = t_huffman_env_bal_3_0dB; f_huff = f_huffman_env_bal_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_env_bal_1_5dB; f_huff = f_huffman_env_bal_1_5dB; } } else { if(amp_res) { t_huff = t_huffman_env_3_0dB; f_huff = f_huffman_env_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_env_1_5dB; f_huff = f_huffman_env_1_5dB; } } } else { if(amp_res) { t_huff = t_huffman_env_3_0dB; f_huff = f_huffman_env_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_env_1_5dB; f_huff = f_huffman_env_1_5dB; } } // extraction des données brutes for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) { if(dt_env[ch][env]) { for(band = 0; band < num_env_bands[freq_res[ch][env]]; band++) data_env[ch][env][band] = huff_dec(t_huff,codeword); } else { if(coupling && ch) data_env[ch][env][0] = env_start_value_stereo; else data_env[ch][env][0] = env_start_value_mono; for(band = 1; band < num_env_bands[freq_res[ch][env]]; band++) data_env[ch][env][band] = huff_dec(f_huff,codeword); } } } </pre>	1..18 5/6 6/7 1...18	1 2 amp_res=1/ amp_res=0 amp_res=1/ amp_res=0 1 2
NOTE 1: num_env_bands[freq_res[ch][env]] est calculé en 5.6.2.3 et est nommé n. NOTE 2: huff_dec() est expliqué en détail dans l'annexe I (normative): Tables de Huffman pour SBR.		

Table 39 – Syntax of sbr_envelope()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> sbr_envelope (ch,coupling) { // Huffman table selection if(coupling) { if(ch) { if(amp_res) { t_huff = t_huffman_env_bal_3_0dB; f_huff = f_huffman_env_bal_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_env_bal_1_5dB; f_huff = f_huffman_env_bal_1_5dB; } } else { if(amp_res) { t_huff = t_huffman_env_3_0dB; f_huff = f_huffman_env_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_env_1_5dB; f_huff = f_huffman_env_1_5dB; } } } else { if(amp_res) { t_huff = t_huffman_env_3_0dB; f_huff = f_huffman_env_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_env_1_5dB; f_huff = f_huffman_env_1_5dB; } } // raw data extraction for(env = 0; env < num_env[ch]; env++) { if(dt_env[ch][env]) { for(band = 0; band < num_env_bands[freq_res[ch][env]]; band++) data_env[ch][env][band] = huff_dec(t_huff,codeword); } else { if(coupling && ch) data_env[ch][env][0] = env_start_value_stereo; else data_env[ch][env][0] = env_start_value_mono; for(band = 1; band < num_env_bands[freq_res[ch][env]]; band++) data_env[ch][env][band] = huff_dec(f_huff,codeword); } } } </pre>	1..18 5/6 6/7 1...18	1 2 amp_res=1/ amp_res=0 amp_res=1/ amp_res=0 1 2

NOTE 1: num_env_bands[freq_res[ch][env]] is calculated in 5.6.2.3 and is named **n**.

NOTE 2: huff_dec() is explained further in Annex I (normative): SBR Huffman Tables

Tableau 40 – Syntaxe de "sbr_noise()"

Syntaxe	Nombre de bits	Note
<pre> sbr_noise (ch,coupling) { // Sélection de la table de Huffman if(coupling) { if(ch) { t_huff = t_huffman_noise_bal_3_0dB; f_huff = f_huffman_noise_bal_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_noise_3_0dB; f_huff = f_huffman_noise_3_0dB; } } else { t_huff = t_huffman_noise_3_0dB; f_huff = f_huffman_noise_3_0dB; } // extraction des données brutes for(noise = 0; noise < num_noise[ch]; noise++) { if(dt_noise[ch][noise]) { for(band = 0; band < num_noise_bands[ch]; band++) data_noise[ch][noise][band] = huff_dec(t_huff,codeword); } else { if(coupling && ch) data_noise[ch][noise][0] = noise_start_value_stereo; else data_noise[ch][noise][0] = noise_start_value_mono; for(band = 1; band < num_noise_bands[ch]; band++) data_noise[ch][noise][band] = huff_dec(f_huff,codeword); } } } </pre>	1..18 5 5 1...18	1 2 2

NOTE 1: num_noise_bands[ch] est calculé en 5.6.2.3 et est nommé N_Q . En outre, la condition $N_Q \leq 5$, doit être vraie

NOTE 2: huff_dec() est expliqué en détail dans l'annexe I (normative): Tables de Huffman pour SBR.

Table 40 – Syntax of sbr_noise()

Syntax	No. of bits	Note
<pre> sbr_noise (ch,coupling) { // Huffman table selection if(coupling) { if(ch) { t_huff = t_huffman_noise_bal_3_0dB; f_huff = f_huffman_noise_bal_3_0dB; } else { t_huff = t_huffman_noise_3_0dB; f_huff = f_huffman_noise_3_0dB; } } else { t_huff = t_huffman_noise_3_0dB; f_huff = f_huffman_noise_3_0dB; } // raw data extraction for(noise = 0; noise < num_noise[ch]; noise++) { if(dt_noise[ch][noise]) { for(band = 0; band < num_noise_bands[ch]; band++) data_noise[ch][noise][band] = huff_dec(t_huff,codeword); } else { if(coupling && ch) data_noise[ch][noise][0] = noise_start_value_stereo; else data_noise[ch][noise][0] = noise_start_value_mono; for(band = 1; band < num_noise_bands[ch]; band++) data_noise[ch][noise][band] = huff_dec(f_huff,codeword); } } } </pre>	1..18 5 5 1...18	1 2 2
NOTE 1: num_noise_bands[ch] is calculated in 5.6.2.3 and is named N_Q. In addition, the condition $N_Q \leq 5$, must be true. NOTE 2: huff_dec() is explained further in Annex I (normative): SBR Huffman Tables.		

5.6.3.2 Définition des éléments du flux binaire SBR

sbr_crc_bits Contrôle de la somme des redondances cycliques pour la partie SBR du flux binaire. L'algorithme CRC est appliqué aux *crc_len* premiers bits qui suivent les *sbr_crc_bits*, conformément au tableau 41. *fkn* est défini comme nombre = *frame_length* - *num_codec_bits*, *num_codec_bits* étant le nombre de bits utilisés par le codeur de base (AAC).

Tableau 41 – Nombre de bits couverts par le CRC

audio_mode	header_flag	Nombre de bits
MONO	1	$crc_len = \min(74, fkn(count))$
MONO	0	$crc_len = \min(47, fkn(count))$
LC_STEREO	1	$crc_len = \min(76, fkn(count))$
LC_STEREO	0	$crc_len = \min(47, fkn(count))$
STEREO	1	$crc_len = \min(120, fkn(count))$
STEREO	0	$crc_len = \min(93, fkn(count))$

header_flag Indique la présence d'un en-tête SBR.

protocol_version Définit la version du protocole SBR, conformément au tableau 42.

Tableau 42 – Définition de "protocol_version"

protocol_version	Version	Note
0	Format du flux binaire SBR dans le système DRM V 1.0	Comme défini dans cette norme
1	réservé	
2	réservé	
3	réservé	

amp_res Définit la résolution des estimations d'enveloppe, conformément au tableau 43.

Tableau 43 – Définition de "amp_res"

amp_res	Signification	Note
0	1,5 dB	
1	3,0 dB	

start_freq Paramètre d'entrée de la fonction qui calcule le début de la table de bandes de fréquences principales.

stop_freq Paramètre d'entrée de la fonction qui calcule la fin de la table de bandes de fréquences principales.

xover_band Indice dans la table de bandes de fréquences principales.

5.6.3.2 SBR bitstream element definitions

sbr_crc_bits Cyclic redundancy checksum for the SBR bit stream part. The CRC algorithm is applied to the first **crc_len** number of bits after the **sbr_crc_bits** as defined by table 41. *fn* is defined as **count = frame_length - num_codec_bits**, whereas **num_codec_bits** is the number of bits consumed by the core coder (AAC).

Table 41 – Number of bits covered by the CRC

audio_mode	header_flag	No. of bits
MONO	1	crc_len = min(74, fkn(count))
MONO	0	crc_len = min(47, fkn(count))
LC_STEREO	1	crc_len = min(76, fkn(count))
LC_STEREO	0	crc_len = min(47, fkn(count))
STEREO	1	crc_len = min(120, fkn(count))
STEREO	0	crc_len = min(93, fkn(count))

header flag	Indicates if a SBR header is present.
-------------	---------------------------------------

protocol version	Defines the version of the SBR protocol as given by table 42.
------------------	---

Table 42 – Definition of protocol_version

protocol_version	Version	Note
0	DRM SBR Bitstream Format V 1.0	As defined by the present document
1	reserved	
2	reserved	
3	reserved	

amp_res	Defines the resolution of the envelope estimates as given by table 43.
---------	--

Table 43 – Definition of amp_res

amp_res	Meaning	Note
0	1.5 dB	
1	3.0 dB	

start_freq Input parameter to function that calculates start of master frequency band table.

stop freq Input parameter to function that calculates stop of master frequency band table.

xover band Index to master frequency band table.

Tableau 44 – Évaluation de la fonction fréquence de départ pour $F_s = 48\,000$

start_freq	Fréquence (en Hz)
0	4 125
1	4 500
2	4 875
3	5 250
4	5 625
5	6 000
6	6 375
7	6 750
8	7 500
9	8 250
10	9 000
11	10 125
12	11 625
13	n/a
14	n/a
15	n/a

Note : Non applicable lorsque le noyau AAC fonctionne à $F_s = 24\,000$.

Tableau 45 – Évaluation de la fonction fréquence d'arrivée pour $F_s = 48\,000$

stop_freq	Fréquence (en Hz)
0	7 875
1	8 625
2	9 375
3	10 125
4	10 875
5	12 000
6	13 125
7	14 250
8	15 375
9	16 875
10	18 375
11	20 250
12	22 125
13	24 000
14	voir 5.6.2.3
15	voir 5.6.2.3

Tableau 46 – Définition de "xover_band"

xover_band	Description	Note
0-7	Indice de la table de bandes de fréquences principales	

data_extra	Indique si la partie optionnelle des données est validée.
header_extra_1	Indique si la 1 ^{ère} partie optionnelle de l'en-tête est validée.
header_extra_2	Indique si la 2 ^{nde} partie optionnelle de l'en-tête est validée.
lc_stereo_mode	Définit le mode stéréo à faible complexité, conformément au tableau 47.

Table 44 – Evaluation of start frequency function for $F_s=48\,000$

start_freq	Frequency (Hz)
0	4 125
1	4 500
2	4 875
3	5 250
4	5 625
5	6 000
6	6 375
7	6 750
8	7 500
9	8 250
10	9 000
11	10 125
12	11 625
13	n/a
14	n/a
15	n/a

Note 1: Not applicable when AAC core operates at $F_s = 24000$

Table 45 – Evaluation of stop frequency function for $F_s=48\,000$

stop_freq	Frequency (Hz)
0	7 875
1	8 625
2	9 375
3	10 125
4	10 875
5	12 000
6	13 125
7	14 250
8	15 375
9	16 875
10	18 375
11	20 250
12	22 125
13	24 000
14	see 5.6.2.3
15	see 5.6.2.3

Table 46 – Definition of xover_band

xover_band	Description	Note
0-7	Index to master frequency band table	

data_extra	Indicates whether the optional data part is enabled.
header_extra_1	Indicates whether the optional header part 1 is enabled.
header_extra_2	Indicates whether the optional header part 2 is enabled.
lc_stereo_mode	Defines the low complexity stereo mode behaviour as given by table 47.

Tableau 47 – Définition de "lc_stereo_mode"

lc_stereo_mode	Signification	Note
0	Désactivé	éviter le lissage
1	Pas de multiplexage	
2	Étroit	
3	Large	

freq_scale Définit l'échelle de regroupement des bandes d'enveloppes de fréquences, conformément au tableau 48.

Tableau 48 – Définition de "freq_scale"

freq_scale	Échelle	Note
0	Linéaire	
1	12 bandes/octave	
2	10 bandes/octave	
3	8 bandes/octave	

alter_scale Précise l'échelle de regroupement des bandes d'enveloppes de fréquences, conformément au tableau 49.

Tableau 49 – Définition de "alter_scale"

alter_scale	Action pour freq_scale = 0	Action pour freq_scale > 0
0	pas de regroupement des canaux groupes de 2 canaux	aucun changement
1		bandes extra larges dans la gamme la plus haute

noise_bands Définit le nombre de bandes de bruit, conformément au tableau 50.

Tableau 50 – Définition de "noise_bands"

noise_bands	Signification	Note
0	1 bande	
1	1 bande/octave	
2	2 bande/octave	
3	3 bande/octave	

limiter_bands Définit le nombre de bandes pour limiteurs, conformément au tableau 51.

Tableau 51 – Définition de "limiter_bands"

limiter_bands	Signification	Note
0	1 bande	mono-bande
1	1,2 bandes/octave	multi-bande
2	2,0 bandes/octave	multi-bande
3	3,0 bandes/octave	multi-bande

limiter_gains Définit le gain maximal des limiteurs, conformément au tableau 52.

Tableau 52 – Définition de "limiter_gains"

limiter_gains	Gain maximal [dB]	Note
0	-3	
1	0	
2	3	
3	infini (limiteur désactivé)	

Table 47 – Definition of lc_stereo_mode

lc_stereo_mode	Meaning	Note
0	Off	bypass smoothing
1	None	
2	Narrow	
3	Wide	

freq_scale Defines the frequency envelope bands grouping scale as given by table 48.

Table 48 – Definition of freq_scale

freq_scale	Scale	Note
0	Linear	
1	12 bands/octave	
2	10 bands/octave	
3	8 bands/octave	

alter_scale Further defines the frequency envelope bands grouping as given by table 49.

Table 49 – Definition of alter_scale

alter_scale	Action for freq_scale = 0	Action for freq_scale > 0
0	no grouping of channels	no alteration
1	groups of 2 channels	extra wide bands in highest range

noise_bands Defines the number of noise bands as given by table 50.

Table 50 – Definition of noise_bands

noise_bands	Meaning	Note
0	1 band	
1	1 band/octave	
2	2 band/octave	
3	3 band/octave	

limiter_bands Defines the number of limiter bands as given by table 51.

Table 51 – Definition of limiter_bands

limiter_bands	Meaning	Note
0	1 band	single band
1	1,2 bands/octave	multi-band
2	2,0 bands/octave	multi-band
3	3,0 bands/octave	multi-band

limiter_gains Defines the maximum gain of the limiters as given by table 52.

Table 52 – Definition of limiter_gains

limiter_gains	Max Gain [dB]	Note
0	-3	
1	0	
2	3	
3	infinite (i.e. limiter off)	

interpol_freq Définit si l'interpolation des fréquences doit être activée ou désactivée, conformément au tableau 53.

Tableau 53 – Définition de "interpol_freq"

interpol_freq	Signification	Note
0	Désactivé	
1	Activé	

smoothing_mode Définit si le lissage doit être activé ou désactivé, conformément au tableau 54.

Tableau 54 – Définition de "smoothing_mode"

smoothing_mode	Signification	Note
0	Activé	
1	Désactivé	

invf_mode Définit la manière dont le filtrage inverse doit être appliqué, conformément au tableau 55.

Tableau 55 – Définition de "invf_mode"

invf_mode	Signification	Note
0	pas de filtrage inverse	
1	filtrage inverse faible	
2	filtrage inverse moyen	
3	filtrage inverse fort	

sbr_mode Définit l'algorithme SBR à utiliser, conformément au tableau 56.

Tableau 56 – Définition de "sbr_mode"

sbr_mode	Signification	Note
0	réservé	à ignorer dans V1.0
1	réservé	à ignorer dans V1.0
2	SBR V1.0	
3	réservé	à ignorer dans V1.0

Note: Ce champ du flux binaire est destiné aux extensions futures. Une réalisation avec un décodeur de la version 1.0 doit simplement ignorer ce champ du flux binaire. Un codeur de la version 1.0 doit mettre **sbr_mode** à 2. Un décodeur futur, qui comportera les versions étendues de l'algorithme de décodage SBR (y compris SBR V1.0), devra être basé sur le champ **sbr_mode** du flux binaire. Le futur décodeur utilisera la version du SBR signalée par ce champ.

extended_data Indique si un élément de données SBR étendues est présent.

extension_size Définit la taille en octets de l'élément de données SBR étendues.

esc_count Précise la taille de l'élément de données SBR étendues lorsque la taille est supérieure à 14 octets.

extension_id Contient l'identification de l'élément de données SBR étendues.

coupling Indique si l'information stéréophonique des deux voies est couplée ou non.

frame_class Indique la classe de la trame courante.

freq_res Indique la résolution fréquentielle.

num_rel Indique le nombre de limites relatives dans les informations de la grille de temps pour la trame courante.

pointer Pointe sur une limite dans la grille de temps.

interpol_freq Defines if the frequency interpolation shall be applied as given by table 53.

Table 53 – Definition of interpol_freq

interpol_freq	Meaning	Note
0	Off	
1	On	

smoothing_mode Defines if smoothing shall be applied as given by table 54.

Table 54 – Definition of smoothing_mode

smoothing_mode	Meaning	Note
0	On	
1	Off	

invf_mode Defines how inverse filtering shall be applied as given by table 55.

Table 55 – Definition of invf_mode

invf_mode	Meaning	Note
0	no inverse filtering	
1	low level inverse filtering	
2	intermediate inverse filtering	
3	strong inverse filtering	

sbr_mode Defines the SBR algorithm to be used as given by table 56.

Table 56 – Definition of sbr_mode

sbr_mode	Meaning	Note
0	reserved	to be ignored in V1.0
1	reserved	to be ignored in V1.0
2	SBR V1.0	
3	reserved	to be ignored in V1.0

Note: This bitstream field is targeted for future enhancements. A version 1.0 decoder implementation shall simply ignore this bitstream field. A version 1.0 encoder shall set **sbr_mode** to 2. A future decoder, potentially incorporating enhanced versions of the SBR decoding algorithm (and including SBR V1.0), shall depend on the **sbr_mode**. The future decoder will use the SBR version that is signalled by this bitstream field.

extended_data Indicates whether an SBR extended data element is present.

extension_size Defines the size of the SBR extended data element in bytes.

esc_count Further defines the size of the SBR extended data element in cases where the size is bigger than 14 bytes.

extension_id Holds an ID of the SBR extended data element.

coupling Indicates whether the stereo information between the two channels is coupled or not.

frame_class Indicates the framing class of the current frame.

freq_res Indicates the frequency resolution.

num_rel Indicates the number of relative borders within the time grid information for the current frame.

pointer Points to a border within the time grid.

abs_bord	Indique l'emplacement de la limite variable dans la grille de temps.
dt_flag	Indique si le décodage différentiel doit se faire en fonction du temps ou de la fréquence.

Tableau 57 – Définition de "dt_flag"

dt_flag	Signification	Note
0	Appliquer le décodage différentiel en fonction de la fréquence	
1	Appliquer le décodage différentiel en fonction du temps	

env_start_value_stereo	Contient la première valeur d'enveloppe dans le cas d'un flux binaire stéréophonique couplé.
env_start_value_mono	Contient la première valeur d'enveloppe dans le cas d'un flux binaire stéréophonique non couplé ou d'un flux binaire monophonique.
noise_start_value_stereo	Contient la première valeur de bruit dans le cas d'un flux binaire stéréophonique couplé.
noise_start_value_mono	Contient la première valeur de bruit dans le cas d'un flux binaire stéréophonique non couplé ou d'un flux binaire monophonique.

6 Définition du multiplex

6.1 Introduction

La supertrame de transmission du système DRM comporte trois canaux. Le canal principal des services MSC (Main Service Channel), le canal d'accès rapide FAC (Fast Access Channel), et le canal de description des services SDC (Service Description Channel). Le MSC contient les données des différents services. Le FAC fournit des informations sur la largeur des canaux et d'autres paramètres du même ordre, ainsi que des informations de sélection des services, afin d'assurer un balayage rapide. Le SDC fournit des informations sur la manière de décoder le canal MSC et de trouver des sources alternatives pour les mêmes données, et indique les attributs des services contenus dans le multiplex. Il peut inclure des liens vers des services simulcast analogiques.

6.2 Le canal principal des services

6.2.1 Introduction

Le canal principal des services (MSC) contient les données de tous les services inclus dans le multiplex DRM. Le multiplex peut comporter entre un et quatre services, dont chacun peut être soit du type audio, soit du type données. Le débit binaire brut du MSC dépend de la largeur du canal DRM et du mode de transmission.

6.2.2 Structure

Le canal MSC contient entre un et quatre flux binaires. Chaque flux est divisé en trames logiques d'une durée de 400 ms. Les flux audio comportent des données audio compressées et, en option, ils peuvent transporter des messages textes. Les flux de données peuvent comporter jusqu'à quatre "sous-flux", composés de paquets de données. Un tel sous-flux achemine les paquets correspondant à un service. Un service audio comprend un flux de données audio et, en option, un flux de données ou un sous-flux de données. Un service de données comprend un flux de données ou un sous-flux de données.

Chaque trame logique comporte généralement deux parties, chacune avec son propre niveau de protection. Les longueurs des deux parties sont attribuées de manière indépendante l'une de l'autre. La protection d'erreurs différenciée d'un flux est assurée en définissant des niveaux de protection différents pour les deux parties. Les trames logiques de tous les flux sont assemblées pour former des trames multiplexées d'une durée de 400 ms, qui sont alors transmises au codeur de canal. Alternativement, le premier flux peut être transporté dans des trames logiques placées dans des trames hiérarchiques.

La configuration du multiplex est signalée dans le canal SDC. Le multiplex peut être reconfiguré à la fin de chaque supertrame de transmission.

L'annexe M contient quelques exemples des différentes configurations possibles du canal MSC.

abs_bord	Indicates the location of the variable border within the time grid.
dt_flag	Indicates whether to apply delta decoding in time or frequency direction.

Table 57 – Definition of dt_flag

dt_flag	Meaning	Note
0	Apply delta decoding in frequency direction	
1	Apply delta decoding in time direction	

env_start_value_stereo	Holds the first envelope value in case of a coupled stereo bitstream.
env_start_value_mono	Holds the first envelope value in case of a non-coupled stereo or a mono bitstream.
noise_start_value_stereo	Holds the first noise value in case of a coupled stereo bitstream.
noise_start_value_mono	Holds the first noise value in case of a non-coupled stereo or a mono bitstream.

6 Multiplex definition

6.1 Introduction

The DRM transmission super frame consists of three channels: the Main Service Channel (MSC), the Fast Access Channel (FAC), and the Service Description Channel (SDC). The MSC contains the data for the services. The FAC provides information on the channel width and other such parameters and also provides service selection information to allow for fast scanning. The SDC gives information on how to decode the MSC, how to find alternative sources of the same data, and gives the attributes of the services within the multiplex. It can include links to analogue simulcast services.

6.2 Main Service Channel

6.2.1 Introduction

The main service channel (MSC) contains the data for all the services contained in the DRM multiplex. The multiplex may contain between one and four services, and each service may be either audio or data. The gross bit rate of the MSC is dependent upon the DRM channel bandwidth and the transmission mode.

6.2.2 Structure

The MSC contains between one and four streams. Each stream is divided into logical frames each 400 ms long. Audio streams comprise compressed audio and optionally they can carry text messages. Data streams may be composed of up to four "sub-streams" consisting of data packets. A sub-stream carries packets for one service. An audio service comprises one audio stream and optionally one data stream or one data sub-stream. A data service comprises one data stream or one data sub-stream.

Each logical frame generally consists of two parts, each with its own protection level. The lengths of the two parts are independently assigned. Unequal error protection for a stream is provided by setting different protection levels to the two parts. The logical frames from all the streams are mapped together to form multiplex frames of 400 ms duration which are passed to the channel coder. Alternatively, the first stream may be carried in logical frames mapped into hierarchical frames.

The multiplex configuration is signalled using the SDC. The multiplex may be reconfigured at transmission super frame boundaries.

Annex M contains some examples of different MSC configurations.

6.2.3 Construction du canal MSC

Le canal MSC est constitué d'une séquence de trames multiplexées et, si la modulation hiérarchique est en vigueur, également d'une séquence de trames hiérarchiques. Les trames multiplexées et les trames hiérarchiques sont appliquées séparément au codeur de canal.

6.2.3.1 Trames multiplexées

Les trames multiplexées sont construites en assemblant les trames logiques de chaque flux non hiérarchique. Chaque trame logique comporte généralement deux parties, chacune avec son propre niveau de protection. La trame multiplexée commence par les données de la partie plus protégée de la trame logique en provenance du flux ayant le numéro le plus bas (le flux 0 si la modulation hiérarchique n'est pas utilisée, ou le flux 1 si la modulation hiérarchique est utilisée). Puis on ajoute les données de la partie plus protégée de la trame logique du flux suivant, et ainsi de suite, jusqu'au dernier flux. Ensuite viennent les données de la partie moins protégée de la trame logique en provenance du flux ayant le numéro le plus bas (le flux 0 si la modulation hiérarchique n'est pas utilisée, ou le flux 1 si la modulation hiérarchique est utilisée), suivies des données de la partie moins protégée de la trame logique du flux suivant, et ainsi de suite, jusqu'au dernier flux. Dans la description du multiplex, la partie plus protégée est appelée partie A et la partie moins protégée est appelée partie B.

La trame multiplexée a une taille au moins égale à la somme des trames logiques dont elle est formée. L'éventuel reste de la trame multiplexée doit être rempli de 0. Le récepteur doit ignorer ces bits.

NOTE: Aucun bit de bourrage ne sépare la fin de la partie A et le début de la partie B. La capacité de la partie A de la trame multiplexée est égale à la somme des parties plus protégées des trames logiques, mais, à cause des restrictions introduites par la procédure de codage de canal en vigueur dans le système DRM (voir 7.2.1.1), certains des bits qui appartiennent nominalelement à la partie B, moins protégée, de la trame multiplexée peuvent en réalité être protégés à un niveau supérieur.

6.2.3.2 Trames hiérarchiques

L'existence de trames hiérarchiques est subordonnée à l'utilisation d'une modulation hiérarchique. Elles sont construites en plaçant les données de la trame logique du flux 0 au début de la trame hiérarchique.

La trame hiérarchique a une taille au moins égale à la trame logique dont elle est formée. L'éventuel reste de la trame hiérarchique doit être rempli de 0. Le récepteur doit ignorer ces bits.

6.2.4 Reconfiguration

Le multiplex est reconfiguré lorsque les paramètres sont changés dans le canal FAC, ou lorsque les services du multiplex sont réorganisés. La nouvelle configuration est signalée par anticipation dans le canal SDC et le moment de son entrée en vigueur est indiqué dans le canal FAC par l'indice de reconfiguration. Le processus de signalisation d'une reconfiguration est décrit en 6.4.6.

6.3 Le canal d'accès rapide

6.3.1 Introduction

Le canal FAC est utilisé pour fournir des informations destinées à accélérer le balayage des fréquences pour un accès rapide aux services. Il contient des informations sur les paramètres du canal (ex. l'occupation spectrale et la profondeur d'entrelacement) dont le récepteur a besoin pour commencer à décoder le multiplex de manière efficace. Il fournit aussi des informations sur les services regroupés dans le multiplex, pour permettre au récepteur, soit de décoder ce multiplex, soit de changer de fréquence et de continuer ses recherches.

6.3.2 Structure

Chaque trame de transmission contient un bloc FAC. Un bloc FAC contient des paramètres de description du canal et des paramètres de description d'un service, accompagnés d'un CRC. Lorsque le multiplex véhicule plus d'un service, plusieurs blocs FAC sont nécessaires pour décrire l'ensemble des services.

6.2.3 Building the MSC

The MSC consists of a sequence of multiplex frames, and if hierarchical modulation is in use a sequence of hierarchical frames also. The multiplex frames and hierarchical frames are passed separately to the channel coder.

6.2.3.1 Multiplex frames

The multiplex frames are built by placing the logical frames from each non-hierarchical stream together. The logical frames consist, in general, of two parts each with a separate protection level. The multiplex frame is constructed by taking the data from the higher protected part of the logical frame from the lowest numbered stream (stream 0 when hierarchical modulation is not used, or stream 1 when hierarchical modulation is used) and placing it at the start of the multiplex frame. Next the data from the higher protected part of the logical frame from the next lowest numbered stream is appended and so on until all streams have been transferred. The data from the lower protected part of the logical frame from the lowest numbered stream (stream 0 when hierarchical modulation is not used, or stream 1 when hierarchical modulation is used) is then appended, followed by the data from the lower protected part of the logical frame from the next lowest numbered stream, and so on until all streams have been transferred. The higher protected part is designated part A and the lower protected part is designated part B in the multiplex description.

The multiplex frame is larger than or equal to the sum of the logical frames from which it is formed. The remainder, if any, of the multiplex frame shall be filled with 0s. These bits shall be ignored by the receiver.

NOTE: No padding bits are inserted between the end of part A and the beginning of part B. The capacity of part A of the multiplex frame is equal to the sum of the higher protected parts of the logical frames, but as a result of restrictions introduced by the channel encoding procedure applied for DRM (see 7.2.1.1), some of the bits nominally belonging to the lower protected part B of a multiplex frame might in fact be protected at the higher level.

6.2.3.2 Hierarchical frames

The hierarchical frames only exist when hierarchical modulation is used. They are built by taking the data from the logical frame from stream 0 and placing it at the start of the hierarchical frame.

The hierarchical frame is larger than or equal to the logical frame from which it is formed. The remainder, if any, of the hierarchical frame shall be filled with 0s. These bits shall be ignored by the receiver.

6.2.4 Reconfiguration

A reconfiguration of the multiplex occurs when the channel parameters in the FAC are changed, or when the services in the multiplex are reorganized. The new configuration is signalled ahead of time in the SDC and the timing is indicated by the reconfiguration index in the FAC. Subclause 6.4.6 describes the signalling of a reconfiguration.

6.3 Fast Access Channel

6.3.1 Introduction

The FAC is used to provide service selection information for fast scanning. It contains information about the channel parameters (for example the spectrum occupancy and interleaving depth) such that a receiver is able to begin to decode the multiplex effectively. It also contains information about the services in the multiplex to allow the receiver to either decode this multiplex or change frequency and search again.

6.3.2 Structure

Each transmission frame contains an FAC block. An FAC block contains parameters that describe the channel and parameters to describe one service along with a CRC. When more than one service is carried in the multiplex, a number of FAC blocks are required to describe all the services.

6.3.3 Paramètres de canal

Les paramètres de description du canal sont les suivants:

- Indicateur Base/Extension	1 bit
- Identité	2 bits
- Occupation spectrale	4 bits
- Indicateur de profondeur d'entrelacement	1 bit
- Mode MSC	2 bits
- Mode SDC	1 bit
- Nombre de services	4 bits
- Indice de reconfiguration	3 bits
- Rfu	2 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

Indicateur Base/Extension: cet indicateur, 1 bit, précise si la transmission concerne la couche de base ou la couche d'extension, comme suit:

- 0: couche de base – peut être décodée par tous les récepteurs DRM
- 1: couche d'extension – ne peut être décodée que par les récepteurs ayant la capacité de décoder la couche d'extension

Identité: ce champ, 2 bits, identifie la trame courante et valide en même temps l'indice AFS du SDC (voir 6.4) comme suit:

- 00: premier FAC de la supertrame de transmission, l'indice AFS étant valide
- 01: deuxième FAC de la supertrame de transmission
- 10: troisième FAC de la supertrame de transmission
- 11: premier FAC de la supertrame de transmission, l'indice AFS étant invalide

Occupation spectrale: ce champ, 4 bits, spécifie la configuration du signal numérique. Voir article 8.

Indicateur de profondeur d'entrelacement: cet indicateur, 1 bit, précise la profondeur de l'entrelacement temporel, comme suit:

- 0: 2 s (entrelacement long)
- 1: 400 ms (entrelacement court)

Mode MSC: ce champ, 2 bits, indique le mode de modulation utilisé pour le canal MSC, comme suit:

- 00: 64-QAM, sans trames hiérarchiques
- 01: 64-QAM, trames hiérarchiques sur I
- 10: 64-QAM, trames hiérarchiques sur I&Q
- 11: 16-QAM, sans trames hiérarchiques

Mode SDC: ce champ, 1 bit, indique le mode de modulation utilisé pour le canal SDC, comme suit:

- 0: 16-QAM
- 1: 4-QAM

6.3.3 Channel parameters

The channel parameters are as follows:

- Base/Enhancement flag	1 bit
- Identity	2 bits
- Spectrum occupancy	4 bits
- Interleaver depth flag	1 bit
- MSC mode	2 bits
- SDC mode	1 bit
- Number of services	4 bits
- Reconfiguration index	3 bits
- Rfu	2 bits

The following definitions apply:

Base/Enhancement flag: this 1-bit flag indicates whether the transmission is the base or enhancement layer as follows:

0: Base layer - decodable by all DRM receivers

1: Enhancement layer - only decodable by receivers with enhancement layer capabilities

Identity: this 2-bit field identifies the current frame and also validates the SDC AFS index (see 6.4) as follows:

00: first FAC of the transmission super frame and AFS index is valid

01: second FAC of the transmission super frame

10: third FAC of the transmission super frame

11: first FAC of the transmission super frame and AFS index is invalid

Spectrum occupancy: this 4-bit field specifies the configuration of the digital signal. See clause 8.

Interleaver depth flag: this 1-bit flag indicates the depth of the time interleaving as follows:

0: 2 s (long interleaving)

1: 400 ms (short interleaving)

MSC mode: this 2-bit field indicates the modulation mode in use for the MSC as follows:

00: 64-QAM, no hierarchical

01: 64-QAM, hierarchical on I

10: 64-QAM, hierarchical on I&Q

11: 16-QAM, no hierarchical

SDC mode: this 1-bit field indicates the modulation mode in use for the SDC as follows:

0: 16-QAM

1: 4-QAM

Nombre de services: ce champ, 4 bits, indique le nombre de services audio et de données, comme suit:

- 0000: 4 services audio
- 0001: 1 service de données
- 0010: 2 services de données
- 0011: 3 services de données
- 0100: 1 service audio
- 0101: 1 service audio et 1 service de données
- 0110: 1 service audio et 2 services de données
- 0111: 1 service audio et 3 services de données
- 1000: 2 services audio
- 1001: 2 services audio et 1 service de données
- 1010: 2 services audio et 2 services de données
- 1011: réservé
- 1100: 3 services audio
- 1101: 3 services audio et 1 service de données
- 1110: réservé
- 1111: 4 services de données

Indice de reconfiguration: ce champ, 3 bits, indique l'état et le moment d'une reconfiguration du multiplex. Une valeur différente de zéro indique le nombre de supertrames de transmission de l'ancienne configuration avant l'entrée en vigueur de la nouvelle configuration, voir 6.4.6.

Rfu: ces 2 bits sont réservés pour une utilisation future et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

6.3.4 Paramètres des services

Les paramètres des services sont les suivants:

- | | |
|---|---------|
| - Identificateur du service | 24 bits |
| - Identificateur court | 2 bits |
| - Indicateur d'accès conditionnel CA (Conditional Access) | 1 bit |
| - Langue | 4 bits |
| - Indicateur Audio/Données | 1 bit |
| - Descripteur du service | 5 bits |
| - Rfa | 7 bits |

Les définitions suivantes s'appliquent:

Identificateur du service: ce champ, 24 bits, indique l'unique identificateur pour ce service.

Identificateur court: ce champ, 2 bits, indique l'identificateur court affecté à ce service, et utilisé en guise de référence dans le SDC. L'identificateur court est affecté pour la durée du service et est maintenu à travers les reconfigurations du multiplex.

Number of services: this 4-bit field indicates the number of audio and data services as follows:

0000: 4 audio services
 0001: 1 data service
 0010: 2 data services
 0011: 3 data services
 0100: 1 audio service
 0101: 1 audio service and 1 data service
 0110: 1 audio service and 2 data services
 0111: 1 audio service and 3 data services
 1000: 2 audio services
 1001: 2 audio services and 1 data service
 1010: 2 audio services and 2 data services
 1011: reserved
 1100: 3 audio services
 1101: 3 audio services and 1 data service
 1110: reserved
 1111: 4 data services

Reconfiguration index: this 3-bit field indicates the status and timing of a multiplex reconfiguration. A non-zero value indicates the number of transmission super frames of the old configuration that are transmitted before the new configuration takes effect, see 6.4.6.

Rfu: these 2 bits are reserved for future use and shall be set to zero until they are defined.

6.3.4 Service parameters

The service parameters are as follows:

- Service identifier	24 bits
- Short identifier	2 bits
- CA indication	1 bit
- Language	4 bits
- Audio/Data flag	1 bit
- Service descriptor	5 bits
- Rfa	7 bits

The following definitions apply:

Service identifier: this 24-bit field indicates the unique identifier for this service.

Short Id: this 2-bit field indicates the short identifier assigned to this service and used as a reference in the SDC. The Short Id is assigned for the duration of the service and is maintained through multiplex reconfigurations.

Indication de CA: cet indicateur, 1 bit, précise si le service utilise l'accès conditionnel, comme suit:

0: pas de système d'accès conditionnel utilisé

1: système d'accès conditionnel utilisé

NOTE 1: Les détails sont fournis par l'entité de données de type 2 du SDC.

Langue: ce champ, 4 bits, indique la langue de l'audience cible, comme définie dans le tableau 58.

NOTE 2: D'autres langues sont également indiquées par l'entité de données de type 12 du SDC.

Indicateur Audio/Données: cet indicateur, 1 bit, précise s'il s'agit d'un service audio ou de données, comme suit:

0: service audio

1: service de données

Descripteur du service: ce champ, 5 bits, dépend de la valeur de l'indicateur Audio/Données, comme suit:

0: type de programme

1: identificateur de l'application

Quelle que soit la valeur de l'indicateur Audio/Données, la valeur 31 (tous les bits à 1) indique à un récepteur DRM normal de sauter cette émission et de poursuivre la recherche de services.

NOTE: Cette valeur est destinée à permettre aux récepteurs normaux d'ignorer les émissions d'essais techniques.

Type de programme: ce champ, 5 bits, indique le type de programme d'un service audio, comme défini dans le tableau 59.

Identificateur de l'application: ce champ, 5 bits, indique l'identificateur de l'application d'un service de données, comme défini dans le document TS 101 968.

Rfa: ces 7 bits sont réservés pour des ajouts ultérieurs et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

Tableau 58 – Codes de langue

Chiffre décimal	Langue	Chiffre décimal	Langue
0	Pas de langue spécifiée	8	Hindou
1	Arabe	9	Japonais
2	Bengali	10	Javanais
3	Chinois (Mandarin)	11	Coréen
4	Néerlandais	12	Portugais
5	Anglais	13	Russe
6	Français	14	Espagnol
7	Allemand	15	Autres langues

CA indication: this 1-bit flag indicates whether the service uses conditional access as follows:

0: No CA system is used

1: CA system is used

NOTE 1: The details are provided by the SDC data entity type 2.

Language: this 4-bit field indicates the language of the target audience as defined in table 58.

NOTE 2: Further languages are also indicated by SDC data entity type 12.

Audio/Data flag: this 1-bit flag indicates whether the service is audio or data as follows:

0: Audio service

1: Data service

Service descriptor: this 5-bit field depends upon the value of the Audio/Data flag as follows:

0: Programme type

1: Application identifier

Regardless of the value of the Audio/Data flag, the value 31 (all bits set to 1) indicates that a standard DRM receiver should skip this broadcast and continue to scan for services.

NOTE: This is to allow for engineering test transmissions to be ignored by standard receivers.

Programme type: this 5-bit field indicates the programme type of an audio service as defined in table 59.

Application identifier: this 5-bit field indicates the application identifier of a data service as defined in TS 101 968.

Rfa: these 7 bits are reserved for future additions and shall be set to zero until they are defined.

Table 58 – Language codes

Decimal Number	Language	Decimal Number	Language
0	No language specified	8	Hindi
1	Arabic	9	Japanese
2	Bengali	10	Javanese
3	Chinese (Mandarin)	11	Korean
4	Dutch	12	Portuguese
5	English	13	Russian
6	French	14	Spanish
7	German	15	Other language

Tableau 59 – Codes de type de programme

Chiffre décimal	Type de programme	Chiffre décimal	Type de programme
0	Codification de programme non utilisée ou genre non défini	16	Météo
1	Informations	17	Économie et Finances
2	Magazine	18	Programmes pour enfants
3	Info-Service	19	Société
4	Sport	20	Religion
5	Éducation	21	Ligne ouverte et interactivité
6	Dramatique	22	Voyages
7	Culture	23	Loisirs
8	Sciences	24	Musique de jazz
9	Divertissement	25	Musique de country
10	Pop Musique	26	Chansons du pays
11	Rock Musique	27	Musique rétro
12	Musique Chansons	28	Musique folklorique
13	Classique Léger	29	Documentaire
14	Musique Classique	30	Non utilisé
15	Autre musique	31	Non utilisé – indicateur "Programme à ignorer"

6.3.5 CRC

Le contrôle de redondance cyclique de 8 bits doit être calculé à partir des paramètres de canal et de service. Il doit utiliser le polynôme générateur $G_8(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. Voir annexe D.

6.3.6 Répétition du FAC

Les paramètres du canal FAC doivent être envoyés dans chaque bloc FAC. Les paramètres du canal FAC pour un service, doivent être envoyés dans chaque bloc. Lorsque le multiplex comporte plusieurs services, le motif de répétition affecte le temps de balayage du récepteur. Lorsque tous les services sont du même type (tous du type audio ou tous du type données) les services doivent être signalés à la suite. Lorsque les services audio et de données sont mélangés, la signalisation doit suivre les séquences indiquées dans le tableau 60.

Tableau 60 – Motifs de répétition des paramètres de service en cas de mélange de services audio et de données

Nombre de services audio	Nombre de services de données	Motif de répétition
1	1	A1A1A1A1D1
1	2	A1A1A1A1D1A1A1A1D2
1	3	A1A1A1A1D1A1A1A1D2A1A1A1D3
2	1	A1A2A1A2D1
2	2	A1A2A1A2D1A1A2A1A2D2
3	1	A1A2A3A1A2A3D1

A_n désigne un service audio et D_n désigne un service de données.

6.4 Le canal de description des services

6.4.1 Introduction

Ce paragraphe décrit le format et le contenu du canal SDC. Le SDC fournit des informations sur la manière de décoder le canal MSC et de trouver des sources alternatives pour les mêmes données, et indique en même temps les attributs des services contenus dans le multiplex.

La capacité du canal SDC varie en fonction de l'occupation spectrale du multiplex et d'autres paramètres. La capacité du SDC peut également être augmentée à l'aide de l'indice AFS.

Table 59 – Programme Type codes

Decimal Number	Programme type	Decimal Number	Programme type
0	No programme type	16	Weather/meteorology
1	News	17	Finance/Business
2	Current Affairs	18	Children's programmes
3	Information	19	Social Affairs
4	Sport	20	Religion
5	Education	21	Phone In
6	Drama	22	Travel
7	Culture	23	Leisure
8	Science	24	Jazz Music
9	Varied	25	Country Music
10	Pop Music	26	National Music
11	Rock Music	27	Oldies Music
12	Easy Listening Music	28	Folk Music
13	Light Classical	29	Documentary
14	Serious Classical	30	<i>Not used</i>
15	Other Music	31	<i>Not used - skip indicator</i>

6.3.5 CRC

The 8-bit Cyclic Redundancy Check shall be calculated on the channel and service parameters. It shall use the generator polynomial $G_8(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. See annex D.

6.3.6 FAC repetition

The FAC channel parameters shall be sent in each FAC block. The FAC service parameters for one service shall be sent in each block. When there is more than one service in the multiplex the repetition pattern is significant to the receiver scan time. When all services are of the same type (e.g. all audio or all data) then the services shall be signalled sequentially. When a mixture of audio and data services is present then the patterns shown in table 60 shall be signalled.

Table 60 – Service parameter repetition patterns for mixtures of audio and data services

Number of audio services	Number of data services	Repetition pattern
1	1	A1A1A1A1D1
1	2	A1A1A1A1D1A1A1A1A1D2
1	3	A1A1A1A1D1A1A1A1A1D2A1A1A1A1D3
2	1	A1A2A1A2D1
2	2	A1A2A1A2D1A1A2A1A2D2
3	1	A1A2A3A1A2A3D1

Where A_n designates an audio service and D_n designates a data service.

6.4 Service Description Channel

6.4.1 Introduction

This subclause describes the format and content of the SDC. The SDC gives information on how to decode the MSC, how to find alternative sources of the same data, and gives attributes to the services within the multiplex.

The data capacity of the SDC varies with the spectrum occupancy of the multiplex and other parameters. The SDC capacity can also be increased by making use of the AFS index.

Un contrôle des fréquences alternatives peut être réalisé, sans perdre le service, en maintenant les données véhiculées dans le canal SDC, à l'état quasi-statique. Pour cela, les données contenues dans les trames SDC doivent être gérées avec soin.

6.4.2 Structure

Un bloc SDC est constitué par les données SDC contenues dans une supertrame de transmission.

Le SDC est traité comme un canal de données unique. La quantité totale de données à envoyer peut nécessiter l'envoi de plusieurs blocs SDC. C'est pourquoi, un indice AFS est fourni pour que le récepteur puisse savoir à quel moment l'occurrence suivante du bloc SDC courant va être transmise, et permettre ainsi une fonction de contrôle et de commutation vers une fréquence alternative (AFS). Une fonction de validité est incluse dans le FAC, indiquant si l'indice AFS est valide ou non, pour informer le récepteur à quel moment la fonction AFS peut opérer.

Le bloc SDC est constitué comme suit:

- indice AFS 4 bits
- champ de données n octets
- CRC 16 bits

L'**indice AFS** est un nombre binaire non signé, compris entre 0 et 15, qui indique le nombre de supertrames de transmission qui séparent ce bloc SDC du bloc suivant, dont le contenu est identique si le champ "Identité" du FAC contient 00. L'indice AFS doit être identique pour tous les blocs SDC. L'indice AFS peut être changé au moment d'une reconfiguration.

Le **champ de données** véhicule un nombre variable d'entités de données. Il peut contenir un marqueur de fin et du bourrage. La longueur du champ de données dépend du mode de protection, du mode SDC et de l'occupation spectrale, comme indiqué dans le tableau 61.

Tableau 61 – Longueur du champ de données du SDC

Mode de protection	Mode SDC	Longueur du champ de données (en octets)					
		Occupation spectrale					
		0	1	2	3	4	5
A	0	37	43	85	97	184	207
	1	17	20	41	47	91	102
B	0	28	33	66	76	143	161
	1	13	15	32	37	70	79
C	0	-	-	-	68	-	147
	1	-	-	-	32	-	72
D	0	-	-	-	33	-	78
	1	-	-	-	15	-	38

Le champ **CRC** (Contrôle de Redondance Cyclique) doit contenir un CRC à 16 bits, calculé sur l'indice AFS codé dans un champ de 8 bits (les 4 bits de poids fort sont à 0) et sur le champ de données. Il doit utiliser le polynôme générateur $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$. Voir annexe D.

6.4.3 Entités de données

Le champ de données contient des entités de données. Chaque entité de données possède un en-tête de 12 bits et un corps de longueur variable. L'en-tête possède le format suivant:

- longueur du corps 7 bits
- indicateur de version 1 bit
- type de l'entité de données 4 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

La **longueur du corps** donne le nombre d'octets entiers occupés par le corps de l'entité de données.

L'**indicateur de version** contrôle la gestion des données dans le récepteur.

Alternative frequency checking may be achieved, without loss of service, by keeping the data carried in the SDC quasi-static. Therefore, the data in the SDC frames has to be carefully managed.

6.4.2 Structure

An SDC block is the SDC data contained in one transmission super frame.

The SDC is treated as a single data channel. The total amount of data to be sent may require more than a single SDC block to send. An AFS index is therefore provided to permit a receiver to know when the next occurrence of the current SDC block will be transmitted, and so allow for alternative frequency checking and switching (AFS). A validity function is provided in the FAC to indicate whether the AFS index is valid or not, indicating to a receiver when the AFS function can operate.

The SDC block is made up as follows:

- AFS index 4 bits
- data field n bytes
- CRC 16 bits

The **AFS index** is an unsigned binary number in the range 0 to 15 that indicates the number of transmission super frames which separate this SDC block from the next with identical content when the identity field in the FAC is set to 00. The AFS index shall be identical for all SDC blocks. The AFS index may be changed at reconfiguration.

The **data field** carries a variable number of data entities. It may contain an end marker and padding. The length of the data field depends upon the robustness mode, SDC mode and spectrum occupancy, and is given in table 61.

Table 61 – Length of SDC data field

Robustness mode	SDC mode	Length of data field (bytes)					
		Spectrum Occupancy					
		0	1	2	3	4	5
A	0	37	43	85	97	184	207
	1	17	20	41	47	91	102
B	0	28	33	66	76	143	161
	1	13	15	32	37	70	79
C	0	-	-	-	68	-	147
	1	-	-	-	32	-	72
D	0	-	-	-	33	-	78
	1	-	-	-	15	-	38

The **CRC** (Cyclic Redundancy Check) field shall contain a 16-bit CRC calculated over the AFS index coded in an 8-bit field (4 msbs are 0) and the data field. It shall use the generator polynomial $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$. See annex D.

6.4.3 Data Entities

The data field is filled with data entities. Every data entity has a 12-bit header and a variable length body. The header has the following format:

- length of body 7 bits
- version flag 1 bit
- data entity type 4 bits

The following definitions apply:

The **length of body** gives the number of whole bytes occupied by the data entity body.

