資料 105－２－２

情報通信審議会　情報通信技術分科会
放送システム委員会

報告

平成26年12月9日

放送システム委員会

目次

Ⅰ　検討事項・・4

Ⅱ　委員会及び作業班の構成・・・4

Ⅲ　検討経過・・4

Ⅳ　検討概要・・5

別表１（委員会構成員）・・・6

別表２（作業班構成員）・・7

別紙１（Ⅳ検討概要）

1. 検討の背景・・・9

1.1 検討開始の背景・・・9

1.2 「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」についての一部答申・・・・・・・・・・・・・・・・・・・9

1.3 「４Ｋ・８Ｋ推進のためのロードマップ」との整合性・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・10

1.4 直近の民間での動き・・12

2. 超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の要求条件・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・13

2.1 要求条件・・13

2.2 要求条件との整合性・・19

3. 情報源符号化方式等に係る技術的条件・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・33

4. 衛星基幹放送のパススルー伝送方式に係る技術的条件・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・35

4.1 衛星基幹放送の放送方式（超高精細度テレビジョン放送）の条件・・・・・・・・・・・・・・・・・35

4.2 電気信号に係る技術的条件・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・37

4.3 光信号に係る技術的条件・・・46

4.4 ＦＭ一括変換方式における衛星基幹放送のパススルー伝送方式に係る技術的条件 ･･････51

5. 既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T勧告J.83 Annex C）に係る技術的条件 ･･････58

5.1 既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（自主放送）･･････58

5.2 既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（再放送）･･････59

5.3 光受信機等の技術的条件･･････59

6. 複数搬送波伝送方式（ITU-T勧告J.183）に係る技術的条件･･････64

6.1 本方式の概要･･････64

6.2 変調方式及び伝送路符号化方式･･････65

6.3 拡張TSMF多重フレームヘッダ（Extended_TSMF_header）･･････66

6.4 有線複数搬送波伝送分配システム記述子･･････82

6.5 複数搬送波伝送された信号の選局手順･･････86

6.6 TLV信号の拡張TSMFへの多重化･･････87

6.7 パケットの配置順･･････91

7. 高度なデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T勧告J.382）に係る技術的条件･･････94

7.1 本方式の概要･･････94

7.2 受信者端子における電磁波の条件･･････95

7.3 光受信機等の技術的条件･･････106

7.4 伝送信号の技術的条件･･････110

（付録）LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブル･･････194

8. 想定されるサービスイメージ例･･････206

8.1 衛星基幹放送のパススルー伝送方式におけるサービスイメージ例･･････206

8.2 既存のデジタル有線テレビジョン放送方式におけるサービスイメージ例･･････207

8.3 複数搬送波伝送方式におけるサービスイメージ例･･････208

8.4 高度なデジタル有線テレビジョン放送方式におけるサービスイメージ例・・・・・・・・・211

9. 今後の検討課題・・214

9.1 国際標準化に関する課題・・・214

9.2 各方式の更なる検討課題・・・214

9.3 左旋用IF周波数に関する課題・・・215

9.4 有線一般放送の技術的条件全般に関する課題・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・215

別紙２（「ケーブルテレビシステムの技術的条件」のうち「ケーブルテレビにおける超高精細度テレビジョン放送の導入に関する技術的条件」（案））・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・217

参考資料・・・285

参考資料１　TG1 実験結果報告書（J.382 方式、複数搬送波伝送方式）

参考資料２　TG2 実験結果報告書（パススルー）

参考資料３　ITU-T 勧告 J.382

参考資料４　ETSI EN 302 769 V1.2.1(2011) (DVB-C2)

参考資料５　ITU-T 勧告 J.183

参考資料６　９月 SG9 会合資料（TD576R1 及び C59）

参考資料７　衛星デジタル放送方式との比較

Ⅰ　検討事項

放送システム委員会では、情報通信審議会諮問第 2024 号「ケーブルテレビシステムの技術的条件」（平成 18 年９月 28 日諮問）のうち「ケーブルテレビにおける超高精細度テレビジョン放送の導入に関する技術的条件」について検討を行い、本報告（案）を取りまとめた。

Ⅱ　委員会及び作業班の構成

放送システム委員会の構成は、別表１のとおり。

なお、放送システム委員会の下に、委員会における調査のために必要な情報を収集し、委員会の検討を促進させるために、ケーブルテレビ UHDTV 作業班を設置した。ケーブルテレビ UHDTV 作業班の構成は別表２のとおり。

Ⅲ　検討経過

1.　放送システム委員会での検討

本件に関する放送システム委員会での検討経過は、次のとおり。

①　第 45 回（平成 26 年８月６日）

ケーブルテレビ UHDTV 作業班の設置並びに同作業班の運営方針、検討課題及びスケジュールについて検討を行った。

また、ケーブルテレビにおける超高精細度テレビジョン放送の導入に関する技術的条件について、広く意見陳述の機会を設けることとし、平成 26 年８月 13 日から同年９月 10 日まで希望者を募集したが、意見陳述の申出はなかった。

②　第 46 回（平成 26 年 11 月４日）

ケーブルテレビ UHDTV 作業班での報告を受け、委員会報告（案）について検討を行った。

③　第 47 回（平成 26 年 12 月３日）

11 月７日から 11 月 25 日まで行ったパブリックコメントの結果を踏まえ、検討を行い、放送システム委員会報告書を取りまとめた。

2.　ケーブルテレビ UHDTV 作業班での調査

ケーブルテレビ UHDTV 作業班の検討経過は次のとおり。

①　第１回（平成 26 年８月７日）

作業班における検討事項、スケジュール及び超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の要求条件（素案）について検討を行った。

② 第２回（平成 26 年９月５日）

超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の要求条件（案）について検討を行った。

③ 第３回（平成 26 年９月 26 日）

超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の技術的条件について検討を行った。

④ 第４回（平成 26 年 10 月 10 日）

超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の技術的条件及び作業班報告（素案）について検討を行った。

⑤ 第５回（平成 26 年 10 月 31 日）

引き続き超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の技術的条件について検討を行い、作業班報告を取りまとめた。

Ⅳ　検討概要

別紙１のとおり。

別表１

情報通信審議会　情報通信技術分科会　放送システム委員会　構成員

（敬称略、構成員は、主任及び主任代理を除き五十音順）

主　査	伊東　晋	東京理科大学　理工学部　教授
主査代理	都竹　愛一郎	名城大学　理工学部　教授
委　員	相澤　彰子	国立情報学研究所　情報学資源研究センター　教授
専門委員	浅見　洋	一般社団法人日本ＣＡＴＶ技術協会　副理事長（～H26.9.10）
〃	井家上　哲史	明治大学　理工学部　教授
〃	伊丹　誠	東京理科大学　基礎工学部　教授
〃	甲藤　二郎	早稲田大学　基幹理工学部　教授
〃	喜安　拓	一般社団法人日本ＣＡＴＶ技術協会　副理事長(H26.9.11～)
〃	関根　かをり	明治大学　理工学部　教授
〃	高田　潤一	東京工業大学大学院　理工学研究科　教授
〃	丹　康雄	北陸先端科学技術大学院大学　情報科学研究科　教授
〃	野田　勉	一般社団法人日本ケーブルラボ　実用化開発グループ　主任研究員
〃	松井　房樹	一般社団法人電波産業会　専務理事
〃	村山　優子	岩手県立大学　ソフトウェア情報学部　教授
〃	矢野　博之	（独）情報通信研究機構　ワイヤレスネットワーク研究所　所長
〃	山田　孝子	関西学院大学　総合政策学部　教授

別表２

情報通信技術分科会　放送システム委員会
ケーブルテレビ UHDTV 作業班　構成員

（敬称略、構成員は、主任及び主任代理を除き五十音順）

主　任	野田　勉	一般社団法人　日本ケーブルラボ　実用化開発グループ　主任研究員
主任代理	杉本　明久	一般社団法人　日本ＣＡＴＶ技術協会　事業部長
	青山　繁行	シンクレイヤ株式会社　常務取締役兼営業推進本部長
	岩瀬　宗彦	一般社団法人　日本ＣＡＴＶ技術協会　規格・標準化委員会 ケーブル伝送方式高度化ＷＧ主査
	上園　一知	株式会社ジュピターテレコム　技術企画本部　端末技術部 マネージャー
	大原　久典	マスプロ電工株式会社　執行役員　営業開発部長
	尾関　信圭	株式会社ハートネットワーク　事業局　ＩＣＴ推進室長
	久保　歳弘	日本放送協会　技術局　送受信技術センター　放送網施設部　副部長
	小西　孝明	パナソニック株式会社　ＡＶＣネットワークス社 ＳＴＢネットワークビジネスユニット　商品技術グループ　主幹技師
	柴田　達雄	一般社団法人　日本ケーブルラボ　実用化開発グループ長
	白石　俊己	ＮＥＣマグナスコミュニケーションズ株式会社　ＣＡＴＶ統括部長
	白柳　芳和	ＤＸアンテナ株式会社　次世代技術推進室長
	須川　智規	ＮＴＴアクセスサービスシステム研究所　光アクセスサービスプロジェクト 光アクセスサービス高度化グループ　グループリーダー
	多田　貴	株式会社関電工　情報通信システム本部　工事センター 施工チーム　副長
	中村　俊一	古河電気工業株式会社　執行役員　ブロードバンド事業部門長

	中村　直義	日本放送協会　放送技術研究所　伝送システム研究部　上級研究員
	成田　克巳	ソニー株式会社　ＲＤＳＰＦ　ＳＲＤＧ　ＩＴＤＤ　標準技術開発１部　専任部長
	伴　泰次	株式会社ブロードネットマックス　経営企画本部長（～H26.9.30） 住友電気工業株式会社 ブロードネットワークス事業部 企画推進部 担当技師長(H26.10.1～)
	平井　利彦	大分ケーブルテレコム株式会社　経営戦略本部長
	宮地　悟史	ＫＤＤＩ株式会社　メディア・ＣＡＴＶ推進本部 メディアプロダクト技術部　技術開発グループリーダー
	門馬　稔	ミハル通信株式会社　新規事業推進部長
	山平　時広	イッツ・コミュニケーションズ株式会社　取締役常務執行役員
	和食　暁	一般社団法人　日本ケーブルテレビ連盟　常務理事

別 紙 1

1　検討の背景

1.1　検討開始の背景

放送・通信分野において、新たな映像符号化方式や伝送路符号化方式等に関する研究開発や標準化が進展しており、超高精細な映像によるテレビジョン放送に関する国際標準の策定など、放送の高画質化への取組が世界的にも加速しているところである。

また、ケーブルテレビ分野に関しても、我が国の全世帯の過半数が加入する状況まで至っており、放送のみならず多様なサービスを提供する重要な情報通信基盤の一つとして発展してきている。しかし、今後はＯＴＴ（Ｏｖｅｒ　Ｔｈｅ　Ｔｏｐ）などの他の映像配信サービスとの競争が激化することも予想され、視聴者の高度なニーズへのより一層の対応が不可欠である。

このような状況の下、2013 年 6 月に総務省では超高精細な映像を活用した放送を早期に実現するため、「放送サービスの高度化に関する検討会」において、ロードマップを策定・公表し、2014 年 6 月からは、このロードマップに沿った４Ｋの試験放送が衛星放送、ケーブルテレビ、ＩＰＴＶにおいて開始されるなど、４Ｋ放送の普及促進に向けた積極的な取組が進められている。

さらに、同ロードマップ策定以降の状況変化を踏まえつつ、４Ｋ・８Ｋサービスの早期実用化に向けて着実に取組を進めるため、「４Ｋ・８Ｋロードマップに関するフォローアップ会合」を開催して検討を進め、2014 年 9 月には「４Ｋ・８Ｋ推進のためのロードマップ」を新たに策定・公表したところである。

このような背景を踏まえ、ケーブルテレビの高度化及び普及促進を図るため、必要な技術的条件の検討を開始するものである。

1.2　「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」についての一部答申

ケーブルテレビに先駆けて、衛星基幹放送と衛星一般放送における超高精細度テレビジョン放送の実用化、普及促進等を図るため、より効率的な伝送を可能とする最新技術の導入等、必要な技術的条件が既に取りまとめられていることにも留意すべきである。

2013 年 5 月に情報通信審議会において審議が開始され、2014 年 3 月 25 日、情報通信審議会から一部答申を受けており、その概要は図 1.2-1 のとおりである。

その後、情報通信審議会からの一部答申を踏まえて、電波法施行規則の一部を改正する省令案等の意見募集が行われ、その結果を踏まえ、2014 年 6 月 11 日電波監理審議会に省令案等を諮問し、原案を適当とする旨の答申を受けている。これを踏まえ、2014 年 7 月 3 日

に、電波法施行規則の一部を改正する省令案等の官報公布を行っている。

「衛星基幹放送」

	BS放送、東経110度CS放送 高度広帯域伝送方式 【今回の規定整備により4K/8Kに対応】
使用周波数帯	11.7～12.2GHz（BS）、12.2～12.75GHz（CS）
伝送帯域幅	34.5MHz
変調方式	π/2シフトBPSK，QPSK，8PSK，16APSK
変調速度 （※情報レート（参考））	33.7561Mbaud （※最大約100Mbps（参考））
多重化方式	MPEG-2 TS MMT-TLV
映像符号化方式	H.265 | HEVC
音声符号化方式	MPEG-4 AAC，MPEG-4 ALS （最大入力音声チャンネル数は22.2）
映像入力フォーマット	1080/I，1080/P［HD］ 2160/P，4320/P［UHD］
色域	ITU-R BT.709※1，IEC 61966-2-4※1， ITU-R BT.2020※2
スクランブル方式	AES，Camellia

※1 1080/I，1080/Pの場合
※2 2160/P，4320/Pの場合

「衛星一般放送」

	東経124/128度CS放送 高度狭帯域伝送方式 【今回の規定整備により4Kに対応】
使用周波数帯	12.2～12.75GHz
伝送帯域幅	27MHz
変調方式	8PSK
情報レート （標準レート）	最大約45Mbps
多重化方式	MPEG-2 TS
映像符号化方式	MPEG-2※1 H.264 | MPEG-4 AVC※1 H.265 | HEVC※2
音声符号化方式	MPEG-2 AAC，MPEG-4 AAC MPEG-4 ALS
映像入力フォーマット	480/I，480/P［SD］ 720/P，1080/I，1080/P［HD］ 2160/P［UHD］
色域	ITU-R BT.709※1，IEC 61966-2-4※3， ITU-R BT.2020※4
スクランブル方式	MULTI2

※1 2160/Pを除く
※2 1080/I，1080/P，2160/Pの場合
※3 1080/I，1080/Pの場合
※4 2160/Pの場合

図 1.2-1 超高精細度テレビジョン放送に係る衛星デジタル放送方式の技術基準の概要

1.3 「４Ｋ・８Ｋ推進のためのロードマップ」との整合性

1.1で言及した「４Ｋ・８Ｋ推進のためのロードマップ」を表1.3-1に示す。

ケーブルテレビの高度化及び普及促進を図るために必要な技術的条件を検討するにあたっては、本ロードマップとの整合性を保ちつつ、中長期的な観点からも、計画的に検討していく必要があることに留意すべきである。

表 1.3-1 ４Ｋ・８Ｋ推進のためのロードマップ

2014 年（実績を含む）	
衛星	124/128 度 CS において、４Ｋ試験放送開始（6 月）
ケーブルテレビ（注１）	４Ｋ試験放送開始（6 月） ４Ｋ VOD トライアル開始
IPTV 等（注２）	４Ｋ VOD トライアル開始（4 月） ４Ｋ試験放送開始（6 月） ４Ｋ VOD 実用サービス開始（10 月）
2015 年	
衛星	124/128 度 CS において、４Ｋ実用放送開始（3 月）
ケーブルテレビ	４Ｋ実用放送開始
IPTV 等	４Ｋ実用放送開始（RF 方式）（春） ４Ｋ実用放送開始（IP 方式）
2016 年（リオデジャネイロ・オリンピック・パラリンピックの開催年）	
衛星	衛星セーフティネット終了後の空き周波数帯域（BS）において ４Ｋ試験放送（最大 3 チャンネル）及び８Ｋ試験放送（1 チャンネル）を開始（４Ｋと８Ｋを時分割で放送）
ケーブルテレビ	８Ｋに向けた実験的取組開始
IPTV 等	８Ｋに向けた実験的取組開始
2018 年	
衛星	BS 等において４Ｋ及び８Ｋの実用放送開始（2018 年までに可能な限り早期に開始）（注３）
2020 年（東京オリンピック・パラリンピックの開催年） 《2020 年の目指す姿》 ・東京オリンピック・パラリンピックの数多くの中継が４Ｋ・８Ｋで放送されている。また、全国各地におけるパブリックビューイングにより、東京オリンピック・パラリンピックの感動が会場のみでなく全国で共有されている。 ・４Ｋ・８Ｋ放送が普及し、多くの視聴者が市販のテレビで４Ｋ・８Ｋ番組を楽しんでいる。	

（注１）ケーブルテレビ事業者が IP 方式で行う放送は「ケーブルテレビ」に分類することとする。

（注２）「ケーブルテレビ」以外の有線一般放送は「IPTV 等」に分類することとする。

（注３）伝送路として、衛星セーフティネット終了後の空き周波数帯域（BS）の他、110 度 CS 左旋及び帯域再編や国際調整等により今後新たに活用可能となる帯域も想定され得る。

1.4　直近の民間での動き

また、前述のロードマップ策定を踏まえて、民間での動きが活発化していることについても、留意すべきである。

2014年9月に公表された「４Ｋ・８Ｋロードマップに関するフォローアップ会合　中間報告」の中でも、「一般社団法人日本ＣＡＴＶ技術協会や一般社団法人日本ケーブルラボにおいても、必要な民間標準規格や運用仕様について検討されているところである。IPTV についても、一般社団法人IPTV フォーラムにおいて、必要な技術仕様追加について検討されている。」とされている。

具体的には、日本ＣＡＴＶ技術協会で、４Ｋ・８Ｋに対応した民間標準規格改定案の検討が進んでおり、日本ケーブルラボでは、より詳細な４Ｋ運用仕様の策定作業が実施され、2014年10月には自主放送に関する運用仕様と第３世代セットトップボックスガイドラインが策定されており、引き続き、４Ｋ再放送等に関する検討が進んでいるところである。

ケーブルテレビの高度化及び普及促進を図るために必要な技術的条件を検討するにあたっては、これらの動きに加えて、IPTVフォーラム等における動きも踏まえながら、検討を進める必要がある。

2　超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の要求条件

2.1　要求条件

2.1.1　基本的な考え方

超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の要求条件の基本的な考え方は次のとおりとする。

・超高精細度テレビジョン放送による高画質サービス、多機能及び多様で柔軟なサービスを実現できること。
・将来の技術動向を考慮し、実現可能な技術を採用するとともに、その後に想定されるサービスや機能の追加等にも配慮した拡張性を有する方式とすること。
・現行の放送サービスや他のデジタル放送メディアとの相互運用性をできる限り確保するとともに、通信との連携による新たなサービスにも対応できること。
・既存の設備や端末の活用並びに既存の運用形態の適用が最大限行えること。
・送信設備、受信機及び伝送設備が満たすべき条件が開示されていること。

2.1.2　　システム

<table>
<tr><th colspan="2">項目</th><th>要求条件</th><th>備考</th></tr>
<tr><td colspan="2">インターオペラビリティ</td><td>・衛星放送、ケーブルテレビ、IPTV 等の様々なメディア間で、できる限り互換性を有すること。
・既存のシステムに妨害を与えないこと。
・ケーブルテレビにおける既存の放送・通信サービスと併存でき、新方式の円滑な導入およびマイグレーションが可能であること</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="3">サービス</td><td>高機能化／多様化</td><td>・HDTV を超える高画質サービスである超高精細度テレビジョン（UHDTV）サービス※を基本とすること。
・高精細度テレビジョン（HDTV）サービスまでを可能とすること。
・多様で柔軟な高機能サービスを可能とすること。
・インターネット等の通信系を利用したサービスについても考慮すること。
・HDTV を超える高画質・高音質・高臨場感サービスと通信系のサービスとの柔軟な組み合わせによる提供についても考慮すること。
・種々の放送サービスに視聴者が容易にアクセスできること。
・さらに、放送と通信系のサービスが連携するサービスへのアクセスが容易であること。
・チャンネル切り替えに要する時間は、可能な限り短いこと。
・年齢による視聴制限（パレンタルレート）設定のような、視聴者によるアクセス制御を可能とすること。
・緊急警報信号のような非常災害時における対象受信機への起動制御信号及び緊急情報の放送について考慮すること。</td><td>※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する。</td></tr>
<tr><td>拡張性</td><td>・サービス形態、符号化方式、受信機、限定受信方式等について拡張性を有すること。</td><td></td></tr>
<tr><td>アクセシビリティ</td><td>・高齢者、障がい者等様々な視聴者向けのサービスについても考慮すること。</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">実時間性</td><td>・高い実時間性を要求される場合を考慮すること。
・視聴者に違和感を与えない程度の映像・音声の遅延差であること。</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">システム制御</td><td>・放送の要件に応じて伝送パラメータの選択や組合せの変更を行うことができ、また、それに合わせて受信機制御が可能な方式とすること。</td><td></td></tr>
</table>

	・送出する映像、音声、データの容量やチャンネル数等を任意に選択、変更できること。	
著作権保護	・放送コンテンツの記録及び利用に関して制御できる機能を有すること。	
個人情報保護	・受信者の個人情報保護について考慮すること。	
国際標準との整合性	・国際標準との整合性を考慮し、容易に導入できるシステムとなるよう考慮すること。	

2.1.3　放送品質

項目	要求条件	備考
画質	・UHDTV サービス ※が望まれることを考慮し、できる限り高い画質を保つこと。 ・情報源符号化による画質劣化の時間率ができるだけ小さいこと。 ・サービスに応じて画像のビットレートを変更できること。	※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する
音質	・UHDTV サービスに対応した、高音質・高臨場感な音声サービスに適した音質が望まれることを考慮し、できる限り高い音質を保つこと。 ・サービスに応じて音声のビットレートを変更できること。	

2.1.4　技術方式

<table>
<tr><th colspan="2">項目</th><th>要求条件</th><th>備考</th></tr>
<tr><td colspan="2">映像入力フォーマット及び符号化方式</td><td>・UHDTV サービス ※を考慮した映像入力フォーマット及び高効率かつ高画質な符号化方式であること。
・将来の拡張性を考慮した符号化方式であること。</td><td>※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する。</td></tr>
<tr><td colspan="2">音声入力フォーマット及び符号化方式</td><td>・高効率かつ高音質な符号化方式であること。
・多チャンネル音声放送が可能な符号化方式であること。
・将来の拡張性を考慮した符号化方式であること。</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">データ符号化方式</td><td>・将来の拡張性を考慮した符号化方式であること。
・通信系のサービスとの連携を考慮した符号化方式であること。</td><td></td></tr>
<tr><td colspan="2">多重化方式</td><td>・UHDTV サービスの伝送に適した方式であること。
・多様なサービスの柔軟な編成が可能な多重化方式であること。
・通信系のサービスとの連携を考慮すること。
・他のサービスとの相互運用性を考慮すること。
・衛星等による放送波の再放送のような、他の放送ネットワークからの乗り移りの容易性を考慮すること。
・自主放送信号及び再放送信号の独立性が確保できるように考慮すること。</td><td></td></tr>
<tr><td rowspan="2">限定受信方式</td><td>スクランブルサブシステム</td><td>・高度な秘匿性を有すること。
・不正受信に対して十分な安全性を有し、脆弱性が発見された場合等に対応可能な機能を有すること。</td><td></td></tr>
<tr><td>関連情報サブシステム</td><td>・関連情報伝送や限定受信機能に関して十分な安全性を有し、その安全性を継続的に維持・改善できること。
・種々のサービス形態に対応するため、課金・収納方式等に自由度があり、弾力的な運用が可能であること。
・個々の受信者へ向けた情報の伝送、表示が可能であること。
・新規関連情報サブシステムへの更新や拡張性を考慮すること。
・関連情報は可能な限り共通の形式によること。
・関連情報の配付は、効率的で正確、確実なものであること。</td><td></td></tr>
<tr><td></td><td>使用周波数</td><td>・BS デジタル放送及び広帯域 CS デジタル放送の IF 周波数帯並びに既存の周波数帯を対象とすること。</td><td></td></tr>
</table>

伝送路符号化方式	伝送帯域幅	・他のサービスに干渉妨害を与えず、かつ、他サービスから干渉妨害を受けない帯域幅以下とすること。	
	伝送路と干渉の要求条件	・既存の放送、通信の両サービスに対して、与干渉、被干渉等の条件を満足すること。	
	変調系	・周波数有効利用及び多様なサービス、特に UHDTV サービス ※を伝送できるように、できるだけ大きな伝送容量を確保できる変調方式であること。	※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する。
	誤り訂正系	・採用する変調方式との整合性が良いこと。 ・符号化効率が良いこと。 ・サービスの要求に応じた誤り耐性の選択を考慮すること。ただし、伝送容量の低下を最小限にとどめること。	
	伝送容量	・周波数有効利用、隣接チャンネルへの妨害等を考慮した上で、できるだけ高い伝送ビットレートを確保できること。	
受信機等への配慮		・現行設備や受信機への負担等を考慮して、技術方式を選定すること。	

2.1.5　受信機

項目	要求条件	備考
操作性	・操作が簡単であること。 ・受信者や事業者の要求に応じて、受信機機能の更新が可能であること。 ・高齢者、障がい者等に配慮した操作性を有すること。 ・所望のサービスの選択が統一的な操作方法で行えることが望ましい。	
処理系	・番組視聴に必要となる、必要十分なメモリ容量及びその情報の処理機能・能力を持つこと。	
インターフェース	・映像、音声出力については、既存の受像機における提供について考慮すること。 ・適切な著作権保護を実現する機能を有すること。 ・高速データ転送が可能であること。 ・多様な機器を複数接続でき、かつ、接続設定が容易であること。 ・受信機が対応するサービスに応じたインターフェースを有すること。	
拡張性	・ハードウェア及びソフトウェアの追加、変更について考慮されていること。	

2.2　要求条件との整合性

2.1.1 から 2.1.5 に示した要求条件の各項目に対して、今回検討した方式との整合性は次のとおり。

＊1：高度なデジタル有線テレビジョン放送方式(ITU-T 勧告 J.382)

＊2：複数搬送波伝送方式（ITU-T 勧告 J.183）

＊3：衛星基幹放送のパススルー伝送方式

＊4：既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T 勧告 J.83 Annex C）

2.2.1　基本的な考え方

要求条件	整合性
・超高精細度テレビジョン放送による高画質サービス、多機能及び多様で柔軟なサービスを実現できること。 ・将来の技術動向を考慮し、実現可能な技術を採用するとともに、その後に想定されるサービスや機能の追加等にも配慮した拡張性を有する方式とすること。 ・現行の放送サービスや他のデジタル放送メディアとの相互運用性をできる限り確保するとともに、通信との連携による新たなサービスにも対応できること。 ・既存の設備や端末の活用並びに既存の運用形態の適用が最大限行えること。 ・送信設備、受信機及び伝送設備が満たすべき条件が開示されていること。	＊1＊2＊3＊4 ・放送・通信連携サービスに適した MMT･TLV 方式を採用すること等によって、超高精細度テレビジョン放送による高画質サービス、多機能及び多様で柔軟なサービスが実現できることを考慮した。 ・国際標準化されている高効率な方式である ITU-T 勧告 H.265 を採用すること等によって、将来の技術動向を考慮し、実現可能な技術を採用するとともに、その後に想定されるサービスや機能の追加等にも配慮した拡張性を有する方式とすることを考慮した。 ・高度なデジタル有線テレビジョン方式、複数搬送波伝送方式、衛星基幹放送のパススルー伝送方式、既存のデジタル有線テレビジョン放送方式と様々な方式を採用すること等によって、現行の放送サービスや他のデジタル放送メディアとの相互運用性をできる限り確保するとともに、通信との連携による新たなサービスにも対応できることを考慮した。 ・上述の様々な方式を採用するにあたって、既存の設備や端末の活用並びに既存の運用形態の適用が最大限行えることを考慮した。 ・上述の様々な方式を採用するにあたって、送信設備、受信機及び伝送設備が満たすべき条件が開示されていることを考慮した。

2.2.2　　システム

項目	要求条件	整合性
インターオペラビリティ	・衛星放送、ケーブルテレビ、IPTV 等の様々なメディア間で、できる限り互換性を有すること。 ・既存のシステムに妨害を与えないこと。 ・ケーブルテレビにおける既存の放送・通信サービスと併存でき、新方式の円滑な導入およびマイグレーションが可能であること	＊1＊2 ・多重化方式として、放送・通信連携サービスに適した MMT・TLV 方式と、放送・通信連携のための規定を追加した MPEG-2 TS 方式を採用し、通信ネットワークとの互換性や伝送信号の互換性を考慮した。 ・伝送路符号化方式および伝送パラメータの選択にあたっては既存の有線テレビジョン放送への干渉妨害を与えないように考慮した。 ＊2 ・方式の円滑な導入のため，衛星デジタル放送（2K）の再放送等で用いられている複数 TS 伝送方式との互換性を考慮した。 ＊3 ・受信者端子における「信号搬送波レベル」について ARIB-STD-B21（DIRD の IF 入力信号レベル）と整合しているため新方式の導入が容易である。 ＊4 ・実績のある現行の伝送方式であり、既存システムへの妨害を与えないことはもとより、既存サービスとの共存、並びに、UHDTV サービス（4K フォーマット）の導入やマイグレーションが容易である。

サービス	高機能化／多様化	・HDTV を超える高画質サービスである超高精細度テレビジョン（UHDTV）サービス ※を基本とすること。 ・高精細度テレビジョン（HDTV）サービスまでを可能とすること。 ・多様で柔軟な高機能サービスを可能とすること。 ・インターネット等の通信系を利用したサービスについても考慮すること。 ・HDTV を超える高画質・高音質・高臨場感サービスと通信系のサービスとの柔軟な組み合わせによる提供についても考慮すること。 ・種々の放送サービスに視聴者が容易にアクセスできること。 ・さらに、放送と通信系のサービスが連携するサービスへのアクセスが容易であること。 ・チャンネル切り替えに要する時間は、可能な限り短いこと。 ・年齢による視聴制限（パレンタルレート）設定のような、視聴者によるアクセス制御を可能とすること。 ・緊急警報信号のような非常災害時における対象受信機への起動制御信号及び緊急情報の放送について考慮すること。	＊1＊2 ・4K 及び 8K の UHDTV 映像フォーマット(120/P, 119.88/P, 60/P, 59.94/P)を採用した。 ＊4 ・4K の UHDTV 映像フォーマット(60/P, 59.94/P)を採用した。 ＊1＊2＊4 ・映像フォーマットとして標準画質から HDTV に対応する 1980×1080 の空間解像度も採用した。 ・多重化方式として、放送・通信連携サービスに適した MMT・TLV 方式と、放送・通信連携のための規定を追加した MPEG-2 TS 方式を採用した。 ・最大 22.2 マルチチャンネルステレオに対応した。 ・MPEG-4　AAC、ALS など高音質サービスに対応した。 ・従来と同等のチャンネル切り替え時間を実現可能である。 ＊1 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式の選局時間は情報源符号化方式におけるデコード処理時間が支配的であり J.382 における伝送路符号化方式の遅延時間は、理論的には最大 30ms 未満のため、十分に短い。 ＊2 ・複数搬送波伝送方式の導入に伴う信号処理時間の増加は 0.3 ms 程度であり，既存の方式と同等のチャンネル切り替え時間を実現可能であることを実験で確認した。 ・超高精細度テレビジョン放送システムの技術的条件に示されるアクセス制御機能を運用できる。 ・現行のデジタルケーブルテレビ放送方式と同様に、 緊急警報指示の起動制御のための情報及び緊急情報の放送が実施できる方式である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ高機能性／多様性は確保される。

	拡張性	・サービス形態、符号化方式、受信機、限定受信方式等について拡張性を有すること。	＊1＊2 ・60/P までに対応した受信機でも、将来 120/P 放送を受信できるように、HEVC の時間方向階層符号化のための規定を採用した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ拡張性は確保される。
	アクセシビリティ	・高齢者、障がい者等様々な視聴者向けのサービスについても考慮すること。	＊1＊2 ・システムレイヤーでの複数の音声ストリーム多重による、多言語サービス、視覚・聴覚障がい者用副音声サービス、高齢者用音声サービスに対応可能とした。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つアクセシビリティは確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式のもつ副音声や字幕・文字スーパといったアクセシビリティは確保される。
実時間性		・高い実時間性を要求される場合を考慮すること。 ・視聴者に違和感を与えない程度の映像・音声の遅延差であること。	＊1＊2 ・伝送路符号化方式を高度化するために追加する信号処理による遅延は十分短時間である。 ＊2 ・衛星放送等をケーブルテレビで再放送した場合の映像・音声の遅延の増加も、サービスに支障のない範囲であることを実験で確認した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ実時間性は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同等の、実績のある高い実時間性、並びに、映像・音声の遅延差が確保される。

システム制御	・放送の要件に応じて伝送パラメータの選択や組合せの変更を行うことができ、また、それに合わせて受信機制御が可能な方式とすること。 ・送出する映像、音声、データの容量やチャンネル数等を任意に選択、変更できること。	＊1＊2 ・放送の要件に応じて変調方式や符号化率等を選択可能である。 ・チャンネル数やビットレートの配分を柔軟に設定可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つシステム制御は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同等の変調方式の選択が可能である。 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様に、チャンネル数やビットレートの配分を柔軟に設定可能である。
著作権保護	・放送コンテンツの記録及び利用に関して制御できる機能を有すること。	＊1＊2 ・現行の衛星デジタル放送方式や地上デジタル放送方式、デジタル有線テレビジョン放送方式と同様の機能を実現可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ著作権保護機能は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の機能を実現可能である。
個人情報保護	・受信者の個人情報保護について考慮すること。	＊1＊2 ・現行の衛星デジタル放送方式や地上デジタル放送方式、デジタル有線テレビジョン放送方式と同様の機能を実現可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ個人情報保護機能は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の機能を実現可能である。

国際標準 との 整合性	・国際標準との整合性を考慮し、容易に導入できるシステムとなるよう考慮すること。	＊1 ・国際規格（ITU-T J.382）に準拠した方式を採用した。 ＊2 ・複数搬送波伝送のための TS 分割伝送用の多重フレームは、現行の複数 TS 伝送フレーム（ITU-T J.183）を拡張する方式である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、衛星放送と同等の国際標準との整合性が考慮される ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式である ITU-T J.83 Annex C に準拠している。

※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する。

2.2.3　放送品質

項目	要求条件	整合性
画質	・UHDTV サービス※が望まれることを考慮し、できる限り高い画質を保つこと。 ・情報源符号化による画質劣化の時間率ができるだけ小さいこと。 ・サービスに応じて画像のビットレートを変更できること。	＊1＊2 ・4K 及び 8K の UHDTV 映像フォーマット(120/P, 119.88/P, 60/P, 59.94/P)を採用した。また、広色域表色系に対応している。 ＊4 ・4K の UHDTV 映像フォーマット(60/P, 59.94/P)を採用した。また、広色域表色系に対応している。 ＊1＊2＊4 ・ビットレートを適切に選定することにより、画質劣化の時間率を小さくすることが可能である。 ・伝送容量の範囲内で、サービスに応じて映像ビットレートを変更可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ画質は確保される。
音質	・UHDTV サービスに対応した、高音質・高臨場感な音声サービスに適した音質が望まれることを考慮し、できる限り高い音質を保つこと。 ・サービスに応じて音声のビットレートを変更できること。	＊1＊2＊4 ・MPEG-4 AAC は最大 22.2 マルチチャンネルステレオ信号に対応し、高音質・高臨場感音声サービスを含む各種サービスに対応可能である。 ・MPEG-4 ALS は原音のリニア PCM 音声と同じ高音質・高臨場感音声サービスに対応可能である。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の最大 5.1 マルチチャンネルステレオ信号に対応し、高音質・高臨場感音声サービスを含む各種サービスに対応可能である。 ＊1＊2＊4 ・サービスに応じて異なる音声ビットレートを使用することができる。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ音質は確保される。

※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する。

2.2.4　技術方式

項目	要求条件	整合性
映像入力フォーマット及び符号化方式	・UHDTV サービス※を考慮した映像入力フォーマット及び高効率かつ高画質な符号化方式であること。 ・将来の拡張性を考慮した符号化方式であること。	＊1＊2 ・ITU-R 勧告 BT.2020 に基づく 4K 及び 8K フォーマット(120/P, 119.88/P, 60/P, 59.94/P)を採用した。これらは広色域表色系にも対応している。 ・最新の映像符号化方式として国際標準化されており、高効率な方式である ITU-T 勧告 H.265 を採用した。 ・60/P までに対応した受信機でも、将来 120/P 放送を受信できるように、ITU-T 勧告 H.265 における時間方向階層符号化のための規定を採用した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ将来の拡張性は確保される。 ＊4 ・ITU-R 勧告 BT.2020 に基づく 4K フォーマット(60/P, 59.94/P,)を採用した。これは広色域表色系にも対応している。 ・最新の映像符号化方式として国際標準化されており、高効率な方式である ITU-T 勧告 H.265 を採用した。
音声入力フォーマット及び符号化方式	・高効率かつ高音質な符号化方式であること。 ・多チャンネル音声放送が可能な符号化方式であること。 ・将来の拡張性を考慮した符号化方式であること。	＊1＊2 ・MPEG-4 AAC は最大 22.2 マルチチャンネルステレオ信号に対応した高効率かつ高音質な符号化方式である。 ・MPEG-4 ALS は原音（リニア PCM）を劣化させることなくビットレートを下げることができる方式であり、多チャンネルにも対応可能である。 ・最新の音声符号化方式として国際標準化されている MPEG-4 AAC、MPEG-4 ALS を採用した。 ・補助データによる拡張が可能である。 ・現行設備や受信機への負担等を考慮して種々の音声入力フォーマット（モノ、ステレオ、5.1、6.1、7.1、22.2 マルチチャンネルステレオ）に対応可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ将来の拡張性は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の高効率

		かつ高音質な符号化方式 MPEG-2 AAC を採用した。 ・種々の音声入力フォーマット（モノ、ステレオ、5.1 マルチチャンネルステレオ）に対応可能である。
データ符号化方式	・将来の拡張性を考慮した符号化方式であること。 ・通信系のサービスとの連携を考慮した符号化方式であること。	＊1＊2 ・民間規格において考慮されることを想定した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ将来の拡張性は確保される。 ＊4 ・現行のデジタルケーブルテレビ放送方式と同様のデータ符号化方式が利用できる。
多重化方式	・UHDTV サービスの伝送に適した方式であること。 ・多様なサービスの柔軟な編成が可能な多重化方式であること。 ・通信系のサービスとの連携を考慮すること。 ・他のサービスとの相互運用性を考慮すること。 ・衛星等による放送波の再放送のような、他の放送ネットワークからの乗り移りの容易性を考慮すること。 ・自主放送信号及び再放送信号の独立性が確保できるように考慮すること。	＊1＊2＊4 ・多重化方式として、放送・通信連携サービスに適した MMT・TLV 方式と、放送・通信連携のための規定を追加した MPEG-2 TS 方式を採用した。 ＊1 ・Multiple-PLP 伝送機能により、各 TS の独立性を保ちながら多重伝送することができる。 ＊2 ・現行の複数 TS 伝送フレーム(ITU-T J.183)を拡張するフレーム構造により、各 TS の独立性を保ちながら多重伝送することができる。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ多様化ならびに、他のケーブルテレビサービスと同一伝送路にて運用するためサービスの連携は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の多様な番組編成（MPTS 含む）が可能である。 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様、他のサービスとの相互運用性が確保される。 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様、自主放送信号及び再放送信号の独立性が確保される。

限定受信方式	スクランブルサブシステム	・高度な秘匿性を有すること。 ・不正受信に対して十分な安全性を有し、脆弱性が発見された場合等に対応可能な機能を有すること。	＊1＊2 ・AES（鍵長 128 ビット）ブロック暗号と Camellia（鍵長 128 ビット）ブロック暗号を選択可能とした。 ・スクランブル方式に脆弱性が発見された場合にも対応可能とするために、送信側でスクランブル方式の暗号アルゴリズムを指定できる仕組みを導入した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ高度な秘匿性は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の MULTI2（鍵長 64 ビット）ブロック暗号に加えて、AES（鍵長 128 ビット）ブロック暗号と Camellia（鍵長 128 ビット）ブロック暗号を選択可能とした。
	関連情報サブシステム	・関連情報伝送や限定受信機能に関して十分な安全性を有し、その安全性を継続的に維持・改善できること。 ・種々のサービス形態に対応するため、課金・収納方式等に自由度があり、弾力的な運用が可能であること。 ・個々の受信者へ向けた情報の伝送、表示が可能であること。 ・新規関連情報サブシステムへの更新や拡張性を考慮すること。 ・関連情報は可能な限り共通の形式によること。 ・関連情報の配布は、効率的で正確、確実なものであること。	＊1＊2＊4 ・安全性の維持・改善については、受信機側でハードウェアを更新する方法、受信機側で記録媒体等を使ってソフトウェアを更新する方法、又は放送や通信を使ってソフトウェアを更新する方法により確保可能である。 ・現行の３重鍵方式を採用して実現可能である。 ・様々のサービス形態に対応するために、柔軟度が高い関連情報（ECM、EMM）のフォーマットにおいて実現可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ弾力的な運用ならびに他のケーブルテレビサービスと同一伝送路で運用するため他のサービスとの連携は確保できる等は確保される。

伝送路符号化方式	使用周波数	・BS デジタル放送及び広帯域 CS デジタル放送の IF 周波数帯並びに既存の周波数帯を対象とすること。	＊1＊2＊4 ・90～770MHz を使用可能である。 ＊3 ・現行 BS デジタル放送及び広帯域 CS デジタル放送の IF 周波数帯を使用可能である。 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、現状の周波数帯域での運用が可能。将来的にサービスが拡張された場合は、伝送路の拡張を検討する。
	伝送帯域幅	・他のサービスに干渉妨害を与えず、かつ、他サービスから干渉妨害を受けない帯域幅以下とすること。	＊1 ・隣接チャンネルとの与干渉及び被干渉実験により確認した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、現在までの実績で担保されている。 ＊2＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の与干渉及び被干渉特性を有し、現在までの実績で担保されている。
	伝送路と干渉の要求条件	・既存の放送、通信の両サービスに対して、与干渉、被干渉等の条件を満足すること。	＊1 ・隣接チャンネルとの与干渉及び被干渉実験により確認した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、現在までの実績で担保されている。 ＊2＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様の与干渉及び被干渉特性を有し、現在までの実績で担保されている。

変調系	・周波数有効利用及び多様なサービス、特にUHDTVサービス ※を伝送できるように、できるだけ大きな伝送容量を確保できる変調方式であること。	＊1＊2＊4 ・復調用ＬＳＩが製品化済である。 ＊1 ・6MHz 帯域で 17～59Mbps、2 チャンネル連結で 100Mbps 程度の伝送が可能である。 ・高耐性の変調方式、符号化率を選択することで実現可能である。 ＊2 ・64QAM または 256QAM の複数搬送波を用いて伝送する方式を採用し、UHDTV サービスを伝送可能な伝送容量を確保できる。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ伝送容量は確保できる。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様、6MHz 帯域で 29～38Mbps の伝送が可能である。
誤り訂正系	・採用する変調方式との整合性が良いこと。 ・符号化効率が良いこと。 ・サービスの要求に応じた誤り耐性の選択を考慮すること。ただし、伝送容量の低下を最小限にとどめること。	＊1＊2＊4 ・誤り訂正用の LSI は、すでに開発されている。 ＊1 ・高効率の LDPC 符号を採用した。 ・複数の符号化率を選択可能である。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ性能は確保できる。

	伝送容量	・周波数有効利用、隣接チャンネルへの妨害等を考慮した上で、できるだけ高い伝送ビットレートを確保できること。	＊1 ・周波数利用効率が高く、帯域端の減衰が急峻な OFDM 方式を採用した。 ＊2 ・64QAM または 256QAM の複数搬送波を用いて高い伝送ビットレートを確保できる。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送の持つ伝送容量は確保される。 ＊4 ・現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同様、実績のある妨害回避特性を担保しながら、6MHz 帯域で 29～38Mbps の伝送が可能である。
受信機等への配慮		・現行設備や受信機への負担等を考慮して、技術方式を選定すること。	＊1 ・国際規格で既に策定済みである変調、及び符号化方式を採用した。 ＊4 ・既存規格で既に採用済みである変調、及び符号化方式を採用した。 ＊2＊4 ・現行設備に機能拡張することで対応可能な技術方式を採用した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、既設設備での運用が可能。

※自主放送においては 4K フォーマットまでを基本とし、再放送においては 8K フォーマットまで考慮する。

2.2.5　受信機

項目	要求条件	整合性
操作性	・操作が簡単であること。 ・受信者や事業者の要求に応じて、受信機機能の更新が可能であること。 ・高齢者、障がい者等に配慮した操作性を有すること。 ・所望のサービスの選択が統一的な操作方法で行えることが望ましい。	＊1＊2＊4 ・民間規格及び受信機設計において考慮されることを想定した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送用受信機の持つ操作性は確保される。
処理系	・番組視聴に必要となる、必要十分なメモリ容量及びその情報の処理機能・能力を持つこと。	＊1＊2＊4 ・民間規格及び受信機設計において考慮されることを想定した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送用受信機を使用する。
インターフェース	・映像、音声出力については、既存の受像機における提供について考慮すること。 ・適切な著作権保護を実現する機能を有すること。 ・高速データ転送が可能であること。 ・多様な機器を複数接続でき、かつ、接続設定が容易であること。 ・受信機が対応するサービスに応じたインターフェースを有すること。	＊1＊2＊4 ・民間規格及び受信機設計において考慮されることを想定した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送用受信機を使用する。
拡張性	・ハードウェア及びソフトウェアの追加、変更について考慮されていること。	＊1＊2＊4 ・民間規格及び受信機設計において考慮されることを想定した。 ＊3 ・衛星放送を受信し信号を加工することなく、IF 帯域で伝送するため、高度広帯域衛星放送用受信機を使用する。

3　情報源符号化方式等に係る技術的条件について

平成 26 年 7 月「標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式」等の一部改正が行われ、情報源符号化方式等に係る技術的条件として、以下の内容が、それぞれ高度広帯域伝送方式による BS デジタル放送及び CS デジタル放送、並びに高度狭帯域伝送方式による CS デジタル放送に追加規定された。

＜情報源符号化方式等に係る技術的条件＞
・映像符号化方式として ITU-T 勧告 H.265(HEVC)
・映像フォーマットとして ITU-R 勧告 BT.2020
（UHDTV フォーマット（４K・８K）、色域）
・音声符号化方式として MPEG-4 AAC 及び MPEG-4 ALS
・多重化方式として MMT・TLV
・スクランブル方式として AES 及び Camellia（128 ビット）

本放送システム委員会に設置したケーブルテレビ UHDTV 作業班で検討した結果、有線一般放送方式において、ITU-T 勧告 H.265 等の情報源符号化方式等を適用することについて、特段技術的な課題等はなかった。

当該デジタル放送方式の規定を「放送法施行規則」及び「有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令」等において準用することにより、ケーブルテレビシステムにおいても、これらの技術が適用可能となる。（参考資料７「デジタルテレビジョン放送方式の比較」参照）

なお、緊急警報信号等については、従前の通りである。

具体的な情報源符号化方式等に係る技術的条件は、次の通りである。

(1) 映像符号化方式に、従来のMPEG-2やH.264(MPEG-4 AVC)に加えて、高効率な符号化が可能なH.265(HEVC)※を採用

※ HEVC (High Efficiency Video Coding)：
ITU-T勧告 H.265 (2013) 及びMPEG-H HEVC (ISO/IEC 23008-2:2013)として国際標準化

＜参考＞放送システム委員会報告（平成26年3月25日）から引用（p321）

映像フォーマットの例	所要ビットレート（テストモデルを用いた推定）
2160/60/P	30Mbps～40Mbps
4320/60/P	80Mbps～100Mbps

(2) 映像フォーマットに 4K（3840×2160）及び 8K（7680×4320）を追加し、フレーム周波数や色域も拡大

システム	4320/P （8K）	2160/P （4K）	1080/P （2K）	1080/I （2K）
空間解像度	7680×4320	3840×2160	1920×1080	
フレーム周波数（Hz）	120，119.88，60，59.94		60，59.94	30，29.97
フィールド周波数（Hz）	―		―	60，59.94
表色系	ITU-R 勧告 BT.2020		ITU-R 勧告 BT.709 従来色域	
符号化信号形式	Y′C′$_R$C′$_B$（非定輝度） 4:2:0			
符号化画素ビット数	10		10，8	

(3) 音声符号化方式は、最大入力音声チャンネル数 22.2 チャンネルに対応

○ 基本サービス用として、最大 22.2ch の高音質・高臨場感サービスを実現する MPEG-4 AAC※を導入

※ AAC (Advanced Audio Coding)：
MPEG-4 AACはISO/IEC 14496-3:2009 Subpart 4として国際標準化

○ ロスレス（原音からの劣化のない）高音質サービス用として、MPEG-4 ALS※を導入

※ ALS (Audio Lossless Coding)：
MPEG-4 ALSはISO/IEC 14496-3:2009 Subpart 11として国際標準化

(4) 多重化方式は、現行の MPEG-2 TS 方式に加えて、MMT・TLV 方式※にも対応

○ 現行の MPEG-2 TS 方式に、HEVC 対応等のための規定を追加

○ MMT・TLV 方式の採用により、より柔軟な放送・通信連携サービスの提供を実現

※ MMT (MPEG Media Transport), TLV (Type Length Value)：
IPベースの多重化方式（TLVは可変長パケットの伝送が可能）
それぞれ、MPEG-H MMT (ISO/IEC 23008-1:2014）、ITU-R勧告BT.1869 (2010)
として国際標準化

(5) スクランブル方式は、暗号アルゴリズムに新たな 2 方式も選択可能

○ 現行の「MULTI2」に加えて、現行よりも長い 128 ビットの鍵長で、かつ、現行と同じブロック暗号である「AES」または「Camellia」も選択可能※

※ CRYPTREC電子政府推奨暗号リストに挙げられている方式のうち、鍵長128ビットのブロック暗号である上記２方式も選択可能とした。

○ ソフトウェア更新等の安全性の維持・改善に係る具体的な対応策については、今後、民間規格として規定されることが適当

4　衛星基幹放送のパススルー伝送方式に係る技術的条件

4.1　衛星基幹放送の放送方式（超高精細度テレビジョン放送）の条件

表4.1-1　衛星基幹放送の放送方式の条件

区分	条件	
	高度 BS デジタル放送	高度広帯域 CS デジタル放送
放送方式	標準テレビジョン放送等のうち、デジタル放送に関する放送の標準方式(平成 23 年総務省令第 87 号)第 5 章に規定する 11.7GHz を超え 12.2GHz 以下の周波数の電波を使用する衛星基幹放送局の行う超高精細度テレビジョン放送に準拠する高度広帯域伝送方式	標準テレビジョン放送等のうち、デジタル放送に関する放送の標準方式(平成 23 年総務省令第 87 号)第 6 章に規定する 12.2GHz を超え 12.75GHz 以下の周波数の電波を使用する衛星基幹放送局の行う超高精細度テレビジョン放送に準拠する高度広帯域伝送方式
適用の範囲	11.7GHz を超え 12.2GHz 以下の周波数の電波を使用する衛星基幹放送局の行う超高精細度テレビジョン放送	12.2GHz を超え 12.75GHz 以下の周波数の電波を使用する衛星基幹放送局の行う超高精細度テレビジョン放送
周波数帯域幅等	34.5MHz	34.5MHz
主搬送波の変調	16APSK(符号化率 7/9、9/10)	16APSK(符号化率 7/9、9/10)

BS デジタル放送及び広帯域 CS デジタル放送の変調方式について、有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令（平成 23 年 6 月 29 日総務省令第 95 号）において規定済みの BPSK、QPSK、8PSK に加え、今回は超高精細度テレビジョン放送の変調方式の内、高度広帯域伝送方式で規定される 16APSK(符号化率 7/9、9/10)信号について検討を行った。

ここで、高度広帯域伝送方式の規定は表 4.1-2 の 11 種類とされていることから、符号化率 1/3 から 7/9 の技術的条件は符号化率 7/9 以下の技術的条件、符号化率 4/5 から 9/10 の技術的条件は符号化率 9/10 以下の技術的条件と整理している。ただし、同表の真値が実際の符号化率であり、公称値は真値を簡単な分数で近似したものである。

表4.1-2　内符号の符号化率

符号化率（公称値）	真値
1/3	41/120
2/5	49/120
1/2	61/120
3/5	73/120
2/3	81/120
3/4	89/120
7/9	93/120
4/5	97/120
5/6	101/120
7/8	105/120
9/10	109/120

4.2 以降に、16APSK による衛星基幹放送を提供するための条件を規定するが、既存の BPSK、QPSK、8PSK による衛星基幹放送を提供する施設には適応しない。

4.2　電気信号に係る技術的条件

4.2.1　ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

表 4.2-1 ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

区分	条件	
	高度 BS デジタル放送	高度広帯域 CS デジタル放送
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	降雨による減衰の最悪月において時間率 99 パーセントの確率で、ヘッドエンド入力における信号搬送波レベルと雑音のレベルとの差は、 符号化率 7/9 以下；（－）15dB 以下 符号化率 9/10 以下；（－）21dB 以下 ただし、ヘッドエンド入力信号が、他のヘッドエンド装置等から連絡線等において伝送された信号では無きこと。	

（理由）

有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令（平成 23 年 6 月 29 日総務省令第 95 号）では、デジタル有線テレビジョン放送方式による有線テレビジョン放送等を行う場合のヘッドエンドの主たる機器の入力端子における入力信号として、入力信号の区別にて、デジタル放送の標準方式のうち衛星基幹放送局に係るものによる基幹放送、衛星一般放送又は通信衛星経由で配信される放送番組を受信し、そのデジタル信号を再放送又は送信する場合においては、復調後におけるビット誤り率として、最悪月において 99 パーセントの確率で 1×10^{-8}以下（短縮化リードソロモン（204,188）符号による誤り訂正前とする。）として性能規定している。

しかしながら、放送波を利用して、この誤り率を正確に測定する測定器（1×10^{-10}程度測定可能な機器）が無い場合や、誤り率を測定するに際して長時間の測定が必要となり測定が困難な場合があること、また高度広帯域衛星放送で使用される誤り訂正方式の LDPC 符号は、CN 比性能に対して急峻なビット誤り率特性を有していることから、ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件としては、ビット誤り率による規定ではなく、信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差にて規定することが妥当である。

情報通信審議会情報通信技術分科会放送システム委員会報告（以下、放送システム委員会報告）（平成 26 年 3 月 25 日）における BS 衛星伝送実験の結果において、16APSK（7/9）信号の所要 CN 比は 12.6dB となっている。この結果より、16APSK(7/9)信号の場合の受信者端子における信号搬送波の条件として、信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差（所要 CN 比）12.6dB を切り上げて、13dB として検討を行った。

省令・告示において、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子から受信者端子までの間（宅内・棟内配線）の搬送波のレベルと雑音のレベルとの差は、－24dB 以下と規定されている。受信者端子における所要 CN 比 13dB 以上が得られる、保安装置又は受

信用光伝送装置の出力端子の CN 比は、13.4dB となり切り上げて 14dB となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-13/10} - 10^{-24/10}) = 13.4\text{dB}$$

また、情報通信審議会情報通信技術分科会ケーブルテレビシステム委員会報告（以下、ケーブルテレビシステム委員会報告）（平成 19 年 3 月 28 日）においては、BS-IF 等パススルー伝送の信号については、光送信機の入力信号偏差は±3dB となっており、光伝送路の CN 比を 24dB とすると、光伝送路での最悪の CN 比は 21dB となる。

光伝送路での最悪の CN 比が 21dB となっても、保安装置又は受信者光伝送装置の出力端子の CN 比 14dB 以上が得られる、ヘッドエンド出力端子における CN 比は、15dB となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-14/10} - 10^{-21/10}) = 15.0\text{dB}$$

以上より、ヘッドエンド入力端子における信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差を－15dB 以下（CN 比 15dB 以上）とする。

しかしながら、諮問第 2024 号に関するケーブルテレビシステム委員会（平成 19 年）の報告においては、棟内調整不良等により棟内システムの CN 比が 15dB となった場合が検討されている。この場合において、受信者端子における所要 CN 比 13dB 以上が得られる、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子の CN 比は、18dB 以上必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-18/10} + 10^{-15/10}) = 13.2\text{dB}$$

また、光伝送路での最悪の CN 比が 21dB となっても、保安装置又は受信者光伝送装置の出力端子の CN 比 18dB 以上が得られる、ヘッドエンド出力端子における CN 比は、21dB 以上必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-21/10} + 10^{-21/10}) = 18.0\text{dB}$$

よって、接続される棟内システムの品質が調整不良等による劣化を考慮する必要がある場合は、ヘッドエンド入力端子における信号搬送波と雑音のレベルとの差を改善する必要がある。

同様に、16APSK（9/10）信号の所要 CN 比は、諮問第 2023 号に関する放送システム委員会の報告における衛星中継器シミュレータを使った室内実験結果において 16.3dB となっている。この結果から、16APSK（9/10）信号の場合の受信者端子における信号搬送波の条件として、信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差（所要 CN 比）16.3dB を切り上げて、17dB として検討を行った。

受信者端子における所要 CN 比 17dB 以上が得られる、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子の CN 比 18.0dB 以上必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-17/10} - 10^{-24/10}) = 18.0\text{dB}$$

また、ケーブルテレビシステム委員会報告（平成 19 年 3 月 28 日）においては、BS-IF

等パススルー伝送の信号については、光送信機の入力信号偏差は±3dB となっており、光伝送路の CN 比を 24dB とすると、光伝送路での最悪の CN 比は 21dB となる。

光伝送路での最悪の CN 比が 21dB となっても、保安装置又は受信者光伝送装置の出力端子の CN 比 18dB 以上が得られる、ヘッドエンド出力端子における CN 比は、21dB 以上必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-18/10} - 10^{-21/10}) = 21.0\text{dB}$$

以上より、ヘッドエンド入力端子における信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差を－21dB 以下（CN 比 21dB 以上）とする。

しかしながら、ケーブルテレビシステム委員会報告（平成 19 年 3 月 28 日）においては、棟内調整不良等により棟内システムの CN 比が 15dB となった場合が検討されている。この場合において、受信者端子における所要 CN 比 17dB 以上を得られることは困難である。棟内受信システムを改良し棟内調整不良があった場合でも棟内システムの CN 比を 21dB 以上確保する事を条件とした場合に、受信者端子における所要 CN 比 17dB 以上が得られる保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子の CN 比は、20dB 以上必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-20/10} + 10^{-21/10}) = 17.5\text{dB}$$

光伝送路での最悪の CN 比が 21dB となっても、保安装置又は受信者光伝送装置の出力端子の CN 比 20dB 以上が得られる、ヘッドエンド出力端子における CN 比は、27dB 以上必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-27/10} + 10^{-21/10}) = 20.0\text{dB}$$

よって、接続される棟内システムの品質が調整不良等による劣化を考慮する必要がある場合は、ヘッドエンド入力端子における信号搬送波と雑音のレベルとの差を改善する必要がある。

また、放送システム委員会報告（平成 26 年 3 月 25 日）における、衛星回線設計例（付録）を基に、16APSK（7/9）信号受信時において、業務用衛星受信アンテナ（家庭用アンテナに対して利得差＋2.5dB）を使用した場合、晴天時に得られる CN 比は 18.1dB となり、降雨による減衰の最悪月におけるサービス時間率 99 % 時の受信 CN 比 20.8dB が得られ、ヘッドエンド入力端子における入力信号の条件 15dB を満足する。

同様に、16APSK（9/10）信号受信時においては、業務用受信アンテナ（家庭用アンテナに対して利得差＋4.4dB）を使用した場合、晴天時に得られる CN 比は 20.5dB となり、降雨による減衰の最悪月におけるサービス時間率 99 % 時の受信 CN 比 22.2dB が得られ、ヘッドエンド入力端子における入力信号の条件 21dB を満足する。

なお、接続される棟内システムの品質や、ヘッドエンド施設の所在地によって最悪月

の降雨減衰量が異なり、得られる受信 CN 比が異なる為、受信アンテナの性能に留意する必要がある。

4.2.2　受信者端子における信号搬送波の条件

表 4.2-2　受信者端子における信号搬送波の条件

区分	条件	
	BS デジタル放送	広帯域 CS デジタル放送
搬送波の周波数	1049.48、1087.84、1126.20、1164.56、1202.92、1241.28、1279.64、1318.00、1356.36（追加）、1394.72、1433.08、1471.44MHz	1613、1653、1693、1733、1773、1813、1853、1893、1933、1973、2013、2053MHz
信号搬送波の周波数の許容偏差	±1.5MHz 以内	
信号搬送波のレベル	次に掲げる式による A の値以上 B の値以下 A＝ 48＋ $10\log_{10}Z/75$ [dBμV] B＝ 81＋ $10\log_{10}Z/75$ [dBμV]	
信号搬送波のレベルと他の信号搬送波のレベルとの差	隣々接チャンネル間は 3dB 以内	
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	符号化率 7/9 以下；（－）13dB 以下 符号化率 9/10 以下；（－）17dB 以下	
信号搬送波のレベルと当該信号搬送波の反射による電磁波のレベルとの差	図 4.2-1 で示す値以下	
信号搬送波のレベルと妨害波のレベルとの差	単一周波数による妨害にあっては、伝送帯域内において、 符号化率 7/9 以下；（－）14dB 以下 符号化率 9/10 以下；（－）19dB 以下	
その他の妨害波及びひずみ	映像、音声その他の音響又はデータに障害を与えないものであること。	

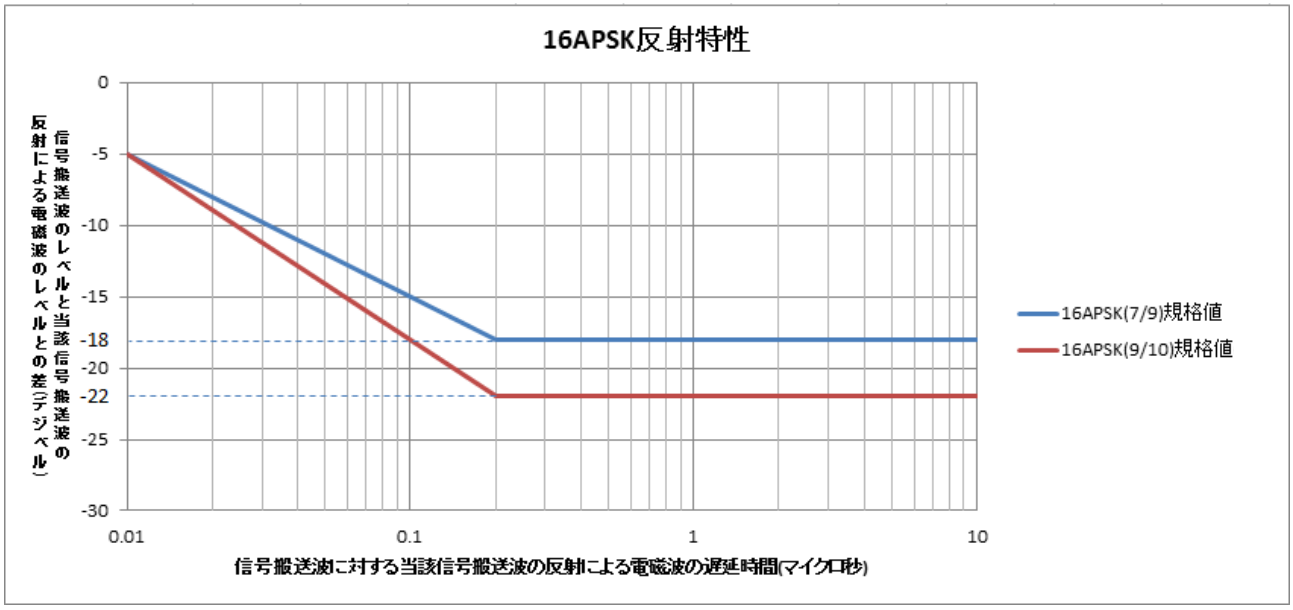


図 4.2-1 信号搬送波のレベルと当該信号搬送波の反射による電磁波のレベルとの差

（理由）

(1) 搬送波の周波数

現在、衛星放送（BS17ch）の周波数帯域を活用して、地上デジタル放送の受信環境が整備されていない世帯に対し、「衛星セーフティネット事業」が予定どおり、2015 年3月末をもって終了することが確認された。