The **version flag** controls the management of data in the receiver.

Le **type de l'entité de données** est un nombre qui détermine l'identité de l'entité de données.

L'indicateur de version permet trois mécanismes différents pour contrôler la gestion des données dans le récepteur, comme spécifié ci-dessous. Le mécanisme utilisé est spécifié pour chaque entité de données.

- Reconfiguration:** Pour les entités de données utilisant ce mécanisme, l'indicateur de version précise si les données sont destinées à la configuration courante (= 0) ou à la configuration suivante (= 1).
- Liste:** Pour les entités de données utilisant ce mécanisme, l'indicateur de version précise la version de la liste. Lorsqu'une des données de la liste change, l'indicateur est inversé et les données présentes dans le récepteur sont annulées. L'indicateur de version s'applique à toutes les données fournies utilisant ce type d'entité de données.
- Unique:** Pour les entités de données utilisant ce mécanisme, l'indicateur de version est sans signification et doit être mis à 0. Ces entités de données véhiculent des données à caractère unique et ne nécessitent donc pas de mécanisme d'évolution:

Le corps des entités de données doit avoir une longueur minimale de 4 bits. La longueur du corps, à l'exclusion des 4 bits initiaux, doit être signalée dans l'en-tête.

Lorsqu'il reste de la place dans le champ de données, un marqueur de fin de données doit être envoyé. Ce marqueur de fin de données doit être 0x00. L'espace libre doit être rempli avec du bourrage. Ce bourrage doit prendre la valeur 0x00.

6.4.3.1 Entité de données "Description du multiplex" - type 0

Chaque bloc SDC doit contenir une entité consacrée à la description du multiplex. Cette entité de données utilise le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version. Il est toujours possible de signaler la configuration courante. Pendant une reconfiguration (c'est-à-dire lorsque l'indice de reconfiguration FAC est différent de zéro), la configuration suivante doit être signalée. Cette entité de données décrit le multiplex des flux à l'intérieur du canal MSC.

L'information est la suivante:

- niveau de protection pour la partie A 2 bits
- niveau de protection pour la partie B 2 bits
- descripteur de flux pour le flux 0 24 bits

et, en option, en fonction du nombre de flux inclus dans le multiplex:

- descripteur de flux pour le flux 1 24 bits
- descripteur de flux pour le flux 2 24 bits
- descripteur de flux pour le flux 3 24 bits

Le descripteur de flux pour le flux 0 dépend du champ "Mode MSC" du canal FAC, selon qu'il indique ou non la présence d'une trame hiérarchique.

En l'absence de trame hiérarchique, la description du flux est la suivante:

- longueur des données pour la partie A 12 bits
- longueur des données pour la partie B 12 bits

En présence de trame hiérarchique, la description du flux est la suivante:

- niveau de protection de la trame hiérarchique 2 bits
- rfu 10 bits
- longueur des données de la trame hiérarchique 12 bits

Pour les flux 1, 2 et 3, s'ils existent, les descriptions de flux sont les suivantes:

- longueur des données pour la partie A 12 bits
- longueur des données pour la partie B 12 bits

The **data entity type** is a number that determines the identity of the data entity.

The version flag allows three different mechanisms to control data management in the receiver, as specified below. The actual mechanism used is specified for each data entity.

- Reconfiguration:** For data entities using this mechanism, the version flag indicates whether the data is for the current (= 0) or next (= 1) configuration.
- List:** For data entities using this mechanism, the version flag indicates the version of the list. When any of the data in the list changes, the flag is inverted and the existing data in the receiver is discarded. The version flag applies to all the data delivered using the data entity type.
- Unique:** For data entities using this mechanism, the version flag has no meaning and shall be set to 0. These data entities carry data that is unique and therefore do not require any change mechanism:

The body of the data entities shall be at least 4 bits long. The length of the body, excluding the initial 4 bits, shall be signalled by the header.

When there is space remaining in the data field, a data end marker shall be sent. The data end marker shall be 0x00. Any remaining space shall be filled with padding. The padding shall take the value 0x00.

6.4.3.1 Multiplex description data entity - type 0

Each SDC block should contain a multiplex description entity. This data entity uses the reconfiguration mechanism for the version flag. The current configuration can always be signalled. During a reconfiguration (i.e. when the FAC reconfiguration index is non-zero) the next configuration shall be signalled. This data entity describes the multiplex of streams within the MSC. The information is as follows:

- protection level for part A 2 bits
- protection level for part B 2 bits
- stream description for stream 0 24 bits

and optionally, dependent upon the number of streams in the multiplex:

- stream description for stream 1 24 bits
- stream description for stream 2 24 bits
- stream description for stream 3 24 bits

The stream description for stream 0 depends on whether the MSC mode field of the FAC indicates that the hierarchical frame is present or not.

If the hierarchical frame is not present then the stream description is as follows:

- data length for part A 12 bits
- data length for part B 12 bits

If the hierarchical frame is present then the stream description is as follows:

- protection level for hierarchical 2 bits
- rfu 10 bits
- data length for hierarchical 12 bits

The stream descriptions for streams 1, 2 and 3, when present, are as follows:

- data length for part A 12 bits
- data length for part B 12 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

niveau de protection pour la partie A: ce champ donne le rendement global du codage pour les données de la partie A (voir 7.5.1).

niveau de protection pour la partie B: ce champ donne le rendement global du codage pour les données de la partie B (voir 7.5.1).

longueur des données pour la partie A: ce champ donne la longueur finale en octets des données de la partie A de la trame MSC utilisée par ce flux.

longueur des données pour la partie B: ce champ donne la longueur finale en octets des données de la partie B de la trame MSC utilisée par ce flux.

niveau de protection de la trame hiérarchique: ce champ donne le rendement global du codage pour les données de la trame hiérarchique (voir 7.5.1).

rfu: ces 10 bits sont réservés pour une utilisation future par le champ de description du flux et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

longueur des données pour la trame hiérarchique: ce champ donne la longueur nette en octets des données de la partie hiérarchique dans la trame MSC utilisée par ce flux.

Lorsque la trame multiplexée bénéficie d'une protection d'erreurs uniforme (autrement dit, si un seul niveau de protection est utilisé), la longueur des données et le niveau de protection des champs de la partie A doivent être mis à 0.

Lorsque la trame multiplexée bénéficie d'une protection d'erreurs différenciée, la partie plus protégée est appelée partie A, et la partie la moins protégée, partie B.

NOTE 1: Lorsque le multiplex véhicule plusieurs services, un service peut être véhiculé dans les deux parties (une partie des données dans la partie A et le reste dans la partie B), ou dans une seule partie (partie A ou partie B). De la sorte, différents services peuvent être véhiculés dans le même multiplex en utilisant la protection d'erreurs différenciée, la protection d'erreurs uniforme au niveau supérieur ou la protection d'erreurs uniforme au niveau inférieur.

NOTE 2: Le récepteur peut déterminer le nombre de flux présents dans le multiplex en divisant la valeur du champ "Longueur" de l'en-tête par trois.

6.4.3.2 Entité de données "Étiquette" - type 1

Les services peuvent être étiquetés. Pour permettre un affichage rapide, il convient d'envoyer l'étiquette dans chaque bloc SDC, mais pour les services de données la périodicité d'envoi peut être réduite. Cette entité de données utilise le mécanisme Unique pour l'indicateur de version. L'information est la suivante:

- identificateur court 2 bits
- rfu 2 bits
- étiquette *n* octets

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ contient l'identificateur court qui relie l'information à l'identificateur du service fourni par le canal FAC.

rfu: ces 2 bits sont réservés pour une utilisation future et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

étiquette: il s'agit d'un champ de longueur variable, comportant jusqu'à 16 octets, qui définit l'étiquette avec un codage UTF-8.

NOTE: La longueur de l'étiquette est donnée par le champ "Longueur" de l'en-tête.

The following definitions apply:

protection level for part A: this field gives the overall coding rate for data in part A (see 7.5.1).

protection level for part B: this field gives the overall coding rate for data in part B (see 7.5.1).

data length for part A: this field gives the net length of data in bytes in part A of the MSC frame used by this stream.

data length for part B: this field gives the net length of data in bytes in part B of the MSC frame used by this stream.

protection level for hierarchical: this field gives the overall coding rate for data in the hierarchical frame (see 7.5.1).

rfu: these 10 bits are reserved for future use by the stream description field and shall be set to zero until they are defined.

data length for hierarchical: this field gives the net length of data in bytes in the hierarchical part of the MSC frame used by this stream.

When equal error protection is allocated to the multiplex frame (i.e. only one protection level is used) then the data length for the part A fields shall be set to 0 and the protection level for part A fields shall be set to 0.

When unequal error protection is allocated to the multiplex frame then part A is the higher protected part and part B the lower protected part.

NOTE 1: If more than one service is carried in the multiplex, a service may be carried in both parts (some data in part A and some data in part B), or it may be carried only in one part (part A or part B). In this way, different services can be transported using unequal error protection, equal error protection at the higher level or equal error protection at the lower level in the same multiplex.

NOTE 2: The receiver may determine the number of streams present in the multiplex by dividing the value of the length field of the header by three.

6.4.3.2 Label data entity - type 1

Services may be labelled. The label should be sent in every SDC block to enable fast display, although for data services the repetition rate can be lowered. This data entity uses the unique mechanism for the version flag. The information is as follows:

- Short Id	2 bits
- rfu	2 bits
- label	<i>n</i> bytes

The following definitions apply:

short Id: this field contains the short Id that relates the information to the Service Id provided by the FAC.

rfu: these 2 bits are reserved for future use and shall be set to zero until they are defined.

label: this is a variable length field of up to 16 bytes defining the label using UTF-8 coding.

NOTE: The length of the label is given by the length field of the header.

6.4.3.3 Entité de données "Paramètres d'accès conditionnel" - type 2

Cette entité de données permet l'envoi des paramètres d'accès conditionnel. Elle utilise le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version.

- | | |
|--|------------|
| - identificateur court | 2 bits |
| - rfu | 2 bits |
| - identificateur du système d'accès conditionnel | 8 bits |
| - informations spécifiques au système d'accès conditionnel | n octets |

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ contient l'identificateur court qui relie l'information à l'identificateur du service fourni par le canal FAC.

rfu: ces 2 bits sont réservés pour une utilisation future et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

identificateur du système d'accès conditionnel: ce champ indique le système d'accès conditionnel utilisé par ce service.

informations spécifiques au système d'accès conditionnel: il s'agit d'un champ de longueur variable, contenant les données spécifiques au système d'accès conditionnel.

6.4.3.4 Entité de données "Informations sur les fréquences" - type 3

Un service peut être disponible sur plusieurs fréquences DRM. L'entité de données "Informations sur les fréquences" permet de signaler ces fréquences. Cette entité de données utilise le mécanisme Liste pour l'indicateur de version.

Des informations sur les fréquences peuvent aussi être fournies pour d'autres services. Il peut s'agir de services DRM ou de services transmis en modulation d'amplitude, en modulation de fréquence, ou en DAB [4].

Les informations sur les fréquences sont regroupées par zone géographique. Les zones sont communes à tous les services signalés dans un multiplex DRM, qu'ils soient inclus dans le multiplex ou non. Les zones géographiques peuvent être décrites à l'aide de l'entité de données "Définition des régions".

Les informations sur les fréquences peuvent être essentiellement statiques (les mêmes fréquences sont utilisées 24 heures sur 24), ou variables en fonction de l'heure. Dans ce dernier cas, l'entité de données "Plan de fréquences" est également utilisée.

L'enchaînement des services est assuré par l'entité de données "Lien". Cette dernière permet d'établir une liaison entre un service inclus dans le multiplex DRM et des sources alternatives pour ce service, transmises en DRM, en modulation d'amplitude, en modulation de fréquence avec RDS, ou en DAB.

L'information est la suivante:

- | | |
|--|--------|
| - indicateur de type de liste | 1 bit |
| - identificateur du système | 3 bits |
| - champ "Type de liste" | 4 bits |
| - nombre total de groupes de fréquences, m | 4 bits |
| - m groupes de fréquences | |

Chaque groupe de fréquences est codé, comme suit:

- | | |
|-----------------------------|--|
| - identificateur du groupe | 4 bits |
| - nombre de fréquences, n | 4 bits |
| - n fréquences | $n \times (8 \text{ ou } 16) \text{ bits}$ |

6.4.3.3 Conditional access parameters data entity - type 2

This data entity allows the conditional access parameters to be sent. This data entity uses the reconfiguration mechanism for the version flag.

- | | |
|----------------------------------|-----------|
| - Short Id | 2 bits |
| - rfu | 2 bits |
| - CA system identifier | 8 bits |
| - CA system specific information | n bytes |

The following definitions apply:

Short Id: this field contains the short Id that relates the information to the Service Id provided by the FAC.

rfu: these 2 bits are reserved for future use and shall be set to zero until they are defined.

CA system identifier: this field indicates the CA system used by this service.

CA system specific information: this is a variable length field containing CA system specific data.

6.4.3.4 Frequency information data entity - type 3

A service may be available on several DRM frequencies. The Frequency information data entity allows these frequencies to be signalled. This data entity uses the list mechanism for the version flag.

Frequency information can also be provided for other services. These may be DRM services or carried on AM, FM, or DAB[4].

Frequency information is grouped by geographical area. The areas are common for all services signalled in a DRM multiplex, whether they are actually carried in the multiplex or not. The geographical areas can be described by using the Region definition data entity.

The frequency information may be essentially static (i.e. the same frequencies are used 24 hours per day) or may vary according to the time of day. In the latter case the Frequency schedule data entity is also used.

Service linking is provided by the Linkage data entity. This allows the connection between a service carried in the DRM multiplex and any alternative sources of the service, whether they be carried on DRM, AM, FM-RDS or DAB.

The information is as follows:

- | | |
|---|--------|
| - list type flag | 1 bit |
| - system id | 3 bits |
| - list type field | 4 bits |
| - total number of frequency groups, m | 4 bits |
| - m frequency groups | |

Each frequency group is coded as follows:

- | | |
|------------------------------|--|
| - group Id | 4 bits |
| - number of frequencies, n | 4 bits |
| - n frequencies | $n \times (8 \text{ or } 16) \text{ bits}$ |

Les définitions suivantes s'appliquent:

indicateur de type de liste: cet indicateur précise si les informations sur les fréquences sont statiques ou planifiées, comme suit:

0: informations statiques

1: informations planifiées

identificateur du système: ce champ indique le système d'émission auquel les informations sur les fréquences s'appliquent, comme suit:

000: DRM: fréquences alternatives pour tout le multiplex

001: DRM: fréquences pour un service inclus dans un autre multiplex (et dans les simulcasts en modulation d'amplitude de ce service)

010: service RDS en modulation de fréquence (grille Europe et Amérique du Nord)

011: service RDS en modulation de fréquence (grille Asie)

100: service DAB

101: réservé

110: réservé

111: réservé

champ "Type de liste": ce champ dépend de la valeur de l'indicateur de type de liste, comme suit:

Indicateur de type de liste = 0:

lorsque Identificateur du système = 000:

rfa 3 bits

indicateur d'extension 1 bit

lorsque Identificateur du système = 001:

identificateur court 2 bits

indicateur d'annonce 1 bit

rfa 1 bit

lorsque Identificateur du système = 010, 011, 100:

identificateur court 2 bits

rfa 2 bits

Indicateur de type de liste = 1:

identificateur de la liste de fréquences 4 bits

rfa: ces 1, 2 ou 3 bits sont réservés pour des ajouts ultérieurs par le champ "Type de liste" et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

indicateur d'extension: cet indicateur précise si les informations sur les fréquences qui suivent concernent le canal de la couche de base ou celui de la couche d'extension, comme suit:

0: les informations concernent le canal de la couche de base

1: les informations concernent le canal de la couche d'extension

The following definitions apply:

List type flag: this flag indicates whether the information is static or scheduled as follows:

- 0: static frequency information
- 1: scheduled frequency information

System id: this field indicates which broadcast system the frequency information applies to as follows:

- 000: DRM: alternative frequencies for this entire multiplex
- 001: DRM: frequencies for a service carried in another multiplex (and AM simulcasts of that service)
- 010: FM-RDS service (Europe and North America grid)
- 011: FM-RDS service (Asia grid)
- 100: DAB service
- 101: reserved
- 110: reserved
- 111: reserved

List type field: this field depends upon the value of the list type flag as follows:

List type flag = 0:

when System id = 000:

rfa	3 bits
enhancement flag	1 bit

when System id = 001:

Short Id	2 bits
Announce flag	1 bit
rfa	1 bit

when System id = 010, 011, 100:

Short Id	2 bits
rfa	2 bits

List type flag = 1:

Freq List Id	4 bits
--------------	--------

rfa: these 1, 2 or 3 bits are reserved for future additions by the list type field and shall be set to zero until they are defined.

enhancement flag: this flag indicates whether the frequency information which follows is related to the base layer or the enhancement layer channel as follows:

- 0: information refers to the base layer channel
- 1: information refers to the enhancement layer channel

identificateur court: ce champ contient l'identificateur court pour le service auquel se réfèrent les informations sur les fréquences qui suivent.

indicateur d'annonce: cet indicateur précise si les informations sur les fréquences qui suivent concernent le service réglé ou le service d'annonces, comme suit:

- 0: les informations se réfèrent au service réglé, l'identificateur court fournissant la liaison à l'identificateur du service contenu dans le canal FAC
- 1: les informations se réfèrent au service d'annonces, l'identificateur court fournissant la liaison, via l'entité de données de type 6, à l'identificateur du service d'annonces

identificateur de la liste de fréquences: ce champ indique l'identité de la liste de fréquences. Jusqu'à 16 listes de fréquences différentes peuvent être spécifiées.

nombre total de groupes de fréquences: ce champ, codé sous forme d'un nombre binaire non signé, indique le nombre total de groupes de fréquences dans cette liste moins 1 (-1), même si les groupes sont inclus dans plusieurs entités de données. Entre 1 et 16 groupes de fréquences peuvent être spécifiés par service ou par liste de fréquences.

identificateur du groupe: ce champ indique un identificateur pour l'ensemble de fréquences qui suit.

nombre de fréquences: ce champ, codé sous forme d'un nombre binaire non signé, indique le nombre de champs de fréquences moins 1 (-1) qui suivent.

fréquence: ce champ dépend de la valeur du champ "Identificateur du système", comme suit:

Champ "Identificateur du système"	Champ "Identificateur"	Longueur du champ
000:	fréquence DRM/AM	16 bits
001:	fréquence DRM/AM	16 bits
010:	fréquence FM1	8 bits
011:	fréquence FM2	8 bits
100:	fréquence DAB	8 bits

fréquence DRM/AM: cela comprend les champs suivants:

- indicateur Analogique/Numérique 1 bit (0 = DRM, 1 = analogique)
- fréquence en kHz 15 bits

NOTE: Lorsque l'identificateur du système = 000, l'indicateur Analogique/Numérique doit être mis à 0.

fréquence FM1 (87,5 MHz - 107,9 MHz):

code	signification
0 - 204:	fréquences de la bande FM 87,5 MHz - 107,9 MHz (par paliers de 100 kHz)
255:	FM disponible, fréquence non signalée

fréquence FM2 (76,0 MHz - 90,0 MHz):

code	signification
0 - 140:	fréquences de la bande FM 76,0 MHz - 90,0 MHz (par paliers de 100 kHz)
255:	en modulation de fréquence disponible, fréquence non signalée

fréquence DAB [4]:

code	signification
0 - 11:	canaux DAB 2A - 4D (Bande I)

Short Id: this field contains the short Id for the service that the frequency information which follows refers to.

Announce flag: this flag indicates whether the frequency information which follows is related to the tuned service or to the announcement service as follows:

- 0: information refers to the tuned service; the Short Id provides the link to the Service Id contained in the FAC
- 1: information refers to the announcement service; the ShortId provides the link via data entity type 6 to the ServiceId of the announcement service

Freq list Id: this field indicates the identity of the frequency list. Up to 16 separate frequency lists may be specified.

total number of frequency groups: this field, coded as an unsigned binary number, indicates the total number of frequency groups in this list minus 1 (-1), even if the groups are carried in more than one data entity. Between 1 and 16 frequency groups may be specified per service or frequency list.

group Id: this field indicates an identifier for the following set of frequencies.

number of frequencies: this field, coded as an unsigned binary number, indicates the number of frequency fields (- 1) which follow.

frequency: the frequency field depends upon the value of the system id field as follows:

<i>System id field</i>	<i>identifier field</i>	<i>field length</i>
000:	DRM/AM frequency	16 bits
001:	DRM/AM frequency	16 bits
010:	FM1 frequency	8 bits
011:	FM2 frequency	8 bits
100:	DAB frequency	8 bits

DRM/AM frequency: this consists of the following fields:

- analogue/digital flag 1 bit (0 = DRM, 1 = analogue)
- frequency in kHz 15 bits

NOTE: When System Id = 000, the analogue/digital flag shall be set to 0.

FM1 (87,5 MHz - 107,9 MHz) frequency:

<i>code</i>	<i>meaning</i>
0 - 204:	FM frequencies 87,5 MHz - 107,9 MHz (100 kHz step)
255:	FM available, frequency not signalled

FM2 (76,0 - 90,0 MHz) frequency:

<i>code</i>	<i>meaning</i>
0 - 140:	FM frequencies 76,0 MHz - 90,0 MHz (100 kHz step)
255:	FM available, frequency not signalled

DAB [4] frequency:

<i>code</i>	<i>meaning</i>
0 - 11:	DAB channels 2A - 4D (Band I)

64 - 95:	canaux DAB 5A - 12D (Bande III)
96 - 101:	canaux DAB 13A - 13F (Bande III +)
128 - 140:	canaux DAB (Bande L, grille européenne)
160 - 182:	canaux DAB (Bande L, grille canadienne)
255:	DAB disponible, fréquence non signalée

Utilisation des groupes de fréquences

La zone de couverture du multiplex DRM peut être divisée en une ou plusieurs zones géographiques. Les zones peuvent se recouper aux bords ou elles peuvent être distinctes. Les émissions qui peuvent être reçues dans chaque zone sont signalées comme appartenant au même groupe.

6.4.3.5 Entité de données "Plan de fréquences" - type 4

Cette entité permet l'envoi d'un plan de fréquences. Cette entité de données utilise le mécanisme Liste pour l'indicateur de version. L'information est la suivante:

- identificateur court	2 bits
- indicateur d'extension	1 bit
- code pour le jour	7 bits
- heure de début	11 bits
- heure de fin	11 bits
- identificateur de la liste de fréquences	4 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ indique l'identificateur court pour le service concerné.

indicateur d'extension: cet indicateur précise si la liste de fréquences s'applique au canal de la couche de base ou à celui de la couche d'extension, comme suit.

0: l'information concerne le canal de la couche de base

1: l'information concerne le canal de la couche d'extension

code pour le jour: ce champ indique les jours de la semaine auxquels le plan de fréquences s'applique. Le bit de poids fort indique Lundi, le bit de poids faible Dimanche.

heure de début: ce champ indique l'heure à partir de laquelle la fréquence est valide. L'heure du jour est exprimée en heures (5 bits) et en minutes (6 bits) en temps universel.

heure de fin: ce champ indique l'heure jusqu'à laquelle la fréquence est valide. L'heure du jour est exprimée en heures (5 bits) et en minutes (6 bits) en temps universel.

identificateur de la liste de fréquences: ce champ indique la liste de fréquences possibles.

6.4.3.6 Entité de données "Information sur les applications" - type 5

Tous les services de données (ou applications de données pour les services audio) sont décrits par cette entité de données. Des informations supplémentaires sur la manipulation des services de données figurent dans le document TS 101 968.

De nombreuses applications peuvent nécessiter pour leur description des données supplémentaires qui leur sont spécifiques. Cette entité de données utilise le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version. Le contenu est précisé par le descripteur de l'application concernée. La forme générale de l'entité est la suivante:

- identificateur court	2 bits
- identificateur du flux	2 bits

64 - 95:	DAB channels 5A - 12D (Band III)
96 - 101:	DAB channels 13A - 13F (Band III +)
128 - 140:	DAB channels (L-Band, European grid)
160 - 182:	DAB channels (L-Band, Canadian grid)
255:	DAB available, frequency not signalled

Use of frequency groups

The coverage area of the DRM multiplex may be divided into one or more geographic areas. The areas may overlap at their edges or they may be distinct. Transmissions that are receivable within each area are signalled as members of the same group.

6.4.3.5 Frequency schedule data entity - type 4

This entity allows a frequency schedule to be transmitted. This data entity uses the list mechanism for the version flag. This information is as follows:

- Short Id	2 bits
- enhancement flag	1 bit
- day code	7 bits
- start time	11 bits
- end time	11 bits
- frequency list Id	4 bits

The following definitions apply:

Short Id: this field indicates the short Id for the service concerned.

enhancement flag: this flag indicates whether the frequency list applies to the base layer or the enhancement layer channel as follows:

- 0: information refers to the base layer channel
- 1: information refers to the enhancement layer channel

day code: this field indicates which days the frequency schedule applies to. The msb indicates Monday, the lsb Sunday.

start time: this field indicates the time from when the frequency is valid. The time is expressed in hours (5 bits) and minutes (6 bits) in UTC.

end time: this field indicates the time until when the frequency is valid. The time is expressed in hours (5 bits) and minutes (6 bits) in UTC.

frequency list Id: this field indicates the frequency list which applies.

6.4.3.6 Application information data entity - type 5

All data services (or data applications for audio services) are described by this data entity. Additional information regarding the handling of data services is given in TS 101 968.

Many applications may require additional data to describe them that is specific to that application. This data entity uses the reconfiguration mechanism for the version flag. The content is described by the appropriate application specification. The general form of the entity is as follows:

- Short Id	2 bits
- Stream Id	2 bits

- indicateur de mode paquet 1 bit
- descripteur 7 ou 15 bits
- données de l'application n octets

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ indique l'identificateur court du service concerné.

identificateur du flux: ce champ indique l'identificateur du flux qui véhicule le service de données (ou l'application de données) concerné.

indicateur de mode paquet: ce champ indique si le service est véhiculé en mode paquet, ou non, comme suit:

0: mode flux synchrone

1: mode paquet

descripteur: le format de ce champ dépend de la valeur du champ "Indicateur de mode paquet", comme suit:

lorsque **Indicateur de mode paquet** = 0:

- rfa 3 bits
- domaine d'application 4 bits

rfa: ces 3 bits sont réservés pour des ajouts ultérieurs et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

domaine d'application: ce champ indique la source de la spécification de l'application de données. L'interprétation de ce champ figure dans le document TS 101 968.

lorsque **Indicateur de mode paquet** = 1:

- indicateur d'unité de données 1 bit
- identificateur du paquet 2 bits
- domaine d'application 4 bits
- longueur des paquets 8 bits

indicateur d'unité de données: ce champ indique si le flux de données est composé de paquets individuels ou d'unités de données, comme suit:

0: paquets individuels

1: unités de données

identificateur du paquet: ce champ indique l'identificateur du paquet inclus dans l'en-tête des paquets destinés à ce service.

domaine d'application: ce champ indique la source de la spécification de l'application de données. L'interprétation de ce champ figure dans le document TS 101 968.

longueur des paquets: ce champ indique la longueur en octets du champ de données de chaque paquet, spécifiée sous forme d'un nombre binaire non signé (la longueur totale des paquets est supérieure de trois octets, à cause des champs d'en-tête et de CRC).

NOTE: Tous les paquets contenus dans un flux de données doivent avoir la même longueur (voir 6.6.4).

données de l'application: ce champ de longueur variable est défini par la spécification du service de données (ou de l'application de données). L'interprétation de ce champ figure dans le document TS 101 968.

- | | |
|-------------------------|----------------|
| - Packet mode indicator | 1 bit |
| - descriptor | 7 or 15 bits |
| - application data | <i>n</i> bytes |

The following definitions apply:

Short Id: this field indicates the short Id for the service concerned.

Stream Id: this field indicates the stream Id of the stream which carries the data service (or data application) concerned.

Packet mode indicator: this field indicates whether the service is carried in packet mode or not as follows:

0: synchronous stream mode

1: packet mode

descriptor: the format of this field depends upon the value of the Packet mode indicator field as follows:

when **Packet mode indicator** = 0:

- | | |
|----------------------|--------|
| - rfa | 3 bits |
| - application domain | 4 bits |

rfa: these 3 bits are reserved for future additions and shall be set to zero until they are defined.

application domain: this field indicates the source of the data application specification. The interpretation of this field is given in TS 101 968.

when **Packet mode indicator** = 1:

- | | |
|-----------------------|--------|
| - data unit indicator | 1 bit |
| - packet Id | 2 bits |
| - application domain | 4 bits |
| - packet length | 8 bits |

data unit indicator: this field indicates whether the data stream is composed of single packets or data units as follows:

0: single packets

1: data units

packet Id: this field indicates the Packet Id carried in the header of packets intended for this service.

application domain: this field indicates the source of the data application specification. The interpretation of this field is given in TS 101 968.

packet length: this field indicates the length in bytes of the data field of each packet specified as an unsigned binary number (the total packet length is three bytes longer as it includes the header and CRC fields).

NOTE: All packets contained in one data stream shall have the same length (see 6.6.4).

application data: this field of variable length is defined by the data service (or data application) specification. The interpretation of this field is given in TS 101 968.

6.4.3.7 Entité de données "Support d'annonces et de basculement" - type 6

Cette fonction indique les types d'annonces qui sont supportés par le multiplex réglé ou par un autre multiplex. Cette entité de données utilise le mécanisme Unique pour l'indicateur de version. Les informations suivantes sont nécessaires:

- identificateur court	2 bits
- rfu	1 bit
- même multiplex/autre multiplex	1 bit
- indicateurs de support d'annonces	8 bits
- indicateurs de basculement vers les annonces	8 bits
- si "même multiplex/autre multiplex" = autre: identificateur du service	24 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ contient l'identificateur court qui relie l'information à l'identificateur du service fourni par le canal FAC.

rfu: ce bit est réservé pour une utilisation future et doit être mis à zéro en attendant sa définition.

même multiplex/autre multiplex: cet indicateur précise si les annonces sont fournies par un service du multiplex en cours de réception, ou par un service appartenant à un autre multiplex, comme suit:

0: multiplex en cours de réception

1: autre multiplex

indicateurs de support d'annonces: ce champ, 8 bits, spécifie les types d'annonces qui sont fournis par ce service, soit directement, soit en pointant sur un autre service, comme suit:

B_i ($i = 0, \dots, 7$)

0: type d'annonce non fourni.

1: type d'annonce fourni.

La signification de chaque bit est la suivante:

b_0 : voyages

b_1 : bulletin d'information

b_2 : bulletin météo

b_3 : avertissement/alarme

$b_4 - b_7$: réservés pour une définition ultérieure

indicateurs de basculement vers les annonces: ce champ, 8 bits, spécifie la validité des différents types d'annonces. Les bits indiquent si un type d'annonces particulier est signalé ou non. Les indicateurs sont codés comme suit:

B_i ($i = 0, \dots, 7$)

0: type d'annonce non valide

1: type d'annonce valide

La signification de chaque bit est définie comme pour les indicateurs de support d'annonces ci-dessus.

identificateur du service: si les annonces sont fournies par un autre multiplex, ce champ, 24 bits, indique l'identificateur du service.

6.4.3.7 Announcement support and switching entity - type 6

This feature indicates which types of announcements are supported by the tuned multiplex or by another multiplex. This data entity uses the unique mechanism for the version flag. The following information is necessary:

- Short Id	2 bits
- rfu	1 bit
- same/other multiplex	1 bit
- Announcement support flags	8 bits
- Announcement switching flags	8 bits
- if "same/other multiplex" = other: Service Id	24 bits

The following definitions apply:

Short Id: this field contains the short Id that relates the information to the Service Id provided by the FAC.

rfu: this bit is reserved for future use and shall be set to zero until defined.

Same/other multiplex: this flag signals if the announcements are provided by a service in the multiplex being received or by a service in another multiplex, as follows:

0: multiplex being received

1: other multiplex

Announcement support flags: this 8-bit field specifies the types of announcements that are provided by this service, either directly or by vectoring to another service, as follows:

B_i ($i = 0, \dots, 7$)

0: Announcement type not provided.

1: Announcement type provided.

The meaning of each bit is as follows:

b_0 : Travel

b_1 : News flash

b_2 : Weather flash

b_3 : Warning/Alarm

$b_4 - b_7$: reserved for future definition

Announcement switching flags: this 8-bit field specifies the announcement types that apply to the announcement. The individual bits indicate whether or not a particular announcement type is signalled. The flags are coded as follows:

B_i ($i = 0, \dots, 7$)

0: Announcement type not valid

1: Announcement type valid

The meaning of each bit is as defined for the Announcement support flags above.

Service Id: if the announcements are provided by another multiplex, this 24-bit field signals the Service Identifier.

6.4.3.8 Entité de données "Description des régions" - type 7

Un groupe de fréquences peut se voir attribuer une région géographique. Cette entité de données utilise le mécanisme Liste pour l'indicateur de version. La région est définie en termes de multiples de "carrés" de 1×1 degré. On obtient donc une résolution de (EO x NS) $111 \text{ km} \times 111 \text{ km}$ (à l'équateur) ou de $31 \text{ km} \times 111 \text{ km}$ à une latitude de 70° (par exemple en Scandinavie ou au Canada). Le codage fourni permet la signalisation de carrés pouvant atteindre $4\,000 \text{ km} \times 4\,000 \text{ km}$ aux latitudes $< 73^\circ$. La région peut, en outre, être définie en termes de zones CIRAF. Jusqu'à sept zones peuvent être spécifiées par groupe.

- identificateur du groupe	4 bits
- nombre de zones, n	3 bits
- latitude	8 bits
- longitude	9 bits
- étendue en latitude	5 bits
- étendue en longitude	7 bits
- n zones CIRAF	$n \times 8$ bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur du groupe: ce champ indique un identificateur pour un ensemble de fréquences.

nombre de zones: ce champ, codé sous forme d'un nombre binaire non signé de 8 bits, spécifie le nombre de zones CIRAF à suivre, entre 0 et 7.

latitude: ce champ spécifie le point le plus au sud de la région, en degrés, sous forme d'un nombre complément à 2.

longitude: ce champ spécifie le point le plus à l'ouest de la région, en degrés, sous forme d'un nombre complément à 2.

étendue en latitude: ce champ spécifie la taille de la région vers le nord, par pas de 1 degré.

étendue en longitude: ce champ spécifie la taille de la région vers l'est, par pas de 1 degré.

zone CIRAF: ce champ, codé sous forme d'un nombre binaire non signé de 8 bits, entre 1 et 85, indique une zone CIRAF.

6.4.3.9 Entité de données "Information d'horodatage" - type 8

L'heure et la date courantes peuvent être spécifiées pour permettre à un récepteur de suivre les plans de fréquences, etc. Cette entité de données utilise le mécanisme Unique pour l'indicateur de version. L'entité de données est codée comme suit:

- date julien modifiée	17 bits
- heure en temps universel (heures et minutes)	11 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

date julien modifiée: ce champ indique la date au format MJD (Modified Julian Date).

heure en temps universel: ce champ spécifie l'heure courante, exprimée en heures (5 bits) et en minutes (6 bits).

Lorsque l'heure et la date sont signalées, cette entité de données doit être envoyée dans le premier bloc SDC qui suit le changement de minute.

6.4.3.10 Entité de données "Informations audio" - type 9

Chaque service audio nécessite une description détaillée des paramètres nécessaires au décodage audio. Cette entité de données utilise le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version.

- identificateur court	2 bits
------------------------	--------

6.4.3.8 Region definition data entity - type 7

A frequency group can be given a geographical area. This data entity uses the list mechanism for the version flag. The area is defined in terms of multiples of 1×1 degree "squares". It therefore gives a resolution of (EW $\times$ NS) 111 km $\times$ 111 km (at equator) or 31 km $\times$ 111 km at 70° latitude (e.g. Scandinavia, Canada). The coding provided allows for the signalling of squares of up to about 4 000 km $\times$ 4 000 km for $< 73^\circ$ latitude. The area may in addition be defined in terms of CIRAF zones. Up to seven zones may be specified per group.

- group Id	4 bits
- number of zones, n	3 bit
- latitude	8 bits
- longitude	9 bits
- latitude extent	5 bits
- longitude extent	7 bits
- n CIRAF zones	$n \times 8$ bits

The following definitions apply:

Group Id: this field indicates an identifier for a set of frequencies.

number of zones: this field, coded as an 8 bit unsigned binary number, specifies the number of CIRAF zones to follow in the range 0 to 7

Latitude: this field specifies the southerly point of the area in degrees, as a 2's complement number

Longitude: this field specifies the westerly point of the area in degrees, as a 2's complement number

Latitude extent: this field specifies the size of the area to the north, in 1 degree steps

Longitude extent: this field specifies the size of the area to the east, in 1 degree steps

CIRAF zone: this field, coded as an 8 bit unsigned binary number in the range 1 to 85, gives one CIRAF zone.

6.4.3.9 Time and date information data entity - type 8

The current time and date can be specified to allow a receiver to follow frequency schedules, etc. This data entity uses the unique mechanism for the version flag. The data entity is coded as follows:

- Modified Julian Date	17 bits
- UTC (hours and minutes)	11 bits

The following definitions apply:

Modified Julian Date: this field indicates the date in MJD format.

UTC: this field specifies the current time expressed in hours (5 bits) and minutes (6 bits).

When the time and date are signalled, this data entity shall be sent in the first SDC block after the minute's edge.

6.4.3.10 Audio information data entity - type 9

Each audio service needs a detailed description of the parameters needed for audio decoding. This data entity uses the reconfiguration mechanism for the version flag.

- Short Id	2 bits
------------	--------

- identificateur du flux	2 bits
- codage audio	2 bits
- indicateur SBR	1 bit
- mode audio	2 bits
- fréquence d'échantillonnage audio	3 bits
- indicateur de texte	1 bit
- indicateur d'extension	1 bit
- champ "Codeur"	5 bits
- rfa	1 bit

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ indique l'identificateur court pour le service concerné.

identificateur du flux: ce champ indique l'identificateur du flux qui véhicule le service concerné.

codage audio: ce champ indique le système de codage de source, comme suit:

- 00: AAC
- 01: CELP
- 10: HVXC
- 11: réservé

indicateur SBR: ce champ indique si la fonction SBR est utilisée ou non, comme suit:

- 0: SBR non utilisée
- 1: SBR utilisée

mode audio: ce champ dépend de la valeur du champ "Codage audio", comme suit:

champ "Codage audio" = 00:

- 00: mono
- 01: le stéréo
- 10: stéréo
- 11: réservé

champ "Codage audio" = 01:

- rfa 1 bit
- CELP_CRC 1 bit

champ "Codage audio" = 10:

- HVXC_rate 1 bit
- HVXC_CRC 1 bit

CELP_CRC: ce champ indique si le CRC est utilisé ou non:

- 0: CRC non utilisé
- 1: CRC utilisé

- Stream Id	2 bits
audio coding	2 bits
- SBR flag	1 bit
- audio mode	2 bits
- audio sampling rate	3 bits
- text flag	1 bit
- enhancement flag	1 bit
- coder field	5 bits
- rfa	1 bit

The following definitions apply:

short Id: this field indicates the short Id for the service concerned.

Stream Id: this field indicates the stream Id of the stream that carries the service concerned.

audio coding: this field indicated the source coding system as follows:

- 00: AAC
- 01: CELP
- 10: HVXC
- 11: reserved

SBR flag: this field indicates whether SBR is used or not as follows:

- 0: SBR not used
- 1: SBR used

audio mode: this field depends upon the value of the audio coding field as follows:

audio coding field = 00:

- 00: mono
- 01: lc stereo
- 10: stereo
- 11: reserved

audio coding field = 01:

- rfa 1 bit
- CELP_CRC 1 bit

audio coding field = 10:

- HVXC_rate 1 bit
- HVXC_CRC 1 bit

CELP_CRC: this field indicates whether the CRC is used or not:

- 0: CRC not used
- 1: CRC used

HVXC_rate: ce champ indique le débit du flux HVXC:

- 0: 2 kbit/s
- 1: 4 kbit/s

HVXC_CRC: ce champ indique si le CRC est utilisé ou non:

- 0: CRC non utilisé
- 1: CRC utilisé

fréquence d'échantillonnage audio: ce champ indique la fréquence d'échantillonnage audio, comme suit:

- 000: 8 kHz
- 001: 12 kHz
- 010: 16 kHz
- 011: 24 kHz
- 100: réservé
- 101: réservé
- 110: réservé
- 111: réservé

indicateur de texte: ce champ indique si un message texte est présent ou non, comme suit:

- 0: aucun message texte n'est inclus
- 1: un message texte est inclus (voir 6.5)

indicateur d'extension: ce champ indique si des données d'extension audio sont disponibles dans un autre canal, comme suit:

- 0: pas d'extension disponible
- 1: extension disponible

champ Codeur: ce champ dépend de la valeur du champ "Codage audio", comme suit:

champ "Codage audio" = 00 ou 10:

- rfa 5 bits

champ "Codage audio" = 01:

- CELP_index 5 bits

CELP_index: ce champ indique l'indice du débit binaire CELP, comme défini dans les tableaux 10 et 11 (voir article 5).

rfa: ces champs, 1 bit et 5 bits, sont réservés pour des ajouts ultérieurs et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

6.4.3.11 Entité de données "Paramètres de canal FAC" - type 10

Cette entité de données permet de spécifier à l'avance les paramètres de canal FAC de la configuration suivante, à l'intention du service succédant après une reconfiguration. Cette entité de données utilise le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version. Les champs sont les suivants:

- indicateur Base/Extension 1 bit
- mode de protection 2 bits

HVXC_rate: this field indicates the rate of the HVXC:

0: 2 kbit/s

1: 4 kbit/s

HVXC_CRC: this field indicates whether the CRC is used or not:

0: CRC not used

1: CRC used

audio sampling rate: this field indicates the audio sampling rate as follows:

000: 8 kHz

001: 12 kHz

010: 16 kHz

011: 24 kHz

100: reserved

101: reserved

110: reserved

111: reserved

text flag: this field indicates whether a text message is present or not as follows:

0: no text message is carried

1: text message is carried (see 6.5)

enhancement flag: this field indicates whether audio enhancement data is available in another channel as follows:

0: no enhancement available

1: enhancement is available

coder field: this field depends upon the value of the audio coding field as follows:

audio coding field = 00 or 10:

- rfa 5 bits

audio coding field = 01:

- CELP_index 5 bits

CELP_index: this field indicates the CELP bit rate index, as defined in tables 10 and 11 (see clause 5).

rfa: these 1-bit and 5-bit fields are reserved for future additions and shall be set to zero until they are defined.

6.4.3.11 FAC channel parameters data entity - type 10

This data entity permits the next configuration FAC channel parameters to be specified in advance for service following across reconfigurations. This data entity uses the reconfiguration mechanism for the version flag. The fields are as follows:

- Base/Enhancement flag 1 bit
- Robustness mode 2 bits

- occupation spectrale	4 bits
- indicateur de profondeur d'entrelacement	1 bit
- mode MSC	2 bits
- mode SDC	1 bit
- nombre de services	4 bits
- rfa	3 bits
- rfu	2 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

indicateur Base/Extension: cet indicateur, 1 bit, précise si l'émission concerne la couche de base ou la couche d'extension, comme suit:

0: couche de base – peut être décodée par tous les récepteurs DRM

1: couche d'extension – ne peut être décodée que par les récepteurs ayant la capacité de décoder la couche d'extension

mode de protection: ce champ indique le mode de protection utilisé dans la nouvelle configuration, comme suit:

00: A

01: B

10: C

11: D

Occupation spectrale: spécifie la configuration du signal numérique (voir article 8).

indicateur de profondeur d'entrelacement: indique la profondeur de l'entrelacement temporel, comme suit:

0: 2 s (entrelacement long)

1: 400 ms (entrelacement court)

mode MSC: indique le mode de modulation utilisé pour le canal MSC, comme suit:

00: 64-QAM, non hiérarchique

01: 64-QAM, hiérarchique sur I

10: 64-QAM, hiérarchique sur I&Q

11: 16-QAM, non hiérarchique

mode SDC: indique le mode de modulation utilisé pour le canal SDC, comme suit:

0: 16-QAM

1: 4-QAM

nombre de services: indique le nombre de services audio et de données, comme suit:

0000: 4 services audio

0001: 1 service de données

0010: 2 services de données

0011: 3 services de données

0100: 1 service audio

- Spectrum occupancy	4 bits
- Interleaver depth flag	1 bit
- MSC mode	2 bits
- SDC mode	1 bit
- number of services	4 bits
- rfa	3 bits
- rfu	2 bits

The following definitions apply:

Base/Enhancement flag: this 1-bit flag indicates whether the transmission is the base or enhancement layer as follows:

0: Base layer - decodable by all DRM receivers

1: Enhancement layer - only decodable by receivers with enhancement layer capabilities

Robustness mode: this field indicates the robustness mode of the new configuration as follows:

00: A

01: B

10: C

11: D

Spectrum occupancy: specifies the configuration of the digital signal (see clause 8).

Interleaver depth flag: indicates the depth of the time interleaving as follows:

0: 2 s (long interleaving)

1: 400 ms (short interleaving)

MSC mode: indicates the modulation mode in use for the MSC as follows:

00: 64-QAM, no hierarchical

01: 64-QAM, hierarchical on I

10: 64-QAM, hierarchical on I&Q

11: 16-QAM, no hierarchical

SDC mode: indicates the modulation mode in use for the SDC as follows:

0: 16-QAM

1: 4-QAM

Number of services: indicates the number of audio and data services as follows:

0000: 4 audio services

0001: 1 data service

0010: 2 data services

0011: 3 data services

0100: 1 audio service

0101: 1 audio service and 1 data service

- 0101: 1 service audio et 1 service de données
- 0110: 1 service audio et 2 services de données
- 0111: 1 service audio et 3 services de données
- 1000: 2 services audio
- 1001: 2 services audio et 1 service de données
- 1010: 2 services audio et 2 services de données
- 1011: réservé
- 1100: 3 services audio
- 1101: 3 services audio et 1 service de données
- 1110: réservé
- 1111: 4 services de données

rfa: ces 3 bits sont réservés pour des ajouts ultérieurs et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

rfu: ces 2 bits sont réservés pour une utilisation future et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

Si l'émission DRM est interrompue pendant la reconfiguration, cette entité de données doit être envoyée avec le champ "Longueur" de l'en-tête à 0, et avec les quatre premiers bits du champ "Corps" à 0.

6.4.3.12 Entité de données "Lien" - type 11

L'entité de données "Lien" permet de signaler les liens entre les sources alternatives du même service. Cette entité de données utilise le mécanisme Liste pour l'indicateur de version. L'information est la suivante:

- identificateur court 2 bits
- nombre d'identificateurs de services DRM, d 3 bits
- nombre de codes RDS PI, p 3 bits
- indicateur Programme/Données 1 bit
- nombre d'identificateurs de services (SId) DAB, s 3 bits
- d identificateurs de services $d \times 24$ bits
- p codes PI $p \times 16$ bits
- s codes SId $s \times 16$ bits ou 32 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ indique l'identificateur court pour le service concerné.

nombre d'identificateurs de services DRM: ce champ indique le nombre d'identificateurs de services à suivre, entre 0 et 7.

nombre de codes PI RDS [5]: ce champ indique le nombre de codes PI à suivre, entre 0 et 7.

nombre de codes SId DAB: ce champ indique le nombre de codes SId à suivre, entre 0 et 7.

identificateurs de services: ce champ indique la liste des identificateurs de services, sur laquelle figure également le service DRM indiqué par le champ "Identificateur court".

code PI: ce champ indique la liste des codes PI, sur laquelle figure également le service DRM indiqué par le champ "Identificateur court". A noter que les services en modulation de fréquence sans RDS/RBDS doivent recevoir un code PI fictif, dans lequel le quartet de poids fort est mis à 0.

0110: 1 audio service and 2 data services
 0111: 1 audio service and 3 data services
 1000: 2 audio services
 1001: 2 audio services and 1 data service
 1010: 2 audio services and 2 data services
 1011: reserved
 1100: 3 audio services
 1101: 3 audio services and 1 data service
 1110: reserved
 1111: 4 data services

rfa: these 3 bits are reserved for future additions and shall be set to zero until they are defined.

rfu: these 2 bits are reserved for future use and shall be set to zero until they are defined.

If the DRM transmission is being discontinued at the reconfiguration, then this data entity shall be sent with the length field of the header set to 0, and the first four bits of the body field set to 0.

6.4.3.12 Linkage data entity - type 11

The linkage data entity allows the connections between alternative sources of the same service to be signalled. This data entity uses the list mechanism for the version flag. The information is as follows:

- Short Id	2 bits
- number DRM Service Ids, d	3 bits
- number RDS PI codes, p	3 bits
- programme/data flag	1 bit
- number of DAB Sids, s	3 bits
- d Service Ids	$d \times 24$ bits
- p PI codes	$p \times 16$ bits
- s Sid codes	$s \times 16$ bits or 32 bits

The following definitions apply:

Short Id: this field indicates the short Id for the service concerned.

number of DRM Service Ids: this field indicates the number of Service Ids to follow in the range 0 to 7.

number of RDS PI [5] codes: this field indicates the number of PI codes to follow in the range 0 to 7.

number of DAB Sid codes: this field indicates the number of Sid codes to follow in the range 0 to 7.

Service Ids: this field indicates the list of Service Ids on which the DRM service indicated by the Short Id field is also carried.