これにより、当該事業に使用されていた周波数帯域（BS17ch）については、2015 年3月末以降、他の目的に使用することが可能となったことを受け、1356.36MHz（BS17chのIF帯域周波数）を追加した。

但し、超高精細度テレビジョン放送を実施するために、現行の衛星放送で利用している右旋円偏波に加え、新たに左旋円偏波の利用の可能性が検討されている。今後新しい伝送路が利用可能となった場合には、それを反映させることとする。

(2) 信号搬送波の周波数の許容偏差

省令・告示の技術基準と整合するため、±1.5MHz 以内とした。

放送システム委員会報告（平成 26 年 3 月 25 日）における衛星伝送実験において、受信機入力信号を想定するチャンネルの IF 周波数から±5MHz まで変化させ、8PSK（3/4）、16APSK（3/4） のキャプチャレンジ CN 比、ロックレンジ CN 比の測定を実施した。いずれの場合でも、－5MHz～+4MHz の範囲で、－1dB 以下で同期が確保できることを確認された。

(3) 信号搬送波のレベル

日本 CATV 技術協会　高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験結果において、16APSK（7/9）信号の搬送波レベルが 32dBμV 以上 83dBμV 以下の範囲で正常受信することが確認された。また 16APSK（9/10）信号の搬送波レベルが 35dBμV 以上 83dBμV 以下の範囲で正常受信することが確認された。

いずれも ARIB のデジタル受信機規格を満足している結果であることから、この規格と整合させ、定格出力インピーダンスが 75 オームの場合において、48dBμV 以上 81dBμV 以下とする。

(4) 信号搬送波のレベルと他の信号搬送波のレベルとの差

省令・告示の技術基準と整合するため、隣々接チャンネル間は 3dB 以内とした。

日本 CATV 技術協会　高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験結果において、主信号を 16APSK（7/9）信号とし、妨害信号を TC8PSK 信号とした場合に、受信機の隣々接チャンネル信号妨害除去能力（DU 比）は、－13dB 以下となり、主信号が 16APSK（9/10）信号では－8dB 以下となることが確認された。

主信号と妨害信号を 16APSK（7/9）信号とした場合、受信機の隣々接チャンネル信号妨害除去能力（DU 比）は、－16dB 以下となり、主信号と妨害信号を 16APSK（9/10）信号では－10dB 以下となることが確認された。

実証実験の結果は、隣々接チャンネル間のレベル差 3dB 以内を十分に満足している。

(5) 信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差

諮問第2023号に対する放送システム委員会の報告におけるBS衛星伝送実験の結果において、16APSK（7/9）信号の所要 CN 比は、12.6dB となっており、切り上げて 13dB とした。

また、日本 CATV 技術協会　高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験の結果において、16APSK（9/10）信号の所要 CN 比は、16.2dB となっており、切り上げて 17dB とした。

(6) 信号搬送波のレベルと当該信号搬送波の反射による電磁波のレベルとの差

日本 CATV 技術協会　高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験結果のうち符号化率 7/9 の時を図 4.2-2、符号化率 9/10 の時を図 4.2-3 に示す。符号化率 7/9 では、主波より 0.2μs 程度以上遅れた反射波に対しては、信号搬送波のレベルと当該信号搬送波の反射による電磁波のレベルとの差（以下、「UD 比」という）は－14 ～－15dB、主波から 0.01μs 遅れた反射波では－2dB 程度まで受信可能であると報告されている。以上のことから、0.2μs 以上遅れた反射波に対しては実験結果の最悪値の UD 比－15dB であるが、実験結果は 1 波を使用しているが実際の放送サービスにおいては、伝送周波

数帯の異なる複数波伝送となる事より、各接続点における反射量を 2 倍とし 3dB のマージンを見込み－18dB とし、また、0.01μs 遅れた反射波における UD 比－2dB に対して同様に、3dB のマージンを見込み－5dB とし、両点を直線で結んだ線を技術的条件とすることとした。

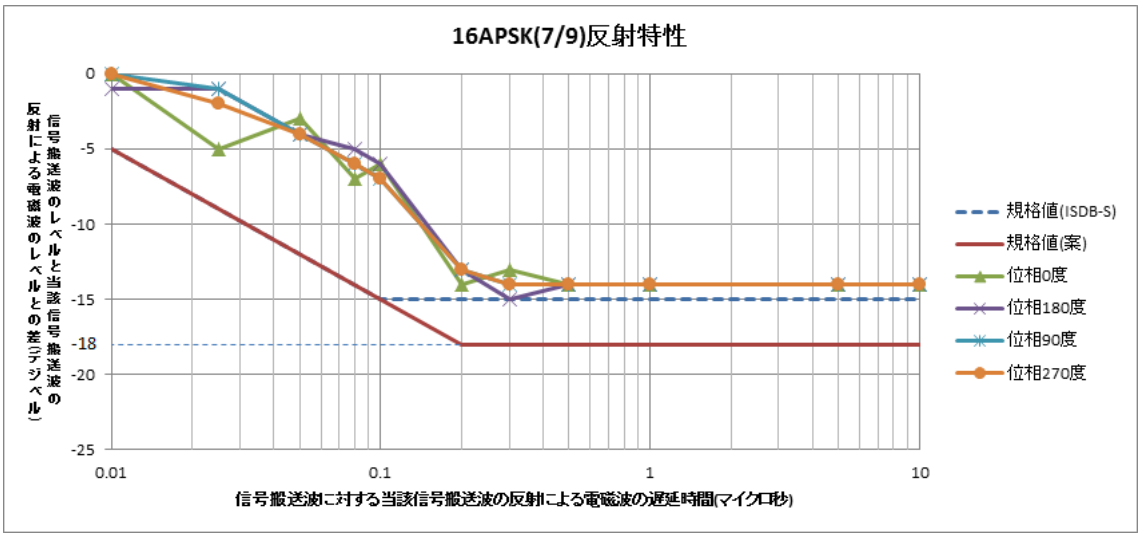


図 4.2-2 高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験結果　符号化率 7/9

同様に、符号化率 9/10 では、主波より 0.2μs 程度以上遅れた反射波に対して UD 比は－18 ～－19dB であるが、実験結果は 1 波を使用しているが実際の放送サービスにおいては、伝送周波数帯の異なる複数波伝送となる事より、各接続点における反射量を 2 倍とし 3dB のマージンを見込み－22dB とし、0.01μs 遅れた反射波における UD 比－2dB に対して同様に、3dB のマージンを見込んで－5dB とし、両点を直線で結んだ線を技術的条件とした。

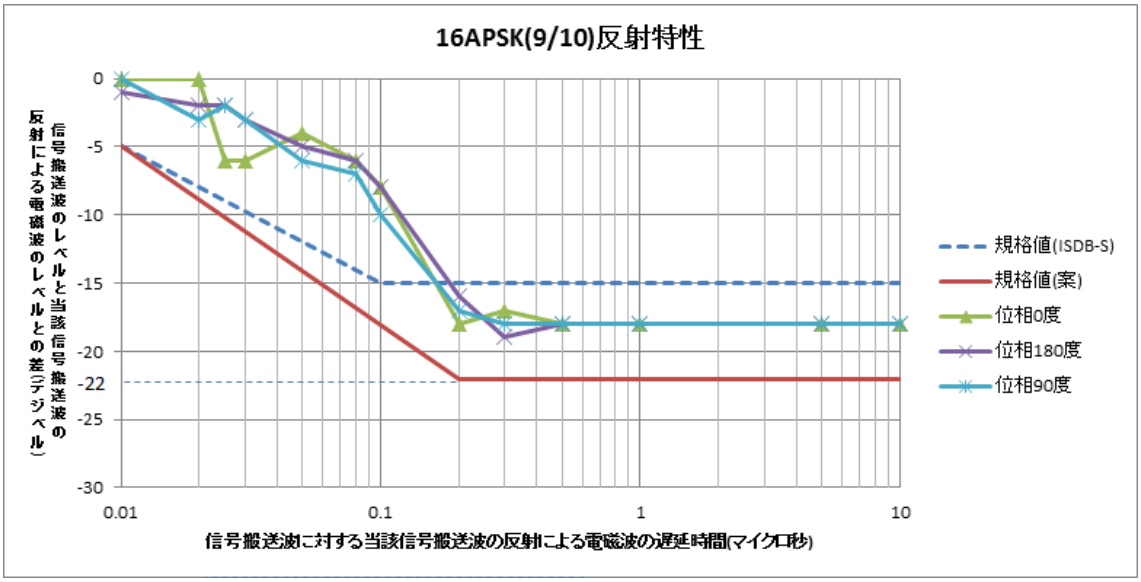
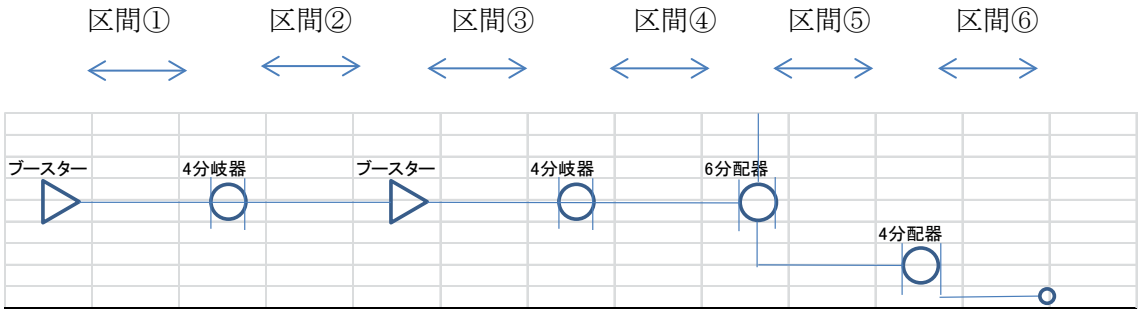


図 4.2-3　高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験結果　符号化率 9/10

光ファイバ中での反射については、複数の反射点がある場合の遅延波は、多重反射により基本波と反射波が重なると放送光信号に位相歪が発生する。遅延差のある 2 波の光信号はランダムに変化しているため位相雑音は強度雑音となり RIN の劣化となる。（情報通信審議会情報通信技術分科会ケーブルテレビネットワーク高度化委員会報告（平成 17 年 3 月 30 日）より引用）APC など低反射コネクタを用いて反射による CN 比劣化を回避する手段については同諮問で詳細に検討されている通り、問題はない。

同軸の反射については、モデルケースとして、日本 CATV 技術協会標準規格 STD - 013 - 3.0 記載の棟内 40 世帯モデルを使用して反射波を検討した。

各機器は BL 製品の BS - IF 帯の規格を使用、ブースターは逆方向のアイソレーションは大きいので、反射波は反対方向に通過しないものとして算出した。同軸ケーブルは S - ＊C - FB タイプ使用を想定し、波長短縮率は 80%として計算を行った。その他数値は STD - 013 の数値を参照した。



	ブースター	7C50m	4分岐	7C30m	ブースター	7C0.5m	4分岐	7C12m	6分配	7C13m	4分配	5C10m	1端子
VSWR	2.5	–	1.8	–	2.5	–	1.8	–	1.8	–	1.8	–	1.8
リターンロス(dB)	7.4	–	10.9	–	7.4	–	10.9	–	10.9	–	10.9	–	10.9
損失(dB)	–	10.6	9	6.3	–	0.1	5.5	2.5	12	2.7	9	2.9	

図 4.2-4　棟内 40 世帯モデルによる反射波の検討

以上の条件で各区間の遅延時間と UD 比を計算すると、下記のようになる。

表 4.2 -3　遅延時間と UD 比

区間	①	②	③	④	⑤	⑥
遅延時間　（μs）	0.416667	0.25	0.004167	0.1	0.108333	0.083333
想定遅延波（dB）	－39.5	－30.9	－18.5	－26.8	－27.2	－27.6

複数区間にまたがる反射波はいずれも－30dB 以上になるので割愛した。

上記のとおり、いずれの反射波も 16APSK（9/10）の規格値を満足するが、複数遅延波の合成の影響は、位相の影響を実験等で確認する必要があり、今後の課題である。

(7) 信号搬送波のレベルと妨害波のレベルとの差

日本 CATV 技術協会　高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実証実験結果において、単一周波数による妨害波による妨害の BER 値（誤り訂正後）が疑似エラーフリー（正常受信）となる、16APSK（7/9）信号のレベルと単一周波数による妨害波のレベルとの差（DU 比）は 14dB 以上、16APSK（9/10）信号のレベルと単一周波数による妨害波のレベルとの差（DU 比）は 19dB 以上となることが確認された。

(8) その他の妨害波及びひずみ

他のデジタルテレビジョン放送方式による有線テレビジョン放送を行う施設に係る条件と同様に、映像、音声その他の音響又はデータに障害を与えないものであることとした。

4.2.3　補足

高度広帯域衛星デジタル放送方式の 16APSK 変調方式のうち、誤り訂正符号化率 9/10 の時に要求される受信者端子における信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差は、－17dB 以下と規定をした。このことから、16APSK（9/10）信号をケーブルテレビ事業者が受信して、IF パススルー方式により再放送サービスを行うためには、現行規格の標準衛星デジタルテレビジョン放送の IF パススルー規格 11dB よりも 6dB 高い CN 比である 17dB 以上を確保する必要があり、接続される棟内システムにおいて調整不良等による棟内システム CN 比が劣化している場合、ヘッドエンド入力 CN 比として 27dB 必要であることなど既存の設備では満足しない場合がある。この場合、棟内調整不良等による棟内システム CN 比の最悪値を 15dB から 21dB への改善を前提としている。以上のことから、16APSK(9/10)の IF パススルーについては課題が多く、これらの改善・改修が望まれる。

4.3　光信号に係る技術的条件

ケーブルテレビシステム委員会（平成 19 年 3 月 28 日）において示されているように、光信号による IF パススルー伝送方式には、強度変調方式（直接変調方式又は外部変調方式）及び FM 一括変換方式がある。

１台の光送信機で、１波長を用いて IF 信号および 90～770MHz の有線テレビジョン放送信号を強度変調方式で伝送する場合の 16APSK（7/9、9/10）信号の技術的条件の検討を行った。

4.3.1　1 波長を使用する場合の技術的条件

表 4.3-1　1 波長を使用する場合の技術的条件

区分		条件
光波長		1530nm 以上 1625nm 以下とする
光レベル	光送信レベル	特に規定しない
	V-ONU 光受信レベル	特に規定しない
光搬送波の条件		電気信号により性能規定する場合であって、搬送波のレベルと雑音（保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子から受信者端子までのもの）のレベルとの差が－24dB 以下の場合、搬送波のレベルと雑音（ヘッドエンドの変調波の入力端子から保安装置まで又は受信用光伝送装置の出力端子までのもの）のレベルとの差は以下のとおりとする。 符号化率 7/9 以下； 　超高精細度テレビジョン放送　（－）14dB 以下 符号化率 9/10 以下； 　超高精細度テレビジョン放送　（－）18dB 以下 光信号により性能規定する場合であって、搬送波のレベルと雑音（保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子から受信者端子までのもの）のレベルとの差が－24dB 以下の場合、下式により求めた搬送波のレベルと雑音（ヘッドエンドの変調波の入力端子から受信用光伝送装置の入力端子までのもの）のレベルとの差は以下の値を満たすことが適当である。 符号化率 7/9 以下； 　超高精細度テレビジョン放送　（－）15dB 以下

	符号化率 9/10 以下； 超高精細度テレビジョン放送　（－）19dB 以下 $C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot(m_k\cdot R\cdot P_s)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\{RIN_n\cdot(R\cdot P_n)^2+2\cdot e\cdot R\cdot P_n\}+2\cdot e\cdot I_{d0}+I_{eq}{}^2}\right)$

（理由）

(1) 光波長

省令・告示の基準と整合するため、現行規定通りとした。

既設施設において従来の端末での現行放送の受信時に影響を与えないこと。新たな設備方式に既存端末を接続しても既存放送はそのまま受信できることを考慮した。

(2) 光レベル

特に規定しないことが適当である。

既設施設において従来の端末での現行放送の受信時に影響を与えないこと。新たな設備方式に既存端末を接続しても既存放送はそのまま受信できることを考慮した。

(3) 光搬送波の条件

① 電気信号により性能規定する場合

省令・告示において、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子から受信者端子までの間（宅内・棟内配線）の搬送波のレベルと雑音のレベルとの差は、－24dB 以下と規定されている。

16APSK（7/9）信号の IF パススルー伝送では、受信端子における所要 CN 比 13dB 以上から宅内･棟内配線の CN 比 24dB の雑音を差し引いても､CN 比 13.4dB となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-13/10} - 10^{-24/10}) = 13.4\text{dB}$$

よって、保安装置又は、受信用光伝送装置の出力端子における搬送波のレベルと雑音のレベルとの差は（保安装置又は受信用光伝送装置と受信者端末までのCN比が24dB以上の場合）－13.4dBを切り下げ －14dB以下（CN比14dB以上）とする。

しかしながら、諮問第2024号に関するケーブルテレビシステム委員会（平成19年）の報告においては、棟内調整不良等により棟内システムCN比が15dBとなった場合が検討されている。この場合において、受信者端子の所要CN比13dB以上が得られる、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子のCN比は、18dB以上が必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-18/10} + 10^{-15/10}) = 13.2\text{dB}$$

16APSK（9/10）信号のIFパススルー伝送では、受信端子におけるCN比17dB以上から宅内・棟内配線のCN比24dBの雑音を差し引いても、CN比18.0dBとなる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-17/10} - 10^{-24/10}) = 18.0\text{dB}$$

よって、保安装置又は、受信用光伝送装置の出力端子における搬送波のレベルと雑音のレベルとの差は（保安装置又は受信用光伝送装置と受信者端末までのCN比が24dB以上の場合）－18dB以下（CN比18dB以上）とする。

しかしながら、諮問第2024号に関するケーブルテレビシステム委員会（平成19年）の報告においては、棟内調整不良等により棟内システムCN比が15dBとなった場合が検討されている。この場合において、受信者端子の所要CN比17dB以上を得ることは困難である。

受信者端子の所要CN比17dB以上を得るためには、棟内システムを改善し棟内調整不良等があった場合でも棟内システムCN比を21dB以上確保し、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子のCN 比は、20dB 以上が必要となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-20/10} + 10^{-21/10}) = 17.5\text{dB}$$

② 光信号により性能規定する場合

諮問第 2024 号に対するケーブルテレビシステム委員会（平成 19 年）の報告と同様に、BS-IF 等パススルー伝送の受信用光伝送装置の入力端子を規定する受信用光伝送装置の出力端子の推定 CN 比［（式 4.1)より求めた］については、受信信号が雑音を有しており、その雑音を考慮する必要があるとし、BS-IF 等パススルー伝送の信号の光送信機での入力信号偏差は±3dB であることから、光伝送路の CN 比を 24dB とすると、光伝送路での最悪の CN 比は 21dB となる。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot(m_k\cdot R\cdot P_s)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\left\{RIN_n\cdot(R\cdot P_n)^2 + 2\cdot e\cdot R\cdot P_n\right\} + 2\cdot e\cdot I_{d0} + I_{eq}{}^2}\right)\ \text{dB} \qquad \text{（式 4.1）}$$

なお、式中で用いた記号の意味は以下のとおりである。

BN ：雑音帯域幅（高度 BS デジタル放送又は高度広帯域 CS デジタル放送：33.7561×10^6 [Hz]）

mk ：当該搬送波の光変調度

R ：受光素子の光から電気への変換効率［A/W］

NT ：同時に伝送している光信号の波数

Ps ：当該搬送波で変調している光信号の受光電力［W］

Pn　：N 番目の光信号の受光電力 [W]

RINn：　N 番目の入力光信号の相対強度雑音（RIN：Relative Intensity Noise）[1/Hz]

e　:電気素量（1.602×10^{-19} [C]）

Id0　:受光素子の暗電流 [A]

Ieq　：受光部の入力換算雑音 [A/ Hz]

また、1 つの光信号に対する全光変調度 M は、k 番目搬送波の光変調度 mk と伝送搬送波数 K は式(4.2)の関係にある。

$$M = \sqrt{\sum_{k=1}^{K} m_k^{\,2}} \qquad \text{（式 4.2）}$$

式(4.1)において、1 波長のみを使用する場合は Ps ＝P1 及び NT＝1 として算出する。

16APSK（7/9）信号の IF パススルー伝送では、受信用光伝送装置の出力端子の CN 比 14dB 以下から光伝送路での最悪の CN 比 21dB を差し引くと、ヘッドエンドの入力 CN 比は 15.0dB となる。これは、4.2.1 項で規定するヘッドエンドの入力端子における信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差の 15dB（符号化率 7/9）を満足する。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-14/10} - 10^{-21/10}) = 15.0\text{dB}$$

ヘッドエンドの入力の CN 比を 15.0dB とした場合に、光伝送路のばらつきによる受信用光伝送装置の出力端子の CN 比変動量は、光伝送路の平均 CN 比 24dB 時、受信用光伝送装置出力端子の CN 比が 14.5dB、光伝送路の最悪 CN 比 21dB 時、受信用光伝送装置出直端子の CN 比は 14.0dB 以上となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-15.0/10} + 10^{-24/10}) = 14.5\text{dB} \quad \text{（光伝送路の CN 比 24dB 時）}$$

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-15.0/10} + 10^{-21/10}) = 14.0\text{dB} \quad \text{（光伝送路の最悪 CN 比 21dB 時）}$$

従って、受信用光伝送装置の出力端子の推定 CN 比は 14.0dB 以上となるが、マージンを見込み推定 CN 比を 15dB 以上とする。

16APSK（9/10）信号の IF パススルー伝送では、受信用光伝送装置の出力端子の CN 比 18dB 以下から光伝送路で最悪の CN 比 21dB を差し引くと、ヘッドエンドの入力 CN 比は 21.0dB となる。これは、4.2.1 項で規定するヘッドエンドの入力端子における信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差の 21dB（符号化率 9/10）を満足する。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-18/10} - 10^{-21/10}) = 21.0\text{dB}$$

ヘッドエンドの入力 CN 比を 21.0dB とした場合に、光伝送路のばらつきによる受信

用光伝送装置の出力端子の CN 比変動量は、光伝送路の平均 CN 比 24dB 時、受信用光伝送装置出力端子の CN 比が 19.2dB、光伝送路の最悪 CN 比 21dB 時、受信用光伝送装置出力端子の CN 比は 18.0dB 以上となる。

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-21.0/10} + 10^{-24/10}) = 19.2\text{dB}$$ （光伝送路の CN 比 24dB 時）

$$C/N = -10\log_{10}(10^{-21.0/10} + 10^{-21/10}) = 18.0\text{dB}$$ （光伝送路の最悪 CN 比 21dB 時）

従って、受信用光伝送装置の出力端子の推定 CN 比は 18.0dB 以上となるが、マージンを見込み、推定 CN 比を 19dB 以上とする。

4.3.2 2 波長以上の光を使用する場合の技術的条件

複数の波長により超高精細度テレビジョン放送、BS デジタル放送又は広帯域 CS デジタル放送の IF 信号及び 90～770MHz の有線テレビジョン放送信号を強度変調方式で伝送する場合には、波長を分離せず受信用光伝送装置で一括して復調する場合と受信用光伝送装置側に波長分離フィルタを使用し復調する場合がある。

なお、2 波長以上の光を使用し波長を分離せず受信用光伝送装置で一括して復調する場合でも式(4.1)により推定 CN 比を求めることが可能であり、当該搬送波によって m 番目の光信号を変調している場合は Ps ＝ Pm として算出する。また、2 波長以上の光を使用し受信用光伝送装置側に波長分離フィルタを使用し復調する場合は、理想的にはそれぞれの光信号を光-電気変換した後の搬送波レベルが電圧加算され、CN 比の改善を図ることができる。しかし、必ずしも理想的な状態になるとは限らないことから、これらの光信号を 1 つの光信号とみなし、それぞれの受光電力の総和を Ps に代入して求めるものとする。なお、光波長多重した場合の波長当たりの受光電力は、全電力から各波長のレベル差等を勘案して求めることができ、光波長フィルタを使用できる場合は、光波長フィルタの損失を勘案して求めることができるため、特に規定しないことが適当である。

4.4　FM一括変換方式における衛星基幹放送のパススルー伝送方式に係る技術的条件

FM 一括変換方式による BS-IF 等のパススルー伝送については、ケーブルテレビシステム委員会報告（平成 19 年 3 月 28 日）の「7.1　FM 一括変換方式による BS-IF 等パススルー伝送に関する技術的条件」に、「FM 一括変換方式による BS-IF 等パススルー伝送に関する技術的条件については、未だ研究開発中で導入実績がなく、また、V-ONU 出力端子に広帯域 FM 信号の漏れ込みが生じた場合、V-ONU 出力信号の CN 比特性が劣化するおそれがあることから、今後の検討課題とすることが適当である。」とあるように、今後の検討課題となっていた。

スペクトルの重なりに関する前回の報告後、当該の漏れ込みの影響を回避する方式が確立されるとともに、すでに当該伝送について多数の導入が進められてきた。本報告書では、当該の課題について本放送システム委員会に設置したケーブルテレビ UHDTV 作業班において検討を行った結果を報告する。

さらに、16APSK パススルー伝送に関する検討結果についても報告する。

4.4.1　2007年の情報通信審議会 情報通信技術分科会ケーブルテレビシステム委員会報告に記載の検討課題について

(1) 漏れ込みの影響の回避について

FM 一括変換方式は、伝送する周波数多重信号を 1 つの FM 信号に変換して光ファイバ区間を伝送し、V-ONU において遅延検波により FM 復調を行っている。その FM 中心周波数は 3GHz であるため、周波数帯域が約 1～2.1GHz の BS デジタル放送又は広帯域 CS デジタル放送の IF 信号を伝送する場合、図 4.4-1 に示すように、V-ONU 出力端子に広帯域 FM 信号の漏れ込みが生じ、BS デジタル放送又は広帯域 CS デジタル放送の IF 信号とスペクトルが

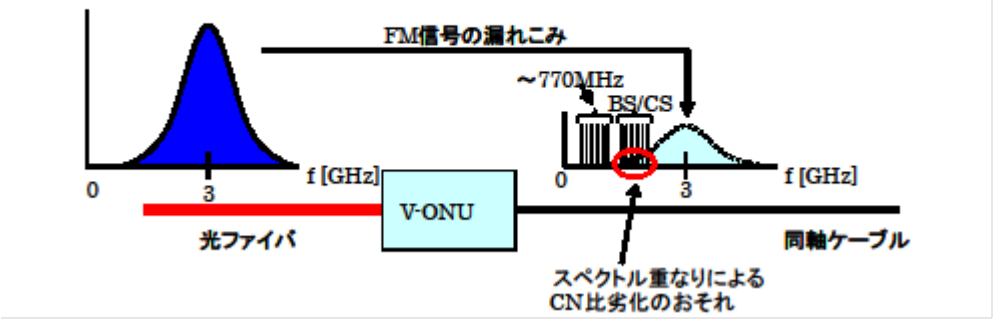


図 4.4-1 FM 信号の漏れ込みによる出力信号 CN 比劣化

これに対し、図 4.4-2 に示すように、FM 復調器において復調器入力信号の立ち上がり、立ち下がり両方に対して遅延検波を行い、見かけ上入力 FM 信号を倍周した信号に対して FM 復調を行うことにより、この漏れ込みの影響を回避することができる。図 4.4-3 に、FM 信号の立ち上がりのみ（片側）を検波した場合と、立ち上がりおよび立ち下がり（両側）を検波したときのシミュレーション結果を示す。図 4.4-3 より、両側を検波することにより FM 信号の漏れ込み量が抑えられており、さらに信号成分も増加していることがわかる。図 4.4-4 には、BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号を含む多チャンネル映像信号を FM 一括変換方式により伝送した時の測定結果の一例を示す。測定結果は技術基準を満たしており、漏れ込みの影響が回避されていることがわかる。

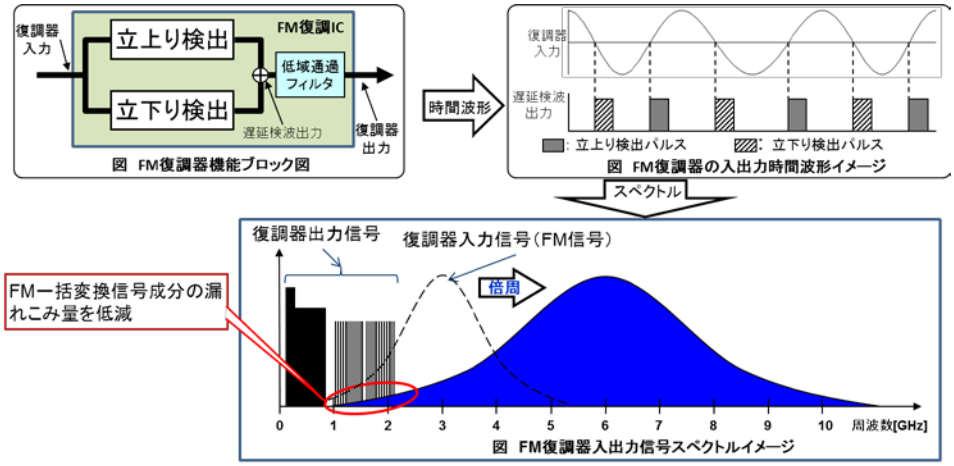


図 4.4-2　立ち上がり、立ち下がり検波による FM 復調と漏れ込み量の低減

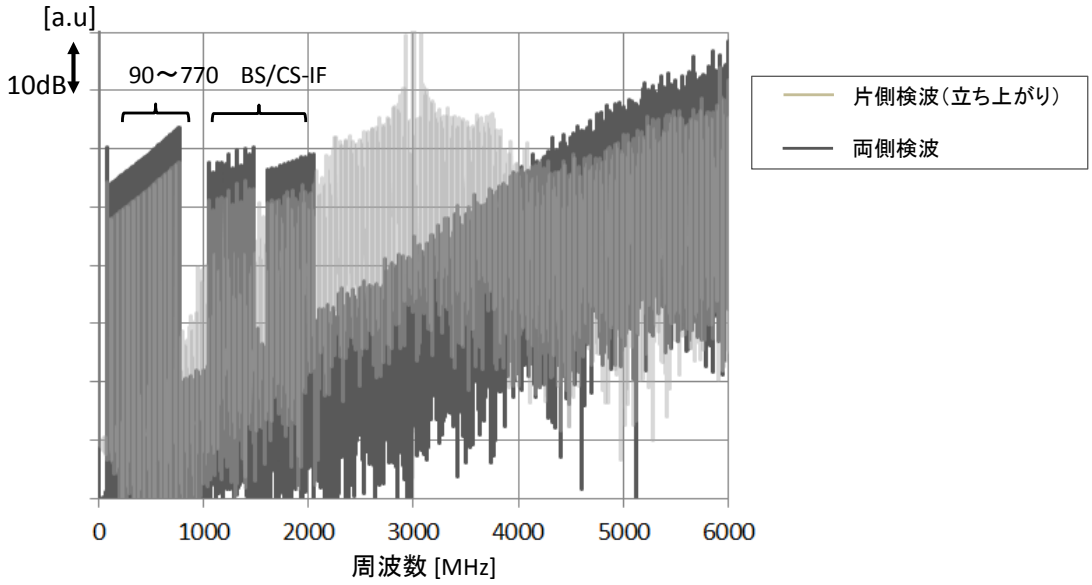


図 4.4-3　片側検波、両側検波による漏れ込み量の違い

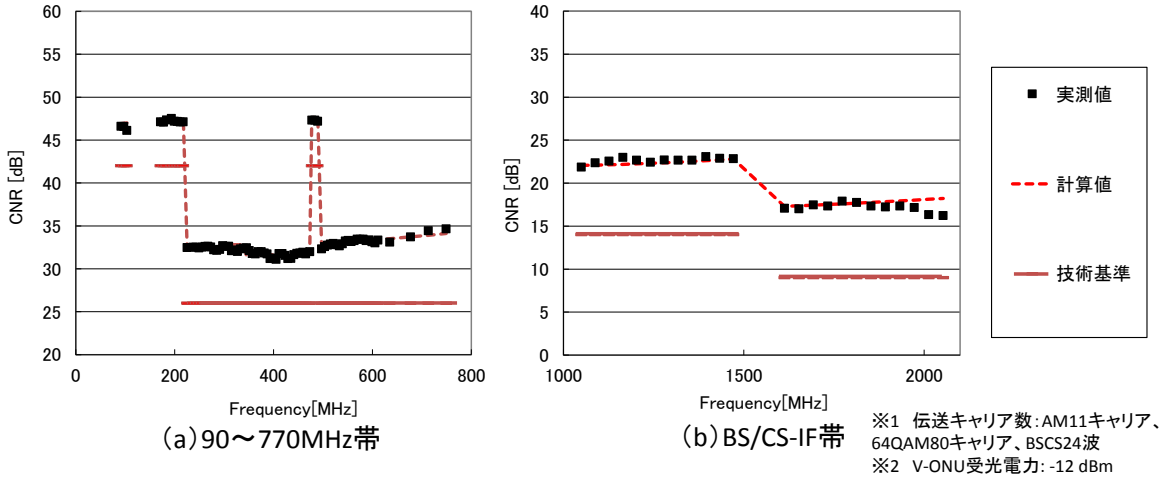


図 4.4-4　測定結果と計算値

(2) 実験結果と計算値との整合性

FM 信号の漏れ込みについては、FM 信号の立ち上がり、立ち下がりを検波することにより低減化を図ることができたが、図 4.4-2 や図 4.4-3 から、その影響を完全に無くすことはできないと推測されることから、漏れ込み量について考察する。図 4.4-4 には、測定結果と合わせて、(式 4.3) による CN 比の計算値についても示している。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{2\cdot B_N}\cdot\frac{\Delta F^2(f)}{f^2}\cdot\frac{1}{\frac{1}{C/N_{\mathrm{mod}}(f)}+\frac{1}{C/N_{ONU}}}\right) \quad [\mathrm{dB}] \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(式 4.3)}$$

なお、式中で用いた記号の意味は以下のとおりである。

C/N　：当該搬送波の搬送波のレベルと雑音のレベルとの差

f　：当該搬送波の搬送波周波数［MHz］

B_N　：雑音帯域幅

標準テレビジョン放送方式：4.0×10^6　［Hz］

デジタル有線テレビジョン放送方式：　5.3×10^6　［Hz］

標準デジタルテレビジョン放送方式：5.6×10^6　［Hz］

標準衛星デジタルテレビジョン放送方式又は広帯域伝送デジタル放送方式：

28.86×10^6　［Hz］

$\Delta F(f)$　：当該搬送波の周波数偏移量［$\mathrm{MHz}_{0\text{-}p}$/波］

$C/N_{mod}(f)$：当該搬送波に影響を及ぼす FM 変調器の単位周波数幅当たりの雑音特性［$1/\mathrm{Hz}^{-1}$］

C/N_{ONU}　：FM 伝送区間の単位周波数幅当たりの雑音特性［$1/\mathrm{Hz}^{-1}$］

であり、FM 伝送区間の単位周波数幅当たりの雑音特性 C/N_{ONU}は以下の式により求まる。

$$C/N_{ONU} = \frac{\frac{1}{2}\cdot\left(m\cdot R\cdot P_r\right)^2}{RIN\cdot\left(R\cdot P_r\right)^2 + 2\cdot e\cdot\left(I_{d0} + R\cdot P_r\right) + I_{eq}{}^2} \quad [1/\mathrm{Hz}^{-1}] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (式 4.4)$$

ただし、

m ： FM 一括変換信号の光変調度

R ： 受光素子の光-電気変換効率 ［A/W］

P_r ： 受光電力 ［W］

RIN ： 入力信号光の相対強度雑音（RIN） ［1/Hz］

e ： 電気素量（1.602 ×10^{-19}［C］）

I_{d0} ： 受光素子の暗電流 ［A］

I_{eq} ： 受光部の入力換算雑音 ［A/√Hz］

である。

（式 4.3）は、広帯域 CS デジタル放送の IF 信号の高周波側を除き CN 比の測定値をよく表しているが、広帯域 CS デジタル放送の IF の高周波側では計算値よりも測定値の方が劣化しており、このかい離は FM 信号からの漏れ込みに起因するものと考えられる。したがって、周波数帯域が約 1～2.1GHz の BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対しては、（式 4.3）に漏込み量の項を追加する必要がある。

ここで、この FM 信号からの漏れ込み量は FM 信号自体のスペクトル形状に依存し、FM 信号のスペクトル形状は伝送される多チャンネル信号の各キャリアのレベルやチャネルプランなどに依存することから、漏れ込み量は伝送される多チャンネル信号の各キャリアのレベルやチャネルプランに依存して変動する。さらに、漏れ込み量の定量的な算出のためには遅延検波後の波形に対してフーリエ変換によりスペクトル形状を求める必要があることから、漏れ込み量の定式化は難しく、したがって FM 一括変換信号における BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対する CN 比の定式化は困難である。このため、FM 一括変換方式における BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対する光信号による性能規定は、検討の対象外とした。

(3) 技術的条件

FM 一括変換方式における BS-IF 等パススルー伝送に係る技術的条件については、2007 年の情報通信審議会 情報通信技術分科会ケーブルテレビシステム委員会報告の「4.4 FM 一括変換方式による BS-IF 等パススルー伝送について」に、「なお、V-ONU 出力端子の搬送波のレベルと雑音（ヘッドエンドの変調波の入力端子から保安装置まで又は V-ONU 出力端子までのもの）のレベルとの差を測定する場合においては、4.3.1 の強度変調方式と同じ技術的条件を用いることが適当である。」とあることから、その記述に従うこととする。

ただし、4.4.1(2)で述べたとおり、BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対しての、光信号による性能規定を除く。

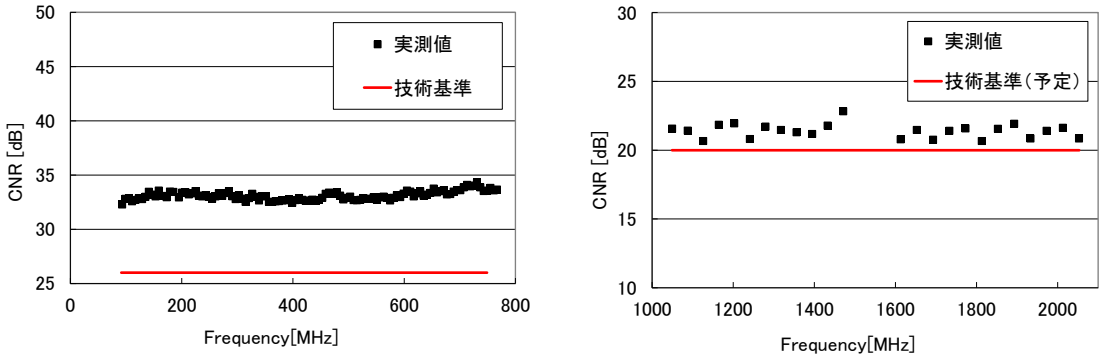
4.4.2　FM 一括変換方式による16APSKパススルー伝送について

(1) CN 比特性

16APSK については、4.3 章にあるように、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子における CN 比として、符号化率 7/9 の場合は 14dB 以上、符号化率 9/10 の場合は 18dB 以上の値を満たすことが適当である。

これに対して、FM 一括変換方式においては、4.4.1(2)に示すようにキャリア条件により漏れ込みの影響が異なることから、16APSK 信号を伝送する場合に 4.3 の技術的条件を満足できるかについての確認実験を行った。図 4.4-5 に測定結果の一例を示すように、キャリア条件等の調整により、BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号ともに、CN 比 20dB 以上の値が得られており、上記の要求 CN 比を満たせることが分かる。

以上より、FM 一括変換方式による 16APSK パススルー伝送が可能である。



※1 伝送キャリア数
64QAM112 キャリア、BSC824 キャリア
※2 V-ONU 受光電力：-12dBm
※3 BS 帯キャリアレベル：+2dB 調整
CS 帯キャリアレベル：+6dB 調整

図 4.4-5　測定結果（キャリア条件調整）

⑵ 技術的条件

FM 一括変換方式における 16APSK パススルー伝送に係る技術的条件については、4.4.1⑶と同様に、4.3 に記載の強度変調方式と同じ技術的条件を用いることが適当である。ただし、4.4.1⑵で述べたとおり、BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対しての、光信号による性能規定を除く。

（付録）諮問第 2023 号に対する放送システム委員会報告書における回線設計例

BS 回線設計（16APSK(7/9)　受信点：東京　受信アンテナ径：45cm）

項目	単位	晴天時	降雨時
衛星ＥＩＲＰ　Ｐｅ	dBW	60.0	60.0
出力バックオフ　Ｂｏ	dB	2.2	2.2
自由空間損失　Ｌｆ	dB	205.6	205.6
大気吸収減衰の合計	dB	0.2	3.6
大気減衰	dB	0.1	0.1
降雨減衰　Ｌｒ	dB	0.0	3.4
雲による減衰　Ｌｃ	dB	0.1	0.1
シンチレーション	dB	0.1	0.3
受信アンテナ口径　Ｄ	cm	45.0	45.0
受信アンテナ開口効率　η	%	70.0	70.0
受信アンテナ利得　Ｇｒ	dBi	33.5	33.5
ポインティング損失	dB	0.1	0.1
受信機入力　Ｃ	dB	-112.4	-115.8
p.f.d.	dBW/m2	-102.6	-102.6
ボルツマン定数　Ｋ	dB/Hz	-228.6	-228.6
アンテナ雑音温度	K	50.0	206.8
ＬＮＣ雑音指数　ＮＦ	dB	1.0	1.0
ＬＮＣ雑音指数　ＮＦ’	K	75.1	75.1
受信機雑音温度　Ｔ	K	125.1	281.9
受信機雑音温度　Ｔ’	dBK	21.0	24.5
性能指数　Ｇ／Ｔ	dB/K	12.5	9.0
受信帯域幅　Ｂ	MHz	33.7561	33.7561
受信帯域幅　Ｂ’	dB・Hz	75.3	75.3
雑音入力　Ｎ	dBW	-132.3	-128.8
交差偏波による干渉　Ｃ/Ｉ	dB	22.9	22.9
交差偏波ＥＩＲＰ	dBW	60.0	60.0
衛星受信（アップリンク）ＸＰＤ	dB	30.0	30.0
衛星送信（ダウンリンク）ＸＰＤ	dB	30.0	30.0
受信アンテナＸＰＤ	dB	25.0	25.0
ダウンリンク　Ｃ/Ｎ	dB	19.9	13.0
隣接チャンネル干渉	dB	60.3	60.3
総合　Ｃ/（Ｎ+Ｉ）	dB	18.1	12.6
所要　Ｃ/Ｎ	dB	12.6	12.6
システムマージン	dB	5.5	0.0
年間サービス時間率	%	－	99.93
最悪月サービス時間率	%	－	99.70

5　既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T 勧告 J.83 Annex C）に係る技術的条件

自主放送及び再放送における技術的条件と、光受信機等の技術的条件を示す。

5.1　既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（自主放送）

既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（自主放送）は、4Kフォーマットまでを基本とし、現行のデジタル有線テレビジョン放送方式の活用を基本としている。総務省情報通信審議会の一部答申（「放送システムに関する技術条件」のうち「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」、2014.3.25）の「狭帯域伝送」を基本とし、一般社団法人日本ケーブルラボにて策定された高度リマックス運用仕様（自主放送）等の各規定を踏まえ、現行の技術と同一とすることが適当な条件を準用して実現する。これにより、現行のケーブルテレビの放送サービスとの相互運用性をできる限り確保し、既存の設備等を最大限活用することで、ケーブルUHDTV放送サービスの早期な導入および運用を可能とすることを目的としている。

表5.1-1に本方式の主要パラメータを示す。また、自主放送のサービス例は8.4を参照のこと。

表5.1-1　既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（自主放送）の主要パラメータ

項目		内容
伝送路符号化	方式	ITU-T J.83 Annex C（64QAM、256QAM）
多重化	多重化方式	MPEG-2 TS
番組配列情報	PSI/SI	既存と同様(JLabs SPEC-017 等)
映像	解像度・走査方式	4K・60/P、59.94/P
	表色系	ITU-R BT.2020
	色深度	10 ビット
	符号化	ITU-T H.265 (Main 10 プロファイル)
音声	符号化	MPEG-2 AAC
その他	EPG	デジタル放送の標準方式に準ずる
	スクランブル	MULTI2、AES、Camellia

5.2　既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（再放送）

再放送対象信号が J.83 Annex C の単一搬送波で再放送可能で、かつ、多重化方式が MPEG-2 TS 方式の場合は、再放送の際に従来の TSMF（J.183 方式）と拡張 TSMF（第 6 章の複数搬送波伝送方式）のいずれも使用することができる。

また、再放送対象信号が J.83 Annex C の単一搬送波で再放送可能で、かつ、多重化方式が MMT/TLV の場合には、複数搬送波伝送方式により 6.6.1 に基づき対応可能となる。

なお、上記いずれの多重化方式においても、複数搬送波伝送方式を使用する場合は、搬送波数を 1 とすることにより対応する。

再放送のサービス例は 8.3(3)を参照のこと。

5.3　光受信機等の技術的条件

本項は、UHDTV であるか否かにかかわらず適用される。

5.3.1　光受信機出力等における技術的条件

デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式および 256QAM 方式において、光受信機から出力ならびに保安装置出力の電気信号により性能規定する場合の技術的条件は、表 5.3-1 および表 5.3-2 に示した光受信機出力（保安装置出力も同じ）の CN 比と、その前提となる映像信号搬送波のレベルの変動、光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）とする。

表 5.3-1　光受信機出力ならびに保安装置出力(64QAM)

<table>
<tr><th></th><th colspan="3">デジタル有線テレビジョン放送（64QAM 方式）</th></tr>
<tr><td>映像信号搬送波のレベルの変動</td><td colspan="3">1 分間において 3dB 以内（既存）</td></tr>
<tr><td rowspan="2">搬送波のレベルと雑音のレベルとの差
（CN 比）</td><td>有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令第 12 条第 2 項第 1 号（既存）</td><td>宅内・棟内配線の CN 比が 45dB 以上の場合</td><td>光受信機出力 CN 比
26dB 以上</td></tr>
<tr><td>＜追加規定＞</td><td>宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合</td><td>光受信機出力 CN 比
27dB 以上</td></tr>
</table>

(理由)

標準テレビジョン放送(NTSC)のサービス停止を考慮し、デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式の棟内伝送路の CN 比は 33dB を基準とした規定を追加する。受信者端子の CN 比 26dB よりを逆算すると 27.0dB、これより、光受信機出力ならびに保安装置出

力の CN 比は 27dB とした。

表 5.3-2　光受信機出力ならびに保安装置出力（256QAM）＜追加規定＞

	デジタル有線テレビジョン放送（256QAM 方式）	
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 39dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 36dB 以上

(理由)

デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式の棟内伝送路の CN 比は 39dB を基準とした規定を追加する。受信者端子の CN 比 34dB よりを逆算すると 35.7dB、これより、光受信機出力ならびに保安装置出力の CN 比は切り上げて 36dB とした。

なお、本件に併せて、既存の標準デジタルテレビジョン放送方式においても修正する。標準デジタルテレビジョン放送方式（OFDM 方式）の光受信機からの出力ならびに保安装置出力の電気信号により性能規定する場合の技術的条件は、表 5.3-3 に示した光受信機出力（保安装置出力も同じ）の CN 比と、その前提となる映像信号搬送波のレベルの変動、光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）とする。

表 5.3-3　光受信機出力ならびに保安装置出力(OFDM)

	標準デジタルテレビジョン放送（OFDM）		
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内（既存）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令第 12 条第 2 項第 1 号（既存）	宅内・棟内配線の CN 比が 45dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 24dB 以上
	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 25dB 以上

(理由)

標準テレビジョン放送(NTSC)のサービス停止を考慮し、標準デジタルテレビジョン放送(OFDM)方式の棟内伝送路の CN 比は 33dB を基準とした規定を追加する。受信者端子の

CN 比 24dB よりを逆算すると 24.6dB、これより、光受信機出力ならびに保安装置出力の CN 比は切り上げて 25dB とした。

5.3.2　光受信機入力における技術的条件

デジタル有線テレビジョン放送 64QAM 方式および 256QAM 方式において、光受信機に入力される光信号により性能規定する場合の技術的条件は、光受信機入力の光レベル等から式 5.1 により求めた光受信機出力の推定 CN 比により規定する。前提となる光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）に対する光受信機出力の推定 CN 比は表 5.3-4 および表 5.3-5 の通りとする。

表 5.3-4　光信号により性能規定する光受信機入力（64QAM）

	デジタル有線テレビジョン放送（64QAM 方式）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 28dB 以上

（理由）

標準テレビジョン放送(NTSC)のサービス停止を考慮し、デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式の棟内伝送路の CN 比は 33dB を基準とした規定を追加する。光受信機出力の CN 比は 27.0dB、これを CN 比 32dB の FTTH 伝送路で HE へさかのぼると 28.6dB となる。28.6dB に信号偏差 2dB を加えた 34dB の FTTH 伝送路で光受信機へ下ると 27.5dB、切り上げて推定 CN 比は 28dB とした。

表 5.3-5　光信号により性能規定する光受信機入力（256QAM）＜追加規定＞

	デジタル有線テレビジョン放送（256QAM 方式）	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が、39dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 37dB 以上

（理由）

デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式の棟内伝送路の CN 比は 39dB を基準とした規定を追加する。光受信機出力の CN 比は 35.7dB、これを CN 比 38dB の FTTH 伝送路で HE へさかのぼると 39.4dB となる。39.4dB に信号偏差 2dB を加えた 40dB の FTTH

伝送路で光受信機へ下ると 36.7dB、切り上げて推定 CN 比は 37dB とした。

なお、本件に併せて、既存の標準デジタルテレビジョン放送方式においても修正する。標準デジタルテレビジョン放送方式（OFDM 方式）の光受信機に入力される光信号により性能規定する場合の技術的条件は、光受信機入力の光レベル等から式 5.1 により求めた光受信機出力の推定 CN 比により規定する。前提となる光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）に対する光受信機出力の推定 CN 比は表 5.3-6 の通りとする。

表 5.3-6　光信号により性能規定する光受信機入力（OFDM）

	標準デジタルテレビジョン放送（OFDM）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差（CN 比）	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 25dB 以上

(理由)

標準テレビジョン放送(NTSC)のサービス停止を考慮し、標準デジタルテレビジョン放送(OFDM)方式の棟内伝送路の CN 比は 33dB を基準とした規定を追加する。光受信機出力の CN 比は 24.6dB、これを CN 比 32dB の FTTH 伝送路で HE へさかのぼると 25.5dB となる。25.5dB に信号偏差 2dB を加えた 34dB の FTTH 伝送路で光受信機へ下ると 24.9dB、切り上げて推定 CN 比は 25dB とした。

注：表 5.3-4、表 5.3-5 および表 5.3-6 の「推定 CN 比」は以下の式から求める。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot\left(m_k\cdot R\cdot P_s\right)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\left\{RIN_n\cdot\left(R\cdot P_n\right)^2+2\cdot e\cdot R\cdot P_n\right\}+2\cdot e\cdot I_{d0}+I_{eq}{}^2}\right) \quad \text{[dB]} \qquad (式\ 5.1)$$

ここで

B_N ： 雑音帯域幅
（デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式
：5.30×10^6 [Hz]
デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式
：5.30×10^6 [Hz] ）
標準デジタルテレビジョン放送方式
：5.60×10^6 [Hz] ）

m_k ： 当該搬送波の光変調度

R ： 受光素子の光から電気への変換効率 [A/W]

N_T ： 同時に伝送している光信号の波数

P_s ： 当該搬送波で変調している光信号の受光電力 [W]

P_n ： n 番目の光信号の受光電力 [W]

RIN_n ： n 番目の入力光信号の相対強度雑音
（RIN : Relative Intensity Noise） [1/Hz]

e ： 電気素量（1.602×10^{-19} [C]）

I_{d0} ： 受光素子の暗電流 [A]

I_{eq} ： 受光部の入力換算雑音 [A/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$]

また、1 つの光信号に対する全光変調度 M、k 番目搬送波の光変調度 m_k、および伝送搬送波数 K は式 5.2 の関係にある。

$$M = \sqrt{\sum_{k=1}^{K} m_k^{\,2}} \qquad \text{（式 5.2）}$$

式 5.1 において、1 波長のみを使用する場合は $P_s = P_1$ 及び $N_T = 1$ として算出する。

5.3.3 FM 一括変換方式における既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T勧告J.83 Annex C）等に係る技術的条件

FM 一括変換方式における既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T 勧告 J.83 Annex C）等に係る技術的条件については、5.3.1 及び 5.3.2 に記載の強度変調方式と同じ技術的条件を用いることが適当である。

ただし、光受信機出力の推定 CN 比は、（式 4.3）より、

B_N ：雑音帯域幅
（デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式 ：5.30×10^6 [Hz]
デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式 ：5.30×10^6 [Hz]
標準デジタルテレビジョン放送方式 ：5.60×10^6 [Hz] ）

として求めるものとする。

6　複数搬送波伝送方式（ITU-T 勧告 J.183）に係る技術的条件

6.1　本方式の概要

複数搬送波伝送方式は、図 6.1-1 に示すように複数 TS 伝送方式の 1 搬送波(64 QAM/256 QAM)の伝送容量を超えるストリーム（TS もしくは TLV）を複数の搬送波を用いて分割伝送し、受信機で合成する方式である。分割した大容量ストリームの一部と既存のデジタル放送の TS パケットを区別して同一フレーム内に多重化することも可能である。

本方式を実現するため、既存の複数 TS 多重フレーム(TSMF)*を拡張する。以下の説明では、拡張する複数 TS 多重フレームを” 拡張 TSMF（Extended TSMF）”と称する。

また、複数搬送波伝送方式の信号を受信するため、新たに有線複数搬送波伝送分配システム記述子(channel_bonding_cable_delivery_system_descriptor)　を定義する。

*TSMF: Transport Stream Multiplexing Frame (ITU-T J.183)

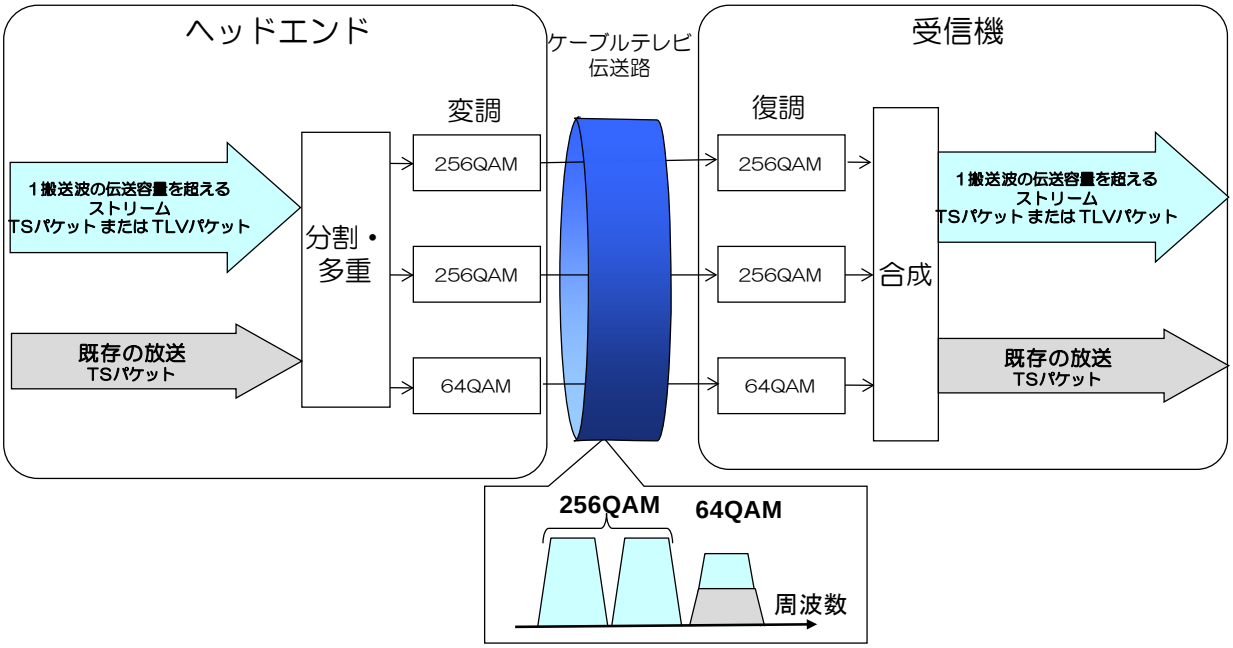


図 6.1-1　複数搬送波伝送方式の概要

（拡張TSMFを適用して２つの256 QAMと１つの64 QAMで分割伝送する例）

6.2　変調方式及び伝送路符号化方式

複数搬送波伝送方式で送信する分割したストリームの伝送路符号化方式は、既存のデジタル有線テレビジョン放送方式の伝送路符号化方式と同一とする。シンボルクロックは搬送波群を構成する各搬送波で同期しているものとする。

（理　由）

複数搬送波伝送方式の各搬送波は、既存のデジタル有線テレビジョン放送方式と同一の伝送路符号化方式（変調方式、ロールオフ率、エネルギー拡散方式、誤り訂正方式、インターリーブ方式、フレーム同期信号、フレーム構造）を用いることにより、図6.2-1に示すように、既存のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じ信号形式として処理することが可能でありこれまでに開発してきた技術や規格を活用することが可能であることが、実証実験(注)により確認された。

先頭バイトの値が0x47で188バイトのデータ列を採用することにより、単一TS伝送方式や複数TS伝送方式と同様に複数搬送波伝送方式を既存の伝送路符号化方式で扱うことが可能である。搬送波群を構成する各搬送波のシンボルクロックを同期させることで送受信機の構成を簡素化できる。

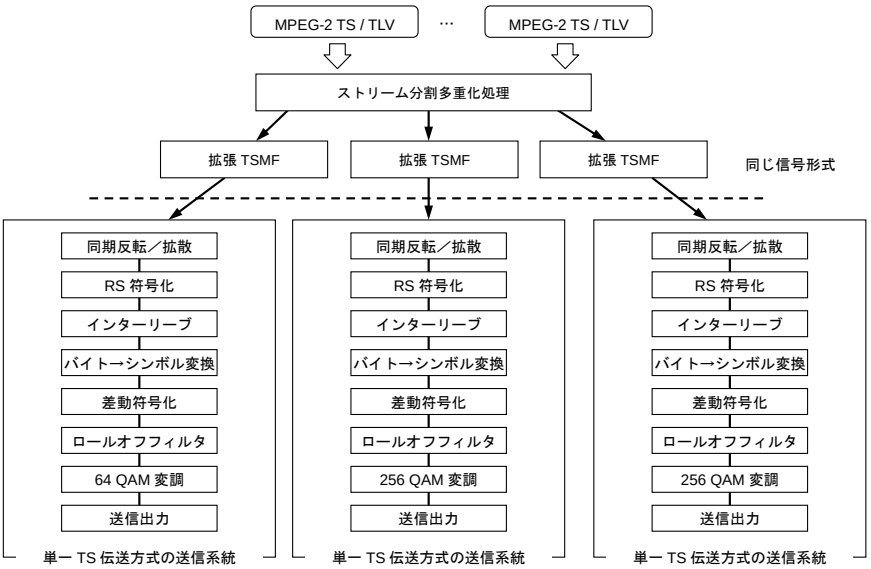


図 6.2-1　複数搬送波伝送方式

（大容量のストリームを１つの 64 QAM と２つの 256 QAM に分割して伝送する例）

(注) 複数搬送波伝送方式によるデジタル有線テレビジョン放送の実現性を実証するため、伝送方式（案）に基づいて試作した送信装置および受信装置により、平成26年10月、JCTEAのTG1で実施した伝送実験。

6.3　拡張TSMF多重フレームヘッダ(Extended_TSMF_header)

拡張TSMF多重フレームヘッダの構成を図6.3-1に示す。各領域の値は、最上位ビットを先頭として格納する。また、単位のない数はその領域のビット数を示す。以下、同様とする。

拡張情報以外の情報を基本情報とする。基本情報の構成は、TSMFと同様である。

（理　由）

一定の制約のもとでは、TSMFを受信可能な既存の受信機により、多重されている一部のストリームを受信することができ、既存の複数TS伝送方式との互換性を持たせることが可能である。

パケットヘッダ	多重フレーム同期信号	変更指示	スロット情報	識別子／相対ストリーム番号対応情報	送受信制御情報	相対ストリーム番号／スロット 対応情報	拡張情報	CRC
32	16	3	21	480	32	208	680	32

図 6.3-1 拡張TSMF多重フレームヘッダの構成

6.3.1　シンタックス（符号化データ列の規則）

表6.3-1に概要を示す。

表 6.3-1　拡張TSMF多重フレームヘッダのシンタックス概要

（名称）		（説明）	
パケットヘッダ		同期バイト、frame_PID、および連続性指標	
frame_sync		多重フレーム同期信号	
version_number		変更指示	
relative_stream_number_mode		スロット配置法の区別	
frame_type		多重フレーム形式の区別	※
stream_status		相対ストリーム番号に対する有効、無効指示	
stream_id／original_network_id		識別子／相対ストリーム番号対応情報	
receive_status		ヘッドエンドでの受信状態	
reserved_for_ future_use		未定義	
emergency_indicator		緊急警報指示	
relative_stream_number		相対ストリーム番号対スロット対応情報	※
拡張情報	earthquake_early_warning	地上波デジタル放送の地震動警報情報	
	stream_type	ストリーム種別（TS または TLV を区別）	※
	group_id	搬送波群の識別	※
	number_of_carriers	搬送波群を構成する搬送波の総数	※
	carrier_sequence	搬送波の復調出力の合成順	※
	number_of_frames	拡張 TSMF のフレーム数	※
	frame_position	拡張 TSMF のフレーム位置情報	※
	field_for_extension	拡張用フィールド（未定義）	※
CRC		誤り検出	

注1　※TSMF 多重フレームヘッダに追加または改定する部分

6.3.2　拡張 TSMF のシンタックス

表6.3-2に拡張TSMFのシンタックスを示す。

表 **6.3-2** 拡張 **TSMF** のシンタックス

シンタックス	ビット数	ニーモニック
Extended_TSMF_header (){		
sync_byte	8	ビット列
‘000’	3	ビット列
frame_PID	13	符号無し整数
‘0001’	4	ビット列
continuity_counter	4	符号無し整数
reserved_for_future_use	3	符号無し整数
frame_sync	13	ビット列
version_number	3	符号無し整数
relative_stream_number_mode	1	ビット列
frame_type	4	符号無し整数
for(i=0; i<N; ++i){		N=15
stream_status[i]	1	ビット列
}		
reserved_for_future_use	1	
for(i=0; i<N; ++i){		N=15
stream_id[i]	16	符号無し整数
original_network_id [i]	16	符号無し整数
}		
for(i=0; i<N; ++i){		
receive_status[i]	2	ビット列
}		
reserved_for_future_use	1	
emergency_indicator	1	ビット列
for(i=0; i<N; ++i){		N=52
relative_stream_number[i]	4	符号無し整数
}		
earthquake_early_warning	204	ビット列
'0000'	4	ビット列
for(i=0; i<N; ++i){		N=15
stream_type [i]	1	ビット列
}		
'0'	1	ビット列

group_id	8	符号無し整数
number_of_carriers	8	符号無し整数
carrier_sequence	8	符号無し整数
number_of_frames	4	符号無し整数
frame_position	4	符号無し整数
field_for_extension	424	
CRC	32	符号無し整数
}		

6.3.3　基本情報

6.3.3.1　パケットヘッダ

図6.3-2に、パケットヘッダの構成を示す。パケットヘッダを構成する32ビットは、シンタックスをTSパケットと共通にして、拡張TSMF多重フレームヘッダをTSパケットと同様に扱えるようにしている。

同期バイト 0x47	‘000’	多重フレームPID	‘0001’	連続性指標
8	3	13	4	4

図 6.3-2 パケットヘッダの構成

（理　由）

既存のデジタル有線テレビジョン放送方式と同一の変調方式を用いることにより、これまでに開発してきた技術や規格を活用することが可能である。単一ＴＳ伝送方式、複数ＴＳ伝送方式とともに複数搬送波伝送方式を同一の変調器で運用することができる。

(1) 同期バイト (sync_byte)

sync_byteは、8ビットのフィールドである。値は0x47とする。またsync_byteからcontinuity counterまでの32ビットは、シンタックスをTSパケットと共用して拡張TSMF多重フレームヘッダをTSパケットと同様に扱えるようにしている。

（理　由）※既存の TSMF と同じ

既存のデジタル有線テレビジョン放送方式の伝送路符号化方式を用いるため、拡張TSMF多重フレームヘッダの先頭の１バイトは、TSパケットの同期バイトと同じ値を用いる必要がある。

(2) 多重フレームPID　(frame_PID)

多重フレームPIDは、13ビットのフィールドである。値として0x002Fを用いることがJCTEAおよびARIBにより確認されている。

（理　由）※既存の TSMF と同じ

多重フレームPIDは、拡張TSMFの多重フレームヘッダを確実に識別するため、他のスロットで使われるPIDとは異なる値を用いる。平成23年総務省告示第311号によれば、デジタル有線テレビジョン放送方式の多重フレームヘッダ情報の構成のうち多重フレームPIDは、0x0011 から0x002F までの中から割当てるものとすると定められている。

なお平成11年12月24日、JCTEAと ARIB衛星デジタル放送開発部会共通分科会多重化作業班との間で、0x002Fをケーブルテレビ用のPIDとすることが確認され、JCTEA STD-002 "デジタル有線テレビジョン放送多重化装置"およびARIB STD-B10"デジタル放送における番組配列情報の構成及び識別子の運用基準"に規定されている。

(3) 連続性指標 (continuity_counter)

continuity_counterは、多重フレームごとに１ずつ増加する4ビットのフィールドである。continuity_counterが最大の場合、次は0x0とする。

（理　由）※既存の TSMF と同じ

連続性指標をTSパケットのヘッダ部分と同様の構造として設けることで、拡張TSMF多重フレームヘッダの脱落等を検出することを可能としている。

6.3.3.2　多重フレーム同期信号 (frame_sync)

図6.3-3に、多重フレーム同期信号の構成を示す。frame_syncは、13ビットのフィールドである。その値は、0x1A86とし、拡張TSMF多重フレーム毎に全ビットを反転させる。反転したframe_syncの値は、0x0579である。frame_PIDとともに多重フレームヘッダを識別するために用いることができる。

未定義	多重フレーム同期信号
3	13

図 6.3-3 多重フレーム同期信号の構成

（理　由）※既存の TSMF と同じ

多重フレーム同期信号の値は、‘0’及び‘1’の数がほぼ均等であり、ビット毎の

同値連続が長くならないような値である。

また、多重フレーム毎に全ビットを反転させることは、多重フレームの疑似同期の確率を減らすのに有効であるため採用している。

6.3.3.3　変更指示 (version_number)

図6.3-4に、変更指示の構成を示す。version_numberは、拡張TSMF多重フレームヘッダの情報に変更があった場合に1ずつ増加する3ビットのフィールドである。version_number値が最大値の場合、次の値は0x0とする。拡張TSMF多重フレームヘッダの情報の変更と伝送誤りを区別するために利用できる。

変更を調べる対象となる領域は、version_numberの直後から拡張情報のnumber_of_framesまでの領域とする。但し、地上波デジタル放送による地震動警報情報AC信号を送るための領域（拡張情報の先頭に位置する204ビット）を除く。

変更指示
3

図 6.3-4 変更指示の構成

（理　由）

拡張TSMF多重フレームヘッダの情報に変更があったのか、伝送誤りなのかを区別するために必要である。TSMFと異なり、拡張TSMFでは変更を調べる対象に拡張情報のnumber_of_framesまでの領域を含めることが適当である。尚、地上デジタル放送に含まれる一部信号である地震動警報情報の再放送については、有線テレビジョン放送事業者の運用と独立させることが望ましい。このため、変更を調べる対象の領域から除くこととした。

6.3.3.4　スロット情報

図6.3-5にスロット情報の構成を示す。

スロット配置法の区別	多重フレーム形式	相対ストリーム番号 1に対する 有効、無効指示	相対ストリーム番号 2に対する 有効、無効指示	……	相対ストリーム番号 15に対する 有効、無効指示	未定義 ‘1’
1	4	1	1		1	1

図 6.3-5 スロット情報の構成

(1) スロット配置法の区別 (relative_stream_number_mode)

スロット割当を区別するための１ビットのフィールドであり、その値を表6.3-3に示

す。毎多重フレームで同じスロットに割り当てる「静的割り当て法」のとき、relative_stream_number_modeの値は'0'とする。将来、それ以外の割り当て法が規定される可能性を考慮して値'1'をreserved_for_future_useとする。

表 6.3-3 スロット配置法の区別

値	意味
'0'	静的割当
'1'	reserved_for_future_use

（理　由）※既存の TSMF と同じ

平成12年のJCTEAにおける複数TS伝送方式の実証実験で確認された「静的割当」を規定し、値を'0'とする。将来、それ以外の割当法が規定される可能性を考慮して、値'1'をreserved_for_future_useとしている。

(2) 多重フレーム形式 (frame_type)

frame_typeは多重フレームの形式（多重フレーム長、最大多重ストリーム数の組、ならびに複数TS伝送方式もしくは複数搬送波伝送方式の運用）を指定する4ビットのフィールドであり、その値を表6.3-4に示す。

0x1:　複数TS伝送方式の信号のみをTSMFに多重化する場合、もしくは複数搬送波伝送方式の信号の一部と複数TS伝送方式の信号を拡張TSMFに多重化する場合。

0x2:　複数搬送波伝送方式の信号のみを多重化する場合。

表 6.3-4 多重フレーム形式

値	［多重フレーム長、最大多重ストリーム数］
0x1	［53、15］
0x2	［53、15］ 複数TS伝送方式で受信できない
0xF	使用しない
その他	未定義

frame_type は、原則として有線複数搬送波伝送分配システム記述子の値と同じ値を用いる。ただし、表 6.3-4 に記載されている”多重フレーム化なしの単一 TS 伝送”を

意味する値 0xF は、多重フレームヘッダ内の frame_type の値として使用されることは無い。

（理　由）

0x1はTSMFによる従来の複数TS伝送方式の運用に加えて、拡張TSMFによる複数搬送波伝送方式の運用を可能とした。frame_typeが0x1のときは、複数TS伝送方式のみに対応する受信機であっても、TSMFに準じて多重されたストリームを受信することができる。

0x2は拡張TSMFによる複数搬送波伝送方式のみ運用されている場合を示す。frame_typeが0x2のときは、複数TS伝送方式のみに対応する受信機は、多重されたいずれのストリームも受信しようとすると不具合が生じる可能性があるため、この多重フレームを無視することが望ましい。

有線複数搬送波伝送分配システム記述子において0xFは単一TS伝送方式の多重フレーム形式番号として割り当てられているため、多重フレームヘッダ内の多重フレーム形式の値としては0xFは使用しないこととした。

(3) 相対ストリーム番号に対する有効、無効指示 (stream_status)

この表は、stream_id/original_network_idの表の各要素が有効か無効かを示すものである。表の大きさは、frame_typeで指定される最大多重ストリーム数(=15)とする。各要素は1ビットのフィールドであり、その値を表6.3-5に示す。最初の要素は相対ストリーム番号が 1 に対応し、以下相対ストリーム番号の順に対応させる。

表 6.3-5　相対ストリーム番号に対する有効、無効指示

値	意味
'0'	無効
'1'	有効

（理　由）

拡張TSMFの各スロットにはTSパケットまたは分割されたTLVのいずれかを多重することができる。そこで、既存のTSMFのフレームヘッダ情報におけるTS_statusをstream_statusと称することとした。ストリームまたは相対ストリーム番号に対する有効、無効指示は、実際に多重するストリーム（TSまたはTLV）の数が最大多重ストリーム数よりも少ない場合、各ストリームが受信可能かどうかを示すために必要である。

6.3.3.5　識別子／相対ストリーム番号対応情報(stream_id/original_network_id)

図6.3-6に識別子／相対ストリーム番号対応情報の構成を示す。多重するストリーム

（TSまたはTLV）は、相対ストリーム番号を用いて間接的にstream_id／original_network_idと対応させる。この表は、相対ストリーム番号とstream_id／original_network_idの対応を示す。表の大きさは、frame_typeで指定される最大多重ストリーム数(=15)とする。表の各要素は、stream_idとoriginal_network_id（各16ビット）をこの順に指定する。

stream_idは、TSの場合TS_idとし、TLVの場合TLV_idとする。

相対ストリーム番号１に対するストリーム識別及びオリジナルネットワーク識別	相対ストリーム番号２に対するストリーム識別及びオリジナルネットワーク識別	相対ストリーム番号３に対するストリーム識別及びオリジナルネットワーク識別	……	相対ストリーム番号15に対するストリーム識別及びオリジナルネットワーク識別
32	32	32		32

図 6.3-6　識別子／相対ストリーム番号対応情報の構成

（理　由）

TSまたはTLVとスロットとの関係を示すために相対ストリーム番号を使用している。相対ストリーム番号とストリーム識別／オリジナルネットワーク識別とを対応させるために必要である。

6.3.3.6　送受信制御情報

図6.3-7に送受信制御情報の構成を示す。

相対ストリーム番号１に対する受信状態	相対ストリーム番号２に対する受信状態	……	相対ストリーム番号15に対する受信状態	未定義 ‘1’	緊急警報指示
2	2		2	1	1

図 6.3-7 送受信制御情報の構成

6.3.3.7　受信状態(receive_status)

ヘッドエンドで各ストリーム(TSまたはTLV)の受信状態を示す表である。表の大きさは、frame_typeで指定される最大多重ストリーム数（＝15）とする。各要素は、2ビットのフィールドであり、その値を表6.3-6に示す。最初の要素は相対ストリーム番号が1に対応し、以下相対ストリーム番号の順に対応させる。各要素の値は、良い状態か

ら悪い状態を、'00'、'01' 、'10'の順に対応させる。

なお、各受信状態の定義や受信装置の動作は、運用上の課題とする。

表 6.3-6 受信状態

値	意味
'00'	受信状態（’00’、’01’、’10’の順で良い状態から悪い状態を表す）
'01'	
'10'	
'11'	未定義

（理　由）※既存の TSMF と同じ

受信機でヘッドエンドにおける受信状態を知る手段を設けることにより、BSデジタル放送および高度BSデジタル放送が階層化サービスを行っている場合、受信機が階層化サービスを受信する際にその情報を利用できるようにするために必要である。

6.3.3.8　緊急警報指示(emergency_indicator)

emergency_indicator は、デジタル放送の TMCC 内で送られてくる起動制御信号を格納する 1 ビットのフィールドであり、その値を表6.3-7に示す。デジタル放送の複数の搬送波からのストリームを一つの多重フレームに多重したとき、いずれかの搬送波で起動制御が行われる場合に、emergency_indicatorは「起動制御が行われている」を示す'1'とする。受信装置の動作は運用上の課題とする。

表 6.3-7 緊急警報指示

値	意味
'0'	起動制御が行われていない
'1'	起動制御が行われている

（理　由）※既存の TSMF と同じ

BSデジタル放送、広帯域CSデジタル放送、高度BSデジタル放送、地上デジタル放送の起動制御信号が、一搬送波（例えば、BSデジタル放送では一中継器、地上デジタルテレビジョン放送では6 MHz帯域幅）当たり 1 ビット割り当てられている。この情報を伝送するために必要である。

6.3.3.9　相対ストリーム番号対スロット対応情報 (relative_stream_number)

図6.3-8に、相対TS番号／スロット対応情報の構成を示す。多重フレームの各スロッ

トに格納された TSまたはTLV分割パケットの相対ストリーム番号を示す。表の大きさは、frame_typeで指定される多重フレーム長（＝53）から多重フレームヘッダのスロット数（=1）を減じた値とする。各要素は 4ビットのフィールドであり、値の最小値は1、最大値はframe_typeで指定される最大多重ストリーム数（=15)とする。TSまたはTLV分割パケットを配置していないスロットに対応する要素の値は 0x0とする。最初の要素は拡張TSMF多重フレームヘッダの直後のスロットに対応し、以下スロットの順に対応させる。

スロット１に対する相対ストリーム番号	スロット２に対する相対ストリーム番号	スロット３に対する相対ストリーム番号	……	スロット51に対する相対ストリーム番号	スロット52に対する相対ストリーム番号
4	4	4		4	4

図 6.3-8 相対ストリーム番号／スロット対応情報の構成

（理　由）

多重フレーム内に複数のストリーム(TSまたはTLV)を多重するために、各ストリームが多重フレーム内のどのスロットに配置されているかを明示する必要がある。多重するストリームとスロット位置の関係は、スロット毎にストリーム識別とオリジナルネットワーク識別を直接記述することより、相対ストリーム番号を用いて間接的に対応させる方が伝送効率が高い。最大ストリーム数が15であるので４ビットの相対ストリーム番号を使用することで各ストリームを識別できる。

6.3.3.10 CRC

図6.3-9に、CRCの構成を示す。CRCは、CRC値を格納するための32ビットのフィールドである。CRC値は、ISO/IEC 13818-1 Annex:Bで定義するデコーダにおいて、多重フレームヘッダのうち先頭の４バイトを除いた184バイトをレジスタに入力した時のレジスタ出力がゼロになる値である。

CRC
32

図 6.3-9 CRC の構成

（理　由）※既存の TSMF と同じ

拡張TSMF多重フレームヘッダの伝送誤りの検出に使用するために必要である。静的割当では多重フレームヘッダの内容変更の頻度は低いため、誤りが検出された際に前多重フレームヘッダの内容を利用することが可能である

6.3.4　拡張情報

図6.3-10に、拡張情報の構成を示す。このフィールド（680ビット）に複数搬送波伝送方式を運用するために必要な情報を多重する。

地震動警報情報	'0000'	ストリーム種別	'0'	搬送波群の識別	搬送波の総数	搬送波の順序	フレーム数	フレーム位置情報	拡張用フィールド
204	4	15	1	8	8	8	4	4	424

図 6.3-10 拡張情報の構成

6.3.4.1　地震動警報情報 (earthquake_early_warning)

図6.3-11に地震動警報情報の構成を示す。既存のTSMFにおける拡張情報（680ビット）の先頭204ビットを地上波デジタル放送の地震動警報情報を送るための領域として特定し、他の用途に用いないこととする。地上波デジタル放送の再放送で地震動警報情報を伝送するためのＡＣ信号を併せ送らない場合は、全ビット'1'とする。

地震動警報情報

204

図 6.3-11 地震動警報情報の構成

（理　由）

平成23年 総務省告示第311号[1]により、有線一般放送の品質に関する技術基準のうち、地震動警報情報を併せ送る地上デジタル放送を複数TS伝送方式で再放送するときに、地震動警報情報を配置する位置を定める規定が追加された。

---

[1]標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式（平成 23 年総務省令第 87 号） 第 22 条第 2 項に規定する地震動警報情報を伝送するための AC　信号*1 を併せ送る放送を再放送する場合において、当該放送に当該 AC 信号を併 せ送るときは、拡張領域の先頭 204 ビットに AC シンボルを配置するものとする。
*1：「地上デジタルテレ ビジョン放送の伝送方式標準規格」 ARIB STD-B31 の 3.16 で示される AC(Auxiliary Channel)参照

6.3.4.2　ストリーム種別 (stream_type)

relative_stream_number毎に、ストリームがTSであるかTLVであるかを識別する1ビットのフィールドである。表の大きさは、frame_typeで指定される最大多重ストリーム数(=15)とする。各要素は1ビットのフィールドであり、その値を表6.3-8に示す。relative_stream_numberに対応する領域にストリームが無い場合、stream_typeの値は、'1'とする。

表 6.3-8 ストリーム種別

値	意味
'0'	TLVパケット
'1'	TSパケット またはストリームが無い場合

（理　由）

拡張TSMFの各スロットにはTSパケットまたは分割されたTLVパケットのいずれかを多重することができる。このため、各スロットに多重されている信号種別を明示する必要がある。この表では相対ストリーム番号に対応するストリーム種別を示す値、すなわちTLVパケットの場合には'0'、TSパケットまたはストリームが無い場合には'1'の値を用いることとした。これらは、相対ストリーム番号に対する有効、無効指示(stream_status)と合わせて用いる。

6.3.4.3　搬送波群の識別 (group_id)

図6.3-12に、搬送波群の識別の構成を示す。拡張TSMFを伝送する搬送波を含む搬送波群を識別する情報を示す8ビットのフィールドである。値'0'は用いないこととする。複数搬送波伝送方式で伝送される各ストリームは、それぞれ一つの搬送波群に属する搬送波のみで伝送する。一つのストリームを複数の搬送波群にまたがって伝送することはしない。

搬送波群の識別

8

図 6.3-12　搬送波群の識別の構成

（理　由）

搬送波群の識別により、受信機はストリームを再生しようとするとき、どの複数の

搬送波を受信すればよいかを知ることができる。

6.3.4.4　搬送波の総数 (number_of_carriers)

図6.3-13に、搬送波の総数を示す。複数搬送波伝送される各搬送波群に属する搬送波の総数を示す8ビットのフィールドである。値の最小値は2、最大値は255である。値'0'および'1'は用いない。

搬送波の総数
8

図 6.3-13　搬送波の総数の構成

（理　由）

受信機が、ある搬送波群に含まれるすべての搬送波を検知するために、全搬送波を掃引して搬送波群の識別をしようとするとき、その搬送波群に含まれる搬送波の総数を知ることができる。有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令では、ケーブルテレビの搬送波の周波数が定められている。90 MHzから770 MHzの範囲に適用するケーブルテレビの搬送波の数は113ある。このため、8ビットのフィールドにより最大値255まで適用できるようにした。

6.3.4.5　搬送波の順序 (carrier_sequence)

図6.3-14に、搬送波の順序を示す。受信機で複数の搬送波を復調した出力から、ストリームを再生するための合成の順序を示す8ビットのフィールドである。値の最小値は1、最大値は255である。値'0'は用いない。

搬送波の順序
8

図 6.3-14　搬送波の順序の構成

（理　由）

受信機が、複数の搬送波で分割して伝送されているストリームを、元のストリームに再生するとき、合成するための順番を知るために必要である。number_of_carriersの最大値に対応させるため、8ビットのフィールドを用いることとした。

6.3.4.6　フレーム数 (number_of_frames)

複数搬送波伝送方式において、複数の拡張TSMFで構成されるフレーム（以下、スー

パーフレーム）を定義する。number_of_framesは、スーパーフレームに含まれる、一つの搬送波の拡張TSMFの数を示す4ビットのフィールドであり、その値を表6.3-9に示す。64 QAMの搬送波では、スーパーフレームは3つの拡張TSMFで構成される。256 QAMの搬送波では、スーパーフレームは4つの拡張TSMFで構成される。その他の値は未定義とする。

表 6.3-9　フレーム数

値	意味
0x03	3
0x04	4
その他	未定義

（理　由）

搬送波群に変調方式の異なる搬送波が含まれる場合、それぞれの伝送速度が異なるため、複数の搬送波で分割して伝送されているストリームを元のストリームに再生するとき、相互を同期させることが必要になる。それを実現するためにスーパーフレームを導入した。受信機で各搬送波を同期させるためには、それぞれのスーパーフレームのサイズを知る必要がある。

将来の拡張性を考慮し、フィールドの領域を4ビットとして、スーパーフレームの長さを最大15まで適用できるようにした。

6.3.4.7　フレーム位置情報 (frame_position)

図6.3-15に、フレーム位置情報の構成を示す。frame_positionは、当該拡張TSMFがスーパーフレーム内の何番目に配置されているかを示す位置情報であり、4ビットのフィールドである。値は、スーパーフレーム内の時刻順に最小値は0、最大値は'number_of_frames-1'を用いる。その他の値は未定義とする。

フレーム位置情報
4

図 6.3-15　フレーム位置情報の構成

（理　由）

上述のように、複数の搬送波で分割して伝送されているストリームを元のストリームに再生するとき、相互を同期させることが必要になる。受信機で各搬送波の復調出力であるスーパーフレームを同期させるためには、それぞれのスーパーフレームのサ

イズとともに、スーパーフレームの位相をそろえるために拡張TSMFがスーパーフレームのどの位置にあるかを知る必要がある。64 QAMの場合の値は'0'から'2'までの範囲、256 QAMの場合は'0'から'3'までの範囲となる。

6.3.4.8 拡張用フィールド (field_for_extension)

図6.3-16に、拡張情報における拡張用フィールドの構成を示す。拡張用フィールドを用いる場合、値は民間標準化団体で規定する。このフィールドを用いない場合は全ビット'1'とする。

拡張用フィールド
424

図 6.3-16　拡張用フィールドの構成

6.4 有線複数搬送波伝送分配システム記述子

伝送路で使用される周波数、変調方式などの物理条件の情報伝送には、NIT(Network Information Table)が用いられる。NITの記述子に配置される既存の有線分配システム記述子では、搬送波の周波数、誤り訂正符号の形式、変調方式、シンボルレート等の物理伝送情報が指定される。

複数搬送波伝送方式の信号を受信するためには、分割伝送された各搬送波の物理伝送情報、各搬送波の搬送波群の識別(group_id)およびフレーム位置情報(frame_position)を知る必要がある。

本方式では新たに有線複数搬送波伝送分配システム記述子(channel_bonding_cable_delivery_system_descriptor)を定義する。有線複数搬送波伝送分配システム記述子の構成及びシンタックスは、それぞれ図6.4-1及び表6.4-1に示す通りとする。繰り返しループ数Nは、拡張TSMFヘッダ内のnumber_of_carriersと等しい。ループ内の順番はcarrier_sequenceの順とする。

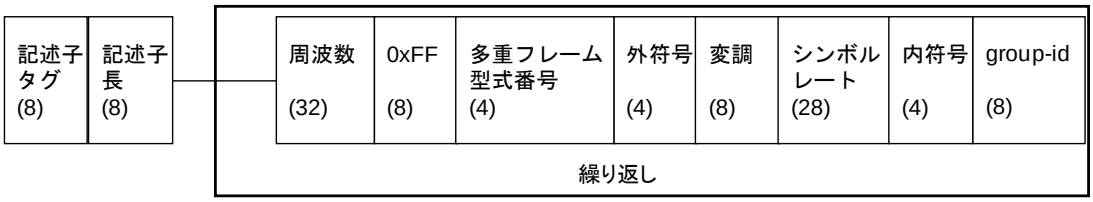


図 6.4-1 有線複数搬送波伝送分配システム記述子の構成

（理由）

複数搬送波伝送方式の信号を受信するためには、分割伝送に用いる各搬送波の物理伝送情報、各搬送波の搬送波群の識別(group_id)および搬送波の順序(carrier_sequence)を知る必要がある。そのため有線複数搬送波伝送分配システム記述子により、これらの情報の記述を可能にした。

表 **6.4-1**　有線複数搬送波伝送分配システム記述子のシンタックス

データ構造	説明	ビット数	ニーモニック
channel_bonding_ cable_delivery_system_descriptor(){			
descriptor_tag	新たに定義するタグ値　0x**	8	符号なし整数
descriptor_length	記述長	8	符号なし整数
for(i=0;i<N;i++){	N=number_of_carriers		
frequency	周波数	32	ビット列
reserved_for_future_use	未定義	8	
frame_type	多重フレーム形式番号	4	符号なし整数
FEC_outer	外符号	4	ビット列
modulation	変調	8	ビット列
symbol_rate	シンボルレート	28	ビット列
FEC_inner	0xf	4	ビット列
group_id	搬送波群の識別	8	ビット列
}			
}			

6.4.1　周波数（frequency）

これは32ビットのフィールドで、4ビットBCDコード8桁で周波数を表す。有線分配システム記述子では、周波数は、最上位桁より起算して第4桁の後ろが小数点となるMHz単位で符号化される。

6.4.2　多重フレーム形式番号（frame_type）

これは4ビットのフィールドで、表6.4-2に従って多重フレーム形式の種別を表す。

表 6.4-2　多重フレーム形式番号（frame_type）

値	［多重フレーム長、最大多重ストリーム数］
0x1	［53、15］
0x2	［53、15］ 複数TS伝送方式で受信できない
0xF	単一TS伝送方式
その他	未定義

6.4.3　外符号（FEC_outer）

これは4ビットのフィールドで、表6.4-3に従って外符号を表す。

表 6.4-3　外符号（FEC_outer）

FEC_outer（外符号）	意　味
0000	未定義
0001	外符号なし *
0010	RS(204,188)*
0011-1111	将来使用のためリザーブ

*：平成 23 年総務省告示第 312 号による

6.4.4　変調（modulation）

これは8ビットのフィールドで、表6.4-4に従って有線分配システムで使用される変調方式を示す。

表 6.4-4　変調（modulation）

変調	意　味
0x00	未定義
0x01	16 QAM
0x02	32 QAM
0x03	64 QAM*
0x04	128 QAM
0x05	256 QAM*
0x07	1024 QAM
0x06, 0x08-0xFF	将来使用のためリザーブ

*：平成 23 年総務省告示第 312 号による

6.4.5　シンボルレート（symbol_rate）

これは28ビットフィールドで、4ビットBCDコード7桁で、最上位桁より起算して第3桁の後ろが小数点となるMsymbol/s単位でシンボルレート値を表す。

6.4.6　内符号（FEC_inner）

これは4ビットのフィールドで、表6.4-5に従って内符号を表す。

このフィールドの値は‘1111’(*)とする。

表 6.4-5　内符号（FEC_inner）

ＦＥＣ（内符号）	意　味
0000	未定義
0001	符号化率 1/2
0010	符号化率 2/3
0011	符号化率 3/4
0100	符号化率 5/6
0101	符号化率 7/8
1000	ISDB-S 方式（TMCC 信号参照）
1111	内符号なし
0110-0111 1001-1110	将来使用のためリザーブ

(*)：平成23年総務省告示第312号による

6.4.7　group_id（搬送波群の識別）

この拡張TSMFを伝送する搬送波を含む搬送波群を識別する情報を示す8ビットのフィールドである。値'0'は用いないこととする。

6.5　複数搬送波伝送された信号の選局手順

図6.5-1 にTSの番組選択フローを一例として示す。

TLVの番組選択フローについては、ARIB標準規格と運用規定策定後に検討する。

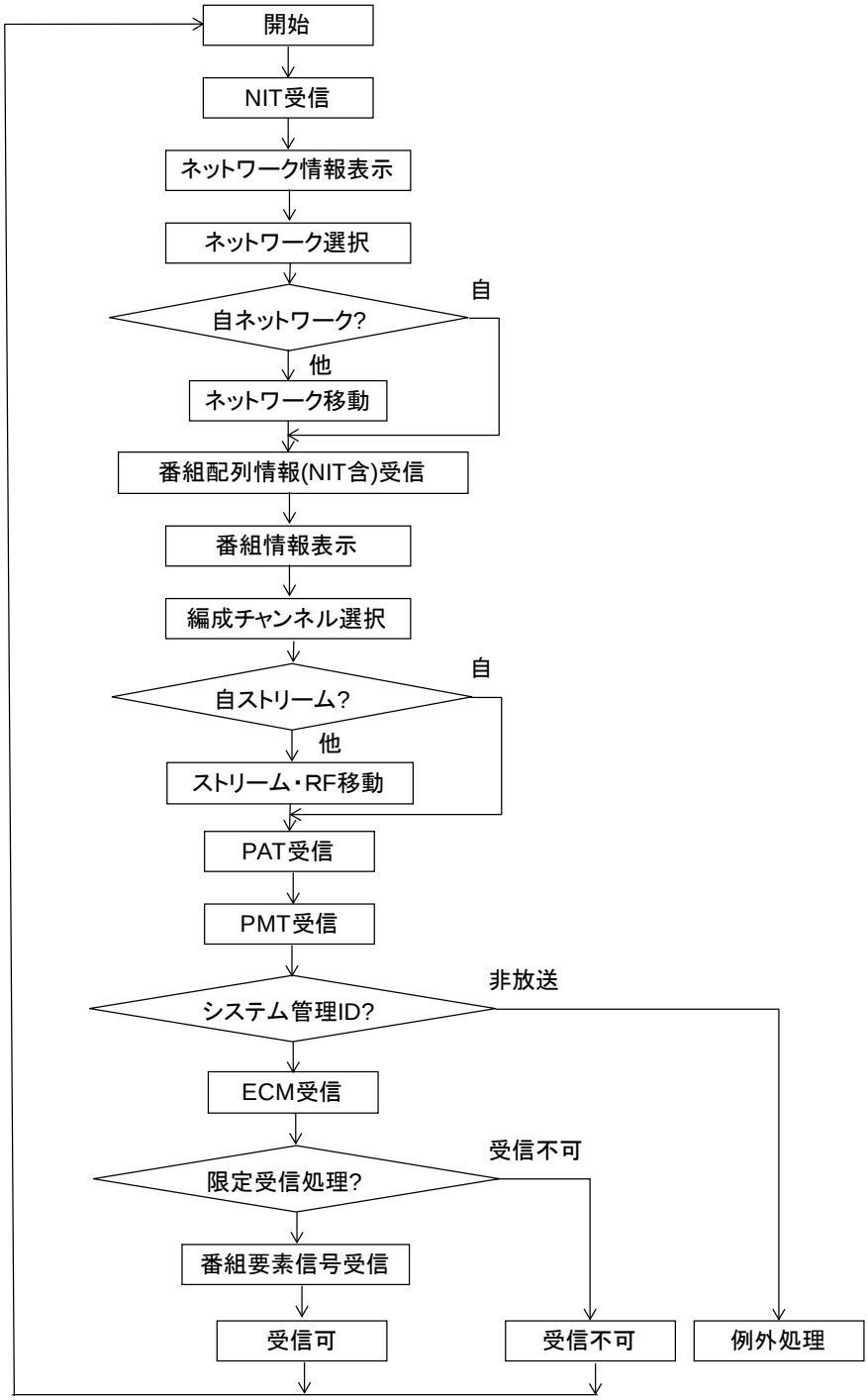


図 6.5-1　TS の番組選択フロー

6.6 TLV信号の拡張TSMFへの多重化

拡張TSMF多重化装置は、TS信号入力ポートに入力したTS信号もしくはTLV信号入力ポートに入力したTLV信号を、拡張TSMF上のスロットに、入力TS信号もしくは入力TLV信号の独立性を保ちながら多重化し、出力するものである。

6.6.1 TLV 信号の拡張 TSMF への多重化

多重化するTLV信号に含まれるTLV-NITがケーブルテレビネットワーク（自ネットワーク）用のものでないときは、ケーブルテレビネットワーク（自ネットワーク）用に書き換えたTLV-NITをTLV信号に挿入して出力するものとする。

TLV信号は、可変長なTLVパケットの集合である。拡張TSMF多重化装置では、TLVパケットを固定長（188バイト）の分割TLVパケットに変換しスロットに多重する。分割TLVパケットは、先頭の3バイトをヘッダとし、これに続く185バイトをペイロードとする。図6.6-1にTLVパケットを分割して、分割TLVパケットが生成される例を示す。ペイロードには、分割された複数のTLVパケットが含まれることもある。

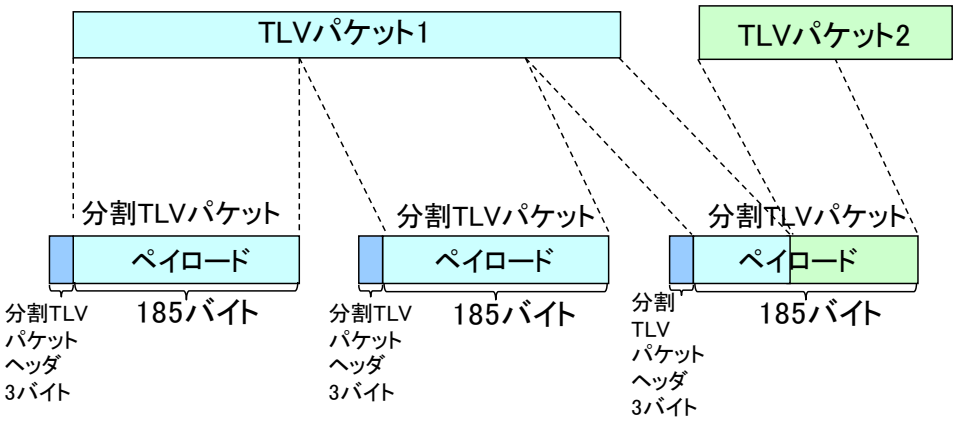


図 6.6-1 分割 TLV パケットの例

分割 TLV パケットの構成を図 6.6-2 に示す。

・ 同期バイトは、0x47 とする。

・ トランスポートエラーインジケーターは、分割 TLVパケット内のビットエラーの有無を示すフラグとし、‘1’のとき、少なくとも1 ビットの訂正不可能なエラーが分割TLVパケットに存在することを示す。

・ TLVパケット開始インジケーターは‘1’のとき、この分割TLVパケットのペイロード内にTLVパケットの先頭が含まれていることを示す。

・ PID は、ペイロードのデータがTLVデータであることを識別するために使用する領域とする。（PIDの値は民間標準化団体で規定することが望ましい）

・ 先頭TLV指示は、TLVパケット開始インジケーターが‘1’のときに用いるペイロードの先頭１バイトである。先頭TLV指示の値により、ペイロードの何バイト目にTLVパケットの先頭位置があるかを示す。これにより受信機は、分割TLVパケットのペイロード内に含まれるTLVパケットの先頭位置を検知できる。TLVパケット開始インジケーターが‘0’のときには、先頭TLV指示を挿入しない。

同期バイト	トランスポートエラーインジケーター	TLVパケット開始インジケーター	’0’	PID	ペイロード 先頭TLV指示 (8)
8	1	1	1	13	185×8

図 6.6-2 分割 TLV パケットの構成

（参考）　拡張TSMF多重化の機能ブロック構成例

・　拡張TSMF多重化装置では、入力TLV信号の伝送速度に対して、これを欠落無く送出可能とするスロット数をあらかじめ確保しておく。換算された伝送速度が入力TLV信号の伝送速度を上回る場合には、ヌルTLVパケット（別紙参照）を挿入して速度調整を行い、確保されたスロットの全てを分割TLVパケットで埋めなくてはならない。

TLV信号の拡張TSMF多重化の機能ブロック構成例を図6.6-3 に示す。

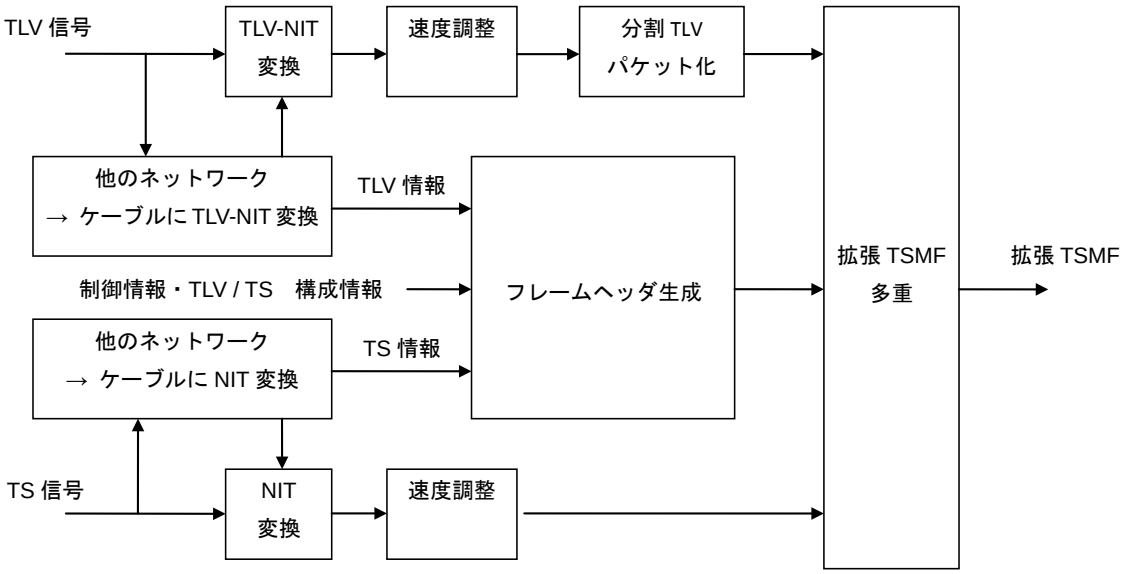


図 6.6-3　TS 信号および TLV 信号を拡張 TSMF 多重する構成例

（別紙）抜粋して引用 [2]

別表第八号　TLV パケットの送出手順

'01'	'111111'	パケット種別	データ長	データ
2	6	8	16	8×N

送出順→

注

1　パケット種別は、TLV に格納するパケットの種別を識別するために使用する領域とし、その割当ては別記に示すとおりとする。

2　データ長は、これより後に続くデータバイト数を書き込む領域とする。

別記　パケット種別の割当て

パケット種別の値	割当て
0x00	未定義
0x01	IPv4 パケット
0x02	IPv6 パケット
0x03	ヘッダ圧縮した IP パケット
0x04 － 0xFD	未定義
0xFE	伝送制御信号パケット
0xFF	ヌルパケット

注　ヌルパケットは、データ長に示される長さの 0xFF のバイト列をデータに書き込んだパケットとする。

[2] 関連情報の構成及び送出手順、ＰＥＳパケット等の送出手順並びに伝送制御信号及び識別子の構成等 （標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式第３条、第１６条、第２２条の４、第２２条の１３、第２２条の２３、第２２条の２４、第３５条の３、別表第１９号の２３）平成二十一年二月二十日 総務省告示第八十八号　平成二十二年四月二十三日 総務省告示第百七十一号

6.7　パケットの配置順

TSパケットまたはTLV分割パケットのスロットへの配置順（拡張TSMFスロットへの配置の順序）については、以下の通り定める。

6.7.1　搬送波間のフレームの位相合わせ

搬送波間のフレームの位相合わせは、各搬送波のスーパーフレームの先頭のスロット（フレーム位置情報(frame_position)が'0'のTSMFの拡張TSMF多重フレームヘッダ）を基準として合わせるものとする。次節以降では、搬送波間のフレームの位相合わせは、すでに行われているものとする。

（理　由）

パケットの送出順を決めるには、搬送波間の位相をそろえておく必要がある。特に、伝送中に搬送波ごとに伝搬遅延時間が異なる場合に、受信機では処理を開始する前に搬送波間の位相をそろえておくことが必須である。

6.7.2　スロットの配列順

各搬送波のスーパーフレームの先頭のスロットからフレーム数(number_of_frames)と同じ数のスロットごとに区切り、それぞれをサブフレームと定義する。一つのスーパーフレームに含まれる各搬送波のサブフレームの数は、搬送波の変調方式によらず53 である。サブフレーム内のスロット配列順は、図 6.7-1 に示す'0'から'3'の範囲のスロット位置情報（sp: slot_position）の値が小さい順とする。サブフレーム内でのスロット位置情報が同一の場合には、搬送波の順序（carrier_sequence）の値が小さい順とする。

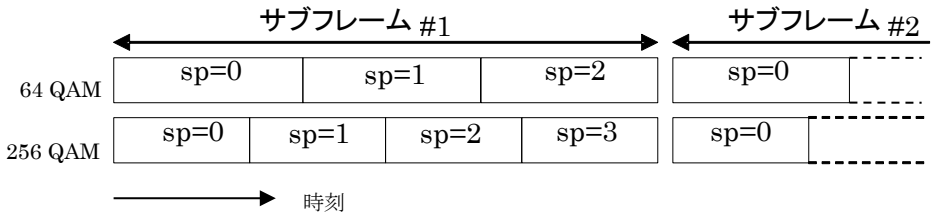


図 6.7-1　サブフレームとスロット位置情報の定義（64 QAM, 256 QAM）

（理　由）

異なる変調方式の搬送波を搬送波群とする場合には、一つのパケットを送出する時間が搬送波間で異なるが、サブフレームを定義することで、スロットの配列順の定義が容易になる。例として、図 6.7-2 に、同じ変調方式の４波で搬送波群を構成した場合のスロットの配列順を示す。また異なる変調方式の２波で搬送波群を構成した場合の例として、

図 6.7-3 および図 6.7-4 に、64 QAM（２波）と 256 QAM（２波）の合計 4 波を用いる場合のスロットの配列順を示す。

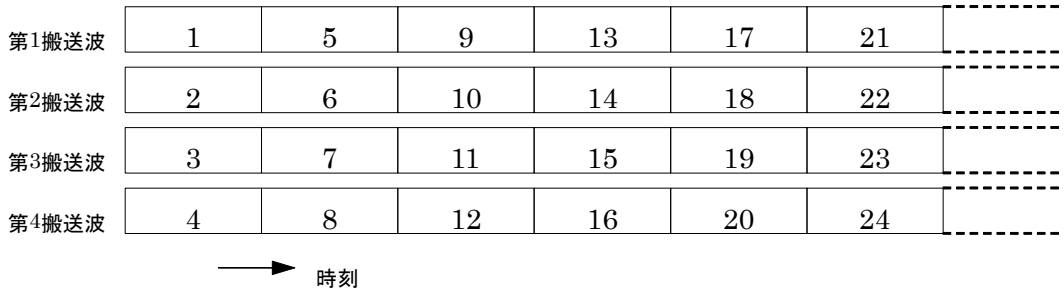


図 **6.7-2**　搬送波群に属する搬送波の変調方式が等しい場合のスロットの配列順

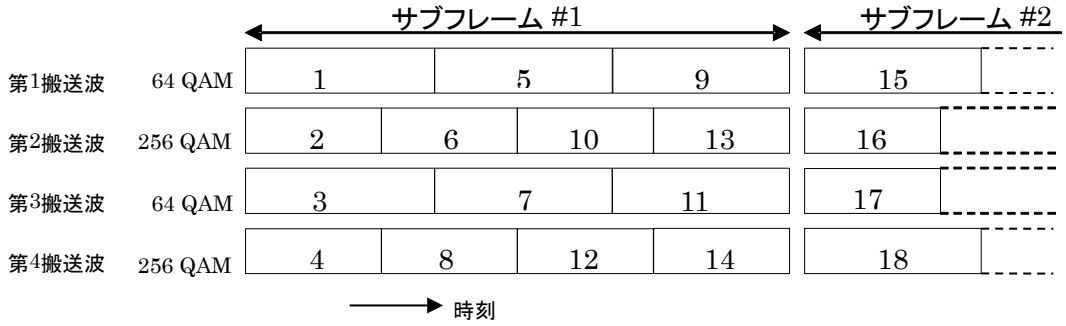


図 **6.7-3**　搬送波群に属する搬送波の変調方式が異なる場合のスロットの配列順（時間軸）

図 **6.7-4**　搬送波群に属する搬送波の変調方式が異なる場合のスロットの配列順（メモリ空間）

6.7.3　パケットのスロットへの配置順

ストリームのパケットは、一つの搬送波群に含まれる搬送波の拡張TSMF多重フレームヘッダの相対ストリーム番号対スロット対応情報（relative_stream_number）によってそのストリームに割り当てられているスロットに配置される。ストリームのパケットは、そのストリームに割り当てられている搬送波の拡張TSMFにおけるスロットの配列順に従って配置される。

（理　由）

パケットのスロットへの配置順を規定することにより、受信機は複数搬送波で分割伝送されたストリームを正しく復元することができる。定められたスロットの配列順に従って配置することで、送信機・受信機の処理による遅延時間が少なくなるように配慮した。

7　高度なデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T 勧告 J.382）に係る技術的条件

7.1　本方式の概要

高度なデジタル有線テレビジョン放送方式はITU-T 勧告 J.382 方式*に準拠した方式である。ただし、J.382 そのものとは異なり、誤り訂正符号長はノーマルコード(符号長 64800)のみとし、ショートコード(符号長 16200)は当面使用用途がないため除くものとしている。また、既存の有線一般放送の伝送路設備では、現在の一般的所要 CN 比で、256QAM(9/10)の信号が伝送可能なこと等から、QPSK 方式と 64QAM 方式は不要と考えられるため除くこととしている。ただし、16QAM は L1 チャンネルのシグナリング信号や地震動警報情報に使用されるため利用できるものとしている。

なお、J.382 における詳細なパラメータや規格値等は、同規格の参照先である ETSI EN 302 769*を合わせて参照すること。

本提案方式は、サブキャリア変調方式を 256QAM, 1024QAM, 4096QAM とする OFDM 変調技術を採用し、周波数帯幅については、現行の 6MHz 幅を基本とするが、6MHz 幅で対応可能な伝送容量を超える 8K 放送等については、複数のチャンネルを連結して伝送することで対応可能とするものである。

*ITU-T 勧告 J.382 方式及び ETSI EN 302 769 については参考資料３及び４を参照のこと。

7.2　受信者端子における電磁波の条件

既存の有線テレビジョン放送設備において高度なデジタル有線テレビジョン放送方式を導入することを前提とすることから、デジタル有線テレビジョン方式に特有な事項を除き、デジタル放送の標準方式に準じることとし、具体的には次による。

7.2.1　搬送波の周波数及び伝送帯域

高度なデジタル有線テレビジョン放送方式の信号を伝送する帯域（以下「伝送帯域」という。）の幅は最大 338MHz、基本はデジタル放送の標準方式に準じた 6MHz とする。搬送波の伝送帯域の構成を、図 7.2-1 に示す。連結送信することによりガードバンドの有効活用を実現可能とした。また、ノッチ処理によって、他の周波数との共存を可能とした。

送信機は、最大 5.71MHz 幅からなるデータスライスを 1 つ、もしくは複数連結した固定長の物理レイヤ TDM フレーム（以下 C2 フレームと言う）を送信する。一方、受信機は当該 C2 フレーム信号の中から所望のデータスライスを 1 つ以上選択し受信する。尚、C2 フレーム内の全データスライス構造や搬送波周波数の情報は、L1 ブロック内のシグナリング箇所に格納される。

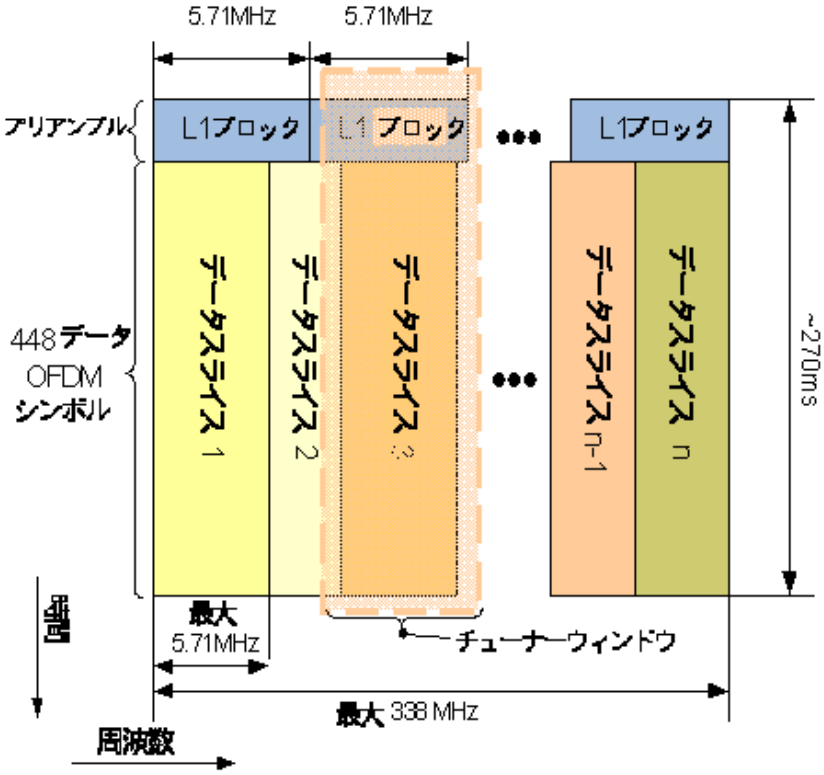


図 7.2-1 搬送波の伝送帯域の構成

（理由）

既存の有線テレビジョン放送設備において高度なデジタル有線テレビジョン放送方式を導入することを前提とすることから、基本的な伝送帯域の幅はデジタル有線テレビジョン放送の帯域幅と同様 6MHz とする。さらに、OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing)変調技術を用いることに

より複数チャネルの連結送信を実現し、各チャネルの両脇に必要とされるガードバンド領域（6MHz 帯域の場合は合計 0.29MHz）の有効利用を可能とする。データスライスの帯域幅は従来有線テレビジョン放送の帯域幅 6MHz からガードバンド分を差し引いた 5.71MHz 幅を最大とすることで、従来技術との整合性をとる。また、ノッチ処理によって、10MHz 幅までのノッチを 15 カ所まで挿入することが可能であり、これにより他の周波数との共存を可能としている。

7.2.2 搬送波等の条件

(1) 搬送波の周波数間隔

隣接する搬送波の周波数間隔は 6MHz 以上とし、複数データスライスを連結送信する場合はその帯域幅に合わせて間隔を設定し、その場合の最大帯域幅は 338MHz とする。

（理由）

デジタル放送の標準方式であるデジタル有線テレビジョン放送方式と整合性をとるために 6MHz 幅を基準とし、受信制御情報を含む L1 ブロックサイズも 6MHz からガードバンド分を差し引いた 5.71MHz 幅と定めた。

また、データスライスの複数連結による周波数連結の最大周波数帯域幅は、6MHz システムとして 338MHz までとする。

(2) 伝送路符号化パラメータ

使用可能なデータスライスにおける伝送路符号化パラメータは表 7.2-1 に示すパラメータと表 7.2-2 に記載の符号化率・変調方式の組の共通部分とする。但し、L1 シグナリングパートの 16QAM については、誤り訂正符号長は 16200、誤り訂正符号化率は 1/2 とする。また、地震動警報情報伝送等に用いられる共通 PLP の 16QAM については、誤り訂正符号長は 16200、誤り訂正符号化率は 4/5 とする。

表7.2-1 使用可能な伝送路符号化パラメータ

パラメータ	使用可能なもの
誤り訂正符号長	64800 （ノーマルコード）
誤り訂正符号化率	3/4、4/5、5/6、9/10
変調方式	256QAM、1024QAM、4096QAM
時間インターリーブ	なし、4、8、16 シンボル
ガードインターバル	1/64、1/128

表 7.2-2　使用可能な符号化率と変調方式の組

	16QAM	64QAM	256QAM	1 024QAM	4 096QAM
2/3	-	-	-	-	-
3/4	-	-	○	○	-
4/5	-	-	-	-	○
5/6	-	-	○	○	○
9/10	-	-	○	○	-
注： “○”は使用可能、"-" は使用不可の意。					

（理由）

誤り訂正符号長はノーマルコード(符号長 64800)のみとし､ショートコード(符号長 16200)は当面使用用途がないため除くものとする。また、既存の有線一般放送の伝送路設備では後述の所要 CN 比より 256QAM(9/10)の信号が伝送可能なことから、16QAM 方式及び 64QAM 方式は不要と考えられるため除くこととする。なお、16QAM は L1 チャンネルのシグナリング信号や地震動警報情報の伝送に使用されるため利用できるものとする。

4096QAM の誤り訂正符号化率 4/5 については､8K の高度広帯域衛星基幹放送のトランスモジュレーション方式の伝送路符号化に適用可能な方式であるが､ITU および ETSI 規格に採用されていないので、今後盛り込んでいくものとして使用できるものとする。

なお､4096QAM の誤り訂正符号化率 9/10 については､実験において安定性が確保されていないため、当面使用できないものとし、規格化は今後の課題とする。

以下は、各符号化率、変調方式を用いた場合の伝送速度の一覧を表 7.2-3 に、UHDTV 放送の再放送イメージを図 7.2-2 に示す。

表 7.2-3　6MHz帯域あたりのビットレート表

	16QAM	64QAM	256QAM	1 024QAM	4 096QAM
2/3	-	-	-	-	-
3/4	-	-	33.2 Mbps	41.5 Mbps	-
4/5	-	-	-	-	53.1 Mbps
5/6	-	-	36.9 Mbps	46.2 Mbps	55.4 Mbps
9/10	-	-	39.9 Mbps	49.9 Mbps	-
注： "-" は適用外の意。					

（パラメータ:　6MHz送信、ガードインターバル 1/128、パイロット密度 1/96）

（※パラメータ詳細は、p183 の表 7.4-36 を参照のこと。）

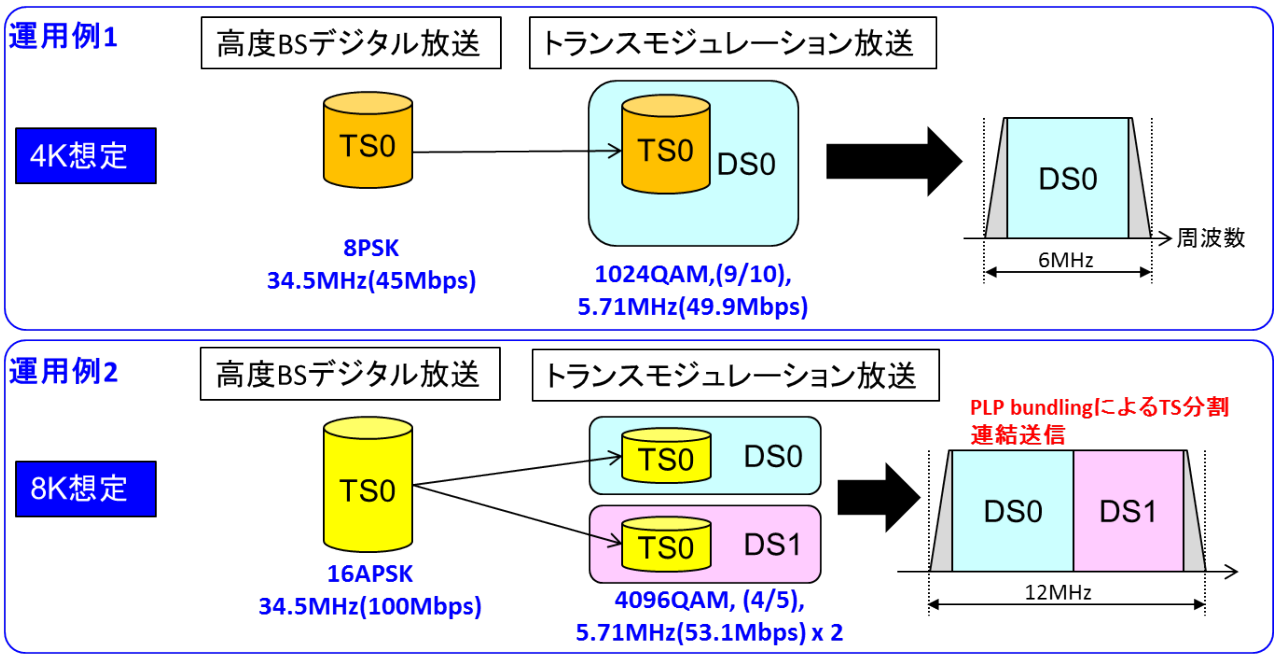


図 7.2-2 UHDTV放送の再放送イメージ

(3) 搬送波の周波数の許容偏差

搬送波の周波数の許容偏差は±20kHz 以内とする。

（理由）

省令 ・告示の技術基準と整合するため、±20kHz 以内とする。実験により受信機の AFC 引き込み周波数範囲は約±200kHz あるが、他の放送との隣接伝送を考慮して、搬送波の周波数の許容偏差は既存の放送方式と同じ±20kHz 以内とする。

(4) ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までの総合周波数特性

ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までの総合周波数特性は、搬送波を中心とする 6MHz の帯域内において、当該搬送波の周波数と等しい周波数の電磁波のレベルを基準とした場合において±3dB 以内とする。

（理由）

周波数特性の劣化は中継増幅器などの多段接続で発生し、振幅特性については、既存の有線テレビジョン放送設備の許容値と同等のため、上記の値とした。

なお、本規格値の妥当性は伝送試験により確認したが、4096QAM(5/6)の場合が最悪で±3.5dB 以内であった。

(5) 搬送波のレベル

搬送波の変調信号の最高値に対応するレベル（以下「搬送波のレベル」といい平均値で表す。）は、1μV を 0dBμV として表す値が、次に掲げる式による A の値以上 B の値以下とする。

$A = X + 10 \log_{10}(Z/75)$

$B = 81 + 10 \log_{10}(Z/75)$

なお、X の値は表 7.2-4 の値とする。

表7.2-4 搬送波のレベルの下限値X

変調方式	X の値
16QAM、256QAM	49
1024QAM	56
4096QAM(符号化率 4/5)	60
4096QAM(符号化率 5/6)	63

（理由）

搬送波の変調信号の最高値に対するレベル（以下「搬送波のレベル」といい、平均値で表す。）の上限については、既存の伝送路を利用することを考慮し標準デジタルテレビジョン放送方式の搬送波のレベル値又は現行のデジタル有線テレビジョン放送方式の搬送波のレベル値と同じとすることとし、出力端子の定格出力インピーダンスが 75 オームの場合において 81dBμV とする。

一方、本方式の雑音レベルについては、標準デジタルテレビジョン放送方式の下限値 47dBμV、所要 CN 比　24dB より、23dBμV となる。

搬送波のレベルの下限値については、図 7.2-3 に示すように、実験により求めた後述の表 7.2-6 の所要 CN 比に、この雑音レベル 23dBμV を加えた値とした。

なお、本方式の所要 CN 比は理論値を参考として図 7.2-4 に示す。

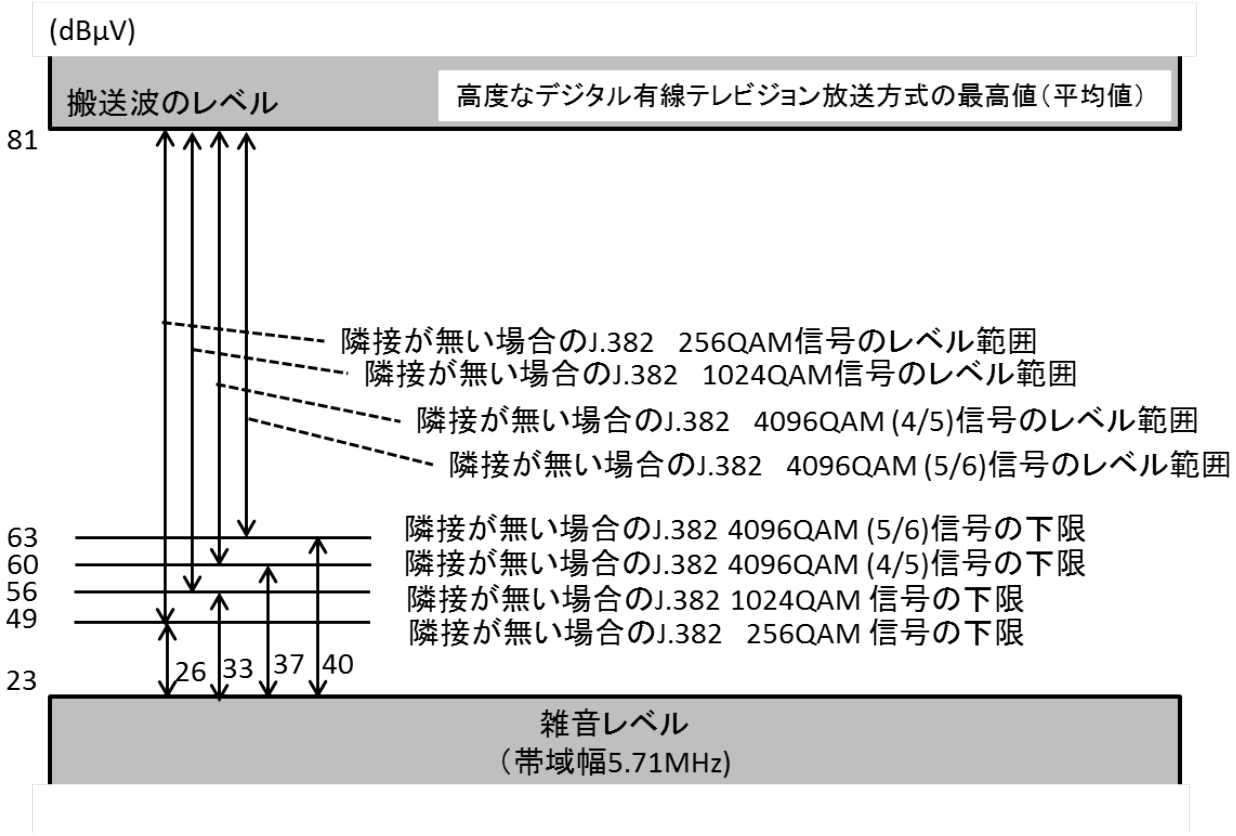


図 7.2-3　高度なデジタル有線テレビジョン放送方式の搬送波のレベル

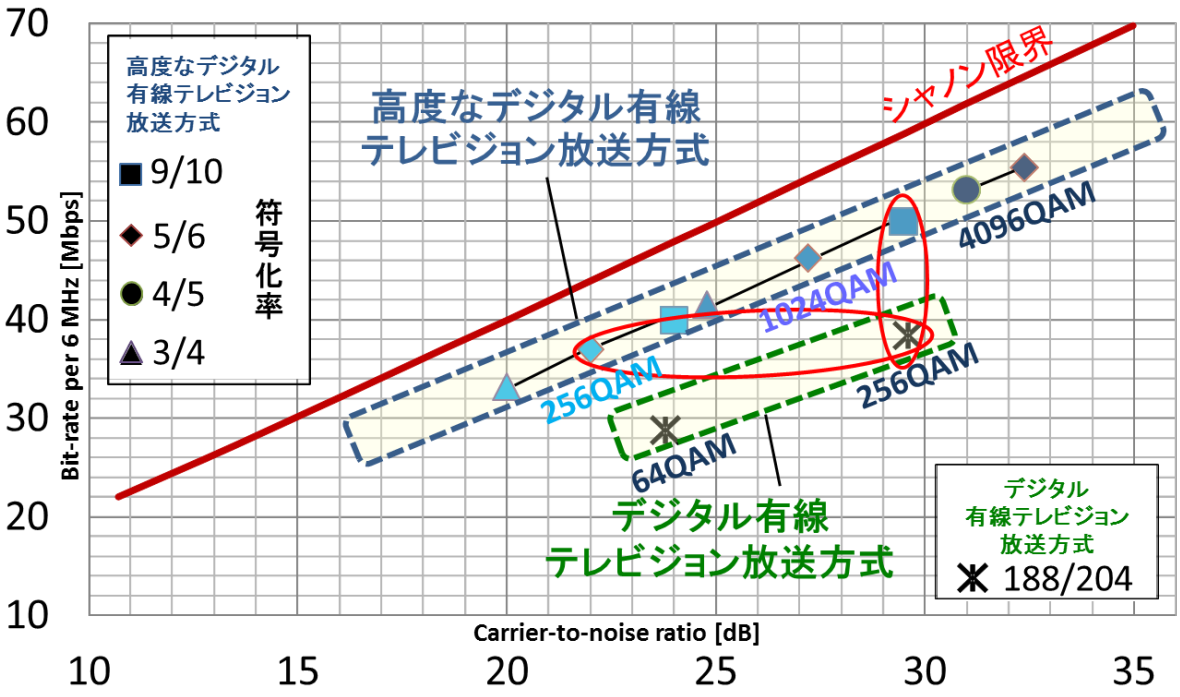


図 7.2-4　高度なデジタル有線テレビジョン放送方式のLDPC符号による符号化利得と所要CN比(理論値)