PI code: this field indicates the list of PI codes on which the DRM service indicated by the Short Id field is also carried. Note that FM services without RDS/RBDS shall be given a dummy PI code where the most significant nibble is set to 0.

indicateur Programme/Données: ce champ indique si les SId DAB qui suivent sont des services de programme ou des services de données, comme suit:

0: service de programme: les SId DAB ont une longueur de 16 bits

1: service de données: les SId DAB ont une longueur de 32 bits

code SId: ce champ indique la liste des codes SId, sur laquelle figure également le service DRM indiqué par le champ "Identificateur court".

6.4.3.13 Entité de données "Langue et Pays" - type 12

L'entité de données "Langue et Pays" permet de signaler des informations supplémentaires sur la langue et le pays. Cette entité de données utilise le mécanisme Unique pour l'indicateur de version. L'information est la suivante:

- | | |
|------------------------|---------|
| - identificateur court | 2 bits |
| - rfu | 2 bits |
| - code pour la langue | 24 bits |
| - code pour le pays | 16 bits |

Les définitions suivantes s'appliquent:

identificateur court: ce champ indique l'identificateur court pour le service concerné.

rfu: ces 2 bits sont réservés pour une utilisation future et doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

code pour la langue: ce champ, 24 bits, identifie la langue de l'audience cible du service, conformément à ISO 639-2 [7] à l'aide de trois caractères, comme spécifié par ISO 8859-1 [9]. Si la langue n'est pas spécifiée, le champ doit contenir trois caractères "-".

code pour le pays: ce champ, 16 bits, identifie le pays d'origine du service (le site du studio), conformément à ISO 3166 [8] à l'aide de deux caractères en minuscules, comme spécifié par ISO 8859-1 [[9]] Si le pays n'est pas spécifié, le champ doit contenir deux caractères "-".

6.4.3.14 Autres entités de données

Les autres entités de données sont réservées pour une définition ultérieure.

6.4.4 Résumé des caractéristiques des entités de données

Le tableau 62 résume, pour chaque entité de données, le mécanisme de l'indicateur de version, la fréquence de répétition et l'état de transmission. La fréquence de répétition normale est celle qui permet de transmettre toutes les informations pour ce type d'entité de données à l'intérieur d'un cycle de la base de données complète. Les blocs SDC individuels peuvent véhiculer des informations qui ont évolué (par exemple, l'heure et la date) à l'aide du champ "Identité" du FAC.

programme/data flag: this field indicates whether the following DAB SIDs are programme or data services as follows:

0: programme service: DAB SIDs are 16 bits long

1: data service: DAB SIDs are 32 bits long

Sid code: this field indicates the list of SID codes on which the DRM service indicated by the Short Id field is also carried.

6.4.3.13 Language and country data entity - type 12

The language and country data entity allows addition language and country information to be signalled. This data entity uses the unique mechanism for the version flag. The information is as follows:

- Short Id	2 bits
- rfu	2 bits
- language code	24 bits
- country code	16 bits

The following definitions apply:

Short Id: this field indicates the short Id for the service concerned.

rfu: these 2 bits are reserved for future use and shall be set to zero until they are defined.

Language code: this 24-bit field identifies the language of the target audience of the service according to ISO 639-2 [7] using three characters as specified by ISO 8859-1 [9]. If the language is not specified, the field shall contain three "-" characters.

Country code: this 16-bit field identifies the country of origin of the service (the site of the studio) according to ISO 3166 [8] using two lower case characters as specified by ISO 8859-1 [9]. If the country code is not specified, the field shall contain two "-" characters.

6.4.3.14 Other data entities

Other data entities are reserved for future definition.

6.4.4 Summary of data entity characteristics

Table 62 summarizes the version flag mechanism, repetition rate and transmission status of each data entity. The standard repetition rate is that all information for that data entity type should be transmitted within one cycle of the entire database. Individual SDC blocks may carry changed information (e.g. time and date) by use of the FAC identity field.

Tableau 62 – Résumé des caractéristiques des entités de données

Entité de données	Mécanisme de l'indicateur de version	Fréquence de répétition	État de transmission
0	reconfiguration	à chaque bloc SDC	obligatoire
1	unique	à chaque bloc SDC	optionnel
2	reconfiguration	selon les besoins	obligatoire pour chaque service dont l'indicateur de CA du FAC est à 1
3	liste	normale	optionnel
4	liste	normale	optionnel
5	reconfiguration	selon les besoins	obligatoire pour chaque service de données et chaque application de données
6	unique	selon les besoins	optionnel
7	liste	normale	optionnel
8	unique	une fois par minute	optionnel
9	reconfiguration	à chaque bloc SDC	obligatoire pour chaque service audio
10	reconfiguration	à chaque bloc SDC lorsque l'indice de reconfiguration du FAC est différent de zéro	obligatoire lorsque l'indice de reconfiguration du FAC est différent de zéro
11	liste	normale	optionnel
12	unique	normale	optionnel

Le tableau 62 donne la fréquence de répétition recommandée pour un accès rapide aux services. Cependant, lorsque la capacité du canal SDC (voir 6.4.2) est faible, une fréquence de répétition réduite peut être admise pour chaque entité de données.

6.4.5 Changement de contenu du SDC

Le contenu du canal SDC est important pour la fonction de contrôle et de commutation vers une fréquence alternative (AFS). Pour que la fonction AFS puisse opérer, le récepteur doit connaître à l'avance le contenu du SDC, afin de lui permettre d'établir une corrélation. Dans ce but, l'indice AFS est transmis dans le canal SDC et validé par le canal FAC à l'aide du champ "Identité".

Pendant les émissions pour lesquelles il n'y a pas de fréquences alternatives, le contenu du canal SDC peut être entièrement dynamique et changé à volonté; aucune fonction AFS n'est nécessaire. Dans ce cas, il est recommandé de mettre l'indice AFS à 0, le champ "Identité" du FAC devant indiquer la séquence 11, 01, 10 etc. pour signaler que la fonction AFS ne peut être réalisée.

Pendant les émissions pour lesquelles il existe des fréquences alternatives, l'affectation des entités de données aux blocs SDC doit être réalisée avec soin, pour que le canal SDC ait un contenu aussi statique que possible et permettre ainsi l'utilisation de la fonction AFS. Dans ce cas, il est recommandé de choisir un indice AFS qui permette d'envoyer toutes les informations nécessaires en un seul cycle de blocs SDC. Si le contenu est entièrement statique, le champ "Identité" du FAC indique la séquence 00, 01, 10, etc. pour signaler que la fonction AFS peut être réalisée à chaque position, à condition que le récepteur ait mémorisé les données pour tous les blocs SDC du cycle.

Lorsque le SDC contient l'entité de données "Heure" ou "Support d'annonces et de basculement", et que des fréquences alternatives sont signalées, une utilisation semi-dynamique du SDC est recommandée. Dans ce cas, un ou plusieurs blocs SDC du cycle défini par l'indice AFS sont signalés invalides à l'aide du champ "Identité" du FAC, ce qui permet au contenu de ces blocs d'évoluer en continu, tandis que d'autres blocs SDC sont toujours signalés valides, à l'aide du champ "Identité" du FAC, pour permettre l'utilisation de la fonction AFS. L'annexe G donne un exemple illustrant le changement de contenu du canal SDC et l'utilisation du schéma semi-dynamique avec l'indice AFS = 1.

Le changement de l'indice AFS est autorisé seulement au moment d'une reconfiguration.

6.4.6 Signalisation des reconfigurations

La reconfiguration du multiplex DRM doit être signalée à l'avance, afin de permettre aux récepteurs de prendre une décision appropriée sur la façon de traiter les changements. Il y a deux types de reconfiguration: la reconfiguration des services, qui modifie l'affectation de la capacité de données entre les services du canal MSC, et la reconfiguration des canaux qui modifie la capacité globale du canal MSC.

Table 62 – Summary of data entity characteristics

Data entity	Version flag mechanism	Repetition rate	Transmission status
0	reconfiguration	every SDC block	mandatory
1	unique	every SDC block	optional
2	reconfiguration	as required	mandatory for each service for which the FAC CA indication flag = 1
3	list	standard	optional
4	list	standard	optional
5	reconfiguration	as required	mandatory for each data service and data application
6	unique	as required	optional
7	list	standard	optional
8	unique	once per minute	optional
9	reconfiguration	every SDC block	mandatory for each audio service
10	reconfiguration	every SDC block when FAC reconfiguration index is non-zero	mandatory when FAC reconfiguration index is non-zero
11	list	standard	optional
12	unique	standard	optional

Table 62 gives the recommended repetition rate for fast access to services. However, when the SDC capacity (see 6.4.2) is low, lower repetition rates are permitted for every data entity.

6.4.5 Changing the content of the SDC

The content of the SDC is important for the operation of alternative frequency checking and switching (AFS). For AFS to function, the receiver must know what the content of the SDC is in advance so that a correlation may be performed. For this purpose, the AFS index is provided in the SDC and the FAC validates the index by use of the Identity field.

On transmissions with no alternative frequencies, the content of the SDC can be fully dynamic and changed at will: no AFS function is required. In this case it is recommended that the AFS index should be set to 0, and the Identity field in the FAC should then indicate the sequence 11, 01, 10 etc. to indicate that the AFS function cannot be performed.

On transmissions with alternative frequencies, the assignment of data entities to SDC blocks should be carefully designed in order that the content of the SDC can be as static as possible thereby permitting use of the AFS function. In this case it is recommended that the AFS index is chosen such that all required information can be sent in one cycle of SDC blocks. If the content is completely static then the Identity field in the FAC indicates the sequence 00, 01, 10, etc. which indicates that the AFS function can be performed at every position, provided the receiver has stored the data for all the SDC blocks in the cycle.

When the "Time and date information data" entity or "Announcement support and switching" entity is included in the SDC, and alternative frequencies are signalled, then a semi-dynamic use of the SDC is recommended. In this case one or more SDC blocks in the cycle defined by the AFS index are signalled to be invalid by use of the FAC Identity field thereby allowing the content of those blocks to be changed continuously, whilst other SDC blocks are always signalled as valid by use of the FAC Identity field thereby allowing the AFS function to be performed. An example of changing the SDC content and of using the semi-dynamic scheme with the AFS index = 1 is given in annex G.

A change of the AFS index is only allowed at reconfiguration.

6.4.6 Signalling of reconfigurations

Reconfiguration of the DRM multiplex shall be signalled in advance in order to permit receivers to make the best decisions about how to handle the changes. There two types of reconfiguration: a service reconfiguration, which concerns the reallocation of the data capacity between the services of the MSC; and a channel reconfiguration, which concerns changes to the overall capacity of the MSC.

Les deux types de reconfiguration sont signalés en plaçant l'indice de reconfiguration du FAC à une valeur différente de zéro. L'indice est alors décrémenté à chaque supertrame de transmission qui suit. L'indice de reconfiguration doit être identique pour les trois trames constituant la supertrame de transmission. La dernière supertrame de transmission correspondant à la configuration courante, doit être celle dans laquelle l'indice de reconfiguration = 1. La nouvelle configuration prend effet avec la supertrame de transmission suivante et dans laquelle l'indice de reconfiguration = 0. Dans l'idéal, pour que le récepteur ait les meilleures chances de recevoir toutes les informations nécessaires concernant la nouvelle configuration, il convient de signaler la reconfiguration le plus tôt possible (autrement dit, il convient que l'indice de reconfiguration prenne une valeur initiale de 7).

Tous les types d'entités de données utilisant le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version et qui sont à la fois présents dans la configuration courante et nécessaires dans la configuration future, doivent être envoyés dans la période pendant laquelle l'indice de reconfiguration est différent de zéro, l'indicateur de version indiquant la configuration suivante. Cela doit inclure l'entité de données de type 10, qui signale les paramètres de canal FAC pour la nouvelle configuration.

6.4.6.1 Reconfiguration des services

Une reconfiguration des services est une reconfiguration dans laquelle la capacité de données du canal MSC est réaffectée entre les différents services. Cela se produit lorsque le nombre de services change dans le multiplex ou lorsque les flux de données changent de taille. Une reconfiguration des services doit également être signalée à chaque changement du contenu des types d'entités de données utilisant le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version.

Lorsqu'un nouveau service est introduit sans que la capacité globale du canal MSC change, le récepteur doit suivre le service couramment sélectionné à travers la reconfiguration. Pour lui faciliter la tâche, l'identité et l'identificateur court de tous les services maintenus doivent rester inchangés. Le nouveau service doit utiliser un identificateur court qui ne soit pas déjà utilisé dans la configuration courante. La seule exception à cette règle est lorsqu'il y a quatre services dans la configuration courante et quatre services dans la nouvelle configuration. Dans ce cas, si le service couramment sélectionné est arrêté, le récepteur passe au nouveau service ayant le même identificateur court, à condition qu'il soit du même type (par exemple, si les deux services sont du type audio).

Si le service couramment sélectionné est arrêté au moment de la reconfiguration, le récepteur peut essayer de trouver une source alternative pour ce service, sur une autre fréquence et/ou sur un autre système, en utilisant les informations fournies par les entités de données de type 3 et 11.

6.4.6.2 Reconfiguration des canaux

Une reconfiguration des canaux est nécessaire lorsque les paramètres de canal FAC suivants sont modifiés: occupation spectrale, profondeur d'entrelacement et mode MSC, ou encore en cas de changement du mode de protection. Dans ce cas, le récepteur n'est pas en mesure de suivre le service couramment sélectionné, sans interrompre la sortie audio.

Si l'émission sur la fréquence réglée est arrêtée, une reconfiguration doit être signalée par l'entité de données de type 10 qui adopte alors une valeur particulière (voir 6.4.3.11). Dans ce cas spécifique, les autres types d'entités de données qui utilisent le mécanisme Reconfiguration pour l'indicateur de version, ne doivent pas être signalés.

6.5 Application de messages textes

Les messages textes peuvent constituer un complément précieux d'un service audio, sans demander une capacité de données excessive. Le message texte fait partie des fonctions de base du système DRM et consomme seulement 80 bit/s. Cette capacité peut être préservée si le fournisseur de services ne compte pas utiliser les messages textes.

6.5.1 Structure

Le message texte (s'il est implémenté) doit occuper les quatre derniers octets de la partie moins protégée de chaque trame logique véhiculant un flux audio. Le message est divisé en un certain nombre de segments, et on utilise le code UTF-8 pour coder les caractères. Le début de chaque segment du message est signalé en mettant les quatre octets à la valeur 0xFF.

Lorsque aucun message texte n'est disponible pour insertion, les quatre octets doivent être mis à 0x00.

Un message texte peut comprendre jusqu'à 8 segments. Chaque segment est constitué d'un en-tête, d'un corps et d'un CRC. Le corps doit contenir 16 octets de données alphanumériques, sauf dans le dernier segment, dans lequel il peut contenir moins de 16 octets.

Both types of reconfiguration are signalled by setting the FAC reconfiguration index to a non-zero value. The index then counts down on each subsequent transmission super frame. The reconfiguration index shall be identical for all three transmission frames of a transmission super frame. The final transmission super frame corresponding to the current configuration shall be that in which the reconfiguration index = 1. The new configuration takes effect for the next transmission super frame and in which the reconfiguration index = 0. Ideally the reconfiguration should be signalled as far in advance as possible (i.e. the reconfiguration index should first take the value 7) in order to provide the greatest chance that the receiver gets all the information necessary for the next configuration.

All data entity types that use the reconfiguration mechanism for the version flag that are present in the current configuration, and all data entity types that use the reconfiguration mechanism for the version flag that are required in the new configuration, shall be sent during the period when the reconfiguration index is non-zero with the version flag indicating the next configuration. This shall include data entity type 10 that signals the FAC channel parameters for the new configuration.

6.4.6.1 Service reconfigurations

A service reconfiguration is one in which the data capacity of the MSC is reallocated between services. This happens when the number of services in the multiplex is changed or the size of data streams is changed. A service reconfiguration shall also be signalled if any of the content of the data entity types using the reconfiguration mechanism of the version flag changes.

When a new service is introduced, and the overall capacity of the MSC is not changed, then the receiver shall follow the currently selected service through the reconfiguration. To facilitate this, the Service Identity and Short Id of all continuing services shall remain the same. The new service shall use a Short Id that is not used in the current configuration. The one exception to this rule is if there are four services in the current configuration and four services in the new configuration. In this case, if the currently selected service is discontinued, then the receiver follows to the new service with the same Short Id if it is of the same type (e.g. both are audio services).

If the currently selected service is discontinued at the reconfiguration, then the receiver may try to find another source of that service on another frequency and/or system by using the information from data entity types 3 and 11.

6.4.6.2 Channel reconfigurations

A channel reconfiguration is one in which the following FAC channel parameters are altered: spectrum occupancy, interleaver depth and MSC mode; and when the robustness mode is changed. In this case the receiver is unable to follow the currently selected service without disruption to the audio output.

If the transmission is discontinued on the tuned frequency, then a reconfiguration shall be signalled with data entity type 10 taking a special value (see 6.4.3.11). In this specific case, the other data entity types that use the reconfiguration mechanism for the version flag shall not be signalled.

6.5 Text message application

Text messages can provide a highly valuable additional element to an audio service without consuming much data capacity. The text message is a basic part of DRM and consumes only 80 bit/s. This capacity can be saved if the service provider does not use text messaging.

6.5.1 Structure

The text message (when present) shall occupy the last four bytes of the lower protected part of each logical frame carrying an audio stream. The message is divided into a number of segments and UTF-8 character coding is used. The beginning of each segment of the message is indicated by setting all four bytes to the value 0xFF.

When no text message is available for insertion all four bytes shall be set to 0x00.

The text message may comprise up to 8 segments. Each segment consists of a header, a body and a CRC. The body shall contain 16 bytes of character data unless it is the last segment in which case it may contain less than 16 bytes.

Chaque segment est en outre divisé en éléments de quatre octets, qui sont placés dans chaque trame successive. Si la longueur du dernier segment n'est pas un multiple de quatre, la trame incomplète doit être complétée par des octets 0x00.

La structure du segment est la suivante:

En-tête	16 bits
Corps	$n \times 8$ bits
CRC	16 bits

L'en-tête est constitué comme suit:

- bit bascule	1 bit
- indicateur de début	1 bit
- indicateur de fin	1 bit
- indicateur de commande	1 bit
- champ 1	4 bits
- champ 2	4 bits
- rfa	4 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

bit bascule: ce bit doit être maintenu en l'état, tant qu'il reste des segments du même message à transmettre. Lorsqu'un segment d'un message texte différent est envoyé pour la première fois, ce bit doit être inversé par rapport à son état précédent. Si un message texte, qui peut comprendre plusieurs segments, est répété, ce bit doit rester inchangé.

indicateur de début, indicateur de fin: ces indicateurs sont utilisés pour identifier des segments particuliers, qui forment une succession de segments dans un message texte. Les indicateurs sont affectés comme suit:

Indicateur de début	Indicateur de fin	Le segment est:
0	0	un segment intermédiaire;
0	1	le dernier segment;
1	0	le premier segment;
1	1	le seul et unique segment.

indicateur de commande: cet indicateur, 1 bit, précise si le Champ 1 contient la longueur du corps du segment ou une commande spéciale, comme suit:

- 0: le Champ 1 signale la **longueur** du corps du segment
- 1: le Champ 1 contient une **commande** spéciale

Champ 1:

- **longueur:** ce champ, exprimé sous forme d'un nombre binaire non signé de 4 bits, spécifie le nombre d'octets du corps moins 1 (-1). Il doit normalement prendre la valeur 15, sauf dans le dernier segment.
- **commande:** ce champ, 4 bits, contient une commande spéciale, comme suit (tous les autres codes sont réservés pour une utilisation future):

0 0 0 1: le message doit être retiré de l'affichage.

Champ 2:

- si **Indicateur de début** = "1":
ce champ contient la valeur "1111";

Each segment is further divided into four-byte pieces which are placed into each successive frame. If the length of the last segment is not a multiple of four then the incomplete frame shall be padded with 0x00 bytes.

The structure of the segment is as follows:

Header	16 bits
Body	$n \times 8$ bits
CRC	16 bits

The Header is made up as follows:

- toggle bit	1 bit
- first flag	1 bit
- last flag	1 bit
- command flag	1 bit
- field 1	4 bits
- field 2	4 bits
- rfa	4 bits

The following definitions apply:

Toggle bit: this bit shall be maintained in the same state as long as segments from the same message are being transmitted. When a segment from a different text message is sent for the first time, this bit shall be inverted with respect to its previous state. If a text message, which may consist of several segments, is repeated, then this bit shall remain unchanged.

First flag, Last flag: these flags are used to identify particular segments which form a succession of segments in a text message. The flags are assigned as follows:

First flag	Last flag	The segment is:
0	0	an intermediate segment;
0	1	the last segment;
1	0	the first segment;
1	1	the one and only segment.

Command flag: this 1-bit flag signals whether Field 1 contains the length of the body of the segment or a special command, as follows:

- 0: Field 1 signals the **length** of the body of the segment
- 1: Field 1 contains a special **command**

Field 1:

- **Length:** this 4-bit field, expressed as an unsigned binary number, specifies the number of bytes in the body minus 1 (-1). It shall normally take the value 15 except in the last segment.
- **Command:** this 4-bit field contains a special command, as follows (all other codes are reserved for future use):
0 0 0 1: the message shall be removed from the display.

Field 2:

- if **First flag** = "1":
this field contains the value "1111";

- si **Indicateur de début** = "0":

rfa: ce champ, 1 bit, est réservé pour des ajouts ultérieurs. Ce bit doit être mis à zéro en attendant sa définition.

SegNum (numéro de segment): ce champ, 3 bits, exprimé sous forme d'un nombre binaire non signé, spécifie le numéro de séquence du segment courant moins 1 (-1). (Le second segment d'une étiquette correspond à SegNum = 1, le troisième segment à SegNum = 2, etc.). La valeur 0 est réservée pour une utilisation future.

rfa: ce champ, 4 bits, est réservé pour des ajouts ultérieurs. Ces bits doivent être mis à zéro en attendant leur définition.

corps: ce champ doit être codé sous forme d'une chaîne de caractères (maximum 16). Si le dernier caractère d'un segment de message occupe plusieurs octets que le corps ne peut pas contenir dans leur totalité, le caractère doit continuer dans le segment suivant. Ce champ doit être omis lorsque l'indicateur C = "1" (commande spéciale).

Les codes supplémentaires suivants peuvent être utilisés:

- Le code 0x0A peut être inséré pour indiquer un saut de ligne facultatif.
- Le code 0x0B peut être inséré pour indiquer la fin d'un titre. Les titres doivent être limités à une longueur maximale de 2×16 caractères affichables (y compris les césures introduites par un code de contrôle 0x1F) et peuvent contenir 0 ou 1 code de saut de ligne facultatif (code 0x0A). Il ne peut y avoir plus de seize caractères avant ou après un saut de ligne.
- Le code 0x1F (hex) peut être inséré pour indiquer une césure. Ce code peut être utilisé pour afficher les mots longs, de façon plus compréhensible.

CRC (Cyclic Redundancy Check = contrôle de redondance cyclique) ce CRC à 16 bits doit être calculé sur l'en-tête et sur le corps. Il doit utiliser le polynôme générateur $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$.

6.6 Mode paquets

Les services de données sont généralement constitués, soit par des flux d'information, sous forme synchrone ou asynchrone, soit par des fichiers d'information. Un système généralisé de transport par paquets permet d'inclure dans le même flux de données des flux et des fichiers asynchrones appartenant à des services différents, et autorise le partage du débit binaire du flux de données (synchrone), trame par trame, entre les services. Les services peuvent être véhiculés par une série de paquets individuels ou sous forme d'une série d'unités de données. Une unité de données est un ensemble de paquets qui peuvent être considérés comme une seule entité du point de vue de la gestion des erreurs – un paquet reçu en erreur à l'intérieur d'une unité de données provoque le rejet de l'unité toute entière. Ce mécanisme peut être utilisé pour transférer des fichiers et aussi pour simplifier la synchronisation des flux asynchrones. Le transport des applications de données est décrit dans le document TS 101 968.

La taille d'une trame logique de données en mode paquet doit être un multiple de la taille des paquets. La longueur maximale d'une unité de données est de 8 215 octets.

6.6.1 Structure des paquets

Le paquet est constitué comme suit:

en-tête	8 bits
champ de données	n octets
CRC	16 bits

L'**en-tête** contient des informations qui décrivent le paquet.

Le **champ de données** contient les données destinées à un service particulier. La longueur du champ de données est indiquée par l'intermédiaire de l'entité de données de type 5, voir 6.4.3.6.

CRC (Contrôle de Redondance Cyclique): ce CRC à 16 bits doit être calculé sur l'en-tête et sur le champ de données. Il doit utiliser le polynôme générateur $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ (voir annexe D).

- if **First flag** = "0":

rfa: this 1-bit field is reserved for future additions. The bit shall be set to zero until it is defined.

SegNum (Segment number): this 3-bit field, expressed as an unsigned binary number, specifies the sequence number of the current segment minus 1 (–1). (The second segment of a label corresponds to SegNum = 1, the third segment to SegNum = 2, etc.). The value 0 is reserved for future use.

rfa: this 4-bit field is reserved for future additions. These bits shall be set to zero until they are defined.

Body: this field shall be coded as a string of characters (maximum 16). If the last character of a message segment is a multibyte character and not all bytes fit into the body then the character shall continue in the next message segment. This field shall be omitted when the C flag = "1" (special command).

The following additional codes may be used:

- Code 0x0A may be inserted to indicate a preferred line break.
- Code 0x0B may be inserted to indicate the end of a headline. Headlines shall be restricted to a maximum length of 2×16 displayable characters (including hyphens introduced as a result of a control code 0x1F) and may contain 0 or 1 preferred line breaks codes (Code 0x0A). There may not be more than sixteen characters before any line break and there may not be more than sixteen characters after any line break.
- Code 0x1F (hex) may be inserted to indicate a preferred word break. This code may be used to display long words comprehensibly.

CRC (Cyclic Redundancy Check): this 16-bit CRC shall be calculated on the header and the body. It shall use the generator polynomial $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$

6.6 Packet mode

Data services generally consist of either streams of information, in either synchronous or asynchronous form, or files of information. A generalized packet delivery system allows the delivery of asynchronous streams and files for various services in the same data stream and allows the bit rate of the (synchronous) data stream to be shared on a frame-by-frame basis between the various services. Services can be carried by a series of single packets or as a series of data units. A data unit is a series of packets that are considered as one entity with regard to error handling - one received errored packet within a data unit causes the whole data unit to be rejected. This mechanism can be used to transfer files and also to allow simpler synchronization of asynchronous streams. The carriage of data applications is described in TS 101 968.

The size of a packet mode data logical frame shall be a multiple of the packet size. The maximum length of a data unit is 8 215 bytes.

6.6.1 Packet structure

The packet is made up as follows:

header	8 bits
data field	n bytes
CRC	16 bits

The **header** contains information to describe the packet.

The **data field** contains the data intended for a particular service. The length of the data field is indicated by use of data entity 5, see 6.4.3.6.

CRC (Cyclic Redundancy Check): this 16-bit CRC shall be calculated on the header and the data field. It shall use the generator polynomial $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ (see annex D).

6.6.1.1 En-tête

L'en-tête comprend les champs suivants:

indicateur de début	1 bit
indicateur de fin	1 bit
identificateur du paquet	2 bits
indicateur de paquets avec bourrage PPI (Padded Packet Indicator)	1 bit
indice de continuité CI (Continuity Index)	3 bits

Les définitions suivantes s'appliquent:

indicateur de début, indicateur de fin: ces indicateurs sont utilisés pour identifier les paquets particuliers qui forment une suite de paquets. Les indicateurs sont affectés comme suit:

Indicateur de début	Indicateur de fin	Le paquet est:
0	0	un paquet intermédiaire;
0	1	le dernier paquet d'une unité de données;
1	0	le premier paquet d'une unité de données;
1	1	le seul et unique paquet d'une unité de données;

identificateur du paquet: ce champ, 2 bits, indique l'identificateur de ce paquet.

indicateur de paquets avec bourrage: cet indicateur, 1 bit, précise si le champ de données comporte du bourrage ou non, comme suit:

- 0: pas de bourrage: tous les octets de données du champ sont utiles;
- 1: présence de bourrage: le premier octet donne le nombre d'octets de données utiles dans le champ.

indice de continuité: ce champ, 3 bits, doit être incrémenté modulo 8 à chaque paquet portant cet identificateur.

6.6.1.2 Champ de données

Le champ de données contient les données utiles destinées à un service particulier.

Si le champ "Indicateur de paquet avec bourrage" PPI (Padded Packet Indicator) de l'en-tête est à 0, tous les octets du champ de données sont des octets utiles.

Si le PPI est à 1, le premier octet indique le nombre d'octets utiles qui suivent et le champ de données est complété par des octets de bourrage 0x00.

En l'absence de données de paquets pour remplir la trame logique, il est possible d'insérer des paquets sans données utiles. Le PPI à 1 et le premier octet du champ de données à 0 indiquent l'absence de données utiles. Les indicateurs de début et de fin doivent être mis à 1. L'indice de continuité doit être incrémenté pour ces paquets vides. Si moins de 4 sous-flux sont utilisés dans le flux de données, un identificateur de paquet non utilisé doit être utilisé. Les paquets vides utilisant un identificateur de paquet <p> ne doivent pas être insérés pendant la transmission d'une unité de données DRM utilisant déjà l'identificateur de paquet <p>.

6.6.2 Flux asynchrones

Les flux asynchrones peuvent être utilisés pour transporter des informations orientées octets. Les paquets individuels et les unités de données peuvent tous les deux être utilisés pour transporter des flux asynchrones.

Les applications qui utilisent le mécanisme de transport par paquets individuels, doivent être en mesure de gérer les paquets de données manquants. Les indicateurs de début et de fin signalent l'existence de paquets intermédiaires.

Les applications qui utilisent le mécanisme de transport par unités de données peuvent véhiculer un ensemble d'octets qui sont liés dans une unité de données, puis faire appel à la fonction de gestion d'erreurs des unités de données pour la synchronisation.

6.6.1.1 Header

The header consists of the following fields:

first flag	1 bit
last flag	1 bit
packet Id	2 bits
padded packet indicator (PPI)	1 bit
continuity index (CI)	3 bits

The following definitions apply:

First flag, Last flag: these flags are used to identify particular packets which form a succession of packets. The flags are assigned as follows:

First flag	Last flag	The packet is:
0	0	an intermediate packet;
0	1	the last packet of a data unit;
1	0	the first packet of a data unit;
1	1	the one and only packet of a data unit.

Packet Id: this 2-bit field indicates the Packet Id of this packet.

Padded Packet Indicator: this 1-bit flag indicates whether the data field carries padding or not, as follows:

- 0: no padding is present: all data bytes in the data field are useful;
- 1: padding is present: the first byte gives the number of useful data bytes in the data field.

Continuity index: this 3-bit field shall increment by one modulo-8 for each packet with this packet Id.

6.6.1.2 Data field

The data field contains the useful data intended for a particular service.

If the padded packet indicator (PPI) field of the header is 0, then all bytes of the data field are useful bytes.

If the PPI is 1 then the first byte indicates the number of useful bytes that follow, and the data field is completed with padding bytes of value 0x00.

Packets with no useful data are permitted if no packet data is available to fill the logical frame. The PPI shall be set to 1 and the first byte of the data field shall be set to 0 to indicate no useful data. The first and last flags shall be set to 1. The continuity index shall be incremented for these empty packets. If less than 4 sub-streams are used within the data stream then an unused packet id shall be used. Empty packets using a packet id of <p> shall not be inserted during the transmission of a DRM data unit using the same packet id <p>.

6.6.2 Asynchronous streams

Asynchronous streams can be used to transport byte-oriented information. Both single packets and data units can be used to transport asynchronous streams.

Applications that use the single packet transport mechanism shall be able to deal with missing data packets. The first and last flags indicate intermediate packets.

Applications that use the data unit transport mechanism can carry a collection of bytes that are related in a data unit and then make use of the error handling of data units for synchronization purposes.

6.6.3 Fichiers

Le fichier peut être véhiculé dans une unité de données.

Les applications qui utilisent ce mécanisme de transport doivent fournir un mécanisme permettant d'identifier chaque objet.

Les indicateurs de début et de fin indiquent la série de paquets dont l'unité de données est constituée. L'indice de continuité sert à déterminer si des paquets intermédiaires ont été perdus.

6.6.4 Choix de la longueur des paquets

Un flux de données pour le mode paquets peut contenir un ou plusieurs paquets par trame logique et les paquets peuvent appartenir à un ou plusieurs services. Cependant, les paquets contenus dans le flux doivent être de longueur identique pour minimiser la propagation d'erreurs. Le choix de la longueur des paquets dépend de plusieurs facteurs, mais il convient de tenir compte plus particulièrement des faits suivants:

- Le surdébit dû à la signalisation de l'en-tête et au CRC est fixe pour chaque paquet. Plus la taille des paquets est importante, meilleur est le ratio entre les données utiles et les informations associées.
- La quantité de bourrage contenu dans les paquets dépend de la taille des fichiers par rapport à la taille des paquets ou, pour les flux asynchrones, du temps de transfert nécessaire. Les paquets de taille importante sont moins efficaces lorsqu'il s'agit de transporter un grand nombre de petits objets.

7 Codage de canal et modulation

7.1 Introduction

Le système DRM est constitué de trois canaux différents, MSC, SDC et FAC. Du fait des spécificités de ces canaux, des codages et des répartitions différents doivent être appliqués. Le processus de codage est représenté à la figure 19.

Le codage est basé sur un schéma de codage multi-niveaux, dont le principe est expliqué en 7.3. Compte tenu des besoins différents en matière de robustesse aux erreurs, à l'intérieur d'un même service ou entre les services d'un multiplex, différents schémas de répartition et différentes combinaisons de rendements du codage sont applicables: protection d'erreurs différenciée UEP (Unequal Error Protection) ou protection d'erreurs uniforme EEP (Equal Error Protection), toutes les deux pouvant être combinées avec la modulation hiérarchique. La protection d'erreurs uniforme utilise un seul rendement du codage pour protéger toutes les données d'un canal. La protection EEP est obligatoire dans le canal FAC et le canal SDC. Le canal principal des services (MSC) par contre peut bénéficier d'une protection d'erreurs différenciée, utilisant deux rendements différents du codage et allouant certaines données à une partie plus protégée et le reste à une partie moins protégée. Lorsqu'on utilise la modulation hiérarchique, trois stratégies de répartition sont applicables au MSC: la répartition normale SM (Standard Mapping), la répartition hiérarchique symétrique HMsym (Symmetrical Hierarchical Mapping) et un mélange de ces deux types de répartition (HMMix) dans lequel la composante réelle de la constellation suit une répartition hiérarchique et la partie imaginaire, une répartition normale. Dans un schéma de répartition hiérarchique, le flux de données décodable est divisé en deux parties: une partie très fortement protégée VSP (Very Strongly Protected Part) et une partie bénéficiant d'une protection normale SPP (Standard Protected Part). La méthode de répartition SM ne comporte qu'une partie SPP. Dans tous les cas, jusqu'à deux rendements globaux du codage différents doivent être appliqués à la partie SPP du canal MSC. Pour le canal FAC et le canal SDC, seule la répartition SM est autorisée. La mise en œuvre du codage dans les différents canaux est décrite en 7.5.

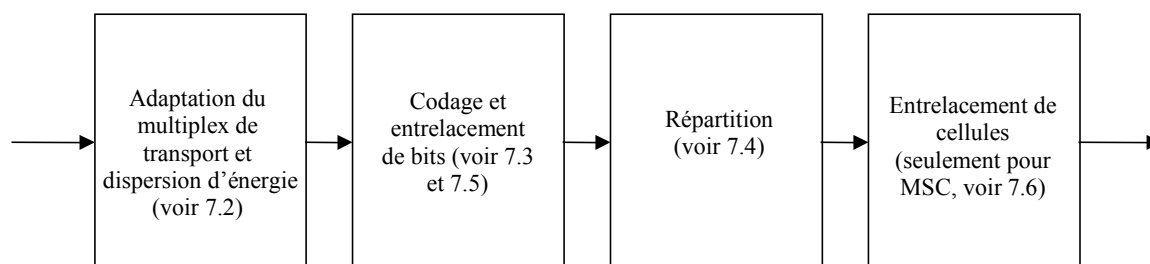


Figure 19 – Schéma fonctionnel du codage et de l'entrelacement

6.6.3 Files

The file may be carried in a data unit.

Applications that use this transport mechanism shall provide a mechanism to identify each object.

The first and last flags indicate the series of packets that make up the data unit. The continuity index is used to determine whether any intermediate packets have been lost.

6.6.4 Choosing the packet length

A data stream for packet mode may contain one or more packets per logical frame, and the packets may belong to one or more services. However, all packets contained in the stream shall have the same length to minimize the propagation of errors. The choice of the packet length depends on various factors, but the following should be taken into account:

- The overhead of signalling the header and CRC is fixed per packet. Therefore the larger the packet, the lower the ratio of overhead to useful data.
- The amount of padding carried in packets is related to the size of the files compared to the packet size or the transit delay requirements for asynchronous streams. Large packets are less efficient at transporting many small objects.

7 Channel coding and modulation

7.1 Introduction

The DRM system consists of three different channels, the MSC, SDC and FAC. Because of the different needs of these channels different coding and mapping schemes shall be applied. An overview of the encoding process is shown in figure 19.

The coding is based on a multilevel coding scheme for which the principle is explained in 7.3. Due to different error protection needs within one service or for different services within one multiplex different mapping schemes and combinations of code rates are applicable: unequal error protection (UEP) and equal error protection (EEP) are available and can be combined with hierarchical modulation. Equal error protection uses a single code rate to protect all the data in a channel. EEP is mandatory for the FAC and SDC. Instead of EEP, unequal error protection can be used with two code rates to allow the data in the Main Service Channel to be assigned to the higher protected part and the lower protected part. When using hierarchical modulation three mapping strategies are applicable to the MSC: the standard mapping (SM), the symmetrical hierarchical mapping (HMsym) and a mixture of the previous two mappings (HMmix) that results in the real component of the constellation following a hierarchical mapping and the imaginary part following a standard one. The hierarchical mappings split the decodable data stream into two parts: a very strongly protected part (VSPP) and a standard protected part (SPP). The SM method only consists of a SPP. In any case, up to two different overall code rates shall be applied to the SPP of the MSC. For the FAC and SDC only SM is allowed. The application of the coding to the different channels is described in 7.5.

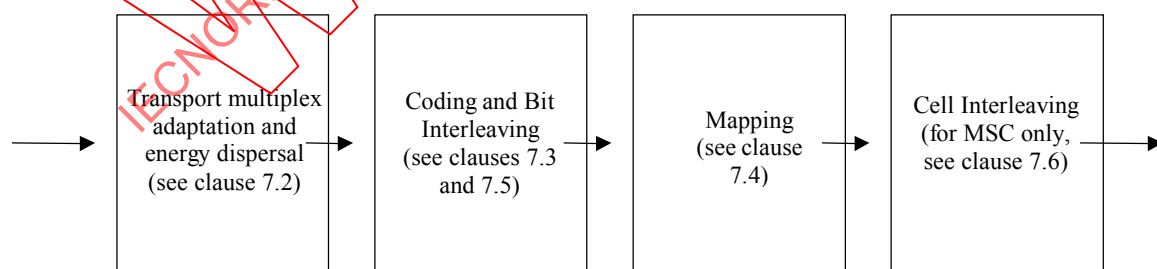


Figure 19 – Functional block diagram of the coding and interleaving

IEC 498/03

7.2 Adaptation du multiplex de transport et dispersion d'énergie

7.2.1 Adaptation du multiplex de transport

Les différents canaux (MSC, SDC, FAC) sont soumis au codage de canal, de manière indépendante. La longueur L du vecteur du traitement est égale à un bloc FAC pour le canal FAC, à un bloc SDC pour le canal SDC et à une trame multiplexée pour le canal MSC.

7.2.1.1 MSC

Le nombre L_{MUX} de bits par trame multiplexée dépend du mode de protection, de l'occupation spectrale et de la constellation:

- avec un seul niveau de protection (EEP) il est donné par:

$$L_{MUX} = L_2$$

- avec deux niveaux de protection (UEP) il est donné par:

$$L_{MUX} = L_1 + L_2$$

L_1 étant le nombre de bits de la partie plus protégée, et L_2 le nombre de bits de la partie moins protégée.

- avec HMsym ou HMmix, le nombre de bits très fortement protégés est donné par L_{VSPP} .

L_1 , L_2 et L_{VSPP} sont calculés comme suit:

SM:

$$L_1 = \sum_{p=0}^{P_{\max}-1} 2N_1 R_p$$

$$L_2 = \sum_{p=0}^{P_{\max}-1} R X_p \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{R Y_p} \right\rfloor$$

$$L_{VSPP} = 0$$

$P_{\max}$ est le nombre de niveaux dans la constellation (4-QAM: $P_{\max} = 1$; 16-QAM: $P_{\max} = 2$; 64-QAM: $P_{\max} = 3$).

$R X_p$ est le numérateur du rendement du codage de chaque niveau individuel, voir tableau 65.

$R Y_p$ est le dénominateur du rendement du codage de chaque niveau individuel, voir tableau 65.

R_p est le rendement du codage de chaque niveau individuel, voir tableau 65.

HMsym:

$$L_1 = \sum_{p=1}^2 2N_1 R_p$$

$$L_2 = \sum_{p=1}^2 R X_p \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{R Y_p} \right\rfloor,$$

$$L_{VSPP} = R X_0 \left\lfloor \frac{2(N_1 + N_2) - 12}{R Y_0} \right\rfloor$$

$P_{\max} = 3$ est le nombre de niveaux pour 64-QAM en utilisant HMsym.

NOTE: Seule la constellation 64-QAM autorise un schéma de répartition hiérarchique.

7.2 Transport multiplex adaptation and Energy dispersal

7.2.1 Transport multiplex adaptation

The different channels (MSC, SDC, FAC) are processed in the channel coding independently. The vector length L for processing equals one FAC block for the FAC, one SDC block for the SDC or one multiplex frame for the MSC.

7.2.1.1 MSC

The number of bits L_{MUX} per multiplex frame is dependent on the robustness mode, spectrum occupancy and constellation:

- when using one protection level (EEP) it is given by:

$$L_{MUX} = L_2$$

- when using two protection levels (UEP) it is given by:

$$L_{MUX} = L_1 + L_2$$

where the number of bits of the higher protected part is L_1 and the number of bits of the lower protected part is L_2 .

- when using HMsym or HMmix the number of very strongly protected bits is given by L_{VSPP} .

L_1 , L_2 and L_{VSPP} are calculated as follows:

SM:

$$L_1 = \sum_{p=0}^{P_{\max}-1} 2N_1 R_p$$

$$L_2 = \sum_{p=0}^{P_{\max}-1} R X_p \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{R Y_p} \right\rfloor$$

$$L_{VSPP} = 0$$

$P_{\max}$ is the number of levels (4-QAM: $P_{\max} = 1$; 16-QAM: $P_{\max} = 2$; 64-QAM: $P_{\max} = 3$).

$R X_p$ is the numerator of the code rate of each individual level, see table 65.

$R Y_p$ is the denominator of the code rate of each individual level, see table 65.

R_p is the code rate of each individual level, see table 65.

HMsym:

$$L_1 = \sum_{p=1}^2 2N_1 R_p$$

$$L_2 = \sum_{p=1}^2 R X_p \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{R Y_p} \right\rfloor,$$

$$L_{VSPP} = R X_0 \left\lfloor \frac{2(N_1 + N_2) - 12}{R Y_0} \right\rfloor$$

$P_{\max} = 3$ is the number of levels for 64-QAM using HMsym.

NOTE: A hierarchical mapping scheme can only be used in a 64-QAM signal constellation.

RX_p est le numérateur du rendement du codage de chaque niveau individuel, voir tableau 65.

RY_p est le dénominateur du rendement du codage de chaque niveau individuel, voir tableau 65.

R_p est le rendement du codage de chaque niveau individuel, voir tableau 65.

HMmix:

$$L_1 = N_1 R_0^{\text{Im}} + \sum_{p=1}^2 N_1 (R_p^{\text{Re}} + R_p^{\text{Im}})$$

$$L_2 = RX_0^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_0} \right\rfloor + \sum_{p=1}^2 RX_p^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p} \right\rfloor + RX_p^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p} \right\rfloor$$

$$L_{VSPP} = RX_o^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_1 + N_2 - 12}{RY_0^{\text{Re}}} \right\rfloor$$

$P_{\text{max}} = 3$ est le nombre de niveaux pour 64-QAM en utilisant HMmix.

$RX_p^{\text{Re}}, RX_p^{\text{Im}}$ sont les numérateurs des rendements du codage de chaque niveau individuel (voir tableau 65), respectivement pour la composante réelle et pour la composante imaginaire.

$RY_p^{\text{Re}}, RY_p^{\text{Im}}$ sont les dénominateurs des rendements du codage de chaque niveau individuel (voir tableau 65), respectivement pour la composante réelle et pour la composante imaginaire.

$R_p^{\text{Re}}, R_p^{\text{Im}}$ sont les rendements du codage de chaque niveau individuel (voir tableau 65), respectivement pour la composante réelle et pour la composante imaginaire.

et $\lfloor \cdot \rfloor$ exprime l'arrondi vers l'entier inférieur le plus proche.

Le nombre total N_{MUX} de cellules OFDM du canal MSC par trame multiplexée est donné en 7.7.

Avec un seul niveau de protection (EEP), le nombre total N_{MUX} de cellules OFDM du canal MSC par trame multiplexée est égal à N_2 .

Avec deux niveaux de protection (UEP), le nombre total N_{MUX} de cellules OFDM du canal MSC par trame multiplexée est égal à la somme des cellules de la partie plus protégée et de la partie moins protégée:

$$N_{\text{MUX}} = N_1 + N_2.$$

N_1 est le nombre de cellules OFDM utilisées pour la partie plus protégée.

N_2 est le nombre de cellules OFDM utilisées pour la partie moins protégée, incluant les bits finaux.

Pour calculer le nombre N_1 de cellules OFDM de la partie plus protégée (partie A), les formules suivantes s'appliquent:

SM:

$$N_1 = \left\lfloor \frac{8X}{2RY_{lcm} \sum_{p=0}^{P_{\text{max}}-1} R_p} \right\rfloor RY_{lcm}$$

RX_p is the numerator of the code rate of each individual level, see table 65.

RY_p is the denominator of the code rate of each individual level, see table 65.

R_p is the code rate of each individual level, see table 65.

HMmix:

$$L_1 = N_1 R_0^{\text{Im}} + \sum_{p=1}^2 N_1 (R_p^{\text{Re}} + R_p^{\text{Im}})$$

$$L_2 = RX_0^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_0} \right\rfloor + \sum_{p=1}^2 RX_p^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p} \right\rfloor + RX_p^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p} \right\rfloor$$

$$L_{VSPP} = RX_o^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_1 + N_2 - 12}{RY_0^{\text{Re}}} \right\rfloor$$

$P_{\max} = 3$ is the number of levels for 64-QAM using HMmix.

$RX_p^{\text{Re}}, RX_p^{\text{Im}}$ are the numerators of the code rates of each individual level (see table 65) for the real and imaginary component respectively.

$RY_p^{\text{Re}}, RY_p^{\text{Im}}$ are the denominators of the code rates of each individual level (see table 65) for the real and imaginary component respectively.

$R_p^{\text{Re}}, R_p^{\text{Im}}$ are the code rates of each individual level (see table 65) for the real and imaginary component respectively and $\lfloor \cdot \rfloor$ means round towards minus infinity.

The total number N_{MUX} of MSC OFDM cells per multiplex frame is given in 7.7.

The total number N_{MUX} of MSC OFDM cells per multiplex frame when using one protection level (EEP) equals N_2 .

The total number N_{MUX} of MSC OFDM cells per multiplex frame when using two protection levels (UEP) equals the addition of the cells of the higher protected part and the lower protected part:

$$N_{MUX} = N_1 + N_2.$$

N_1 is the number of OFDM cells used for the higher protected part.

N_2 is the number of OFDM cells used for the lower protected part including the tailbits.

To calculate the number N_1 of OFDM cells in the higher protected part (part A) the following formulae apply:

SM:

$$N_1 = \left\lfloor \frac{8X}{2RY_{lcm} \sum_{p=0}^{P_{\max}-1} R_p} \right\rfloor RY_{lcm}$$

HMsym:

$$N_1 = \left\lceil \frac{8X}{2RY_{lcm} \sum_{p=1}^2 R_p} \right\rceil RY_{lcm}$$

HMmix:

$$N_1 = \left\lceil \frac{8X}{RY_{lcm} \left(R_0^{\text{Im}} + \sum_{p=1}^2 (R_p^{\text{Re}} + R_p^{\text{Im}}) \right)} \right\rceil RY_{lcm}$$

où:

X est le nombre d'octets de la partie A (signalé dans le canal SDC)

RY_{lcm} figure dans les tableaux 67 et 68 pour SM; dans les tableaux 69 et 70 pour HMsym; et dans les tableaux 68, 70 et 71 pour HMix.

$\lceil \rceil$ exprime l'arrondi vers l'entier supérieur le plus proche.

Pour calculer le nombre N_2 de cellules OFDM de la partie moins protégée (partie B), la formule suivante s'applique:

$$N_2 = N_{MUX} - N_1$$

Les restrictions suivantes sont à prendre en compte:

$$N_1 \in \{10, \dots, N_{MUX} - 20\}$$

$$N_2 \in \{20, \dots, N_{MUX}\}$$

7.2.1.2 FAC

Le nombre L_{FAC} de bits par bloc FAC est égal à 72 dans chaque mode.

Le nombre total N_{FAC} de cellules OFDM du canal FAC par bloc FAC est égal à 65 dans chaque mode.

7.2.1.3 SDC

Le nombre L_{SDC} de bits par bloc SDC dépend du mode de protection, de l'occupation spectrale et de la constellation.

Le nombre total N_{SDC} de cellules OFDM du canal SDC par bloc SDC est donné dans le tableau 63.

Les formules données en 7.2.1.1 pour le canal MSC sont également valables pour le canal SDC, dans lequel EEP et SM sont obligatoires (seulement 4-QAM: $P_{\max} = 1$, 16-QAM: $P_{\max} = 2$), c'est-à-dire $L_{SDC} = L_2$ et $N_{SDC} = N_2$.

Tableau 63 – Nombre N_{SDC} de cellules QAM pour le canal SDC

	0	1	2	3	4	5
A	167	190	359	405	754	846
B	130	150	282	322	588	662
C	-	-	-	288	-	607
D	-	-	-	152	-	332

HMsym:

$$N_1 = \left\lceil \frac{8X}{2RY_{lcm} \sum_{p=1}^2 R_p} \right\rceil RY_{lcm}$$

HMmix:

$$N_1 = \left\lceil \frac{8X}{RY_{lcm} \left(R_0^{\text{Im}} + \sum_{p=1}^2 (R_p^{\text{Re}} + R_p^{\text{Im}}) \right)} \right\rceil RY_{lcm}$$

where:

X is the number of bytes in part A (as signalled in the SDC);

RY_{lcm} is taken from tables 67 and 68 for SM; from tables 69 and 70 for HMsym; and from tables 68, 70 and 71 for HMmix.

$\lceil \rceil$ means round towards plus infinity.

To calculate the number N_2 of OFDM cells in the lower protected part (part B) the following formula applies:

$$N_2 = N_{MUX} - N_1$$

The following restrictions shall be taken into account:

$$N_1 \in \{10, \dots, N_{MUX} - 20\}$$

$$N_2 \in \{20, \dots, N_{MUX}\}$$

7.2.1.2 FAC

The number of bits L_{FAC} per FAC block equals 72 bits in every mode.

The total number N_{FAC} of FAC OFDM cells per FAC block equals 65 in every mode.

7.2.1.3 SDC

The number of bits L_{SDC} per SDC block is dependent on the robustness mode, spectrum occupancy and constellation.

The total number N_{SDC} of SDC OFDM cells per SDC block are given in table 63.

The formulas given in 7.2.1.1 for the MSC are valid also for the SDC under the constraint of EEP and SM (only 4-QAM: $P_{\max} = 1$, 16-QAM: $P_{\max} = 2$), i.e. $L_{SDC} = L_2$ and $N_{SDC} = N_2$.

Table 63 – Number of QAM cells N_{SDC} for SDC

	0	1	2	3	4	5
A	167	190	359	405	754	846
B	130	150	282	322	588	662
C	-	-	-	288	-	607
D	-	-	-	152	-	332

7.2.2 Dispersion d'énergie

L'objectif de la dispersion d'énergie est d'éviter la transmission de séquences susceptibles de provoquer une régularité indésirable dans le signal transmis.

Pour le canal SDC et le canal FAC, le processus de dispersion d'énergie doit former le flux d'entrée u_i au processus de codage multi-niveaux correspondant.

La sortie du processus de dispersion d'énergie agissant sur la trame multiplexée du canal MSC, doit former le flux d'entrée u_i , bénéficiant d'une protection normale, destiné au processus de codage multi-niveaux du MSC. La sortie du processus de dispersion d'énergie agissant sur la trame hiérarchique (si elle est présente) doit former le flux d'entrée u'_i , à très fortement protégée, destiné au processus de codage multi-niveaux en question.

La dispersion d'énergie doit être appliquée aux différents canaux (MSC, SDC, FAC), dans le but de réduire la possibilité de séquences répétitives provoquant une régularité indésirable, soit dans le signal transmis, soit dans un traitement numérique quelconque. Elle consiste à compléter de manière déterministe certains bits choisis de la trame logique.

Les entrées individuelles des brouilleurs assurant la dispersion d'énergie, représentés à la figure 20, doivent être brouillées par addition modulo 2 d'une séquence binaire pseudo-aléatoire PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence), avant de procéder au codage de canal.

La séquence PRBS est définie comme la sortie du registre à décalage en boucle de la figure 20. Elle doit utiliser un polynôme de degré 9, défini par:

$$P(X) = X^9 + X^5 + 1$$

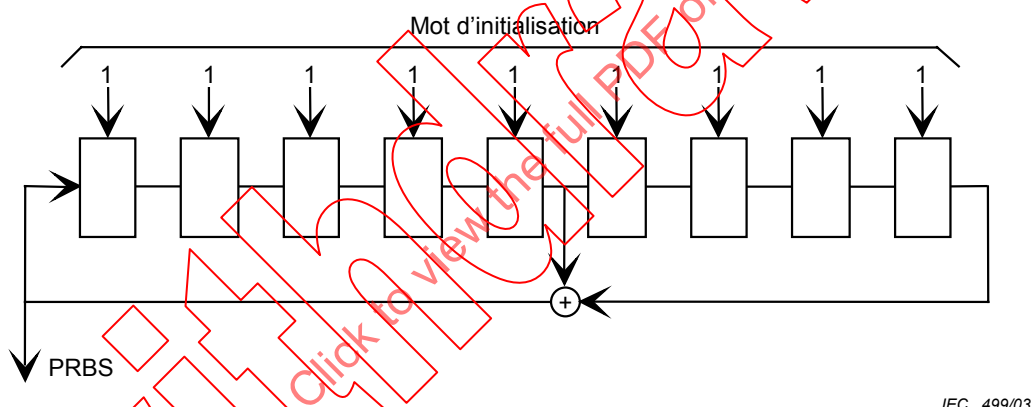


Figure 20 – Générateur PRBS

Le mot d'initialisation doit être appliqué de sorte que le premier bit de la PRBS soit obtenu lorsque tous les étages du registre à décalage ont leurs sorties à "1"; les 16 premiers bits de la PRBS sont donnés dans le tableau 64.

Tableau 64 – Les 16 premiers bits de la PRBS

indice des bits	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
valeur des bits	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0

Les canaux FAC, SDC et MSC doivent être traités par les brouilleurs de dispersion d'énergie, comme suit:

- La longueur du vecteur pour le traitement est égale à un bloc FAC pour le canal FAC, un bloc SDC pour le canal SDC et une trame multiplexée plus une trame hiérarchique pour le canal MSC.
- Chaque bloc FAC est constitué de 72 bits, tandis que dans les canaux SDC et MSC la longueur des blocs dépend du mode de protection, de l'occupation spectrale et de la constellation, voir 7.2.1.
- Les quatre blocs doivent être traités indépendamment. Le vecteur d'entrée doit être brouillé avec la PRBS, le premier bit du vecteur étant additionné modulo 2 au bit PRBS d'indice 0.

7.2.2 Energy dispersal

The purpose of the energy dispersal is to avoid the transmission of signal patterns which might result in an unwanted regularity in the transmitted signal.

For the SDC and FAC, the output of the energy dispersal shall form the input stream u_i to the corresponding multilevel coding process.

The output of the energy dispersal acting on the MSC multiplex frame shall form the standard protected input stream u_i to the multilevel coding process for the MSC. The output of the energy dispersal acting on the hierarchical frame (if present) shall form the very strongly protected input stream u'_i to the same multilevel coding process.

Energy dispersal shall be applied on the different channels (MSC, SDC, FAC) in order to reduce the possibility that systematic patterns result in unwanted regularity in either the transmitted signal or in any digital processing, this by providing a deterministic selective complementing of bits.

The individual inputs of the energy dispersal scramblers shown in figure 20 shall be scrambled by a modulo-2 addition with a pseudo-random binary sequence (PRBS), prior to channel encoding.

The PRBS is defined as the output of the feedback shift register of figure 20. It shall use a polynomial of degree 9, defined by:

$$P(X) = X^9 + X^5 + 1$$

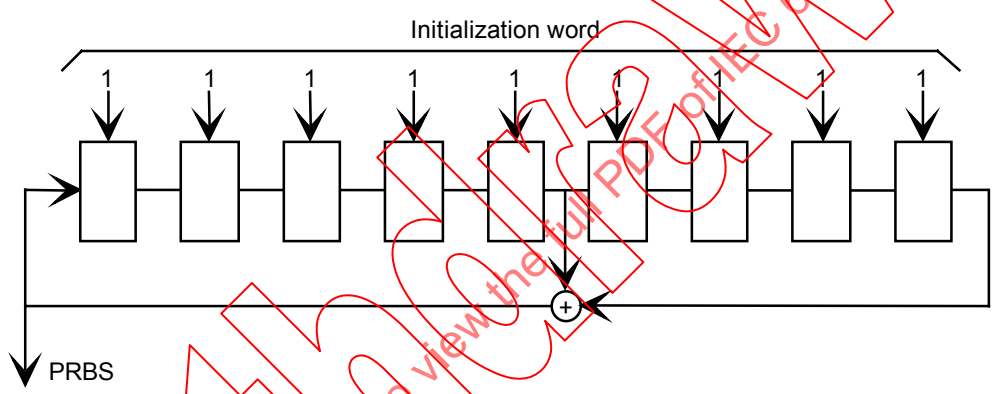


Figure 20 – PRBS generator

The initialization word shall be applied in such a way that the first bit of the PRBS is obtained when the outputs of all shift register stages are set to value "1", the first 16 bits of the PRBS are given in table 64.

Table 64 – First 16 bits of the PRBS

bit index	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
bit value	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0

The FAC, SDC and MSC shall be processed by the energy dispersal scramblers as follows:

- The vector length for processing equals one FAC block for the FAC, one SDC block for the SDC and one multiplex frame and one hierarchical frame for the MSC.
- Each FAC block consists of 72 bits, the block lengths for the SDC and MSC are dependent on the robustness mode, spectrum occupancy and constellation, see 7.2.1.
- The four blocks shall be processed independently. The input vector shall be scrambled with the PRBS, the first bit of the vector being added modulo 2 to the PRBS bit of index 0.

Les brouilleurs des différents canaux sont réinitialisés comme suit:

- FAC: à chaque bloc FAC;
- SDC: à chaque bloc SDC;
- MSC: à chaque trame multiplexée pour la partie bénéficiant d'une protection normale, à chaque trame hiérarchique pour la partie très fortement protégée.

7.3 Codage

Le 7.3.1 explique la structure du codage multi-niveaux pour les différentes répartitions, le 7.3.2 donne la composante codage du schéma de codage multi-niveaux et le 7.3.3, l'entrelacement de bits correspondant.

7.3.1 Codage multi-niveaux

Le processus de codage du canal est basé sur un schéma de codage multi-niveaux. Le principe du codage multi-niveaux consiste à optimiser à la fois le codage et la modulation, afin de réaliser les meilleures performances de transmission possibles. C'est aussi la raison pour laquelle les positions de bits les plus exposées aux erreurs dans la répartition QAM, reçoivent une protection supérieure. Les différents niveaux de protection sont atteints avec différentes composantes de codage qui sont réalisés à l'aide de codes convolutifs poinçonnés, dérivés du même code mère.

Le décodage au niveau du récepteur peut être réalisé, soit en une seule opération, soit par un processus itératif. Par conséquent, les performances du décodeur en présence de données erronées peuvent être améliorées en augmentant le nombre des itérations et dépendent donc de la mise en œuvre du décodeur.

Cinq schémas différents sont applicables en fonction de la constellation du signal et de la répartition utilisées. Le schéma de codage à un seul niveau doit être considéré comme un cas particulier du schéma de codage multi-niveaux. Les différents schémas de répartition ne sont applicables qu'à la constellation 64-QAM, comme le montrent les figures 27, 28 et 29. Pour la modulation hiérarchique à répartition normale et symétrique (SM et HMsym), une répartition identique doit être utilisée pour les composantes réelles et imaginaires de la constellation du signal. Pour la modulation hiérarchique à répartition mixte (HMMix), les composantes réelles et imaginaires de la constellation du signal doivent faire l'objet d'une répartition séparée.

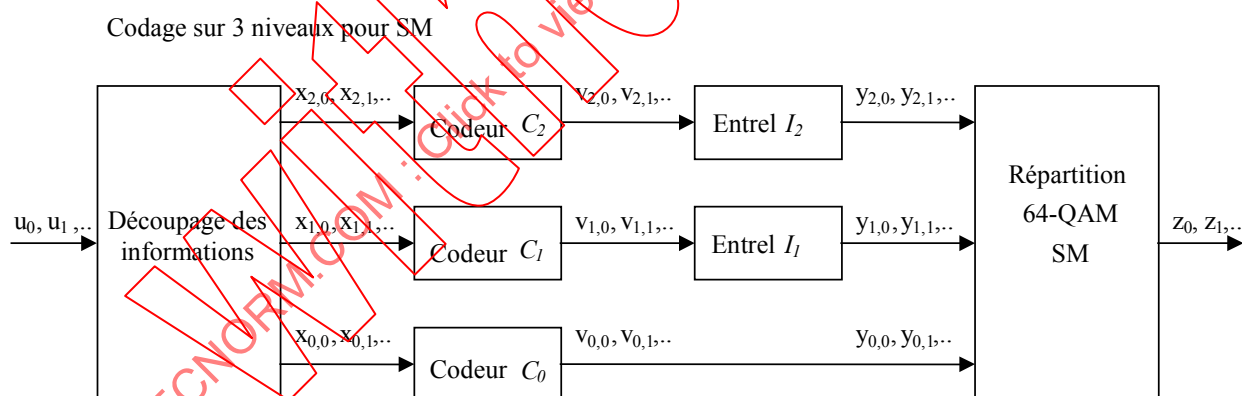


Figure 21 – Codage multi-niveaux à 3 niveaux pour SM

IEC 500/03

The scramblers of the different channels are reset as follows:

- FAC: every FAC block;
- SDC: every SDC block;
- MSC: every multiplex frame for the standard protected part, every hierarchical frame for the very strongly protected part.

7.3 Coding

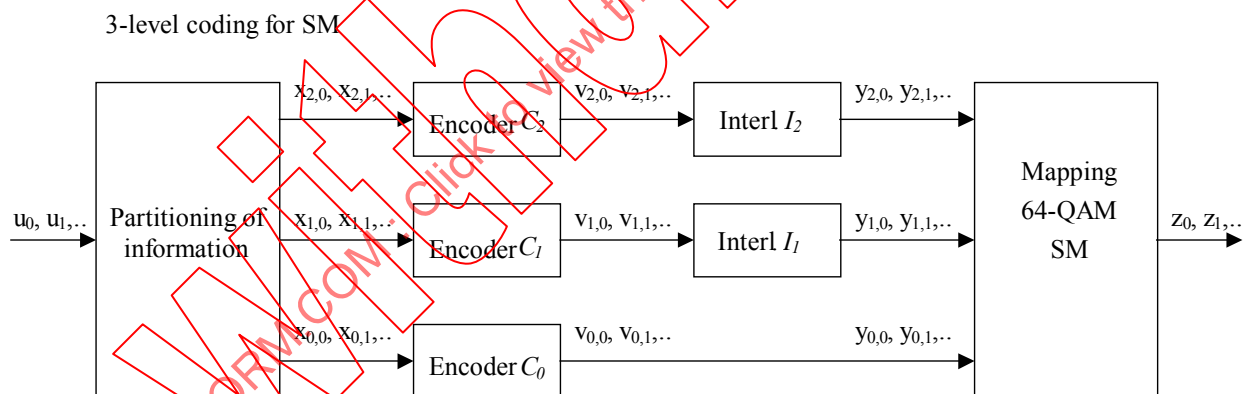
Subclause 7.3.1 explains the structure of multilevel coding for the different mappings, subclause 7.3.2 defines the component code of the multilevel coding scheme and subclause 7.3.3 the corresponding bit-wise interleaving.

7.3.1 Multilevel coding

The channel encoding process is based on a multilevel coding scheme. The principle of multilevel coding is the joint optimization of coding and modulation to reach the best transmission performance. This denotes that more error prone bit positions in the QAM mapping get a higher protection. The different levels of protection are reached with different component codes which are realized with punctured convolutional codes, derived from the same mother code.

The decoding in the receiver can be done either straightforwardly or through an iterative process. Consequently the performance of the decoder with errored data can be increased with the number of iterations and hence is dependent on the decoder implementation.

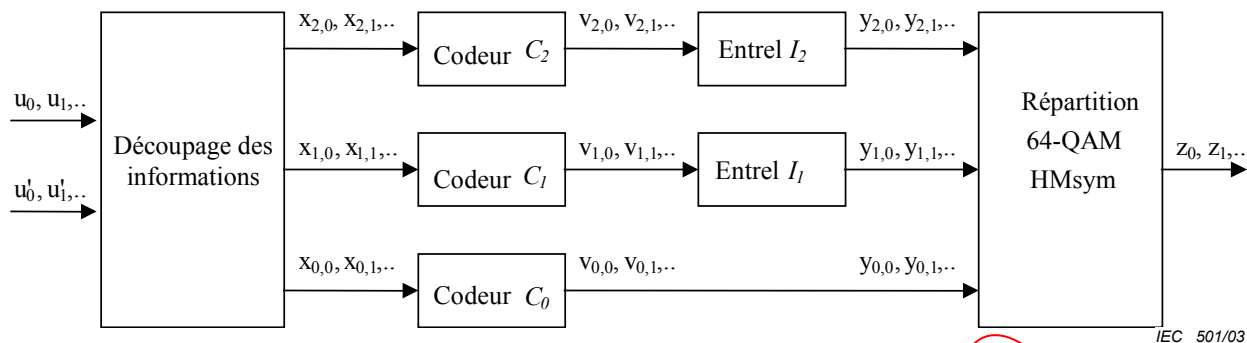
Depending on the signal constellation and mapping used, five different schemes are applicable. The 1-level scheme shall be considered as a special case of the multilevel coding scheme. Different mapping schemes are only applicable to the 64-QAM constellation as depicted in figures 27, 28 and 29. For the standard mapping and symmetrical mapping hierarchical modulation (SM and HMsym), identical mappings shall be used for the real and imaginary components of the signal constellation. For the mixed mapping hierarchical modulation (HMmix) separate mappings shall be used for the real and imaginary components of the signal constellation.



IEC 500/03

Figure 21 – Multilevel coding with 3 levels for SM

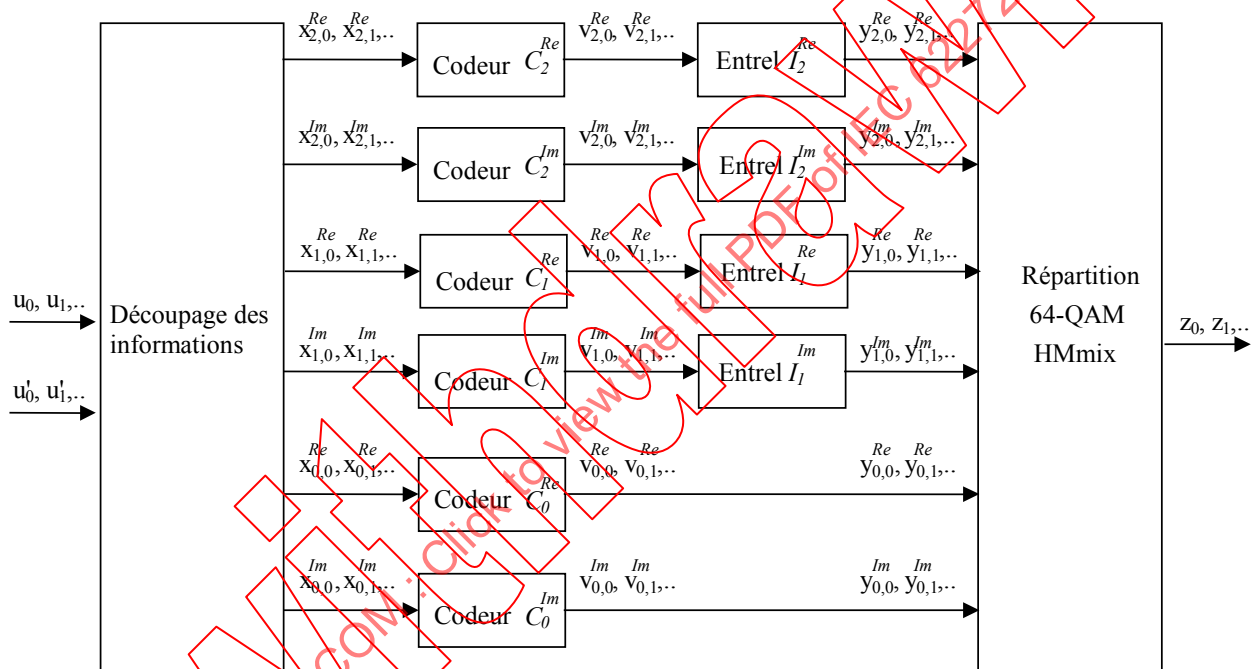
Codage sur 3 niveaux pour HMsym



IEC 501/03

Figure 22 – Codage multi-niveaux à 3 niveaux pour HMsym

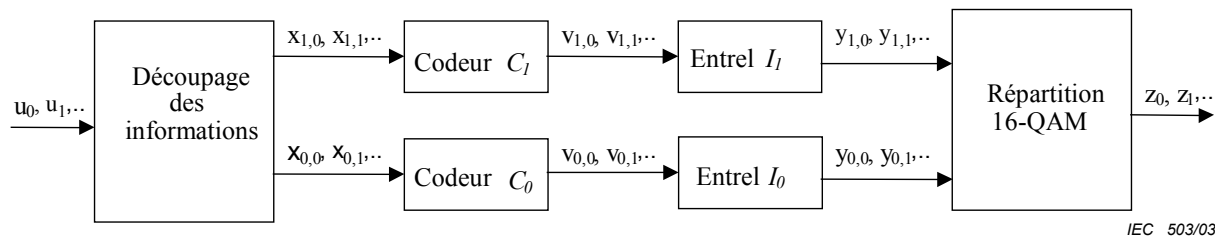
Codage sur 3 niveaux pour HMmix



IEC 502/03

Figure 23 – Codage multi-niveaux à 3 niveaux pour HMmix

Codage sur 2 niveaux



IEC 503/03

Figure 24 – Codage multi-niveaux à 2 niveaux (SM)

3-level coding for HMsym

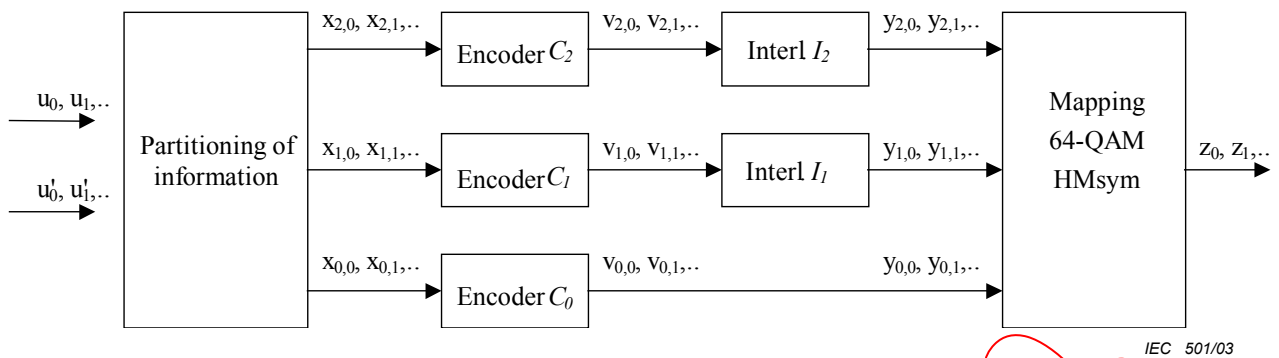


Figure 22 – Multilevel coding with 3 levels for HMsym

3-level coding for HMix

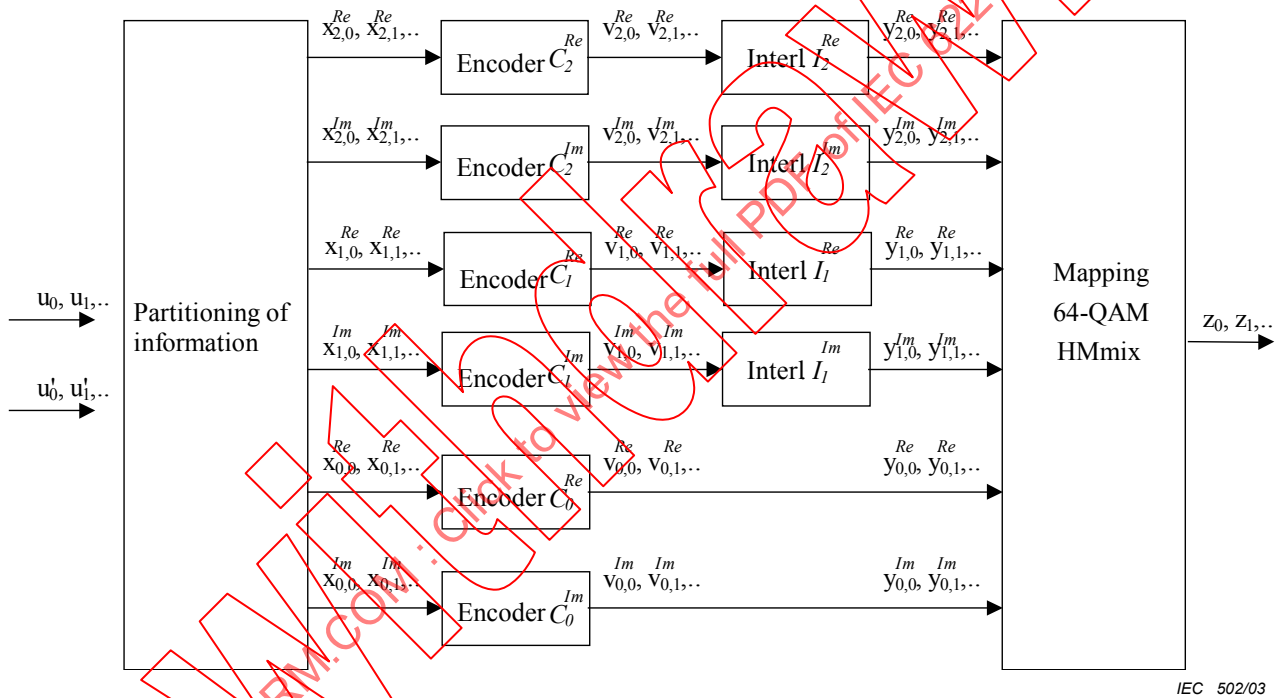


Figure 23 – Multilevel coding with 3 levels for HMix

2-level coding

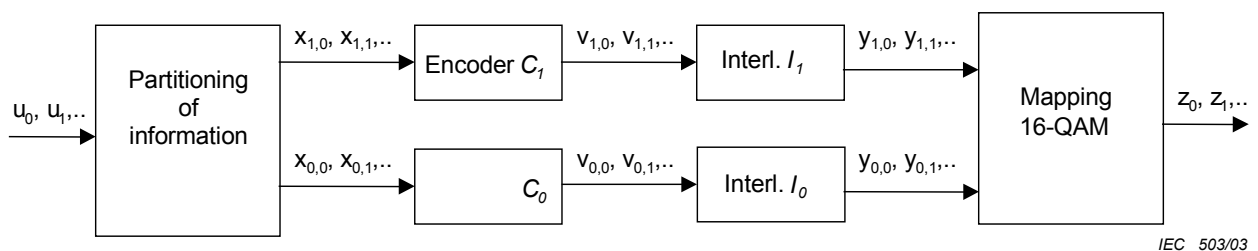


Figure 24 – Multilevel coding with 2 levels (SM)

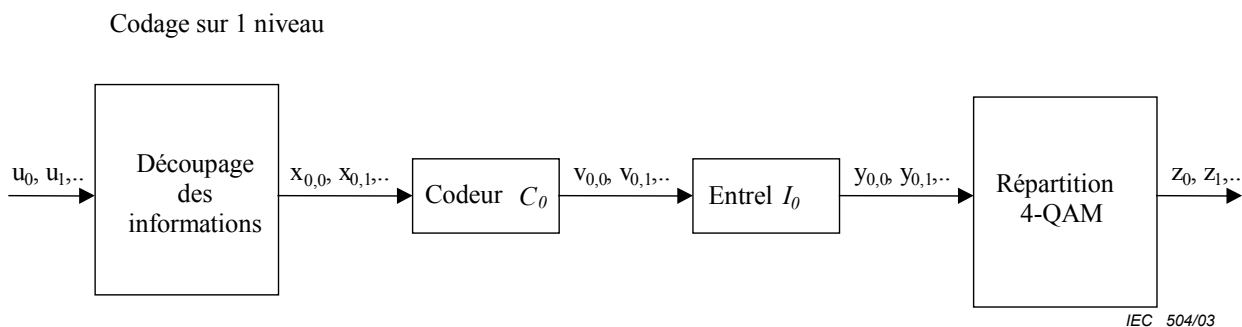


Figure 25 – Codage multi-niveaux à 1 niveau (SM)

7.3.1.1 Partition du flux binaire en SM

Le flux binaire (u_i) doit être découpé en plusieurs flux ($x_{p,i}$) selon le nombre de niveaux. Les bits de la partie plus protégée doivent être envoyés aux codeurs au niveau $p = 0, \dots, P_{\max}-1$, puis les bits de la partie moins protégée doivent être envoyés aux codeurs au niveau $p = 0, \dots, P_{\max}-1$. On obtient:

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,1}-1}, x_{1,0}, x_{1,1}, \dots, x_{1,M_{1,1}-1}, x_{2,0}, x_{2,1}, \dots, x_{2,M_{2,1}-1}, x_{0,M_{0,1}}, x_{0,M_{0,1}+1}, \dots, x_{0,M_{0,1}+M_{0,2}-1}, \\ x_{1,M_{1,1}}, x_{1,M_{1,1}+1}, \dots, x_{1,M_{1,1}+M_{1,2}-1}, x_{2,M_{2,1}}, x_{2,M_{2,1}+1}, \dots, x_{2,M_{2,1}+M_{2,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_{VSP}+L_1+L_2-1})$$

pour le codage à trois niveaux,

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,1}-1}, x_{1,0}, x_{1,1}, \dots, x_{1,M_{1,1}-1}, \\ x_{0,M_{0,1}}, x_{0,M_{0,1}+1}, \dots, x_{0,M_{0,1}+M_{0,2}-1}, x_{1,M_{1,1}}, x_{1,M_{1,1}+1}, \dots, x_{1,M_{1,1}+M_{1,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1})$$

pour le codage à deux niveaux,

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,1}-1}, x_{0,M_{0,1}}, x_{0,M_{0,1}+1}, \dots, x_{0,M_{0,1}+M_{0,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1})$$

pour le codage à un seul niveau.

Lorsqu'on utilise un seul niveau de protection (EEP), les éléments dont l'indice est négatif ne doivent pas être pris en compte.

Le nombre de bits à chaque niveau p est calculé pour la partie plus protégée et pour la partie moins protégée, par:

$$M_{p,1} = 2N_1R_p \text{ où } p \in \{0,1,2\}$$

$$M_{p,2} = RX_p \left\lfloor \frac{2N_2-12}{RY_p} \right\rfloor \text{ où } p \in \{0,1,2\}$$

NOTE: Le nombre réel de bits dans la partie plus protégée (L_1) peut être supérieur au nombre signalé dans le canal SDC. Cela signifie que certains bits appartenant à la partie B de la trame multiplexée, sont en réalité protégés à un niveau supérieur.

Le nombre total de bits à chaque niveau p est:

$$M_p = M_{p,1} + M_{p,2}$$

De ces formules, on peut conclure que les flux binaires ($x_{p,i}$) à l'entrée des codeurs C_p ont une longueur différente selon le rendement du codage, afin que tous les flux binaires en sortie des codeurs ($v_{p,i}$) aient une longueur identique.

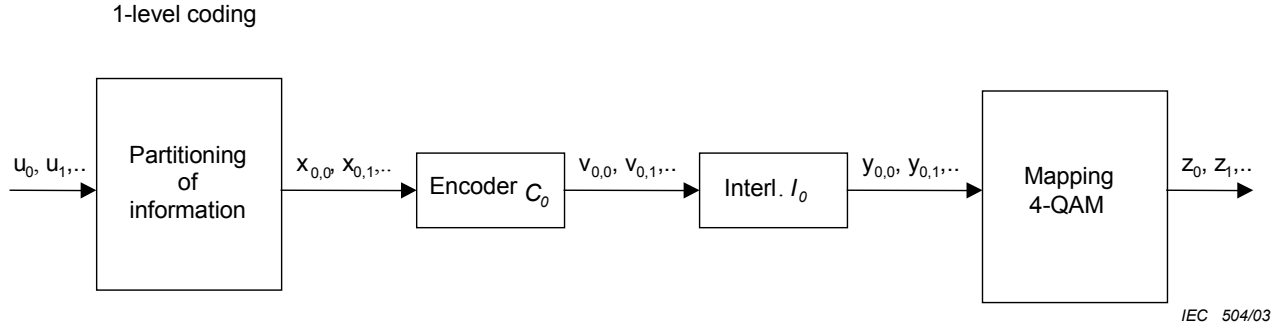


Figure 25 – Multilevel coding with 1 level (SM)

7.3.1.1 Partitioning of bitstream in SM

The bitstream (u_i) shall be partitioned into several streams ($x_{p,i}$) according to the number of levels. The bits of the higher protected part shall be fed to the encoders on $p = 0, \dots, P_{\max}-1$, then the bits of the lower protected part shall be fed to the encoders on $p = 0, \dots, P_{\max}-1$. This results in:

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,1}-1}, x_{1,0}, x_{1,1}, \dots, x_{1,M_{1,1}-1}, x_{2,0}, x_{2,1}, \dots, x_{2,M_{2,1}-1}, x_{0,M_{0,1}}, x_{0,M_{0,1}+1}, \dots, x_{0,M_{0,1}+M_{0,2}-1}, \\ x_{1,M_{1,1}}, x_{1,M_{1,1}+1}, \dots, x_{1,M_{1,1}+M_{1,2}-1}, x_{2,M_{2,1}}, x_{2,M_{2,1}+1}, \dots, x_{2,M_{2,1}+M_{2,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_{1,SP}+L_1+L_2-1})$$

for the 3-level coding,

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,1}-1}, x_{1,0}, x_{1,1}, \dots, x_{1,M_{1,1}-1}, \\ x_{0,M_{0,1}}, x_{0,M_{0,1}+1}, \dots, x_{0,M_{0,1}+M_{0,2}-1}, x_{1,M_{1,1}}, x_{1,M_{1,1}+1}, \dots, x_{1,M_{1,1}+M_{1,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1})$$

for the 2-level coding,

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,1}-1}, x_{0,M_{0,1}}, x_{0,M_{0,1}+1}, \dots, x_{0,M_{0,1}+M_{0,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1})$$

for the 1-level coding.

When using only one protection level (EEP) the elements with negative indexes shall not be taken into account.

The number of bits on each level p is calculated for the higher protected part and lower protected part by:

$$M_{p,1} = 2N_1R_p \text{ where } p \in \{0,1,2\}$$

$$M_{p,2} = RX_p \left\lfloor \frac{2N_2-12}{RY_p} \right\rfloor \text{ where } p \in \{0,1,2\}$$

NOTE: The actual number of bits in the higher protected part (L_1) can be greater than the number signalled in the SDC. This means that some bits belonging to part B of the multiplex frame are in fact protected at the higher level.

The total number of bits on each level p is:

$$M_p = M_{p,1} + M_{p,2}$$

From these formulas it can be derived that the input bitstreams ($x_{p,i}$) to the encoders C_p have different lengths according to their code rate so that all the encoder output bitstreams ($v_{p,i}$) have the same length.

Dans le cas de la répartition SM, le rendement global du codage pour chaque partie de la protection, A et B, est approximativement:

$$R_{all} = \frac{\sum_{p=0}^{P_{max}-1} R_p}{P_{max}},$$

en utilisant P_{max} niveaux.

7.3.1.2 Partition du flux binaire en HMsym

Le flux binaire de la partie SPP (u_i) doit être découpé en deux flux ($x_{p,i}$). Les bits de la partie plus protégée doivent être envoyés aux codeurs au niveau $p = 1$, puis $p = 2$, puis les bits de la partie moins protégée doivent être envoyés aux codeurs au niveau $p = 1$, puis $p = 2$. On obtient:

$$(x_{1,0}, x_{1,1}, \dots, x_{1,M_{1,1}-1}, x_{2,0}, x_{2,1}, \dots, x_{2,M_{2,1}-1}, x_{1,M_{1,1}}, x_{1,M_{1,1}+1}, \dots, x_{1,M_{1,1}+M_{1,2}-1}, x_{2,M_{2,1}}, x_{2,M_{2,1}+1}, \dots, x_{2,M_{2,1}+M_{2,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1})$$

Lorsqu'on utilise un seul niveau de protection (EEP) les éléments dont l'indice est négatif ne doivent pas être pris en compte.

Le flux binaire de la partie VSPP (u'_i) doit être envoyé au codeur au niveau 0:

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,2}-1}) = (u'_0, u'_1, \dots, u'_{L_{VSPP}-1})$$

Le nombre de bits à chaque niveau p est être calculé pour la partie plus protégée et pour la partie moins protégée, par:

$$M_{p,1} = 2N_1R_p \text{ où } p \in \{1,2\}$$

$$M_{p,2} = RY_p \left\lfloor \frac{2N_2-12}{RY_p} \right\rfloor \text{ où } p \in \{1,2\}$$

et

$$M_{0,1} = 0$$

$$M_{0,2} = RX_0 \left\lfloor \frac{2(N_1+N_2)-12}{RY_0} \right\rfloor = L_{VSPP}$$

Le nombre total de bits à chaque niveau p est:

$$M_p = M_{p,1} + M_{p,2}$$

De ces formules, on peut conclure que les flux binaires d'entrée ($x_{p,i}$) aux codeurs C_p ont une longueur différente selon le rendement du codage, afin que tous les flux binaires en sortie des codeurs ($v_{p,i}$) aient une longueur identique.

Dans le cas de la répartition HMsym, le rendement global du codage pour chaque niveau de protection est approximativement:

$$R_{VSPP} = R_0$$

$$R_{SPP,all} = (R_1 + R_2) / 2$$

The overall code rate for each protection part for the SM is approximately:

$$R_{all} = \frac{\sum_{p=0}^{P_{max}-1} R_p}{P_{max}},$$

when using P_{max} levels.

7.3.1.2 Partitioning of bitstream in HMsym

The bitstream of the SPP (u_i) shall be partitioned into two streams ($x_{p,i}$). The bits of the higher protected part shall be fed to the encoders on $p=1$ then $p=2$, then the bits of the lower protected part shall be fed to the encoders on $p=1$ then $p=2$. This results in:

$$(x_{1,0}, x_{1,1}, \dots, x_{1,M_{1,1}-1}, x_{2,0}, x_{2,1}, \dots, x_{2,M_{2,1}-1}, x_{1,M_{1,1}}, x_{1,M_{1,1}+1}, \dots, x_{1,M_{1,1}+M_{1,2}-1}, \\ x_{2,M_{2,1}}, x_{2,M_{2,1}+1}, \dots, x_{2,M_{2,1}+M_{2,2}-1}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1})$$

When using only one protection level (EEP) the elements with negative indexes shall not be taken into account.

The bitstream of the VSPP (u'_i) shall be sent to the encoder on level 0:

$$(x_{0,0}, x_{0,1}, \dots, x_{0,M_{0,2}-1}) = (u'_0, u'_1, \dots, u'_{L_{VSPP}-1})$$

The number of bits on each level p is calculated for the higher protected part and lower protected part by:

$$M_{p,1} = 2N_1R_p \text{ where } p \in \{1,2\}$$

$$M_{p,2} = RX_p \left\lfloor \frac{2N_2-12}{RY_p} \right\rfloor \text{ where } p \in \{1,2\}$$

and

$$M_{0,1} = 0$$

$$M_{0,2} = RX_0 \left\lfloor \frac{2(N_1+N_2)-12}{RY_0} \right\rfloor = L_{VSPP}$$

The total number of bits on each level p is:

$$M_p = M_{p,1} + M_{p,2}$$

From these formulas it can be derived that the input bitstreams ($x_{p,i}$) to the encoders C_p have different lengths according to their code rate so that all the encoder output bitstreams ($v_{p,i}$) have the same length.

The overall code rate for each protection part for the HMsym is approximately:

$$R_{VSPP} = R_0$$

$$R_{SPP,all} = (R_1 + R_2)/2$$

7.3.1.3 Partition du flux binaire en HMMix

Le flux binaire de la partie SPP (u_i) doit être découpé en cinq flux ($x_{p,i}^{\text{Re}}, x_{p,i}^{\text{Im}}$). Les bits de la partie plus protégée doivent être envoyés aux codeurs au niveau $p = 0, \dots, 2$, puis les bits de la partie moins protégée doivent être envoyés aux codeurs au niveau $p = 0, \dots, 2$. On obtient:

$$\begin{aligned} & (x_{0,0}^{\text{Im}}, x_{0,1}^{\text{Im}}, \dots, x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, x_{1,0}^{\text{Re}}, x_{1,1}^{\text{Re}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{1,0}^{\text{Im}}, x_{1,1}^{\text{Im}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, x_{2,0}^{\text{Re}}, x_{2,1}^{\text{Re}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{2,0}^{\text{Im}}, x_{2,1}^{\text{Im}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, \\ & x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}}^{\text{Im}}, x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}+1}^{\text{Im}}, \dots, x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}+M_{0,2}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}}^{\text{Re}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}+1}^{\text{Re}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}+M_{1,2}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}}^{\text{Im}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}+1}^{\text{Im}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}+M_{1,2}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, \\ & x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}}^{\text{Re}}, x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}+1}^{\text{Re}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}+M_{2,2}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}}^{\text{Im}}, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}+1}^{\text{Im}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}+M_{2,2}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1}) \end{aligned}$$

Les bits de la partie VSPP (u'_i) doivent être envoyés, pour la partie réelle, au codeur au niveau $p=0$:

$$(x_{0,0}^{\text{Re}}, x_{0,1}^{\text{Re}}, \dots, x_{0,M_{0,2}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}) = (u'_0, u'_1, \dots, u'_{L_{VSPP}-1})$$

Lorsqu'on utilise un seul niveau de protection (EEP) les éléments dont l'indice est négatif ne doivent pas être pris en compte.

Pour la composante réelle et pour la composante imaginaire, le nombre de bits à chaque niveau p est calculé pour la partie plus protégée et pour la partie moins protégée par:

$$\begin{aligned} M_{0,1}^{\text{Re}} &= 0, \quad M_{0,1}^{\text{Im}} = N_1 R_0^{\text{Im}} \\ M_{0,2}^{\text{Re}} &= R X_0^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_1 + N_2 - 12}{R Y_0^{\text{Re}}} \right\rfloor = L_{VSPP}, \quad M_{0,2}^{\text{Im}} = R X_0^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{R Y_0^{\text{Im}}} \right\rfloor \\ M_{p,1}^{\text{Re}} &= N_1 R_p^{\text{Re}} \text{ et } M_{p,1}^{\text{Im}} = N_1 R_p^{\text{Im}} \text{ pour } p \in \{1, 2\} \\ M_{p,2}^{\text{Re}} &= R X_p^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{R Y_p^{\text{Re}}} \right\rfloor \text{ et } M_{p,2}^{\text{Im}} = R X_p^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{R Y_p^{\text{Im}}} \right\rfloor \text{ pour } p \in \{1, 2\} \end{aligned}$$

A chaque niveau p de la composante réelle et de la composante imaginaire, le nombre total de bits devient:

$$M_p^{\text{Re}} = M_{p,1}^{\text{Re}} + M_{p,2}^{\text{Re}} \text{ et } M_p^{\text{Im}} = M_{p,1}^{\text{Im}} + M_{p,2}^{\text{Im}} \text{ pour } p \in \{0, 1, 2\}$$

On peut déduire de ces formules que les flux binaires respectifs ($x_{p,i}^{\text{Re}}$) et ($x_{p,i}^{\text{Im}}$) à l'entrée des codeurs C_p^{Re} et C_p^{Im} ont une longueur variable selon le rendement du codage, afin que tous les flux binaires en sortie des codeurs $p \in \{0, 1, 2\}$ aient une longueur identique.

Dans le cas de la répartition HMMix, le rendement global du codage pour chaque partie de la protection, A et B, est approximativement:

$$R_{VSPP} = R_0^{\text{Re}}$$

$$R_{SPP,all} = (R_0^{\text{Im}} + R_1^{\text{Re}} + R_1^{\text{Im}} + R_2^{\text{Re}} + R_2^{\text{Im}}) / 5$$

7.3.2 Composante de codage

La composante de codage C_p est basée sur un codage convolutif poinçonné, avec un code mère ayant un rendement du codage de 1/4 et une longueur de contrainte de 7. A partir du vecteur $(x_{p,i})_{i=0}^{M_p-1} = (a_i)_{i=0}^{L-1}$, le codeur-mère convolutif génère un mot de code $\{(b_{0,i}, b_{1,i}, b_{2,i}, b_{3,i})\}_{i=0}^{U+5}$. Ce mot de code est défini par:

7.3.1.3 Partitioning of bitstream in HMMix

The bitstream of the SPP (u_i) shall be partitioned into five streams ($x_{p,i}^{\text{Re}}, x_{p,i}^{\text{Im}}$). The bits of the higher protected part shall be fed to the encoders on $p = 0, \dots, 2$, then the bits of the lower protected part shall be fed to the encoders on $p = 0, \dots, 2$. This results in:

$$\begin{aligned} & (x_{0,0}^{\text{Im}}, x_{0,1}^{\text{Im}}, \dots, x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, x_{1,0}^{\text{Re}}, x_{1,1}^{\text{Re}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{1,0}^{\text{Im}}, x_{1,1}^{\text{Im}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, x_{2,0}^{\text{Re}}, x_{2,1}^{\text{Re}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{2,0}^{\text{Im}}, x_{2,1}^{\text{Im}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, \\ & x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}}^{\text{Im}}, x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}+1}^{\text{Im}}, \dots, x_{0,M_{0,1}^{\text{Im}}+M_{0,2}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}}^{\text{Re}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}+1}^{\text{Re}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Re}}+M_{1,2}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}}^{\text{Im}}, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}+1}^{\text{Im}}, \dots, x_{1,M_{1,1}^{\text{Im}}+M_{1,2}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}, \\ & x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}}^{\text{Re}}, x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}+1}^{\text{Re}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Re}}+M_{2,2}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}}^{\text{Im}}, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}+1}^{\text{Im}}, \dots, x_{2,M_{2,1}^{\text{Im}}+M_{2,2}^{\text{Im}}-1}^{\text{Im}}) = (u_0, u_1, \dots, u_{L_1+L_2-1}) \end{aligned}$$

The bits of the VSPP (u'_i) shall be fed to the encoder for the real part on level $p=0$:

$$(x_{0,0}^{\text{Re}}, x_{0,1}^{\text{Re}}, \dots, x_{0,M_{0,2}^{\text{Re}}-1}^{\text{Re}}) = (u'_0, u'_1, \dots, u'_{L_{VSPP}-1})$$

When using only one protection level (EEP) the elements with negative indexes shall not be taken into account.

The number of bits on each level p is calculated for the higher protected and lower protected parts for the real and imaginary component by:

$$\begin{aligned} M_{0,1}^{\text{Re}} &= 0, \quad M_{0,1}^{\text{Im}} = N_1 R_0^{\text{Im}} \\ M_{0,2}^{\text{Re}} &= R X_0^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_1 + N_2 - 12}{R Y_0^{\text{Re}}} \right\rfloor = L_{SSP}, \quad M_{0,2}^{\text{Im}} = R X_0^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{R Y_0^{\text{Im}}} \right\rfloor \\ M_{p,1}^{\text{Re}} &= N_1 R_p^{\text{Re}} \quad \text{and} \quad M_{p,1}^{\text{Im}} = N_1 R_p^{\text{Im}} \quad \text{for } p \in \{1, 2\} \\ M_{p,2}^{\text{Re}} &= R X_p^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{R Y_p^{\text{Re}}} \right\rfloor \quad \text{and} \quad M_{p,2}^{\text{Im}} = R X_p^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{R Y_p^{\text{Im}}} \right\rfloor \quad \text{for } p \in \{1, 2\} \end{aligned}$$

The total number of bits on each level p in the real and imaginary component results in:

$$M_p^{\text{Re}} = M_{p,1}^{\text{Re}} + M_{p,2}^{\text{Re}} \quad \text{and} \quad M_p^{\text{Im}} = M_{p,1}^{\text{Im}} + M_{p,2}^{\text{Im}} \quad \text{for } p \in \{0, 1, 2\}$$

From these formulas it can be derived that the input bitstreams ($x_{p,i}^{\text{Re}}$) and ($x_{p,i}^{\text{Im}}$) to the encoders C_p^{Re} and C_p^{Im} respectively have different lengths according to their code rate so that all the encoder output bitstreams $p \in \{0, 1, 2\}$ have the same length.