(6) 搬送波のレベルと変動

搬送波のレベル変動は 1 分間において 3dB 以内とする。

（理由）

搬送波のレベル変動はヘッドエンドの送出電力の変動、中継増幅器の利得変動などが複合して発生すると考えられる。

受信機の AGC 範囲は充分大きいが低いレベルにおいて変動が大きいと誤り率が増大することもあるので、現状の他の放送方式と同じ 3dB 以内とした。

(7) 搬送波のレベルと隣接する他のデジタル有線テレビジョン放送の搬送波のレベルとの差

本方式の搬送波のレベルと他のデジタル有線テレビジョン放送や標準デジタルテレビジョン放送方式の搬送波のレベルとの差は表 7.2-5 の値以内とする。

表7.2-5　搬送波のレベルと隣接する他のデジタル有線テレビジョン放送の搬送波のレベルとの差

<table>
<tr><th></th><th>J.382
256QAM注 1)</th><th>J.382
1024QAM注 2)</th><th>J.382
4096QAM注 3)</th></tr>
<tr><td>J.382　256QAM注 1)</td><td colspan="2" rowspan="2">10dB 以内</td><td>16dB 以内</td></tr>
<tr><td>J.382　1024QAM注 2)</td><td>10dB 以内</td></tr>
<tr><td>J.382　4096QAM注 3)</td><td>16dB 以内</td><td colspan="2">10dB 以内</td></tr>
<tr><td>256QAM
(デジタル有線テレビジョン放送)</td><td colspan="2" rowspan="3">10dB 以内</td><td>10dB 以内</td></tr>
<tr><td>64QAM
(デジタル有線テレビジョン放送)</td><td rowspan="2">16dB 以内</td></tr>
<tr><td>OFDM
(標準デジタルテレビジョン放送)</td></tr>
</table>

注 1) 表 7.2-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

注 2) 表 7.2-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

注 3) 表 7.2-2 で定める 4096QAM の誤り訂正符号化率(4/5)、(5/6)に適用する。

（理由）

本方式の 1024QAM (符号化率 9/10) の搬送波のレベルと 256QAM のデジタル有線テレビジョン放送方式の搬送波のレベルの所要 CN 比がほぼ同じになることより同一とする。また、64QAM のデジタル有線テレビジョン放送方式や OFDM の標準デジタルテレビジョン放送の運用レベルは 256QAM のデジタル有線テレビジョン放送方式より概ね 6dB 低いものとする。また、本方式の他の変調方式の運用レベルは表 7.2-3 搬送波のレベルの下限値 X の 1024QAM(9/10)との差だけレベルを変えて運用するものとして、どの変調方式でも後述の表 7.2-6 所要 CN 比を確保できるようにすることが望ましい。これまで、64/256QAM のデジタル有線テレビジョン放送方式や OFDM の標準デジタルテレビジョン放送におけ

る搬送波のレベルと隣接する他のデジタル有線テレビジョン放送の搬送波のレベルとの差は 10dB 以内としているが、本方式では変調パラメータにより、運用レベルが拡大することから、4096QAM の所要 CN 比を考慮して 6dB 拡大して、最大 16dB 以内とする。なお、隣接妨害評価試験結果では、本方式と 256QAM のデジタル有線テレビジョン放送方式との所要レベル差は 17dB であったが、その他の所要レベル差は 20dB 以上あったことから既設の施設環境を考慮し、表 7.2-5 の値を選定した。

(8) 搬送波のレベルと雑音のレベルとの差

搬送波のレベルに対する雑音（ヘッドエンドの変調波入力端子から受信者端子までのものであって、当該搬送波の周波数を中心とする 5.71MHz の周波数帯の範囲にあるすべてのものに限る。）のレベルは、表 7.2-6 の所要 CN 比以上を満足できる値以下とする。

表7.2-6 変調方式と所要CN比

変調方式	256QAM注 1)	1024QAM注 2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
所要 CN 比(dB)	26	33	37	40

注 1）表 7.2-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

注 2）表 7.2-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

（理由）

目標とする誤り率は MPEG2-TS 信号においてエラーフリーとなる 1×10^{-11}（BCH 復号後）である。所要 CN 比は、DVB-C2 の計算機シミュレーションの BER は 1×10^{-6}の値が公表されており、それより BER の 1×10^{-11}を推定し、今回の実験結果と比較すると 256/1024QAM では 0.5～1.3dB、4096QAM(5/6)では 2.9dB 測定値が大きい値となる。

このことから、256/1024QAM ではハードウェアの性能として、ほぼ完成領域に近い性能が実現できているので、今後、大幅な性能改善は望めない。

一方、国際標準規格にほぼ準拠して規格を定めることにより、経済的な受信用 LSI の調達が可能となることから、256QAM(9/10)では測定値を考慮し、IEC 規格で検討されている DVB-C2 の品質規格 27dB より 1dB 低い 26dB とする。

また、1024QAM(9/10)では 33dB、4096QAM(5/6)では 40dB と IEC 規格に合わせた値とし、4096QAM(4/5)については、実験結果に 4096QAM(5/6)の場合と同等の差異を加えて 37dB とした。

なお、4096QAM については、まだ性能改善が期待できるため、4096QAM(9/10)の導入検討に合わせて、将来規格の見直しを行なうことが望ましい。

また、256QAM および 1024QAM については、誤り訂正符号化率ごとに所要 CN 比を定めるのではなく、変調方式で一律とした。これは、既存 64QAM のデジタル有線テレビジョン放送とほぼ同じ CN 比で 256QAM の全ての誤り訂正符号化率の信号が伝送可能であり、既存 256QAM のデジタル有線テレビジョン放送とほぼ同じ CN 比で 1024QAM の全ての誤り訂正符号化率の信号が伝送可能であるため、最大の誤り訂正符号化率(9/10)の試験結果を基にして一律とした。

(9) 搬送波のレベルと妨害波のレベルとの差

搬送波のレベルに対する妨害波（ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までのものに限る。）のレベルは、単一周波数妨害の場合にあっては伝送帯域内において表 7.2-7 の値以下とし、多チャンネル変調ひずみによる妨害の場合にあっては表 7.2-8 に示す値以下とする。

表7.2-7 単一周波数妨害比

変調方式	256QAM注 1)	1024QAM注 2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
単一周波数 妨害 UD 比　(dB)	(－)33 以下	(－)39 以下	(－)39 以下	(－)40 以下

注 1）表 7.2-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

注 2）表 7.2-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

表7.2-8 多チャンネル変調ひずみによる妨害比

変調方式	256QAM注 1)	1024QAM注 2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
多チャンネル変調 ひずみによる妨害 波比 注 3)　(dB)	(－)26以下	(－)33以下	(－)37以下	(－)40以下

注 1）表 7.2-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

注 2）表 7.2-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

注 3）多チャンネル変調ひずみによる妨害波は、多チャンネル変調によって信号帯域内に混入した干渉波と雑音である。

（理由）

実験により、搬送波（J.382）のレベルと単一周波数妨害とのレベル差の条件は、妨害波が熱雑音の場合と異なることが分かった。具体的には、搬送波の帯域内で妨害を受ける周波数によって伝送特性は変動すること、伝送路推定のための SP (Scattered Pilot)信号が配置された周波数に妨害を受けると、伝送特性を著しく劣化させる場合があることが明らかになった。

SP の配置される周波数は 6 MHz 当たり 141 ポイントある。このため、一部の SP を使った実験結果をそのまま規格に反映することは困難であると判断した。SP 信号へ単一周波数妨害が加わった場合の BER 特性の劣化は、搬送波の伝送特性にも依存するため、一定の余裕を持って規格を定めることが望ましい。

従って、標準デジタルテレビジョン方式と同じ OFDM 方式を採用していることから、測定値に標準デジタルテレビジョン放送方式と同様に 1dB の余裕をみて規格値とした。

多チャンネル変調ひずみによる妨害比の実験結果は、所要 CN 比とほぼ同等の値となった。多チャンネル変調ひずみ成分はデジタル放送信号の場合、白色ノイズ成分に近い状態になっているためと考えられる。このため、多チャンネル変調ひずみの規定値は所要 CN 比と同じ値とした

なお、アナログテレビジョン放送が平成 27 年 3 月末で終了することから、三次相互変調ひずみによる規定は行なわなかった。

(10) 搬送波のレベルと当該搬送波の反射による電磁波とのレベルとの差

搬送波のレベルに対する当該搬送波の反射（ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までのものに限る。）による電磁波のレベルは、図 7.2-5 に示す値-30dB 以下とする。

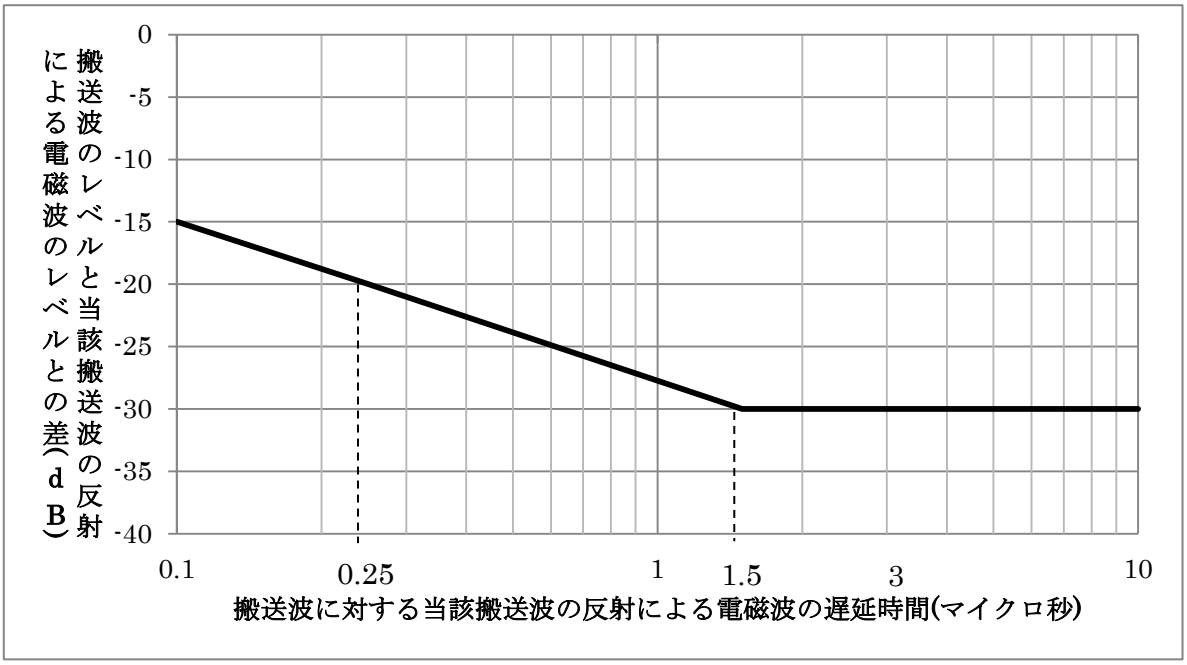


図 7.2-5 反射波の限度

（理由）

伝送誤りの程度は直接波と反射波のレベル差、遅延時間差により定まるが、実験結果より、64QAM のデジタル有線テレビジョン放送の標準方式の場合の基準と同一とした。

なお、ガードインターバル 1/64 及び 1/128 のガードインターバル期間 9.33μs および 4.66μs より約 1μs 短い遅延時間以下の場合は、搬送波のレベルと当該搬送波の反射による電磁波とのレベルとの差 10dB 以下で所要 BER 値を満足することから、ガードインターバルの導入は反射波に対して大きな効果が見込めるため、本規格値とした。

(11) 交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度

交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度(ハム変調)規格は、次に掲げる式による値が表 7.2-9 の値であることが適当である。

$$20 \log_{10} \{(a-b)/a\}$$

a は、搬送波の変調包絡線の最高値における振幅とする。

b は、搬送波の変調包絡線の最低値における振幅とする。

表7.2-9　交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度

変調方式	256QAM注1)	1024QAM注2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
ハム変調妨害 (dB)	(−)30 以下	(−)30 以下	(−)34 以下	(−)34 以下

注 1）表 7.2-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

注 2）表 7.2-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

（理由）

実験の結果より、256QAM および 1024QAM については、現在のデジタル有線テレビジョン放送の規格－30dB 以下を満足したが、4096QAM については現在のデジタル有線テレビジョン放送の規格－30dB 以下では満足せず－34dB 以下となったため、変調パラメータで分けて規格を定めることが適当である。

(12) その他の妨害波及びひずみ

その他の妨害波及びひずみ（いずれもヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までのものに限る。）は映像、音声その他の音響またはデータに障害を与えないものとする。

（理由）

データは誤り訂正がおこなわれているが、訂正が不能になるような障害（BCH 復号後で誤り率がおおむね 1×10^{-11}以上）は許容できない。

7.3　光受信機等の技術的条件

7.3.1　ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

高度 BS デジタル放送および高度広帯域 CS デジタル放送信号を受信し、J.382 伝送方式による再放送を行うための、ヘッドエンド入力端子における入力信号の条件を表 7.3-1 に示す。

表 7.3-1 ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

区分	条件	
	高度 BS デジタル放送	高度広帯域 CS デジタル放送
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	降雨による減衰の最悪月において時間率 99 パーセントの確率で、ヘッドエンド入力における信号搬送波レベルと雑音のレベルとの差は、 符号化率 7/9 以下；（－）15dB 以下 符号化率 9/10 以下；（－）21dB 以下 ただし、ヘッドエンド入力信号が、他のヘッドエンド装置等から連絡線等において伝送された信号では無きこと。	

（理由）

J.382 伝送方式と IF パススルー方式を運用するヘッドエンドにおいて、高度 BS デジタル放送及び高度広帯域 CS デジタル放送の入力端子は共通となるため、IF パススルー伝送方式と統一した規格とした。

7.3.2　光受信機出力等における技術的条件

高度なデジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式および 1024QAM 方式において、光受信機出力ならびに保安装置出力の電気信号により性能規定する場合の技術的条件は、光受信機出力（保安装置出力も同じ）CN 比と、その前提となる映像信号搬送波のレベルの変動、光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）を表 7.3-1、表 7.3-2 に示す

なお、4096QAM については、受信者端子の所要 CN 比が 40dB 程度必要となることから、棟内伝送路の所要 CN 比も 40dB を越える値が必要となり現実的で無いため、当面受信者端子の規定により運用することとする。これを受けて、4096QAM については、既存棟内伝送路の見直しや性能配分の検討などの新たな検討が必要となるため、今後の検討課題とすることが適当である。

表 7.3-1　保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子(J.382 256QAM)

	高度なデジタル有線テレビジョン放送（J.382 256QAM 方式）	
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 45dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 26dB 以上
	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 27dB 以上

表 7.3-2　保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子（J.382 1024QAM）

	高度なデジタル有線テレビジョン放送（J.382 1024QAM 方式）	
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 39dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 35dB 以上

(理由)

J.382 256QAM の受信者端子における所要 CN 比は 26dB と 64QAM デジタル有線テレビジョン放送方式と同一であるため、同一の規格とした。

また、J.382 1024QAM の受信者端子における所要 CN 比は 33dB であり、256QAM デジタル有線テレビジョン放送方式と同様に 64QAM デジタル有線テレビジョン放送方式より 6dB 高いレベルで運用するものと想定すると、棟内伝送路の CN 比は 39dB となる。ここから光受信機出力の CN 比を逆算すると 34.3dB、これを切り上げて、光受信機出力の CN 比は 35dB とした。

7.3.3　光受信機入力における技術的条件

高度なデジタル有線テレビジョン放送 256QAM 方式および 1024QAM 方式において、光受信機に入力される光信号により性能規定する場合の技術的条件は、強度変調方式で伝送する場合は、光受信機入力の光レベル等から式 4.1 により求めた光受信機出力の推定 CN 比により規定する。その際の光受信機出力の推定 CN 比は、(式 4.1)により求めた結果が表 7.3-3、表 7.3-4 の値を満足すること。ただし、前提となる光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）はそれぞれ表 7.3-3、表 7.3-4 に示す。

なお、4096QAM については、受信者端子の所要 CN 比が 40dB 程度必要となることから、棟内伝送路の所要 CN 比も 40dB を越える値が必要となり現実的で無いため、当面受信者端子の規定により運用することとする。これを受けて、4096QAM については、既存棟内伝送路の見直しや性能配分の検討などの新たな検討が必要となるため、今後の検討課題とすることが適当である。

表 7.3-3　受信用光伝送装置の入力端子(J.382 256QAM)

	高度なデジタル有線テレビジョン放送（J.382 256QAM 方式）	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 28dB 以上

表 7.3-4　受信用光伝送装置の入力端子(J.382 1024QAM)

	高度なデジタル有線テレビジョン放送（J.382 1024QAM 方式）	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が、39dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 36dB 以上

注：表 7.3-3 及び 7.3-4 の「推定 CN 比」は、強度変調方式で伝送する場合は、以下の式から求める。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot\left(m_k\cdot R\cdot P_s\right)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\left\{RIN_n\cdot\left(R\cdot P_n\right)^2+2\cdot e\cdot R\cdot P_n\right\}+2\cdot e\cdot I_{d0}+I_{eq}{}^2}\right) \quad [\mathrm{dB}] \quad (式\ 7.1)$$

なお、式中で用いた記号の意味は以下のとおりである。

B_N　：雑音帯域幅
（J.382 256QAM/1024QAM 方式：5.71×10^6［Hz］）

m_k　：当該搬送波の光変調度

R　：受光素子の光から電気への変換効率　［A/W］

N_T　：同時に伝送している光信号の波数

P_s　：当該搬送波で変調している光信号の受光電力　［W］

P_n　：n 番目の光信号の受光電力　［W］

RIN_n　：n 番目の入力光信号の相対強度雑音
（RIN：Relative Intensity Noise）［1/Hz］

E　：電気素量（1.602×10^{-19}［C］）

I_{d0}　：受光素子の暗電流　［A］

I_{eq}　：受光部の入力換算雑音　［A/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$］

また、1 つの光信号に対する全光変調度 M は、k 番目搬送波の光変調度 m_k と伝送搬送波数 K は式(7.2)の関係にある。

$$M = \sqrt{\sum_{k=1}^{K} m_k{}^2} \quad (式\ 7.2)$$

式(7.1)において、1 波長のみを使用する場合は $P_s = P_1$ 及び $N_T = 1$ として算出する。

また、FM 一括変換方式で伝送する場合は、（式 4.3）において

B_N　　：雑音帯域幅

（J.382 256QAM/1024QAM 方式　　：5.71×10^6 [Hz]）

として求める。

(理由)

J.382 256QAM の受信者端子における所要 CN 比は 26dB と 64QAM デジタル有線テレビジョン放送方式と同一であるため、同一の規格とした。

また、J.382 1024QAM の受信者端子における所要 CN 比は 33dB であり、256QAM デジタル有線テレビジョン放送方式と同様に 64QAM デジタル有線テレビジョン放送方式より 6dB 高いレベルで運用するものと想定すると、棟内伝送路の CN 比は 39dB となる。

光信号により性能配分する場合、光受信機出力の推定 CN 比の規定値は、光受信機の出力（電気信号）により性能規定した CN 比からヘッドエンド入力の CN 比を算出してさらに信号偏差を考慮した FTTH 伝送路の CN 比を使って求める。

ここから光受信機出力の CN 比を逆算すると 34.3dB となる。これを 256QAM デジタル有線テレビジョン放送方式と同様に 38dB の FTTH 伝送路で HE へさかのぼると 36.7dB となる。36.7dB に信号偏差 2dB を加えた 40dB の FTTH 伝送路で光受信機へ下ると 35.0dB、環境による影響を考慮し、推定 CN 比は 36dB とした。

7.4 伝送信号の技術的条件

7.4.1 システムのアーキテクチャ

(1) 高度なデジタル有線テレビジョン放送方式の概要

高度なデジタル有線テレビジョン放送方式のシステム全体概要を図 7.4-1 に示す。

本方式を実現するため、伝送路の有効活用を実現する新たな伝送路符号化方式を導入する。本伝送路符号化方式は、ITU-T J.382 方式に準拠した方式である。また、新たに高度なデジタル有線テレビジョン放送方式伝送分配システム記述子を定義する。

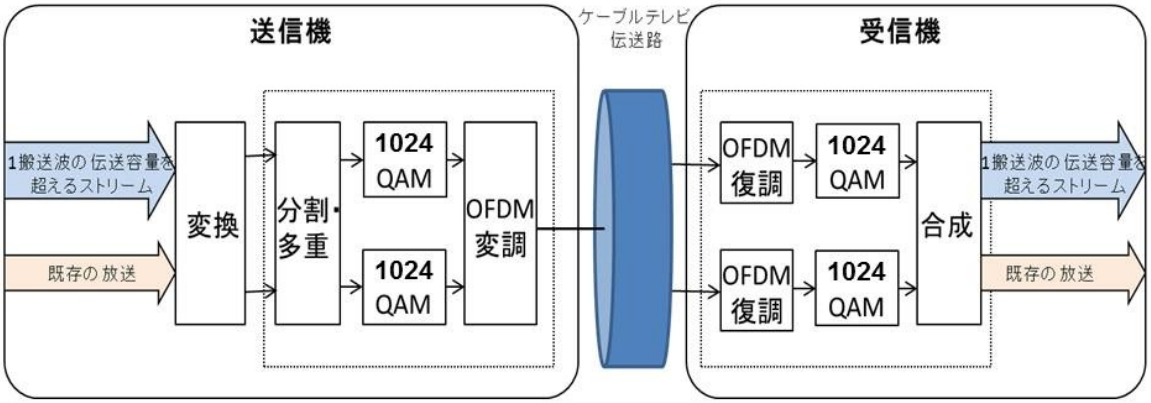


図 7.4-1 高度なデジタル有線テレビジョン放送方式システム全体の高レベルブロック図

高度なデジタル有線テレビジョン放送方式の伝送路符号化システム（以降 C2 システムと呼ぶ）の概略を図 7.4-2 に示す。システム入力は 1 つまたは複数の MPEG-2 トランスポートストリーム、1 つまたは複数の汎用システム、あるいは両方である。入力プリプロセッサはシステムの一部ではなく、サービスをシステム入力の 1 つまたは複数の論理データストリームに分割するために使用される、トランスポートストリーム(TS)用のサービススプリッタまたはデマルチプレクサを含むことが許される。
その後、これらは個別の物理レイヤーパイプ(以降 PLP と呼ぶ)によって搬送される。

システム出力は単一の信号で単一の RF チャネルにより伝送される。

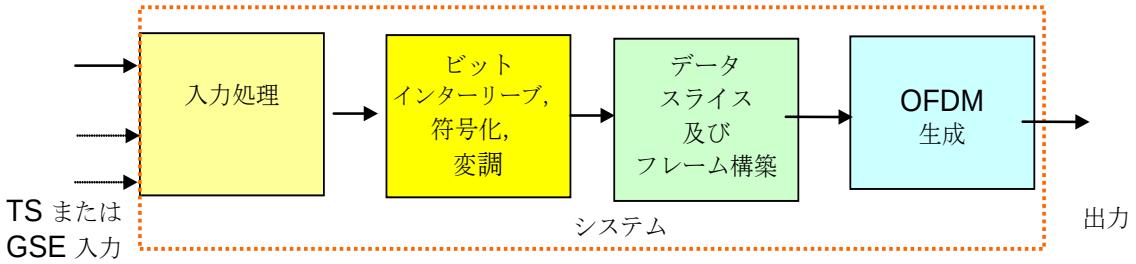


図 7.4-2 伝送路符号化システムの高レベル・ブロック図

入力データストリームには、1 つの物理レイヤーフレーム(すなわち C2 フレーム)の期間における入力データの総容量が C2 システムの容量を超えてはならないという制約がある。1 つまたは複数の PLP が PLP グループに配列され、1 つまたは複数の PLP グループによりデータスライスが形成される。システムは、1 つまたは複数のデータスライスで構成される。PLP の各グループに含めることのできる共通 PLP は 1 つだけだが、PLP グループに必ずしも共通 PLP を含める必要はない。高度なデジタル有線テレビジョン放送方式信号が単一の PLP を搬送するとき、共通 PLP は存在しない。レシーバは常に、1 つのデータ PLP と、存在するならば関連付けられた共通 PLP を受信することが想定される。

(2) C2 システムのアーキテクチャ

入力処理のブロックを図 7.4-3 に示す。この図はいくつかの部分に分割される。図 7.4-3(a)は、複数の PLP が存在する場合の入力処理を示している。図 7.4-3(b)は BICM モジュールを、図 7.4-3(c)はフレームビルダモジュールを示している。図 7.4-3(d)は OFDM 生成モジュールを示している。

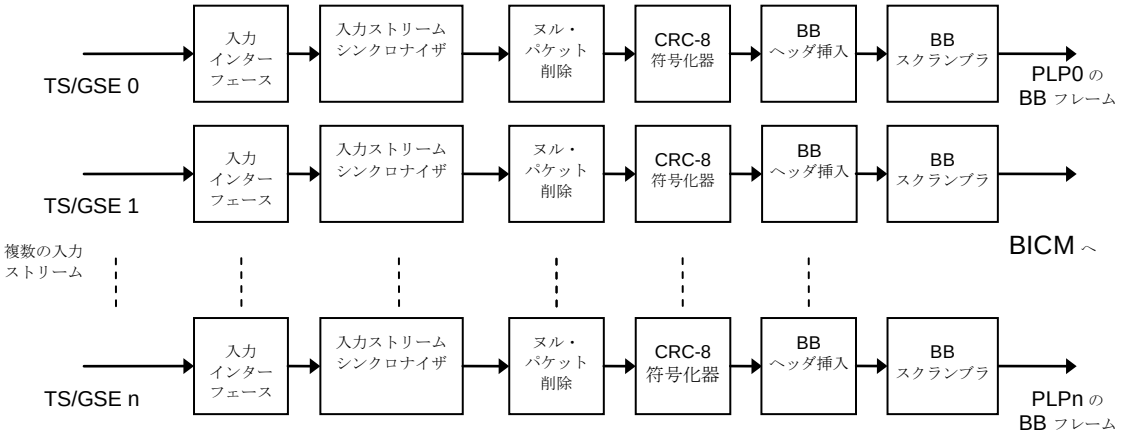


図 7.4-3 (a) 複数の入力ストリーム(PLP)へのモード適合

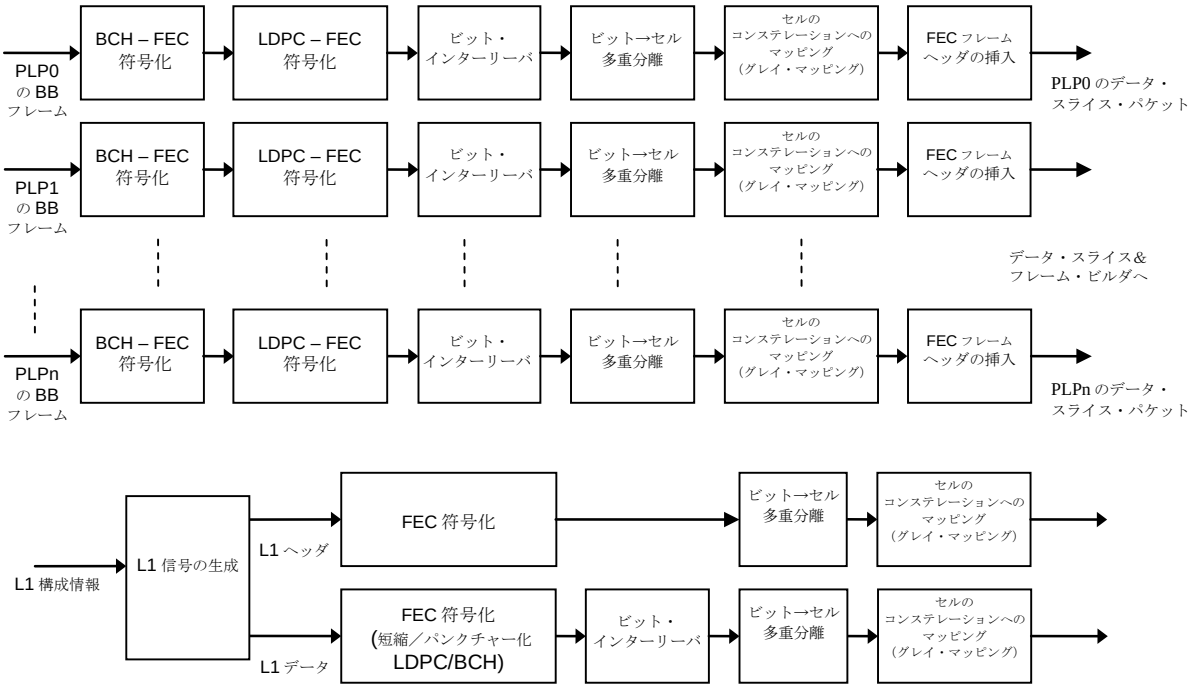


図 7.4-3(b) ビットインターリーブ符号化変調(BICM)

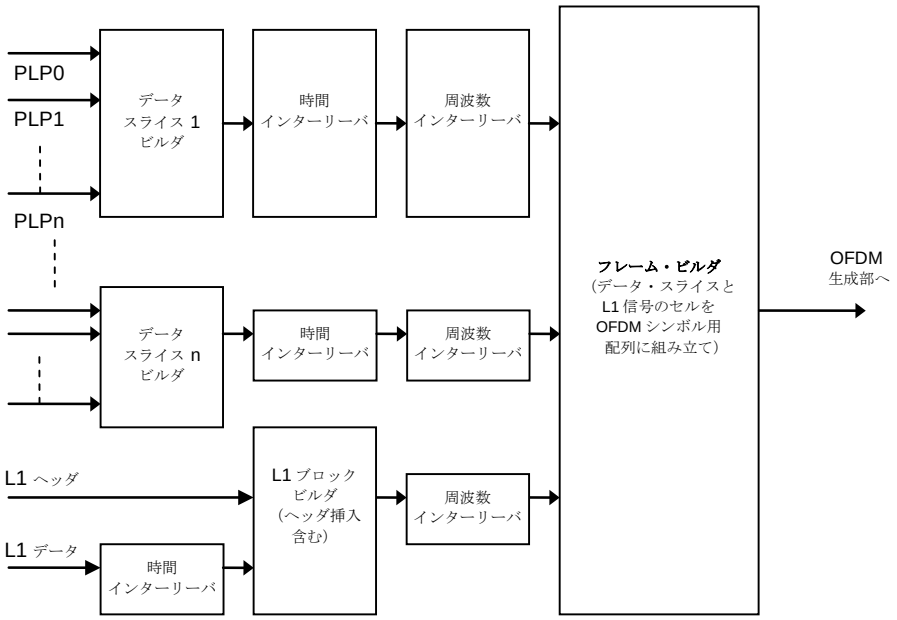


図 7.4-3 (c) データスライス及びフレームビルダ

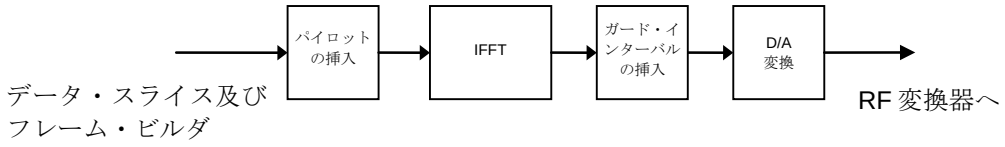


図 7.4-3(d)　OFDM信号の生成

図 7.4-3 (e)は、(a)から(d)までの図に示された機能を組み合わせたもので、1 つの簡素化された全体のブロック図である。

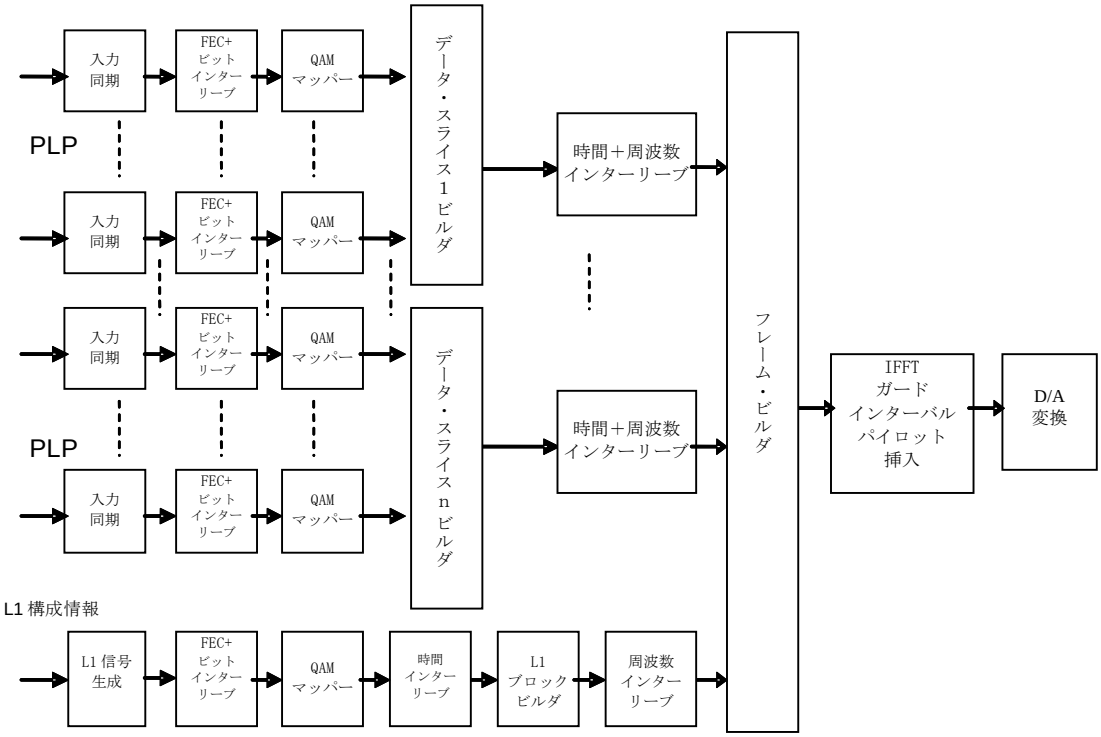


図 7.4-3 (e)　変調器ブロック図

7.4.2　C2システム入力処理

7.4.2.1　モード適合

C2 システムへの入力は、1 つまたは複数の論理データストリームで構成される。1 つの論理データストリームは、1 つの PLP により搬送される。モード適合モジュールは各 PLP のコンテンツに対して別々に動作し、入力データストリームをデータフィールドに分割する。これらのデータフィールドはストリーム適合の後でベースバンドフレーム(BBFrame)を形成する。

各入力 PLP は、(1)で定義されるうちの、いずれか 1 つのフォーマットを持つ。モード適合モジュールは、通常モード(以降 NM と呼ぶ)または高効率モード(以降 HEM と呼ぶ)のいずれかのモードで入力デー

タを処理できる。これらのモードについては、それぞれ(6)と(7)で解説する。HEM では信号オーバーヘッドを削減するためさらなる最適化を実行する。ベースバンドヘッダー（以降 BBHeader と呼ぶ)は、入力ストリームの種類と処理モードを通知する。

(1) 入力フォーマット

入力信号は、単一または複数のストリームの形でモード適合モジュールへ供給される。トランスポートストリーム(TS)の場合パケット転送速度は常に一定だが、パケットの一部のみがサービスのデータに対応し、残りはヌルパケットであることも許容される。

C2 システムの各入力ストリーム(PLP)は､静的に構成される変調および FEC モードに関連付けられる。

入力 PLP は次のいずれかのフォーマットであり、BBHeader の TS/GS フィールドにて指定される。

- トランスポートストリーム(以降 TS と呼ぶ)
- 汎用カプセル化ストリーム(以降 GSE と呼ぶ)
- 汎用連続ストリーム(以降 GCS と呼ぶ)
- 汎用固定長パケット化ストリーム(以降 GFPS と呼ぶ)

尚、TLV 方式で受信された信号は C2 システム前段の変換モジュールにて GSE 方式へと変換される。(変換方法については 7.4.10 参照)

トランスポートストリーム(TS)は固定長のユーザーパケット(UP)を持ち､長さは O-UPL = 188 × 8 ビット(1MPEG.TS パケットあたり)、先頭は SYNC バイト(0x47)である。

GSE ストリームは可変長または固定長のパケットを持ち、その長さは GSE パケットヘッダー内で指定される。

GCS は連続的なビットストリームである。可変長パケットストリームでモジュレータがパケット境界を認識しない場合、または 64 k ビットを超える固定長パケットストリームは GCS として扱われ、BBHeader の TS/GS フィールドで GCS および UPL = 0 として指定される。

GFPS は固定長ユーザー･パケット(UP)のストリームで､長さは O-UPL ビット(O-UPL の最大値は 64 K)、BBHeader の TS/GS フィールドで指定される。伝送されるユーザーパケット長 UPL は BBHeader で指定される。

（理由）

現在放送に使われているトランスポート層の方式は MPEG2-TS が主流であり、さらに GSE 方式を用いることでインターネットプロトコル(IP)をベースとする伝送が実現可能である。また、GCS、GFPS 方式に対応することにより、他放送規格との親和性も確保され放送で実現されるほぼ全方式の網羅が可能となる。

(2) 入力インターフェイス

入力インターフェイスサブシステムは、入力を内部論理ビットフォーマットにマップする。最初に受信されるビットが最上位ビット(MSB)と見なされる。入力インターフェイスは、それぞれの物理レイヤ

ーパイプ(PLP)について別々に適用される。図 7.4-3 (a)を参照のこと。

入力インターフェイスはデータフィールドを読み取る。データフィールドの長さは DFL (Date Field Length)ビットで、次の条件が適用される。

$$0 \leqq \mathrm{DFL} \leqq (K_{\mathrm{bch}} - 80)$$

ここで K_{bch}は、BCH および LDPC 符号により保護されるビット数を示す。

DFL の最大値は選択されている LDPC 符号に依存し、K_{bch}ビットのペイロードを搬送する。データフィールドの前には 10 バイト(80 ビット)の BBHeader が追加され、同様に BCH および LDPC 符号により保護される。

入力インターフェイスは、UP サイズとデータフィールド容量 $K_{\mathrm{bch}} - 80$ の関係に応じて、1UP 内の入力ビットを均等に複数のデータフィールドに割当て分割するか、データフィールド内に整数個の UP を割当てる。DFL の値が $K_{\mathrm{bch}} - 80$ より小さい場合ストリームアダプター(7.4.2.2 参照)を用いてパディングフィールドを挿入する。

（理由）

誤り訂正方式としてブロック符号である BCH 符号、LDPC 符号を用いている為、規定されたブロックサイズを実現する必要がある。

(3) 入力ストリームの同期(オプション)

C2 モジュレータにおけるデータ処理では伝送遅延が変動することが許される。入力ストリーム同期サブシステムは、いかなる入力データフォーマットに対しても一定のビット転送速度(CBR)と一定のエンドツーエンド伝送遅延を保証する方法を提供する。入力ストリーム同期サブシステムの使用はオプションだが、C2 フレームごとに FEC ブロック数が変動する場合には必ず使用する必要がある。また、この機能は異なるデータスライスにまたがって単一 PLP を伝送する場合の同期にも使用可能である。

ISSY フィールド(入力ストリーム同期、2 バイトまたは 3 バイト)は、モジュレータのクロック速度で駆動するカウンタ値を搬送し、レシーバにおいて出力ストリームの正確なタイミングを再生成するために使用される。ISSY フィールドの搬送は(6),(7) および図 7.4-4～図 7.4-8 に従い入力ストリームフォーマットとモードによって変化する。通常モードでは、ISSY フィールドはパケット化されたストリームの UP に追加される。高効率モードでは遅延やジッターが共通であることを利用して BBFrame ごとに 1 つの ISSY フィールドが伝送される。

ISSY 機能が使用されない場合、BBHeader が存在するなら、該当フィールドは「0」に設定する。

（理由）

シームレスな放送を実現するためにビット転送速度一定とエンドツーエンド伝送遅延を補償することが必要である一方、無効信号を送らないというような伝送の効率化も必要である。ISSY システムを用いることにより、受信機側で変動ビットレート信号を元の定ビットレート信号に変換することが可能

となり、結果、伝送の効率化が実現可能となる。

(4) ヌルパケットの削除(オプション、TS のみ、NM および HEM)

トランスポートストリームの規定により、送信機のマルチプレクサ出力および受信機のデマルチプレクサ入力のビット速度が一定でありエンドツーエンド遅延も一定であることが要求される。一方、トランスポートストリーム入力信号には多くのヌルパケットが存在することがありうる。この場合、不要な伝送オーバーヘッドを回避するため、TS ヌルパケットは(PID = 8191)で識別し削除しても良い。この処理により、削除されたヌルパケットが受信機において削除前と同じ場所に再挿入され、一定のビット転送速度を保証すると同時にタイムスタンプ(PCR)の更新を不要にする。

ヌルパケット削除が実行される場合、有効パケット(PID ≠ 8191 の TS パケット)には ISSY フィールドも含めて伝送され、ヌルパケット(PID = 8191 の TS パケット)は ISSY フィールドも含めて削除が許される(図 7.4-4 を参照)。

UP の伝送後に、DNP (削除済みヌルパケット、1 バイト)と呼ばれるカウンタを最初にリセットし、その後削除されたヌルパケット数分インクリメントする。

DNP が最大許容値である DNP = 255 に到達し、次のパケットが再度ヌルパケットである場合、そのヌルパケットは有効なパケットとして保持され伝送される。

DNP フィールド(1 バイト)は(7)および図 7.4-4 の記述に従い伝送される各 UP の後に挿入される。

（理由）

ヌルパケットを削除することにより伝送の効率化が可能となる。削除されたヌルパケットは ISSY システムにより受信機にて再現され、効率化と同時に一定の伝送速度が保証される。

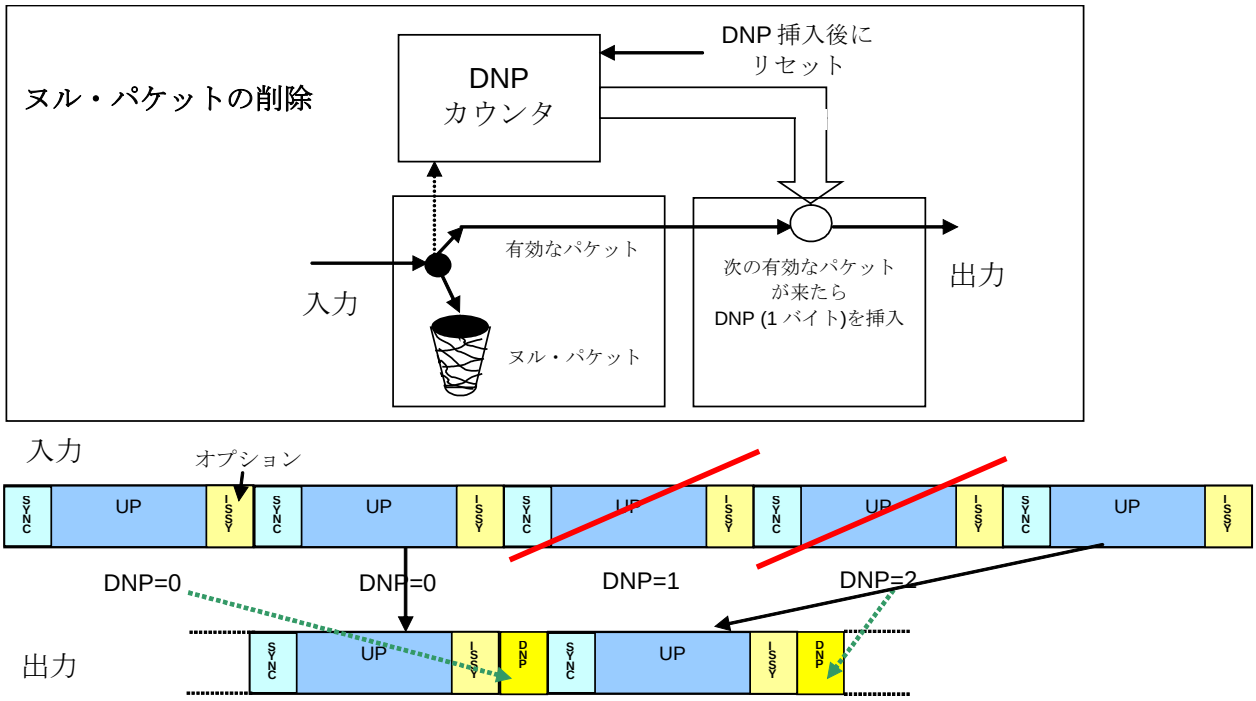


図 7.4-4 ヌルパケットの削除処理

(5) CRC-8 符号化(GFPS および TS、NM のみ)

CRC-8 は、UP レベルのエラー検出に適用される(通常モードおよびパケット化ストリームのみ)。該当する場合((7)を参照)、UPL から 8 ビットの UP を差し引いたもの(SYNC バイトの削除後)を、添付規格書の付録 E に定義されている組織的な 8 ビット CRC-8 符号化器で処理する必要がある。計算された CRC-8 は、(7) に従い、UP の後に追加する。

（理由）

CRC 符号化を行うことにより BB Hearder の各種パラメータとして受信機側で解釈した値が正しいものである保障を得ることが可能となる。

(6) ベースバンドヘッダー(BBHeader)の挿入

ベースバンドデータフィールドの前にデータフィールドのフォーマットを記述するための 10 バイト BBHeader を挿入する。BBHeader は通常モード(N)では図 7.4-5 (a)、高効率モード(HEM)では図 7.4-5 (b)を使用する。現在のモード(NM または HEM)は、MODE フィールドにより検出される(CRC-8 フィールドとの XOR 演算により得られる)。

（理由）

BB Frame を処理する上での基本的情報を、受信時に最初に解釈すべき BBHeader としてシグナリングすることにより、その後のスムーズな受信処理が可能となる。

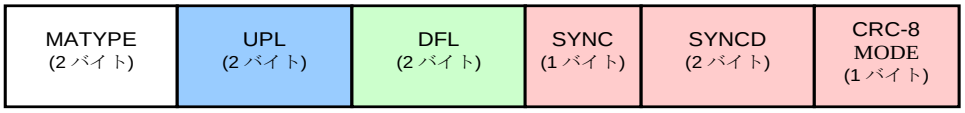


図 7.4-5 (a)　BBヘッダの形式（NM）

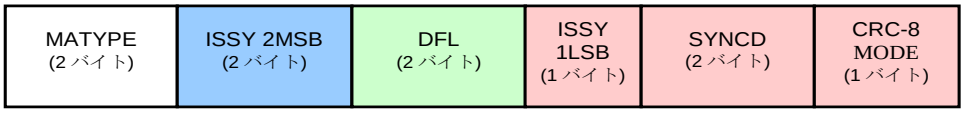


図 7.4-5 (b)　BBヘッダの形式 (HEM)

MATYPE (2 バイト):　　入力ストリームのフォーマットと、モード適合の種類を、表 7.4-1 に従って記述する。MATYPE フィールドのビットの使用法は以下のとおり。

最初のバイト(MATYPE-1):

- TS/GS フィールド(2 ビット)、入力ストリームのフォーマット: 汎用パケット化ストリーム(GFPS)、トランスポートストリーム(TS)、汎用連続ストリーム(GCS)、汎用カプセル化ストリーム(GSE)
- SIS/MIS フィールド(1 ビット): 単一または複数の入力ストリーム
- CCM/ACM フィールド(1 ビット): 固定符号化および変調、または可変/適合型符号化および変調

- ISSYI (1 ビット)、入力ストリーム同期インジケータ: ISSYI = 1 (アクティブ)のとき、(7)に従って ISSY フィールドを計算し挿入する。
- NPD (1 ビット): ヌルパケット削除のアクティブ/非アクティブ。NPD がアクティブなとき、DNP を計算し UP の後に追加する。
- EXT (2 ビット): メディア固有情報(C2 の場合は EXT = 0 で、将来使用のため予約)

表 7.4-1　MATYPE-1のフィールドの定義

TS/GS (2ビット)	SIS/MIS (1ビット)	CCM/ACM (1ビット)	ISSYI (1ビット)	NPD (1ビット)	EXT (2ビット)
00 = GFPS 11 = TS 01 = GCS 10 = GSE	1 = 単一 0 = 複数	1 = CCM 0 = ACM	1 = アクティブ 0 = 非アクティブ	1 = アクティブ 0 = 非アクティブ	将来使用の為に予約
注：通常モードでGSEが使用される場合，連続ストリームとして扱わなければならず，TS/GS = 01と明示しなければならない.					

2 番目のバイト(MATYPE-2):

- SIS/MIS = 0 (複数入力ストリーム)の場合、2 番目のバイト = 入力ストリーム識別子(PLP_ID)。
  そうでない場合、2 番目のバイト = 「0」(将来使用のため予約)。

BBHeader の他のフィールドの使用法を、表 7.4-2 に示す。

表 7.4-2　BBヘッダのフィールドの詳細

フィールド	サイズ(バイト)	詳細
MATYPE	2	前述の通り.
UPL	2	ユーザーパケット長（0～65535ビット）
DFL	2	データフィールド長（0～58112ビット）
SYNC	1	ユーザーパケットのSYNCバイトに等しい．GCSでは0xB9～0xFFのいずれかに設定.
SYNCD	2	データフィールドの開始位置とデータフィールド内の最初に送信されたユーザーパケットの開始位置の距離. SYNCD=0であれば最初のユーザーパケットはデータフィールドの先頭であり，SYNCD = 65535 であればユーザーパケットはデータフィールド内には無いこととなる．GCSではSYNCDは将来の為に予約されていて，定義されない限り，0としなければならない.
CRC-8 MODE	1	CRC-8フィールド（1バイト）とMODEフィールド（1バイト）の排他的論理和．CRC-8はBBヘッダの最初の9バイトに割り当てられたエラー検出符号 （ETSI EN 302 769規格書付録E参照）. MODE (8ビット)は以下の値をとるものとする. • 0：通常モード. • 1：高効率モード • 上記以外の値：将来使用の為に予約

（理由）

入力ストリームのフォーマット、及びモード適合情報、パケット長、データフィールド長など受信に

必要な基礎情報をフレームの先頭に置き、受信機が最初に処理できるようにする。また、これら情報は受信する上で重要な情報であるため、その信頼性を保証するための CRC 符号化を施す。

(7) モード適合サブシステムの出力ストリームのフォーマット

この節では、各種のモードと入力ストリームのフォーマットについてのモード適合処理とフラグメンテーションについて解説し、出力ストリームのフォーマットを示す。

通常モード、GFPS および TS

BBHeader の信号については(6)を参照のこと。

トランスポートストリームでは O-UPL = 188 × 8 ビットで、最初のバイトは SYNC バイト(0x 47)である。

UPL (伝送されるユーザーパケット長)は最初は O-UPL と同じに設定される必要がある。

モード適合ユニットは次の動作シーケンスを実行する(図 7.4-6 を参照)。

- 入力ストリーム同期を挿入する（オプション）。ISSY フィールド長に応じて、UPL が 16 または 24 ビットだけ増やされる。ISSY フィールドが各 UP の後に追加される。TS については、短いまたは長いフォーマットの ISSY 両方の使用が許可される。GFPS については短いフォーマットのみ。
- UP の先頭バイトが SYNC バイトである場合、その 1 バイトを削除し BBHeader の SYNC フィールドに格納して UPL を 8 ビットだけ減らす。そうでない場合、BBHeader の SYNC を 0 に設定し UPL は変更しない。
- TS についてのみヌルパケット削除を実行する（オプション）。DNP を計算し次に伝送される UP の後に格納する。UPL を 8 だけ増やす。
- CRC-8 を計算する。UP の後に CRC-8 を格納し UPL を 8 だけ増やす。
- SYNCD を計算(データフィールド内で最初に伝送される UP の最初のビットを指す)し、BBHeader に格納する。伝送される UP のビットは、前の UP の CRC-8 (使用される場合)で始まり、元 UP が続き、ISSY および DNP フィールド(使用される場合)で終了する。このため SYNCD は前の UP の CRC-8 の最初のビットを指す。
- GFPS の場合: BBHeader に UPL が格納される。

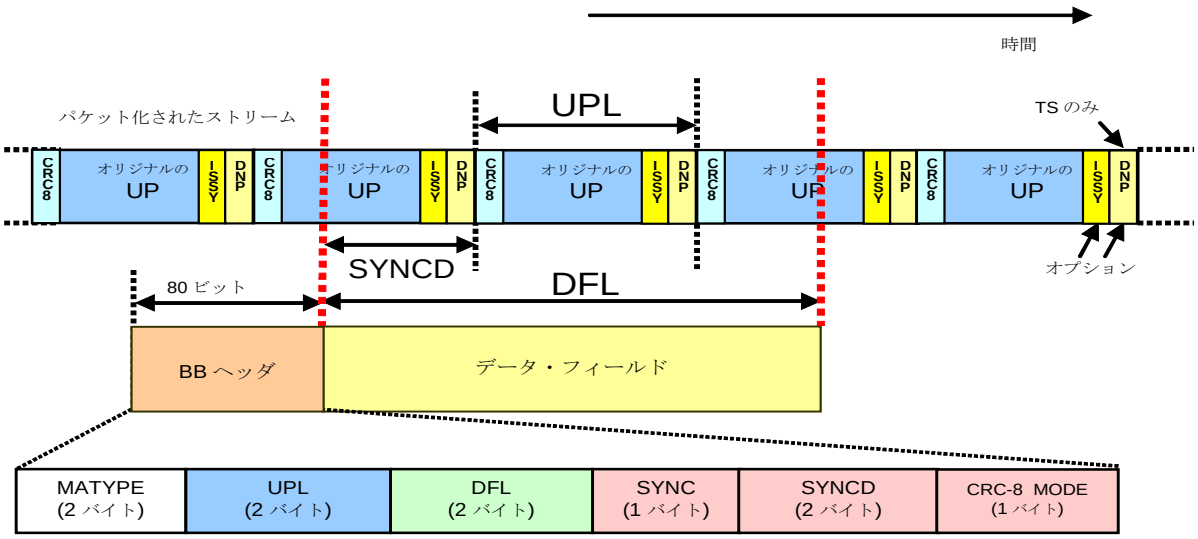


図 7.4-6　通常モード，GFPS，TSでのモードアダプタ出力に於けるストリームの形式

高効率モード、トランスポートストリーム

トランスポートストリームについては、SYNC バイトと O-UPL = 188 × 8 の情報を受信機側は既知であるため、UPL および SYNC フィールドは ISSY フィールドの伝送に利用される。モード適合ユニットは次の動作シーケンスを実行する(図 7.4-7 を参照)。

- データフィールドの最初の UP に関する入力ストリーム同期((3)を参照)を挿入（オプション）。つまり BBHeader の UPL および SYNC フィールドに ISSY フィールドが挿入される。
- 同期バイトが削除されるが、BBHeader の SYNC フィールドに格納しない。
- ヌルパケットを削除する((4)を参照)（オプション）。DNP を計算し次に伝送される UP 後に格納する。
- UP レベルでの CRC-8 は計算されず挿入もされない。
- SYNCD を計算(データフィールド内の最初の UP の最初のビットを指す)し、BBHeader に格納する。伝送される UP のビットは SYNC バイト削除後の元 UP で始まり DNP フィールド(使用される場合)で終了する。このため SYNCD は SYNC バイトに続く元 UP の最初のビットを指す。
- UPL は計算されず BBHeader で伝送もされない。

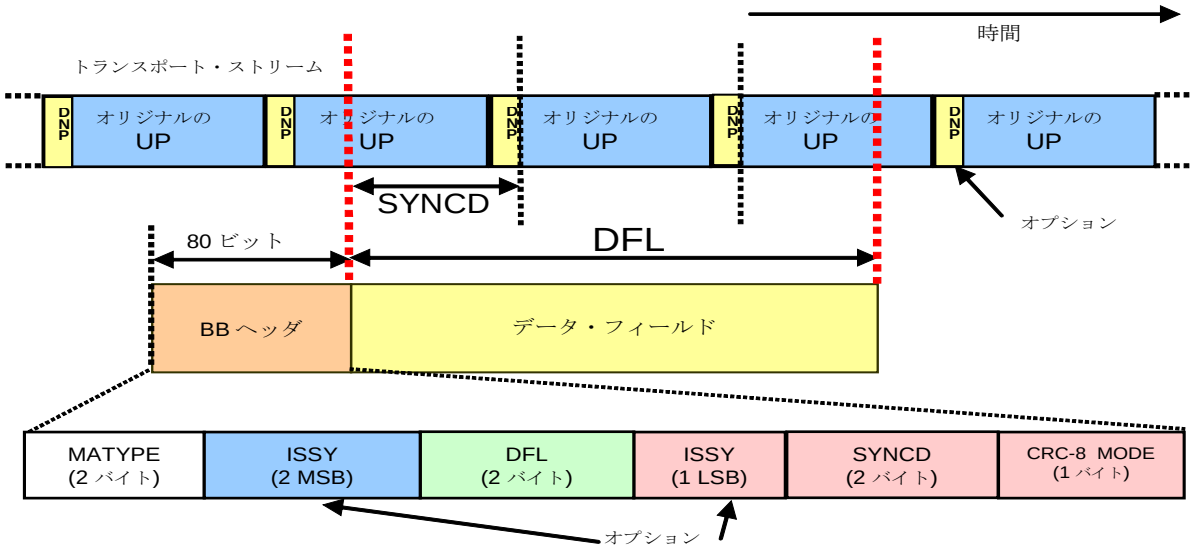


図 7.4-7　TS用高効率モードでのモードアダプタ出力に於けるストリームの形式
（UP用CRC-8無し，BBヘッダにオプションの単一ISSY有り，UPL無し）

通常モード、GCS および GSE

BBHeader の信号については(6)を参照のこと。GCS については入力ストリームに構造が存在しないかモジュレータが構造を認識しない。GSE については、最初の GSE パケットは常にデータフィールドに同期される。

GCS と GSE の双方について、モード適合ユニットは次の動作シーケンスを実行する(図 7.4-8 を参照)。

- UPL = 0 を設定する。SYNC を設定する。SYNC = 0x00～0xB8 はトランスポートレイヤープロトコル信号用に予約されており参考文献 [1]に従って設定する必要がある。SYNC = 0xB9～0xFF はユーザーのプライベート。SYNCD は将来使用のため予約されており、他の定義がない限り 0 に設定すること。
- ヌルパケットの削除((4)を参照)およびデータフィールドの CRC-8 の計算((5)を参照)は行わない。

[1] ETSI TS 101 162:「デジタル・ビデオ放送(DVB): サービス情報(SI)の割り当て、およびデジタル・ビデオ放送(DVB)システム用のデータ放送コード(Digital Video Broadcasting (DVB); Allocation of Service Information (SI) and Data Broadcasting Codes for Digital Video Broadcasting (DVB) systems)」

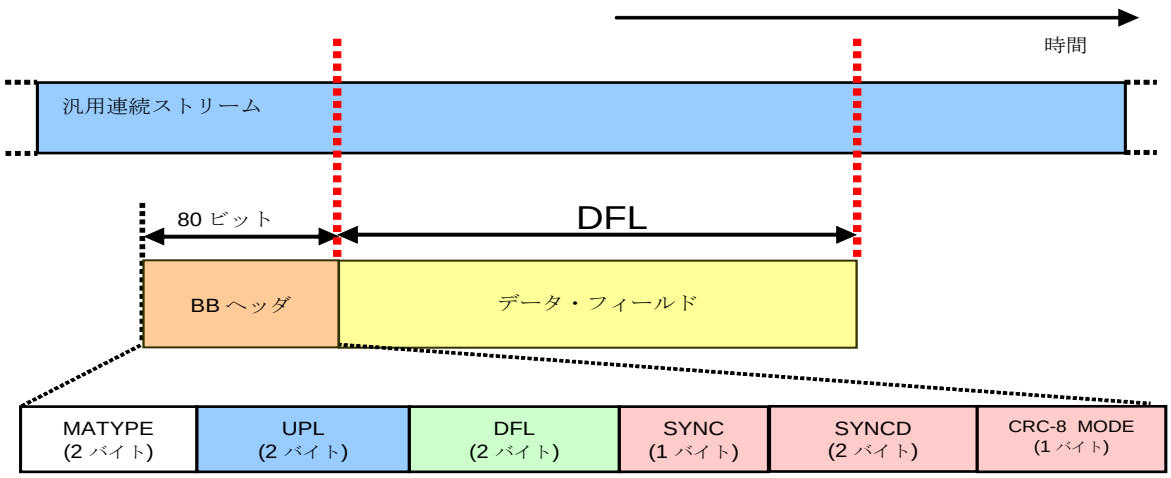


図 7.4-8　通常モード（GSE及びGCS）でのモードアダプタ出力に於けるストリームの形式

高効率モード、GSE

GSE の可変長または固定長 UP を HEM で伝送できる。GSE パケットの分割が行われる場合、SYNCD を計算する必要がある。GSE パケットが分割されない場合、最初のパケットはデータフィールドに同期され、したがって SYNCD は常に 0 に設定される。レシーバは UP を導出可能である為、BBHeader での UPL 伝送は行わない。TS と同様 ISSY フィールドをオプションとして BBHeader で伝送可能である。

モード適合ユニットは次の動作シーケンスを実行する(図 7.4-9 を参照)。

- データフィールド内最初の UP に関連する入力ストリーム同期を挿入(オプション)。つまり BBHeader の UPL および SYNC フィールドに ISSY フィールドが挿入される。
- ヌルパケット削除および UP レベルでの CRC-8 は計算されず挿入もされない。
- SYNCD を計算(データフィールド内最初の UP の最初のビットを指す)し、BBHeader に格納する。伝送される UP は元 UP 自体に対応する。このため SYNCD は元 UP の最初のビットを指す。
- UPL は計算されず伝送もされない。

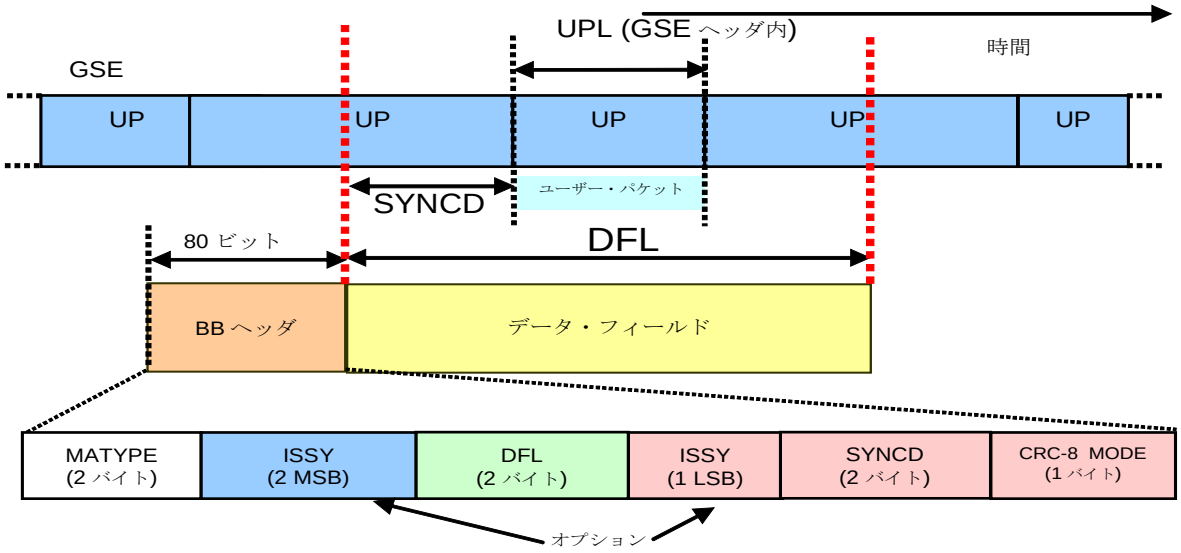


図 7.4-9　GSE用高効率モードでのモードアダプタ出力に於けるストリームの形式
（UP用CRC-8無し，BBヘッダにオプションの単一ISSY有り，UPL無し）

高効率モード、GFPS および GCS

これらのモードは定義されない。

（理由）

TS パケット長情報や SYNC バイト情報など、受信情報での既知情報の伝送領域を再利用することでより一層の効率化を図ることが可能となる。

7.4.2.2　ストリーム適合

ストリーム適合(図 7.4-3 (a)～(c)を参照)は次の機能を備える。

a)　スケジューリング((1)を参照)

b)　固定長(K_{bch}ビット)の BBFrame を完成するためのパディング((2)を参照)

c)　エネルギー分散のためのスクランブル((3)を参照)

ストリーム適合モジュールへの入力ストリームは、BBHeader の後にデータフィールドが続いたものである。出力ストリームは、図 7.4-10 に示す BBFrame である。

図 7.4-10　ストリームアダプタ出力に於けるBBフレームの形式

(1) スケジューラ

L1 パート 2 シグナリング情報を生成するため、スケジューラはデータスライスビルダとともに、最終的な C2 システムでどのデータスライスがどの PLP に属するデータを搬送するかを決定する。

（理由）

C2 システムの構造に関する情報をスケジューラモジュールに持たせることにより、フレーム構築制御を効率的に行うことが可能となる。

(2) パディング

K_{bch}は表 7.4-3 (a)および(b)に示される符号化率に依存する。ユーザーデータ長が BBFrame を完全に満たすのに十分でない場合または BBFrame 内に整数個の UP を割当てる必要がある場合、(K_{bch}-DFL-80)個のビット 0 がデータフィールド後に追加される。結果、BBFrame は K_{bch}ビットの固定長となる。

（理由）

適用する誤り訂正符号がブロック符号であるため、特定のブロック長を実現する必要があり、不足分にビット 0 を詰めることでそのブロック長を実現する。

(3) BB スクランブル

BBFrame はスクランブルシーケンスによってランダム化される必要がある。スクランブルシーケンスは BBFrame と同期し MSB から開始されて K_{bch}ビット後に終了する。

スクランブルシーケンスは図 7.4-11 のフィードバックシフトレジスタにより生成され、その定義多項式は以下の通り。

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

BBFrame 開始時に初期値シーケンス(100101010000000)をレジスタへロードし動作を開始する。

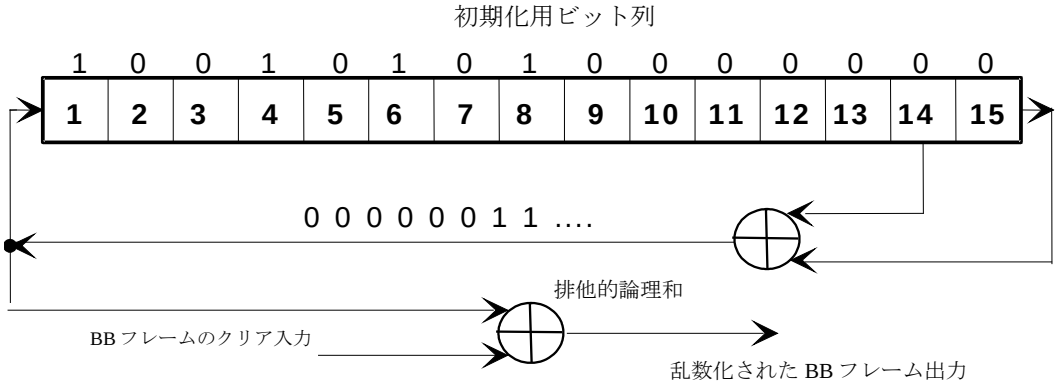


図 7.4-11　PRBS符号化器の実装例

（理由）

データに依存し特定のビットシークエンスが連続することを避けるため、信号のランダマイズは必須である。また、その周期は 2^{15}-1 程度で十分である。

7.4.3 ビットインターリーブされた符号化と変調

本項で、規定する変調方式と符号化方式の組み合わせは、7.2.2 の表 7.2-2 に記載の内容に限定する

7.4.3.1 FEC符号化

このサブシステムは、外符号化(BCH)、内符号化(LDPC)及びビットインターリーブを実行する。

各 BBFrame (K_{bch}ビット)は FEC 符号化サブシステムにより処理され、FECFrame (N_{ldpc}ビット)が生成される。図 7.4-12 に示すように、組織的な BCH 外符号のパリティチェックビット(BCHFEC)が BBFrame の後に追加され、LDPC 内符号化器のパリティチェックビット(LDPCFEC)が BCHFEC フィールドの後に追加される。

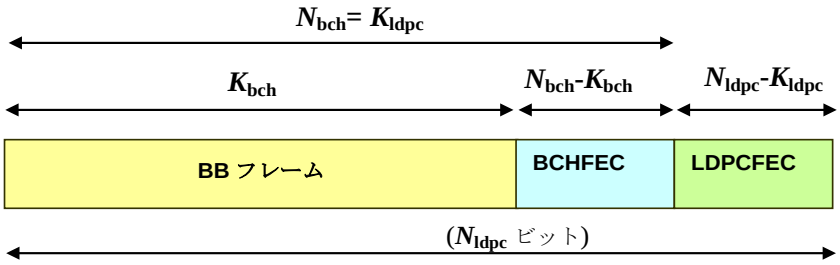


図 7.4-12 ビットインターリーブ前のデータ形式
(通常FECFrame時N_{ldpc} = 64 800ビット)

表 7.4-3(a)　符号化パラメータ(通常FECフレーム N_{ldpc} = 64800 時)

LDPC 符号化率	BCH 情報ブロック K_{bch}	BCH符号ブロック N_{bch} LDPC情報ブロックK_{ldpc}	BCH エラー訂正 ビット数 t	N_{bch}-K_{bch}	LDPC符号ブロック N_{ldpc}
3/4	48 408	48 600	12	192	64 800
4/5	51 648	51 840	12	192	64 800
5/6	53 840	54 000	10	160	64 800
9/10	58 192	58 320	8	128	64 800

表7.4-3 (b)　符号化パラメータ(短縮FECフレーム N_{ldpc}=16200 時)

LDPC 符号化率 (公称値)	BCH 情報ブロック K_{bch}	BCH符号ブロック N_{bch} LDPC情報ブロックK_{ldpc}	BCH エラー訂正 ビット数 t	N_{bch}-K_{bch}	LDPC 符号化率 (真値) K_{ldpc} / N_{ldpc}	LDPC符号ブロック N_{ldpc}
1/2 (注参照)	7 032	7 200	12	168	4/9	16 200
4/5	12 432	12 600	12	168	7/9	16 200
注：この符号化率はL1プリシグナリング参照用識別子であり，実際のデータの符号化率と異なる。						

(1) BCH 符号化

t-エラー訂正 BCH (N_{bch}、K_{bch})符号を各 BBFrame に適用しエラー保護されたパケットを生成する。

N_{ldpc} = 64,800 の BCH 符号のパラメータを表 7.4-3(a)に、N_{ldpc} = 16,200 の BCH 符号のパラメータを表 7.4-3(b)に示す。

t エラー訂正 BCH 符号化の生成多項式 $g(x)$は、N_{ldpc} = 64,800 の場合は表 7.4-4(a)、N_{ldpc} = 16,200 の場合は表 7.4-4(b)にある最初の t 個の多項式を乗算して得られる。

表 7.4-4(a)　BCH 多項式（通常 FEC フレーム N_{ldpc} = 64 800）

$g_1(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^{16}$
$g_2(x)$	$1+x+x^4+x^5+x^6+x^8+x^{16}$
$g_3(x)$	$1+x^2+x^3+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_4(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}+x^{16}$
$g_5(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{12}+x^{16}$
$g_6(x)$	$1+x^2+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{15}+x^{16}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{15}+x^{16}$
$g_8(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_9(x)$	$1+x^5+x^7+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_{10}(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_{11}(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{13}+x^{16}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^5+x^6+x^7+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{16}$

表 7.4-4 (b)　BCH 多項式（短縮 FEC フレーム N_{ldpc} = 16 200）

$g_1(x)$	$1+x+x^3+x^5+x^{14}$
$g_2(x)$	$1+x^6+x^8+x^{11}+x^{14}$
$g_3(x)$	$1+x+x^2+x^6+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_4(x)$	$1+x^4+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{14}$
$g_5(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^8+x^9+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_6(x)$	$1+x^3+x^7+x^8+x^9+x^{13}+x^{14}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^7+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_8(x)$	$1+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{14}$
$g_9(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_{10}(x)$	$1+x^3+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{11}(x)$	$1+x^4+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^6+x^7+x^8+x^{10}+x^{13}+x^{14}$

情報ビット $\boldsymbol{M} = (m_{K_{\mathrm{bch}}-1}, m_{K_{\mathrm{bch}}-2}, m_1, m_0)$からパリティビット BCHFEC は次のように得られる。

メッセージ多項式 $m(x) = m_{K_{\mathrm{bch}}-1}x^{K_{\mathrm{bch}}-1} + m_{K_{\mathrm{bch}}-2}x^{K_{\mathrm{bch}}-2} + \ldots + m_1 x + m_0$を$x^{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}}$で乗算する。

$x^{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}}m(x)$を、生成多項式 $g(x)$で除算した時の剰余多項式を $d(x)=d_{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}-1}x^{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}-1} + \ldots + d_1 x + d_0$とした場合、その係数のビット列が BCHFEC となる。

（理由）

LDPC 符号はシャノン限界に迫る高い性能を誇る一方、伝送電力をあげてもエラー耐性が上がらないエラーフロアと呼ばれる現象を併せ持つことが知られている。BCH 符号を外符号として備えることにより、エラーフロアの影響を低減することが可能となる。

(2) LDPC 符号化

LDPC 符号化器は、BCH 符号化の出力 $\boldsymbol{I} = (i_0, i_1, \ldots, i_{N_{\mathrm{bch}}-1})$をサイズ $K_{\mathrm{ldpc}} = N_{\mathrm{bch}}$の情報ブロックとして扱い、サイズ N_{ldpc}の符号語 $\boldsymbol{\Lambda}$ 上に組織的に符号化する。ここで

$$\boldsymbol{\Lambda} = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_{N_{\mathrm{ldpc}}-1}) = (i_0, i_1, \ldots, \mathrm{i}_{K_{\mathrm{ldpc}}-1}, p_0, p_1, p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1})$$

LDPC 符号パラメータ(N_{ldpc} , K_{ldpc})を、表 7.4-3(a)及び(b)に示す。ただし、表 7.4-3(b)においては LDPC 符号化率（真値）が実際の符号化率であり、LDPC 符号化率（公称値）は真値を簡単な分数で近似したものである。

- LDPC 符号化

符号化器は $\boldsymbol{K_{\mathrm{ldpc}}}$ 個の情報ビット(i_0 , i_1 ,..., $i_{K_{\mathrm{ldpc}}-1}$)から $\boldsymbol{N_{\mathrm{ldpc}}}$ -$\boldsymbol{K_{\mathrm{ldpc}}}$ 個のパリティビット($p_0, p_1, \ldots, p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1}$)を以下の手順で決定する。

- $p_0 = p_1 = p_2 = \ldots = p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1} = 0$ に初期化する。
- 対応する符号インデックス[2]表の ***1*** 行目に指定されているインデックス $\boldsymbol{k_{0j}}$を持つパリティビットに最初の情報ビット $\boldsymbol{i_0}$を加算する。(尚すべての加算⊕は排他的論理和)。また、インデックスを $\boldsymbol{Q_{ldpc}l}$ 増やし $\boldsymbol{i_l}$を加算する。ここで ***l*** は ***1*** 以上 ***360*** 未満の整数である。

$p_{\mathrm{k00}}=p_{\mathrm{k00}}\oplus i_0$ $\quad p_{\mathrm{k01}}=p_{\mathrm{k01}}\oplus i_0$ ..... $\quad p_{\mathrm{k0w0}}=p_{\mathrm{k0w0}}\oplus i_0$

$p_{\mathrm{k00+Q}}=p_{\mathrm{k00+Q}}\oplus i_1$ $\quad p_{\mathrm{k01+Q}}=p_{\mathrm{k01+Q}}\oplus i_1$ ..... $\quad p_{\mathrm{k0w0+Q}}=p_{\mathrm{k0w0+Q}}\oplus i_1$

.....

$p_{\mathrm{k00+Ql}}=p_{\mathrm{k00+Ql}}\oplus i_l$ $\quad p_{\mathrm{k01+Ql}}=p_{\mathrm{k01}}\oplus i_l$ ..... $\quad p_{\mathrm{k0w0+Ql}}=p_{\mathrm{k0w0+Ql}}\oplus i_l$

- 同様に符号インデックス表の ***i+1*** 行目に指定されているインデックス $\boldsymbol{k_{ij}}$を持つパリティビットに最初の情報ビット $\boldsymbol{i_{360i}}$を加算する。また、インデックスを $\boldsymbol{Q_{ldpc}l}$ 増やし $\boldsymbol{i_l}$を加算する。ここで ***l*** は ***0*** 以上 ***360*** 未満の整数である。

すべての情報ビットが処理された後で、次の方法により最終的なパリティビットが得られる。

- 次の演算を、$i = 1$ から順に実行する。

$$p_i = p_i \oplus p_{i-1}, \qquad i = 1, 2, \ldots, N_{ldpc} - K_{ldpc} - 1$$

尚、$\boldsymbol{Q_{ldpc}}$の値は表 7.4-5(a)及び(b)の通り。

---

[2] （付録）を参照

表 7.4-5(a)　通常FECフレームに於けるQ_{ldpc}

符号化率	Q_{ldpc}
3/4	45
4/5	36
5/6	30
9/10	18

表7.4-5 (b)　短縮FECフレームに於けるQ_{ldpc}

符号化率	Q_{ldpc}
1/2	25
4/5	10

（理由）

シャノン限界に迫る高い性能を持つ LDPC 符号を用いることで、高い伝送効率を確保することが可能となる。また、準巡回構造をもつ LDPC 符号を用いることにより符号化器・復号器のパラレル実装が可能となり、伝送のスループットを上げることが可能となる。

(3) ビットインターリーブ

LDPC 符号化器の出力 Λ は最初にパリティインターリーブされ、後にカラムツイストインターリーブされる。パリティインターリーバの出力を U、カラムツイストインターリーバの出力を V で表す。

パリティインターリーブ部分では、パリティビットは次のようにインターリーブされる。

$$u_i = \lambda_i \quad \text{for} \quad 0 \leqq i < K_{ldpc}$$

$$\mathrm{u}_{K_{\mathrm{ldpc}}} + 360\mathrm{t} + \mathrm{s} = \lambda_{K_{\mathrm{ldpc}}+Q_{\mathrm{ldpc}}s+t} \quad \text{for } 0 \leqq s < 360,\ 0 \leqq t < Q_{\mathrm{ldpc}}$$

各変調フォーマットについてのカラムツイストインターリーブメモリの構成を表 7.4-6 に示す。

表 7.4-6　カラムツイストインターリーブメモリの構成

変調	行数 N_r		列数 N_c
	N_{ldpc} = 64 800	N_{ldpc} = 16 200	
16QAM	8 100	2 025	8
256QAM	4 050	-	16
1024QAM	3 240	-	20
4096QAM	5 400	-	12

パリティインターリーバの出力ビット $\boldsymbol{u_i}$は、図 7.4-13 に示すように、カラムツイストインターリーバの列方法に書き込まれ、行方向に読み出される(BBHeader の MSB が最初に読み出される)。このとき、各列の書き込み開始位置は、表 7.4-7 に従い、t_cだけシフトされる。この出力を $\boldsymbol{V}$ とする。

- インデックス i の入力ビット u_iが、$0 \leqq i < N_{ldpc}$について、インターリーバ—の列 c_i、行 r_iに書き込まれる。ここで、

$$c_i = i \text{ div } N_r$$
$$r_i = i + t_{c_i} \text{mod } N_r$$

- インデックス j の出力ビット v_jが、$0 \leqq j < N_{ldpc}$について、行 r_j、列 c_jから読み出される。ここで、

$$r_j = j \text{ div } N_c$$
$$c_j = j \text{ mod } N_c$$

表 7.4-7(a)　カラムツイストパラメータ tc (0～11列目)

変調	列数 N_c	N_{ldpc}	ツイストパラメータ t_c											
			列 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
16 QAM	8	64 800	0	0	2	4	4	5	7	7	-	-	-	-
		16 200	0	0	0	1	7	20	20	21	-	-	-	-
256 QAM	16	64 800	0	2	2	2	2	3	7	15	16	20	22	22
1024 QAM	20	64 800	0	1	3	4	5	6	6	9	13	14	14	16
4096 QAM	12	64 800	0	0	2	2	3	4	4	5	5	7	8	9

表 7.4-7(b)　カラムツイストパラメータ tc (12～23列目)

変調	列数 N_c	N_{ldpc}	ツイストパラメータ t_c											
			列12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
16 QAM	8	64 800	-	-	-	-								
		16 200	-	-	-	-								
256 QAM	16	64 800	27	27	28	32								
1024 QAM	20	64 800	21	21	23	25	25	26	28	30				
4096 QAM	12	64 800												

（理由）

パリティインターリーブを行うことにより対応するパリティ検査行列のパリティビット対応部分の構造が準巡回となる。また、カラムツイストインターリーブを行うことによりフェイジング環境への耐性が強化される。

7.4.3.2　変調方式

(1) 変調ビットマッピング

各 FECFrame は、最初に入力ビットをデマルチプレクサによりセルに変換し、次にそれらのセルをコンスタレーション値にマップする。出力セルの数と、セルごとのビット数 η_{MOD} を、表 7.4-8 に示す。

表 7.4-8　コンスタレーションへのビットのマッピングパラメータ

LDPCブロックの長さ (N_{ldpc})	変調方式	η_{MOD}	セル出力数
64 800	4096QAM	12	5 400
	1024QAM	10	6 480
	256QAM	8	8 100
16 200	16QAM	4	4 050

（理由）

より効率的な伝送を実現するために、1024QAM や 4096QAM の様な高次元多値変調を導入した。また、16QAM から 4096QAM という多様な変調方式を具備することにより伝送所要 CN 比のレンジが広範なものとなり、伝送環境に応じた CN 比選択が可能となる。

(2) ビットからセルへのデマルチプレクサ

ビットインターリーバからのビットストリーム v_i は、図 7.4-13 に示すようにデマルチプレクスされ、$N_{substreams}$ 個のサブストリームに変換される。$N_{substreams}$ の値は表 7.4-9 の通り。

表 **7.4-9**　デマルチプレクサから出力されるサブストリーム数

変調	N_{ldpc}	サブストリーム数 $N_{substreams}$
16QAM	16 200	8
256QAM	64 800	16
1024QAM	64 800	20
4096QAM	64 800	12

デマルチプレクスは、ビットインターリーブされた入力ビット v_{di} から、出力ビット $b_{e,do}$ へのマッピングとして定義される。ここで、

- $do = di \text{ div } N_{substreams}$
- e はデマルチプレクスされたビットサブストリーム番号($0 \leqq e < N_{substreams}$)で、表 7.4-10 に定義されている di に依存する。
- v_{di} はデマルチプレクサへの入力。
- di は入力ビット番号。
- $b_{e,do}$ はデマルチプレクサからの出力。
- do は、デマルチプレクサの出力における、与えられたストリームのビット番号。

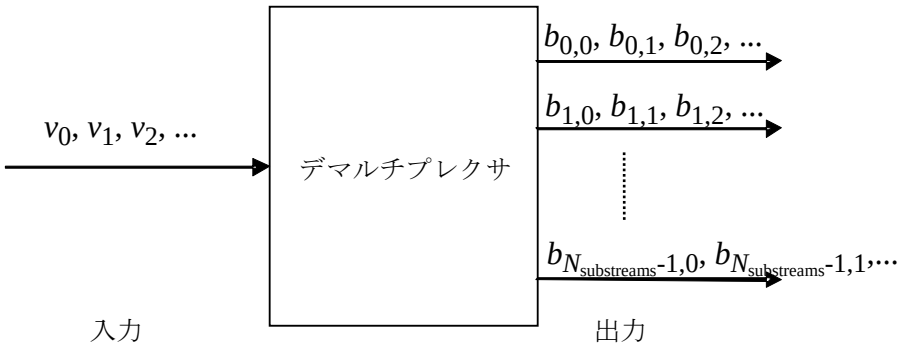


図 **7.4-13**　ビット列のサブストリームへのデマルチプレクス

表 7.4-10　ビット列からサブストリームへのデマルチプレクスパラメータ

変調方式	16QAM							
入力ビット番号 di mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7
出力ビット番号 e	7	1	4	2	5	3	6	0

変調方式	256QAM (N_{ldpc} = 64 800)															
入力ビット番号 di mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
出力ビット番号 e	15	1	13	3	8	11	9	5	10	6	4	7	12	2	14	0

変調方式	1024QAM (N_{ldpc} = 64 800)																			
入力ビット番号 di mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
出力ビット番号 e	8	16	7	19	4	15	3	12	0	11	10	9	13	2	14	5	17	6	18	1

変調方式	4096QAM (N_{ldpc} = 64 800)											
入力ビット番号 di mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
出力ビット番号 e	8	0	6	1	4	5	2	3	7	10	11	9

（符号化率1/2, 3/4, 4/5, 5/6, 9/10(8/9)の時）

（理由）

LDPC 符号ビットとコンスタレーションポイントの各ビットのエラー耐性の組み合わせをマルチプレクサにより最適化することで、より高い伝送効率を実現できる。

(3) セルから I/Q コンスタレーションへのマップ

(2)のデマルチプレクサからの各セルワード$[y_{0,do}..y_{\eta MOD-1,do}] = [b_{0,do}..b_{Nsubstreams-1,do}]$は、16QAM、256QAM、1024QAM、4096QAM コンスタレーションのいずれかを使用して変調され、正規化の前にコンスタレーションポイント z_qが与えられる。

$\boldsymbol{z_q}$ の座標 Re(z_q)および Im(z_q)は、入力ビット $y_{e,q}$に対して表 7.4-10 (a)～(h)で与えられる。

表 7.4-10 (e)および(f)は、1024QAM マッピングおよび対応するビット・パターンの記述を示している。

表 7.4-10 (g)および(h)は、4096QAM マッピングおよび対応するビット・パターンの記述を示している。

各入力セル$(\boldsymbol{y_{0,q}..y_{\eta MOD-1,q}})$について、コンスタレーションポイント $\boldsymbol{z_q}$は電力 1 に正規化され、使用すべき正しい複素数セル値 f_qが得られる。

表 7.4-10(a) 変調・マッピング（16QAM 実数部）

$y_{0,q}$ $y_{2,q}$	1 0	1 1	0 1	0 0
Re(z_q)	-3	-1	1	3

表 7.4-10(b) 変調・マッピング（16QAM 虚数部）

$y_{1,q}$ $y_{3,q}$	1 0	1 1	0 1	0 0
Im (z_q)	-3	-1	1	3

表 7.4-10(c) 変調・マッピング（256QAM 実数部）

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{6,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Re(z_q)	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15

表 7.4-10(d) 変調・マッピング（256QAM 虚数部）

$Y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{7,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Im(z_q)	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15

表 7.4-10(e) 変調・マッピング（1024QAM 実数部）

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{8,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Re(z_q)	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{8,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Re(z_q)	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31

表 7.4-10(f) 変調・マッピング（1024QAM 虚数部）

$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{9,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{9,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31

表 7.4-10(g) 変調・マッピング（4096QAM 実数部）

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	-63	-61	-59	-57	-55	-53	-51	-49	-47	-45	-43	-41	-39	-37	-35	-33
$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	33	35	37	39	41	43	45	47	49	51	53	55	57	59	61	63

表 7.4-10(ｈ) 変調・マッピング（4096QAM 虚数部）

$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	-63	-61	-59	-57	-55	-53	-51	-49	-47	-45	-43	-41	-39	-37	-35	-33
$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	33	35	37	39	41	43	45	47	49	51	53	55	57	59	61	63

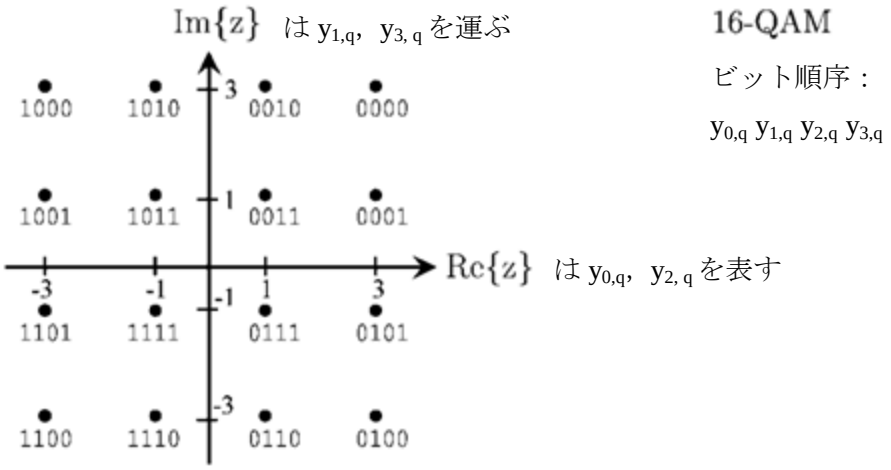


図 7.4-14　ビット・パターンのコンステレーションへのマッピング(16QAM)

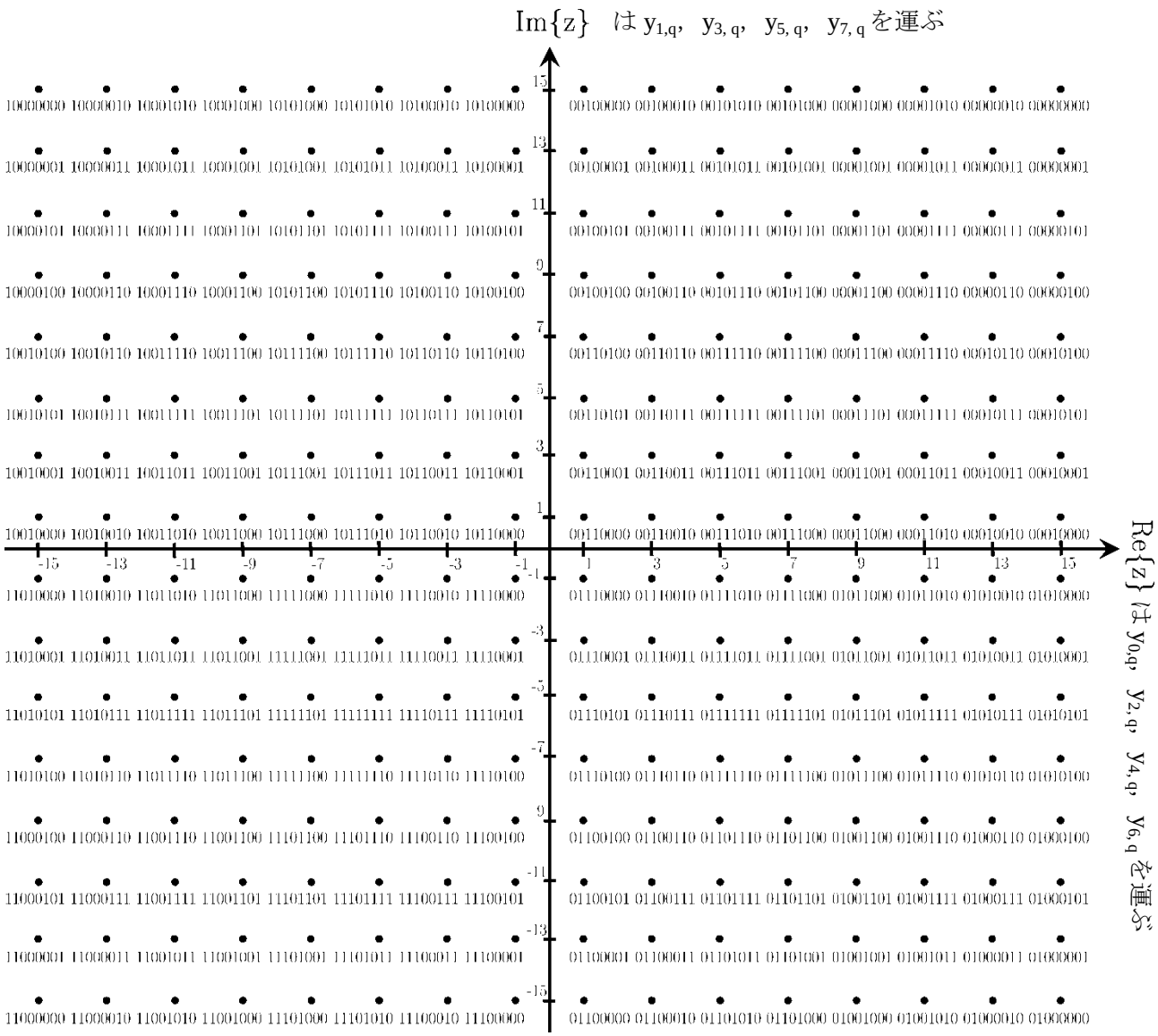


図 7.4-15　ビット・パターンのコンステレーションへのマッピング(256QAM)

表 **7.4-11**　データセルに対する正規化係数

変調	正規化
16QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{10}}$
256QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{170}}$
1024QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{682}}$
4096QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{2730}}$

（理由）

より効率的な伝送を実現するために、1024QAM や 4096QAM の様な高次元多値変調を導入した。また、16QAM から 4096QAM という多様な変調方式を具備することにより伝送所要 CN 比のレンジが広範なものとなり、伝送環境に応じた CN 比選択が可能となる。

7.4.4　データスライスパケットの生成

7.4.4.1　データスライスタイプ1のデータスライスパケット

タイプ 1 のデータスライス(DSLICE_TYPE='0')で伝送されるデータスライスパケットは、1 つの LDPC 符号語に含まれる$\lceil N_{\mathrm{ldpc}}/\eta_{\mathrm{MOD}} \rceil = N_{\mathrm{DP}}$個のセル g により形成される。

タイプ 1 のデータスライスのシグナリングはプリアンブル内、すなわちレイヤ 1 - パート 2 で行われる。データスライスタイプ 1 では、フレームごとに変調と符号化パラメータが固定で 1PLP のみ伝送可能である。

（理由）

フレーム内のパラメータ変動を制限することにより無駄なシグナリング伝送を省き、伝送の効率化が実現可能となる。

7.4.4.2　データスライスタイプ2のデータスライスパケット

データスライスタイプ 2 のデータスライスパケットは、1 つまたは 2 つの FECFrame の前に追加の FECFrame ヘッダを伝送する。このヘッダは次の XFECFrame の PLP_ID、符号化と変調のパラメータ、および XFECFrame 数を通知する。これらのデータスライスパケットの構造を、図 7.4-16 に示す。

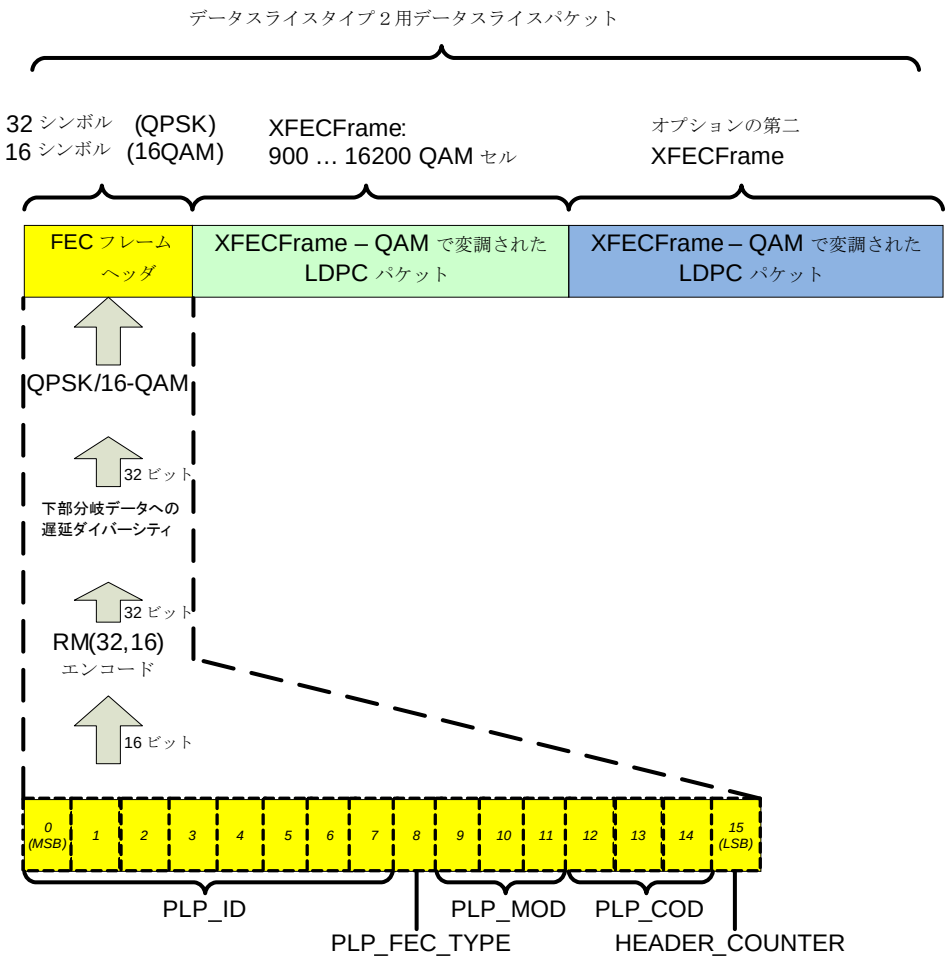


図 7.4-16　FECフレームヘッダとそれに続くXFECFrameパケットから成るデータスライスパケット

(1) FECFrame ヘッダのシグナリングデータ

FECFrame ヘッダの 16 個の情報ビットは次のように定義される。常に MSB が最初にマップされる。

PLP_ID(8 ビット): C2 システム内で PLP を一意に識別する。

PLP_FEC_TYPE(1 ビット):次の FECFrame のサイズを通知する(0 = 16,200 ビット、1 = 64,800 ビット)。

PLP_MOD(3 ビット): 表 7.4-12 に従い使用される QAM マッピングを示す。

表 7.4-12　QAMマッピングに対するPLP_MOD値

PLP_MOD	QAMマッピング
000	予約済み
001	16QAM
010	64QAM
011	256QAM
100	1024QAM
101	4096QAM
110 ~ 111	将来使用の為に予約

PLP_COD(3 ビット):　表 7.4-13 に従い FECFrame の LDPC 符号化率を示す。

表 7.4-13　符号化率に対するPLP_COD値

PLP_COD値	符号化率
000	予約済み
001	2/3
010	3/4
011	4/5
100	5/6
101	8/9 (16K LDPC) 9/10 (64K LDPC)
110 ~ 111	将来使用の為に予約

HEADER_COUNTER(1 ビット): FECFrame の数を通知する。「0」は FECFrame が 1 つだけであることを示す。「1」は FECFrame が 2 つで、両方の FECFrame の PLP_ID、PLP_FEC_TYPE、PLP_MOD、PLP_COD が同じであることを示す。

（理由）

PLP ID、FECFrame の長さ、符号や変調のパラメータ等、FECFrame の受信に必要不可欠なパラメータを FECFrame の先頭に置くことにより、受信機側ではその情報を速やかに取得し FECFrame の受信処理を進めることが可能となる。

(2) FECFrame ヘッダの符号化

FECFrame ヘッダデータ 16 ビットは最初にリード・マラー(32,16)符号化される。次に、32 ビットのリード・マラー符号語は上下 2 ブランチに分割され、下ブランチのみ符号語内でサイクリックシフトされ PN シーケンスによりスクランブルされる。その後、16QAM 変調(高効率 FECFrame)にマップされる。

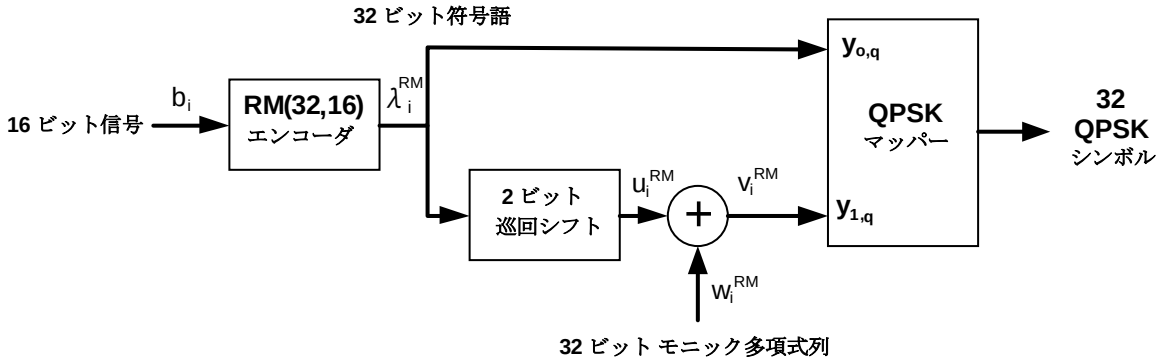


図 7.4-17(a)　高耐性FECフレームヘッダ

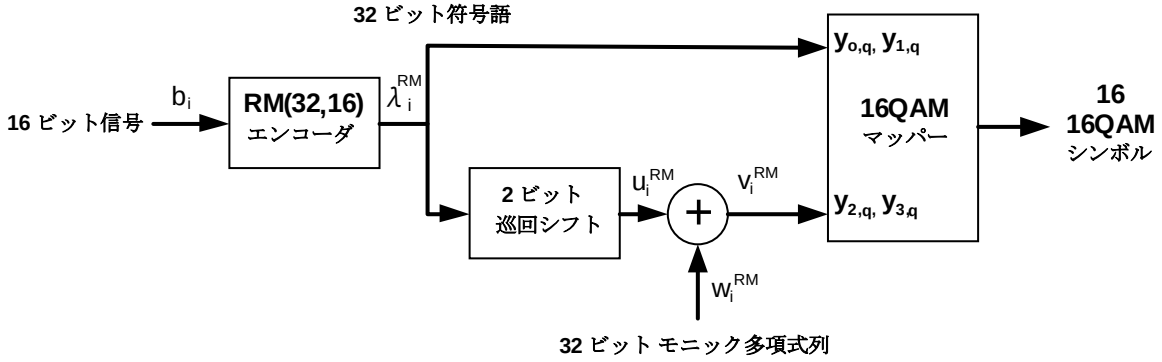


図 7.4-17(b)　高効率FECフレームヘッダ

- エラー訂正符号化

情報 16 ビットはリード・マラー(32,16)符号により符号化される。

このリード・マラー(32,16)符号の生成行列 G を以下に示す。

$$
\mathbf{G} = \begin{pmatrix}
1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1\\
0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1\\
0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&1&0&1&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&1&0&1&0&1\\
0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&1&1\\
0&0&0&0&0&1&0&1&0&0&0&0&0&1&0&1&0&0&0&0&0&1&0&1&0&0&0&0&0&1&0&1\\
0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1
\end{pmatrix}
$$

表 7.4-14　リード・マラー符号生成行列の定義

32 個のリード・マラー符号化されたビットベクタ $\lambda^{\mathrm{RM}} = \left[\lambda_0^{\mathrm{RM}}, \ldots, \lambda_{31}^{\mathrm{RM}}\right]$は、16 ビットの FECFrame 信号データベクタ $b = [b_0, \ldots, b_{15}]$を生成行列に乗算することで得られる。すなわち、

$\lambda^{\mathrm{RM}} = b \cdot G \pmod 2$

● サイクリック遅延

リード・マラー符号化されたデータビットλ_i^{RM}は各符号語内で 2 ビット分サイクリックに遅延される。すなわち、

$u_{(i+2) mod\ 32}^{\mathrm{RM}} = \lambda_i^{\mathrm{RM}}$　　$i = 0,1,..,31$

● 下ブランチのスクランブル

下ブランチのデータは、次のシーケンスによりスクランブルされる。

$w_0^{\mathrm{RM}}, w_1^{\mathrm{RM}}, ..., w_{31}^{\mathrm{RM}}$ = 0,0,0,1,1,1,0,1,1,0,0,0,1,1,0,1,0,0,1,1,1,0,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1

出力シーケンスv_i^{RM}はu_i^{RM}とw_i^{RM}との間で排他的論理和を実行することで得られる。

$v_i^{\mathrm{RM}} = u_i^{\mathrm{RM}} \oplus w_i^{\mathrm{RM}}$ $i = 0,1,...,31$

（理由）

リード・マラー符号は比較的短い符号長をもつ場合に効率的な誤り訂正符号であることが知られているため、FECFrame ヘッダの符号化に適した符号であると言える。また信号をサイクリックにシフトし

拡散することで時間的なダイバーシティを得ることによりエラー耐性を強化している。

(3) QAM 変調へのマッピング

上ブランチの 32 ビットと、下ブランチの 32 ビットは、QAM 変調へマップされる。

- 高効率 FECFrame ヘッダ

高効率 FECFrame ヘッダは 7.4.3.2(3)に定義されている 16QAM を使用して変調され、16 個の複素数セル値 f_qが得られる。16 個のマッパー入力セルは、次のように定義される。

$$[y_{0,i}, y_{1,i}, y_{2,i}, y_{3,i}] = [\lambda_{2i}^{\mathrm{RM}}, \lambda_{2i+1}^{\mathrm{RM}}, v_{2i}^{\mathrm{RM}}, v_{2i+1}^{\mathrm{RM}}] \qquad i = 0,1,\ldots,15$$

（理由）

高効率モードを用意した。

7.4.5 レイヤ1パート2シグナリングの生成、符号化、変調

7.4.5.1 概要

C2 フレームの構成を図 7.4-18 に示す。L1 シグナリングパート 2 は、OFDM パラメータに加えてデータスライス、PLP、およびノッチバンドについて関連するすべての情報を伝送する。

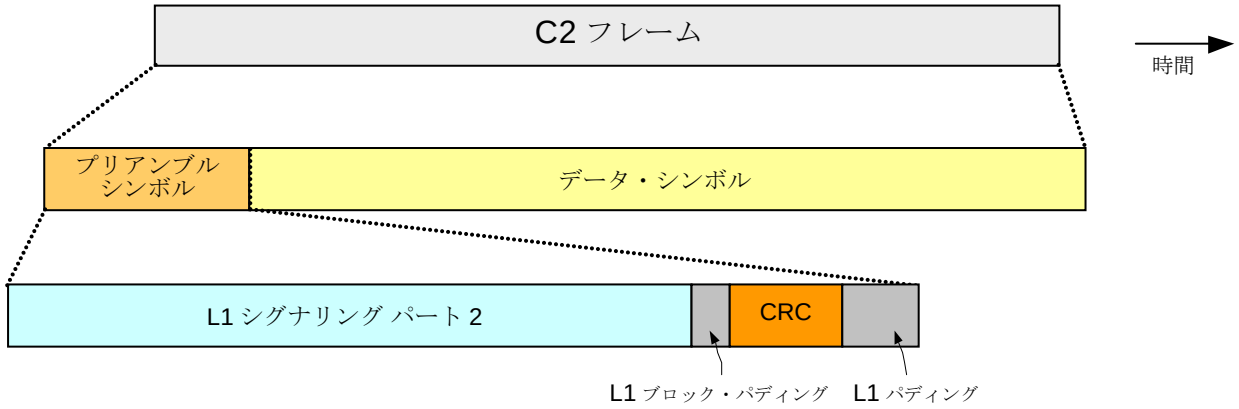


図 7.4-18 L1パート2シグナリングの構成

7.4.5.2 プリアンブルヘッダ

図 7.4-19 に示すように、各プリアンブルシンボルの L1 時間インターリーブブロックの前に、32OFDM セルからなるプリアンブルヘッダを挿入する。1 つの C2 フレーム内においてすべてのヘッダは同一である。プリアンブルヘッダには、L1 パート 2 の長さと L1 ブロックの時間インターリーブモードを記述する。プリアンブルヘッダに含まれる 16 個の情報ビットはリード・マラー(32,16)符号により符号化され QPSK に変調される。

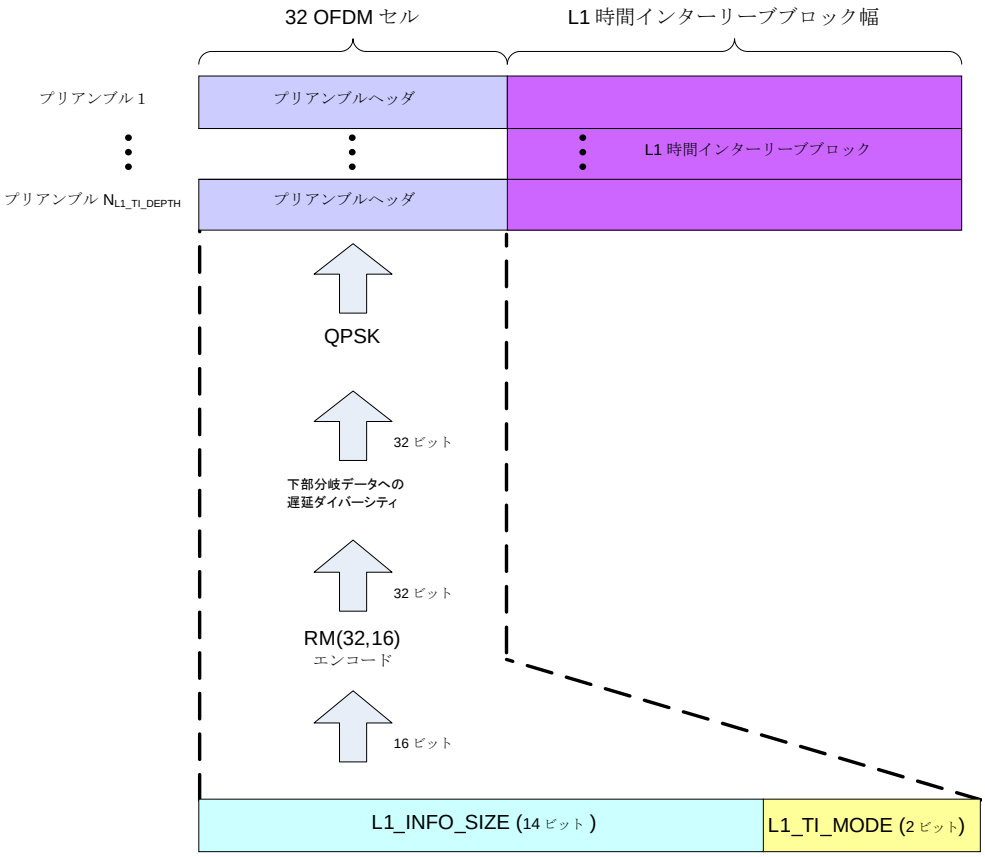


図 7.4-19　プリアンブルヘッダの生成と伝送形式フィールド

L1_INFO_SIZE(14 ビット): L1 パート 2 サイズの半分を示す。$K_{L1part2_ex_pad}$の値はパリティの長さ 32 と L1_INFO_SIZE × 2 とを加算して求められる。

L1_TI_MODE(2 ビット): 現在の C2 フレームの L1 パート 2 の時間インターリーブモードを示す。時間インターリーブモードは、表 7.4-15 に従って通知される。

表 7.4-15　L1_TI_MODEフィールドの定義

L1_TI_MODE	モード(インターリーブ長)
00	インターリーブ無し
01	最適
10	4 OFDM シンボル
11	8 OFDM シンボル

（理由）

プリアンブルヘッダ領域には L1 シグナリングパート 2 の受信に必要な全情報が格納される。受信機はプリアンブルの先頭にあるヘッダの情報をまず解釈し、以降に続く L1 パート 2 信号の受信動作への準備が可能となる。プリアンブルヘッダの情報取得に失敗すると以降の動作を進めることが出来ない為、リード・マラー符号化を行い、また最もエラー耐性のある QPSK 変調で送信する。

7.4.5.3 L1シグナリングパート2のデータ

L1 シグナリングパート 2 のデータについて、フィールドの詳細な使用法を表 7.4-16 に示す。

表 7.4-16　L1シグナリングパート2のデータフィールド

フィールド	サイズ(ビット)
NETWORK_ID	16
C2_SYSTEM_ID	16
START_FREQUENCY	24
C2_BANDWIDTH	16
GUARD_INTERVAL	2
C2_FRAME_LENGTH	10
L1_PART2_CHANGE_COUNTER	8
NUM_DSLICE	8
NUM_NOTCH	4
for i=0..NUM_DSLICE-1 {	
DSLICE_ID	8
DSLICE_TUNE_POS	14 or 13
DSLICE_OFFSET_LEFT	9 or 8
DSLICE_OFFSET_RIGHT	9 or 8
DSLICE_TI_DEPTH	2
DSLICE_TYPE	1
if DSLICE_TYPE=='1' {	
FEC_HEADER_TYPE	1
}	
DSLICE_CONST_CONF	1
DSLICE_LEFT_NOTCH	1
DSLICE_NUM_PLP	8
for i=0..DSLICE_NUM_PLP-1 {	
PLP_ID	8
PLP_BUNDLED	1
PLP_TYPE	2
PLP_PAYLOAD_TYPE	5
if PLP_TYPE=='00' or '01' {	
PLP_GROUP_ID	8
}	
if DSLICE_TYPE=='0' {	
PLP_START	14
PLP_FEC_TYPE	1
PLP_MOD	3
PLP_COD	3
}	
PSI/SI_REPROCESSING	1
if PSI/SI_REPROCESSING=='0' {	
transport_stream_id	16
original_network_id	16
}	
RESERVED_1	8
}	
RESERVED_2	8
}	
for i=0..NUM_NOTCH-1 {	
NOTCH_START	14 or 13
NOTCH_WIDTH	9 or 8
RESERVED_3	8
}	
RESERVED_TONE	1
EMERGENCY_INDICATOR*	1
RESERVED_4	15

注）EMERGENCY_INDIDATOR は ITU-T J.382 に追加計画中の新規機能となる。

NETWORK_ID(16 ビット): 現在のネットワークを一意に識別する。

C2_SYSTEM_ID(16 ビット): ネットワーク内の C2 システムを一意に識別する。

START_FREQUENCY(24 ビット): 現在の C2 システムの開始周波数を、0 Hz からの距離として示し、現在の C2 システムのキャリア間隔の整数倍として unsigned int の値をとる。

C2_BANDWIDTH(16 ビット): 現在の C2 システムの帯域幅を示す。

GUARD_INTERVAL(2 ビット): 表 7.4-17 に従い、現在の C2 フレームのガードインターバルを示す。

表 7.4-17 ガードインターバルフィールドの定義

GUARD_INTERVAL	ガードインターバル比率
00	1/128
01	1/64
10 ～ 11	将来使用の為に予約

C2_FRAME_LENGTH(10 ビット): C2 フレームごとのデータシンボル数(L_{data})を示す。本ドキュメントに従う C2 システムでは C2_FRAME_LENGTH = 0x1C0 (10 進数の 448)のみが許される。

L1_PART2_CHANGE_COUNTER(8 ビット): 構成が変化する場所の前にある C2 フレームの数を示す。

NUM_DSLICE(8 ビット): 現在の C2 フレーム内で搬送されるデータスライス数を示す。

NUM_NOTCH(4 ビット): ノッチバンド数を示す。

以下のフィールドは、データスライスループに出現する。

- **DSLICE_ID(8 ビット):** C2 システム内でデータスライスを一意に識別する。
- **DSLICE_TUNE_POS(13 または 14 ビット):** データスライスのチューニング位置を START_FREQUENCY との相対値として示す。
- **DSLICE_OFFSET_LEFT(8 または 9 ビット):** 関連するデータスライスの開始位置をチューニング位置から左への距離として示す。
- **DSLICE_OFFSET_RIGHT(8 または 9 ビット):** 関連するデータスライスの終了位置をチューニング位置から右への距離として示す。
- **DSLICE_TI_DEPTH(2 ビット):** 表 7.4-18 に従い、関連するデータスライス内での時間インターリーブの深さを示す。

表 7.4-18 時間インターリーブの深さフィールドの定義

DSLICE_TI_DEPTH	時間インターリーブの深さ
00	インターリーブ無し
01	4 OFDMシンボル
10	8 OFDMシンボル
11	16 OFDMシンボル

- **DSLICE_TYPE(1 ビット):** 表 7.4-19 に従い関連するデータスライスのタイプを示す。

表 7.4-19 データスライスタイプフィールドの定義

DSLICE_TYPE	データスライスタイプ
0	データスライスタイプ1
1	データスライスタイプ2

次のフィールドは DSLICE_TYPE が「1」のときのみ出現する。

- **FEC_HEADER_TYPE(1 ビット):** 表 7.4-20 に従い、関連するデータスライス内の FECFrame ヘッダのタイプを示す。

表 7.4-20　FECフレームヘッダタイプフィールドの定義

FEC_HEADER_TYPE	FECフレームヘッダタイプ
0	高耐性モード
1	高効率モード

- **DSLICE_CONST_CONF(1 ビット):** 関連するデータスライスの構成が可変か固定かを示す。このフィールドが値「1」に設定されている場合関連するデータスライスの構成は変化しない。そうでない場合「0」に設定される。
- **DSLICE_LEFT_NOTCH(1 ビット):** 関連するデータフィールドの左に隣接するノッチバンドの存在を示す。関連するデータスライスの開始位置に隣接するノッチバンドが存在する場合、このフィールドは「1」に設定される。そうでない場合「0」に設定される。
- **DSLICE_NUM_PLP(8 ビット):** 関連するデータスライス内で搬送される PLP 数を示す。

以下のフィールドは、PLP ループに出現する。

- **PLP_ID(8 ビット):** C2 システム内で PLP を識別する。
- **PLP_BUNDLED(1 ビット):** 現在の C2 システム内で、関連する PLP が他の PLP とバンドルされるかどうかを示す。関連する PLP がバンドルされる場合、このフィールドは「1」に設定される。そうでない場合「0」に設定される。
- **PLP_TYPE(2 ビット):** 表 7.3-22 に、関連する PLP のタイプを示す。

表 7.4-21 PLP_TYPEフィールドの定義

PLP_TYPE	PLPのタイプ
00	共通PLP
01	グループ化データPLP
10	通常データPLP
11	将来使用の為に予約

- **PLP_PAYLOAD_TYPE(5 ビット):** 関連する PLP により搬送されるペイロードデータのタイプを示す。

表 **7.4-22**　PLP_PAYLOAD_TYPEフィールドの定義

PLP_PAYLOAD_TYPE	ペイロードのタイプ
00000	GFPS
00001	GCS
00010	GSE
00011	TS
00100 ～ 11111	将来使用の為に予約

次のフィールドは、PLP_TYPE が「00」または「01」のときのみ出現する。

- **PLP_GROUP_ID(8 ビット):** 現在の PLP が、C2 システム内でどの PLP グループに関連付けられているかを識別する。

以下のフィールドは、データスライスタイプ 1 が使用されているときのみ出現する。

- **PLP_START(14 ビット):** 関連する PLP の最初の完全な XFECframe の開始位置を、現在の C2 フレーム内で示す。
- **PLP_FEC_TYPE(1 ビット):** 関連する PLP で使用される FEC タイプを示す。
- **PLP_MOD(3 ビット):** 表 7.4-24 に、関連する PLP で使用される変調を示す。

表 **7.4-23**　PLP_MOD及びPLP_FEC_TYPEフィールドの定義

PLP_FEC_TYPE	PLP_MOD	PLP FECタイプ	変調	XFECFrameの長さ
0	000	16K LDPC	予約済み	NA
	001		16QAM	4 050
	010		64QAM	2 700
	011		256QAM	2 025
	100		1024QAM	1 620
	101		4096QAM	1 350
	110		予約済み	1 158
	111		予約済み	1 013
1	000	64K LDPC	予約済み	900
	001		16QAM	16 200
	010		64QAM	10 800
	011		256QAM	8 100
	100		1024QAM	6 480
	101		4096QAM	5 400
	110		予約済み	4 629
	111		予約済み	4 050

- **PLP_COD(3 ビット):** 表 7.4-25 に、関連する PLP で使用される符号化率を示す。

表 7.4-24　符号化率フィールドの定義

PLP_COD	符号化率
000	将来使用の為に予約
001	2/3
010	3/4
011	4/5
100	5/6
101	8/9 (16K LDPC) 9/10 (64K LDPC)
110 ～ 111	将来使用の為に予約

- **PSI/SI_REPROCESSING(1 ビット):** PSI/SI 再処理が実行されるかどうかを示す。この値は、受信機にて処理が PSI/SI パートに依存するかどうかを認識するために使用される。PSI/SI 再処理が実行される場合このフィールドは「1」に、そうでない場合は「0」に設定される。

以下のフィールドは、PSI/SI_REPROCESSING が「0」のときのみ出現する。

- **transport_stream_id(16 ビット):** 配信システム内でこの TS を他の多重化から識別するためのラベルとして機能する。
- **original_network_id(16 ビット):** 元になる配信システムの network_id を識別するためのラベルとなる。
- **RESERVED_1(8 ビット):** 将来使用のため予約されている。
- **RESERVED_2(8 ビット):** 将来使用のため予約されている。

以下の 3 フィールドはノッチループに出現する。

- **NOTCH_START(13 または 14 ビット):** 関連するノッチバンドの開始位置を、START_FREQUENCY との相対値として unsigned int で示す。
- **NOTCH_WIDTH(8 または 9 ビット):** 関連するノッチバンドの幅を、unsigned int として示す。
- **RESERVED_3(8 ビット):** 将来使用のため予約されている。

- **RESERVED_TONE(1 ビット):** 一部のキャリアが予約されているかどうかを示す。現在の C2 フレーム内に予約キャリアが存在する場合、このビットは「1」に設定される。そうでない場合、「0」に設定される。
- **EMERGENCY_INDICATOR(1 ビット):** 緊急警報指示の有無を表す。起動制御が行われている場合、このビットは「1」に設定される。そうでない場合、「0」に設定される。尚、本機能は ITU-T J.382 に追加予定の機能である。
- **RESERVED_4(15 ビット):** 将来使用のため予約されている。

（理由）

受信に必要な基本的パラメータを L1 シグナリングパート 2 部分に格納し、受信機はこの領域の解釈をすることでペイロードデータの受信への準備が可能となる。また、各フレームで、PLP ごとに変更されうるパラメータに対応し動的にそのデータ量を変更することが可能となっており、必要最低限のシグナリング情報を伝送すれば良いので効率的な伝送が可能となっている。更に、L1 シグナリング領域は受

信機の初動フェイズにて解釈される領域である為、緊急警報指示などの低遅延での処理が必要とされる情報の格納に適している。

その他、L1 シグナリングパート 2 に続くプリアンブルシンボル領域に以下の情報が格納される。(図 7.4-19 参照)

(1) L1 ブロックのパディング

1 ビットのフィールドであり、L1 シグナリングパート 2 データと本領域をあわせた L1 シグナリングパート 2 の長さが 2 の倍数であることを保証する。値は「0」に設定する。

（理由）

プリアンブルヘッダのシグナリング L1_INFO_SIZE が L1 シグナリングパート 2 サイズの半分として定義されている為、L1 シグナリングパート 2 の長さは 2 の倍数である必要がある。

(2) L1 シグナリングパート 2 の CRC

L1 シグナリングパート 2 の、L1 シグナリングパート 2 データと L1 ブロックパディングを含めた全体に、32 ビット CRC 符号が適用される。

- CRC 符号語の計算

CRC 符号化器は図 7.4-20 に示す通りシフトレジスタによって実現される。
データブロックの最初のビット(MSB が最初となる)を入力した後、レジスタの内容は各係数に応じて排他的論理和演算した後に MSB 側へ 1 シフトされる。この手順は、各データビットについて繰り返される。データブロックの最後のビット(LSB)を入力し 1 シフトした時点での 32 レジスタの中身が CRC 符号語となる。データと CRC の符号語は、MSB から先に伝送される。

$$G_{32}(x) = x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^{8} + x^{7} + x^{5} + x^{4} + x^{2} + x + 1$$

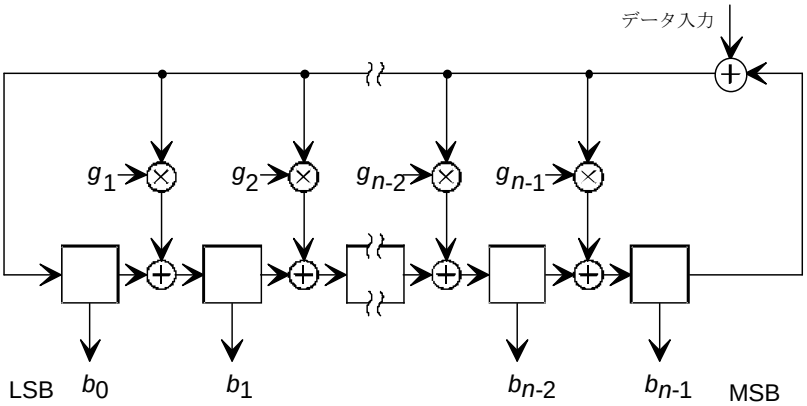


図 7.4-20　CRC符号化器のブロック図

また、入力開始前に全レジスタは 1 に初期化される。

（理由）

L1 シグナリングパート 2 に格納される情報はペイロードデータを受信処理する上での基本情報である為、誤り検出符号である CRC 符号化を行うことで情報の信頼性を保証することが可能となる。