The overall code rate for the HMMix schemes of each protection part is approximately:

$$\begin{aligned} R_{VSPP} &= R_0^{\text{Re}} \\ R_{SPP,all} &= (R_0^{\text{Im}} + R_1^{\text{Re}} + R_1^{\text{Im}} + R_2^{\text{Re}} + R_2^{\text{Im}}) / 5 \end{aligned}$$

7.3.2 Component Code

The component code C_p is based on punctured convolutional coding with a mother code of rate 1/4 and constraint length 7. The mother convolutional encoder generates from the vector $(x_{p,i})_{i=0}^{M_p-1} = (a_i)_{i=0}^{L-1}$ a codeword

$\{(b_{0,i}, b_{1,i}, b_{2,i}, b_{3,i})\}_{i=0}^{L+5}$. This codeword is defined by:

$$b_{0,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6};$$

$$b_{1,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6};$$

$$b_{2,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6};$$

$$b_{3,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6};$$

pour $i = 0, 1, 2, \dots, I + 5$.

Lorsque i n'appartient pas à l'ensemble $\{0, 1, 2, \dots, I-1\}$, a_i est égal à zéro par définition.

Le codage peut être réalisé en utilisant le codeur convolutif représenté à la figure 26.

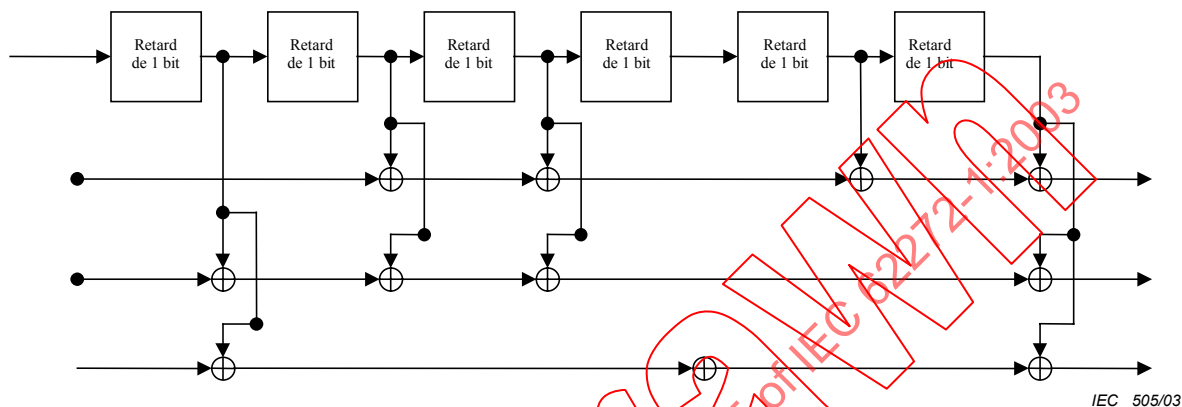


Figure 26 – Codeur convolutif

Les représentations octales respectives des polynômes générateurs sont 133, 171, 145 et 133.

Le vecteur $(a_{-6}, a_{-5}, a_{-4}, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1})$ correspond à l'état initial, tout à zéro, du registre à décalage et le vecteur $(a_I, a_{I+1}, a_{I+2}, a_{I+3}, a_{I+4}, a_{I+5})$ correspond à l'état final, tout à zéro, du registre à décalage.

En plus du code mère, le système doit permettre des codes poinçonnés. Le tableau 65 représente les motifs de poinçonnage.

$$b_{0,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6};$$

$$b_{1,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6};$$

$$b_{2,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6};$$

$$b_{3,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6};$$

for $i = 0, 1, 2, \dots, I + 5$.

When i does not belong to the set $\{0, 1, 2, \dots, I-1\}$, a_i is equal to zero by definition.

The encoding can be achieved using the convolutional encoder presented in figure 26.

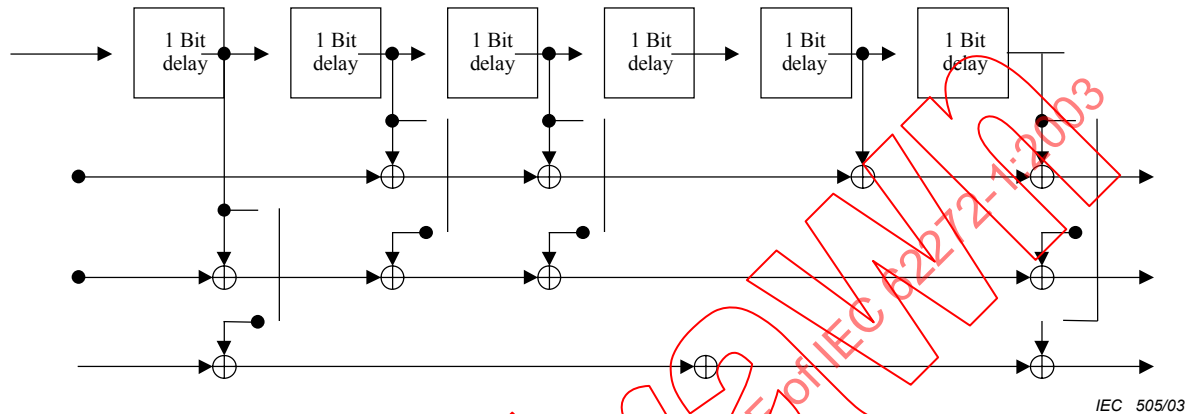


Figure 26 – Convolutional encoder

The octal forms of the generator polynomials are 133, 171, 145 and 133, respectively.

The vector $(a_{-6}, a_{-5}, a_{-4}, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1})$ corresponds to the all-zero initial state of the shift register and the vector $(a_I, a_{I+1}, a_{I+2}, a_{I+3}, a_{I+4}, a_{I+5})$ corresponds to the all-zero final state of the shift register.

In addition to the mother code the system shall allow punctured rates. Table 65 shows the puncturing patterns.

Tableau 65 – Motifs de poinçonnage

Rendements du codage R_p	Numérateur RX_p	Dénominateur RY_p	Motif de poinçonnage	Séquence transmise
1/4	1	4	B ₀ : 1 B ₁ : 1 B ₂ : 1 B ₃ : 1	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} ...
3/10	3	10	B ₀ : 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 B ₃ : 1 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} ...
1/3	1	3	B ₀ : 1 B ₁ : 1 B ₂ : 1 B ₃ : 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} ...
4/11	4	11	B ₀ : 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 0 B ₃ : 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} ...
1/2	1	2	B ₀ : 1 B ₁ : 1 B ₂ : 0 B ₃ : 0	b _{0,0} b _{1,0} ...
4/7	4	7	B ₀ : 1 1 1 1 B ₁ : 1 0 1 0 B ₂ : 0 1 0 0 B ₃ : 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} ...
3/5	3	5	B ₀ : 1 1 1 B ₁ : 1 0 1 B ₂ : 0 0 0 B ₃ : 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{0,2} b _{1,2} ...
2/3	2	3	B ₀ : 1 1 B ₁ : 1 0 B ₂ : 0 0 B ₃ : 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} ...
8/11	8	11	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 0 0 1 0 0 1 0 B ₂ : 0 0 0 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{0,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{0,4} b _{0,5} b _{0,6} b _{1,6} b _{0,7} ...
3/4	3	4	B ₀ : 1 1 1 B ₁ : 1 0 0 B ₂ : 0 0 0 B ₃ : 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{0,2} ...
4/5	4	5	B ₀ : 1 1 1 1 B ₁ : 1 0 0 0 B ₂ : 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{0,2} b _{0,3} b _{0,4} ...
Rendements du codage R_p	Numérateur RX_p	Dénominateur RY_p	Motif de poinçonnage	Séquence transmise
7/8	7	8	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 0 0 0 0 0 0 B ₂ : 0 0 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{0,2} b _{0,3} b _{0,4} b _{0,5} b _{0,6} ...
8/9	8	9	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 0 0 0 0 0 0 0 B ₂ : 0 0 0 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{0,2} b _{0,3} b _{0,4} b _{0,5} b _{0,6} b _{0,7} ...

Pour le canal FAC, tous les bits sont poinçonnés conformément au tableau 65. Pour le canal MSC et le canal SDC, les 24 derniers bits (les bits finaux) du mot de code mère série, doivent être poinçonnés comme suit. L'indice r_p doit être utilisé conjointement avec le tableau 66 pour retrouver le vecteur de poinçonnage des bits finaux de chaque niveau. Cet indice est calculé selon la formule suivante:

Table 65 – Puncturing patterns

Code rates R_n	Numerator RX_p	Denominator RY_n	Puncturing pattern	Transmitted sequence
1/4	1	4	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 1$ $B_3: 1$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{3,0} \dots$
3/10	3	10	$B_0: 1 1 1$ $B_1: 1 1 1$ $B_2: 1 1 1$ $B_3: 1 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{3,0} b_{0,1} b_{1,1}$ $b_{2,1} b_{0,2} b_{1,2} b_{2,2} \dots$
1/3	1	3	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 1$ $B_3: 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} \dots$
4/11	4	11	$B_0: 1 1 1 1$ $B_1: 1 1 1 1$ $B_2: 1 1 1 0$ $B_3: 0 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{0,1} b_{1,1} b_{2,1}$ $b_{0,2} b_{1,2} b_{2,2} b_{0,3} b_{1,3} \dots$
1/2	1	2	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 0$ $B_3: 0$	$b_{0,0} b_{1,0} \dots$
4/7	4	7	$B_0: 1 1 1 1$ $B_1: 1 0 1 0$ $B_2: 0 1 0 0$ $B_3: 0 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{2,1} b_{0,2} b_{1,2} b_{0,3}$ $\dots$
3/5	3	5	$B_0: 1 1 1$ $B_1: 1 0 1$ $B_2: 0 0 0$ $B_3: 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{0,2} b_{1,2} \dots$
2/3	2	3	$B_0: 1 1$ $B_1: 1 0$ $B_2: 0 0$ $B_3: 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} \dots$
8/11	8	11	$B_0: 1 1 1 1 1 1 1 1$ $B_1: 1 0 0 1 0 0 1 0$ $B_2: 0 0 0 0 0 0 0 0$ $B_3: 0 0 0 0 0 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{0,2} b_{0,3} b_{1,3}$ $b_{0,4} b_{0,5} b_{0,6} b_{1,6} b_{0,7} \dots$
3/4	3	4	$B_0: 1 1 1$ $B_1: 1 0 0$ $B_2: 0 0 0$ $B_3: 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{0,2} \dots$
4/5	4	5	$B_0: 1 1 1 1$ $B_1: 1 0 0 0$ $B_2: 0 0 0 0$ $B_3: 0 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{0,2} b_{0,3} b_{0,4} \dots$
Code rates R_n	Numerator RX_p	Denominator RY_n	Puncturing pattern	Transmitted sequence
7/8	7	8	$B_0: 1 1 1 1 1 1 1$ $B_1: 1 0 0 0 0 0 0$ $B_2: 0 0 0 0 0 0 0$ $B_3: 0 0 0 0 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{0,2} b_{0,3} b_{0,4}$ $b_{0,5} b_{0,6} \dots$
8/9	8	9	$B_0: 1 1 1 1 1 1 1 1$ $B_1: 1 0 0 0 0 0 0 0$ $B_2: 0 0 0 0 0 0 0 0$ $B_3: 0 0 0 0 0 0 0 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{0,2} b_{0,3} b_{0,4}$ $b_{0,5} b_{0,6} b_{0,7} \dots$

For the FAC, all bits are punctured according to table 65. For the MSC and the SDC, the last 24 bits (the tailbits) of the serial mother codeword shall be punctured as follows. The index r_p shall be used with table 66 to find the puncturing vector for the tailbits for each level. This index is calculated with the following formula:

SM et HMsym:

$$r_p = (2N_2 - 12) - RY_p \left[\frac{2N_2 - 12}{RY_p} \right] \text{ pour } p \in \{0,1,2\}$$

HMmix:

$$r_0^{\text{Re}} = (N_1 + N_2 - 12) - RY_0^{\text{Re}} \left[\frac{N_1 + N_2 - 12}{RY_0^{\text{Re}}} \right],$$

$$r_p^{\text{Re}} = (N_2 - 12) - RY_p^{\text{Re}} \left[\frac{N_2 - 12}{RY_p^{\text{Re}}} \right] \text{ pour } p \in \{1,2\}$$

$$r_p^{\text{Im}} = (N_2 - 12) - RY_p^{\text{Im}} \left[\frac{N_2 - 12}{RY_p^{\text{Im}}} \right] \text{ pour } p \in \{0,1,2\}$$

Withdawn
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

SM and HMsym:

$$r_p = (2N_2 - 12) - RY_p \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{RY_p} \right\rfloor \text{ for } p \in \{0,1,2\}$$

HMmix:

$$r_0^{\text{Re}} = (N_1 + N_2 - 12) - RY_0^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_1 + N_2 - 12}{RY_0^{\text{Re}}} \right\rfloor,$$

$$r_p^{\text{Re}} = (N_2 - 12) - RY_p^{\text{Re}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p^{\text{Re}}} \right\rfloor \text{ for } p \in \{1,2\}$$

$$r_p^{\text{Im}} = (N_2 - 12) - RY_p^{\text{Im}} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p^{\text{Im}}} \right\rfloor \text{ for } p \in \{0,1,2\}$$

Withd 2003
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Tableau 66 – Motifs de poinçonnage des bits finaux

r_p	Motif de poinçonnage	Séquence transmise
0	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 0 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
1	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
2	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 0 0 1 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
3	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 0 1 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
4	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 0 1 1 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
5	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
6	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
7	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
8	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 0 0 1 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
9	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 1 0 1 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{3,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
10	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 1 0 1 0 1	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{3,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} b _{3,5} ...
11	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 1 1 1 0 1	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{3,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{3,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} b _{3,5} ...

Le poinçonnage doit être réalisé comme suit:

SM:

La partie plus protégée de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,0} \dots v_{p,2N_1-1})$.

La partie moins protégée de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,2N_1} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p})$.

Les bits finaux de la séquence transmise sont poinçonnés conformément au tableau 66 pour obtenir $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1})$.

NOTE 1: S'il existe un seul niveau de protection, la partie plus protégée est absente.

Table 66 – Puncturing patterns of the tailbits

r_p	Puncturing pattern	Transmitted sequence
0	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 0 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
1	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 0 0 0 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
2	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 0 0 1 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
3	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 0 1 0 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
4	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 0 1 1 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
5	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 0 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} ...
6	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 0 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
7	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 0 0 0 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
8	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 0 0 1 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
9	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 1 0 1 0 0	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{3,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} ...
10	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 1 0 1 0 1	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{3,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} b _{3,5} ...
11	B ₀ : 1 1 1 1 1 1 B ₁ : 1 1 1 1 1 1 B ₂ : 1 1 1 1 1 1 B ₃ : 1 1 1 1 0 1	b _{0,0} b _{1,0} b _{2,0} b _{3,0} b _{0,1} b _{1,1} b _{2,1} b _{3,1} b _{0,2} b _{1,2} b _{2,2} b _{3,2} b _{0,3} b _{1,3} b _{2,3} b _{3,3} b _{0,4} b _{1,4} b _{2,4} b _{0,5} b _{1,5} b _{2,5} b _{3,5} ...

The puncturing shall be performed as follows:

SM:

The higher protected part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,0} \dots v_{p,2N_1-1})$.

The lower protected part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,2N_1} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p})$.

The tailbits of the transmitted sequence are punctured according to table 66 resulting in $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1})$.

NOTE 1: If there is only one protection level the higher protected part is absent.

HMsym:

La partie VSPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{0,0} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-13-r_0})$.

Les bits finaux de la partie VSPP de la séquence transmise sont poinçonnés conformément au tableau 66 pour obtenir $(v_{0,2(N_1+N_2)-12-r_0} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-1})$.

La partie plus protégée de la partie SPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,0} \dots v_{p,2N_1-1})$ pour $p \in \{1,2\}$.

La partie moins protégée de la partie SPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,2N_1} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p})$ pour $p \in \{1,2\}$.

Les bits finaux de la partie SPP de la séquence transmise sont poinçonnés conformément au tableau 66 pour obtenir $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1})$ pour $Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2(N_1+N_2)-1})$.

NOTE 2: S'il existe un seul niveau de protection, la partie plus protégée est absente.

HMmix:

La partie VSPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{0,0}^{\text{Re}} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-13-r_0}^{\text{Re}})$.

Les bits finaux de la partie VSPP de la séquence transmise sont poinçonnés conformément au tableau 66 pour obtenir $(v_{0,2(N_1+N_2)-12-r_0}^{\text{Re}} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-1}^{\text{Re}})$.

La composante réelle de la partie plus protégée de la partie SPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,0}^{\text{Re}} \dots v_{p,2N_1-1}^{\text{Re}})$ pour $X_{\text{im}} = 2N_2$.

La composante réelle de la partie moins protégée de la partie SPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,2N_1}^{\text{Re}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p}^{\text{Re}})$ pour $p \in \{1,2\}$.

Les bits finaux de la partie SPP de la séquence transmise sont poinçonnés conformément au tableau 66 pour obtenir $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p}^{\text{Re}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1}^{\text{Re}})$.

NOTE 3: S'il existe un seul niveau de protection, la partie plus protégée est absente.

La composante imaginaire de la partie plus protégée de la partie SPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 44 pour obtenir $(v_{p,0}^{\text{Im}} \dots v_{p,2N_1-1}^{\text{Im}})$ pour $p \in \{0,1,2\}$.

La composante imaginaire de la partie moins protégée de la partie SPP de la séquence transmise est poinçonnée conformément au tableau 65 pour obtenir $(v_{p,2N_1}^{\text{Im}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p}^{\text{Im}})$ pour $p \in \{0,1,2\}$.

Les bits finaux de la partie SPP de la séquence transmise sont poinçonnés conformément au tableau 66 pour obtenir $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p}^{\text{Im}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1}^{\text{Im}})$ pour $p \in \{0,1,2\}$.

NOTE 4: S'il existe un seul niveau de protection, la partie plus protégée est absente.

HMsym:

The VSPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{0,0} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-13-r_0})$.

The tailbits for the VSPP part of the transmitted sequence are punctured according to table 66 resulting in $(v_{0,2(N_1+N_2)-12-r_0} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-1})$.

The higher protected part of the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,0} \dots v_{p,2N_1-1})$ for $p \in \{1,2\}$.

The lower protected part of the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,2N_1} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p})$ for $p \in \{1,2\}$.

The tailbits for the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 66 resulting in $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1})$ for $Y(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2(N_1+N_2)-1})$.

NOTE 2: If there is only one protection level the higher protected part is absent.

HMmix:

The VSPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{0,0}^{\text{Re}} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-13-r_0}^{\text{Re}})$.

The tailbits for the VSPP part of the transmitted sequence are punctured according to table 66 resulting in $(v_{0,2(N_1+N_2)-12-r_0}^{\text{Re}} \dots v_{0,2(N_1+N_2)-1}^{\text{Re}})$.

The real component of the higher protected part of the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,0}^{\text{Re}} \dots v_{p,2N_1-1}^{\text{Re}})$ for $Xin = 2N_2$.

The real component of the lower protected part of the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,2N_1}^{\text{Re}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p}^{\text{Re}})$ for $p \in \{1,2\}$.

The tailbits for the SPP part of the transmitted sequence are punctured according to table 66 resulting in $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p}^{\text{Re}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1}^{\text{Re}})$.

NOTE 3: If there is only one protection level the higher protected part is absent.

The imaginary component of the higher protected part of the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 44 resulting in $(v_{p,0}^{\text{Im}} \dots v_{p,2N_1-1}^{\text{Im}})$ for $p \in \{0,1,2\}$.

The imaginary component of the lower protected part of the SPP part of the transmitted sequence is punctured according to table 65 resulting in $(v_{p,2N_1}^{\text{Im}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-13-r_p}^{\text{Im}})$ for $p \in \{0,1,2\}$.

The tailbits for the SPP part of the transmitted sequence are punctured according to table 66 resulting in $(v_{p,2(N_1+N_2)-12-r_p}^{\text{Im}} \dots v_{p,2(N_1+N_2)-1}^{\text{Im}})$ for $p \in \{0,1,2\}$.

NOTE 4: If there is only one protection level the higher protected part is absent.

7.3.3 Entrelacement de bits

Un entrelacement de bits doit être appliqué à certains niveaux du schéma de codage, conformément aux figures 21 à 25. Le même algorithme de base, qui produit un ordre de bits pseudo-aléatoire, doit être utilisé indépendamment pour le canal FAC, le canal SDC et le canal MSC.

La permutation de bits $\Pi_p(i)$ est obtenue à partir des relations suivantes:

pour 64-QAM: $t_1 = 13$, $t_2 = 21$

pour 16-QAM: $t_0 = 13$, $t_1 = 21$

pour 4-QAM: $t_0 = 21$

$$p \in \{0,1,2\}$$

$$s = 2^{\lceil \log 2(x_{in}) \rceil}$$

$$q = s / 4 - 1$$

le nombre de bits d'entrée x_{in} est défini ci-dessous

et $\lceil \cdot \rceil$ exprime l'arrondi vers l'entier supérieur le plus proche.

$$\Pi_p(0) = 0;$$

for $i = 1, 2, \dots, x_{in} - 1$:

$$\Pi_p(i) = (t_p \Pi_p(i-1) + q) \pmod{s};$$

tandis que $\Pi_p(i) \geq x_{in}$:

$$\Pi_p(i) = (t_p \Pi_p(i) + q) \pmod{s}.$$

7.3.3.1 FAC

La taille des blocs pour l'entrelaceur I_p doit être identique dans tous les cas de figure, p étant toujours = 0. Le nombre x_{in} d'éléments par entrelaceur de bits est égal à $2N_{FAC}$. Le vecteur d'entrée est défini par:

$$V(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2N_{FAC}-1})$$

Le vecteur de sortie entrelacé est le sous-ensemble des permutations de bits $\Pi_p(i)$ défini par:

$$Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2N_{FAC}-1})$$

Les éléments de sortie sont sélectionnés à partir des éléments d'entrée, selon:

$$y_{p,i} = v_{p,\Pi_p(i)}.$$

7.3.3.2 SDC

La taille des blocs doit être identique pour chaque entrelaceur I_p . Le nombre x_{in} d'éléments par entrelaceur de bits est égal à $2N_{SDC}$. Pour chaque entrelaceur de bits, le vecteur d'entrée est défini par:

$$V(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2N_{SDC}-1})$$

Le vecteur de sortie entrelacé est le sous-ensemble des permutation de bits $\Pi_p(i)$ défini par:

$$Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2N_{SDC}-1})$$

7.3.3 Bit Interleaving

Bit-wise interleaving shall be applied for some of the levels of the coding scheme according to figures 21 to 25. The same basic algorithm which results in a pseudo random bit ordering shall be used independently for the FAC, SDC and MSC.

The permutation $\Pi_p(i)$ is obtained from the following relations:

for 64-QAM: $t_1 = 13$, $t_2 = 21$

for 16-QAM: $t_0 = 13$, $t_1 = 21$

for 4-QAM: $t_0 = 21$

$$p \in \{0,1,2\}$$

$$s = 2^{\lceil \log 2(x_{in}) \rceil}$$

$$q = s / 4 - 1$$

the number of input bits x_{in} is defined below

and $\lceil \cdot \rceil$ means round towards plus infinity.

$$\Pi_p(0) = 0;$$

for $i = 1, 2, \dots, x_{in} - 1$:

$$\Pi_p(i) = (t_p \Pi_p(i-1) + q) \pmod{s};$$

while $\Pi_p(i) \geq x_{in}$:

$$\Pi_p(i) = (t_p \Pi_p(i) + q) \pmod{s}.$$

7.3.3.1 FAC

The block size shall be in every case the same for the interleaver I_p with $p = 0$ only. The number of elements per bit interleaver x_{in} equals $2N_{FAC}$. The input vector is defined by:

$$V(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2N_{FAC}-1})$$

The interleaved output vector is the subset of the permutations $\Pi_p(i)$ defined by:

$$Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2N_{FAC}-1})$$

The output elements are selected from the input elements according to:

$$y_{p,i} = v_{p,\Pi_p(i)}.$$

7.3.3.2 SDC

The block size shall be the same for each interleaver I_p . The number of elements per bit interleaver x_{in} equals $2N_{SDC}$. For each bit interleaver, the input vector is defined by:

$$V(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2N_{SDC}-1})$$

The interleaved output vector is the subset of the permutations $\Pi_p(i)$ defined by:

$$Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2N_{SDC}-1})$$

Les éléments de sortie sont sélectionnés à partir des éléments d'entrée, selon:

$$y_{p,i} = v_{p,\Pi_p(i)}.$$

7.3.3.3 MSC

SM et HMsym:

La taille des blocs doit être la même pour chaque entrelaceur I_p , mais elle doit dépendre du mode de protection, de l'occupation spectrale et de la constellation. Le nombre d'éléments par entrelaceur de bits est égal à $2(N_1 + N_2)$. Pour chaque entrelaceur de bits, le vecteur d'entrée est défini par:

$$V(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2(N_1+N_2)-1}) = (v_{1,p,0}, v_{1,p,1}, \dots, v_{1,p,2N_1-1}, v_{2,p,0}, v_{2,p,1}, \dots, v_{2,p,2N_2-1})$$

Le vecteur de sortie entrelacé est le sous-ensemble des deux permutation de bits $\Pi_p(i)$ défini par:

$$Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2(N_1+N_2)-1}) = (y_{1,p,0}, y_{1,p,1}, \dots, y_{1,p,2N_1-1}, y_{2,p,0}, y_{2,p,1}, \dots, y_{2,p,2N_2-1})$$

Les deux parties aux niveaux de protection différents ne doivent pas se recouvrir pendant le processus d'entrelacement. C'est pourquoi, la partie moins protégée doit être entrelacée séparément, puis ajoutée à la partie plus protégée, également entrelacée, les éléments de sortie étant sélectionnés à partir des éléments d'entrée, selon

$$y_{1,p,i} = v_{1,p,\Pi_p(i)} \text{ et } y_{2,p,i} = v_{2,p,\Pi_p(i)}$$

pour chaque partie respective.

Le nombre de bits d'entrée utilisés pour la permutation de bits est $x_{in} = 2N_1$ dans la partie plus protégée, et $x_{in} = 2N_2$ dans la partie moins protégée.

HMmix:

La taille des blocs doit être la même pour chaque entrelaceur I_p^{Re} et I_p^{Im} , mais elle doit dépendre du mode de protection, de l'occupation spectrale et de la constellation. Le nombre d'éléments par entrelaceur de bits est égal à $(N_1 + N_2)$. Pour chaque entrelaceur de bits, les vecteurs d'entrée respectifs des composantes réelles et imaginaires sont définis par:

$$V^{Re}(p) = (v_{p,0}^{Re}, v_{p,1}^{Re}, v_{p,2}^{Re}, \dots, v_{p,N_1+N_2-1}^{Re}) = (v_{1,p,0}^{Re}, v_{1,p,1}^{Re}, \dots, v_{1,p,N_1-1}^{Re}, v_{2,p,0}^{Re}, v_{2,p,1}^{Re}, \dots, v_{2,p,N_2-1}^{Re})$$

ou

$$V^{Im}(p) = (v_{p,0}^{Im}, v_{p,1}^{Im}, v_{p,2}^{Im}, \dots, v_{p,N_1+N_2-1}^{Im}) = (v_{1,p,0}^{Im}, v_{1,p,1}^{Im}, \dots, v_{1,p,N_1-1}^{Im}, v_{2,p,0}^{Im}, v_{2,p,1}^{Im}, \dots, v_{2,p,N_2-1}^{Im}).$$

Les vecteurs de sortie entrelacés respectifs des composantes réelles et imaginaires sont les sous-ensembles des deux permutations de bits $\Pi_p(i)$ définis par:

$$Y^{Re}(p) = (y_{p,0}^{Re}, y_{p,1}^{Re}, y_{p,2}^{Re}, \dots, y_{p,N_1+N_2-1}^{Re}) = (y_{1,p,0}^{Re}, y_{1,p,1}^{Re}, \dots, y_{1,p,N_1-1}^{Re}, y_{2,p,0}^{Re}, y_{2,p,1}^{Re}, \dots, y_{2,p,N_2-1}^{Re})$$

ou

$$Y^{Im}(p) = (y_{p,0}^{Im}, y_{p,1}^{Im}, y_{p,2}^{Im}, \dots, y_{p,N_1+N_2-1}^{Im}) = (y_{1,p,0}^{Im}, y_{1,p,1}^{Im}, \dots, y_{1,p,N_1-1}^{Im}, y_{2,p,0}^{Im}, y_{2,p,1}^{Im}, \dots, y_{2,p,N_2-1}^{Im}).$$

Les deux parties aux niveaux de protection différents ne doivent pas se recouvrir pendant le processus d'entrelacement. C'est pourquoi, la partie moins protégée doit être entrelacée séparément, puis ajoutée à la partie plus protégée, également entrelacée, les éléments de sortie étant sélectionnés à partir des éléments d'entrée selon

$$y_{1,p,i}^{Re} = v_{1,p,\Pi(i)}^{Re}, y_{2,p,i}^{Re} = v_{2,p,\Pi(i)}^{Re}, y_{1,p,i}^{Im} = v_{1,p,\Pi(i)}^{Im} \text{ et } y_{2,p,i}^{Im} = v_{2,p,\Pi(i)}^{Im}$$

pour chaque partie respective.

Le nombre de bits d'entrée utilisés pour la permutation de bits est $x_{in} = N_1$ dans la partie plus protégée, et $x_{in} = N_2$ dans la partie moins protégée.

The output elements are selected from the input elements according to:

$$y_{p,i} = v_{p,\Pi_p(i)}.$$

7.3.3.3 MSC

SM and HMsym:

The block size shall be the same for each interleaver I_p , but shall be dependent on the robustness mode, spectrum occupancy and the constellation. The number of elements per bit interleaver equals $2(N_1 + N_2)$. For each bit interleaver, the input vector is defined by:

$$V(p) = (v_{p,0}, v_{p,1}, v_{p,2}, \dots, v_{p,2(N_1+N_2)-1}) = (v_{1,p,0}, v_{1,p,1}, \dots, v_{1,p,2N_1-1}, v_{2,p,0}, v_{2,p,1}, \dots, v_{2,p,2N_2-1})$$

The interleaved output vector is the subset of the two permutations $\Pi_p(i)$ defined by:

$$Y(p) = (y_{p,0}, y_{p,1}, y_{p,2}, \dots, y_{p,2(N_1+N_2)-1}) = (y_{1,p,0}, y_{1,p,1}, \dots, y_{1,p,2N_1-1}, y_{2,p,0}, y_{2,p,1}, \dots, y_{2,p,2N_2-1})$$

The two parts with different protection levels shall not overlap in the interleaving process. Therefore the interleaved lower protected part shall be appended to the interleaved higher protected part where the output elements are selected from the input elements according to

$$y_{1,p,i} = v_{1,p,\Pi_p(i)} \text{ and } y_{2,p,i} = v_{2,p,\Pi_p(i)}$$

for each part respectively.

The number of input bits used for the permutation for the higher protected part is $x_{in} = 2N_1$, and for the lower protected part is $x_{in} = 2N_2$.

HMmix:

The block size shall be the same for each interleaver I_p^{Re} and I_p^{Im} but shall be dependent on the robustness mode, spectrum occupancy and the constellation. The number of elements per bit interleaver equals $(N_1 + N_2)$. For each bit interleaver, the input vectors for the real and imaginary components are defined by:

$$V^{Re}(p) = (v_{p,0}^{Re}, v_{p,1}^{Re}, v_{p,2}^{Re}, \dots, v_{p,N_1+N_2-1}^{Re}) = (v_{1,p,0}^{Re}, v_{1,p,1}^{Re}, \dots, v_{1,p,N_1-1}^{Re}, v_{2,p,0}^{Re}, v_{2,p,1}^{Re}, \dots, v_{2,p,N_2-1}^{Re})$$

$$\text{or } V^{Im}(p) = (v_{p,0}^{Im}, v_{p,1}^{Im}, v_{p,2}^{Im}, \dots, v_{p,N_1+N_2-1}^{Im}) = (v_{1,p,0}^{Im}, v_{1,p,1}^{Im}, \dots, v_{1,p,N_1-1}^{Im}, v_{2,p,0}^{Im}, v_{2,p,1}^{Im}, \dots, v_{2,p,N_2-1}^{Im}) \text{ respectively.}$$

The interleaved output vectors for the real and imaginary components are the subsets of the two permutations $\Pi_p(i)$ defined by:

$$Y^{Re}(p) = (y_{p,0}^{Re}, y_{p,1}^{Re}, y_{p,2}^{Re}, \dots, y_{p,N_1+N_2-1}^{Re}) = (y_{1,p,0}^{Re}, y_{1,p,1}^{Re}, \dots, y_{1,p,N_1-1}^{Re}, y_{2,p,0}^{Re}, y_{2,p,1}^{Re}, \dots, y_{2,p,N_2-1}^{Re})$$

$$\text{or } Y^{Im}(p) = (y_{p,0}^{Im}, y_{p,1}^{Im}, y_{p,2}^{Im}, \dots, y_{p,N_1+N_2-1}^{Im}) = (y_{1,p,0}^{Im}, y_{1,p,1}^{Im}, \dots, y_{1,p,N_1-1}^{Im}, y_{2,p,0}^{Im}, y_{2,p,1}^{Im}, \dots, y_{2,p,N_2-1}^{Im}) \text{ respectively.}$$

The two parts with different protection levels shall not overlap in the interleaving process. Therefore the interleaved lower protected part shall be appended to the interleaved higher protected part where the output elements are selected from the input elements according to

$$y_{1,p,i}^{Re} = v_{1,p,\Pi(i)}^{Re}, y_{2,p,i}^{Re} = v_{2,p,\Pi(i)}^{Re}, y_{1,p,i}^{Im} = v_{1,p,\Pi(i)}^{Im} \text{ and } y_{2,p,i}^{Im} = v_{2,p,\Pi(i)}^{Im}$$

for each part respectively.

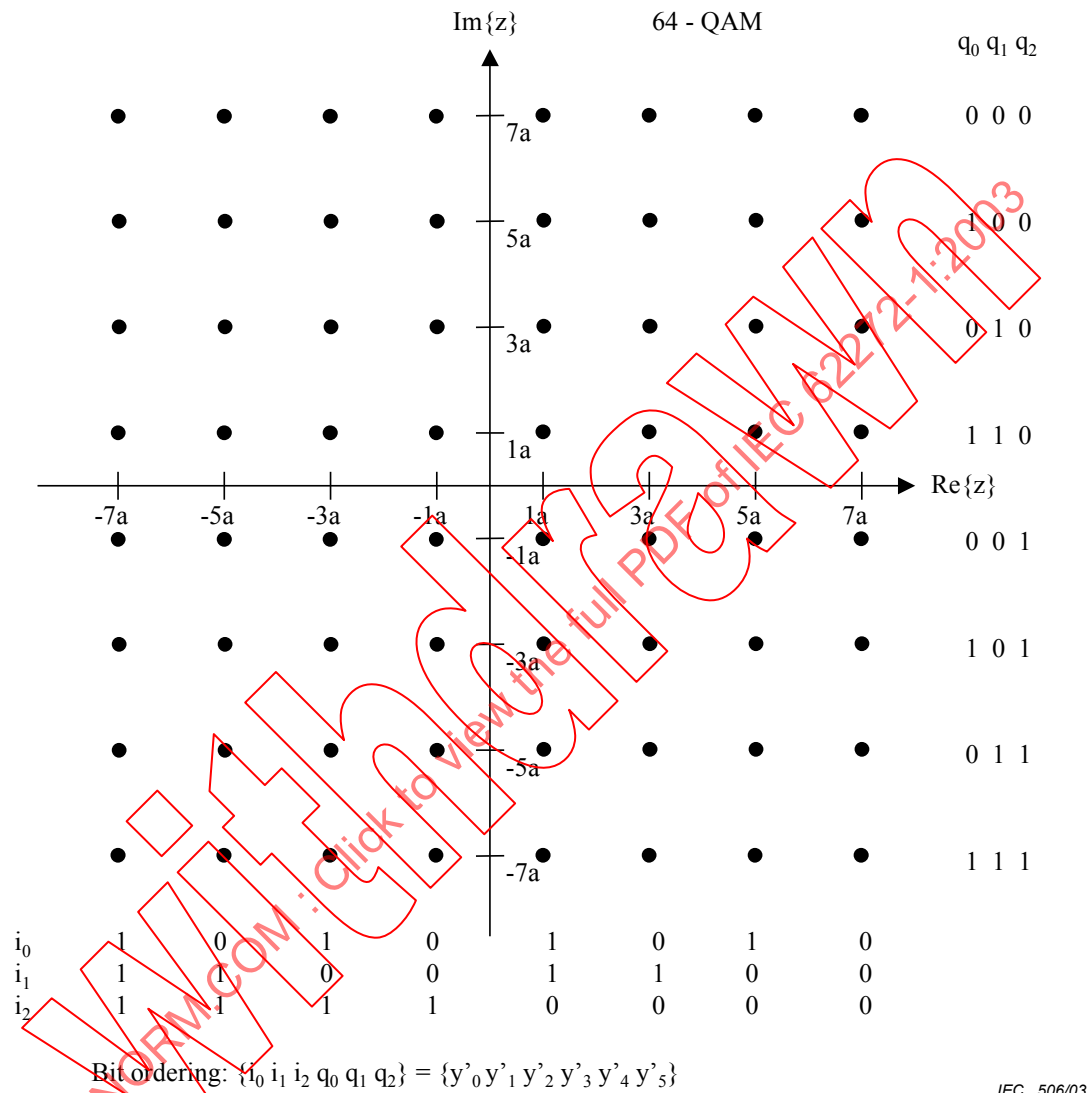
The number of input bits used for the permutation for the higher protected parts is $x_{in} = N_1$, and for the lower protected parts is $x_{in} = N_2$.

7.4 Signal constellations and mapping

The mapping strategy for each OFDM cell is dependent of the assignment to the channel (FAC, SDC, MSC) and the robustness mode. All data cells are either 4-QAM, 16-QAM or 64-QAM.

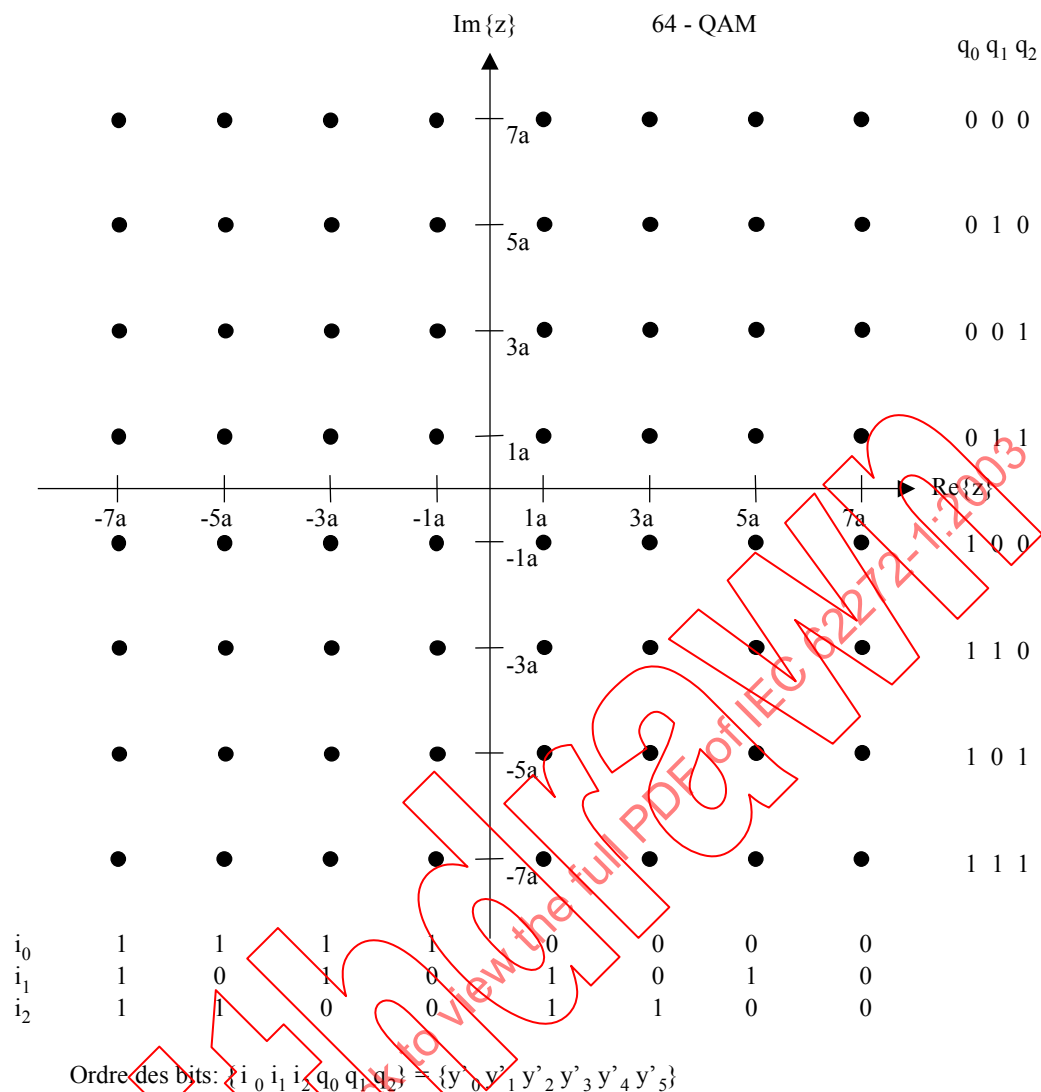
The default method for mapping shall be performed according to figures 27 to 31.

The y'_i denote the bits representing a complex modulation symbol z .



IEC 506/03

Figure 27 – SM 64-QAM mapping with corresponding bit pattern



IEC 507/03

Figure 28 – Répartition 64-QAM HMsym avec la séquence de bits correspondante

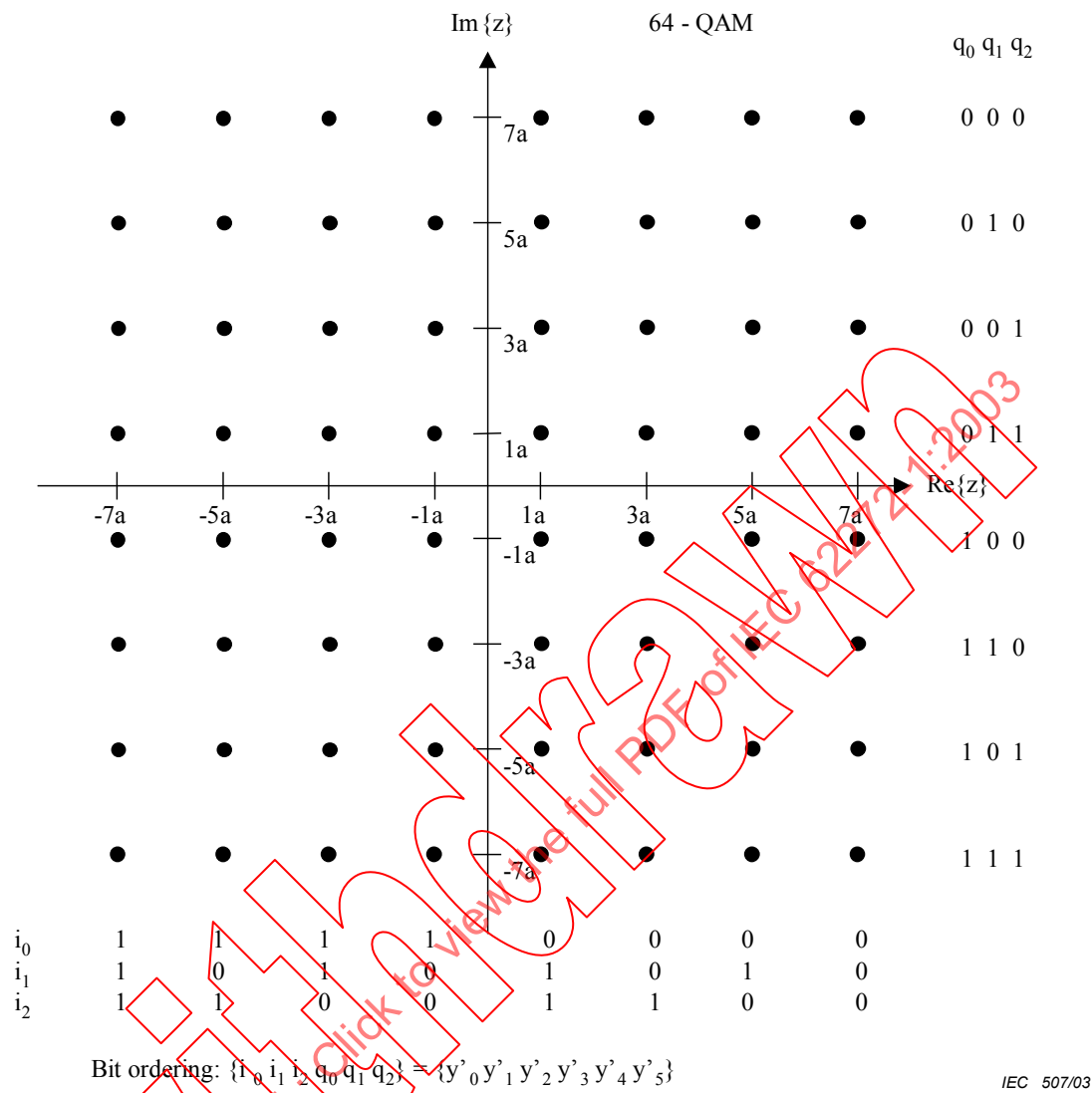


Figure 28 – HMsym 64-QAM mapping with corresponding bit pattern

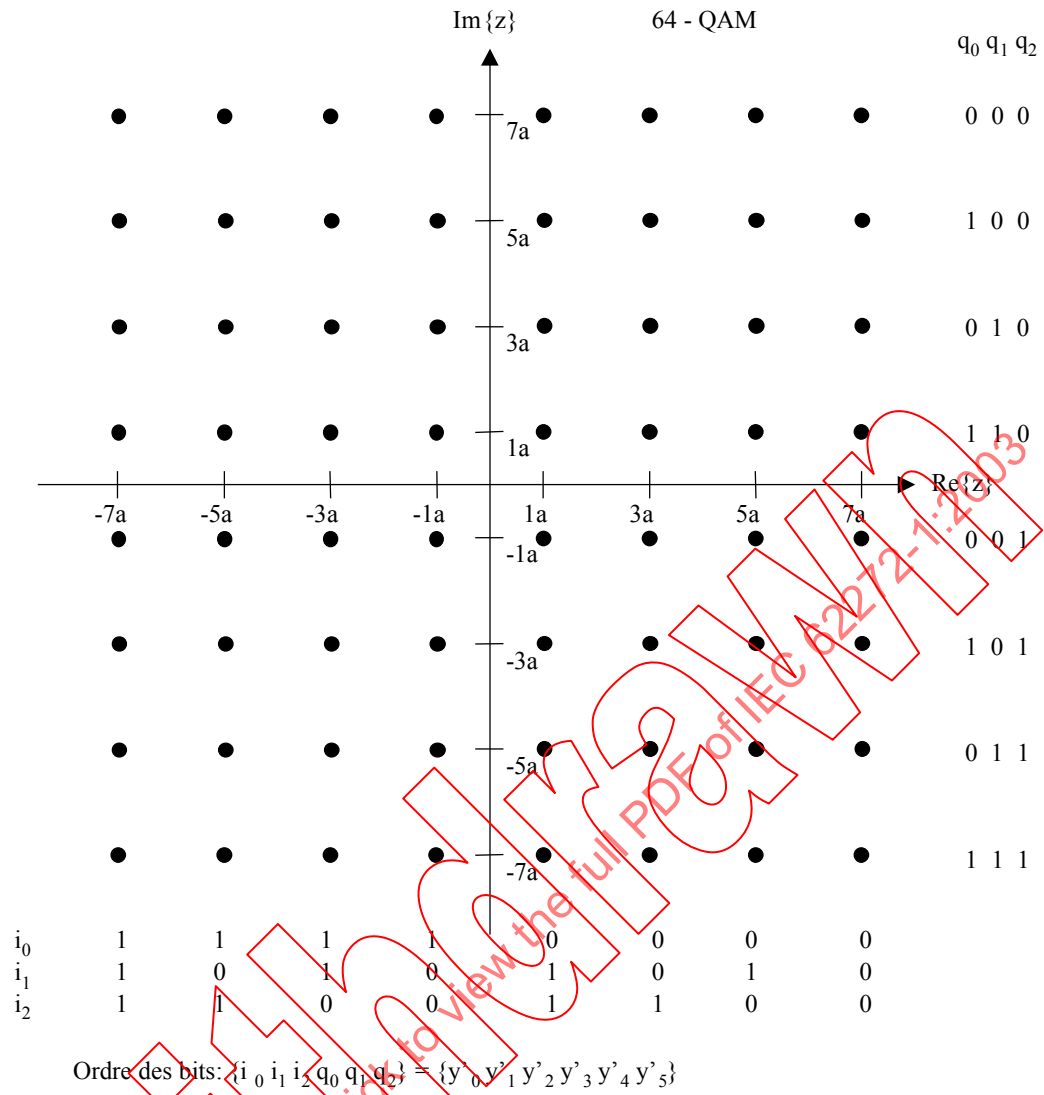


Figure 29 – Répartition 64-QAM HMMix avec la séquence de bits correspondante

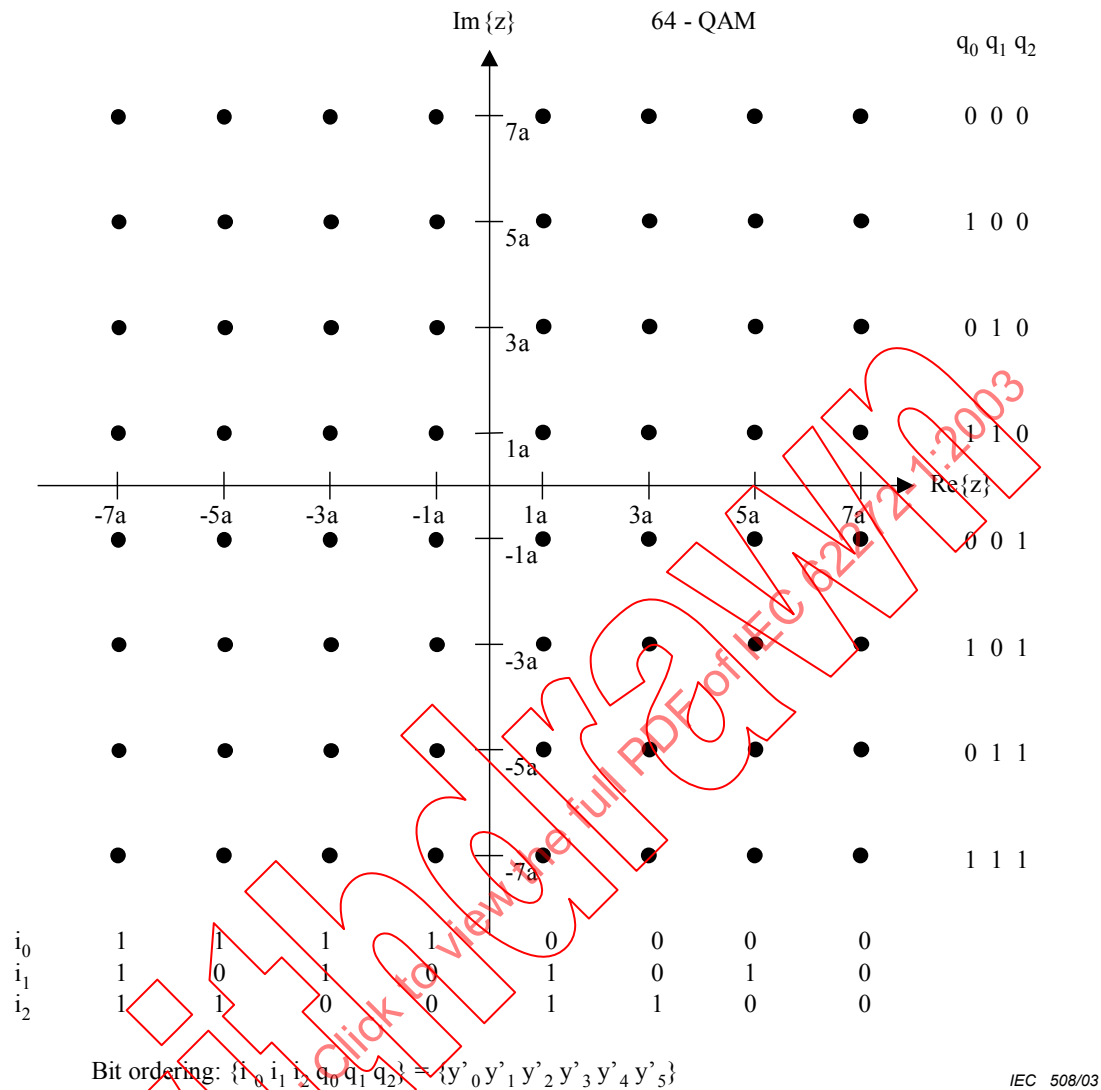
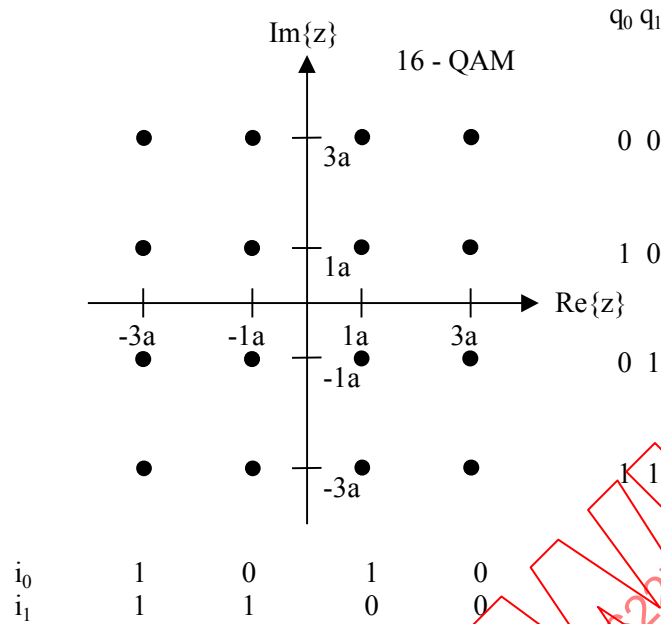


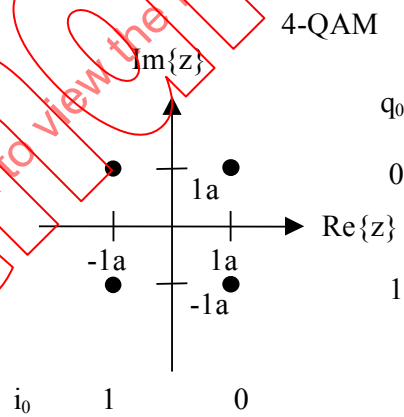
Figure 29 – HMMix 64-QAM mapping with corresponding bit pattern



Ordre des bits: $\{i_0 \ i_1 \ q_0 \ q_1\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3\}$

IEC 509/03

Figure 30 – Répartition 16-QAM SM avec la séquence de bits correspondante



Ordre des bits: $\{i_0 \ q_0\} = \{y'_0 y'_1\}$

IEC 510/03

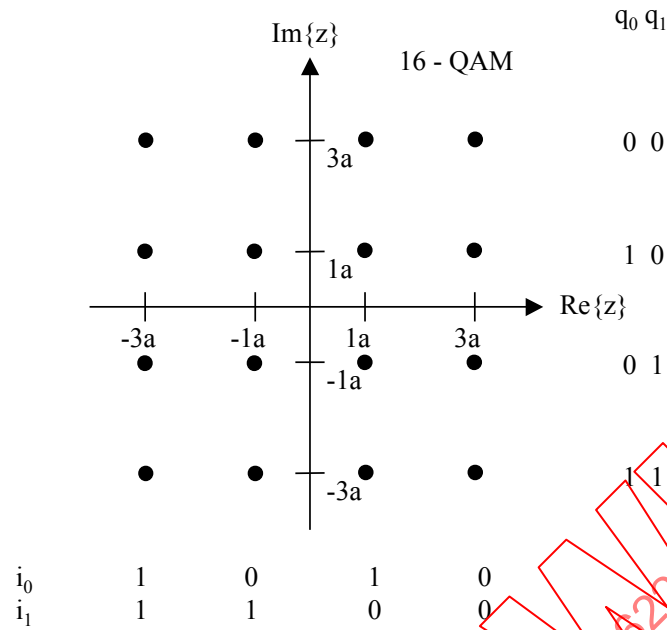
Figure 31 – Répartition 4-QAM SM avec la séquence de bits correspondante

NOTE: Le bit de gauche est le premier dans le temps

Pour 64-QAM, le facteur de normalisation est $a = \frac{1}{\sqrt{42}}$.

Pour 16-QAM, le facteur de normalisation est $a = \frac{1}{\sqrt{10}}$.

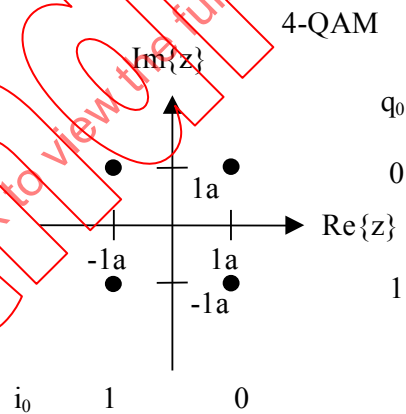
Pour 4-QAM, le facteur de normalisation est $a = \frac{1}{\sqrt{2}}$.



Bit ordering: $\{i_0 i_1 q_0 q_1\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3\}$

IEC 509/03

Figure 30 – SM 16-QAM mapping with corresponding bit pattern



Bit ordering: $\{i_0 q_0\} = \{y'_0 y'_1\}$

IEC 510/03

Figure 31 – SM 4-QAM mapping with corresponding bit pattern

NOTE: Left hand bit is the first in time

For 64-QAM, the normalization factor is $a = \frac{1}{\sqrt{42}}$.

For 16-QAM, the normalization factor is $a = \frac{1}{\sqrt{10}}$.

For 4-QAM, the normalization factor is $a = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Le flux de données en sortie de l'entrelaceur est constitué par un certain nombre de mots binaires. Ces derniers sont répartis sur un point du diagramme des signaux, selon un nombre complexe z . Pour SM et HMsym, le diagramme 64-QAM doit être utilisé conformément aux figures 27 et 28, selon le cas. Les bits doivent être répartis en conséquence:

$$(y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5) = (y_{0,0} y_{1,0} y_{2,0} y_{0,1} y_{1,1} y_{2,1}).$$

Pour HMmix, le diagramme 64-QAM doit être utilisé conformément à la figure 29. Les bits doivent être répartis en conséquence:

$$(y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5) = (y_{0,0}^{\text{Re}} y_{1,0}^{\text{Re}} y_{2,0}^{\text{Re}} y_{0,0}^{\text{Im}} y_{1,0}^{\text{Im}} y_{2,0}^{\text{Im}}).$$

Le diagramme 16-QAM doit être utilisé conformément à la figure 30. Les bits doivent être répartis en conséquence:

$$(y'_0 y'_1 y'_2 y'_3) = (y_{0,0} y_{1,0} y_{0,1} y_{1,1}).$$

Le diagramme 4-QAM doit être utilisé conformément à la figure 31. Les bits doivent être répartis en conséquence:

$$(y'_0 y'_1) = (y_{0,0} y_{0,1}).$$

7.5 Application du codage aux différents canaux

7.5.1 Codage du canal MSC

Le canal MSC peut utiliser, soit la répartition 64-QAM, soit la répartition 16-QAM. 64-QAM procure une efficacité spectrale élevée, tandis que 16-QAM assure une meilleure robustesse aux erreurs. Dans chaque cas, une gamme de rendements du codage est disponible pour assurer le niveau de correction d'erreur le plus approprié à la transmission. Les combinaisons disponibles de constellations et de rendements du codage offrent une grande souplesse sur un grand nombre de canaux de transmission. La protection d'erreurs différenciée peut être utilisée pour assurer deux niveaux de protection au sein du canal MSC. En 64-QAM, une modulation hiérarchique peut être utilisée pour assurer un troisième niveau de protection contre les erreurs dans une partie du canal MSC.

7.5.1.1 SM

A l'intérieur d'une trame multiplexée, deux niveaux de protection sont possibles, ce qui revient à utiliser deux rendements globaux du codage. Le nombre L_{MUX} de bits d'entrée par trame multiplexée est calculé à partir des formules données en 7.2.

Le canal MSC doit être codé, comme décrit en 7.3. Les rendements globaux du codage et les rendements du codage de chaque niveau sont définis dans les tableaux 67 et 68. Le niveau de protection est signalé dans l'entité de données "Description du multiplex" du canal SDC (voir 6.4.3.1).

Pour 16-QAM, deux rendements globaux du codage sont définis comme suit:

Tableau 67 – Combinaisons des rendements du codage pour le canal MSC avec 16-QAM

Niveau de protection	R_{all}	R_0	R_1	$R_{Y_{\text{Icm}}}$
0	0,5	1/3	2/3	3
1	0,62	1/2	3/4	4

Pour 64-QAM, quatre rendements globaux du codage sont définis comme suit:

Tableau 68 – Combinaisons des rendements du codage pour le canal MSC avec 64-QAM

Niveau de protection	R_{all}	R_0	R_1	R_2	$R_{Y_{\text{Icm}}}$
0	0,5	1/4	1/2	3/4	4
1	0,6	1/3	2/3	4/5	15
2	0,71	1/2	3/4	7/8	8
3	0,78	2/3	4/5	8/9	45

NOTE: Ces rendements du codage sont également utilisés pour la partie imaginaire de HMmix.

The data stream at the output of the interleaver consists of a number of bit words. These are mapped onto one signal point in the signal diagram according to a complex number z . For SM and HMsym the 64-QAM diagram shall be used according figure 27 and 28 respectively. The bits shall be mapped accordingly:

$$(y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5) = (y_{0,0} y_{1,0} y_{2,0} y_{0,1} y_{1,1} y_{2,1}).$$

For HMmix the 64-QAM diagram shall be used according to figure 29. The bits shall be mapped accordingly:

$$(y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5) = (y_{0,0}^{\text{Re}} y_{1,0}^{\text{Re}} y_{2,0}^{\text{Re}} y_{0,0}^{\text{Im}} y_{1,0}^{\text{Im}} y_{2,0}^{\text{Im}}).$$

The 16-QAM diagram shall be used according figure 30. The bits shall be mapped accordingly:

$$(y'_0 y'_1 y'_2 y'_3) = (y_{0,0} y_{1,0} y_{0,1} y_{1,1}).$$

The 4-QAM diagram shall be used according figure 31. The bits shall be mapped accordingly:

$$(y'_0 y'_1) = (y_{0,0} y_{0,1}).$$

7.5 Application of coding to the channels

7.5.1 Coding the MSC

The MSC may use either 64-QAM or 16-QAM mapping. 64-QAM provides high spectral efficiency whereas 16-QAM provides a more robust error performance. In each case, a range of code rates is available to provide the most appropriate level of error correction for a given transmission. The available combinations of constellation and code rate provide a large degree of flexibility over a wide range of transmission channels. Unequal error protection can be used to provide two levels of protection for the MSC. For the case of 64-QAM, hierarchical modulation may be used to provide a third level of error robustness for a part of the MSC.

7.5.1.1 SM

Two protection levels within one multiplex frame are possible resulting in the use of two overall code rates. The number of input bits L_{MUX} per multiplex frame are calculated with the formulas of 7.2.

The MSC shall be encoded according to 7.3. The overall code rates and code rates for each level are defined in tables 67 and 68. The protection level is signalled in the multiplex description data entity of the SDC (see 6.4.3.1).

Two overall code rates are defined for 16-QAM as follows:

Table 67 – Code rate combinations for the MSC with 16-QAM

Protection level	R_{all}	R_0	R_1	$R_{Y_{\text{lcm}}}$
0	0,5	1/3	2/3	3
1	0,62	1/2	3/4	4

Four overall code rates are defined for 64-QAM as follows:

Table 68 – Code rate combinations for the MSC with 64-QAM

Protection level	R_{all}	R_0	R_1	R_2	$R_{Y_{\text{lcm}}}$
0	0,5	1/4	1/2	3/4	4
1	0,6	1/3	2/3	4/5	15
2	0,71	1/2	3/4	7/8	8
3	0,78	2/3	4/5	8/9	45

NOTE: These code rates are also used for the imaginary part of HMmix.

Un ou deux rendements globaux du codage doivent être appliqués à une trame multiplexée. Lorsqu'on utilise deux rendements globaux du codage, ils doivent appartenir tous les deux à la même constellation.

L'annexe J donne le nombre de bits d'entrée par trame multiplexée dans le cas de l'EEP.

7.5.1.2 HMsym

Deux niveaux de protection sont possibles, ce qui revient à utiliser deux rendements globaux du codage. Le nombre L_{MUX} de bits d'entrée par trame multiplexée est calculé à partir des formules données en 7.2.

Le canal MSC doit être codé comme décrit en 7.3. Les rendements globaux du codage et les rendements du codage de chaque niveau sont définis dans le tableau 69 pour la partie SPP et dans le tableau 49 pour la partie VSPP. Le niveau de protection est signalé dans l'entité de données "Description du multiplex" du canal SDC (voir 6.4.3.1).

Quatre rendements globaux du codage sont définis pour la partie SPP comme suit:

Tableau 69 – Combinaisons des rendements du codage pour la partie SPP du canal MSC avec HMsym 64-QAM

Niveau de protection	R_{all}	R_1	R_2	RY_{lcm}
0	0,45	3/10	3/5	10
1	0,55	4/11	8/11	11
2	0,72	4/7	7/8	56
3	0,78	2/3	8/9	9

NOTE: Ces rendements du codage sont également utilisés pour la partie réelle de HMmix.

Quatre rendements globaux du codage sont définis indépendamment pour la partie VSPP comme suit:

Tableau 70 – Combinaisons des rendements du codage pour la partie VSPP du canal MSC avec HMsym 64-QAM

Niveau de protection	R_0
0	1/2
1	4/7
2	3/5
3	2/3

NOTE: Ces rendements du codage sont également utilisés pour la partie réelle de HMmix.

L'annexe J fournit le nombre de bits d'entrée par trame multiplexée dans le cas de l'EEP.

7.5.1.3 HMmix

Deux niveaux de protection sont possibles, ce qui revient à utiliser deux rendements globaux du codage. Le nombre L_{MUX} de bits d'entrée par trame multiplexée est calculé à partir des formules données en 7.2.

Le canal MSC doit être codé comme décrit en 7.3. Le niveau de protection est signalé dans l'entité de données "Description du multiplex" du canal SDC (voir 6.4.3.1).

Quatre rendements globaux du codage sont définis pour la partie SPP, comme le montre le tableau 71, et pour la partie VSPP, les quatre rendements du codage possibles sont définis indépendamment dans le tableau 70.

Tableau 71 – Combinaisons des rendements du codage pour la partie SPP du canal MSC avec HMmix 64-QAM

Niveau de protection	R_{all}	R_0^{lm}	R_1^{Re}	R_1^{lm}	R_2^{Re}	R_2^{lm}	RY_{lcm}
0	0,48	1/4	3/10	1/2	3/5	3/4	20
1	0,58	1/3	4/11	2/3	8/11	4/5	165
2	0,71	1/2	4/7	3/4	7/8	7/8	56
3	0,78	2/3	2/3	4/5	8/9	8/9	45

One or two overall code rates shall be applied to one multiplex frame. When using two overall code rates, both shall belong to the same constellation.

Annex J provides the number of input bits per multiplex frame for EEP.

7.5.1.2 HMsym

Two protection levels are possible resulting in the use of two overall code rates. The number of input bits L_{MUX} per multiplex frame is calculated with the formulas of 7.2.

The MSC shall be encoded according to 7.3. The overall code rates and code rates for each level for the SPP are defined in table 69 and for the VSPP in table 49. The protection level is signalled in the multiplex description data entity of the SDC (see 6.4.3.1).

Four overall code rates are defined for the SPP as follows:

Table 69 – Code rate combinations for the SPP of MSC with HMsym 64-QAM

Protection level	R_{all}	R_1	R_2	$R_{Y_{lcm}}$
0	0,45	3/10	3/5	10
1	0,55	4/11	8/11	11
2	0,72	4/7	7/8	56
3	0,78	2/3	8/9	9

NOTE: These code rates are also used for the real part of HMix.

Four overall code rates are defined independently for the VSPP as follows:

Table 70 – Code rate combinations for the VSPP of MSC with HMsym 64-QAM

Protection level	R_0
0	1/2
1	4/7
2	3/5
3	2/3

NOTE: These code rates are also used for the real part of HMix.

Annex J provides the number of input bits per multiplex frame for EEP.

7.5.1.3 HMix

Two protection levels are possible resulting in the use of two overall code rates. The number of input bits L_{MUX} per multiplex frame is calculated with the formulas of 7.2.

The MSC shall be encoded according to 7.3. The protection level is signalled in the multiplex description data entity of the SDC (see 6.4.3.1).

Four overall code rates are defined for the SPP as shown in table 71 and the four possible code rates for the VSPP are defined independently as shown in table 70.

Table 71 – Code rate combinations for the SPP of MSC with HMix 64-QAM

Protection level	R_{all}	R_0^{Im}	R_1^{Re}	R_1^{Im}	R_2^{Re}	R_2^{Im}	$R_{Y_{lcm}}$
0	0,48	1/4	3/10	1/2	3/5	3/4	20
1	0,58	1/3	4/11	2/3	8/11	4/5	165
2	0,71	1/2	4/7	3/4	7/8	7/8	56
3	0,78	2/3	2/3	4/5	8/9	8/9	45

L'annexe J donne le nombre de bits d'entrée par trame multiplexée dans le cas de l'EEP.

7.5.2 Codage du canal SDC

Le canal SDC peut utiliser, soit la répartition 16-QAM, soit la répartition 4-QAM. 16-QAM assure une capacité supérieure, tandis que 4-QAM procure une meilleure robustesse aux erreurs. Dans chaque cas, un rendement fixe du codage est appliqué.

Il convient de choisir la constellation en fonction des paramètres du canal MSC, de sorte que le canal SDC puisse bénéficier d'une protection supérieure à celle du canal MSC. En cas de modulation hiérarchique, le canal SDC doit être codé en utilisant 4 QAM.

Le nombre L_{SDC} de bits d'entrée par bloc SDC se calcule, comme indiqué en 7.2.

Pour 16-QAM, la combinaison donnée dans le tableau 72 doit être utilisée.

Tableau 72 – Combinaisons des rendements du codage pour le canal SDC avec 16-QAM

R_{all}	R_0	R_1
0,5	1/3	2/3

Pour 4-QAM, le rendement du codage donné dans le tableau 73 doit être utilisé.

Tableau 73 – Rendement du codage pour le canal SDC avec 4-QAM

R_{all}	R_0
0,5	1/2

L'annexe J donne le nombre de bits d'entrée par bloc SDC.

La détection d'erreurs à l'aide d'un CRC est décrite dans l'article 6.

7.5.3 Codage du canal FAC

Le canal FAC doit utiliser une répartition 4-QAM. Un rendement fixe du codage doit être appliqué.

Le nombre L_{FAC} de bits d'entrée par bloc FAC se calcule, comme indiqué en 7.2.

Le rendement du codage donné dans le tableau 74 doit être utilisé.

Tableau 74 – Rendement du codage pour le canal FAC

R_{all}	R_0
0,6	3/5

La détection d'erreurs à l'aide d'un CRC est décrite dans l'article 6.

Annex J provides the number of input bits per multiplex frame for EEP.

7.5.2 Coding the SDC

The SDC may use either 16-QAM or 4-QAM mapping. 16-QAM provides greater capacity whereas 4-QAM provides a more robust error performance. In each case, a fixed code rate is applied.

The constellation should be chosen with respect to the MSC parameters to provide more robustness for the SDC than for the MSC. When using hierarchical modulation, the SDC shall be coded using 4-QAM.

The number of input bits L_{SDC} per SDC block is calculated as given in 7.2.

For 16-QAM the combination given in table 72 shall be used.

Table 72 – Code rate combinations for the SDC with 16-QAM

R_{all}	R_0	R_1
0,5	1/3	2/3

For 4-QAM the code rate given in table 73 shall be used.

Table 73 – Code rate for the SDC with 4-QAM

R_{all}	R_0
0,5	1/2

Annex J provides the number of input bits per SDC block.

Error detection with a CRC is described in clause 6.

7.5.3 Coding the FAC

The FAC shall use 4-QAM mapping. A fixed code rate shall be applied.

The number of input bits L_{FAC} per FAC block is calculated as given in 7.2.

The code rate given in table 74 shall be used.

Table 74 – Code rate for the FAC

R_{all}	R_0
0,6	3/5

Error detection with a CRC is described in clause 6.

7.6 Entrelacement des cellules dans le canal MSC

Après le codage multi-niveaux, un entrelacement des cellules doit être appliqué aux symboles QAM (cellules) du canal MSC, avec la possibilité de choisir une profondeur d'entrelacement faible ou forte (appelée ici entrelacement court ou long), selon les conditions de propagation attendues. Les paramètres d'entrelacement de base sont adaptés à la taille d'une trame multiplexée, qui correspond à N_{MUX} cellules.

Pour les voies de propagation ayant une sélectivité temporelle modérée (celle-ci est typique dans le cas de la propagation par l'onde de sol en Ondes longues et Ondes moyennes), l'entrelacement court produit une diversité temporelle et fréquentielle suffisante pour assurer le fonctionnement correct du processus de décodage dans le récepteur (répartition des rafales d'erreurs). Les N_{MUX} cellules d'une trame multiplexée se voient toujours appliquer le même schéma d'entrelacement de blocs que celui utilisé pour l'entrelacement de bits dans le codeur multi-niveaux (voir 7.3.3).

Le vecteur d'entrée de l'entrelaceur de blocs, correspondant aux N_{MUX} cellules QAM $z_{n,i}$ de la trame multiplexée n est donné par

$$\mathbf{Z}_n = (z_{n,0}, z_{n,1}, z_{n,2}, \dots, z_{n,N_{MUX}-1})$$

Le vecteur de sortie avec le même nombre respectif de cellules ou d'éléments est donné par

$$\hat{\mathbf{Z}}_n = (\hat{z}_{n,0}, \hat{z}_{n,1}, \hat{z}_{n,2}, \dots, \hat{z}_{n,N_{MUX}-1})$$

les éléments de sortie étant sélectionnés à partir des éléments d'entrée, selon

$$\hat{z}_{n,i} = z_{n,\Pi(i)}.$$

La permutation de bits $\Pi(i)$ est obtenue à partir des relations suivantes:

$s = 2^{\lceil \log_2(N_{MUX}) \rceil}$, $\lceil \cdot \rceil$ exprime l'arrondi vers l'entier supérieur le plus proche;

$$q = s / 4 - 1;$$

$$t_0 = 5;$$

$$\Pi(0) = 0;$$

pour $i = 1, 2, \dots, N_{MUX} - 1$:

$$\Pi(i) = (t_0 \Pi(i-1) + q) \pmod{s};$$

tandis que $\Pi(i) \geq N_{MUX}$:

$$\Pi(i) = (t_0 \Pi(i) + q) \pmod{s}.$$

Pour les canaux caractérisés par une sélectivité temporelle et fréquentielle sévère, caractéristique de la transmission de signaux dans les bandes de fréquences en Ondes Courtes, la profondeur d'entrelacement peut être augmentée par un entrelaceur convolutif simple supplémentaire. Pour cela, la profondeur d'entrelacement D est définie sous forme d'entiers multiples des trames multiplexées. Une valeur de $D = 5$ constitue un bon compromis entre performances et temps de traitement.

Pour l'entrelacement long, avec N_{MUX} cellules véhiculant des symboles QAM complexes, le vecteur de sortie se calcule presque de la même façon que pour l'entrelacement court. La seule différence est que la permutation de bits est basée, non seulement sur la trame multiplexée courante, mais aussi sur les $D-1$ dernières trames multiplexées. A nouveau, la permutation de bits $\Pi(i)$, définie ci-dessus, est utilisée pour déterminer la relation entre les indices du vecteur de sortie $\hat{\mathbf{Z}}_n$ et les D vecteurs d'entrée $\mathbf{Z}_n, \mathbf{Z}_{n-1}, \dots, \mathbf{Z}_{n-D+1}$.

7.6 MSC Cell Interleaving

A cell-wise interleaving shall be applied to the QAM symbols (cells) of the MSC after multilevel encoding with the possibility to choose low or high interleaving depth (denoted here as short or long interleaving) according to the predicted propagation conditions. The basic interleaver parameters are adapted to the size of a multiplex frame which corresponds to N_{MUX} cells.

For propagation channels with moderate time-selective behaviour (typical ground wave propagation in LF and MF) the short interleaving provides sufficient time- and frequency diversity for proper operation of the decoding process in the receiver (spreading of error bursts). The same block interleaving scheme as used for bit interleaving in the multilevel encoder (see 7.3.3) is always applied to the N_{MUX} cells of a multiplex frame.

The input vector of the block interleaver corresponding to the N_{MUX} QAM cells $z_{n,i}$ of multiplex frame n is given by

$$\mathbf{Z}_n = (z_{n,0}, z_{n,1}, z_{n,2}, \dots, z_{n,N_{MUX}-1})$$

The output vector with the same number of cells or elements, respectively, is given by

$$\hat{\mathbf{Z}}_n = (\hat{z}_{n,0}, \hat{z}_{n,1}, \hat{z}_{n,2}, \dots, \hat{z}_{n,N_{MUX}-1})$$

where the output elements are selected from the input elements according to

$$\hat{z}_{n,i} = z_{n,\Pi(i)}.$$

The permutation $\Pi(i)$ is obtained from the following relations:

$$s = 2^{\lceil \log 2(N_{MUX}) \rceil}, \lceil \cdot \rceil \text{ means round towards plus infinity};$$

$$q = s / 4 - 1;$$

$$t_0 = 5;$$

$$\Pi(0) = 0;$$

$$\text{for } i = 1, 2, \dots, N_{MUX} - 1:$$

$$\Pi(i) = (t_0 \Pi(i-1) + q) \pmod{s};$$

$$\text{while } \Pi(i) \geq N_{MUX}$$

$$\Pi(i) = (t_0 \Pi(i) + q) \pmod{s}.$$

For severe time- and frequency-selective channels as being typical for signal transmissions in the HF short wave frequency bands the interleaving depth can be increased by an additional simple convolutional interleaving scheme. For this the interleaving depth D is defined in integer multiples of multiplex frames. As a good trade-off between performance and processing delay a value of $D = 5$ has been chosen.

The output vector for long interleaving with N_{MUX} cells carrying complex QAM symbols is computed in almost the same way as for short interleaving. The only exception is that the permutation is based not only on the current but also on the last $D-1$ multiplex frames. The permutation $\Pi(i)$ as defined before is used again to determine the relation between the indices within the output vector $\hat{\mathbf{Z}}_n$ and the D input vectors $\mathbf{Z}_n, \mathbf{Z}_{n-1}, \dots, \mathbf{Z}_{n-D+1}$.

Les éléments de sortie sont sélectionnés à partir des éléments d'entrée, selon:

$$\hat{z}_{n,i} = z_{n-\Gamma(i), \Pi(i)}$$

Pour une valeur i donnée, le choix du numéro du vecteur d'entrée $n - \Gamma(i)$ correspondant à l'élément $\Pi(i)$ est déterminé par la formule suivante:

$$\Gamma(i) = i \pmod{D} \text{ for } i = 0, 1, 2, \dots, N_{\text{MUX}} - 1.$$

Compte tenu de la transmission du contenu entier d'une trame multiplexée, le retard global introduit par le processus pur d'entrelacement/désentrelacement correspond, dans le cas de l'entrelacement court, à environ 2×400 ms, c'est-à-dire 800 ms. Dans le cas de l'entrelacement long, il atteint environ 2,4 s. Le retard augmente encore pendant la transmission, dû au fait que le bloc SDC est inséré au début d'une supertrame de transmission. Avec une profondeur de $D = 5$ trames multiplexées pour l'entrelacement long, ce retard supplémentaire est au maximum égal à la durée de deux blocs SDC.

7.7 Répartition des cellules MSC dans la structure de la supertrame de transmission

Le contenu de trois trames multiplexées entrelacées consécutives (chacune avec N_{MUX} cellules QAM) est réparti sur une supertrame de transmission, autrement dit, le nombre N_{SFU} de cellules MSC utiles est un entier multiple de 3. Du fait que le nombre de cellules FAC et de cellules de synchronisation est variable d'un symbole OFDM à l'autre, une faible perte N_L de 1 ou 2 cellules peut se produire, par rapport au nombre de cellules disponibles dans une supertrame de transmission, donné par

$$N_{\text{SFA}} = N_{\text{SFU}} + N_L = 3 \times N_{\text{MUX}} + N_L$$

Les tableaux 75 à 78 donnent les valeurs pour les différents modes de protection et les différentes largeurs de bande.

Tableau 75 – Nombre de cellules QAM pour le canal MSC dans le Mode A

Paramètres	Occupation spectrale					
	0	1	2	3	4	5
Nombre N_{SFA} de cellules MSC disponibles par supertrame	3 778	4 268	7 897	8 877	16 394	18 354
Nombre N_{SFU} de cellules MSC utiles par supertrame	3 777	4 266	7 896	8 877	16 392	18 354
Nombre N_{MUX} de cellules MSC par trame multiplexée	1 259	1 422	2 632	2 959	5 464	6 118
Perte N_L de cellules par supertrame	1	2	1	0	2	0

Tableau 76 – Nombre de cellules QAM pour le canal MSC dans le Mode B

Paramètres	Occupation spectrale					
	0	1	2	3	4	5
Nombre N_{SFA} de cellules MSC disponibles par supertrame	2 900	3 330	6 153	7 013	12 747	14 323
Nombre N_{SFU} de cellules MSC utiles par supertrame	2 898	3 330	6 153	7 011	12 747	14 322
Nombre N_{MUX} de cellules MSC par trame multiplexée	966	1 110	2 051	2 337	4 249	4 774
Perte N_L de cellules par supertrame	2	0	0	2	0	1

The output elements are selected from the input elements according to:

$$\hat{z}_{n,i} = z_{n-\Gamma(i), \Pi(i)}$$

For given value i the selection of the input vector number $n - \Gamma(i)$ for the correspondent element $\Pi(i)$ is done with the following formula:

$$\Gamma(i) = i \pmod{D} \text{ for } i = 0, 1, 2, \dots, N_{MUX} - 1.$$

Taking into consideration the transmission of the full content of a multiplex frame the overall delay of the pure interleaving/deinterleaving process is given by approximately 2×400 ms, i.e. 800 ms, for the short interleaving. In the case of the long interleaving it corresponds to about 2,4 s. In addition to that the delay is increased during transmission due to the fact that the SDC block is inserted at the beginning of a transmission super frame. With a depth of $D = 5$ multiplex frames for long interleaving the maximum additional increase in delay is given by the time duration of two SDC blocks.

7.7 Mapping of MSC cells on the transmission super frame structure

The content of three consecutive interleaved multiplex frames (with N_{MUX} QAM cells each) is mapped onto a transmission super frame, i.e. the corresponding number N_{SFU} of useful MSC cells is fixed as an integer multiple of 3. Due to the fact that the number of FAC and synchronization cells is varying from OFDM symbol to OFDM symbol a small loss N_L of 1 or 2 cells can occur compared with the number of available cells in a transmission super frame which is given by

$$N_{SFA} = N_{SFU} + N_L = 3 \times N_{MUX} + N_L$$

Tables 75 to 78 give the values for the different robustness modes and bandwidths.

Table 75 – Number of QAM cells for MSC for Mode A

Parameters	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
Number of available MSC cells per super frame N_{SFA}	3 778	4 268	7 897	8 877	16 394	18 354
Number of useful MSC cells per super frame N_{SFU}	3 777	4 266	7 896	8 877	16 392	18 354
Number of MSC cells per multiplex frame N_{MUX}	1 259	1 422	2 632	2 959	5 464	6 118
Cell loss per super frame N_L	1	2	1	0	2	0

Table 76 – Number of QAM cells for MSC for Mode B

Parameters	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
Number of available MSC cells per super frame N_{SFA}	2 900	3 330	6 153	7 013	12 747	14 323
Number of useful MSC cells per super frame N_{SFU}	2 898	3 330	6 153	7 011	12 747	14 322
Number of MSC cells per multiplex frame N_{MUX}	966	1 110	2 051	2 337	4 249	4 774
Cell loss per super frame N_L	2	0	0	2	0	1

Tableau 77 – Nombre de cellules QAM pour le canal MSC dans le Mode C

Paramètres	Occupation spectrale					
	0	1	2	3	4	5
Nombre N_{SFA} de cellules MSC disponibles par supertrame	-	-	-	5 532	-	11 603
Nombre N_{SFU} de cellules MSC utiles par supertrame	-	-	-	5 532	-	11 601
Nombre N_{MUX} de cellules MSC par trame multiplexée	-	-	-	1 844	-	3 867
Perte N_L de cellules par supertrame	-	-	-	0	-	2

Tableau 78 – Nombre de cellules QAM pour le canal MSC dans le Mode D

Paramètres	Occupation spectrale					
	0	1	2	3	4	5
Nombre N_{SFA} de cellules MSC disponibles par supertrame	-	-	-	3 679	-	7 819
Nombre N_{SFU} de cellules MSC utiles par supertrame	-	-	-	3 678	-	7 818
Nombre N_{MUX} de cellules MSC par trame multiplexée	-	-	-	1 226	-	2 606
Perte N_L de cellules par supertrame	-	-	-	1	-	1

Ainsi, le vecteur de données global pour les cellules MSC utiles dans une supertrame de transmission m peut être décrit par

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_m &= (s_{m,0}, s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,N_{SFU}-1}) \\
 &= (\hat{\mathbf{z}}_{3^*m}, \hat{\mathbf{z}}_{3^*m+1}, \hat{\mathbf{z}}_{3^*m+2}) \\
 &= (\hat{z}_{3^*m,0}, \hat{z}_{3^*m,1}, \dots, \hat{z}_{3^*m,N_{MUX}-1}, \hat{z}_{3^*m+1,0}, \hat{z}_{3^*m+1,1}, \dots, \hat{z}_{3^*m+1,N_{MUX}-1}, \hat{z}_{3^*m+2,0}, \hat{z}_{3^*m+2,1}, \dots, \hat{z}_{3^*m+2,N_{MUX}-1}).
 \end{aligned}$$

Lorsque N_L est différent de 0, une ou deux cellules fictives, à savoir $(\tilde{z}_{m,0})$ ou $(\tilde{z}_{m,0}, \tilde{z}_{m,1})$, sont ajoutées à la fin de $\mathbf{S}_m$. Leurs valeurs complexes (c'est-à-dire les symboles QAM correspondants) doivent être conformes au tableau 79.

Tableau 79 – Symboles QAM pour les cellules fictives du canal MSC

Nombre N_L de cellules fictives par supertrame de transmission	Valeurs complexes des cellules fictives (symboles QAM)	
	$\tilde{z}_{m,0}$	$\tilde{z}_{m,1}$
1	$a^*(1 + j \ 1)$	
2	$a^*(1 + j \ 1)$	$a^*(1 - j \ 1)$

La valeur de a dans le tableau 79 dépend de la constellation du signal choisie pour le canal MSC (voir 7.4).

Table 77 – Number of QAM cells for MSC for Mode C

Parameters	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
Number of available MSC cells per super frame N_{SFA}	-	-	-	5 532	-	11 603
Number of useful MSC cells per super frame N_{SEU}	-	-	-	5 532	-	11 601
Number of MSC cells per multiplex frame N_{MUX}	-	-	-	1 844	-	3 867
Cell loss per super frame N_L	-	-	-	0	-	2

Table 78 – Number of QAM cells for MSC for Mode D

Parameters	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
Number of available MSC cells per super frame N_{SFA}	-	-	-	3 679	-	7 819
Number of useful MSC cells per super frame N_{SEU}	-	-	-	3 678	-	7 818
Number of MSC cells per multiplex frame N_{MUX}	-	-	-	1 226	-	2 606
Cell loss per super frame N_L	-	-	-	1	-	1

So the overall data vector for the useful MSC cells in transmission super frame m can be described by

$$\begin{aligned}
 \mathbf{S}_m &= (s_{m,0}, s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,N_{SEU}-1}) \\
 &= (\hat{\mathbf{Z}}_{3^*m}, \hat{\mathbf{Z}}_{3^*m+1}, \hat{\mathbf{Z}}_{3^*m+2}) \\
 &= (\hat{z}_{3^*m,0}, \hat{z}_{3^*m,1}, \dots, \hat{z}_{3^*m,N_{MUX}-1}, \hat{z}_{3^*m+1,0}, \hat{z}_{3^*m+1,1}, \dots, \hat{z}_{3^*m+1,N_{MUX}-1}, \hat{z}_{3^*m+2,0}, \hat{z}_{3^*m+2,1}, \dots, \hat{z}_{3^*m+2,N_{MUX}-1}).
 \end{aligned}$$

In the case that N_L is unequal to 0 one or two dummy cells, i.e. $(\tilde{z}_{m,0})$ or $(\tilde{z}_{m,0}, \tilde{z}_{m,1})$, are attached at the end of $\mathbf{S}_m$. Their complex values (i.e. the corresponding QAM symbols) are as defined in table 79.

Table 79 – QAM symbols for MSC dummy cells

Number of dummy cells N_L per transmission super frame	Complex values of the dummy cells (QAM symbols)	
	$\tilde{z}_{m,0}$	$\tilde{z}_{m,1}$
1	$\hat{a}^*(1 + j \ 1)$	
2	$\hat{a}^*(1 + j \ 1)$	$\hat{a}^*(1 - j \ 1)$

The value of $\hat{a}$ in table 79 is dependent on the signal constellation chosen for the MSC (see 7.4).

8 Structure de transmission

8.1 Structure et modes à base de trames de transmission

Le signal transmis est organisé en supertrames de transmission.

Chaque supertrame de transmission est constituée de trois trames de transmission.

Chaque trame de transmission a une durée T_p et est constituée de N_s symboles OFDM.

Chaque symbole OFDM est constitué d'un ensemble de K porteuses transmises pendant une durée T_s .

L'intervalle entre deux porteuses adjacentes est $1/T_u$.

La durée du symbole est la somme de deux parties:

- une partie utile de durée T_u ;
- un intervalle de garde de durée T_g .

L'intervalle de garde forme une continuation cyclique de la partie utile, T_u , et se trouve placé au début.

Dans une trame de transmission, les symboles OFDM sont numérotés de 0 à $N_s - 1$.

Tous les symboles contiennent des données et des informations de référence.

Comme le signal OFDM comporte un grand nombre de porteuses modulées séparément, chaque symbole peut, à son tour, être considéré comme divisé en cellules, chaque cellule correspondant à la modulation véhiculée par une porteuse pendant la durée d'un symbole.

Une trame OFDM contient:

- des cellules pilotes;
- des cellules de contrôle;
- des cellules de données.

Les cellules pilotes peuvent être utilisées pour la synchronisation de trame, de fréquence et de temps, l'estimation de canal et l'identification du mode de protection.

Le signal transmis est décrit par l'expression suivante:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_R t} \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{N_s-1} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{r,s,k} \psi_{r,s,k}(t) \right\}$$

où

$$\psi_{r,s,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_u} (t - T_g - sT_s - N_s r T_s)} & (s + N_s r)T_s \leq t \leq (s + N_s r + 1)T_s, \text{ sinon} \\ 0 & \end{cases}$$

et

N_s est le nombre de symboles OFDM par trame de transmission;

k exprime le numéro de porteuse ($= K_{\min}, \dots, K_{\max}$);

s exprime le numéro de symbole OFDM ($= 0 \dots N_s - 1$);

r exprime le numéro de trame de transmission ($= 0 \dots \infty$);

K est le nombre de porteuses émises ($= K_{\max} - K_{\min}$);

8 Transmission structure

8.1 Transmission frame structure and modes

The transmitted signal is organized in transmission super frames.

Each transmission super frame consists of three transmission frames.

Each transmission frame has duration T_f and consists of N_s OFDM symbols.

Each OFDM symbol is constituted by a set of K carriers and transmitted with a duration T_s .

The spacing between adjacent carriers is $1/T_u$.

The symbol duration is the sum of two parts:

- a useful part with duration T_u ;
- a guard interval with duration T_g .

The guard interval consists in a cyclic continuation of the useful part, T_u , and is inserted before it.

The OFDM symbols in a transmission frame are numbered from 0 to $N_s - 1$.

All symbols contain data and reference information.

Since the OFDM signal comprises many separately modulated carriers, each symbol can in turn be considered to be divided into cells, each cell corresponding to the modulation carried on one carrier during one symbol.

An OFDM frame contains:

- pilot cells;
- control cells;
- data cells.

The pilot cells can be used for frame, frequency and time synchronization, channel estimation, and robustness mode identification.

The transmitted signal is described by the following expression:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_R t} \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{N_s-1} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{r,s,k} \psi_{r,s,k}(t) \right\}$$

where

$$\psi_{r,s,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_u}(t - T_g - sT_s - N_s r T_s)} & \text{if } (s + N_s r)T_s \leq t \leq (s + N_s r + 1)T_s, \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

d:

N_s is the number of OFDM symbols per transmission frame;

k denotes the carrier number ($= K_{\min}, \dots, K_{\max}$);

s denotes the OFDM symbol number ($= 0 \dots N_s - 1$);

r denotes the transmission frame number ($= 0 \dots \text{infinity}$);

K is the number of transmitted carriers ($= K_{\max} - K_{\min}$);

- T_s est la durée du symbole;
- T_u est la durée de la partie utile d'un symbole;
- T_g est la durée de l'intervalle de garde;
- f_R est la fréquence de référence du signal RF;
- $c_{r,s,k}$ est la valeur de cellule complexe pour la porteuse k dans le symbole s de la trame numéro r .

Les valeurs $c_{r,s,k}$ dépendent du type de cellule, comme défini ci-dessous.

Pour les cellules de données/de contrôle (MSC, SDC, FAC), $c_{r,s,k} = z$, z étant le point de constellation pour chaque cellule, tel qu'il résulte des répartitions définies dans l'article 7.

Pour chaque cellule de référence, une phase et une amplitude définies sont transmises, $c_{r,s,k} = a_{s,k} U_{s,k}$, où

$a_{s,k}$ est l'amplitude, qui prend toujours une des valeurs $\{1, \sqrt{2}, 2\}$, et

$U_{s,k} = e^{j2\pi\vartheta_{s,k}}$ est un terme d'amplitude unitaire de phase $\vartheta_{s,k}$.

$a_{s,k}$ et $\vartheta_{s,k}$ sont définis en 8.4 pour chaque type de cellule de référence.

8.2 Paramètres OFDM relatifs à la propagation

Les paramètres OFDM doivent être choisis en fonction des conditions de propagation et de la zone de couverture que l'opérateur souhaite desservir.

Plusieurs jeux de paramètres OFDM sont par conséquent définis pour les différentes conditions de propagation, et les valeurs de ces paramètres sont énumérées dans le tableau 80.

Tableau 80 – Valeurs numériques des paramètres OFDM

Mode de protection	Durée T_u	Intervalle entre porteuses $1/T_u$	Durée de l'intervalle de garde T_g	Durée du symbole $T_s = T_u + T_g$	T_g/T_u	Nombre de symboles par trame N_s
A	24 ms	41 2/3 Hz	2,66 ms	26,66 ms	1/9	15
B	21,33 ms	46 7/8 Hz	5,33 ms	26,66 ms	1/4	15
C	14,66 ms	68 2/11 Hz	5,33 ms	20 ms	4/11	20
D	9,33 ms	107 1/7 Hz	7,33 ms	16,66 ms	11/14	24

8.3 Paramètres relatifs à la largeur de bande du signal

8.3.1 Définition des paramètres

Les paramètres OFDM dépendent de la largeur de la bande de fréquences disponible, du nombre de porteuses K , ainsi que de leur emplacement par rapport à la fréquence de référence (appelée "DC", comme pour la porteuse centrale utilisée dans les émissions analogiques en modulation d'amplitude).

L'occupation spectrale définit la largeur nominale du canal. Le groupe de porteuses véhiculant le canal FAC se trouve toujours à droite (vers les fréquences supérieures), par rapport à la fréquence de référence f_R , qui est un multiple entier de 1 kHz.

Le tableau 81 donne la relation entre le paramètre d'occupation spectrale, signalé dans le canal FAC (voir 6.3), et la largeur nominale du canal, et les figures 32 et 33 montrent la position des porteuses.

T_s is the symbol duration;

T_u is the duration of the useful part of a symbol;

T_g is the duration of the guard interval;

f_R is the reference frequency of the RF signal;

$c_{r,s,k}$ complex cell value for carrier k in symbol s of frame number r .

The $c_{r,s,k}$ values depend on the type of cell, as defined below.

For data/control cells (MSC, SDC, FAC), $c_{r,s,k} = z$ where z is the constellation point for each cell as given by the mappings defined in clause 7.

For each reference cell, a defined phase and amplitude is transmitted, $c_{r,s,k} = a_{s,k} U_{s,k}$, where

$a_{s,k}$ is the amplitude, which always takes one of the values $\{1, \sqrt{2}, 2\}$, and

$U_{s,k} = e^{j2\pi\vartheta_{s,k}}$ is a unit-amplitude term of phase $\vartheta_{s,k}$.

$a_{s,k}$ and $\vartheta_{s,k}$ are defined for each type of reference cell in 8.4.

8.2 Propagation-related OFDM parameters

OFDM parameters must be chosen to match propagation conditions and the coverage area that the operator wants to serve.

Various sets of OFDM parameters are therefore defined for different conditions of propagation and their parameter values are listed in table 80.

Table 80 – Numerical values of the OFDM parameters

Robustness mode	Duration T_u	Carrier spacing $1/T_u$	Duration of guard interval T_g	Duration of symbol $T_s = T_u + T_g$	T_g/T_u	Number of symbols per frame N_s
A	24 ms	41 $\frac{2}{3}$ Hz	2,66 ms	26,66 ms	1/9	15
B	21,33 ms	46 $\frac{7}{8}$ Hz	5,33 ms	26,66 ms	1/4	15
C	14,66 ms	68 $\frac{2}{11}$ Hz	5,33 ms	20 ms	4/11	20
D	9,33 ms	107 $\frac{1}{7}$ Hz	7,33 ms	16,66 ms	11/14	24

8.3 Signal bandwidth related parameters

8.3.1 Parameter definition

The OFDM parameters depend upon the available frequency bandwidth, the number of carriers K , and their location with respect to the reference frequency (named DC, in relation with the traditional carrier used in AM analogue transmissions).