(3) L1 パディング

可変長のフィールドで、L1 シグナリングパート 2 の CRC フィールドに続けて挿入される。これによって、L1 シグナリングパート 2 が複数のブロックに分割された場合に、各 LDPC ブロックが同じ情報サイズを持つことを保証できる。L1 パディングビットが存在する場合、値は「0」に設定すること。

（理由）

分割された複数ブロックのサイズをパディングすることにより統一することが可能となり、L1 シグナリングパート 2 で用いられる LDPC 符号の種類を統一することが可能となる。

7.4.5.4 L1シグナリングパート2のデータの変調と誤り訂正符号化

(1) 概要

L1 シグナリングパート 2 の符号化および変調の概念的な処理を図 7.4-21 に示す。

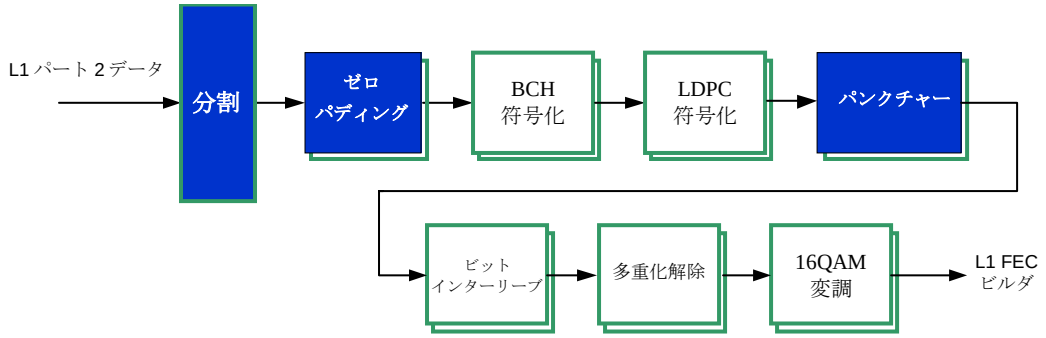


図 7.4-21 L1シグナリングパート2の符号化及び変調

各 L1 FECFrame パケットは、OFDM シンボル内の 1L1 ブロックに対応する。複数の L1 FECFrame パケットが必要になると同じ数の OFDM シンボル、プリアンブルシンボルも必要になる。L1 パート 2 のデータの長さが $N_{\mathrm{L1part\,2\_max\_per\_Symbol}}$ を超える場合、L1 パート 2 データを同じ長さのブロックに分割する必要がある。図 7.4-22 (a)および(b)は、次のような場合の処理例を示している。

a) L1 パート 2 が、1 つの L1-part2 LDPC FECFrame に収まる場合(図 7.4-22 (a)を参照)。

b) L1 パート 2 が、1 つの L1-part2 LDPC FECFrame を超える場合(図 7.4-22 (b)を参照)。

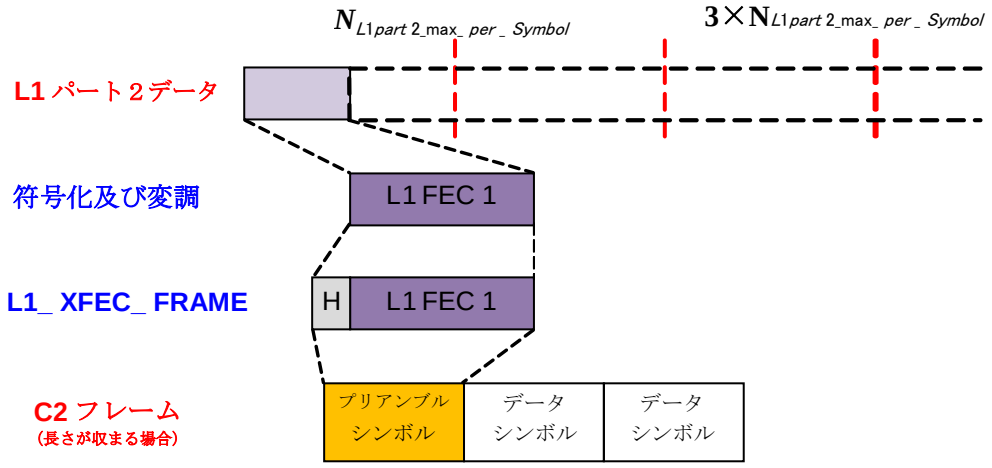


図 7.4-22(a)　一つのL1パート2 LDPC FECフレームにL1パート2が収まる場合

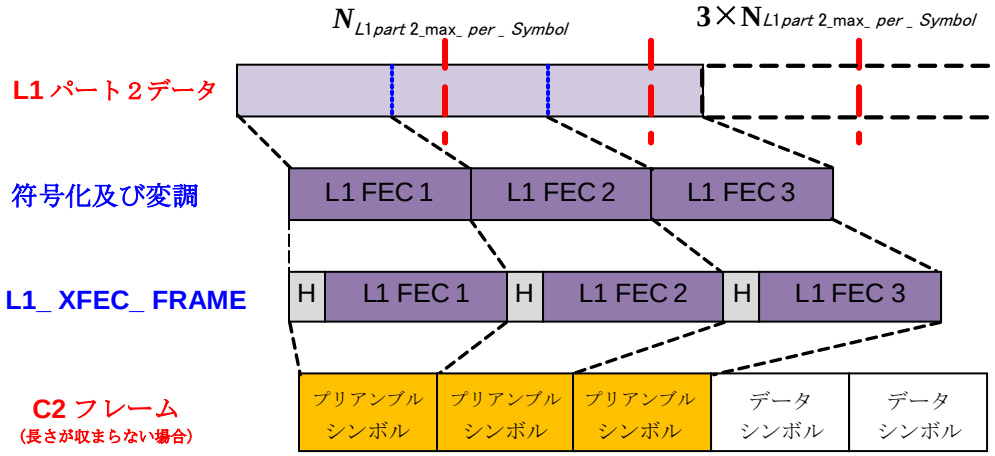


図 7.4-22(b)　一つのL1パート2 LDPC FECFrameにL1パート2が収まらない場合

L1 シグナリングパート 2 ヘッダに含まれる時間インターリーブのシグナリングフィールド「L1_TI_MODE」に従い、時間インターリーブを L1 FECFrame へ適用する。

各 L1 FECFrame をプリアンブルへマップした後に余りのセルが存在する場合には、L1 パート 2 ヘッダを含んだ L1 FECFrame はプリアンブルブロック全体が満たされるまで繰り返される。プリアンブル内における L1 FECFrame の構造情報は L1 パート 2 ヘッダに記述される。

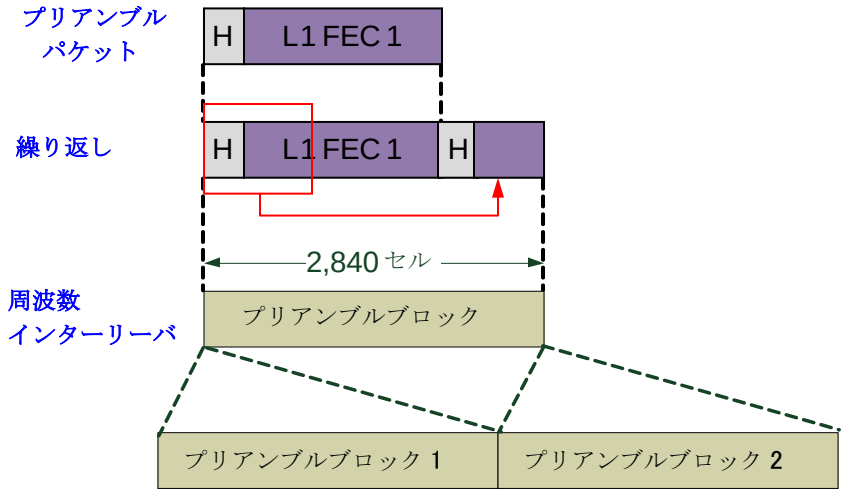


図 7.4-23　L1 FECフレームのL1ブロック（プリアンブルブロック）への配置

(2) L1 パート 2 データの符号化のパラメータ

L1 パート 2 のデータビット数は可変であり、長さに応じて 1 つまたは複数の 16K LDPC ブロックとして伝送される。L1 パート 2 データ用の LDPC ブロック数 $N_{\mathrm{L1part2_FEC_Block}}$は、次のように計算される。

$$N_{\mathrm{L1part\,2\_FEC\_Block}} = \left\lceil \frac{K_{\mathrm{L1part2\_ex\_pad}}}{N_{\mathrm{L1part\,2\_max\_per\_Symbol}}} \right\rceil$$

ここで$\lceil x \rceil$は、x 以上の最小の整数を意味し、$K_{\mathrm{L1part\,2_ex_pad}}$は 2 × L1_ INFO_SIZE+32 である。$N_{\mathrm{L1part\,2_max_per_Symbol}}$は 4,759、さらに L1_PADDING フィールドの長さ $K_{\mathrm{L1part2_PADDING}}$は次のように計算される。

$$K_{\mathrm{L1part\,2\_PADDING}} = \left\lceil \frac{K_{\mathrm{L1part\,2\_ex\_pad}}}{N_{\mathrm{L1part\,2\_FEC\_Block}}} \right\rceil \times N_{\mathrm{L1part2\_FEC\_Block}} - K_{\mathrm{L1part2\_ex\_pad}}$$

パディングフィールド K_{L1part2}を含む、L1 シグナリングパート 2 全体の最終的な長さは次のように設定される。

$$K_{\mathrm{L1part\,2}} = K_{\mathrm{L1part2\_ex\_pad}} + K_{\mathrm{L1\_PADDING}}$$

そして、$N_{\mathrm{L1part2_FEC_Block}}$個の各ブロック内の情報ビット数 K_{sig}は次の式で定義される。

$$K_{\mathrm{sig}} = \frac{K_{\mathrm{L1part2}}}{N_{\mathrm{L1part2\_FEC\_Block}}}$$

情報サイズ K_{sig}の各ブロックは、外符号として BCH 符号および内符号として LDPC 符号の連接により保護される。与えられた K_{sig}および変調方式に応じ、N_{punc}は次の手順で決定される。

手順 1)　パンクチャーするビットの数を、次の式で計算する。

$$N_{\text{punc\_temp}} = \left\lfloor \frac{6}{5} \times (K_{\text{bch}} - K_{\text{sig}}) \right\rfloor$$

ここでK_{bch}は符号化率 1/2 の 16K LDPC 符号を選択した場合の BCH 符号情報長 7,032 であり、演算⌊x⌋は x 以下の最大の整数を意味する。

手順 2)　$N_{\text{L1part 2\_temp}} = K_{\text{sig}} + N_{\text{bch\_parity}} + N_{\text{ldpc}} \times (1 - R_{\text{eff\_16K\_LDPC\_1\_2}}) - N_{\text{punc\_temp}}$

16K LDPC 符号で符号化率が 1/2 の場合、$N_{\text{ldpc}} \times (1 - R_{\text{eff\_16K\_LDPC1\_2}}) = 9{,}000$ である。

手順 3)　L1 パート 2 ヘッダ内の時間インターリーブフィールド「L1_TI_MODE」の値(7.2.5.2 節を参照)に従い、N_{L1part2}を次のように計算する。

$$N_{\text{L1part 2}} = \begin{cases} \text{L1\_TI\_MODE} = 00 \text{ または } 01 \text{ なら} \\ \left\lceil \frac{N_{\text{L1part 2\_temp}}}{2\eta_{\text{MOD}} \times N_{\text{L1part2\_FEC\_Block}}} \right\rceil \times 2\eta_{\text{MOD}} \times N_{\text{L1part2\_FEC\_Block}} \\ \text{それ以外の場合} \\ \left\lceil \frac{N_{\text{L1part 2\_temp}}}{2\eta_{\text{MOD}} \times N_{\text{L1\_TI\_Depth}}} \right\rceil \times 2\eta_{\text{MOD}} \times N_{\text{L1\_TI\_Depth}} \end{cases}$$

ここで、η_{MOD}は 16QAM なので 4、$N_{\text{L1_TI_Depth}}$は L1_TI_MODE = 10 および 11 についてそれぞれ 4 および 8 である。

手順 4)　$N_{\text{punc}} = N_{\text{punc\_temp}} - (N_{\text{L1part 2}} - N_{\text{L1part 2\_temp}})$

N_{L1part2}は各情報ブロックの符号化ビットの数である。短縮およびパンクチャーの後で、各ブロックの符号化されたビットは、$N_{\text{MOD_per_Block}} = \frac{N_{\text{L1part 2}}}{\eta_{\text{MOD}}}$個の変調されたシンボルにマップされる。$N_{\text{L1part 2_FEC_Block}}$個のブロックの変調シンボルの総数 $N_{\text{MOD_Total}}$は、$N_{\text{MOD_Total}} = N_{\text{MOD_per_Block}} \times N_{\text{L1part 2_FEC_Block}}$で与えられる。

（理由）

L1 シグナリングパート 2 は基本的に可変長であるが、それを保護する誤り訂正符号は符号長がある程度定まったブロック符号である為、長さをブロック長に調整する必要がある。また、プリアンブルシンボルのサイズも単位ブロックの整数倍である必要があるため、長さの調整が必要である。

(3) FEC 符号化

- BCH 情報ビットの 0 パディング

(2) で定義された K_{sig}個のビットは、BCH 符号化後に、16K (N_{ldpc}= 16,200)の LDPC 符号語へ符号化される。K_{sig}は常に、BCH 情報ビットの数(= K_{bch} = 7,032)より小さいため、BCH 符号は短縮される。情報ビットの K_{bch}ビットに満たない部分には 0 がパディングされる。パディングビットは伝送されない。K_{bch}個の BCH 情報ビットは$\{m_0, m_1, \ldots, m_{Kbch-1}\}$で表記され、次のように N_{group} (= K_{ldpc}/360)個のグループに分割される。

$$Xj = \left\{ m_k \middle| j = \left\lfloor \frac{k}{360} \right\rfloor, 0 \leqq k < K_{bch} \right\} \text{ for } 0 \leqq j < N_{\text{group}}$$

L1 パート 2 データの符号パラメータ(K_{bch}, K_{ldpc})を、表 7.4-25 に示す。

表 7.4-25　L1パート2データ用の符号パラメータ(K_{bch}, K_{ldpc})

	K_{bch}	K_{ldpc}
L1シグナリングパート2	7 032	7 200

図 7.4-24 に示すように 0 ≦j≦N_{group}- 2 について各ビットグループ X_jは 360 ビットで最後のビットグループ$X_{N_{group}-1}$は 360−- (K_{ldpc}−- K_{bch}) = 192 ビットとなる。

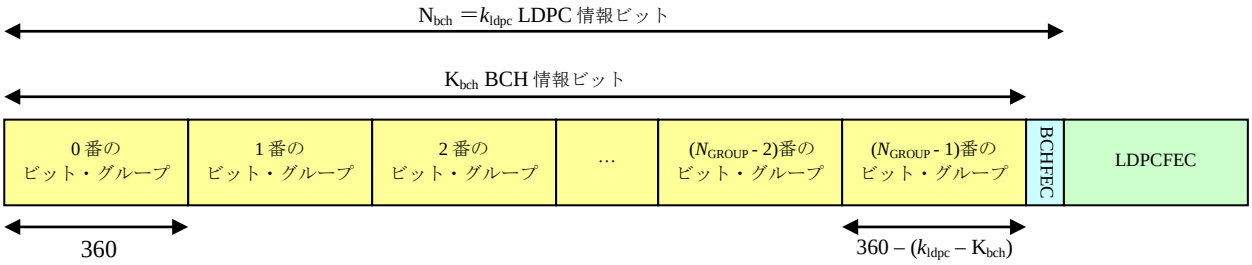


図 7.4-24　L1シグナリングパート2のLDPC符号化後のデータ構造

任意の K_{sig}について 0 パディングビットの数は(K_{bch}−- K_{sig})で計算され、次のように短縮される。

手順 1)　すべてのビットがパディングされるグループの数 N_{pad}を、次のように求める。

0 <K_{sig}≦ 360 なら、N_{pad}= N_{group}- 1

それ以外の場合、$N_{pad} = \left\lceil \frac{K_{bch} - K_{sig}}{360} \right\rceil$

手順 2)　N_{pad}個のグループ$X_{\pi_S(0)}, X_{\pi_S(1)}, \ldots, X_{\pi_S(m-1)}, X_{\pi_S(N_{\mathrm{pad}}-1)}$については、グループのすべての情報ビットが 0 でパディングされる。ここで、π_Sは表 3.4-27 に記述されている、符号化率と変調方式に依存する置換演算子である。

手順 3)　$N_{\mathrm{pad}} = N_{\mathrm{group}} - 1$ の場合、$(360 - K_{\mathrm{sig}})$個の情報ビットがビットグループ$X_{\pi_S(N_{\mathrm{group}}-1)}$の最後の部分に追加でパディングされる。そうでない場合、グループ$X_{\pi_S(N_{\mathrm{pad}})}$について、$(K_{\mathrm{bch}} - K_{\mathrm{sig}} - 360 \times N_{\mathrm{pad}})$個の情報ビットが$X_{\pi_S(N_{\mathrm{pad}})}$の最後の部分に追加でパディングされる。

手順 4)　最後に K_{sig}個の情報ビットが上述の手順により K_{bch}個の BCH 情報ビット $\{m_0, m_1, \ldots, m_{K_{\mathrm{bch}}-1}\}$ にパディングされないビット位置へ シーケンシャルにマップされる。

表 7.4-26　L1シグナリングパート2用にパディングされる情報ビットグループの置換

変調及び符号化率		N_{group}	$\pi_S(j)$ $(0 \le j < N_{\mathrm{group}})$									
			$\pi_S(0)$	$\pi_S(1)$	$\pi_S(2)$	$\pi_S(3)$	$\pi_S(4)$	$\pi_S(5)$	$\pi_S(6)$	$\pi_S(7)$	$\pi_S(8)$	$\pi_S(9)$
			$\pi_S(10)$	$\pi_S(11)$	$\pi_S(12)$	$\pi_S(13)$	$\pi_S(14)$	$\pi_S(15)$	$\pi_S(16)$	$\pi_S(17)$	$\pi_S(18)$	$\pi_S(19)$
16QAM	1/2	20	18	17	16	15	14	13	12	11	4	10
			9	8	7	3	2	1	6	5	19	0

（理由）

LDPC 符号ブロックにおいては、エラー耐性の強いビットと弱いビットがあるため、なるべくエラー耐性の強いビットに有効情報をマッピングすることにより、L1 シグナリングパート 2 情報の伝送を強靭なものとすることが可能となる。

- BCH の符号化

K_{bch}個の情報ビット($K_{\mathrm{bch}} - K_{\mathrm{sig}}$個の 0 パディングビットを含む)は、7.4.3.1(1) に従いBCH符号化され、$N_{\mathrm{bch}} = K_{\mathrm{ldpc}}$個の出力ビット($i_0 \ldots i_{N_{\mathrm{bch}}-1}$)が生成される。

（理由）

ペイロードデータと同様に LDPC 符号で除去しきれなかったエラーを BCH 符号により除去することが可能である。

- LDPC の符号化

BCH 符号化器の $N_{\mathrm{bch}} = K_{\mathrm{ldpc}}$個の出力ビット($i_0 \ldots i_{N_{\mathrm{bch}}-1}$)は、$(K_{\mathrm{bch}} - K_{\mathrm{sig}})$個の 0 パディングビットと、$(K_{\mathrm{ldpc}} - K_{\mathrm{bch}})$個の BCH パリティビットを含み、LDPC 符号化器用の K_{ldpc}個の情報ビット $I = (i_0, i_1, \ldots, i_{K_{\mathrm{ldpc}}-1})$を形成する。LDPC 符号化器は、$K_{\mathrm{ldpc}}$個の情報ビットを、サイズ N_{ldpc}の符号語 Λ へ組織的に符号化する。

$\Lambda = (i_0, i_1, \ldots, i_{K_{\mathrm{ldpc}}-1}, p_0, p_1, \ldots, p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1})$　　7.4.3.1(2)を参照

（理由）

ペイロードデータと同様に理論限界に迫る性能を実現可能な LDPC 符号を用いることで、L1 シグナリングパート 2 情報をエラーから保護することが可能となる。

- LDPC パリティビットのパンクチャー

シグナリングビット符号化の際、一部の LDPC パリティビットは LDPC 符号化後にパンクチャーされる。これらパンクチャーされるビットは伝送されない。

$N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}$ 個の LDPC パリティビットは $\{p_0, p_1, \ldots, p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1}\}$ で表記され、すべてが Q_{ldpc} 個のパリティグループに分割される。各パリティグループは次のように、$N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}$ 個の LDPC パリティビットのサブセットとして形成される。

$$P_j = \{p_k | k \bmod Q_{\mathrm{ldpc}} = j, 0 \leqq k < N_{\mathrm{ldpc}} - K_{\mathrm{ldpc}}\} \qquad \text{for } 0 \leqq j < Q_{\mathrm{ldpc}}$$

ここで P_j は j 番目のパリティグループを表し、Q_{ldpc} は表 7.4-5 (b)で与えられる。各グループは、図 7.4-25 に示すように $(N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}})/Q_{\mathrm{ldpc}} = 360$ ビットである。

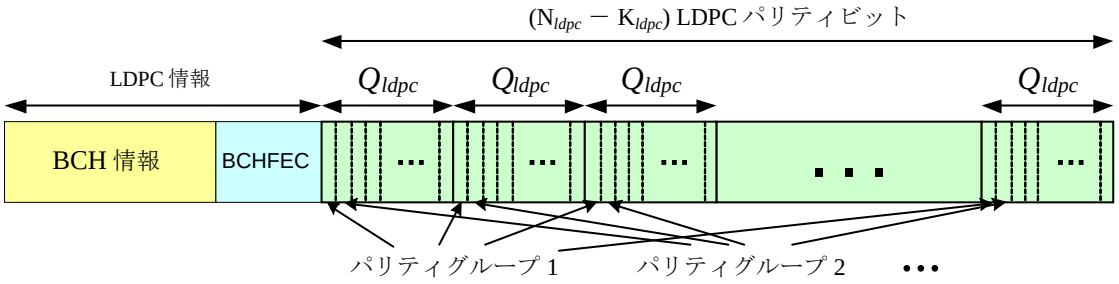


図 7.4-25　FECブロック内のパリティビットグループ

パンクチャーされるパリティビットの数について、N_{punc} は 7.4.5.4(2)節で与えられる。

手順 1)　すべてのビットがパンクチャーされるグループの数 $N_{\mathrm{punc\_groups}}$ を、次のように求める。

$$N_{\mathrm{punc\_groups}} = \left\lfloor \frac{N_{\mathrm{punc}}}{360} \right\rfloor \text{ for } 0 \leqq N_{\mathrm{punc}} < N_{\mathrm{ldpc}} - K_{\mathrm{ldpc}}$$

手順 2)　$N_{\mathrm{punc\_groups}}$ 個のパリティビットグループ $P_{\pi_P(0)}, P_{\pi_P(1)}, \ldots, P_{\pi_P(N_{\mathrm{punc\_groups}}-1)}$ については、グループのすべてのパリティビットがパンクチャーされる。ここで、π_P は符号化率と変調方式に依存する順列演算子で、表 7.4-27 に示されている。

手順 3)　グループ $P_{\pi_P(N_{\mathrm{punc\_groups}})}$ について、グループの最初の部分にある $(N_{\mathrm{punc}} - 360 \times N_{\mathrm{punc\_groups}})$ 個のパリティビットが追加でパンクチャーされる。

表 7.4-27　L1シグナリングパート2用にパンクチャーされるパリティグループの置換

変調及び符号化率		パンクチャーされるパリティグループの置換 $\{\pi_P(j), 0 \le j < Q_{ldpc} = 25\}$												
		$\pi_P(0)$	$\pi_P(1)$	$\pi_P(2)$	$\pi_P(3)$	$\pi_P(4)$	$\pi_P(5)$	$\pi_P(6)$	$\pi_P(7)$	$\pi_P(8)$	$\pi_P(9)$	$\pi_P(10)$	$\pi_P(11)$	$\pi_P(12)$
		$\pi_P(13)$	$\pi_P(14)$	$\pi_P(15)$	$\pi_P(16)$	$\pi_P(17)$	$\pi_P(18)$	$\pi_P(19)$	$\pi_P(20)$	$\pi_P(21)$	$\pi_P(22)$	$\pi_P(23)$	$\pi_P(24)$	-
16QAM	1/2	6	4	13	9	18	8	15	20	5	17	2	22	24
		7	12	1	16	23	14	0	21	10	19	11	3	-

（理由）

BCH 符号の短縮と同様、LDPC 符号ビットにはエラー耐性が強いビット弱いビットがある為、LDPC 符号の特性に応じたパンクチャーを行うことで結果的に効率的な伝送が実現される。

- L1 シグナリングパート 2 用のビットインターリーブ

L1 シグナリングパート 2 は LDPC 符号化後ブロックインターリーバーを用いてビットインターリーブされる。ビットインターリーバの構成を、表 7.4-28 に示す。

表 7.4-28　ビットインターリーバの諸元

変調及び符号化率		行数*Nr*	列数*Nc*
16QAM	1/2	$N_{L1part2}$ / 8	8

LDPC 符号語は、インターリーバに列方向に書き込まれ行方向に読み出される(L1 シグナリングパート 2 の MSB が最初に読み出される)。

（理由）

符号ビットをインターリーバにより撹拌することで同一シンボル内にマップされるビットのエラー耐性が平均化され、より効率的な伝送が実現される。

(4) ビットから変調へのマッピング

- L1 シグナリングパート 2 のデマルチプレクス

インターリーブされた各 LDPC 符号語は、次に変調方式へマップされる。出力データセルの数と、セルごとの実効ビット数 η_{MOD}の定義を、表 7.4-29 に示す。

入力ビットストリーム v_{di}は、7.4.3.2(1)の図 7.4-13 に示すように、デマルチプレクスされて $N_{substreams}$ 個のサブストリーム $b_{e,do}$に変換される。1 デマルチプレクスのパラメータは、7.4.3.2(2)の表 7.4-10 (a)のものと同じ。

表 7.4-29　変調へのマッピングパラメータ

変調方式	η_{MOD}	出力データセル数	サブストリーム数 $N_{substreams}$
16QAM	4	$N_{L1part2}$ / 4	8

16QAM については、デマルチプレクスによる出力ワードは幅 $N_{substreams}$, $[b_{0,do}..b_{N_{substreams-1,do}}]$で、幅 η_{MOD} =$N_{substreams}$ /2, $[y_{0,2do}..y_{\eta MOD--1,2do}]$および$[y_{0,2d0+1}..y_{\eta_{MOD}-1,2do+1}]$の 2 つのワードに分割される。

（理由）

LDPC 符号ビットのエラー耐性と 16QAM 変調の各ビットのエラー耐性の間の組み合わせを最適化することでより伝送効率を上げることが可能となる。

- QAM 変調へのマップ

符号化された L1 シグナリングパート 2 それぞれのセルワード$[y_{0,q}..y_{\eta\mathrm{MOD}-1,q}]$は、7.4.3.2(2),(3) に従い、16QAM 変調 f_qへマップされる。ここで、q はビットインターリーブされた各 LDPC 符号語内のセルのインデックスである。

（理由）

L1 シグナリングパート 2 はペイロードデータを受信する上で不可欠な基本情報を伝送する領域であるため、より高耐性な伝送を行う必要がある。16QAM という低次変調を用いることでペイロードよりも強靭な伝送が可能となる。

7.4.5.5 L1シグナリングパート2データの時間インターリーブ

時間インターリーブ用パラメータと L1 ブロック構造の関係を図 7.4-26 に示す。

L1_TI_MODE は L1 パート 2 データの時間インターリーブの深さを示し、L1 ヘッダ信号で通知される。L1_TI_MODE = 「00」は L1 パート 2 に時間インターリーブが適用されないことを意味する。L1_TI_MODE = 「01」のとき、時間インターリーブの深さは L1 ブロックを搬送するために必要な最小 OFDM シンボル数、または $N_{\mathrm{L1part2_FEC_Block}}$となる。そうでない場合、時間インターリーブの深さは明示的に通知される。例えば L1_TI_MODE = 「10」の時、深さは 4 OFDM シンボルとなる。

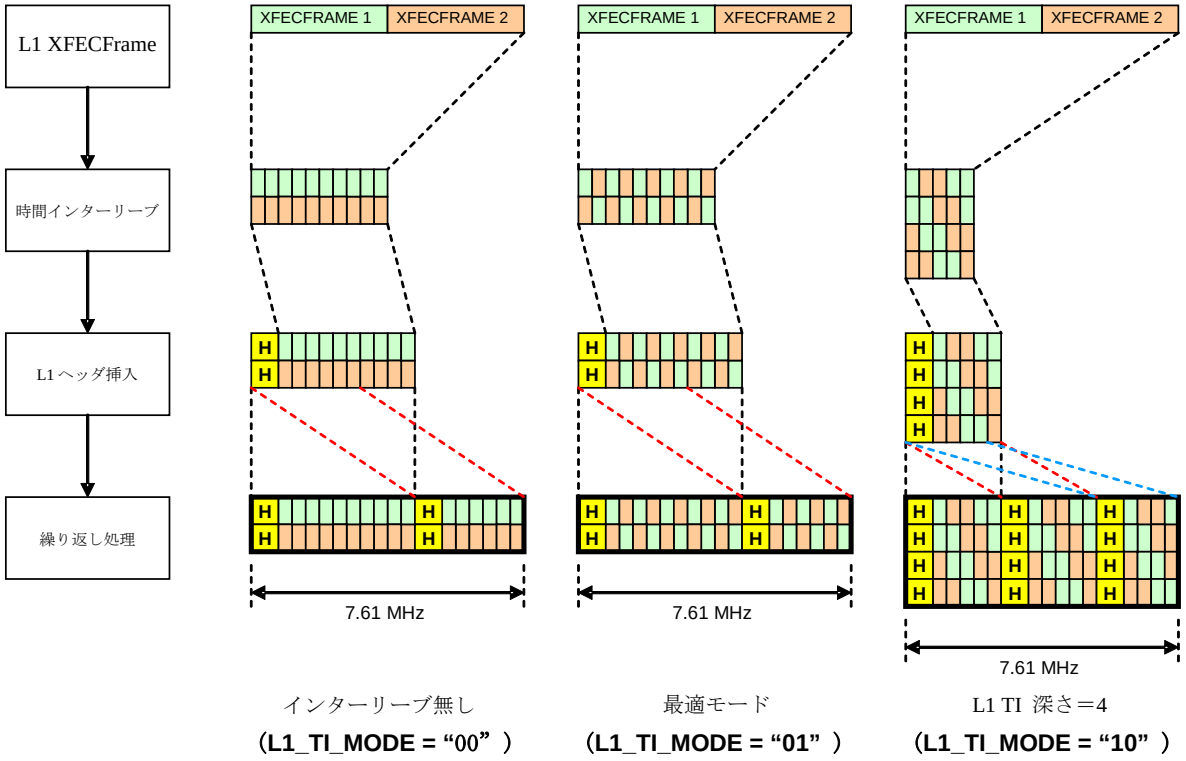


図 7.4-26　L1パート2データの時間インターリーブ

時間インターリーブ期間の長さ T_Pは次のように計算される。

$$T_P = T_S \times N_{\mathrm{L1\_TI\_DEPTH}}$$

ここで、T_Sは OFDM シンボルの総持続期間、$N_{\mathrm{L1_TI_DEPTH}}$は時間インターリーブの深さで、L1 ヘッダ信号により通知される L1_TI_MODE から決定される。

TI メモリの行数 N_rは $N_{\mathrm{L1_TI_DEPTH}}$に等しく、列数 N_cは次の式で計算される。

$$N_c = N_{\mathrm{MOD\_Total}} / N_{\mathrm{L1\_TI\_DEPTH}}$$

ここで、$N_{\mathrm{MOD_Total}}$は L1 パート 2 データセルの総数である。$N_{\mathrm{L1_TI_DEPTH}}$は、L1 ブロック $N_{\mathrm{L1part2_FEC_Block}}$を搬送するために必要な OFDM シンボルの最小数と等しいか、より大きい。

図 7.4-27 に示すように入力 L1 パート 2 データセルは TI メモリへ斜め方向に書き込まれ行方向に読み出される。

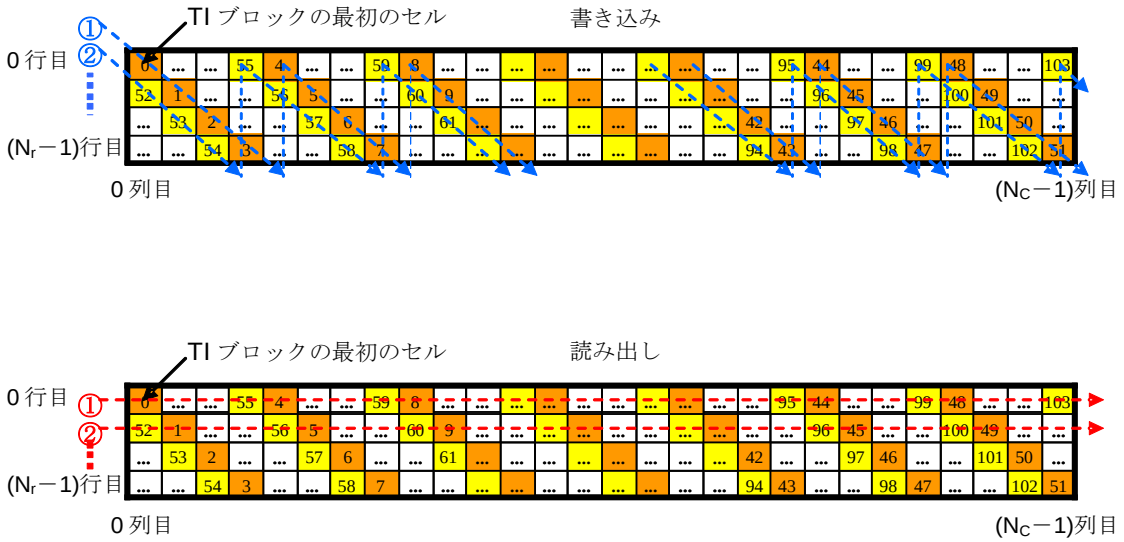


図 7.4-27　L1データの時間インターリーブ (N_{MOD_TOTAL}=208, $N_{LI\_TI\_DEPTH}$=4)

時間インターリーバへ入力される L1 パート 2 データセルが d_i (i = 0, …, N_{MOD_Total} -1)である時、d_iを格納するための列インデックス C_i、行インデックス R_i、および関連するツイストパラメータ T_{Ci}は次のように計算される。

$C_i = i \bmod N_c$

$T_{C_i} = C_i \bmod N_r$

$R_i = (T_{C_i} + (i \; div \; N_c)) \bmod N_r$

（理由）

時間インターリーバの深さを可変にすることにより、伝送路の状況に応じた時間インターリーバを選択することが可能となる。また、時間インターリーブを用いることにより時間ダイバーシティを得ることとなり、フェイジング環境への耐性が強化される。

7.4.6　フレームビルダ

7.4.6.1　C2フレームの構造

図 7.4-30 に、C2 フレームの構成を示す。C2 フレームは L_P個のプリアンブルシンボル(L_P≧1)とそれに続く L_{data}個のデータシンボルで形成される。プリアンブルシンボルは周波数方向に固定帯域幅(3,408 サブキャリア、約 5.71MHz)の L1 ブロックシンボルへ分割される。データスライスの帯域幅は任意であるが L1 ブロックシンボルの帯域幅を超えない。また C2 信号内に周波数ノッチを挿入できる。

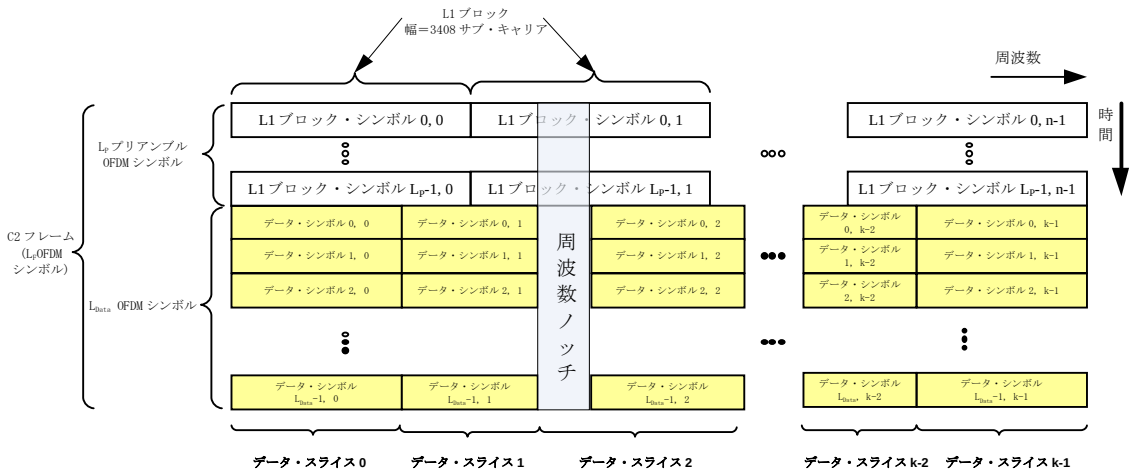


図 7.4-28　C2フレームの構成

（C2フレームはL_p個のプリアンブルシンボルで始まり、それにL_{data}個のデータシンボルが続く）

（理由）

受信機が最初に受信し解釈する必要がある部分が L1 ブロックであるため、その位置は受信機にとって既知であることが望ましい。また、データスライスの幅に上限を与えることにより、受信機コストを抑えることが可能となる。

(1) C2 フレームの持続期間

プリアンブルシンボルは C2 フレームの開始を伝える。C2 フレームのデータ部分は、L_{data}= 448 個のシンボル(*GI = 1/64* で約 *362.4*ms、*GI = 1/128* で約*359.6*ms)で構成される。プリアンブルシンボルの数 L_P は、各 L1 シグナリングパート 2 ブロックの先頭にある長さ情報から導出できる。

したがって、C2 フレームの持続期間は次の式で与えられる。

$$T_F = (L_P + L_{\mathrm{data}}) \times T_s$$

ここで、T_sは 1OFDM シンボル辺りの持続時間を意味する。

（理由）

C2 フレームのデータシンボル数を一定にすることにより持続時間もほぼ一定となり、受信機の起動時間が一定に保証されることとなる。単位時間当たりの処理データ量も一定であることが保証される。

7.4.6.2　パイロット用シーケンス

(1) データのスクランブルシーケンス

以下のシーケンスはプリアンブルデータをスクランブルし、パイロット信号を生成する。

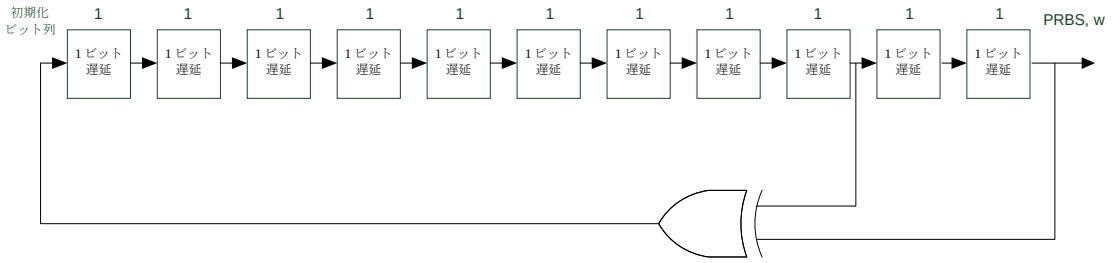


図 7.4-29　PRBSの生成

PRBS シーケンス w_iは図 7.4-29 に従い生成される。全シフトレジスタの初期値は「1」である。ここで、w_iは PRBS 発生器の i 番目の出力値であり、生成多項式は以下のとおり。

$X^{11} + X^2 +1$

(理由)

スクランブルをかけることにより、データに特定のビットシーケンスが現れることが避けられ伝送信号の偏りが軽減されることとなる。

(2) パイロットのスクランブルシーケンス

パイロットは OFDM の絶対キャリアインデックス k に応じた独自の同期シーケンスw_k^Pを搬送する。

$w_k^P = w_k \oplus$ wi '

ここで w_kは(1)で定義されている参照シーケンスの k 番目の出力、w_i ' は図 7.4-30 で定義される PRBS 発生器の i 番目の出力、$i = (k \bmod K_{L1})/ D_P$ 、$D_P = 6$ はプリアンブルパイロットの周期を示す。w_k^Pはパイロット位置にのみ定義される為 i は整数となる。

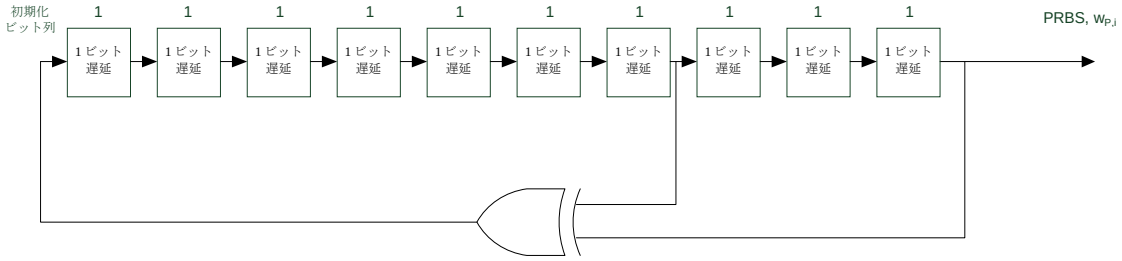


図 7.4-30　パイロット用PRBSの生成

尚、全シフトレジスタの初期値は「1」である。シーケンス w_i'の生成多項式は次のとおり。

$X^{10} + X^3 +1$

（理由）

既知ビットシーケンスをパイロット信号として送出することにより、受信側でのパイロット検出が容易となる。また、絶対キャリアインデックス k に応じたシーケンスを多重することにより受信側でキャリアインデックス情報を得ることが可能となる。

(3) パイロットシーケンス

OFDM パイロットのパイロットシーケンスは、位置 k について次の式で与えられる。

$$r_k = \begin{cases} w_k^P \ k \bmod K_{L1} = 0 \text{ の場合} \\ r_{k-6} \oplus w_k^P \text{それ以外の場合} \end{cases}$$

ここで r_kは、k が 6 の倍数のときのみ定義される。

（理由）

パイロット信号にのみ独自のシーケンスを重ねることにより、受信側でパイロット位置を検出することが可能となる。

7.4.6.3 プリアンブルシンボル

(1) プリアンブルシンボルの概要

すべてのフレームの先頭ではプリアンブルシンボルを送信する必要がある。プリアンブルシンボルは L_P個の OFDM シンボルで構成され、プリアンブルシンボルは通常のデータシンボルと同じ OFDM パラメータを持つ。周波数ドメインで、プリアンブルはさらに L1 シグナリングブロックへ分割される。各 L1 シグナリングブロックは、7.4.5 節で定義されているすべての L1 パート 2 情報を含む。

OFDM セル$c_{m,l,k}^P$は $k = 0,\ldots,\infty$について包括的に定義されるが、実際に伝送される OFDM キャリアはある帯域内のセル $K_{min} \leqq$ k $\leqq K_{max}$に限定される。

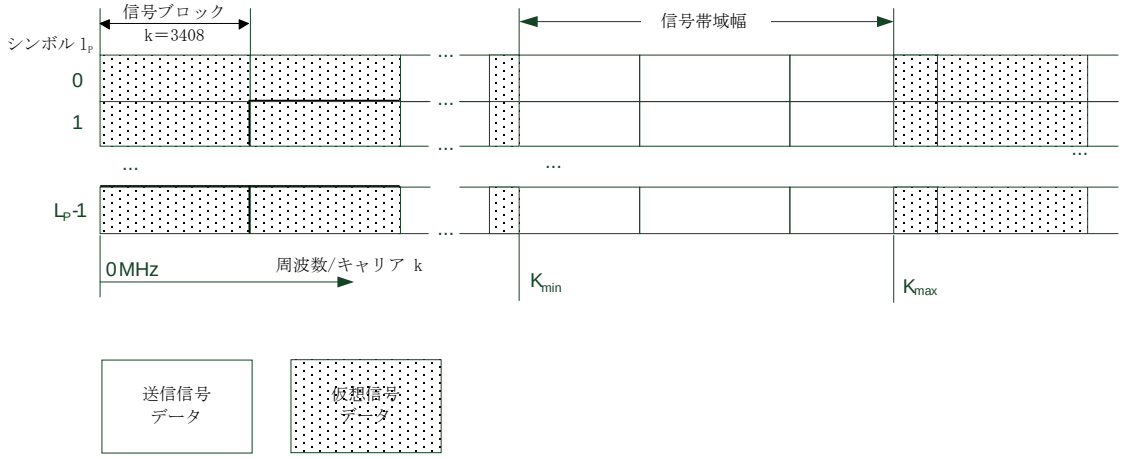


図 7.4-31 周波数領域でのプリアンブルシンボルの構成

(2) 周波数インターリーブ

プリアンブルにもデータと同じ周波数インターリーバ(7.4.6.4(5)節を参照)を使用する。これは各 L1 ブロックの N_{L1}= 2,840 個のデータセルに対して動作する。

インターリーブされたベクタ$A_{l_P,0}^P = (a_{l_P,0}^P, a_{l_P,1}^P, \dots, a_{l_P,N_P-1}^P)$は次のように定義される。

$a_{l_P,q}^P = x_{l_p,H_0(q)}$　　l_P mod 2 = 0,　q = 0,1,..., N_{L1} – 1 の場合

$a_{l_P,q}^P = x_{l_p,H_1(q)}$　　l_P mod 2 = 1,　q = 0,1,..., N_{L1} – 1 の場合

（理由）

プリアンブル周波数インターリーバにより、隣接するデータセルが分離され、ナローバンド干渉や周波数選択性により起きるエラーバーストを回避することが可能となる。

(3) パイロット挿入

各信号ブロックのパイロットは一意に定義されプリアンブルへの時間および周波数の同期が可能となる。また、通常のパイロットとは異なりプリアンブル内のパイロットはデータと同じパワーレベルで伝送される。これらのパイロットは差動 BPSK 変調され、受信機はこの差動符号化された参照情報に同期することができる。

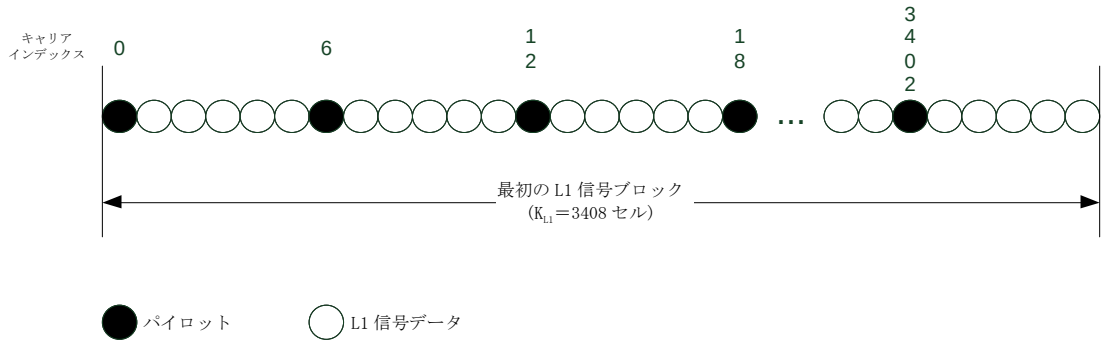


図 7.4-32　L1ブロック信号

● プリアンブルパイロットの位置

プリアンブルシンボルの与えられた OFDM キャリア k は、次の等式が成立するときにパイロットである。

k mod D_P = 0

ここで、k は OFDM キャリアのインデックス、D_P = 6 はプリアンブルパイロットの周期である。

（理由）

パイロット信号を伝送することにより、チャネル推定が可能となり、また時間・周波数同期が可能となる。

● プリアンブルパイロットの振幅と変調

パイロットは、次のように変調される。

$$\mathrm{Re}\left\{c^{P}_{m,l_p,k}\right\} = A_{\mathrm{PP}} \cdot 2(1/2 - r_k)$$

$$\mathrm{Im}\left\{c^{P}_{m,l_p,k}\right\} = 0$$

ここで、A_{PP}はプリアンブルパイロットの振幅、r_kは 7.4.2.2(3)で定義されるパイロットシーケンス、mは C2 フレーム番号、l_pはプリアンブルシンボルの番号、k は絶対キャリアインデックスである。
プリアンブルパイロットの振幅(A_{PP}) は、1/128 ガードインターバルでは A_{PP}=6/5 に、1/64 ガードインターバルでは A_{pp}=4/3 に固定されている。

（理由）

差動変調を行うことにより時間同期が容易となる。また、パイロット信号の電力を上げることにより同期やチャネル推定が容易となる。

(4) シグナリングデータのマッピングとスクランブル

パイロット以外の OFDM セルはシグナリングデータを搬送する。シグナリングデータは周波数ドメイン内で巡回する為スクランブルされる。各データプリアンブル OFDM セル k は次のように定義される。

$$\mathrm{Re}\left\{c^{P}_{m,l_p,k}\right\} = \mathrm{Re}\left\{a^{P}_{l_p,q}\right\} \cdot (-1)^{w_k}$$

$$\mathrm{Im}\left\{c^{P}_{m,l_p,k}\right\} = \mathrm{Im}\left\{a^{P}_{l_p,q}\right\} \cdot (-1)^{w_k} \qquad q = (k \bmod K_{\mathrm{L1}}) - \lceil (k \bmod K_{\mathrm{L1}})/6 \rceil \text{の場合}$$

ここで、$a^{P}_{l_p,q}$は OFDM シンボル l_pのインデックス q の周波数インターリーバ出力で、w_kは 7.4.6.2(1)で定義されたシーケンスの k 番目の出力、K_{L1} = 3,408 は L1 シグナリングブロックごとの OFDM キャリア数である。

（理由）

スクランブルシーケンスを元に差動符号化することで、受信機側での同期が容易となる。

(5) プリアンブルシンボル内のノッチ

データスライスと同様に、プリアンブルシンボルもノッチを含むことができる。プリアンブルノッチ内のセルは、一切の伝送パワーを搬送しない。プリアンブルノッチは常に、データスライスノッチと一致する、すなわち同じ OFDM サブキャリアが省略される。ノッチをプリアンブルシンボルに適用する方法は 2 つ存在する。

● ナローバンドノッチ

ナローバンドノッチは、48 OFDM サブキャリア未満の帯域幅を持つ。データスライスの帯域幅はガードインターバル粒度(GI = 1/64 について 11、23、35、47 サブキャリア、GI = 1/128 について 23、47 サブ

キャリア)の整数倍である。

3408 OFDM サブキャリア帯域幅のいかなるチューニング位置でも、ナローバンドノッチは 1 つだけ許される。

● ブロードバンドノッチ

ブロードバンドノッチは、48 サブキャリア以上の帯域幅を持つ。

ブロードバンドノッチは、3,408 サブキャリアよりも上に、最低 1 つの隣接する連続 L1 シグナリングブロック領域が利用可能でない限り、C2 システムに挿入してはならない。これによって、C2 システムの初期取得時にレシーバはブロードバンドノッチを認識し、整合した L1 シグナリングデータが存在する周波数範囲へ再同調できる。

ブロードバンドノッチは常に、異なるデータスライス間に配置される。

ブロードバンドノッチに隣接する C2 システムのサブキャリアの組が 3,408 サブキャリア未満である(すなわち、L1 ブロックを信頼性の高い方法で復号不能な)場合、このサブキャリアの組に含まれるすべてのデータスライスはデータスライスタイプ 2 を使用し、「固定」に構成(すなわち、L1-part2 信号の DSLICE_CONST_CONF フラグが 1 に設定される)しなければならない。

（理由）

C2 システムの初期取得時にレシーバはブロードバンドノッチを認識し、整合した L1 シグナリングデータが存在する周波数範囲へ再同調することが可能となる。また、どのような場合も、ブロードバンドノッチに隣接する C2 システムのサブキャリアの最小の組は 841 サブキャリアで、これによってレシーバで信号が正しく処理されるよう、関連する周波数帯に最低でも 5 つの連続したパイロットが利用可能なことが保証される。

7.4.6.4 データスライスの生成

データスライスは別のチャネルとして扱うことができ、異なるスライス間でインターリーブは実行されない。各データスライスは、OFDM キャリアの開始 $K_{DS,\min}$ と、OFDM キャリアの終了 $K_{DS,\max}$ により識別され、このとき $K_{DS,\min}<K_{\min}$ かつ $K_{DS,\max}<K_{\max}$ である。データスライスの開始および終了は必ずスキャッタードパイロットの位置で、終了はスキャッタードパイロット位置のとなりとなる。また、データスライスは互いにオーバーラップしてはならない。

(1) データスライスの位置

● データスライスの OFDM キャリアの開始と終了

データスライスの開始および終了周波数は、レイヤ 1 シグナリングで START_FREQUENCY、DSLICE_TUNE_POS、DSLICE_OFFSET_LEFT、および DSLICE_OFFSET_RIGHT の値により伝送される。START_FREQUENCY と DSLICE_TUNE_POS は異なる C2 フレーム間で準静的であるが、他の 2 つの値は選択したモードによってはフレームごとに変化することが許される。データスライスはスキャッタードパイロットの位置でのみ開始し、そのとなりでのみ終了するため、信号は値 D_X (この値はガードインターバルのサイズに依存する)に依存する。さらに、START_FREQUENCY の値は同様に D_X の整数倍である必要がある。このため、データスライスの開始周波数と終了キャリアは次のようになる。

$K_{DS,min}$ = (DSLICE_TUNING_POS + DSLICE_OFFSET_LEFT)・D_X + START_FREQUENCY
$K_{DS,max}$ = (DSLICE_TUNING_POS + DSLICE_OFFSET_RIGHT) ・D_X + START_FREQUENCY - 1

（理由）
データスライスの帯域幅は 5.71MHz 以下である制限があるものの任意であるため、その開始位置、終了位置を受信機に明示的に知らせる必要がある。

● データスライスの最大幅
各データスライスの幅は 3,408 OFDM キャリアを超えてはならない。すなわち

$K_{DS,max}$-$K_{DS,min}$< 3408

（理由）
データスライス幅に制限を与えることで、受信機コストが抑えられる。

● データスライスの最小幅
レイヤ 1 シグナリングでは、ペイロード容量を一切持たないデータスライスを示すことが許される。伝送すべきペイロードデータが存在しない場合このようなデータスライスを使用できる。これらのデータスライスは次のように通知される。

DSLICE_OFFSET_LEFT = DSLICE_OFFSET_RIGHT

負の幅を持つデータスライスは通知されてはならない。DSLICE_TYPE が「0」で、データスライスの幅が 0 より大きい場合､そのデータスライスは最低 1 つの完全なデータスライスパケットを伝送できる。

（理由）
幅 0 のデータスライスを許容することで動的なフレーム構造変動へのより柔軟な対応を可能とする。

● データスライス内のノッチ
データスライスはノッチを含むことができる。これらのノッチ内のセルは一切の伝送パワーを搬送しない。各ノッチの開始および終了キャリアは、対応するレイヤ 1 シグナリング内で示される。ノッチは常に、分散したパイロット位置のとなりで開始および終了する。
各ノッチの開始キャリアと終了キャリアは次のように定義される。

$K_{N,min}$ = NOTCH _START ・D_X+ START _FREQUENCY +1
$K_{N,max}$ = (NOTCH _START + NOTCH _WIDTH)・D_X+ START_FREQUENCY - 1

ここで、D_Xはガードインターバルに依存するパイロットの再分割周期である。

（理由）

従来であればノッチ領域を包含する 1 チャネル分がすべて使用不可な状況であったが、ノッチ機能を搭載することにより領域の境界まで有効利用することが可能となった。

(2) データスライスのペイロードセルの数

OFDM シンボルごと、データスライスごとのペイロードセルの数 N_{DS}は、($K_{DS,\max}$-$K_{DS,\min}$ +1)から、コンティニュアルパイロット、スキャッタードパイロット、予約トーン、およびノッチに配置されたセルを引いた結果に等しい。

データスライス内のペイロードセルの数は、1 つの C2 フレーム内でも OFDM シンボルごとに異なる可能性がある。

（理由）

パイロット信号などの各種信号を、伝送環境に応じてシンボルごとに配置し、より柔軟な伝送環境の実現が可能となっている。

(3) データスライスパケットのマッピング

データスライスパケットは、OFDM シンボルごとに N_{DS}個のデータセルにマップされる。データスライスパケットのデータ$..g_0,...,g_{N_x-1}$には OFDM シンボルのデータセル$a_{m,l,k}$がインデックスの昇順にマップされる。ここでインデックス k は $K_{\mathrm{DS},\min} \leqq k \leqq K_{\mathrm{DS},\max}$の範囲内で定義される。

1 つのデータスライスパケットのデータの長さが C2 フレームの長さを超える場合、データは次の C2 フレームへ継続される。前の C2 フレームにデータスライスが存在しない(幅 0 のデータスライスが存在する)場合、データスライスパケットはデータスライス内の最初の有効データセルにマップされる。

DSLICE_TYPE が「0」の時、データスライスパケット開始位置が、レイヤ 1 シグナリングの PLP_START に通知される。データスライス幅が 0 の場合、PLP_START は 0 に設定される。

DATA_SLICE_TYPE が「1」でペイロードデータを伝送しない場合には代わりにダミーのデータスライスパケットを伝送する必要がある。

（理由）

あらゆるサイズやタイプのデータスライスに対応する柔軟なマッピング機能を備えている。

(4) 時間インターリーブ

時間インターリーバー(TI)はデータスライスレベルで動作する。時間インターリーブのパラメータは C2 システム内のデータスライスごとに異なることが許されるが、データスライス内のすべての PLP については同一である。各データスライス内の、すべてのパイロットおよび予約トーンの正確な数と位置は、フレーム構築前に TI に通知される。

各データスライス内データセルは時間インターリーブブロックとしてグループ化される。データスライスを構成する各 PLP のデータスライスパケットの開始と終了は、時間インターリーブブロックの開始や終了とは同期していないことがある。データスライス内の各時間インターリーブブロックには、

$N_{\mathrm{DSLICE_TI_DATA_CELL}}$個のペイロードデータセルが含まれ、$N_{\mathrm{DSLICE_TI_DEPTH}}$個のデータシンボルにより搬送される。$N_{\mathrm{DSLICE_TI_DEPTH}}$は、L1 シグナリングパート 2 で通知される DSLICE_TI_DEPTH から得られる。また、$N_{\mathrm{DSLICE_TI_DATA_CELL}}$は次の式で計算される。

$$N_{\mathrm{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL}}=\sum_{l\in \mathrm{TI\ block}} N_{\mathrm{DS}}^{l}$$

ここでN_{DS}^{l}は時間インターリーブブロックの l 番目のデータシンボルのペイロードセル数であり、データスライスのすべての時間インターリーブブロックには同じ数のペイロードセルが存在する。

時間インターリーブ期間の長さ T_Pは次のように計算される。

$$T_P = T_S \times N_{\mathrm{DSLICE\_TI\_DEPTH}}$$

ここで、T_sは 1 OFDM シンボル辺りの持続時間である。

TI は、データスライスビルダ出力データセルを TI メモリに格納する。すべてのパイロットおよび予約トーンの数と位置は TI に対して事前に通知されるため、データセルはパイロットまたは予約トーンの位置には格納されない。

TI はツイストされたブロックインスーリーバーである。インターリーバの行数 N_rは時間インターリーブの深さ $N_{\mathrm{DSLICE_TI_DEPTH}}$に等しく、列数 N_cはデータスライスの幅 $N_{\mathrm{DSLICE_WIDTH}}$に等しい。データスライスの幅は次の式で表される。

$$N_{\mathrm{DSLICE\_WIDTH}}= K_{\mathrm{DS,max}}-K_{\mathrm{DS,min}}$$

ここで、$K_{\mathrm{DS,max}}$および $K_{\mathrm{DS,min}}$はそれぞれデータスライス内の開始と終了 OFDM セルインデックスである。図 7.4-33 に示すように、入力セルはインターリーバーメモリへ斜め方向に書き込まれ、行方向に読み出される。

インデックス i の範囲が 0 から($N_{\mathrm{DSLICE\_TI\_CELL}}$-1)までであると想定する。ここで、$N_{\mathrm{DSLICE_TI_CELL}}$はデータスライスの $N_{\mathrm{DSLICE_TI_DEPTH}}$個のデータシンボルに含まれるセルの総数で、次の式で計算される。

$$N_{\mathrm{DSLICE\_TI\_CELL}}= N_{\mathrm{DSLICE\_TI\_DEPTH}} \times N_{\mathrm{DSLICE\_WIDTH}}$$

列インデックス C_i、行インデックス R_i、および関連するツイストパラメータ T_{Ci}は次のように計算される。

$$C_i = i \bmod N_c$$
$$T_{C_i} = C_i \bmod N_r$$
$$R_i = (T_{C_i} + (i \ div\ N_c)) \bmod N_r$$

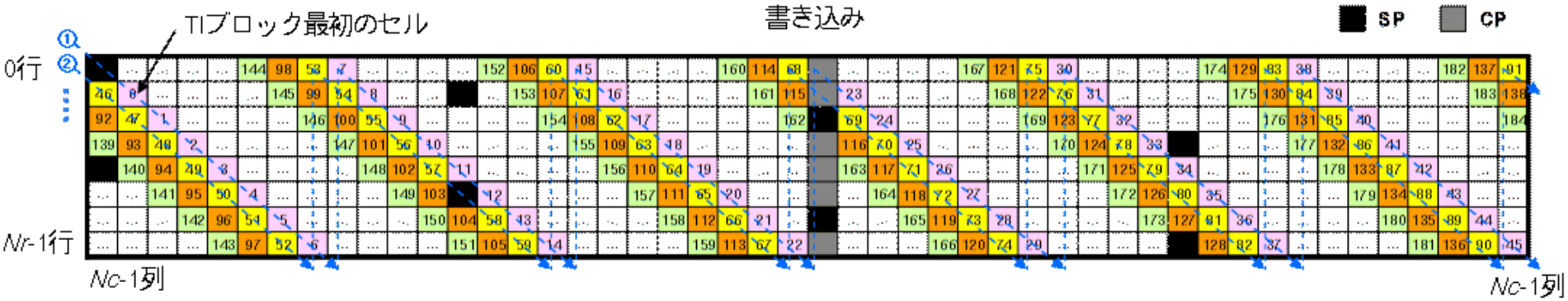
このとき、TI メモリ内のすべてのセルの位置は、座標(R_i, C_i)によって一意に定義される。入力データ

セル d_k (k = 0, … , $N_{\mathrm{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL}}$-1)は、その位置がペイロードデータセルに割り当てられている場合のみ位置(R_i, C_i)の TI メモリ内へ書き込まれる。

```
k = 0;
for (i = 0; i < N_DSLICE_TI_CELL ; i = i +1) {
  GENERATE (R_i ,C_i);
  if (R_i ,C_i) = データセルの位置 {
    WRITE d_k to (R_i ,C_i);
    k = k +1;
  }
}
```