The Spectrum occupancy defines the nominal channel bandwidth. The group of carriers carrying the FAC is always to the right (higher in frequency) with respect to the reference frequency, f_R , which is an integer multiple of 1 kHz.

Table 81 relates the spectrum occupancy parameter, signalled in the FAC (see 6.3), to the nominal channel bandwidth, and figures 32 and 33 show the position of the carriers.

Tableau 81 – Relation entre le paramètre d'occupation spectrale et la largeur du canal

	Occupation spectrale					
	0	1	2	3	4	5
Largeur du canal (en kHz)	4,5	5	9	10	18	20



Figure 32 – Occupation spectrale dans le cas des canaux à 9 kHz



Figure 33 – Occupation spectrale dans le cas des canaux à 10 kHz

Les porteuses sont indicées par $k \in [K_{\min}, K_{\max}]$, $k = 0$ étant la porteuse centrale DC, et elles sont déterminées par les valeurs suivantes, selon le choix effectué et par rapport à la largeur de bande occupée.

Les porteuses dont $k < 0$ sont considérées comme étant placées à gauche de DC, et celles dont $k > 0$, à droite de DC.

Le tableau 82 donne les numéros de porteuses inférieurs et supérieurs pour chaque mode de protection et chaque largeur de bande nominale.

Table 81 – Relationship between spectrum occupancy parameter and channel bandwidth

	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
Channel bandwidth (kHz)	4,5	5	9	10	18	20

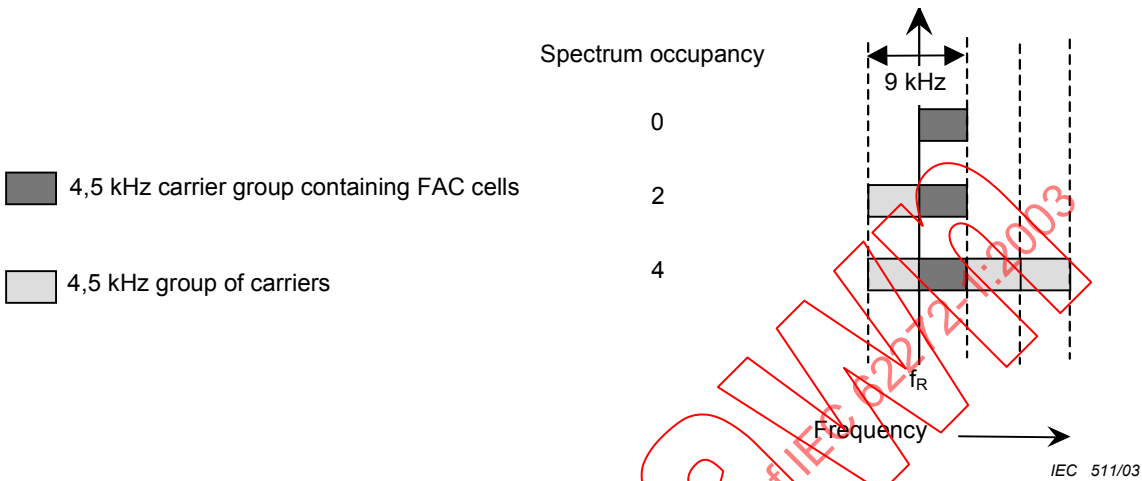


Figure 32 – Spectrum occupancy for 9 kHz channels

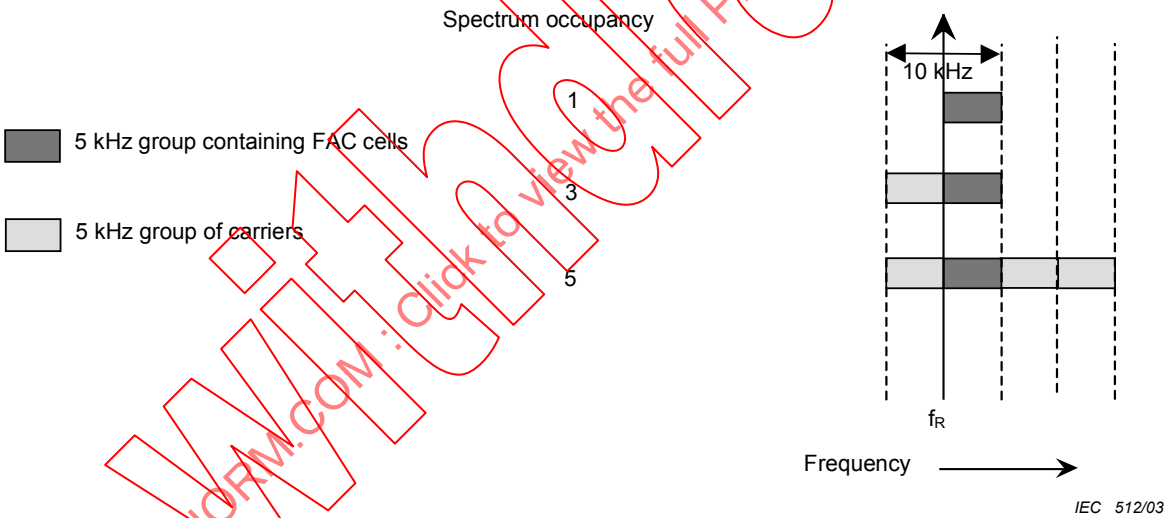


Figure 33 – Spectrum occupancy for 10 kHz channels

The carriers are indexed by $k \in [K_{\min}, K_{\max}]$, $k = 0$ being the DC carrier and determined by the following values depending on the choice made and related to the occupied bandwidth.

Carriers with $k < 0$ are said to be to the left of DC, and $k > 0$, to the right of DC.

Table 82 presents the lower and upper carrier numbers for each robustness mode and nominal bandwidth.

Tableau 82 – Numéros de porteuses pour chaque mode

Mode de protection	Porteuse	Occupation spectrale					
		0	1	2	3	4	5
A	$K_{\min}$	2	2	-102	-114	-98	-110
	$K_{\max}$	102	114	102	114	314	350
B	$K_{\min}$	1	1	-91	-103	-87	-99
	$K_{\max}$	91	103	91	103	279	311
C	$K_{\min}$	-	-	-	-69	-	-67
	$K_{\max}$	-	-	-	69	-	213
D	$K_{\min}$	-	-	-	-44	-	-43
	$K_{\max}$	-	-	-	44	-	135

En fonction du mode de protection, la porteuse DC et certaines porteuses autour de DC ne sont pas utilisées, comme il ressort du tableau 83.

Tableau 83 – Porteuses non utilisées, en fonction du mode de protection

Mode de protection	Porteuse(s) non utilisée(s)
A	$k \in \{-1, 0, 1\}$
B	$k \in \{0\}$
C	$k \in \{0\}$
D	$k \in \{0\}$

8.3.2 Émissions en simulcast

Le signal DRM a été conçu pour fonctionner dans les mêmes bandes de radiodiffusion que les signaux en modulation d'amplitude. L'émission des services en simulcast, en utilisant DRM et la modulation d'amplitude, peut être réalisée par juxtaposition d'un signal analogique en modulation d'amplitude (DBL, BLR ou BLU) et d'un signal numérique DRM. De nombreuses dispositions sont possibles dont certaines sont illustrées dans l'annexe K.

Le numéro d'occupation spectrale se réfère au signal DRM. L'exploitant d'une station de radiodiffusion peut choisir de signaler la présence du simulcast en modulation d'amplitude à l'aide de l'entité de données "Informations sur les fréquences" du canal SDC (voir 6.4.3.4).

8.4 Cellules pilotes

8.4.1 Fonctions et dérivation

Certaines cellules à l'intérieur de la trame de transmission OFDM sont modulées en phase et en amplitude avec des valeurs fixes connues.

Il s'agit de cellules pilotes, utilisées pour l'estimation de canal et pour la synchronisation. Les positions, les amplitudes et les phases de ces cellules sont choisies avec soin, afin d'optimiser les performances, plus particulièrement pour la durée de la synchronisation initiale et pour la fiabilité. Les phases sont définies, directement ou indirectement, en $1024^{\text{èmes}}$ de cycle, c'est-à-dire

$$U_{s,k} = e^{j2\pi\vartheta_{s,k}} = e^{\frac{j2\pi\vartheta_{1024}[s,k]}{1024}}$$
, où $\vartheta_{1024}[s,k]$ assume des valeurs entières et est, soit explicitement spécifié dans un tableau, soit dérivé à l'aide d'une fonction arithmétique utilisant des entiers, comme défini dans les paragraphes suivants.

8.4.2 Références de fréquence

Ces cellules sont utilisées par le récepteur pour détecter la présence du signal reçu et pour estimer son décalage en fréquence. Elles peuvent également être utilisées pour l'estimation de canal et pour plusieurs processus de poursuite.

Table 82 – Carrier numbers for each mode

Robustness mode	Carrier	Spectrum occupancy					
		0	1	2	3	4	5
A	$K_{\min}$	2	2	-102	-114	-98	-110
	$K_{\max}$	102	114	102	114	314	350
B	$K_{\min}$	1	1	-91	-103	-87	-99
	$K_{\max}$	91	103	91	103	279	311
C	$K_{\min}$	-	-	-	-69	-	-67
	$K_{\max}$	-	-	-	69	-	213
D	$K_{\min}$	-	-	-	-44	-	-43
	$K_{\max}$	-	-	-	44	-	135

Depending on the mode, the DC carrier and certain carriers around DC are not used, as detailed in table 83.

Table 83 – Unused carriers according to robustness mode

Robustness mode	Unused carrier(s)
A	$k \in \{-1, 0, 1\}$
B	$k \in \{0\}$
C	$k \in \{0\}$
D	$k \in \{0\}$

8.3.2 Simulcast transmission

The DRM signal is designed to work in the same broadcast bands as AM signals. Simulcast transmission of services using DRM and AM can be performed by the juxtaposition of the analogue AM signal (DSB or VSB or SSB) and a DRM digital signal. Many arrangements are possible and some are illustrated in annex K.

The spectrum occupancy number relates to the DRM signal. A broadcaster may choose to signal the presence of the AM simulcast by use of the frequency information data entity in the SDC (see 6.4.3.4).

8.4 Pilot cells

8.4.1 Functions and derivation

Some cells within the OFDM transmission frame are modulated with known fixed phases and amplitudes.

These cells are pilot cells for channel estimation and synchronization. The positions, amplitudes and phases of these cells are carefully chosen to optimize the performance, especially the initial synchronization duration and reliability. The phases are defined, directly or indirectly, in 1 024ths of a cycle, i.e.

$U_{s,k} = e^{j2\pi\vartheta_{s,k}} = e^{\frac{j2\pi\vartheta_{1024}[s,k]}{1024}}$, where $\vartheta_{1024}[s,k]$ takes integer values and is either explicitly tabulated or derived using integer arithmetic, as defined in the following subclauses.

8.4.2 Frequency references

These cells are used by the receiver to detect the presence of the received signal and to estimate its frequency offset. They may also be used for channel estimation and various tracking processes.

8.4.2.1 Positions des cellules

Ce sont les fréquences de référence qui sont communes aux différentes variantes du système.

Il y a trois fréquences de référence par rapport à la porteuse DC, à savoir 750 Hz, 2 250 Hz et 3 000 Hz, comme défini dans le tableau 84.

Tableau 84 – Numéros des porteuses servant de référence de fréquence

Mode de protection	Numéros de porteuses
A	18, 54, 72
B	16, 48, 64
C	11, 33, 44
D	7, 21, 28

Elles doivent être présentes dans tous les symboles de chaque trame de transmission.

8.4.2.2 Gains et phases des cellules

Toutes les cellules de référence de fréquence doivent avoir un gain de 2 en puissance, à savoir $\alpha_{s,k} = \sqrt{2}$, pour optimiser les performances lors d'un rapport signal/bruit faible, et doivent être compatibles lorsque la même cellule fait à la fois office de référence de fréquence et de temps.

Les phases sont définies comme suit: Pour le premier symbole de la trame (à savoir $s = 0$), les phases $\vartheta_{1024}[s, k]$ sont données dans le tableau 85.

Tableau 85 – Phases des cellules servant de références de fréquence

Mode de protection	Indice de porteuse, k	Indice de phase, $\vartheta_{1024}[0, k]$
A	18	205
	54	836
	72	215
B	16	331
	48	651
	64	555
C	11	214
	33	392
	44	242
D	7	788
	21	1 014
	28	332

Pour assurer la continuité du signal OFDM d'un symbole à l'autre, les phases sont choisies en appliquant les règles ci-dessous.

Pour les modes de protection A, B et C, et pour la porteuse 28 seulement dans le mode D:

$$\vartheta_{1024}[s, k] \neq \vartheta_{1024}[0, k]$$

Pour le mode de protection D, porteuses 7 et 21:

$$\vartheta_{1024}[s, k] = \vartheta_{1024}[0, k], \text{ pour les valeurs paires de } s, \text{ et}$$

$$\vartheta_{1024}[s, k] = (\vartheta_{1024}[0, k] + 512) \bmod 1024, \text{ pour les valeurs impaires de } s.$$

NOTE: Cela équivaut à la valeur complexe $U_{s,k}$ multipliée par moins 1 (-1) pour les valeurs impaires de s .

8.4.3 Références de temps

Ces cellules se trouvent placées dans le premier symbole OFDM de chaque trame de transmission, à savoir $s = 0$.

Les cellules de référence de temps sont utilisées principalement pour résoudre des ambiguïtés, puisque la corrélation sur l'intervalle de garde fournit une estimation temporelle rapide et indépendante de la fréquence, avec une périodicité d'un symbole. Elles sont utilisées pour déterminer le premier symbole d'une trame de transmission et peuvent également servir à estimer le décalage en fréquence.

8.4.2.1 Cell positions

Frequency references are located at frequencies which are common to all the system variants.

There are three frequency references, which are 750 Hz, 2 250 Hz, and 3 000 Hz as referenced to the DC carrier, as defined in table 84.

Table 84 – Carrier numbers for frequency references

Robustness mode	Carrier numbers
A	18, 54, 72
B	16, 48, 64
C	11, 33, 44
D	7, 21, 28

They shall be present in all symbols of each transmission frame.

8.4.2.2 Cell gains and phases

All frequency reference cells shall have a power gain of 2, i.e. $a_{s,k} = \sqrt{2}$, in order to optimize performances at low signal to noise ratio and be compatible when the same cell functions as both a frequency reference and time reference.

The phases are defined as follows. For the first symbol in the frame (i.e. $s = 0$), the phases $\vartheta_{1024}[s, k]$ are given in table 85.

Table 85 – Cell phases for frequency references

Robustness mode	Carrier index, k	Phase index, $\vartheta_{1024}[0, k]$
A	18	205
	54	836
	72	215
B	16	331
	48	651
	64	555
C	11	214
	33	392
	44	242
D	7	788
	21	1 014
	28	332

For subsequent symbols, the phases are chosen in order to ensure the tones are continuous, which is achieved by applying the following rules.

For robustness modes A, B and C, and carrier 28 only of mode D:

$$\vartheta_{1024}[s, k] = \vartheta_{1024}[0, k]$$

For robustness mode D, carriers 7 and 21:

$$\vartheta_{1024}[s, k] = \vartheta_{1024}[0, k], \text{ for even values of } s, \text{ and}$$

$$\vartheta_{1024}[s, k] = (\vartheta_{1024}[0, k] + 512) \bmod 1024, \text{ for odd values of } s.$$

NOTE: This is equivalent to the complex value $U_{s,k}$ multiplied by minus 1 (-1) for odd values of s .

8.4.3 Time references

These cells are located in the first OFDM symbol of each transmission frame, i.e. $s = 0$.

The time reference cells are mainly used for performing ambiguity resolution since guard time correlation provides a fast and frequency insensitive estimation of time of arrival with a periodicity of one symbol. They are used for determining the first symbol of a transmission frame. They can also be used for frequency offset estimation.

8.4.3.1 Positions et phases des cellules

Les tableaux 86 à 89 définissent les phases des cellules de référence de temps, et les phases des cellules de référence de fréquence pour le premier symbole de la trame de transmission.

$\vartheta_{1024}[0, k]$ est l'indice de phase en $1024^{\text{èmes}}$ d'un cycle.

Tableau 86 – Phase des cellules de référence de temps pour le Mode A

Indice de porteuse, k	Indice de phase, $\vartheta_{1024}[0, k]$
17	973
18 *	205
19	717
21	264
28	357
29	357
32	952
33	440
39	856
40	88
41	88
53	68
54 *	836
55	836
56	836
60	1 008
61	1 008
63	752
71	215
72 *	215
73	727

NOTE Les porteuses dont le numéro est repéré par un astérisque "*" servent en même temps de référence de fréquence (voir 8.4.2.1); les définitions de l'indice de phase sont cohérentes.

Tableau 87 – Phase des cellules de référence de temps pour le mode B

Indice de porteuse, k	Indice de phase, $\vartheta_{1024}[0, k]$
14	304
16 *	331
18	108
20	620
24	192
26	704
32	44
36	432
42	588
44	844
48 *	651
49	651
50	651
54	460
56	460
62	944
64 *	555
66	940
68	428

NOTE Les porteuses dont le numéro est repéré par un astérisque "*" servent en même temps de référence de fréquence (voir 8.4.2.1); les définitions de l'indice de phase sont cohérentes.

8.4.3.1 Cell positions and phases

The tables 86 to 89 define the phases of the time reference cells, and the phases of the frequency reference cells for the first symbol of the transmission frame.

$\vartheta_{1024}[0, k]$ is the phase index in 1 024ths of a cycle.

Table 86 – Phase of time reference cells for mode A

Carrier index, k	Phase index, $\vartheta_{1024}[0, k]$
17	973
18 *	205
19	717
21	264
28	357
29	357
32	952
33	440
39	856
40	88
41	88
53	68
54 *	836
55	836
56	836
60	1 008
61	1 008
63	752
71	215
72 *	215
73	727

NOTE: Carrier numbers marked with an asterisk "*" also serve as frequency references (see 8.4.2.1); the definitions of phase index are consistent.

Table 87 – Phase of time reference cells for mode B

Carrier index, k	Phase index, $\vartheta_{1024}[0, k]$
14	304
16 *	331
18	108
20	620
24	192
26	704
32	44
36	432
42	588
44	844
48 *	651
49	651
50	651
54	460
56	460
62	944
64 *	555
66	940
68	428

NOTE: Carrier numbers marked with an asterisk "*" also serve as frequency references (see 8.4.2.1); the definitions of phase index are consistent.

Tableau 88 – Phase des cellules de référence de temps pour le Mode C

Indice de porteuse, k	Indice de phase, $\varphi_{1024}[0, k]$
8	722
10	466
11 *	214
12	214
14	479
16	516
18	260
22	577
24	662
28	3
30	771
32	392
33 *	392
36	37
38	37
42	474
44 *	242
45	242
46	754
NOTE: Les porteuses dont le numéro est repéré par un astérisque "*" servent en même temps de référence de fréquence (voir 8.4.2.1); les définitions de l'indice de phase sont cohérentes.	

Tableau 89 – Phase des cellules de référence de temps pour le Mode D

Indice de porteuse, k	Indice de phase, $\varphi_{1024}[0, k]$
5	636
6	124
7 *	788
8	788
9	200
11	688
12	152
14	920
15	920
17	644
18	388
20	652
21 *	1 014
23	176
24	176
26	752
27	496
28 *	332
29	432
30	964
32	452
NOTE: Les porteuses dont le numéro est repéré par un astérisque "*" servent en même temps de référence de fréquence (voir 8.4.2.1); les définitions de l'indice de phase sont cohérentes.	

Table 88 – Phase of time reference cells for mode C

Carrier index, k	Phase index, $\varphi_{024}[0, k]$
8	722
10	466
11 *	214
12	214
14	479
16	516
18	260
22	577
24	662
28	3
30	771
32	392
33 *	392
36	37
38	37
42	474
44 *	242
45	242
46	754
NOTE: Carrier numbers marked with an asterisk "*" also serve as frequency references (see 8.4.2.1); the definitions of phase index are consistent.	

Table 89 – Phase of time reference cells for mode D

Carrier index, k	Phase index, $\varphi_{024}[0, k]$
5	636
6	124
7 *	788
8	788
9	200
11	688
12	152
14	920
15	920
17	644
18	388
20	652
21 *	1 014
23	176
24	176
26	752
27	496
28 *	332
29	432
30	964
32	452
NOTE: Carrier numbers marked with an asterisk "*" also serve as frequency references (see 8.4.2.1); the definitions of phase index are consistent.	

8.4.3.2 Gains des cellules

Toutes les cellules de référence de temps ont un gain de 2 en puissance, dans le but d'optimiser les performances lors d'un rapport signal/bruit faible, c'est-à-dire $a_{s,k} = \sqrt{2}$.

8.4.4 Références de gain

Les cellules de référence de gain sont essentiellement utilisées pour assurer une démodulation cohérente. Ces cellules sont réparties sur toute la matrice temps-fréquence et sont utilisées par le récepteur pour évaluer la réponse du canal.

8.4.4.1 Positions des cellules

Dans une trame de transmission, pour le symbole d'indice s (compris entre 0 et $N_s - 1$), les porteuses dont l'indice k appartient aux sous-ensembles définis dans le tableau 90, sont des références de gain.

Tableau 90 – Indices de porteuses k désignant les cellules de référence de gain

Mode de protection	Sous-ensemble	Conditions	Périodicité de la matrice de référence de gain
A	$k = 2 + 4 \times (s \bmod 5) + 20 \times p$	p entier $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	5 symboles
B	$k = 1 + 2 \times (s \bmod 3) + 6 \times p$	p entier $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	3 symboles
C	$k = 1 + 2 \times (s \bmod 2) + 4 \times p$	p entier $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	2 symboles
D	$k = 1 + (s \bmod 3) + 3 \times p$	p entier $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	3 symboles

NOTE: Les séquences de cellules de référence de gain ont été choisies de sorte que les porteuses aux extrémités coïncident avec des positions de cellules de référence de gain.

L'annexe L comporte un certain nombre de figures, illustrant la position des cellules de référence de gain.

8.4.4.2 Gains des cellules

Les cellules de référence de gain ont généralement un gain de 2 en puissance (c'est-à-dire $a_{s,k} = \sqrt{2}$), afin d'optimiser les performances lors d'un rapport signal/bruit faible. Cependant, les cellules de référence de gain proches des limites inférieure et supérieure de la bande, définies dans le tableau 91, sont augmentées par un gain supplémentaire de 2 en puissance (c'est-à-dire un gain de puissance total de 4, l'amplitude devenant $a_{s,k} = 2$).

Tableau 91 – Numéros des porteuses ayant un gain de 4 en puissance $a_{s,k} = 2$

Mode de protection	Occupation spectrale					
	0	1	2	3	4	5
A	2, 6, 98, 102	2, 6, 110, 114	-102, -98, 98, 102	-114, -110, 110, 114	-98, -94, 310, 314	-110, -106, 346, 350
B	1, 3, 89, 91	1, 3, 101, 103	-91, -89, 89, 91	-103, -101, 101, 103	-87, -85, 277, 279	-99, -97, 309, 311
C	-	-	-	-69, -67, 67, 69	-	-67, -65, 211, 213
D	-	-	-	-44, -43, 43, 44	-	-43, -42, 134, 135

8.4.3.2 Cell gains

All time reference cells have a power gain of 2,0 in order to optimize performance at low signal to noise ratio, i.e.

$$a_{s,k} = \sqrt{2}.$$

8.4.4 Gain references

The gain reference cells are mainly used for coherent demodulation. These cells are scattered throughout the overall time frequency pattern and are used by the receiver to estimate the channel response.

8.4.4.1 Cell positions

In a transmission frame, for the symbol of index s (ranging from 0 to $N_s - 1$), carriers for which index k belongs to the subsets as defined in table 90 are gain references.

Table 90 – Carrier indices k for gain reference cells

Robustness mode	Subset	Condition	Periodicity of the gain reference pattern
A	$k = 2 + 4 \times (s \bmod 5) + 20 \times p$	p integer $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	5 symbols
B	$k = 1 + 2 \times (s \bmod 3) + 6 \times p$	p integer $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	3 symbols
C	$k = 1 + 2 \times (s \bmod 2) + 4 \times p$	p integer $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	2 symbols
D	$k = 1 + (s \bmod 3) + 3 \times p$	p integer $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$	3 symbols

NOTE: The gain reference cell patterns have been chosen such that the edge carriers are included as gain reference cell positions.

Annex L gives some example figures illustrating the position of the gain reference cells.

8.4.4.2 Cell gains

Gain reference cells mostly have a power gain of 2 (i.e. $a_{s,k} = \sqrt{2}$), in order to optimize performances at low signal to noise ratio. However, gain reference cells close to the band lower and upper edges are over-boosted by a further power gain of 2 (i.e. overall power gain of 4, so that the amplitude $a_{s,k} = 2$) as defined in table 91.

Table 91 – Carrier numbers given a power boost of 4, i.e. $a_{s,k} = 2$

Robustness mode	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
A	2, 6, 98, 102	2, 6, 110, 114	-102, -98, 98, 102	-114, -110, 110, 114	-98, -94, 310, 314	-110, -106, 346, 350
B	1, 3, 89, 91	1, 3, 101, 103	-91, -89, 89, 91	-103, -101, 101, 103	-87, -85, 277, 279	-99, -97, 309, 311
C	-	-	-	-69, -67, 67, 69	-	-67, -65, 211, 213
D	-	-	-	-44, -43, 43, 44	-	-43, -42, 134, 135

8.4.4.3 Phases des cellules

Dans certains cas, les emplacements des références de gain coïncident avec des emplacements déjà définis, soit pour des références de fréquence, soit pour des références de temps. Dans ces cas, les définitions de phases données en 8.4.2 et 8.4.3 sont prioritaires.

Dans tous les autres emplacements, les phases des cellules de référence de gain sont obtenues par une fonction arithmétique sur des entiers, appliquée à de petites tables de valeurs, comme défini dans la procédure ci-dessous.

8.4.4.3.1 Procédure de calcul de la phase des cellules

La procédure est la suivante:

D'abord, calcul des valeurs de m , n et p pour chaque cellule, k étant le numéro de porteuse et s le numéro de symbole:

$$\begin{aligned} n &= s \bmod y, \\ m &= \lfloor s / y \rfloor \\ p &= \frac{k - k_0 - nx}{xy} \end{aligned}$$

x , y , et k_0 sont des constantes, qui sont définies dans le tableau 92 pour chaque mode de protection.

Tableau 92 – Définition de x , y , k_0

Mode de protection	x	y	k_0
A	4	5	2
B	2	3	1
C	2	2	1
D	1	3	1

NOTE 1: La valeur de p obtenue par ce procédé est un entier, de par la définition des emplacements des cellules de référence en 8.4.4.1; tandis que les valeurs de n et m sont des entiers par définition, compte tenu des opérations mathématiques par lesquelles elles sont produites.

Ensuite, calcul de l'indice de phase entier, à l'aide de la formule suivante:

$$\varphi_{1024}[s, k] = (4Z_{256}[n, m] + pW_{1024}[n, m] + p^2(1 + s)Q_{1024}) \bmod 1024$$

Q_{1024} et les petites tables $Z_{256}[n, m]$ et $W_{1024}[n, m]$ sont définis, pour chaque mode de protection, dans les paragraphes ci-dessous.

NOTE 2: Les valeurs des tables $Z_{256}[n, m]$ et $W_{1024}[n, m]$ peuvent être représentées avec précision, sous forme d'entiers non signés, respectivement de 8 bits et de 10 bits; de même Q_{1024} peut être représenté avec précision, sous forme d'un entier non signé de 10 bits.

8.4.4.3.2 Mode de protection A

La matrice $W_{1024}[n, m]$ est définie comme:

$$W_{1024}[n, m] = \begin{Bmatrix} \{228, & 341, & 455\}, \\ \{455, & 569, & 683\}, \\ \{683, & 796, & 910\}, \\ \{910, & 0, & 114\}, \\ \{114, & 228, & 341\} \end{Bmatrix}$$

8.4.4.3 Cell phases

In some cases gain references fall in locations which coincide with those already defined for either frequency or time references. In these cases, the phase definitions given in 8.4.2 and 8.4.3 take precedence.

In all other locations, the phases of the gain reference cells are obtained by integer arithmetic applied to small tables of values, as defined in the following procedure.

8.4.4.3.1 Procedure for calculation of cell phases

The procedure is:

First, compute values of m , n and p for each cell, where the carrier number is k and the symbol number is s :

$$\begin{aligned} n &= s \bmod y, \\ m &= \lfloor s / y \rfloor \\ p &= \frac{k - k_0 - nx}{xy} \end{aligned}$$

x , y , and k_0 are constants which are defined for each robustness mode in table 92.

Table 92 – Definition of x , y , k_0

Robustness mode	x	y	k_0
A	4	5	2
B	2	3	1
C	2	2	1
D	1	3	1

NOTE 1: The value of p obtained by this procedure is an integer, as a consequence of the definition of reference cell locations in 8.4.4.1; while the values of n and m are integer by definition of the mathematical operations producing them.

Secondly, calculate the integer phase index by the following formula:

$$\varphi_{1024}[s, k] = (4Z_{256}[n, m] + pW_{1024}[n, m] + p^2(1 + s)Q_{1024}) \bmod 1024$$

Q_{1024} and the small tables $Z_{256}[n, m]$ and $W_{1024}[n, m]$ are defined for each robustness mode in the following subclauses.

NOTE 2: The values in the tables $Z_{256}[n, m]$ and $W_{1024}[n, m]$ may be represented precisely as 8- and 10-bit unsigned integers respectively; similarly Q_{1024} may be represented precisely as a 10-bit unsigned integer.

8.4.4.3.2 Robustness mode A

The $W_{1024}[n, m]$ matrix is defined as:

$$W_{1024}[n, m] = \begin{Bmatrix} \{228, & 341, & 455\}, \\ \{455, & 569, & 683\}, \\ \{683, & 796, & 910\}, \\ \{910, & 0, & 114\}, \\ \{114, & 228, & 341\} \end{Bmatrix}$$

La matrice $Z_{256}[n, m]$ est définie comme:

$$Z_{256}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{0, \quad 81, \quad 248\}, \\ \{18, \quad 106, \quad 106\}, \\ \{122, \quad 116, \quad 31\}, \\ \{129, \quad 129, \quad 39\}, \\ \{33, \quad 32, \quad 111\} \end{array} \}$$

$$Q_{1024} = 36.$$

8.4.4.3.3 Mode de protection B

La matrice $W_{1024}[n, m]$ est définie comme:

$$W_{1024}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{512, \quad 0, \quad 512, \quad 0, \quad 512\}, \\ \{0, \quad 512, \quad 0, \quad 512, \quad 0\}, \\ \{512, \quad 0, \quad 512, \quad 0, \quad 512\} \end{array} \}$$

La matrice $Z_{256}[n, m]$ est définie comme:

$$Z_{256}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{0, \quad 57, \quad 164, \quad 64, \quad 12\}, \\ \{168, \quad 255, \quad 161, \quad 106, \quad 118\}, \\ \{25, \quad 232, \quad 132, \quad 233, \quad 38\} \end{array} \}$$

$$Q_{1024} = 12.$$

8.4.4.3.4 Mode de protection C

La matrice $W_{1024}[n, m]$ est définie comme:

$$W_{1024}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{465, \quad 372, \quad 279, \quad 186, \quad 93, \quad 0, \quad 931, \quad 838, \quad 745, \quad 652\}, \\ \{931, \quad 838, \quad 745, \quad 652, \quad 559, \quad 465, \quad 372, \quad 279, \quad 186, \quad 93\} \end{array} \}$$

La matrice $Z_{256}[n, m]$ est définie comme:

$$Z_{256}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{0, \quad 76, \quad 29, \quad 76, \quad 9, \quad 190, \quad 161, \quad 248, \quad 33, \quad 108\}, \\ \{179, \quad 178, \quad 83, \quad 253, \quad 127, \quad 105, \quad 101, \quad 198, \quad 250, \quad 145\} \end{array} \}$$

$$Q_{1024} = 12.$$

8.4.4.3.5 Mode de protection D

La matrice $W_{1024}[n, m]$ est définie comme:

$$W_{1024}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{366, \quad 439, \quad 512, \quad 585, \quad 658, \quad 731, \quad 805, \quad 878\}, \\ \{731, \quad 805, \quad 878, \quad 951, \quad 0, \quad 73, \quad 146, \quad 219\}, \\ \{73, \quad 146, \quad 219, \quad 293, \quad 366, \quad 439, \quad 512, \quad 585\} \end{array} \}$$

The $Z_{256}[n, m]$ matrix is defined as:

$$Z_{256}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{0, \quad 81, \quad 248\}, \\ \{18, \quad 106, \quad 106\}, \\ \{122, \quad 116, \quad 31\}, \\ \{129, \quad 129, \quad 39\}, \\ \{33, \quad 32, \quad 111\} \end{array} \}$$

$$Q_{1024} = 36.$$

8.4.4.3.3 Robustness mode B

The $W_{1024}[n, m]$ matrix is defined as:

$$W_{1024}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{512, \quad 0, \quad 512, \quad 0, \quad 512\}, \\ \{0, \quad 512, \quad 0, \quad 512, \quad 0\}, \\ \{512, \quad 0, \quad 512, \quad 0, \quad 512\} \end{array} \}$$

The $Z_{256}[n, m]$ matrix is defined as:

$$Z_{256}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{0, \quad 57, \quad 164, \quad 64, \quad 12\}, \\ \{168, \quad 255, \quad 161, \quad 106, \quad 118\}, \\ \{25, \quad 232, \quad 132, \quad 233, \quad 38\} \end{array} \}$$

$$Q_{1024} = 12.$$

8.4.4.3.4 Robustness mode C

The $W_{1024}[n, m]$ matrix is defined as:

$$W_{1024}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{465, \quad 372, \quad 279, \quad 186, \quad 93, \quad 0, \quad 931, \quad 838, \quad 745, \quad 652\}, \\ \{931, \quad 838, \quad 745, \quad 652, \quad 559, \quad 465, \quad 372, \quad 279, \quad 186, \quad 93\} \end{array} \}$$

The $Z_{256}[n, m]$ matrix is defined as:

$$Z_{256}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{0, \quad 76, \quad 29, \quad 76, \quad 9, \quad 190, \quad 161, \quad 248, \quad 33, \quad 108\}, \\ \{179, \quad 178, \quad 83, \quad 253, \quad 127, \quad 105, \quad 101, \quad 198, \quad 250, \quad 145\} \end{array} \}$$

$$Q_{1024} = 12.$$

8.4.4.3.5 Robustness mode D

The $W_{1024}[n, m]$ matrix is defined as:

$$W_{1024}[n, m] = \{ \begin{array}{l} \{366, \quad 439, \quad 512, \quad 585, \quad 658, \quad 731, \quad 805, \quad 878\}, \\ \{731, \quad 805, \quad 878, \quad 951, \quad 0, \quad 73, \quad 146, \quad 219\}, \\ \{73, \quad 146, \quad 219, \quad 293, \quad 366, \quad 439, \quad 512, \quad 585\} \end{array} \}$$

La matrice $Z_{256}[n, m]$ est définie comme:

$$Z_{256}[n, m] = \begin{Bmatrix} \{0, & 240, & 17, & 60, & 220, & 38, & 151, & 101\}, \\ \{110, & 7, & 78, & 82, & 175, & 150, & 106, & 25\}, \\ \{165, & 7, & 252, & 124, & 253, & 177, & 197, & 142\} \end{Bmatrix}$$

$$Q_{1024} = 14.$$

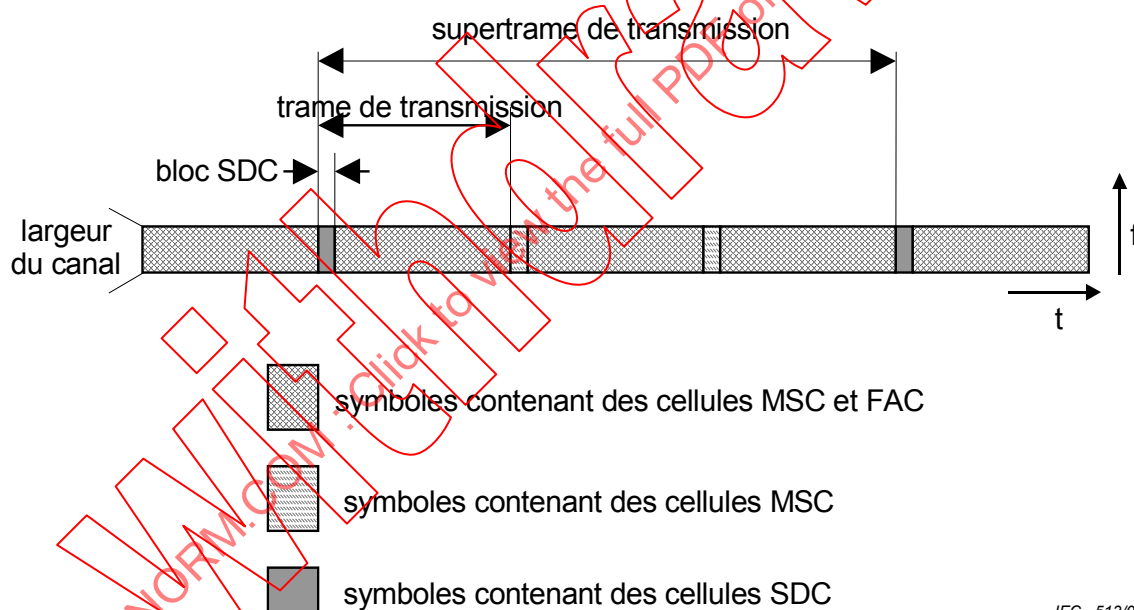
8.5 Cellules de contrôle

8.5.1 Généralités

Les cellules de contrôle sont formées de deux parties:

- le canal d'accès rapide FAC (Fast Access Channel), intégré dans chaque trame de transmission. Il permet au récepteur d'obtenir rapidement les informations nécessaires à la démodulation du signal DRM;
- le canal de description des services SDC (Service Description Channel), répété dans chaque supertrame de transmission. Il contient toutes les informations supplémentaires qui décrivent les services couramment disponibles. Le canal SDC est également utilisé pour la commutation vers une fréquence alternative AFS (Alternative Frequency Switching).

La figure 34 décrit l'emplacement temps-fréquence de ces signaux.



IEC 513/03

Figure 34 – Emplacement temps-fréquence des signaux FAC et SDC

8.5.2 Cellules FAC

8.5.2.1 Positions des cellules

Les cellules utilisées pour le canal FAC sont des cellules qui ne sont, ni des références de fréquence, ni des références de temps, ni des références de gain, ni des cellules de données dans les symboles ne contenant pas le canal SDC.

Les cellules FAC véhiculent des symboles QAM fortement protégés, qui autorisent une détection rapide, par le récepteur, du type de signal en cours de réception.

Il y a toujours 65 cellules FAC. Les tableaux 93 à 96 donnent la position des cellules FAC pour chaque mode de protection.

The $Z_{256}[n,m]$ matrix is defined as:

$$Z_{256}[n,m] = \begin{Bmatrix} \{0, & 240, & 17, & 60, & 220, & 38, & 151, & 101\}, \\ \{110, & 7, & 78, & 82, & 175, & 150, & 106, & 25\}, \\ \{165, & 7, & 252, & 124, & 253, & 177, & 197, & 142\} \end{Bmatrix}$$

$$Q_{1024} = 14.$$

8.5 Control cells

8.5.1 General

The control cells consist of two parts:

- the Fast Access Channel (FAC), integrated in every transmission frame. It is used to quickly obtain the necessary information for the receiver to be able to demodulate the DRM signal;
- the Service Description Channel (SDC), repeated every transmission super frame. It contains all the additional information that describes the services currently available. The SDC is also used for Alternative Frequency Switching (AFS).

Figure 34 describes the time-frequency location of these signals.

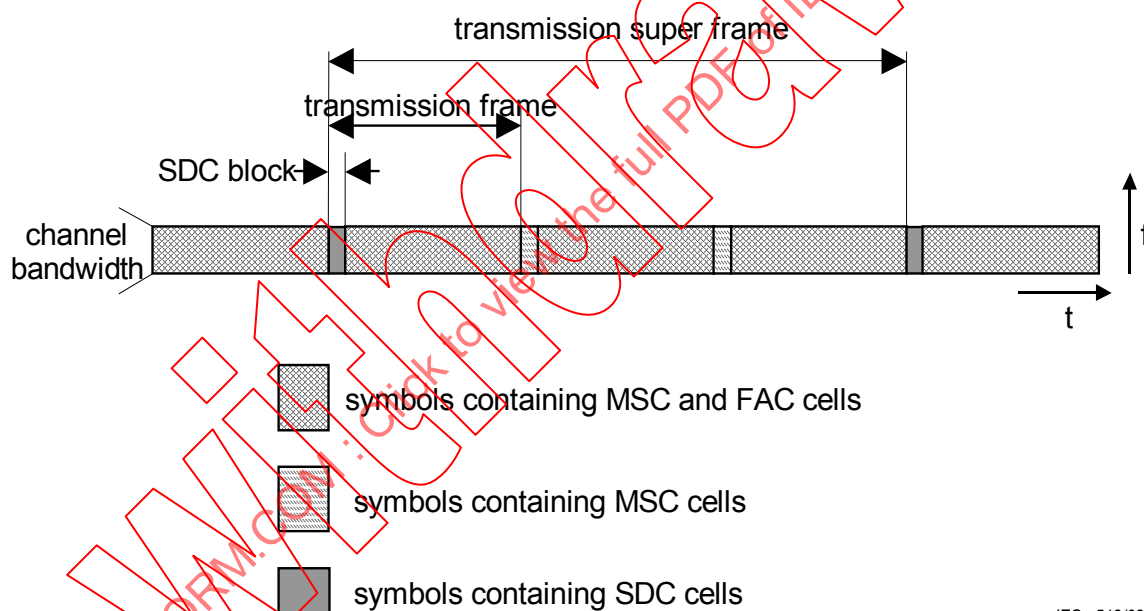


Figure 34 – Time-frequency location of FAC and SDC signals

8.5.2 FAC cells

8.5.2.1 Cell positions

The cells used for FAC are cells that are neither frequency references, nor time references, nor gain references, nor data cells in the symbols that do not contain the SDC.

FAC cells convey highly protected QAM symbols that allow fast detection by the receiver of the type of signal it is currently receiving.

There are always 65 FAC cells. Tables 93 to 96 give the position of the FAC cells for each robustness mode.

Tableau 93 – Position des cellules FAC dans le mode de protection A

Symbole	Numéro de porteuse
0	
1	
2	26, 46, 66, 86
3	10, 30, 50, 70, 90
4	14, 22, 34, 62, 74, 94
5	26, 38, 58, 66, 78
6	22, 30, 42, 62, 70, 82
7	26, 34, 46, 66, 74, 86
8	10, 30, 38, 50, 58, 70, 78, 90
9	14, 22, 34, 42, 62, 74, 82, 94
10	26, 38, 46, 66, 86
11	10, 30, 50, 70, 90
12	14, 34, 74, 94
13	38, 58, 78
14	

Tableau 94 – Position des cellules FAC dans le mode de protection B

Symbole	Numéro de porteuse
0	
1	
2	13, 25, 43, 55, 67
3	15, 27, 45, 57, 69
4	17, 29, 47, 59, 71
5	19, 31, 49, 61, 73
6	9, 21, 33, 51, 63, 75
7	11, 23, 35, 53, 65, 77
8	13, 25, 37, 55, 67, 79
9	15, 27, 39, 57, 69, 81
10	17, 29, 41, 59, 71, 83
11	19, 31, 43, 61, 73
12	21, 33, 45, 63, 75
13	23, 35, 47, 65, 77
14	

Tableau 95 – Position des cellules FAC dans le mode de protection C

Symbole	Numéro de porteuse
0	
1	
2	
3	9, 21, 45, 57
4	23, 35, 47
5	13, 25, 37, 49
6	15, 27, 39, 51
7	5, 17, 29, 41, 53
8	7, 19, 31, 43, 55
9	9, 21, 45, 57
10	23, 35, 47
11	13, 25, 37, 49
12	15, 27, 39, 51
13	5, 17, 29, 41, 53
14	7, 19, 31, 43, 55
15	9, 21, 45, 57
16	23, 35, 47
17	13, 25, 37, 49
18	15, 27, 39, 51
19	

Table 93 – Position of the FAC cells in robustness mode A

Symbol	Carrier number
0	
1	
2	26, 46, 66, 86
3	10, 30, 50, 70, 90
4	14, 22, 34, 62, 74, 94
5	26, 38, 58, 66, 78
6	22, 30, 42, 62, 70, 82
7	26, 34, 46, 66, 74, 86
8	10, 30, 38, 50, 58, 70, 78, 90
9	14, 22, 34, 42, 62, 74, 82, 94
10	26, 38, 46, 66, 86
11	10, 30, 50, 70, 90
12	14, 34, 74, 94
13	38, 58, 78
14	

Table 94 – Position of the FAC cells in robustness mode B

Symbol	Carrier number
0	
1	
2	13, 25, 43, 55, 67
3	15, 27, 45, 57, 69
4	17, 29, 47, 59, 71
5	19, 31, 49, 61, 73
6	9, 21, 33, 51, 63, 75
7	11, 23, 35, 53, 65, 77
8	13, 25, 37, 55, 67, 79
9	15, 27, 39, 57, 69, 81
10	17, 29, 41, 59, 71, 83
11	19, 31, 43, 61, 73
12	21, 33, 45, 63, 75
13	23, 35, 47, 65, 77
14	

Table 95 – Position of the FAC cells in robustness mode C

Symbol	Carrier number
0	
1	
2	
3	9, 21, 45, 57
4	23, 35, 47
5	13, 25, 37, 49
6	15, 27, 39, 51
7	5, 17, 29, 41, 53
8	7, 19, 31, 43, 55
9	9, 21, 45, 57
10	23, 35, 47
11	13, 25, 37, 49
12	15, 27, 39, 51
13	5, 17, 29, 41, 53
14	7, 19, 31, 43, 55
15	9, 21, 45, 57
16	23, 35, 47
17	13, 25, 37, 49
18	15, 27, 39, 51
19	

Tableau 96 – Position des cellules FAC dans le mode de protection D

Symbole	Numéro de porteuse
0	
1	
2	
3	9, 18, 27
4	10, 19
5	11, 20, 29
6	12, 30
7	13, 22, 31
8	5, 14, 23, 32
9	6, 15, 24, 33
10	16, 25, 34
11	8, 17, 26, 35
12	9, 18, 27, 36
13	10, 19, 37
14	11, 20, 29
15	12, 30
16	13, 22, 31
17	5, 14, 23, 32
18	6, 15, 24, 33
19	16, 25, 34
20	8, 17, 26, 35
21	9, 18, 27, 36
22	10, 19, 37
23	

8.5.2.2 Gains et phases des cellules

Les valeurs $c_{r,s,k}$ sont des valeurs de modulation normalisées du point de constellation z , selon la table de correspondance utilisée pour le canal FAC (4-QAM) (voir figure 31).

Les points de constellation successifs sont attribués aux cellules FAC d'une trame de transmission, par ordre croissant de l'indice de porteuse k , à partir de la valeur la plus négative de k ; puis, par ordre chronologique, en commençant par le premier symbole de la trame véhiculant le canal FAC.

8.5.3 Cellules SDC

8.5.3.1 Positions des cellules

Les cellules utilisées pour le SDC sont toutes les cellules des symboles du canal SDC, qui ne sont, ni des références de fréquence, ni des références de temps, ni des références de gain et pour lesquelles $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$, k n'appartenant pas au sous-ensemble des porteuses non utilisées, défini ci-dessus. Dans les modes de protection A et B, les symboles SDC sont les symboles 0 et 1 de chaque supertrame de transmission. Dans les modes de protection C et D, les symboles SDC sont les symboles 0, 1 et 2 de chaque supertrame de transmission.

8.5.3.2 Gains et phases des cellules

Les valeurs $c_{r,s,k}$ sont des valeurs de modulation normalisées du point de constellation z , selon la table de correspondance utilisée pour le canal SDC (16-QAM ou 4-QAM, voir figures 30 et 31).

Les points de constellation successifs sont attribués aux cellules SDC d'une supertrame de transmission, par ordre croissant de l'indice de porteuse k , à partir de la valeur la plus négative de k ; puis, par ordre chronologique, en commençant par le premier symbole de la supertrame véhiculant le canal SDC.

8.6 Cellules de données

8.6.1 Positions des cellules

Les cellules de données sont toutes les cellules qui ne sont, ni des cellules pilotes, ni des cellules de contrôle et pour lesquelles $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$, k n'appartenant pas au sous-ensemble des porteuses non utilisées, défini ci-dessus.

Table 96 – Position of the FAC cells in robustness mode D

Symbol	Carrier number
0	
1	
2	
3	9, 18, 27
4	10, 19
5	11, 20, 29
6	12, 30
7	13, 22, 31
8	5, 14, 23, 32
9	6, 15, 24, 33
10	16, 25, 34
11	8, 17, 26, 35
12	9, 18, 27, 36
13	10, 19, 37
14	11, 20, 29
15	12, 30
16	13, 22, 31
17	5, 14, 23, 32
18	6, 15, 24, 33
19	16, 25, 34
20	8, 17, 26, 35
21	9, 18, 27, 36
22	10, 19, 37
23	

8.5.2.2 Cell gains and phases

The $c_{r,s,k}$ values are normalized modulation values of the constellation point z according to the modulation alphabet used for the FAC (4-QAM) (see figure 31).

Successive constellation points are assigned to the FAC cells of a transmission frame in order of increasing carrier index k , starting from the most negative k ; then in time order starting from the first FAC bearing symbol of the frame.

8.5.3 SDC cells

8.5.3.1 Cell positions

The cells used for SDC are all the cells in the SDC symbols which are neither frequency references, nor time references, nor gain references for which $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$ and k does not belong to the subset of unused carriers defined above.

For robustness modes A and B, the SDC symbols are symbols 0 and 1 of each transmission super frame. For robustness modes C and D, the SDC symbols are symbols 0, 1 and 2 of each transmission super frame.

8.5.3.2 Cell gains and phases

The $c_{r,s,k}$ values are normalized modulation values of the constellation point z according to the modulation alphabet used for the SDC (16- or 4-QAM, see figures 30 and 31).

Successive constellation points are assigned to the SDC cells of a transmission super frame in order of increasing carrier index k , starting from the most negative k ; then in time order starting from the first SDC bearing symbol of the super frame.

8.6 Data cells

8.6.1 Cell positions

Data cells are all cells which are neither pilot cells, nor control cells; for which $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$ and k does not belong to the subset of unused carriers defined above.

8.6.2 Gains et phases des cellules

Les valeurs $c_{r,s,k}$ représentent les vecteurs de modulation normalisés du point de constellation z , selon la table de correspondance utilisée pour le canal MSC (64-QAM ou 16-QAM, voir figures 27 à 30) prises à partir du vecteur S_m (voir 7.7).

Les éléments successifs $s_{m,i}$ sont attribués aux cellules d'une supertrame de transmission, par ordre croissant de l'indice de porteuse k , à partir de la valeur la plus négative de k ; puis, par ordre chronologique, en commençant par le premier symbole non SDC de la supertrame.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

8.6.2 Cell gains and phases

The $c_{r,s,k}$ values are normalized modulation values of the constellation point z according to the modulation alphabet used for the MSC (64- or 16-QAM, see figures 27 to 30) taken from the vector S_m (see 7.7).

Successive elements $s_{m,i}$ are assigned to the cells of a transmission super frame in order of increasing carrier index k , starting from the most negative k ; then in time order starting from the first non-SDC symbol of the super frame.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Annexe A (informative)

Simulation du fonctionnement du système

Le tableau suivant donne le résultat d'une simulation du fonctionnement du système, en supposant une estimation parfaite du canal et l'absence de bruit de phase et d'effet de quantification. Le canal est censé être décodé avec un décodeur multi-niveaux à deux itérations.

Les résultats sont donnés pour cinq des canaux de l'annexe B, les modes OFDM associés étant le Mode A pour les canaux 1 et 2, le Mode B pour les canaux 3 à 5. Le rendement du codage associé est $R = 0,6$ et la modulation est du type 64-QAM. La puissance du signal tient compte des pilotes et de l'intervalle de garde.

Tableau A.1 – Rapport Porteuse/Bruit nécessaire pour réaliser un BER de 1×10^{-4} dans le MSC en aval du décodeur de canal

Modèle du canal	Rendement du codage $R = 0,6$
Canal 1	14,9 dB
Canal 2	16,5 dB
Canal 3	23,2 dB
Canal 4	22,3 dB
Canal 5	20,4 dB

Annex A (informative)

Simulated system performance

The table gives simulated system performance anticipating perfect channel estimation and the absence of phase noise and quantization effects. Channel decoding is assumed to be done with a multistage decoder with two iterations.

The results are given for five of the channels of annex B, whereby the associated OFDM modes are the Mode A for the channels 1 and 2, the Mode B mode for the channels 3 to 5. The associated code rate is $R = 0,6$ and the modulation is 64-QAM. The signal power includes pilots and the guard interval.

Table A.1 – Required C/N for a transmission to achieve a BER = 1×10^{-4} after the channel decoder for the MSC

Channel model	Code rate $R = 0,6$
Channel 1	14,9 dB
Channel 2	16,5 dB
Channel 3	23,2 dB
Channel 4	22,3 dB
Channel 5	20,4 dB

Annexe B (informative)

Définition du profil des canaux

Les canaux pris en compte sont les canaux de radiodiffusion en ondes longues, ondes moyennes et ondes courtes. En principe, les trois types sont des canaux à propagation avec des trajets multiples, puisque la surface de la terre et l'ionosphère participent au mécanisme de propagation des ondes électromagnétiques.

L'approche consiste à utiliser des modèles stochastiques variables dans le temps avec une statistique fixe, pour élaborer des modèles pour les différentes conditions de propagation (bonnes, moyennes ou mauvaises), en adoptant les valeurs de paramètres appropriés issus du modèle général. Un de ces modèles aux paramètres adaptables est le modèle de dispersion stationnaire au sens large et décorrélée WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering).

L'approche stationnaire avec différents jeux de paramètres se justifie par le fait que les résultats obtenus sur les canaux réels donnent des courbes de BER comprises entre le cas le plus favorable et le cas le plus défavorable de la simulation.

Les modèles de canaux ont été générés à partir des équations ci-dessous, $e(t)$ et $s(t)$ étant les enveloppes complexes respectives des signaux d'entrée et des signaux de sortie:

$$s(t) = \sum_{k=1}^n \rho_k c_k(t) e(t - \Delta_k) \quad (1)$$

Il s'agit d'un système à retard dont on peut extraire les informations suivantes:

- ρ_k est l'atténuation du trajet numéro k – énumérée dans les tableaux B.1 à B.6
- Δ_k est le retard relatif du trajet numéro k – énuméré dans les tableaux B.1 à B.6
- les facteurs de pondération des informations extraites, $\{c_k(t)\}$, variables en fonction du temps, sont des processus gaussiens aléatoires, de valeur complexe et à moyenne nulle. Les grandeurs $|c_k(t)|$ sont distribuées selon la loi de Rayleigh et les phases $\Phi(t)$ sont distribuées de manière uniforme.

Pour chaque pondération $\{c_k(t)\}$ il existe un processus stochastique, caractérisé par sa variance et son spectre de densité de puissance PDS (Power Density Spectrum). La variance est une mesure de la puissance moyenne du signal reçu par ce trajet ; elle est définie par l'atténuation relative ρ_k – énumérée dans les tableaux B.1 à B.6 – et le PDS détermine la vitesse moyenne des variations temporelles. La largeur du PDS est quantifiée par un nombre, appelé étalement Doppler D_{sp} pour ce trajet – énuméré dans les tableaux B.1 à B.6.

La fréquence centrale du PDS peut être différente de zéro, ce qui peut être interprétée comme un décalage par rapport à la fréquence moyenne, ou un décalage Doppler D_{sh} – énumérés dans les tableaux B.1 à B.6.

Le PDS est modélisé par filtrage du bruit blanc (c'est-à-dire avec un PDS constant) et est égal à:

$$\phi_{n_i n_i}(f) = N_0 \cdot |H(f)|^2 \quad (2)$$

$H(f)$ est la fonction de transfert du filtre. Les processus stochastiques appartenant à chaque trajet individuel deviennent alors des processus de Rayleigh. Pour le trajet ionosphérique, une forme gaussienne s'est avérée être une bonne approche, comparée aux observations réelles.

Le profil Doppler sur chaque trajet k , est alors défini comme:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2}} e^{-\frac{(f - D_{sh})^2}{2\sigma_d^2}} \quad (3)$$

L'étalement Doppler est spécifié comme bilatéral et contient 68 % de la puissance:

$$D_{sp} = 2 \sigma_d \quad (4)$$

Annex B (informative)

Definition of channel profiles

The channels to be considered are the LF, MF and HF broadcast radio transmission channels. In principle all three are multipath channels because the surface of the earth and the ionosphere are involved in the mechanism of electromagnetic wave propagation.

The approach is to use stochastic time-varying models with a stationary statistics and define models for good, moderate and bad conditions by taking appropriate parameter values of the general model. One of those models with adaptable parameters is the Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering model (WSSUS model). The justification for the stationary approach with different parameter sets is, that results on real channels lead to BER curves between best and worst cases found in the simulation.

The channel models have been generated from the following equations where $e(t)$ and $s(t)$ are the complex envelopes of the input and output signals respectively:

$$s(t) = \sum_{k=1}^n \rho_k c_k(t) e(t - \Delta_k) \quad (1)$$

This is a tapped delay line where:

- ρ_k is the attenuation of the path number k - listed in tables B.1 to B.6
- Δ_k is the relative delay of the path number k - listed in tables B.1 to B.6
- the time-variant tap weights $\{c_k(t)\}$ are zero mean complex-valued stationary gaussian random processes. The magnitudes $|c_k(t)|$ are Rayleigh-distributed and the phases $\Phi(t)$ are uniformly distributed.

For each weight $\{c_k(t)\}$ there is one stochastic process, characterized by its variance and its power density spectrum (PDS). The variance is a measure for the average signal power which is received via this path and is defined by the relative attenuation ρ_k - listed in tables B.1 to B.6 - and the PDS determines the average speed of variation in time. The width of the PDS is quantified by a number and is referred to as the Doppler spread D_{sp} of that path - listed in tables B.1 to B.6

There might be also a non-zero centre frequency of the PDS, which can be interpreted as an average frequency shift or Doppler shift D_{sh} - listed in tables B.1 to B.6.

The PDS is modelled by filtering of white noise (i.e. with constant PDS) and is equal to:

$$\phi_{n,n_i}(f) = N_0 \cdot |H(f)|^2 \quad (2)$$

$H(f)$ is the transfer function of the filter. The stochastic processes belonging to every individual path then become Rayleigh processes. For the ionospheric path, a Gaussian shape has proven to be a good approach with respect to real observations.

The Doppler profile on each path k is then defined as:

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2}} e^{-\frac{(f - D_{sh})^2}{2\sigma_d^2}} \quad (3)$$

The Doppler spread is specified as 2-sided and contains 68 % of the power:

$$D_{sp} = 2 \sigma_d \quad (4)$$

Tableau B.1 – Canal n° 1: AWGN

	trajet 1	trajet 2	trajet 3	trajet 4
Retard (Δ_k)	0			
Gain du trajet, en valeur efficace (ρ_k)	1			
Décalage Doppler (D_{sh})	0			
Étalement Doppler (D_{sp})	0			

Tableau B.2 – Canal n° 2: Rice with delay

	trajet 1	trajet 2	trajet 3	trajet 4
Retard (Δ_k)	0	1 ms		
Gain du trajet, en valeur efficace (ρ_k)	1	0,5		
Décalage Doppler (D_{sh})	0	0		
Étalement Doppler (D_{sp})	0	0,1 Hz		

Tableau B.3 – Canal n° 3: US Consortium

	trajet 1	trajet 2	trajet 3	trajet 4
Retard (Δ_k)	0	0,7 ms	1,5 ms	2,2 ms
Gain du trajet, en valeur efficace (ρ_k)	1	0,7	0,5	0,25
Décalage Doppler (D_{sh})	0,1 Hz	0,2 Hz	0,5 Hz	1,0 Hz
Étalement Doppler (D_{sp})	0,1 Hz	0,5 Hz	1,0 Hz	2,0 Hz

Tableau B.4 – Canal n° 4: Poor

	trajet 1	trajet 2	trajet 3	trajet 4
Retard (Δ_k)	0	2 ms		
Gain du trajet, en valeur efficace (ρ_k)	1	1		
Décalage Doppler (D_{sh})	0	0		
Étalement Doppler (D_{sp})	1 Hz	1 Hz		

Tableau B.5 – Canal n° 5

	trajet 1	trajet 2	trajet 3	trajet 4
Retard (Δ_k)	0	4 ms		
Gain du trajet, en valeur efficace (ρ_k)	1	1		
Décalage Doppler (D_{sh})	0	0		
Étalement Doppler (D_{sp})	2 Hz	2 Hz		

Tableau B.5 – Canal n° 6

	trajet 1	trajet 2	trajet 3	trajet 4
Retard (Δ_k)	0	2 ms	4 ms	6 ms
Gain du trajet, en valeur efficace (ρ_k)	0,5	1	0,25	0,0625
Décalage Doppler (D_{sh})	0	1,2 Hz	2,4 Hz	3,6 Hz
Étalement Doppler (D_{sp})	0,1 Hz	2,4 Hz	4,8 Hz	7,2 Hz

Table B.1 – Channel no 1: AWGN

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4
Delay (Δ_k)	0			
Path gain, rms (ρ_k)	1			
Doppler shift (D_{sh})	0			
Doppler spread (D_{sp})	0			

Table B.2 – Channel no 2: Rice with delay

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4
Delay (Δ_k)	0	1 ms		
Path gain, rms (ρ_k)	1	0,5		
Doppler shift (D_{sh})	0	0		
Doppler spread (D_{sp})	0	0,1 Hz		

Table B.3 – Channel no 3: US Consortium

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4
Delay (Δ_k)	0	0,7 ms	1,5 ms	2,2 ms
Path gain, rms (ρ_k)	1	0,7	0,5	0,25
Doppler shift (D_{sh})	0,1 Hz	0,2 Hz	0,5 Hz	1,0 Hz
Doppler spread (D_{sp})	0,1 Hz	0,5 Hz	1,0 Hz	2,0 Hz

Table B.4 – Channel no 4: ITU-R Poor

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4
Delay (Δ_k)	0	2 ms		
Path gain, rms (ρ_k)	1	1		
Doppler shift (D_{sh})	0	0		
Doppler spread (D_{sp})	1 Hz	1 Hz		

Table B.5 – Channel no 5

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4
Delay (Δ_k)	0	4 ms		
Path gain, rms (ρ_k)	1	1		
Doppler shift (D_{sh})	0	0		
Doppler spread (D_{sp})	2 Hz	2 Hz		

Table B.6 – Channel no 6

	Path 1	Path 2	Path 3	Path 4
Delay (Δ_k)	0	2 ms	4 ms	6 ms
Path gain, rms (ρ_k)	0,5	1	0,25	0,0625
Doppler shift (D_{sh})	0	1,2 Hz	2,4 Hz	3,6 Hz
Doppler spread (D_{sp})	0,1 Hz	2,4 Hz	4,8 Hz	7,2 Hz

Annexe C (informative)

Exemple de répartition des trames logiques sur les trames multiplexées

De nombreuses combinaisons de services et de flux sont possibles dans le système DRM. Une combinaison est décrite à titre d'exemple dans cette annexe.

Dans cet exemple, le signal DRM contient deux services: un service audio (service A) et un service de données (service D). Le service audio véhicule également une application de données.

Le service audio bénéficie d'une protection d'erreurs différenciée (UEP). L'application de données incluse dans le service audio utilise la protection inférieure. Le service de données utilise la protection supérieure. Les rendements du codage choisis sont 0,5 et 0,6, ce qui correspond respectivement au niveau de protection 0 et 1.

Le Service A est constitué de deux flux: le flux 0 pour les informations audio, le flux 1 pour l'application de données.

Le Service D est constitué d'un seul flux, à savoir le flux 2.

Le flux 0 est véhiculé dans les trames logiques L0, le flux 1 dans les trames logiques L1, et le flux 2 dans les trames logiques L2.

L0 a 266 octets dans la partie plus protégée (partie A) avec le niveau de protection 0, et 798 octets dans la partie moins protégée (partie B) avec le niveau de protection 1.

L1 a 59 octets dans la partie moins protégée (partie B) avec le niveau de protection 1.

L2 a 19 octets dans la partie plus protégée (partie A) avec le niveau de protection 0.

La trame multiplexée ainsi obtenue est illustrée dans la figure C.1 suivante:

Niveau de protection 0		Niveau de protection 1	
Flux 0	Flux 2	Flux 0	Flux 1
266 octets	19 octets	798 octets	59 octets

Figure C.1

L'entité de données "Description du multiplex" est codée comme suit:

Nom du champ	Taille du champ	Valeur du champ
longueur	7	9
numéro de version	1	0
type	4	0
niveau de protection pour la partie A	2	0
niveau de protection pour la partie B	2	1
longueur des données de la partie A (flux 0)	12	266
longueur des données de la partie B (flux 0)	12	798
longueur des données de la partie A (flux 1)	12	0
longueur des données de la partie B (flux 1)	12	59
longueur des données de la partie A (flux 2)	12	19
longueur des données de la partie B (flux 2)	12	0

Annex C (informative)

Example of mapping of logical frames to multiplex frames

There are many service and stream combinations possible within the DRM system. One example is illustrated in this annex.

This example DRM signal contains two services: an audio service (service A) and a data service (service D). The audio service also carries a data application.

UEP is applied to the audio service. The data application carried with the audio service uses the lower protection. The data service uses the higher protection. The code rates chosen are 0,5 and 0,6 corresponding to protection level 0 and 1 respectively.

Service A consists of two streams: stream 0 carries the audio, stream 1 carries the data application.

Service D consists of one stream: stream 2.

Stream 0 is carried in logical frames L0, stream 1 is carried in logical frames L1 and stream 2 is carried in logical frames L2.

L0 has 266 bytes in the higher protected part (part A) with protection level 0, and 798 bytes in the lower protected part (part B) with protection level 1.

L1 has 59 bytes in the lower protected part (part B) with protection level 1.

L2 has 19 bytes in the higher protected part (part A) with protection level 0.

The resulting multiplex frame is illustrated in the figure below:

Protection level 0		Protection level 1	
Stream 0	Stream 2	Stream 0	Stream 1
266 bytes	19 bytes	798 Bytes	59 bytes

Figure C.1

The multiplex description data entity is coded as follows:

Field name	Field size	Field value
length	7	9
version number	1	0
type	4	0
protection level for part A	2	0
protection level for part B	2	1
data length of part A (stream 0)	12	266
data length of part B (stream 0)	12	798
data length of part A (stream 1)	12	0
data length of part B (stream 1)	12	59
data length of part A (stream 2)	12	19
data length of part B (stream 2)	12	0

Annexe D (normative)

Calcul du mot de CRC

La mise en œuvre des codes de contrôle de redondance cyclique (codes CRC) permet la détection des erreurs de transmission du côté du récepteur. Des mots de CRC doivent être inclus dans les données transmises dans ce but. Ces mots de CRC doivent être définis par le résultat de la procédure décrite dans la présente annexe.

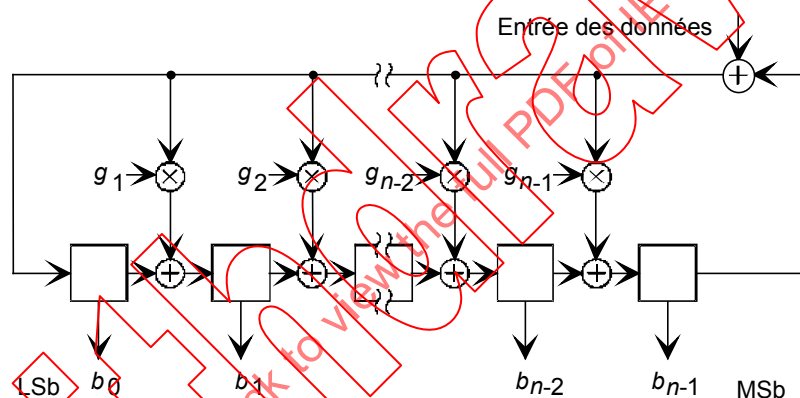
Un code CRC est défini par un polynôme de degré n :

$$G_n(x) = x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \dots + g_2x^2 + g_1x + 1$$

avec $n \geq 1$:

et: $g_i \in \{0,1\}$, $i = 1 \dots n-1$

Le calcul du CRC peut être réalisé par l'intermédiaire d'un registre à décalage contenant n étages, équivalents au degré du polynôme (voir figure D.1). Les étages sont appelés $b_0 \dots b_{n-1}$, b_0 correspondant à 1, b_1 à x , b_2 à x^2 , ..., b_{n-1} à x^{n-1} . Les informations sont extraites du registre à décalage par un OU exclusif à l'entrée des étages, les coefficients g_i du polynôme étant à "1".



IEC 514/03

Figure D.1 – Schéma synoptique général du CRC

Pour commencer à calculer le CRC, le contenu de tous les étages du registre est initialisé à "1". Après avoir appliqué à l'entrée le premier bit du bloc de données (bit de poids fort en premier), l'horloge du registre commande le décalage du contenu du registre, d'un étage en direction de l'étage contenant les bits de poids fort (b_{n-1}), tandis que les étages dont on veut prélever les informations reçoivent le résultat des opérations XOR appropriées. La procédure est répétée pour chaque bit de donnée. Après avoir effectué le décalage lié au dernier bit (bit de poids faible) du bloc de données à l'entrée, le registre à décalage contient le mot de CRC, qui peut alors être lu. Les données et le mot de CRC sont transmis avec le bit de poids fort en premier. Avant d'être transmis, le CRC doit être inversé (complément à 1).

Annex D (normative)

Calculation of the CRC word

The implementation of Cyclic Redundancy Check codes (CRC codes) allows the detection of transmission errors at the receiver side. For this purpose CRC words shall be included in the transmitted data. These CRC words shall be defined by the result of the procedure described in this annex.

A CRC code is defined by a polynomial of degree n :

$$G_n(x) = x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \dots + g_2x^2 + g_1x + 1$$

with $n \geq 1$:

and: $g_i \in \{0,1\}, \quad i = 1, \dots, n-1$

The CRC calculation may be performed by means of a shift register containing n register stages, equivalent to the degree of the polynomial (see figure D.1). The stages are denoted by $b_0 \dots b_{n-1}$, where b_0 corresponds to 1, b_1 to x , b_2 to x^2 , ..., b_{n-1} to x^{n-1} . The shift register is tapped by inserting XORs at the input of those stages, where the corresponding coefficients g_i of the polynomial are "1".

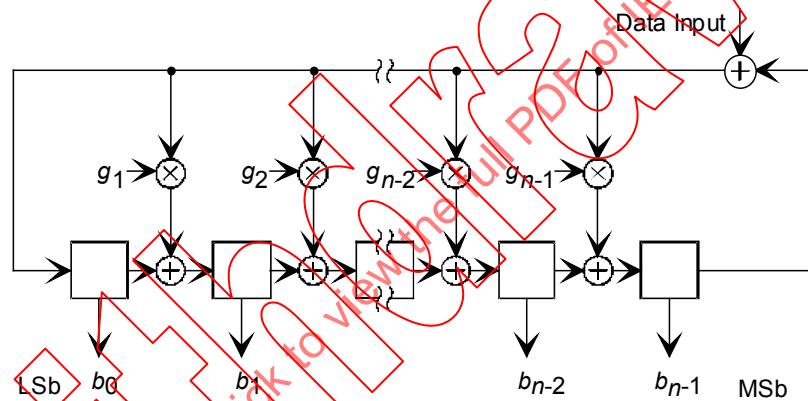


Figure D.1 – General CRC block diagram

IEC 514/03

At the beginning of the CRC calculation, all register stage contents are initialized to all ones. After applying the first bit of the data block (MSb first) to the input, the shift clock causes the register to shift its content by one stage towards the MSb stage (b_{n-1}), while loading the tapped stages with the result of the appropriate XOR operations. The procedure is then repeated for each data bit. Following the shift after applying the last bit (LSb) of the data block to the input, the shift register contains the CRC word which is then read out. Data and CRC word are transmitted with MSb first. The CRC shall be inverted (1's complement) prior to transmission.

Les codes CRC utilisés dans le système DRM sont basés sur les polynômes suivants:

- $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$
- $G_8(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
- $G_6(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
- $G_5(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$
- $G_3(x) = x^3 + x + 1$
- $G_2(x) = x^2 + x + 1$
- $G_1(x) = x + 1$

L'affectation des polynômes aux applications respectives est donnée dans chaque article.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003
 Withd2wM

The CRC codes used in the DRM system are based on the following polynomials:

- $G_{16}(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$
- $G_8(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
- $G_6(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
- $G_5(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$
- $G_3(x) = x^3 + x + 1$
- $G_2(x) = x^2 + x + 1$
- $G_1(x) = x + 1$

The assignment of the polynomials to the respective applications is given in each clause.

Withd 2003
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Annexe E (informative)

Rapports de protection RF, donnés à titre indicatif

Des rapports de protection sont exigés dans les cas suivants:

- Modulation d'amplitude perturbée par des signaux numériques DRM;
- Signaux numériques DRM perturbés par la modulation d'amplitude;
- Signaux numériques DRM perturbés par des signaux numériques DRM.

Les tableaux ci-dessous donnent les rapports de protection RF à prévoir, à titre indicatif, pour différents espacements de canaux. Cependant, ces valeurs sont étroitement liées à la mise en œuvre des composants du système, c'est-à-dire des caractéristiques du récepteur et de l'émetteur. C'est pourquoi, les valeurs données doivent être considérées comme préliminaires, dans l'attente des résultats de mesures et de calculs basés sur les performances d'un nombre d'équipements plus important.

Tableau E.1 – Modulation d'amplitude perturbée par des signaux numériques DRM

$\Delta f/\text{kHz}$	Rapports de protection RF relatifs a _{rr} /dB (a _{af} = 0 dB)			
0	6,6	6,1	6,3	5,8
5	3,2	2,7	3,2	2,8
9	-32,6	-27,7	-27,5	-23,2
10	-41,1	-36,4	-33,6	-31,2
15	-54,2	-53,6	-43,5	-42,3
18	-56,9	-56,8	-46,9	-45,6
20	-56,8	-56,5	-48,8	-47,6
Résultat à obtenir	Modulation d'amplitude			
Source d'interférence	Synthétiseur DRM		Masque spectral DRM	
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM

Ces valeurs supposent des signaux en modulation d'amplitude avec une compression élevée et un récepteur moderne avec une bande passante RF de 4,4 kHz et une pente de 35 dB/octave (affaiblissement du signal à 5 kHz: 41,5 dB).

Les valeurs du tableau ci-dessus sont dérivées des distributions spectrales mesurées sur des signaux produits par un synthétiseur et des gabarits spectraux en modulation d'amplitude conformes à la recommandation SM.328-10 de l'UIT-R [11], qui ont été adaptés à la largeur de bande et à la modulation des signaux DRM.

Annex E (informative)

Indicative RF Protection ratios

Protection ratios are required for:

- AM interfered with by DRM digital signals;
- DRM digital signals interfered with by AM;
- DRM digital signals interfered with by DRM digital signals.

Indicative RF protection ratios for different channel spacings are given in the following tables. However, these values depend very much on the development of system components, e.g. on receiver and transmitter characteristics. Therefore, the given values have to be considered as preliminary until measurement results and calculations are available, which are based on the performance of a broader quantity of equipment.

Table E.1 – AM interfered with by DRM digital signals

$\Delta f/\text{kHz}$	Relative RF Protection Ratios a_{rf}/dB ($a_{rf} = 0 \text{ dB}$)			
0	6,6	6,1	6,3	5,8
5	3,2	2,7	3,2	2,8
9	-32,6	-27,7	-27,5	-23,2
10	-41,1	-36,4	-33,6	-31,2
15	-54,2	-53,6	-43,5	-42,3
18	-56,9	-56,8	-46,9	-45,6
20	-56,8	-56,5	-48,8	-47,6
Wanted	AM			
Interferer	DRM Synthesizer		DRM Spectrum Mask	
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM

These values are valid for AM signals with high compression and a modern AM receiver with an RF bandwidth of 4,4 kHz and a slope of 35 dB/octave (attenuation at a frequency separation of 5 kHz: 41,5 dB).

The values shown in the table above are derived from the measured spectrum distributions of the synthesizer signals and the AM spectrum masks from ITU-R Recommendation SM.328-10 **[[11] ITU-R Recommendation SM.328-10: Spectra and bandwidth of emissions]**, which were adapted to the bandwidths and modulation of the DRM signals.

Tableau E.2 – Signaux numériques DRM perturbés par la modulation d'amplitude

$\Delta f/\text{kHz}$	Rapports de protection RF a_{rf}/dB					
0	0,6	7,1	1,2	7,5	-1,7	4,6
0,050	0,6	7,2				
0,300	3,4	29,5	1,0	8,5		
5	-7,4	-1,1	-3,9	1,8		
9	(-45,8)	(29,9)				
10	-59,6	-34,1	-53,4	-30,9		
15	< -60	-39,7	< -60	-37,5		
18	< -60		< -60			
20	< -60	-42,3	< -60	-39,8		
Résultat à obtenir	DRM					
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM
Source d'interférence	Modulation d'amplitude					
Mode	m = 25 % (compression normale)	m = 53 % (compression forte)	m = 25 % (compression normale)	m = 53 % (compression forte)	m = 25 % (compression normale)	m = 53 % (compression forte)

Ces valeurs supposent un signal utile ayant un BER de 10^{-4} et un signal indésirable modulé en amplitude par du bruit coloré, conforme à la recommandation BS.559-2 de l'UIT-R [10].

Tableau E.3 – Signaux numériques DRM perturbés par des signaux numériques DRM

$\Delta f/\text{kHz}$	Rapports de protection RF a_{rf}/dB					
0	17,3	17,4	13,3	(17,3)	(17,4)	(13,3)
5	12,4	12,3		(13,0)	(12,7)	
9	-32,1			(0,8)		
10		-35,1			(-2,3)	
15		-39,1			(-27,6)	
18	-46,3			(-36,9)		
20		-44,4			(-34,9)	
Résultat à obtenir	DRM			DRM		
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM
Source d'interférence	Synthétiseur DRM			Masque spectral DRM		
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM

Ces valeurs supposent un signal utile ayant un BER de 10^{-4} .

Les valeurs entre crochets représentées dans le tableau ci-dessus ont été obtenues en comparant les distributions spectrales mesurées sur des signaux en provenance d'un synthétiseur, aux gabarits spectraux en modulation d'amplitude conformes à la recommandation SM.328-10 de l'UIT-R [11], adaptés à la largeur de bande et à la modulation des signaux DRM.

Table E.2 – DRM digital signals interfered with by AM

$\Delta f/\text{kHz}$	RF Protection Ratios a_{rf}/dB					
0	0,6	7,1	1,2	7,5	-1,7	4,6
0,050	0,6	7,2				
0,300	3,4	29,5	1,0	8,5		
5	-7,4	-1,1	-3,9	1,8		
9	(-45,8)	(29,9)				
10	-59,6	-34,1	-53,4	-30,9		
15	< -60	-39,7	< -60	-37,5		
18	< -60		< -60			
20	< -60	-42,3	< -60	-39,8		
Wanted	DRM					
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM
Interferer	AM					
Mode	m = 25 % (compr. normal)	m = 53 % (compr. high)	m = 25 % (compr. normal)	m = 53 % (compr. high)	m = 25 % (compr. normal)	m = 53 % (compr. high)

These values are valid for a wanted signal having a BER of 10^{-4} and an unwanted AM signal modulated with coloured noise according to ITU-R Recommendation BS.559-2 [[10] **ITU-R Recommendation BS.559-2: Objective measurement of radio-frequency protection ratios in LF, MF and HF broadcasting**].

Table E.3 – DRM digital signals interfered with by DRM digital signals

$\Delta f/\text{kHz}$	RF Protection Ratios a_{rf}/dB					
0	17,3	17,4	13,3	(17,3)	(17,4)	(13,3)
5	12,4	12,3		(13,0)	(12,7)	
9	-32,1			(0,8)		
10		-35,1			(-2,3)	
15		-39,1			(-27,6)	
18	-46,3			(-36,9)		
20		-44,4			(-34,9)	
Wanted	DRM			DRM		
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM
Interferer	DRM Synthesizer			DRM Spectrum Mask		
Mode	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM	Mode A 9 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 64-QAM	Mode B 10 kHz 16-QAM

These values are valid for a wanted signal having a BER of 10^{-4} .

The values in brackets shown in the table above are derived from a comparison of the measured spectrum distributions of the synthesizer signals and the AM spectrum masks from ITU-R Recommendation SM.328-10 [[11] **ITU-R Recommendation SM.328-10: Spectra and bandwidth of emissions**], which were adapted to the bandwidths and modulation of the DRM signals.

Annexe F
(informative)

Directives pour la mise en œuvre des émetteurs

A l'étude.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Withd2W

Annex F
(informative)

Guidelines for transmitter implementation

Under consideration.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 62272-1:2003

Withd2W

Annexe G (informative)

Directives pour la mise en œuvre des récepteurs

G.1 Contrôle et commutation sur une fréquence alternative (AFS)

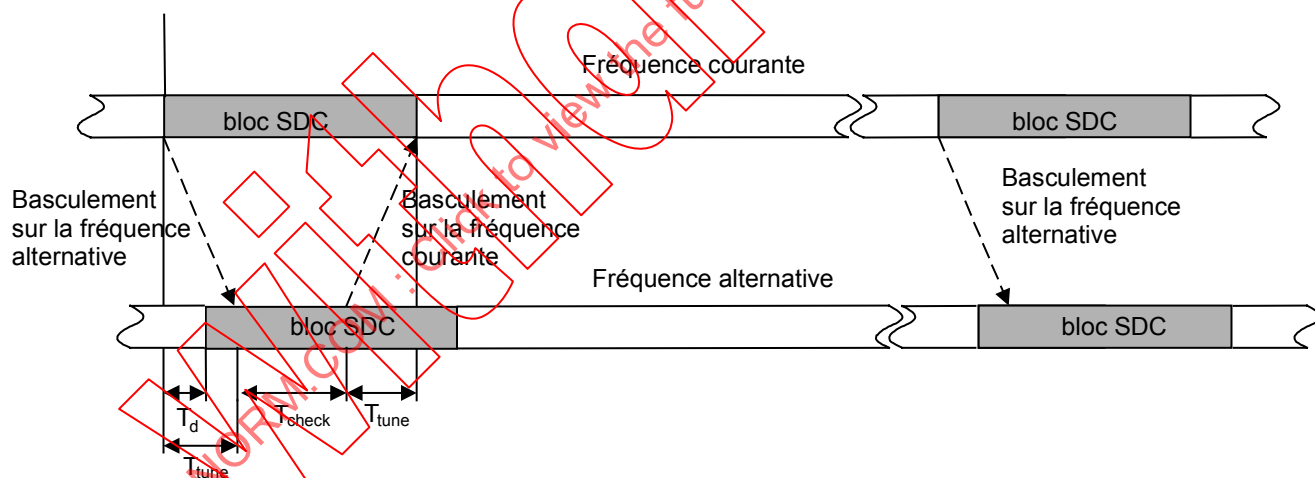
La commutation sur une fréquence alternative (AFS) est une fonctionnalité qui vérifie continuellement la disponibilité du même programme sur une fréquence différente et qui commute sur cette fréquence, si elle est valide. Les fréquences alternatives peuvent être signalées à l'aide de l'entité de données SDC de type 3. Les différentes étapes de ce processus sont indiquées à la figure G.1.

Les symboles mathématiques spécifiques de la fonction AFS sont définis comme suit:

- T_d : décalage en temps au point de réception entre la fréquence courante et la fréquence alternative éventuelle.
- T_{tune} : temps nécessaire au récepteur pour se caler sur la fréquence alternative (AF).
- T_{check} : temps disponible pour acquérir les données nécessaires à la validation de la fréquence alternative.

Procédure:

Au début d'un bloc SDC connu, reçu sur la fréquence réglée, le récepteur se cale sur la fréquence alternative. Il acquiert les données nécessaires pour réaliser le contrôle AF et se recale immédiatement sur la fréquence d'origine. Ce processus doit être accompli dans l'intervalle de temps T_{check} . La validité de la fréquence alternative peut alors être calculée avant l'occurrence suivante du bloc SDC. Sous condition de validation de la fréquence alternative, le récepteur peut maintenant choisir de commuter sur la fréquence alternative, sans interrompre le service.



IEC 515/03

Figure G.1 – Illustration de la fonction AFS

Les points auxquels le récepteur peut contrôler les fréquences alternatives sont gérés par le champ Identité du canal FAC, en association avec l'indice AFS signalé dans le SDC.

Si le récepteur détecte un défaut de CRC dans le canal FAC à la première trame de transmission de la supertrame de transmission, il n'est pas en mesure de réaliser un contrôle AFS, faute de connaître la valeur du champ "Identité".

En cas de fonctionnement entièrement dynamique (voir 6.4.5), aucune commutation AFS n'est possible, car le récepteur ignore totalement les données qui vont être envoyées.

En cas de fonctionnement entièrement statique, la fonction AFS peut être réalisée à chaque supertrame de transmission, à condition que le récepteur ait mémorisé tous les blocs SDC du cycle. Le nombre de blocs SDC dans le cycle est donné par l'indice AFS + 1.

Annex G (informative)

Guidelines for receiver implementation

G.1 Alternative frequency checking and switching (AFS)

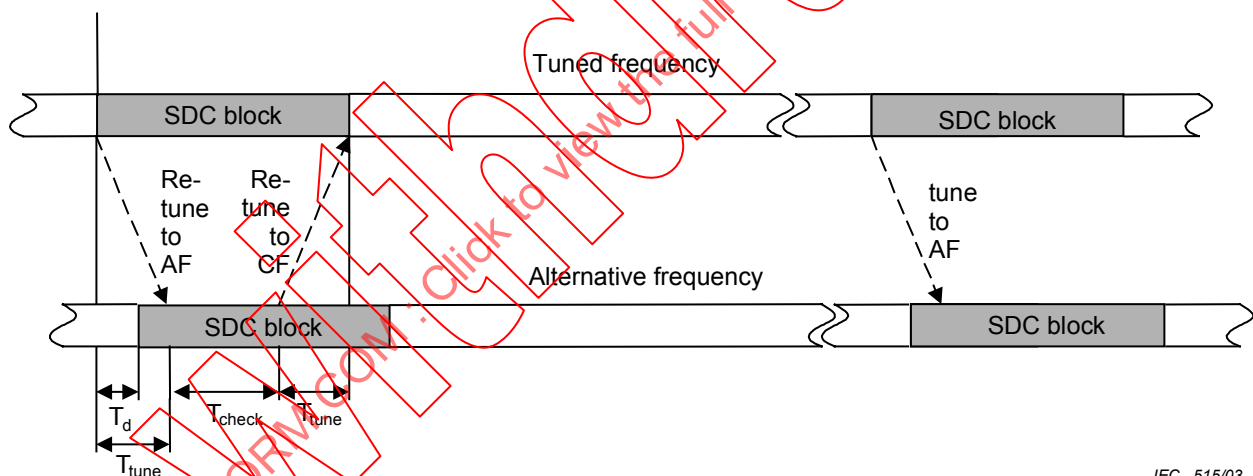
Alternative frequency switching (AFS) provides the functionality of seamlessly checking for the availability of the same programme material on a differing frequency and then switching to it if it is valid. Alternative frequencies can be signalled by use of SDC data entity type 3. The various steps of this process are indicated in figure G.1.

AFS specific mathematical symbols are defined as follows:

- T_d : time delay at point of reception between the current and the possible alternative frequency.
 T_{tune} : time needed by the receiver to tune to the alternative frequency (AF).
 T_{check} : time available to acquire the data required for the validation of the AF.

Procedure:

At the start of known SDC block on the tuned frequency, the receiver tunes to the alternative frequency. It acquires the data necessary to perform the AF check and immediately tunes back to the original tuned frequency. This process has to be completed within the time interval T_{check} . Subsequently the validity of the alternative frequency can be computed before the next occurrence of the SDC. Subject to the validation of the alternative frequency, the receiver may choose to switch to the new frequency at this point without an interruption of service.



IEC 515/03

Figure G.1 – Illustration of AFS function

The points at which the receiver may check the alternative frequencies is governed by the Identity field in the FAC in combination with the AFS index signalled in the SDC.

If the receiver detects a failure of the FAC CRC for the first transmission frame of the transmission super frame then it cannot perform an AFS check because the value of the Identity field is unknown.

For fully dynamic operation (see 6.4.5), no AFS is possible because the receiver has no knowledge of the data in future SDC blocks.

For fully static operation, the AFS function may be performed every super transmission frame, provided that the receiver has stored all the different SDC blocks in the cycle. The number of SDC blocks in the cycle is given by the AFS index + 1.

En cas de fonctionnement semi-dynamique, la fonction AFS peut seulement être réalisée dans certaines supertrames de transmission. Les exemples suivants illustrent quelques-unes des nombreuses possibilités.

EXEMPLE 1:

Changement du contenu du bloc SDC (A à B) avec l'indice AFS = 0:

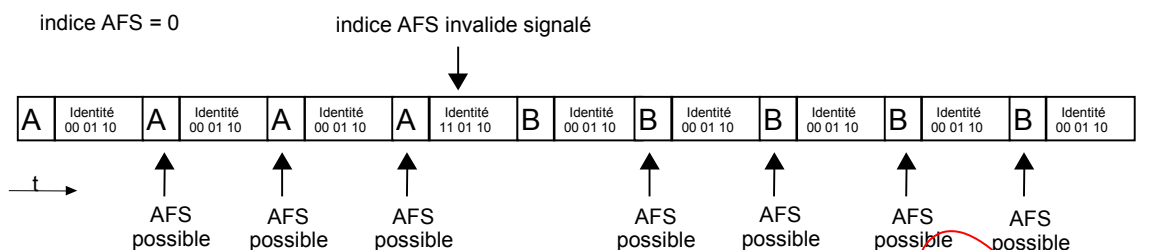


Figure G.2 – Exemple 1

NOTE 1:

- possibilité de commutation AFS très rapide après syntonisation;
- taille des données du canal SDC très limitée lorsqu'on souhaite utiliser la fonction AFS.

EXEMPLE 2:

Changement du contenu des deux blocs SDC (A à C ; B à D) avec l'indice AFS = 1:

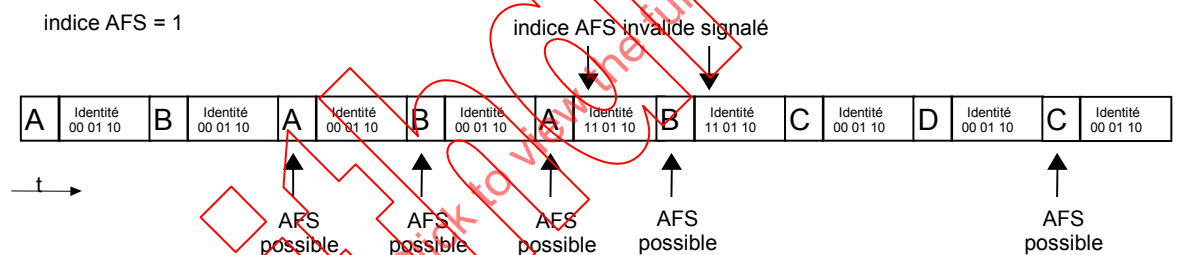


Figure G.3 – Exemple 2

NOTE 2:

- aucune commutation AFS n'est possible lorsque le contenu du bloc SDC est changé dans deux blocs SDC consécutifs;
- avec AFS = n, la première AFS peut se produire après réception de (n + 1) blocs SDC.

For semi-dynamic operation, the AFS function may only be performed at certain transmission super frames. The following examples illustrate some of the many possibilities.

EXAMPLE 1:

Changing the content of the SDC block (A to B) with AFS index = 0:

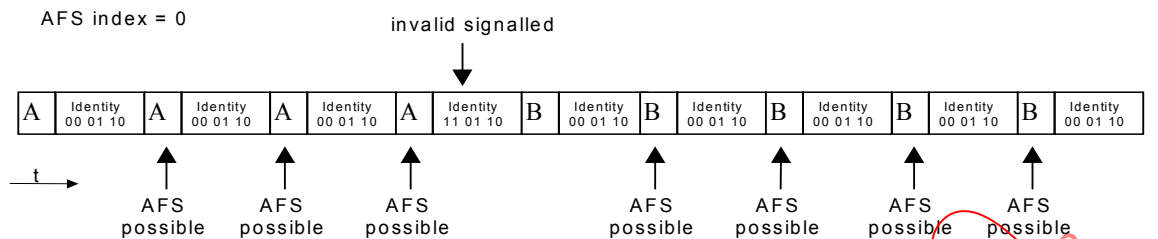


Figure G.2 – Example 1

NOTE 1:

- very fast AFS possibility after tuning;
- very limited SDC data size when AFS feature should be used.

EXAMPLE 2:

Changing the content of both SDC blocks (A to C ; B to D) with AFS index = 1:

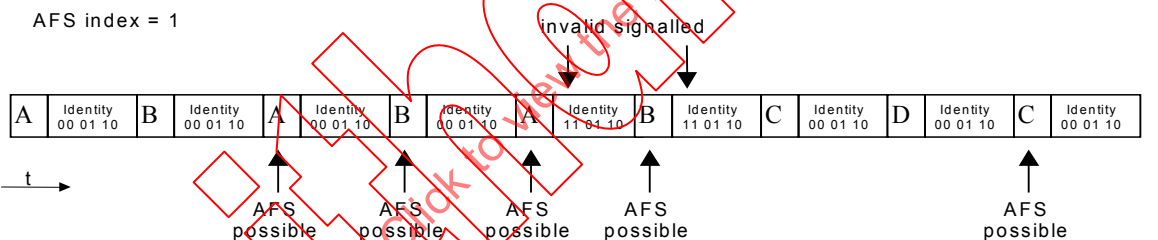


Figure G.3 – Example 2

NOTE 2:

- while changing the SDC blocks in two consecutive SDC blocks is no AFS possible;
- with AFS = n the first AFS can occur after (n + 1) received SDC blocks.

EXEMPLE 3:

Changement du contenu d'un bloc SDC (A à C) avec l'indice AFS = 1

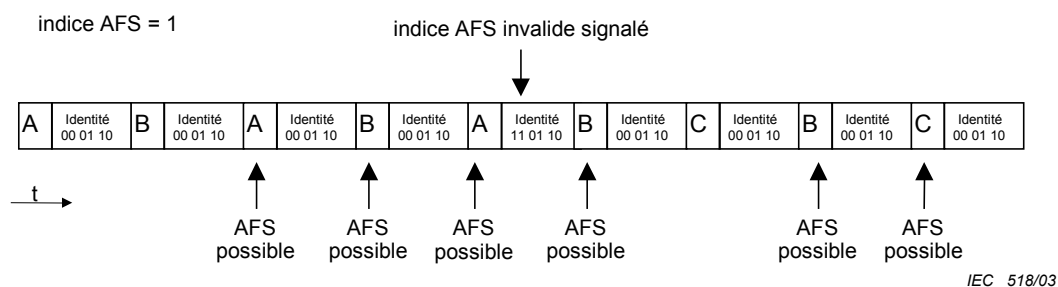


Figure G.4 – Exemple 3

NOTE 3:

- une seule possibilité de commutation AFS manque.

EXEMPLE 4:

Changement continu d'un bloc SDC (B à C à D...) avec l'indice AFS = 1

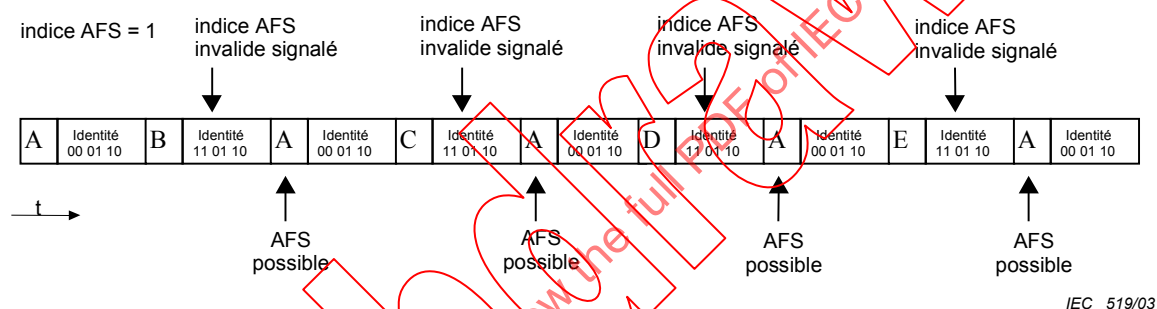


Figure G.5 – Exemple 4

NOTE 4:

- AFS possible une trame sur deux seulement;
- la taille des données SDC augmente.

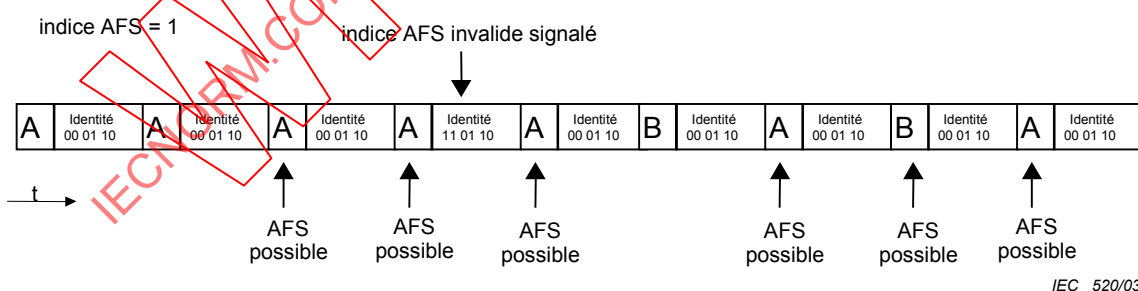


Figure G.6 – Exemple 5

EXEMPLE 5:

Changement de la fréquence de répétition du bloc SDC (sans reconfiguration) avec l'indice AFS = 1

NOTE 5:

- première AFS possible après n trames suivant la syntonisation;
- données SDC de taille variable.

Des schémas similaires peuvent être appliqués pour d'autres valeurs de l'indice AFS.