（理由）

時間インターリーブを導入することにより、ペイロードデータに時間ダイバーシティが得られ、より高耐性な伝送を行うことが可能となる。また、時間インターリーブの単位をデータスライスとしたことによって、受信機は所望のデータスライスのみを処理すれば良いこととなる。



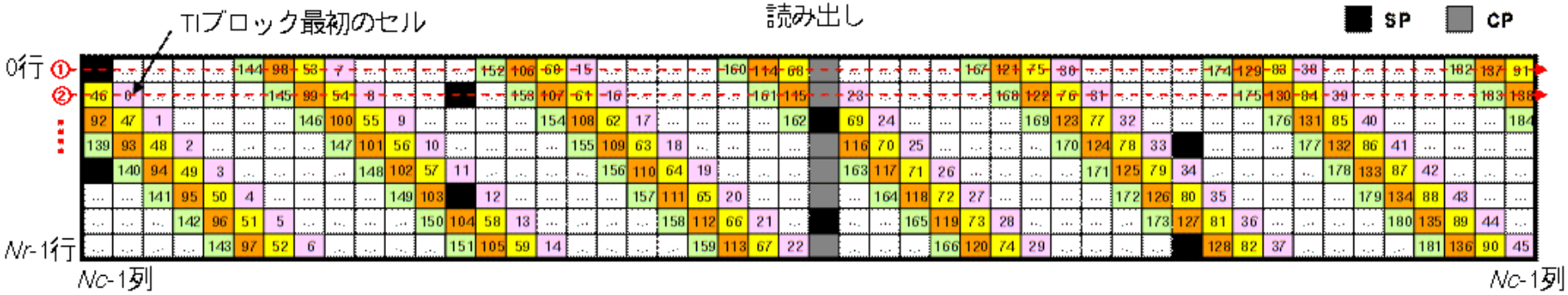


図 7.4-33 時間インターリーブ (D_x=12, GI=1/64, N_r=6, N_c=46, DSLICE_WIDTH=4)

(5) 周波数インターリーブ

周波数インターリーバは、1 つの OFDM シンボルのデータセルに対して動作し、フレームビルダ出力としてのデータセルを各 OFDM シンボル内の N_{data}個のデータキャリアにマップする。

周波数インターリーバは、データスライス n における C2 Frame m 内の OFDM Symbol l に含まれるデータセル $X_{m,l} = (x_{m,l,0}, x_{m,l,1}, \ldots, x_{m,l,N_{\mathrm{data}}(n)-1})$を処理する。

$M_{\max}$は、データスライスの最大セル幅である 3,408 よりも大きい最小の 2 のべき数、すなわち 4,096 と定義される。

データスライス n が、$N_{\mathrm{data}}(n)$個のデータキャリアを OFDM シンボル l 内に持ち、$M_{\max}$個のサブキャリアである場合、インターリーブされたベクタ $A_{m,l} = (a_{m,l,0}, a_{m,l,1}, a_{m,l,2} \ldots a_{m,l,N_{\mathrm{data}}(n)-1})$は次のように定義される。

$l = 0$ (mod2)の時　　$a_{m,l,q} = x_{m,l,H_0(q)}$

$l = 1$ (mod2)の時　　$a_{m,l,q} = x_{m,l,H_1(q)}$

ここで、$H_0(q)$および$H_1(q)$ は置換関数であり、元となるシーケンス R'_iは次のように定義される。

$N_r = \log_2 M_{\max}$=12 であるとき、$(N_r - 1)$ビットのバイナリワード R'_iは次の値となる。

$i = 0,1$ の時　　$R'_i\,[N_r\text{-}2, N_r\text{-}3,\ldots,1,0] = 0,0,\ldots,0,0$

$i = 2$ の時　　$R'_i\,[N_r\text{-}2, N_r\text{-}3,\ldots,1,0] = 0,0,\ldots,0,1$

$2 < i < M_{\max}$の時　　$R'_i\,[N_r\text{-}3, N_r\text{-}4,\ldots,1,0] = R'_{i\text{-}1}\,[N_r\text{-}2, N_r\text{-}3,\ldots,2,1]$;　$R'_i\,[N_r\text{-}2] = R'_{i\text{-}1}\,[0] \oplus R'_{i\text{-}1}[2]$

ベクタ R_iはベクタ R'_iから、表 7.4-30 に与えられているビット置換により導出される。

表 7.4-30　4Kモードでのビット順列

R'_i ビット位置	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i ビット位置(H_0)	7	10	5	8	1	2	4	9	0	3	6
R_i ビット位置(H_1)	6	2	7	10	8	0	3	4	1	9	5

それぞれの順列関数 H(q)は、次のアルゴリズムで定義される。

$q = 0$;

for ($i = 0$; $i < M_{\max}$; $i = i + 1$)

{ $H(q) = (i \bmod 2).2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j).2^j$;

if ($H(q) < N_{\mathrm{data}}(n)$) $q = q+1$;　}

置換関数の生成に使用されるアルゴリズムの構造的なブロック図を、図 7.4-34 に示す。

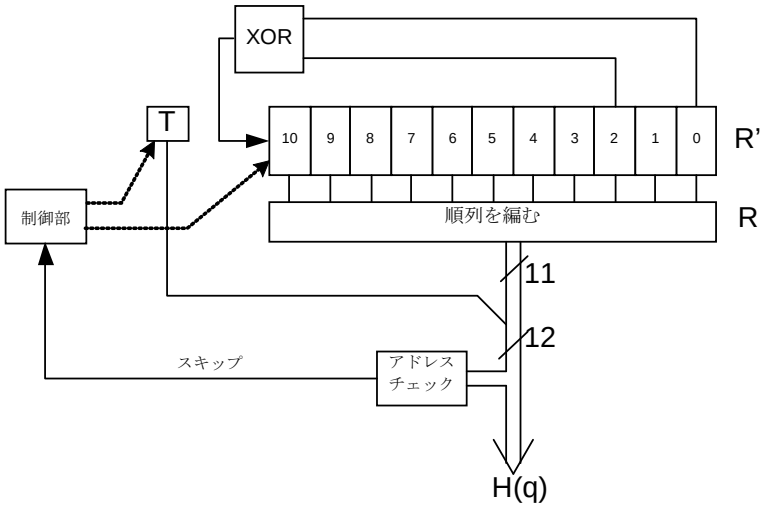


図 7.4-34　4KモードOFDM用の周波数インターリーバのアドレス生成処理

データスライス n についての周波数インターリーバの出力を $A_{m,l}$ = ($a_{m,l,0}$, $a_{m,l,1}$,$a_{m,l,2}$,...$a_{m,l,N_{\mathrm{data}}(n)-1}$)と表すと、これらは C2 フレーム m のシンボル l に含まれるデータセル$v_{m,l,j}$へ次のように割り当てられる。

$$v_{m,l,B(n)+i} = a_{m,l,i}$$

ここで $B(n)$は、スライス n に割り当てられる最初のデータセルの位置である。

（理由）

周波数インターリーブを施すことにより周波数ダイバーシティを得、周波数選択制の高いフェイジング環境でのエラー耐性が高まる。

7.4.6.5　　スタッフィングデータスライス

OFDM 信号内ではスタッフィングデータスライスを伝送できる。スタッフィングデータスライスは L1 シグナリング内では通知されない。パイロットおよびダミーキャリアは、通常のデータスライスの場合と同じ位置で伝送される。

パイロットまたは予約トーンにマップされないセル信号は平均パワー値 1 で搬送される。送信機は信号がほぼランダムに分散することを保証する必要がある。

（理由）

C2 フレームの空き領域をスタッフィングデータスライスで満たすことにより、C2 フレーム構造を一定に保持することが可能となる。

7.4.6.6 パイロットの挿入

(1) 概要

OFDM フレーム内の各種のセルは、受信機側で既知な参照情報付きで変調される。参照情報を含むセルは、ブーストされたパワーレベルで伝送され、スキャッタード、コンティニュアル、およびエッジパイロットと呼ばれる。パイロット情報の値は、参照シーケンス r_kから導出される。

表 7.4-31 シンボルに含まれる各種パイロット(X＝有り)

シンボル	パイロットの種類			
	スキャッタード	コンティニュアル	エッジ	プリアンブル
プリアンブル				X
データ	X	X	X	

（理由）

パイロット信号の挿入により、フレーム同期、周波数同期、時間同期、チャネル推定、また位相ノイズを追跡することも可能となる。

(2) スキャッタードパイロットの挿入

● スキャッタードパイロットの位置

スキャッタードパイロットの位置は、シンボルインデックス l、キャリアインデックス k、および GI 比率にのみ依存する。シンボル l 上の OFDM 信号のキャリア k は、次の等式が満たされるとき、スキャッタードパイロットの位置となる。

$$k \bmod (D_X \cdot D_Y) = D_X \ (l \bmod D_Y)$$

ここで、D_X、D_Yは表 7.4-33 で定義される。

k: 0 RF を 原点としたキャリアインデックス

l: データシンボルインデックス

表 7.4-32　スキャッタードパイロットのパターンを決めるパラメータ

GI比率	パイロットを含む キャリア間隔(D_X)	スキャッタードパイロットのパターンの シンボル周期(D_Y)
1/64	12	4
1/128	24	4

（理由）

複数のキャリア間隔を備えることにより、伝送路の状況に応じてスキャッタードパイロットの比率を変更することが可能である。

● スキャッタードパイロットの振幅

スキャッタードパイロットの振幅A_{SP}は 7/3 に固定されている。この振幅は、コンティニュアルパイロットとエッジパイロットにも共通に使用される。

（理由）

パイロット信号の電力を通常データよりもあげることにより、受信機はより高い信頼性をもって同期をとることが可能となり、またチャネル推定することも可能となる。

● スキャッタードパイロットの変調

スキャッタードパイロットの位相は、7.4.6.2 節に記載されている参照シーケンスから導出される。

スキャッタードパイロットの変調値は次のように与えられる。

$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = A_{SP}\ 2(1/2\text{-}r_k)$

$\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$

ここで、A_{SP}は上記の定義に従い、r_kは 7.4.6.2 節で定義され、m は C2 フレームのインデックス、k はキャリアの周波数インデックスである。

（理由）

パイロット信号をより高耐性である差動 BPSK 変調によって送出することにより、受信機はより高い信頼性をもって同期をとることが可能となり、またチャネル推定することも可能となる。

(3) コンティニュアルパイロットの挿入

上述のスキャッタードパイロットに加えて、フレームの、プリアンブルシンボルを除くすべてのシンボルにはコンティニュアルパイロットが挿入される。コンティニュアルパイ

ロットの数と位置はすべての GI 比率について同じである。

● コンティニュアルパイロットの位置

コンティニュアルパイロットの位置はK_{L1} = 3,408 キャリアのブロック内で定義され、全キャリア内でこのパターンが繰り返される。K_{L1}キャリアインデックスブロックは L1 シグナリングブロックと同期する。

コンティニュアルパイロットのK_{L1}キャリアブロック内での位置を表 7.4-33 に示す。OFDM 信号のキャリアインデックス k mod K_{L1}は、表 7.4-32 のいずれかの数値と一致する場合コンティニュアルパイロットである。

表 7.4-33 コンティニュアルパイロットのキャリアインデックス

インデックス							
96	216	306	390	450	486	780	804
924	1 026	1 224	1 422	1 554	1 620	1 680	1 902
1 956	2 016	2 142	2 220	2 310	2 424	2 466	2 736
3 048	3 126	3 156	3 228	3 294	3 366		

● コンティニュアルパイロットの振幅

コンティニュアルパイロットの振幅A_{CP}は 7/3 に固定されている。この振幅は、スキャッタードパイロットとエッジパイロットにも共通に使用される。

（理由）

パイロット信号の電力を通常データよりもあげることにより、受信機はより高い信頼性をもって同期をとることが可能となり、またチャネル推定することも可能となる。

● コンティニュアルパイロットの変調

コンティニュアルパイロットの位相は、7.4.6.3 節に記載されている参照シーケンスから導出される。

コンティニュアルパイロットの変調値は次のように与えられる。

$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2\ A_{CP}\ (1/2 - r_k)$

$\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$

ここで、r_kは 7.4.6.2 節で定義されている。

（理由）

パイロット信号をより高耐性である差動 BPSK 変調によって送出することにより、受信

機はより高い信頼性をもって同期をとることが可能となり、またチャネル推定することも可能となる。

(4) エッジパイロットの挿入

スキャッタードおよびコンティニュアルパイロットに加えて、プリアンブルシンボルを除くすべてのシンボルの「エッジ」キャリア位置には、多くのエッジパイロットも挿入される。エッジパイロットの数は、OFDM 信号内のスペクトラムノッチの数に依存する。

（理由）

エッジパイロットの挿入により、OFDM 信号の両端を検出することが可能となる。

● エッジパイロットの位置

エッジキャリアには、OFDM スペクトラムの上限および下限に配置されるキャリアと、スペクトラムノッチの上限及び下限に配置されるキャリアの 2 種類がある。どちらの場合にもエッジパイロットが挿入される。

OFDM スペクトラムの最低周波数のエッジパイロットは、データもしくはスキャッタードパイロットキャリアに置き換えて挿入される。これに対して、最高周波数のエッジパイロットは、データキャリアへの追加キャリアとして挿入される。これによって、エッジパイロットがスキャッタードパイロットのベアリングキャリアに存在することが保証される。これらのパイロットの位置を、図 7.4-37 に示す。

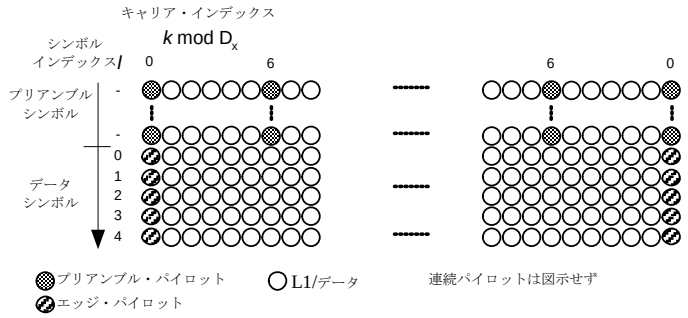


図 7.44-35　OFDMスペクトラムに於けるエッジ・パイロットの位置

エッジパイロットはスペクトラムノッチのいずれの側にも配置される。ノッチの低周波数側エッジパイロットはキャリアインデックス$K_{N,\min}$ - 1 に挿入され、ノッチの高周波数側エッジパイロットはキャリアインデックス$K_{N,\max}$ + 1 に挿入される。ここで、$K_{N,\min}$および$K_{N,\max}$は、スペクトラムノッチの開始および終了のキャリアインデックスである。これらのエッジパイロットはスキャッタードパイロットのベアリングサブキャリア上に配置される。

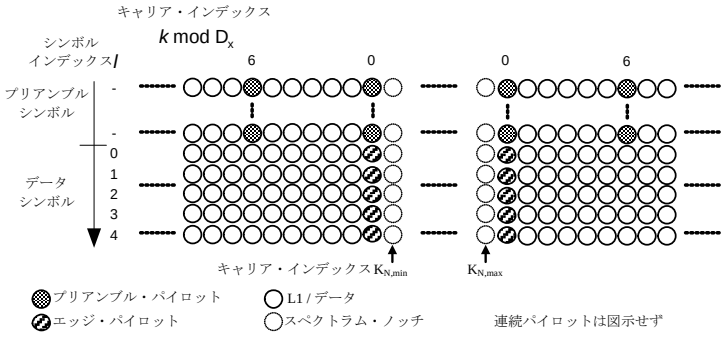


図 7.4-36　スペクトラムノッチのエッジパイロットの位置

注意:　エッジパイロットの位置は常にD_Xの整数倍である。これらは、スキャッタードパイロットのベアリングキャリアである。

（理由）

エッジパイロットを挿入することにより、受信機は C2 システムの両端の検出が可能となる。

● エッジパイロットの振幅

エッジパイロットの振幅は 7/3 である。

（理由）

エッジパイロット信号の振幅を通常データよりも上げることにより、受信機はより高い信頼性をもって同期をとることが可能となり、またチャネル推定することも可能となる。

● エッジパイロットの変調

これらのセルの変調はスキャッタードパイロットと同じである。

$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = A_{\mathrm{SP}}\ 2(1/2\text{-}r_k)$

$\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$

（理由）

パイロット信号をより高耐性である差動 BPSK 変調によって送出することにより、受信機はより高い信頼性をもって同期をとることが可能となり、またチャネル推定することも可能となる。

7.4.6.7 予約ダミーキャリア

PAPR 低減など各種の目的で OFDM セルの予約が可能である。これらのセルの振幅は自由に定義可能だがパワーレベルはデータ OFDM シンボル内のパイロットのパワーレベルを超えてはならない。

プリアンブルシンボルを除くデータシンボルにおいて、表 7.4-34 に定義されているキャリアとそれらをサイクリックシフトしたキャリアの組は、L1 シグナリングパート 2「RESERVED_TONES」により予約トーンがアクティブにされた時、OFDM シンボルのインデックスに応じて予約される。2 つの連続する OFDM シンボル間のシフト量は、パイロットのベアリングキャリア周期D_X、およびスキャッタードパイロットシーケンスのシンボル周期D_Yにより決定される(7.4.6.6(2)節の表 7.4-32 を参照)。さらに、予約されたキャリアのパターンは、K_{L1}=3,408 キャリアを 1 ブロックとした時の 8 ブロックごとに繰り返される。このため、C2 フレームのデータシンボル l では次の条件が満たされる場合に OFDM セルが予約される。

$$[k \bmod (8 \cdot K_{\mathrm{L1}})] - D_X(l \bmod D_Y) \in S_0 \qquad 0 \leqq l < L_{Data}$$

ここで、k は絶対キャリアインデックス、L_{data}は C2 フレーム内のデータシンボル数を表し、S_0は表 7.4-34 に記載されているキャリアインデックスの組である

ノッチ内の予約キャリアの位置は、予約されるキャリアの組から除外される。

表 7.4-34　予約済みのキャリアインデックス S_0

予約済みのキャリアインデックス S_0
161, 243, 296, 405, 493, 584, 697, 741, 821, 934, 1021, 1160, 1215, 1312, 1417, 1462, 1591, 1693, 1729, 1845, 1910, 1982, 2127, 2170, 2339, 2365, 2499, 2529, 2639, 2745, 2864, 2950, 2992, 3119, 3235, 3255, 3559, 3620, 3754, 3835, 3943, 3975, 4061, 4210, 4270, 4371, 4417, 4502, 4640, 4677, 4822, 4904, 5026, 5113, 5173, 5271, 5317, 5426, 5492, 5583, 5740, 5757, 5839, 5935, 6033, 6146, 6212, 6369, 6454, 6557, 6597, 6711, 6983, 7047, 7173, 7202, 7310, 7421, 7451, 7579, 7666, 7785, 7831, 7981, 8060, 8128, 8251, 8326, 8369, 8445, 8569, 8638, 8761, 8873, 8923, 9017, 9104, 9239, 9283, 9368, 9500, 9586, 9683, 9782, 9794, 9908, 9989, 10123, 10327, 10442, 10535, 10658, 10739, 10803, 10925, 11006, 11060, 11198, 11225, 11326, 11474, 11554, 11663, 11723, 11810, 11902, 11987, 12027, 12117, 12261, 12320, 12419, 12532, 12646, 12676, 12808, 12915, 12941, 13067, 13113, 13246, 13360, 13426, 13520, 13811, 13862, 13936, 14073, 14102, 14206, 14305, 14408, 14527, 14555, 14650, 14755, 14816, 14951, 15031, 15107, 15226, 15326, 15392, 15484, 15553, 15623, 15734, 15872, 15943, 16043, 16087, 16201, 16299, 16355, 16444, 16514, 16635, 16723, 16802, 16912, 17150, 17285, 17387, 17488, 17533, 17603, 17708, 17793, 17932, 18026, 18081, 18159, 18285, 18356, 18395, 18532, 18644, 18697, 18761, 18874, 18937, 19107, 19119, 19251, 19379, 19414, 19522, 19619, 19691, 19748, 19875, 19935, 20065, 20109, 20261, 20315, 20559, 20703, 20737, 20876, 20950, 21069, 21106, 21231, 21323, 21379, 21494, 21611, 21680, 21796, 21805, 21958, 22027, 22091, 22167, 22324, 22347, 22459, 22551, 22691, 22761, 22822, 22951, 22981, 23089, 23216, 23290, 23402, 23453, 23529, 23668, 23743, 24019, 24057, 24214, 24249, 24335, 24445, 24554, 24619, 24704, 24761, 24847, 24947, 25089, 25205, 25274, 25352, 25474, 25537, 25612, 25711, 25748, 25874, 25984, 26078, 26155, 26237, 26324, 26378, 26545, 26623, 26720, 26774, 26855, 26953, 27021, 27123

（理由）

予約トーンを用いて送信信号のピーク電力を制御することにより、C2 システムで心配される、1024QAM や 4096QAM の様な高次変調や multiple-PLP による TS 多重などに起因する PAPR の増加が低減される。

7.4.7　OFDMの生成

OFDM 生成モジュールの機能は、フレームビルダにより生成されたセルを周波数ドメインへ変換することである。

(1) IFFT － OFDM 変調

この節では、それぞれの伝送モードを使用するための OFDM 構造について説明する。伝送される信号は、フレーム単位に編成される。各フレームの持続期間はT_{F}で、L_{F}個の OFDM シンボルにより構成される。それぞれのシンボルはK_{total}個のキャリアの組で構成され、持続期間T_Sで伝送される。これは、持続期間T_Uの有効な部分と、持続期間 Δ のガードインターバルの 2 つの部分で構成される。ガードインターバルは有用データT_Uのサイクリックなコピーより構成される。FFT サイズとガードインターバル比率の許容される組み合わせを、表 7.4-36 に示す。

C2 フレームのシンボルには 0 から$L_F - 1$までの番号が付けられる。すべてのシンボルにはデータと既知参照情報が含まれる。

キャリアには、$k \in [K_{\min};\ K_{\max}]$の範囲でインデックスが付けられている。隣接するキャリアの間隔は $1/T_U$で、キャリアの間隔$K_{\min}$および$K_{\max}$はK_{total}/T_Uで決定される。
送信信号は次の式で記述される。

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{\sum_{m=0}^{\infty}\left[\frac{1}{\sqrt{K_{total}}}\sum_{l=0}^{L_F-1}\sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{m,l,k}\,\psi_{m,l,k}(t)\right]\right\}$$

ここで

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_S-mT_F)} & mT_F + lT_S \leqq t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{それ以外} \end{cases}$$

ここで各変数定義は以下の通り。

k	キャリア番号
l	OFDM シンボル番号、フレーム先頭のプリアンブルシンボルのインデックスは 0
m	C2 フレーム番号
K_{total}	伝送されるキャリアの数、すなわち$K_{total} = K_{\max} - K_{\min} + 1$
L_F	フレームごとの OFDM シンボル総数(プリアンブルを含む)
T_S	すべてのシンボルの合計シンボル持続期間で、$T_S = T_U + \Delta$
T_U	表 7.4-36 で定義されているアクティブなシンボルの持続期間
Δ	ガードインターバルの持続期間、(2)を参照
$C_{m,l,k}$	キャリア k の複素数の変調値、OFDM シンボル番号 l、C2 フレーム番号 m に対応
T_F	フレームの持続期間、$T_F = L_F T_S$
K_{min}	最初(最低周波数)のアクティブなキャリアのキャリアインデックス
K_{max}	最後(最高周波数)のアクティブなキャリアのキャリアインデックス

OFDM パラメータの要約を、表 7.4-36 に示す。時間に関係するさまざまなパラメータの値は表 7.4-35 に示す基本期間 T の倍数として、マイクロ秒単位で与えられる。

表 7.4-35　チャネルラスタに対する基本期間

チャネルラスタ	"6 MHz"
基本期間 T	7/48 μs

表 7.4-36　OFDM パラメータ

パラメータ	"6 MHz" 1/64	"6 MHz" 1/128
L1ブロックK_{L1}当たりのOFDMキャリア数	3 408	3 408
L1シグナリングブロックの帯域幅(注参照)	*5,71 MHz*	*5,71 MHz*
期間T_U	4 096 *T*	4 096 *T*
期間T_U µs (注参照)	*597,3*	*597,3*
キャリア間隔 $1/T_U$ (Hz)　(注参照)	*1 674*	*1 674*
ガードインターバル期間Δ/T_u	*64T*	*32T*
ガードインターバル 期間Δ/T_u µs (注参照)	*9,33*	*4,66*
注：斜体の数値は近似値		

（理由）

OFDM 変調方式を導入することにより、よりマルチパス環境、フェイジング環境に強靭な伝送が可能となる。また、連結送信が可能となるため、ガードバンド領域の有効利用が可能となる。

(2) ガードインターバルの挿入

2 つの異なるガードインターバル比率(Δ/T_U)が定義されている。

（理由）

OFDM の導入とガードインターバルの挿入により、ガードインターバル内の干渉波の除去が可能となる。また、伝送環境に応じてより高耐性なモードか高効率なモードかを選択することも可能となっている。

(3) スペクトラム特性

OFDM シンボルは等間隔の直交キャリアを構成する。データセルキャリアの振幅と位相はシンボルごとに変化する。各キャリアのパワースペクトル密度$P_k(f)$は、周波数

$f_k = \frac{k}{T_u}$ ($K_{\min} \leqq k \leqq K_{\max}$について)

において、次の式で定義される。

$$P_k(f) = \left[\frac{\sin \pi(f - f_k)T_S}{\pi(f - f_k)T_s}\right]^2$$

変調されたデータセルキャリアの総合的なパワースペクトル密度は、これらのキャリアすべてのパワースペクトル密度の和となる。理論的な送信信号スペクトラムを図 7.4-39 に示す。実線の曲線は、幅 5.71 MHz 信号の理論的なスペクトラムを示す(最初のサブキャリア

$K_{\min}$は相対周波数 0 MHz に配置)。点線の曲線は 338 MHz 幅の信号の周波数下限エッジを示している。OFDM シンボルの持続期間はキャリアの間隔の逆数よりも大きいため、各キャリアのパワースペクトル密度のメインローブは、キャリア間隔の 2 倍よりも狭くなる。このためスペクトル密度は帯域幅内で一定ではない。

注意:　この理論的なスペクトラムでは、パイロットキャリアのブーストによって起きるキャリア間でのパワー変動は考慮されていない。

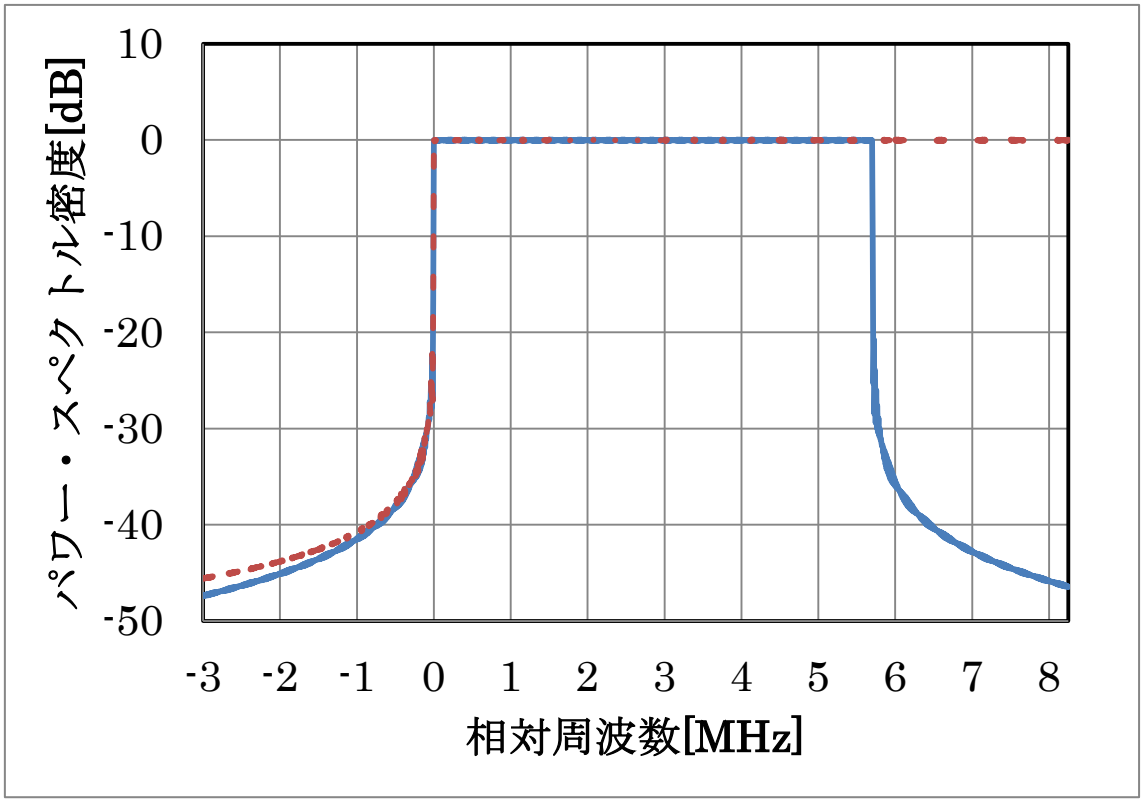


図 7.4-37　C2信号のスペクトラムの理論値
（GI比＝1/128,　帯域幅6 MHzと338 MHz（下側エッジのみ））

増幅とフィルタ処理の後で、スペクトラム特性について特別な要件は設定されない。

7.4.8　PLPバンドル

(1) PLP バンドルの概要

基本動作モード(すなわち､1 つまたは複数の PLP が 1 つのデータスライスに配置される)に加えて、C2 システムでは単一の PLP 接続のデータを、複数のデータスライスに分散させることもできる(PLP バンドル)。結果として、単一の PLP 接続のスループット率は、C2 システムの総合的なスループット率まで向上可能となる。この動作モードは、単一データ

スライスの容量を超えるスループット率を要求する、高度なサービスを意図したものである。

バンドルされた PLP 接続のすべてのデータパケットは、同じ入力処理ブロックを通過する必要がある。この動作モードでは、異なるデータスライスからのパケットをレシーバ側で再度順序付け可能にするため、モード適合ブロックに ISSY タイムスタンプを必ず挿入する必要がある。入力処理ブロックの出力において、バンドルされた PLP の BBFrame は、異なるデータスライスに分散している。PLP バンドル動作モードのブロック図を、図 7.4-38 に示す。

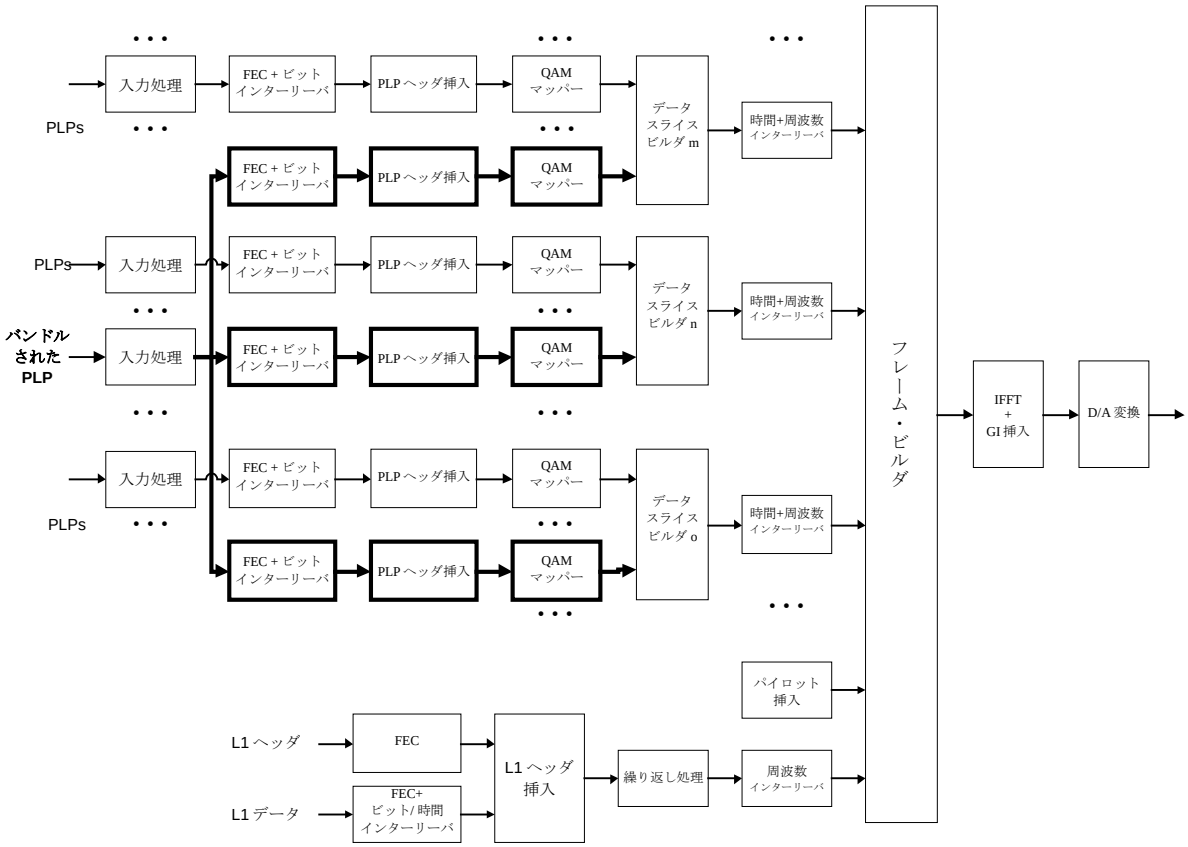


図 7.4-38　バンドルされたPLP

PLP バンドル動作モードでは、バンドルされる PLP からのパケットを含むデータスライスに、必ず FECFrame ヘッダを使用する必要がある。

注意 1:　基本動作モードと同様に、バンドルされる PLP からの FECFrame を含むデータスライスも、他の PLP の FECFrame パケットを含むことが許される。

注意 2:　単一の 6 MHz 受信チューナーを持つ C2 レシーバでは、バンドルされた PLP を復

号する必要はない。これらの C2 レシーバは、バンドルされた PLP を L1-part2 信号から認識し、関連するデータスライスパケットを破棄する。

(2) PLP バンドルの送信設定

PLP をバンドルして送信する時、L1 信号 part2 の PLP_BUNDLED を 1 に設定する。また、BBFrame は高効率モードを使用する。

(3) PLP バンドルのチャネル割り当て

PLP bundling 使用時に、複数チャネルへ BBFrame を割り当てる方法を規定する。チャネルの割り当てには以下 2 つの制約を与えることとする。

・各チャネルの伝送可能データレートの比に従い各チャネルに BBFrame を割り当てる。
・チャネル 1 のデータレートを A、チャネル 2 のデータレートを B とすると、チャネル 1 とチャネル 2 のデータレートはそれぞれ、A/(A+B), B/(A+B)の割合で BBFrame を割り当てる。尚、3 チャネル以上をバンドルする場合も同様とする。
・送信側スケジューラは規定の割合を最も下回っているチャネルを選択する。
・同一チャネルに 5BBFrame 以上連続で送ることがないようにデータレート比を決定する。

(理由)

チャネル間の復調、復号の遅延調整、およびデータレートの差異による遅延調整のため、受信機はバッファを搭載する必要がある。受信機側で実装しておくべきバッファ量を算出するために送信側の振り分け方法に制約を与える。本規格における変調方式、符号化率の組み合わせから算出される最小と最大のデータレートの比が 4 倍未満であることから、5BBFrame を超える連続送信を行う必要性は低い。

7.4.9 緊急地震速報への対応

(1) 地震動警報情報

共通 PLP を用いて 204 ビットの地震動警報情報を伝送する。

204 ビットの地震動警報情報の構成に関しては、デジタル放送に関する送信の標準方式（平成 23 年総務省令第 87 号）第 22 条第 2 項に規定する地震動警報情報を伝送するための AC 信号の構成と同等とする。地震動警報情報は、ペイロードタイプが TS の場合、伝送制御信号 NIT(Network information table)の第 2 ループで使用する記述子(descriptor) C2_delivery_system_descriptor を用いて送信する。尚、その際 記述子タグ拡張領域 8 ビットの値は 0x01 とする。一方ペイロードタイプが GSE の場合は、緊急警報信号を格納可能なプロトコルタイプ C2_Emergency_Information の GSE パケットとして送信する。

地震動警報情報を伝送する共通 PLP が使用するパラメータを表 7.4-37 に示す。この時の C2_delivery_system_descriptor のデータ構成及びデータ構造は、それぞれ図 7.4-39、表 7.4-38 に示す通りである。また、地震動警報情報を送信する GSE パケットのデータ構造は、表 7.4-39 に示す通りである。

(理由)

共通 PLP を活用することで、複数ある PLP のどの PLP を受信している場合にも受信処理をしながら当該地震動警報情報を取得することが可能となる。

表 7.4-37　地震動警報情報伝送用 共通PLPが使用するパラメータ

パラメータ	値
変調方式	16QAM
LDPC 符号長	16200bits
LDPC 符号化率	4/5
BBFrame 長	12432bits

	記述子タグ	記述子長	記述子タグ拡張	地震動警報情報	Reserved For Future use
bit数	8 0xXX	8	8 0x01	204	500

図 7.4-39　地震動警報情報伝送時(記述子タグ拡張 0x01)の記述子データ構成

表 7.4-38　地震動警報情報伝送時(記述子タグ拡張0x01)の記述子データ構造

シンタックス	ビット数	備考
C2_delivery_system_descriptor{		
descriptor_tag	8	0xXX
descriptor_length	8	-
descriptor_tag_extension	8	0x01
Earthquake Warning Information	204	-
reserved for future use	500	-
}		

表 7.4-39　地震動警報情報を送信するGSEパケットのデータ構造

シンタックス	ビット数	備考
GSE packet for Earthquake Warning Information{		
Start_Indicator	1	1
End_Indicator	1	1
Label_Type_Indicator	2	2
GSE_Length	12	90
Protocol_Type	16	0xZZZZ C2_Emergency_Information
Earthquake Warning Information	204	-
reserved_for_future_use	500	-
}		

7.4.10　多重化

(1)　サービス多重の基本方式

衛星デジタル放送方式の技術的条件と同一とする。

(2) データグループ

衛星デジタル放送方式の技術的条件と同一とする。

(3) 伝送パケット

衛星デジタル放送方式の技術的条件と同一とする。

ただし、TLV パケットで伝送された場合には TLV パケットから GSE パケットへの変換を行った上で、GSE パケットを伝送する。図 7.4-40 に変換方法を示す。また、TLV のペイロードサイズによって、使用する GSE のタイプを変えることとする。表 7.4-40 に TLV のペイロードサイズと GSEtype の関係を示す。

(理由)

TLV のデータ長は 16 ビットで規定されるが、GSE のデータ長は 12 ビットであるため、TLV のデータ量のほうが多い状況が想定される。そのため、TLV パケットを GSE パケットの分割機能を用いて伝送することができる。このとき、パケット種別からプロトコルタイプへの変換を適切に行うことにより、TLV パケットの必要な情報を GSE パケットで伝送することが可能となる。

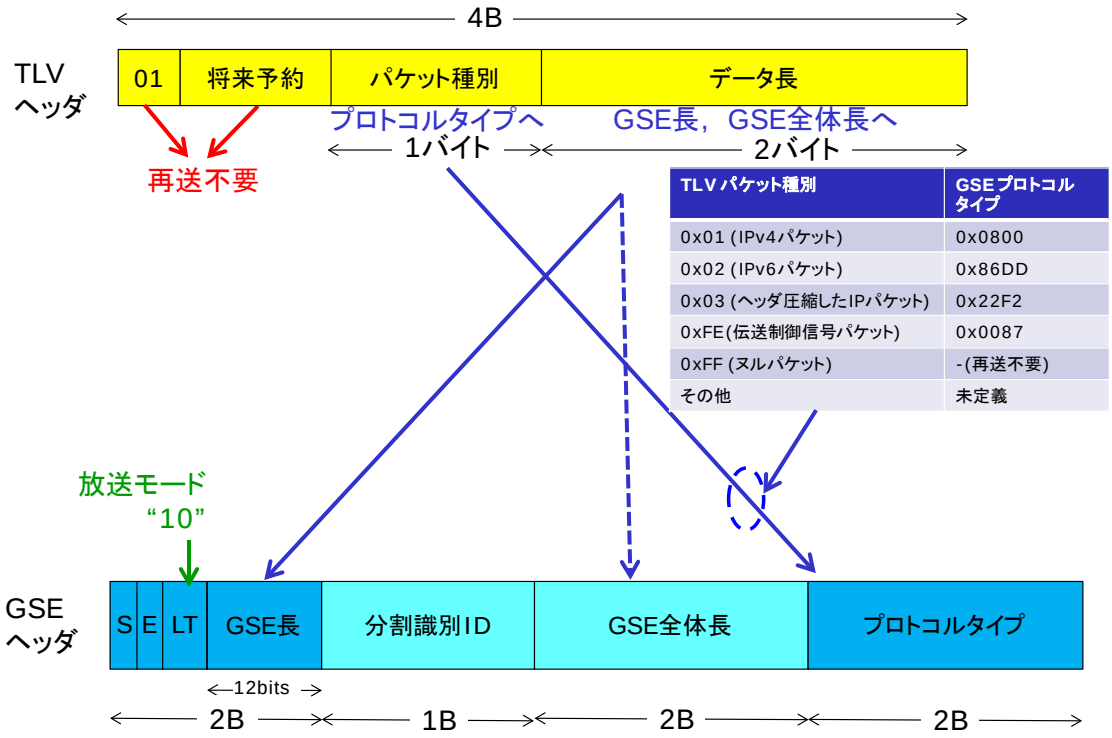


図 7.4-40　TLVパケットからGSEパケットへの変換

表 7.4-40　TLVのペイロードサイズとGSEtypeの関係

TLV のペイロードサイズ	GSEtype
1800 バイト以下	GSE-Lite
4093 バイト以下	GSE(分割なし)
4094 バイト以上	GSE(分割あり)

(4) 伝送制御、番組配列情報等は衛星デジタル放送方式に準じ、伝送制御で使用する NIT の記述子である C2_delivery_system_descriptor を用いて伝送する。

伝送制御、番組配列情報等伝送時の記述子タグ(descriptor_tag)の割り当て、データ構成及びデータ構造は、それぞれ表 7.4-41、図 7.4-41、表 7.4-42 に示す通りである。その際、記述子タグ拡張領域 8 ビットは 0x00 と設定される。

尚、記述子タグ拡張領域 8 ビットが 0x00 の場合は伝送制御および番組配列情報用、0x01 の場合は地震動警報情報用、それ以外の値については将来の為のリザーブとする。

表 7.4-40　descriptor一覧

記述子タグ (descriptor_tag)	割り当て
0xXX others	C2_delivery_system_descriptor (衛星デジタル放送方式と同一)

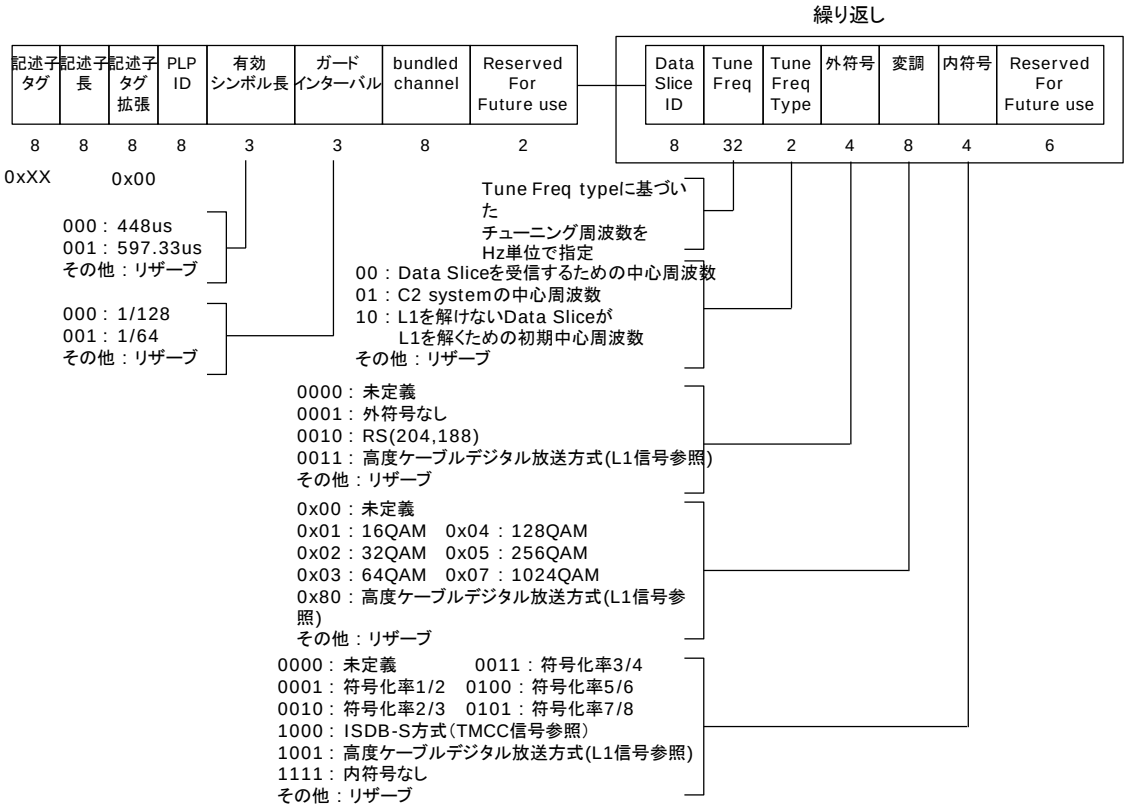


図 7.4-40　伝送制御時(記述子タグ拡張0x00)の記述子データ構成

表 7.4-41　伝送制御時(記述子タグ拡張0x00)の記述子データ構造

シンタックス	ビット数	備考
C2_delivery_system_descriptor(){		
descriptor_tag	8	0xXX
descriptor_length	8	-
descriptor_tag_extension	8	0x00
plp_id	8	-
active_OFDM_symbol_duration	3	000：448us 001：597.33us その他：リザーブ
guard_interval	3	000：1/128 001：1/64 その他：リザーブ
bundled_channel	8	-
reserved_for_future_use	2	0x3(未定義)
for(i = 0; i < N; ++i){		
data_slice_id	8	-
C2_tuning_frequency	32	Tune Freq typeに基づいたチューニング周波数をHz単位で指定 00：Data Sliceを受信するための中心周波数
C2_tuning_frequency_type	2	01：C2 systemの中心周波数 10：L1を解けないData Sliceが L1を解くための初期中心周波数 その他：リザーブ
outer_code	4	0000：未定義 0001：外符号なし 0010：RS(204,188) 0011：高度ケーブルデジタル放送方式(L1信号参照) その他：リザーブ
modulation	8	0x00：未定義 0x01：16QAM　0x04：128QAM 0x02：32QAM　0x05：256QAM 0x03：64QAM　0x07：1024QAM 0x80：高度ケーブルデジタル放送方式(L1信号参照) その他：リザーブ
inner_code	4	0000：未定義　0011：符号化率3/4 0001：符号化率1/2　0100：符号化率5/6 0010：符号化率2/3　0101：符号化率7/8 1000：ISDB-S方式（TMCC信号参照） 1001：高度ケーブルデジタル放送方式(L1信号参照) 1111：内符号なし その他：リザーブ
reserved_for_future_use	6	-
}		
}		

(5)多重信号に関する識別子

衛星デジタル放送方式の技術的条件と同一とする。

(付録)　LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブル

符号テーブルをパリティビット･加算のアドレスに変換する方法を、表 A.1 を参考に、以下の通り示す。

表 A.1 の解釈の例

$p_{317} = p_{317} \oplus i_0$	$p_{2255} = p_{2255} \oplus i_0$	$p_{2324} = p_{2324} \oplus i_0$
$p_{2723} = p_{2723} \oplus i_0$	$p_{3538} = p_{3538} \oplus i_0$	$p_{3576} = p_{3576} \oplus i_0$
$p_{6194} = p_{6194} \oplus i_0$	$p_{6700} = p_{6700} \oplus i_0$	$p_{9101} = p_{9101} \oplus i_0$
$p_{10057} = p_{10057} \oplus i_0$	$p_{12739} = p_{12739} \oplus i_0$	$p_{17407} = p_{17407} \oplus i_0$
$p_{21039} = p_{21039} \oplus i_0$	$p_{377} = p_{377} \oplus i_0$	$p_{2315} = p_{2315} \oplus i_0$
$p_{2384} = p_{2384} \oplus i_0$	$p_{2783} = p_{2783} \oplus i_0$	$p_{3598} = p_{3598} \oplus i_0$
$p_{3636} = p_{3636} \oplus i_0$	$p_{6254} = p_{6254} \oplus i_0$	$p_{6760} = p_{6760} \oplus i_0$
$p_{9161} = p_{9161} \oplus i_0$	$p_{10117} = p_{10117} \oplus i_0$	$p_{12799} = p_{12799} \oplus i_0$
$p_{17467} = p_{17467} \oplus i_0$	$p_{21099} = p_{21099} \oplus i_0$	

$p_{21857} = p_{21857} \oplus i_{359}$	$p_{23795} = p_{23795} \oplus i_{359}$	$p_{23864} = p_{23864} \oplus i_{359}$
$p_{24263} = p_{24263} \oplus i_{359}$	$p_{25078} = p_{25078} \oplus i_{359}$	$p_{25116} = p_{25116} \oplus i_{359}$
$p_{27734} = p_{27734} \oplus i_{359}$	$p_{28240} = p_{28240} \oplus i_{359}$	$p_{30641} = p_{30641} \oplus i_{359}$
$p_{31597} = p_{31597} \oplus i_{359}$	$p_{34279} = p_{34279} \oplus i_{359}$	$p_{38947} = p_{38947} \oplus i_{359}$
$p_{42579} = p_{42579} \oplus i_{359}$		

$p_{1958} = p_{1958} \oplus i_{360}$	$p_{2007} = p_{2007} \oplus i_{360}$	$p_{3294} = p_{3294} \oplus i_{360}$
$p_{4394} = p_{4394} \oplus i_{360}$	$p_{12762} = p_{12762} \oplus i_{360}$	$p_{14505} = p_{14505} \oplus i_{360}$
$p_{14593} = p_{14593} \oplus i_{360}$	$p_{14692} = p_{14692} \oplus i_{360}$	$p_{16522} = p_{16522} \oplus i_{360}$
$p_{17737} = p_{17737} \oplus i_{360}$	$p_{19245} = p_{19245} \oplus i_{360}$	$p_{21272} = p_{21272} \oplus i_{360}$
$p_{21379} = p_{21379} \oplus i_{360}$		

付録 A（規定）Nldpc = 64 800 のパリティビット･加算のアドレス

本方式で採用する通常 FEC フレームでの LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブルを付表 A. 1 ～付表 A.4 に示す。

付表 A.1. 符号化率 3/4 (N_{ldpc}= 64 800)

0 6385 7901 14611 13389 11200 3252 5243	23 5865 1768
2504 2722 821 7374	24 2655 14957
1 11359 2698 357 13824 12772 7244 6752	25 5565 6332
15310 852 2001 11417	26 4303 12631
2 7862 7977 6321 13612 12197 14449 15137	27 11653 12236
13860 1708 6399 13444	28 16025 7632
3 1560 11804 6975 13292 3646 3812 8772 7306	29 4655 14128
5795 14327 7866	30 9584 13123
4 7626 11407 14599 9689 1628 2113 10809	31 13987 9597
9283 1230 15241 4870	32 15409 12110
5 1610 5699 15876 9446 12515 1400 6303 5411	33 8754 15490
14181 13925 7358	34 7416 15325
6 4059 8836 3405 7853 7992 15336 5970 10368	35 2909 15549
10278 9675 4651	36 2995 8257
7 4441 3963 9153 2109 12683 7459 12030	37 9406 4791
12221 629 15212 406	38 11111 4854
8 6007 8411 5771 3497 543 14202 875 9186	39 2812 8521
6235 13908 3563	40 8476 14717
9 3232 6625 4795 546 9781 2071 7312 3399	41 7820 15360
7250 4932 12652	42 1179 7939
10 8820 10088 11090 7069 6585 13134 10158	43 2357 8678
7183 488 7455 9238	44 7703 6216
11 1903 10818 119 215 7558 11046 10615	0 3477 7067
11545 14784 7961 15619	1 3931 13845
12 3655 8736 4917 15874 5129 2134 15944	2 7675 12899
14768 7150 2692 1469	3 1754 8187
13 8316 3820 505 8923 6757 806 7957 4216	4 7785 1400
15589 13244 2622	5 9213 5891
14 14463 4852 15733 3041 11193 12860 13673	6 2494 7703
8152 6551 15108 8758	7 2576 7902
15 3149 11981	8 4821 15682

16 13416 6906	9 10426 11935
17 13098 13352	10 1810 904
18 2009 14460	11 11332 9264
19 7207 4314	12 11312 3570
20 3312 3945	13 14916 2650
21 4418 6248	14 7679 7842
22 2669 13975	15 6089 13084
23 7571 9023	16 3938 2751
24 14172 2967	17 8509 4648
25 7271 7138	18 12204 8917
26 6135 13670	19 5749 12443
27 7490 14559	20 12613 4431
28 8657 2466	21 1344 4014
29 8599 12834	22 8488 13850
30 3470 3152	23 1730 14896
31 13917 4365	24 14942 7126
32 6024 13730	25 14983 8863
33 10973 14182	26 6578 8564
34 2464 13167	27 4947 396
35 5281 15049	28 297 12805
36 1103 1849	29 13878 6692
37 2058 1069	30 11857 11186
38 9654 6095	31 14395 11493
39 14311 7667	32 16145 12251
40 15617 8146	33 13462 7428
41 4588 11218	34 14526 13119
42 13660 6243	35 2535 11243
43 8578 7874	36 6465 12690
44 11741 2686	37 6872 9334
0 1022 1264	38 15371 14023
1 12604 9965	39 8101 10187
2 8217 2707	40 11963 4848
3 3156 11793	41 15125 6119
4 354 1514	42 8051 14465
5 6978 14058	43 11139 5167
6 7922 16079	44 2883 14521

7 15087 12138 8 5053 6470 9 12687 14932 10 15458 1763 11 8121 1721 12 12431 549 13 4129 7091 14 1426 8415 15 9783 7604 16 6295 11329 17 1409 12061 18 8065 9087 19 2918 8438 20 1293 14115 21 3922 13851 22 3851 4000	

付表 A.2. 符号化率 4/5 (N_{ldpc} = 64 800)

0 149 11212 5575 6360 12559 8108 8505 408 10026 12828	0 5647 4935
1 5237 490 10677 4998 3869 3734 3092 3509 7703 10305	1 4219 1870
2 8742 5553 2820 7085 12116 10485 564 7795 2972 2157	2 10968 8054
3 2699 4304 8350 712 2841 3250 4731 10105 517 7516	3 6970 5447
4 12067 1351 11992 12191 11267 5161 537 6166 4246 2363	4 3217 5638
5 6828 7107 2127 3724 5743 11040 10756 4073 1011 3422	5 8972 669
6 11259 1216 9526 1466 10816 940 3744 2815 11506 11573	6 5618 12472
7 4549 11507 1118 1274 11751 5207 7854 12803 4047 6484	7 1457 1280
8 8430 4115 9440 413 4455 2262 7915 12402 8579 7052	8 8868 3883
9 3885 9126 5665 4505 2343 253 4707 3742 4166 1556	9 8866 1224
10 1704 8936 6775 8639 8179 7954 8234 7850 8883 8713	10 8371 5972
11 11716 4344 9087 11264 2274 8832 9147 11930 6054 5455	11 266 4405
12 7323 3970 10329 2170 8262 3854 2087 12899 9497 11700	12 3706 3244
13 4418 1467 2490 5841 817 11453 533 11217 11962 5251	13 6039 5844
14 1541 4525 7976 3457 9536 7725 3788 2982 6307 5997	14 7200 3283
15 11484 2739 4023 12107 6516 551 2572 6628 8150 9852	15 1502 11282
16 6070 1761 4627 6534 7913 3730 11866 1813 12306 8249	16 12318 2202
17 12441 5489 8748 7837 7660 2102 11341	17 4523 965
	18 9587 7011
	19 2552 2051
	20 12045 10306
	21 11070 5104
	22 6627 6906
	23 9889 2121
	24 829 9701
	25 2201 1819
	26 6689 12925
	27 2139 8757
	28 12004 5948
	29 8704 3191
	30 8171 10933
	31 6297 7116
	32 616 7146
	33 5142 9761
	34 10377 8138

2936 6712 11977	35 7616 5811
18 10155 4210	0 7285 9863
19 1010 10483	1 7764 10867
20 8900 10250	2 12343 9019
21 10243 12278	3 4414 8331
22 7070 4397	4 3464 642
23 12271 3887	5 6960 2039
24 11980 6836	6 786 3021
25 9514 4356	7 710 2086
26 7137 10281	8 7423 5601
27 11881 2526	9 8120 4885
28 1969 11477	10 12385 11990
29 3044 10921	11 9739 10034
30 2236 8724	12 424 10162
31 9104 6340	13 1347 7597
32 7342 8582	14 1450 112
33 11675 10405	15 7965 8478
34 6467 12775	16 8945 7397
35 3186 12198	17 6590 8316
0 9621 11445	18 6838 9011
1 7486 5611	19 6174 9410
2 4319 4879	20 255 113
3 2196 344	21 6197 5835
4 7527 6650	22 12902 3844
5 10693 2440	23 4377 3505
6 6755 2706	24 5478 8672
7 5144 5998	25 4453 2132
8 11043 8033	26 9724 1380
9 4846 4435	27 12131 11526
10 4157 9228	28 12323 9511
11 12270 6562	29 8231 1752
12 11954 7592	30 497 9022
13 7420 2592	31 9288 3080
14 8810 9636	32 2481 7515
15 689 5430	33 2696 268
16 920 1304	34 4023 12341

17 1253 11934 18 9559 6016 19 312 7589 20 4439 4197 21 4002 9555 22 12232 7779 23 1494 8782 24 10749 3969 25 4368 3479 26 6316 5342 27 2455 3493 28 12157 7405 29 6598 11495 30 11805 4455 31 9625 2090 32 4731 2321 33 3578 2608 34 8504 1849 35 4027 1151	35 7108 5553

付表 A.3. 符号化率 5/6 (N_{ldpc}= 64 800)

0 4362 416 8909 4156 3216 3112 2560 2912	20 4766 2697	10 7868 5731
6405 8593 4969 6723	21 4069 6675	11 6121 10732
1 2479 1786 8978 3011 4339 9313 6397 2957	22 1117 1016	12 4843 9132
7288 5484 6031 10217	23 5619 3085	13 580 9591
2 10175 9009 9889 3091 4985 7267 4092	24 8483 8400	14 6267 9290
8874 5671 2777 2189 8716	25 8255 394	15 3009 2268
3 9052 4795 3924 3370 10058 1128 9996	26 6338 5042	16 195 2419
10165 9360 4297 434 5138	27 6174 5119	17 8016 1557
4 2379 7834 4835 2327 9843 804 329 8353	28 7203 1989	18 1516 9195
7167 3070 1528 7311	29 1781 5174	19 8062 9064
5 3435 7871 348 3693 1876 6585 10340 7144	0 1464 3559	20 2095 8968
5870 2084 4052 2780	1 3376 4214	21 753 7326
6 3917 3111 3476 1304 10331 5939 5199	2 7238 67	22 6291 3833
1611 1991 699 8316 9960	3 10595 8831	23 2614 7844
7 6883 3237 1717 10752 7891 9764 4745	4 1221 6513	24 2303 646
3888 10009 4176 4614 1567	5 5300 4652	25 2075 611
8 10587 2195 1689 2968 5420 2580 2883	6 1429 9749	26 4687 362
6496 111 6023 1024 4449	7 7878 5131	27 8684 9940
9 3786 8593 2074 3321 5057 1450 3840 5444	8 4435 10284	28 4830 2065
6572 3094 9892 1512	9 6331 5507	29 7038 1363
10 8548 1848 10372 4585 7313 6536 6379	10 6662 4941	0 1769 7837
1766 9462 2456 5606 9975	11 9614	1 3801 1689
11 8204 10593 7935 3636 3882 394 5968	10238	2 10070 2359
8561 2395 7289 9267 9978	12 8400 8025	3 3667 9918
12 7795 74 1633 9542 6867 7352 6417 7568	13 9156 5630	4 1914 6920
10623 725 2531 9115	14 7067 8878	5 4244 5669
13 7151 2482 4260 5003 10105 7419 9203	15 9027 3415	6 10245 7821
6691 8798 2092 8263 3755	16 1690 3866	7 7648 3944
14 3600 570 4527 200 9718 6771 1995 8902	17 2854 8469	8 3310 5488
5446 768 1103 6520	18 6206 630	9 6346 9666
15 6304 7621	19 363 5453	10 7088 6122
16 6498 9209	20 4125 7008	11 1291 7827
17 7293 6786	21 1612 6702	12 10592 8945
18 5950 1708	22 9069 9226	13 3609 7120
19 8521 1793	23 5767 4060	14 9168 9112

20 6174 7854	24 3743 9237	15 6203 8052
21 9773 1190	25 7018 5572	16 3330 2895
22 9517 10268	26 8892 4536	17 4264 10563
23 2181 9349	27 853 6064	18 10556 6496
24 1949 5560	28 8069 5893	19 8807 7645
25 1556 555	29 2051 2885	20 1999 4530
26 8600 3827	0 10691 3153	21 9202 6818
27 5072 1057	1 3602 4055	22 3403 1734
28 7928 3542	2 328 1717	23 2106 9023
29 3226 3762	3 2219 9299	24 6881 3883
0 7045 2420	4 1939 7898	25 3895 2171
1 9645 2641	5 617 206	26 4062 6424
2 2774 2452	6 8544 1374	27 3755 9536
3 5331 2031	7 10676 3240	28 4683 2131
4 9400 7503	8 6672 9489	29 7347 8027
5 1850 2338	9 3170 7457	
6 10456 9774		
7 1692 9276		
8 10037 4038		
9 3964 338		
10 2640 5087		
11 858 3473		
12 5582 5683		
13 9523 916		
14 4107 1559		
15 4506 3491		
16 8191 4182		
17 10192 6157		
18 5668 3305		
19 3449 1540		

付表 A.4. 符号化率 9/10 (N_{ldpc} = 64 800)

0 5611 2563 2900	17 3216	16 6296	15 1263	14 3267
1 5220 3143 4813	2178	2583	293	649
2 2481 834 81	0 4165	17 1457	16 5949	15 6236
3 6265 4064 4265	884	903	4665	593
4 1055 2914 5638	1 2896	0 855	17 4548	16 646
5 1734 2182 3315	3744	4475	6380	2948
6 3342 5678 2246	2 874	1 4097	0 3171	17 4213
7 2185 552 3385	2801	3970	4690	1442
8 2615 236 5334	3 3423	2 4433	1 5204	0 5779
9 1546 1755 3846	5579	4361	2114	1596
10 4154 5561 3142	4 3404	3 5198	2 6384	1 2403
11 4382 2957 5400	3552	541	5565	1237
12 1209 5329 3179	5 2876	4 1146	3 5722	2 2217
13 1421 3528 6063	5515	4426	1757	1514
14 1480 1072 5398	6 516	5 3202	4 2805	3 5609
15 3843 1777 4369	1719	2902	6264	716
16 1334 2145 4163	7 765	6 2724	5 1202	4 5155
17 2368 5055 260	3631	525	2616	3858
0 6118 5405	8 5059	7 1083	6 1018	5 1517
1 2994 4370	1441	4124	3244	1312
2 3405 1669	9 5629	8 2326	7 4018	6 2554
3 4640 5550	598	6003	5289	3158
4 1354 3921	10 5405	9 5605	8 2257	7 5280
5 117 1713	473	5990	3067	2643
6 5425 2866	11 4724	10 4376	9 2483	8 4990
7 6047 683	5210	1579	3073	1353
8 5616 2582	12 155	11 4407	10 1196	9 5648
9 2108 1179	1832	984	5329	1170
10 933 4921	13 1689	12 1332	11 649	10 1152
11 5953 2261	2229	6163	3918	4366
12 1430 4699	14 449	13 5359	12 3791	11 3561
13 5905 480	1164	3975	4581	5368
14 4289 1846	15 2308	14 1907	13 5028	12 3581
15 5374 6208	3088	1854	3803	1411
16 1775 3476	16 1122	15 3601	14 3119	13 5647

	669	5748	3506	4661
	17 2268	16 6056	15 4779	14 1542
	5758	3266	431	5401
	0 5878	17 3322	16 3888	15 5078
	2609	4085	5510	2687
	1 782	0 1768	17 4387	16 316
	3359	3244	4084	1755
	2 1231	1 2149	0 5836	17 3392
	4231	144	1692	1991
	3 4225	2 1589	1 5126	
	2052	4291	1078	
	4 4286	3 5154	2 5721	
	3517	1252	6165	
	5 5531	4 1855	3 3540	
	3184	5939	2499	
	6 1935	5 4820	4 2225	
	4560	2706	6348	
	7 1174	6 1475	5 1044	
	131	3360	1484	
	8 3115	7 4266	6 6323	
	956	693	4042	
	9 3129	8 4156	7 1313	
	1088	2018	5603	
	10 5238	9 2103	8 1303	
	4440	752	3496	
	11 5722	10 3710	9 3516	
	4280	3853	3639	
	12 3540	11 5123	10 5161	
	375	931	2293	
	13 191	12 6146	11 4682	
	2782	3323	3845	
	14 906	13 1939	12 3045	
	4432	5002	643	
	15 3225	14 5140	13 2818	
	1111	1437	2616	

付録 B （規定） Nldpc = 16,200 のパリティビット・アキュムレータのアドレス

本方式で採用する短縮 FEC フレームでの LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブルを付表 B. 1 ～付表 B.2 に示す。

付表 B.1. 符号化率 1/2 (N_{ldpc} = 16 200)

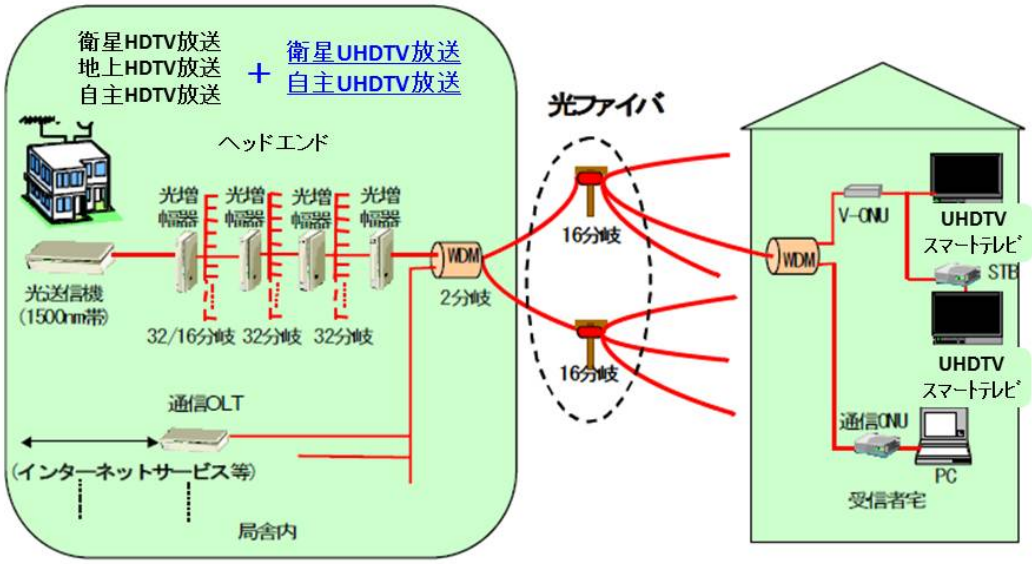
20 712 2386 6354 4061 1062 5045 5158 21 2543 5748 4822 2348 3089 6328 5876 22 926 5701 269 3693 2438 3190 3507 23 2802 4520 3577 5324 1091 4667 4449 24 5140 2003 1263 4742 6497 1185 6202 0 4046 6934 1 2855 66 2 6694 212 3 3439 1158 4 3850 4422	5 5924 290 6 1467 4049 7 7820 2242 8 4606 3080 9 4633 7877 10 3884 6868 11 8935 4996 12 3028 764 13 5988 1057 14 7411 3450

付表 B.2. 符号化率 4/5 (N_{ldpc} = 16 200)

5 896 1565	3 465 2552
6 2493 184	4 1038 2479
7 212 3210	5 1383 343
8 727 1339	6 94 236
9 3428 612	7 2619 121
0 2663 1947	8 1497 2774
1 230 2695	9 2116 1855
2 2025 2794	0 722 1584
3 3039 283	1 2767 1881
4 862 2889	2 2701 1610
5 376 2110	3 3283 1732
6 2034 2286	4 168 1099
7 951 2068	5 3074 243
8 3108 3542	6 3460 945
9 307 1421	7 2049 1746
0 2272 1197	8 566 1427
1 1800 3280	9 3545 1168
2 331 2308	

8　想定されるサービスイメージ例

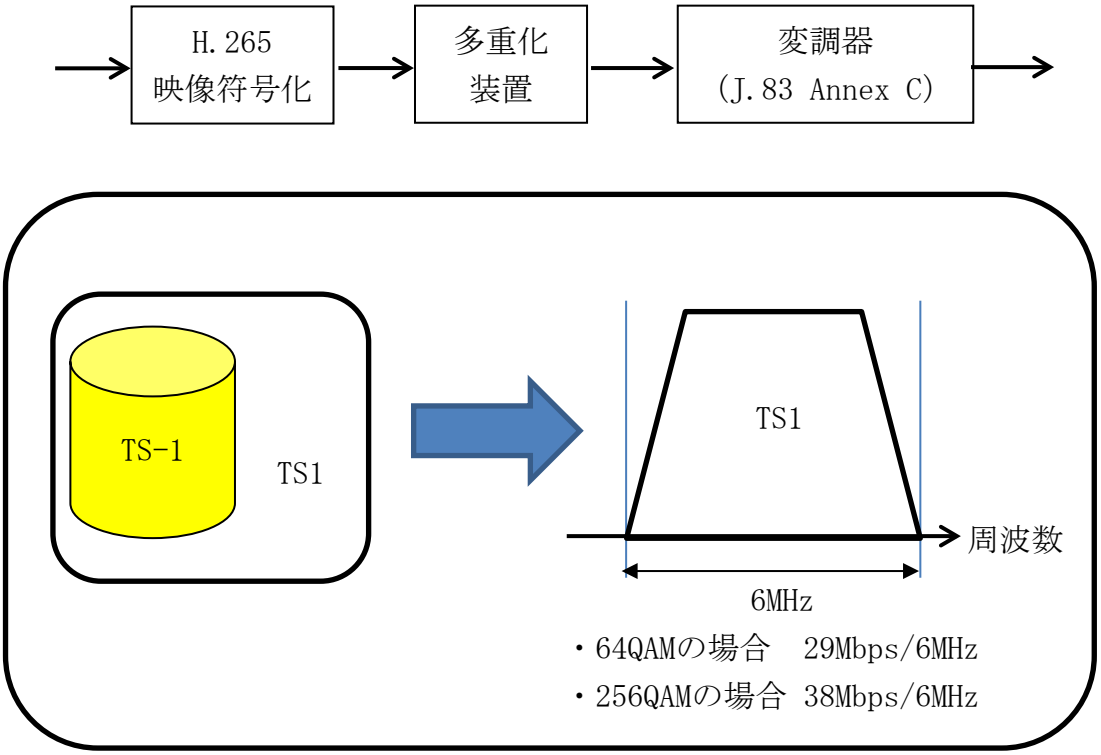
8.1　衛星基幹放送のパススルー伝送方式におけるサービスイメージ例



1

8.2　既存のデジタル有線テレビジョン放送方式におけるサービスイメージ例

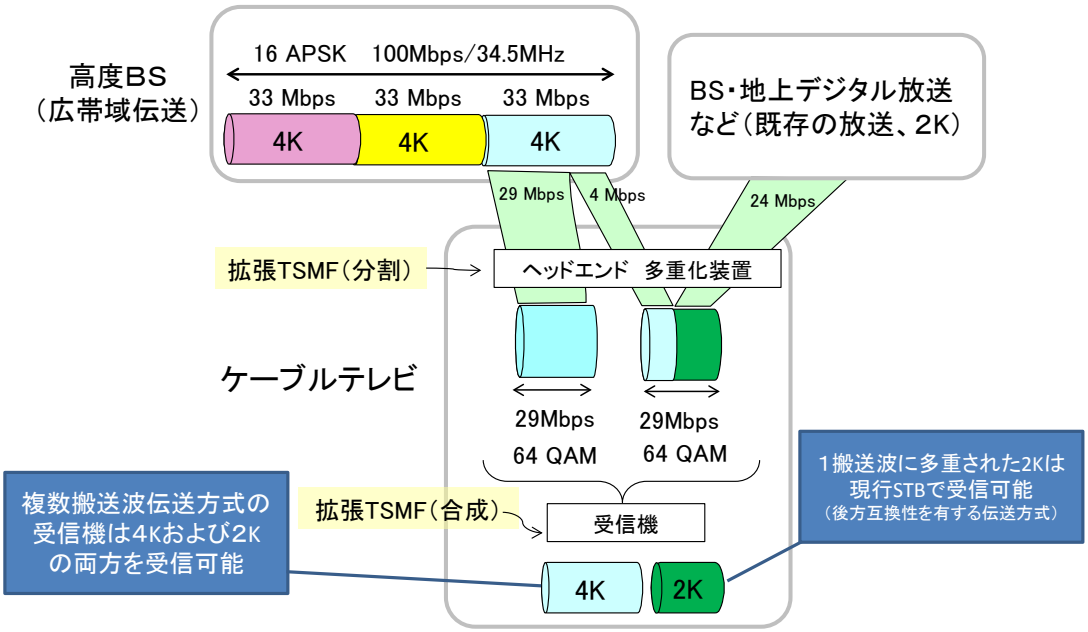
（自主放送の場合）



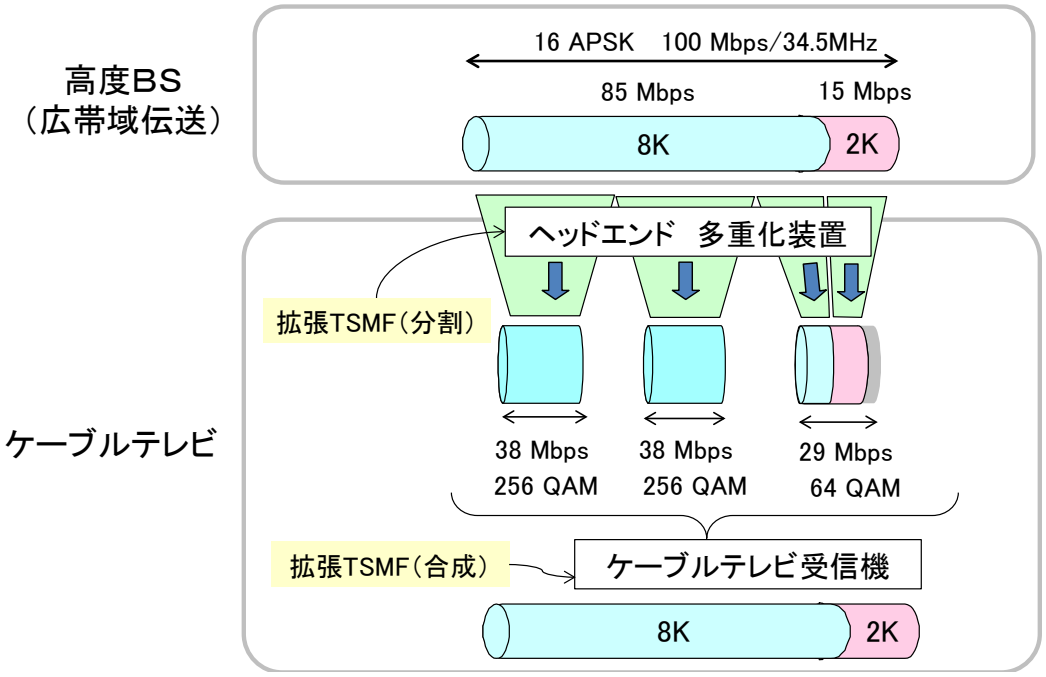
なお、再放送対象信号が J.83 Annex C の単一搬送波で再放送可能で、かつ、多重化方式が MPEG-2 TS 方式の場合は、再放送の際に従来の TSMF（J.183 方式）と拡張 TSMF（第 6 章の複数搬送波伝送方式）のいずれも使用することができる。また、再放送対象信号が J.83 Annex C の単一搬送波で再放送可能で、かつ、多重化方式が MMT/TLV 方式の場合は、再放送の際に拡張 TSMF（第 6 章の複数搬送波伝送方式）を使用する。上記どちらの多重化方式においても、複数搬送波伝送方式を使用する場合は、搬送波数を 1 とすることにより対応する。（8.3(3)を参照のこと。）

8.3　複数搬送波伝送方式におけるサービスイメージ例

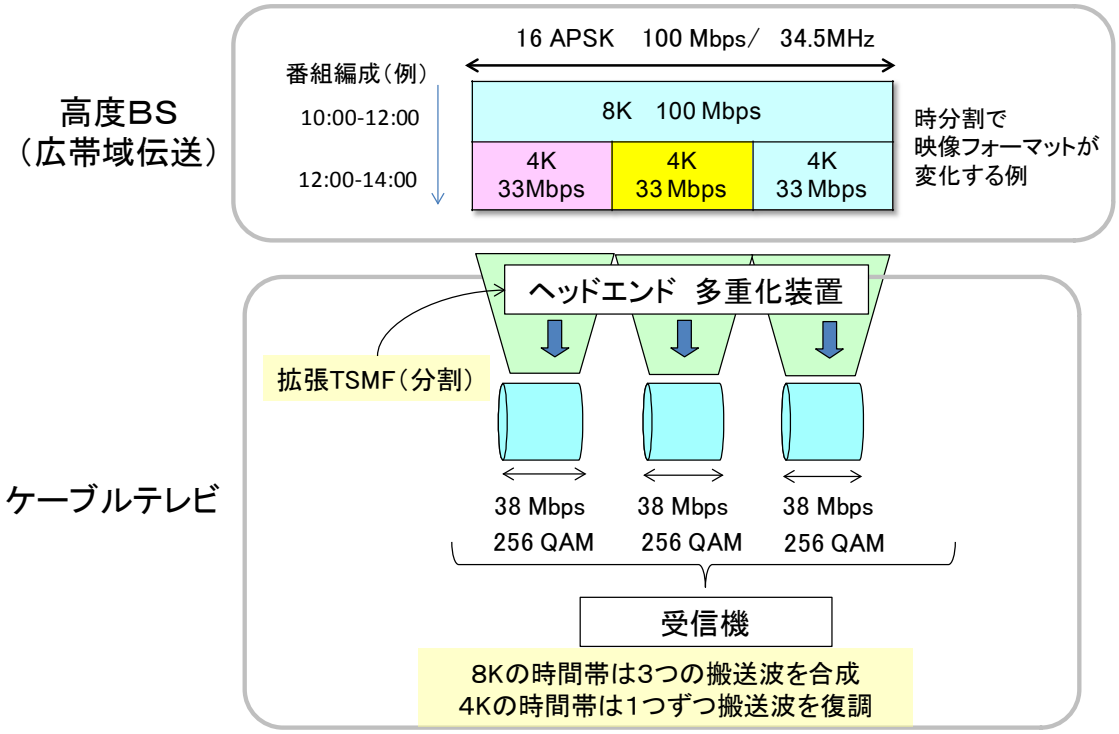
(1) 4K 1 チャネル、2K 1 チャンネルのサービス例



(2) 8K 1 チャネル、2K 1 チャンネルのサービス例



(3) 8K の１番組と 4K の３番組が時分割で送出されるサービス例

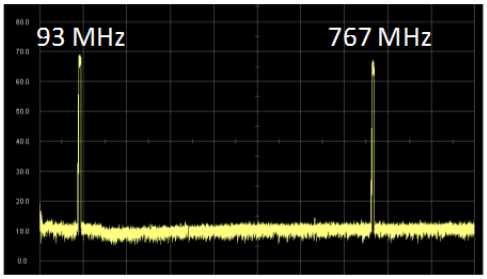


(補足)　任意のチャンネルを組み合わせる大容量伝送

複数搬送波伝送方式では，有線テレビジョン放送事業者の施設の運用状況や伝送路性能に応じて，有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令で定められている搬送波の周波数から任意の数を選択して，64 QAM または 256 QAM 変調を組み合わせた大容量伝送が可能である．

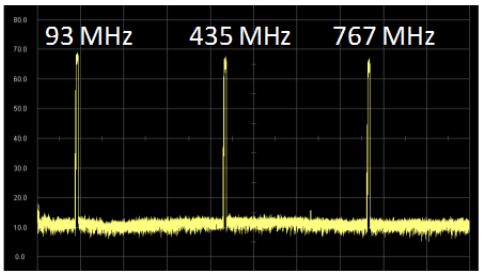
下図に搬送波の組合せたスペクトラムの例，下表に情報レート（各搬送波の TSMF のヘッダを除くペイロード部分の情報レートを合成した値）を示す．

イ．２つの搬送波を組合せる例



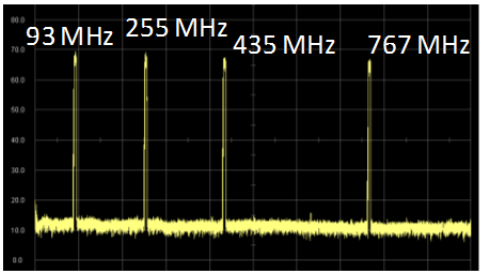
搬送波1	搬送波2	情報レート [Mbps]
64 QAM	64 QAM	57.22
256 QAM	64 QAM	66.76
256 QAM	256 QAM	76.29

ロ．３つの搬送波を組合せる例



搬送波1	搬送波2	搬送波3	情報レート [Mbps]
64 QAM	64 QAM	64 QAM	85.83
256 QAM	64 QAM	64 QAM	95.37
256 QAM	256 QAM	64 QAM	104.91
256 QAM	256 QAM	256 QAM	114.44

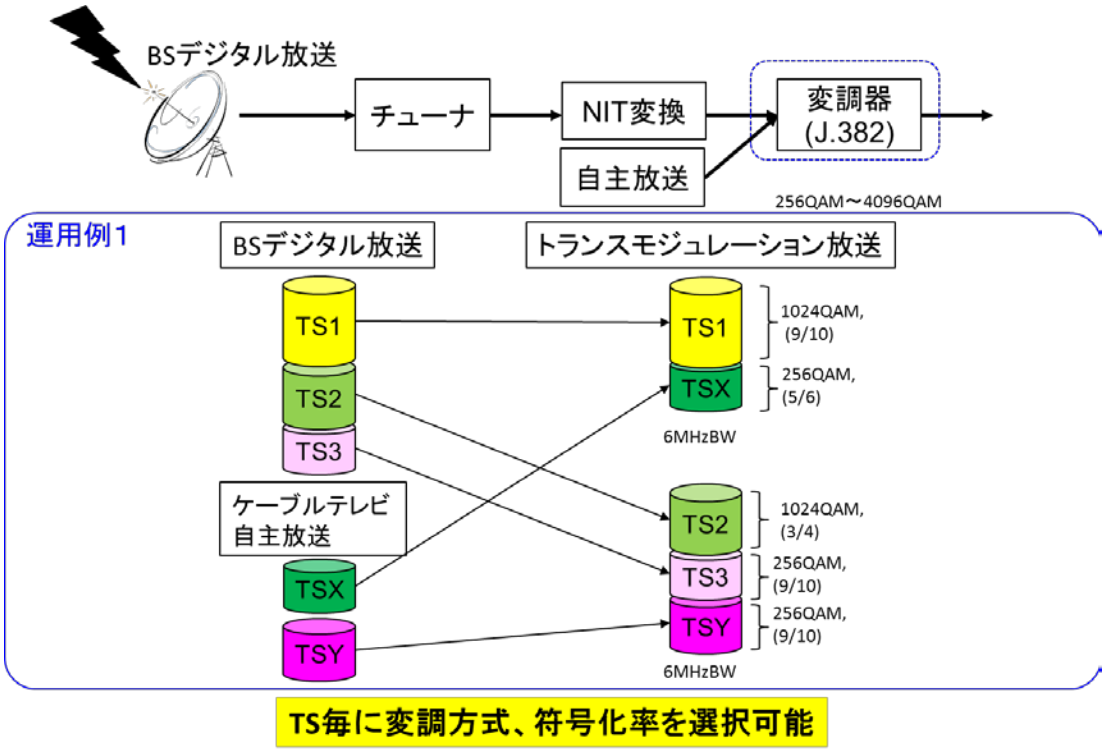
ハ．４つの搬送波を組合せる例



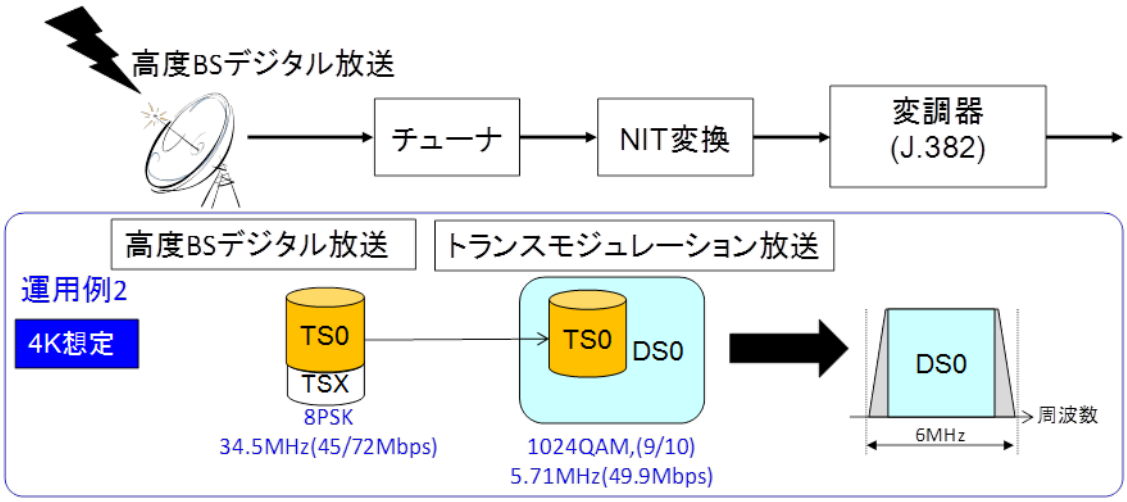
搬送波1	搬送波2	搬送波3	搬送波4	情報レート [Mbps]
64 QAM	64 QAM	64 QAM	64 QAM	114.44
256 QAM	64 QAM	64 QAM	64 QAM	123.98
256 QAM	256 QAM	64 QAM	64 QAM	133.52
256 QAM	256 QAM	256 QAM	64 QAM	143.05
256 QAM	256 QAM	256 QAM	256 QAM	152.59

8.4　高度なデジタル有線テレビジョン放送方式におけるサービスイメージ例

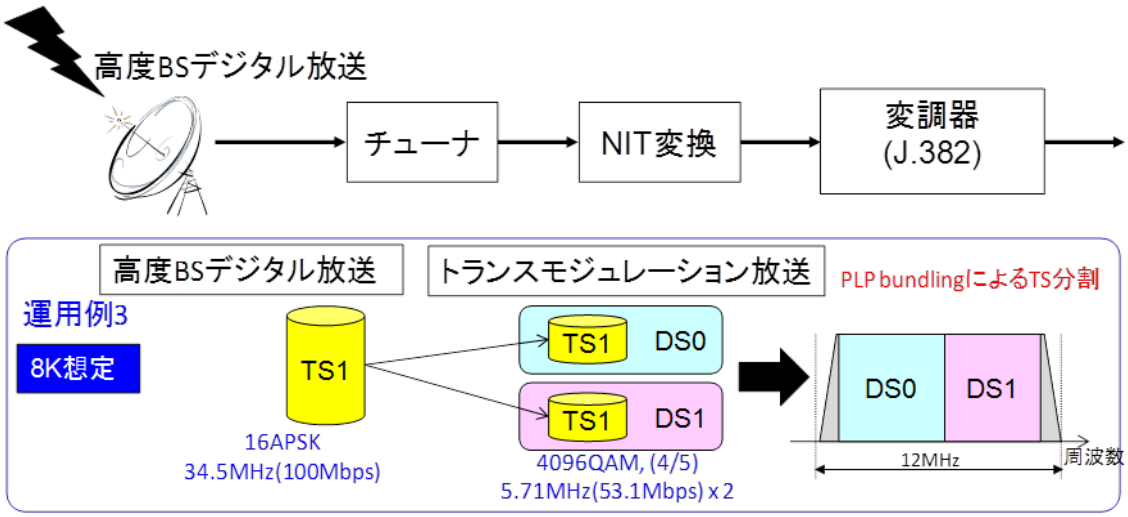
(1) Multiple PLP による TS 多重方式のイメージ例



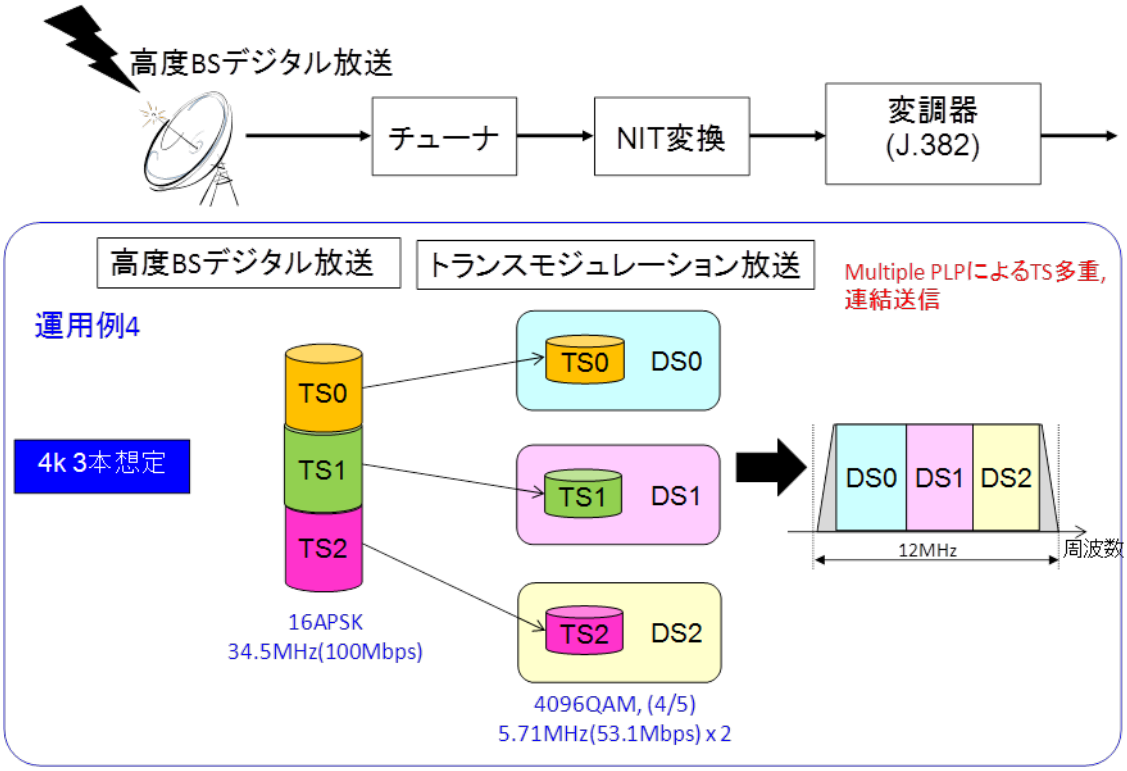
(2) 4K の 1 チャネルサービス例



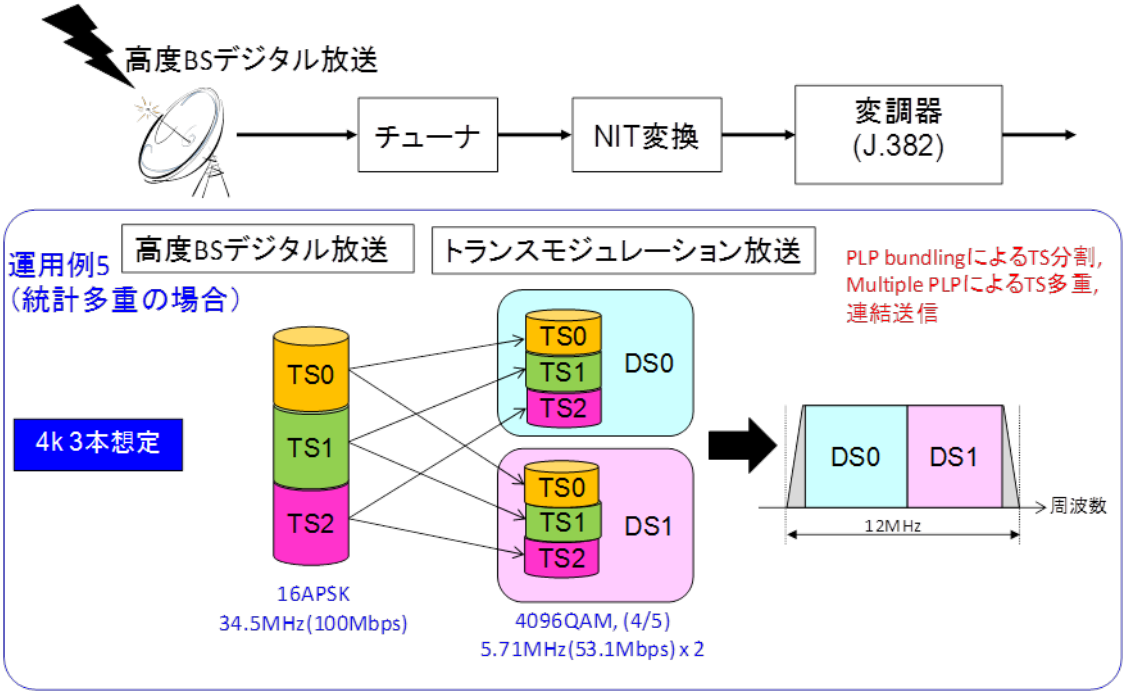
(3) 8K の 1 チャネルサービス例



(4) 4K の 3 チャネルサービス例



(5) 統計多重による 4K の３チャネルサービス例



統計多重による効率化が可能

9　今後の検討課題

9.1　国際標準化に関する課題

9.1.1　ITU-T 勧告 J.183 への複数搬送波伝送方式の追加について

第 6 章で述べたとおり、現状の ITU-T 勧告 J.183 では、複数搬送波伝送方式は規定されていない。そこで、平成 26 年 9 月に開催された ITU-T SG9 会合において、我が国から、複数搬送波伝送方式の ITU-T 勧告 J.183 への導入について新規ワークアイテムとして提案し、その結果、勧告 J.183、並びに、関連する記述子を規定する勧告 J.94 の改訂作業開始が承認された。引き続き、勧告 J.183 及び J.94 の改訂を働きかけ、当該勧告に複数搬送波伝送方式の規定を盛り込む必要がある。

9.1.2　ITU-T 勧告 J.382 の 4096QAM への符号化率 4/5 の追加について

第 7 章で述べたとおり、現状の ITU-T 勧告 J.382 には、4096QAM の符号化率 4/5 は含まれていないが、4096QAM 符号化率 4/5 の 5.71MHz のデータスライス 2 つ分で 100Mbps 以上を実現でき、衛星の 16APSK 広帯域伝送方式の 1 トラポンの伝送容量に対応できるため、技術的条件に含めることとした。勧告 J.382 は ETSI の DVB-C2 とリンクしているため、ITU、ETSI、DVB に働きかけ、当該勧告に 4096QAM の符号化率 4/5 を盛り込む必要がある。

9.2　各方式の更なる検討課題

9.2.1　J.382 の変調符号化率と符号長に関する課題

第 7 章で述べたとおり、4096QAM の誤り訂正符号化率 9/10 については、実験において安定性が確保されていないことが確認されたため、当面使用できないものとし、その導入は今後の検討課題とすることが適当である。

また、同じく第 7 章で、誤り訂正符号長はノーマルコード(符号長 64800bits)のみとし、ショートコード(符号長 16200bits)は当面使用用途がないため除くものとしているが、今後、データ放送等で要望が生じる可能性もあることから、ショートコード(符号長 16200bits)の導入についても、今後の検討課題とすることが適当である。

9.2.2　J.382 における 4096QAM の光受信機等の技術的条件に関する課題

第 7 章で述べたとおり、J.382 の光受信機等の技術的条件について、256QAM/1024QAM については導入することとした。しかし、4096QAM(4/5)及び(5/6)については、受信者端子の所要 CN 比が 40dB 程度必要となることから、棟内伝送路の所要 CN 比も 40dB を越える値が必要となり、既存棟内伝送路の見直しや性能配分の検討などが新たな検討が必要とな

るため、今後の検討課題とすることが適当である。

9.3　左旋用IF周波数に関する課題

9.3.1　110 度 CS 左旋用 IF 周波数について

110 度 CS 左旋については、総務省が、平成 26 年 9 月に公表した「４K・８K ロードマップに関するフォローアップ会合　中間報告」において、「110 度 CS 左旋については、（中略）受信環境の整備について多くの解決すべき課題があることから、引き続き ARIB 等において技術的な検討を行い、解決の目処がついた時点で、ロードマップにおける位置づけについて検討を行うこととする。」としている。

従って、110 度 CS 左旋用 IF 周波数については、ケーブルテレビとの関係も考慮された技術的な検討が ARIB 等において行われ、解決の目処がついた時点で、検討することが適当である。

9.3.2　BS 左旋用 IF 周波数について

BS 左旋についても、上記の「４K・８K ロードマップに関するフォローアップ会合　中間報告」で記述があり、「BS 左旋等国際調整等により、今後新しい伝送路が利用可能となった場合は、今後のロードマップ見直しの中でそれを反映させることとする。」としている。

従って、BS 左旋用 IF 周波数については、利用可能となった時点で検討することとし、今後の検討課題とすることが適当である。

9.4　有線一般放送の技術的条件全般に関する課題

本放送システム委員会に設置したケーブルテレビ UHDTV 作業班の中で、現行のデジタル有線テレビジョン放送方式に係る技術基準の CN 比の見直しに関する議論を行った（平成 26 年 10 月 10 日第４回ケーブルテレビ UHDTV 作業班の資料ケーブル作４－２を参照のこと）。この議論のなかで、有線一般放送の伝送方式が、デジタル伝送方式に集約されつつある中で、既存のアナログ伝送方式を前提とした技術的条件の体系のままでは不都合が生じつつあること等が明らかとなった。

当該議論では、技術基準策定時と現時点で測定値に差異が発生しており、現状に則した基準値の見直しの必要性が確認された。NTSC の送出はまもなく終了する見込みであり、NTSC が無くなった際の基準及び測定方法は喫緊の課題であることも確認された。

一方、伝送路の信号品質について、デジタル伝送方式では BER 等が判定基準であり、技術基準としてこれを満足するための搬送波の条件を規定しており、現状でも、直接、受信者端子にて BER 等により信号品質を測定する方法も運用されている。

以上から、デジタル伝送方式に適合した技術的条件を、既存の受信者端子での CN 比等の技術基準を含めて再検討することが必要である。これらの検討には、ケーブルテレビ設備における技術的な現状や、各ケーブルテレビ事業者におけるサービス提供条件、品質を確保するためのメンテナンスの現状等を踏まえ、ケーブルテレビ事業者を含む業界団体と連携した体制において早期に議論を開始していくことが望まれる。

別 紙 2

諮問第 2024 号

「ケーブルテレビシステムの技術的条件」

のうち

「ケーブルテレビにおける超高精細度テレビジョン放送の導入に関する技術的条件」（案）

諮問第 2024 号「ケーブルテレビシステムの技術的条件」のうち「ケーブルテレビにおける超高精細度テレビジョン放送の導入に関する技術的条件」については、次のとおりとすることが適当である。

1. 適用範囲

この技術的条件は、有線一般放送に適用する。

2. 高度なデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T 勧告 J.382）に係る技術的条件

2.1 伝送路符号化方式

2.1.1 伝送路符号化方式の概要

高度なデジタル有線テレビジョン放送方式は、サブキャリア変調方式を 256QAM, 1024QAM, 4096QAM とする OFDM 変調技術を採用し、周波数帯幅については、現行の 6MHz 幅を基本とするが、6MHz 幅で対応可能な伝送容量を超える 8K 放送等については、複数のチャンネルを連結して伝送することで対応可能とするものである。

本方式を実現するため、伝送路の有効活用を実現する新たな伝送路符号化方式を導入する。本伝送路符号化方式は、ITU-T J.382 方式に準拠した方式である。

2.1.2 伝送路符号化部の基本構成

高度なデジタル有線テレビジョン放送方式の伝送路符号化システム（以降 C2 システムと呼ぶ）の概略を図 2.1-1 示す。システム入力は 1 つまたは複数の MPEG-2 トランスポートストリーム(TS)、1 つまたは複数の汎用カプセル化ストリーム(GSE)、あるいは両方である。入力プリプロセッサはシステムの一部ではなく、サービスをシステム入力の 1 つまたは複数の論理データストリームに分割するために使用される、トランスポートストリーム(TS)用のサービススプリッタまたはデマルチプレクサを含むことが許される。
その後、これらは個別の物理レイヤーパイプ(以降 PLP と呼ぶ)によって搬送される。

システム出力は単一の信号で単一の RF チャネルにより伝送される。

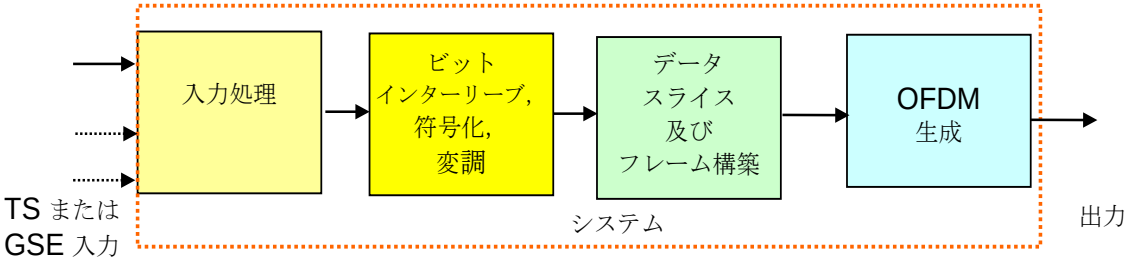


図 2.1-1 伝送路符号化システムのブロック図

伝送路符号化基本構成のブロックを図 2.1-2 に示す。

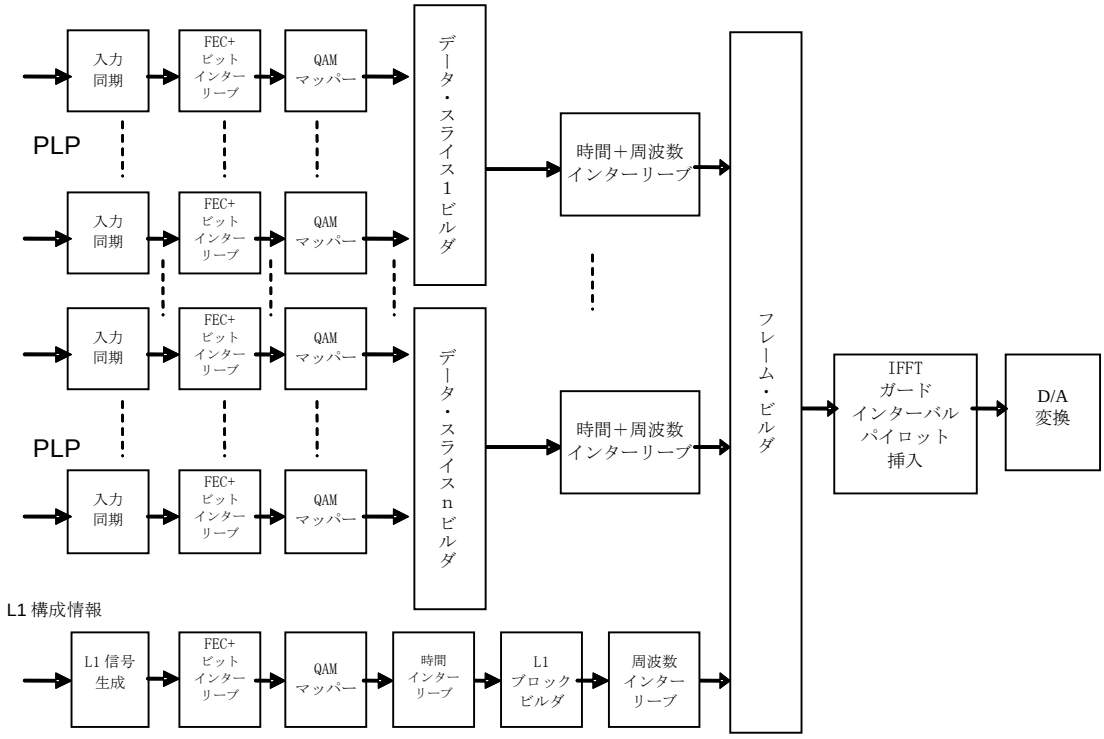


図2.1-2伝送路符号化基本構成

2.1.3　入力処理

C2 システムへの入力は、1 つまたは複数の論理データストリームで構成される。1 つの論理データストリームは、1 つの PLP により搬送される。モード適合モジュールは各 PLP のコンテンツに対して別々に動作し、入力データストリームをデータフィールドに分割する。これらのデータフィールドはストリーム適合の後でベースバンドフレーム(以降 BBFrame と呼ぶ)を形成する。ベースバンドヘッダ（以降 BBHeader と呼ぶ)は、入力ストリームの種類と処理モードを通知する。

C2 システムの各入力ストリーム(PLP)は、静的に構成される変調および FEC モードに関連付けられる。入力 PLP は次のいずれかのフォーマットであり、BBHeader の TS/GS フィールドにて指定される。

- トランスポートストリーム(以降 TS と呼ぶ)
- 汎用カプセル化ストリーム(以降 GSE と呼ぶ)
- 汎用連続ストリーム(以降 GCS と呼ぶ)
- 汎用固定長パケット化ストリーム(以降 GFPS と呼ぶ)

尚、TLV 方式で受信された信号は C2 システム前段の変換モジュールにて GSE 方式へと変換される。

トランスポートストリーム(TS)は固定長のユーザーパケット(UP)を持ち、長さは O-UPL = 188 × 8 ビット(1MPEG.TS パケットあたり)、先頭は SYNC バイト(0x47)である。

GSE ストリームは可変長または固定長のパケットを持ち、その長さは GSE パケットヘッダ内で指定される。

GCS は連続的なビットストリームである。可変長パケットストリームでモジュレータがパケット境界を認識しない場合、または 64 k ビットを超える固定長パケットストリームは GCS として扱われ、BBHeader の TS/GS フィールドで GCS および UPL = 0 として指定される。

GFPS は固定長ユーザーパケット(UP)のストリームで、長さは O-UPL ビット(O-UPL の最大値は 64 K)、BBHeader の TS/GS フィールドで指定される。伝送されるユーザーパケット長 UPL は BBHeader で指定される。

FEC 符号化サブシステムにおいて、外符号化(BCH)、内符号化(LDPC)及びビットインターリーブを実行する。各 BBFrame (K_{bch} ビット)は FEC 符号化サブシステムにより処理され、FECFrame (N_{ldpc} ビット)が生成される。図 2.1-4 に示すように、組織的な BCH 外符号のパリティチェックビット(BCHFEC)が BBFrame の後に追加され、LDPC 内符号化器のパリティチェックビット(LDPCFEC)が BCHFEC フィールドの後に追加される。

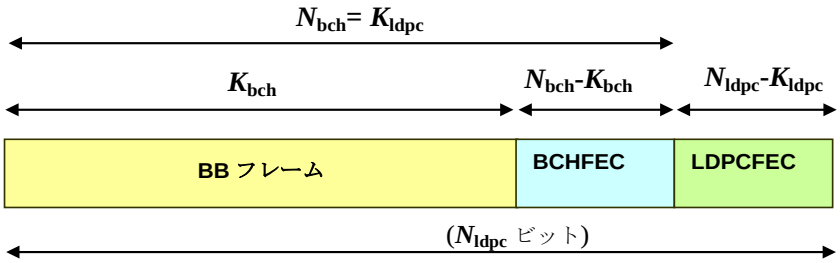


図2.1-4　ビットインターリーブ前のデータ形式

C2 フレームの構成を図 2.1-5 に示す。レイヤ 1 パート 2 シグナリングは、OFDM パラメータに加えてデータスライス、PLP 及びノッチバンドについて関連するすべての情報を伝送する。

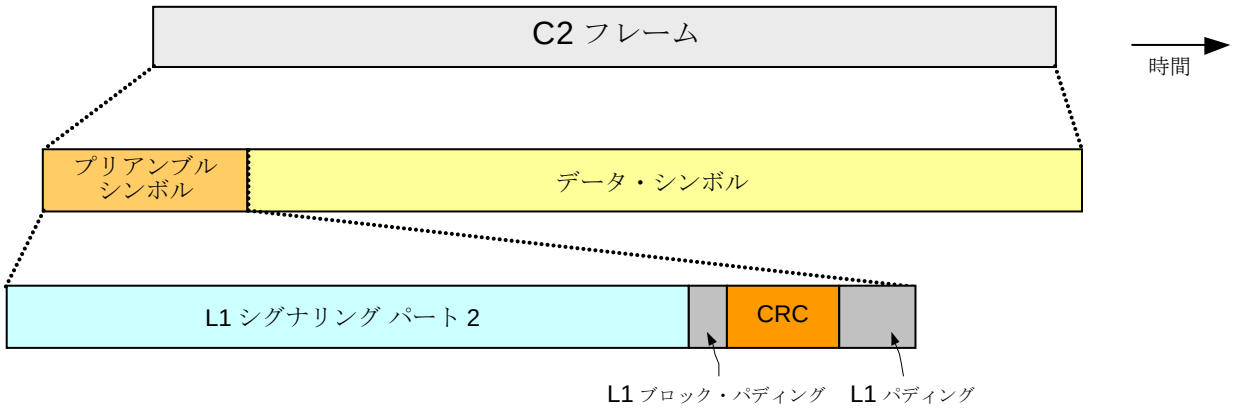


図2.1-5　L1パート2シグナリングの構成

L1 シグナリングパート 2 のデータについて、各フィールドの定義を表 2.1-1 から表 2.1-8 に示す。

表2.1-1　ガードインターバルフィールドの定義

GUARD_INTERVAL	ガードインターバル比率
00	1/128
01	1/64
10 ～ 11	将来使用の為に予約

表2.1-2　時間インターリーブの深さフィールドの定義

DSLICE_TI_DEPTH	時間インターリーブの深さ
00	インターリーブ無し
01	4 OFDMシンボル
10	8 OFDMシンボル
11	16 OFDMシンボル

表2.1-3　データスライスタイプフィールドの定義

DSLICE_TYPE	データスライスタイプ
0	データスライスタイプ1
1	データスライスタイプ2

表2.1-4　FECフレームヘッダタイプフィールドの定義

FEC_HEADER_TYPE	FECフレームヘッダタイプ
0	高耐性モード
1	高効率モード

表2.1-5　PLP_TYPEフィールドの定義

PLP_TYPE	PLPのタイプ
00	共通PLP
01	グループ化データPLP
10	通常データPLP
11	将来使用の為に予約

表2.1-6　PLP_PAYLOAD_TYPEフィールドの定義

PLP_PAYLOAD_TYPE	ペイロードのタイプ
00000	GFPS
00001	GCS
00010	GSE
00011	TS
00100 ～ 11111	将来使用の為に予約

表2.1-7　PLP_MOD及びPLP_FEC_TYPEフィールドの定義

PLP_FEC_TYPE	PLP_MOD	PLP FECタイプ	変調	XFECFrameの長さ
1	000	64K LDPC	予約済み	900
	001		16QAM	16 200
	010		64QAM	10 800
	011		256QAM	8 100
	100		1024QAM	6 480
	101		4096QAM	5 400
	110		予約済み	4 629
	111		予約済み	4 050

表2.1-8　符号化率フィールドの定義

PLP_COD	符号化率
000	将来使用の為に予約
001	2/3
010	3/4
011	4/5
100	5/6
101	8/9 (16K LDPC) 9/10 (64K LDPC)
110 ～ 111	将来使用の為に予約

2.1.4　ノッチ

データスライスと同様に、プリアンブルシンボルもノッチを含むことができる。プリアンブルノッチ内のセルは、一切の伝送パワーを搬送しない。プリアンブルノッチは常に、データスライスノッチと一致する、すなわち同じ OFDM サブキャリアが省略される。ノッチをプリアンブルシンボルに適用する方法は 2 つ存在する。

● ナローバンドノッチ

ナローバンドノッチは、48 OFDM サブキャリア未満の帯域幅を持つ。データスライスの帯

域幅はガードインターバル粒度(GI = 1/64 について 11、23、35、47 サブキャリア、GI = 1/128 について 23、47 サブキャリア)の整数倍である。
3408 OFDM サブキャリア帯域幅のいかなるチューニング位置でも、ナローバンドノッチは 1 つだけ許される。

● ブロードバンドノッチ

ブロードバンドノッチは、48 サブキャリア以上の帯域幅を持つ。

ブロードバンドノッチは、3,408 サブキャリアよりも上に、最低 1 つの隣接する連続 L1 シグナリングブロック領域が利用可能でない限り、C2 システムに挿入してはならない。これによって、C2 システムの初期取得時にレシーバはブロードバンドノッチを認識し、整合した L1 シグナリングデータが存在する周波数範囲へ再同調できる。

ブロードバンドノッチは常に、異なるデータスライス間に配置される。

ブロードバンドノッチに隣接する C2 システムのサブキャリアの組が 3,408 サブキャリア未満である(すなわち、L1 ブロックを信頼性の高い方法で復号不能な)場合、このサブキャリアの組に含まれるすべてのデータスライスはデータスライスタイプ 2 を使用し、「固定」に構成(すなわち、L1-part2 信号の DSLICE_CONST_CONF フラグが 1 に設定される)しなければならない。

2.1.5 パイロット信号

OFDM フレーム内の各種のセルは、受信機側で既知な参照情報付きで変調される。参照情報を含むセルは、ブーストされたパワーレベルで伝送され、スキャッタード、コンティニュアル、およびエッジパイロットと呼ばれる。パイロット情報の値は、参照シーケンス r_k から導出される。

表2.1-10 シンボルに含まれる各種パイロット(X＝有り)

シンボル	パイロットの種類			
	スキャッタード	コンティニュアル	エッジ	プリアンブル
プリアンブル				X
データ	X	X	X	

2.1.6 予約ダミーキャリア

PAPR 低減など各種の目的で OFDM セルの予約が可能である。これらのセルの振幅は自由に定義可能だがパワーレベルはデータ OFDM シンボル内のパイロットのパワーレベルを超えてはならない。

2.1.7 OFDM信号の生成

図 2.1-6 は OFDM 信号の生成モジュールを示している。

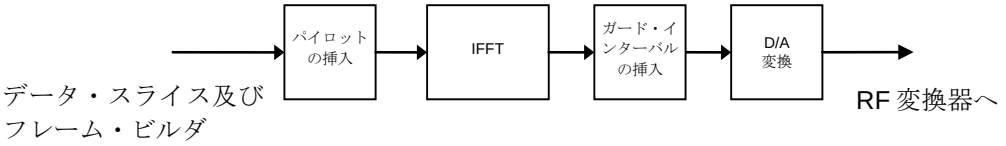


図2.1-6　OFDM信号の生成

OFDM パラメータの要約を、表 2.1-9 に示す。時間に関係するさまざまなパラメータの値は基本期間 T の倍数として、マイクロ秒単位で与えられる。

表2.1-9　OFDM パラメータ

パラメータ	"6 MHz" GI :1/64の時	"6 MHz" GI :1/128の時
基本期間 T	7/48 µs	7/48 µs
L1ブロックK_{L1}当たりのOFDMキャリア数	3 408	3 408
L1シグナリングブロックの帯域幅 (注参照)	*5.71 MHz*	*5.71 MHz*
期間T_U	4 096 T	4 096 T
期間T_U µs (注参照)	*597.3*	*597.3*
キャリア間隔 $1/T_U$ (Hz)　(注参照)	*1 674*	*1 674*
ガードインターバル期間Δ/T_u	*64T*	*32T*
ガードインターバル 期間Δ/T_u µs (注参照)	*9.33*	*4.66*
注：斜体の数値はおよその値		

2.1.8　PLPバンドル

基本動作モード(すなわち、1 つまたは複数の PLP が 1 つのデータスライスに配置される)に加えて、C2 システムでは単一の PLP 接続のデータを、複数のデータスライスに分散させることもできる(PLP バンドル)。

バンドルされた PLP 接続のすべてのデータパケットは、同じ入力処理ブロックを通過する必要がある。この動作モードでは、異なるデータスライスからのパケットをレシーバ側で再度順序付け可能にするため、モード適合ブロックに ISSY タイムスタンプを必ず挿入する必要がある。入力処理ブロックの出力において、バンドルされた PLP の BBFrame は、異なるデータスライスに分散している。

PLP バンドル動作モードのブロック図を、図 2.1-7 に示す。

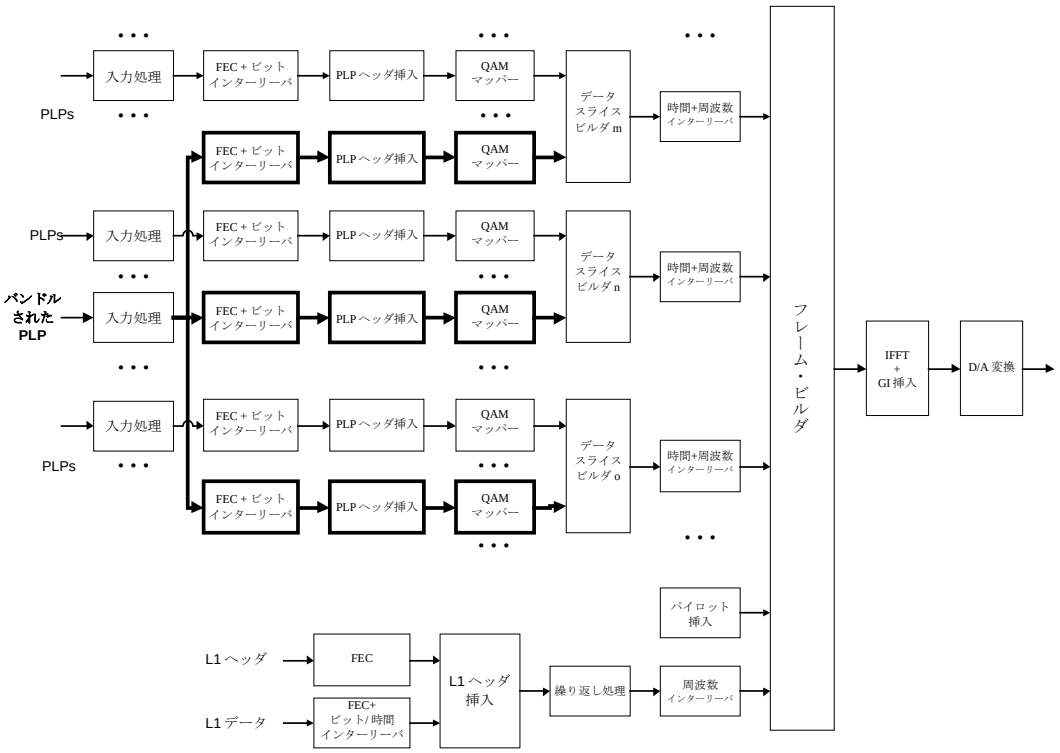


図2.1-7　バンドルされたPLP

PLP バンドル動作モードでは、バンドルされる PLP からのパケットを含むデータスライスに、必ず FECFrame ヘッダを使用する必要がある。

2.1.9 緊急地震速報

共通 PLP を用いて 204 ビットの地震動警報情報を伝送する。

204 ビットの地震動警報情報の構成に関しては、デジタル放送に関する送信の標準方式(平成 23 年総務省令第 87 号) 第 22 条第 2 項に規定する地震動警報情報を伝送するための AC 信号の構成と同等とする。地震動警報情報は、ペイロードタイプが TS の場合、伝送制御信号 NIT(Network information table) の第 2 ループで使用する記述子 (descriptor) C2_delivery_system_descriptor を用いて送信する。尚、その際 記述子タグ拡張領域 8 ビットの値は 0x01 とする。一方ペイロードタイプが GSE の場合は、緊急警報信号を格納可能なプロトコルタイプ C2_Emergency_Information の GSE パケットとして送信する。

地震動警報情報を伝送する共通 PLP が使用するパラメータを表 2.1-10 に示す。この時の C2_delivery_system_descriptor のデータ構成及びデータ構造は、それぞれ図 2.1-8、表 2.1-11 に示す通りである。また、地震動警報情報を送信する GSE パケットのデータ構造は、表 2.1-12 に示す通りである。

表2.1-10　地震動警報情報伝送用 共通PLPが使用するパラメータ

パラメータ	値
変調方式	16QAM
LDPC 符号長	16200bits
LDPC 符号化率	4/5
BBFrame 長	12432bit

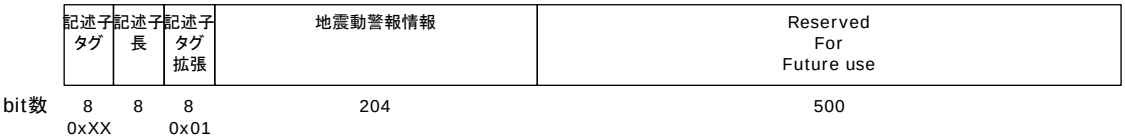


図 2.1-8　地震動警報情報伝送時(記述子タグ拡張 0x01)の記述子データ構成

表2.1-11　地震動警報情報伝送時(記述子タグ拡張0x01)の記述子データ構造

シンタックス	ビット数	備考
C2_delivery_system_descriptor{		
descriptor_tag	8	0xXX
descriptor_length	8	-
descriptor_tag_extension	8	0x01
Earthquake Warning Information	204	-
reserved for future use	500	-
}		

表2.1-12　地震動警報情報を送信するGSEパケットのデータ構造

シンタックス	ビット数	備考
GSE packet for Earthquake Warning Information{		
Start_Indicator	1	1
End_Indicator	1	1
Label_Type_Indicator	2	2
GSE_Length	12	90
Protocol_Type	16	0xZZZZ C2_Emergency_Information
Earthquake Warning Information	204	-
reserved_for_future_use	500	-
}		

2.2 周波数等の条件

2.2.1 一般的条件

2.2.1.1 受信空中線

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

2.2.1.2 使用する光の波長

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

2.2.1.3 受信者端子間分離度

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

2.2.1.4 受信者端子におけるその他の条件

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

2.2.1.5 漏えい電界強度の許容値

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

2.2.2 個別的条件

2.2.2.1 入力信号の条件

16APSK(符号化率7/9以下及び9/10以下)信号のヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件は、表 2.2-1 のとおりとする。その他の信号は、現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。ここで、高度広帯域伝送方式の規定は表 2.1-2 の 11 種類とされていることから、符号化率 1/3 から 7/9 の技術的条件は符号化率 7/9 以下の技術的条件、符号化率 4/5 から 9/10 の技術的条件は符号化率 9/10 以下の技術的条件と整理している。ただし、同表の真値が実際の符号化率であり、公称値は真値を簡単な分数で近似したものである。

表 2.2-1 ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

区分	条件	
	高度 BS デジタル放送	高度広帯域 CS デジタル放送
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	降雨による減衰の最悪月において時間率 99 パーセントの確率で、ヘッドエンド入力における信号搬送波レベルと雑音のレベルとの差は、 符号化率 7/9 以下；(－) 15dB 以下 符号化率 9/10 以下；(－) 21dB 以下 ただし、ヘッドエンド入力信号が、他のヘッドエンド装置等から連絡線等において伝送された信号ではないこと。	

表2.2-2　内符号の符号化率

符号化率（公称値）	真値
1/3	41/120
2/5	49/120
1/2	61/120
3/5	73/120
2/3	81/120
3/4	89/120

7/9	93/120
4/5	97/120
5/6	101/120
7/8	105/120
9/10	109/120

2.2.2.2 搬送波の周波数

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じ周波数配列を基本とする。ただし、最大帯域幅は 338MHz まで連結送信することによりガードバンドの有効活用を実現可能とする。また、ノッチ処理によって、他の周波数との共存を可能とする。

2.2.2.3 搬送波の変調等

2.2.2.3.1 搬送波の変調の型式

使用可能なデータスライスにおける伝送路符号化パラメータは表 2.2-3 に示すパラメータと表 2.2-4 に記載の符号化率・変調方式の組の共通部分とする。但し、L1 シグナリングパートの 16QAM については、誤り訂正符号長 は 16200、誤り訂正符号化率は 1/2 とする。また、共通 PLP の 16QAM については、誤り訂正符号長は 16200、誤り訂正符号化率は 4/5 とする。

なお、キャリア変調マッピング（一定の手順に従って二値のデジタル情報をシンボルに変換することをいう。）は、表 2.2-5(a)から表 2.2-5(h)に基づくこととする。

表2.2-3 使用可能な伝送路符号化パラメータ

パラメータ	使用可能なもの
誤り訂正符号長	64800（ノーマルコード）
誤り訂正符号化率	3/4、4/5、5/6、9/10
変調方式	256QAM、1024QAM、4096QAM
時間インターリーブ	なし、4、8、16 シンボル
ガードインターリーブ	1/64、1/128

表2.2-4　使用可能な符号化率と変調方式の組

	16QAM	64QAM	256QAM	1 024QAM	4 096QAM
2/3	-	-	-	-	-
3/4	-	-	○	○	-
4/5	-	-	-	-	○
5/6	-	-	○	○	○
9/10	-	-	○	○	-
注： “○”は使用可能、"-" は使用不可の意。					

表2.2-5(a) 変調・マッピング（16QAM 実数部）

$y_{0,q}$ $y_{2,q}$	1 0	1 1	0 1	0 0
Re(z_q)	-3	-1	1	3

表2.2-5 (b) 変調・マッピング（16QAM 虚数部）

$y_{1,q}$ $y_{3,q}$	1 0	1 1	0 1	0 0
Im (z_q)	-3	-1	1	3

表2.2-5(c) キャリア変調マッピング（256QAM 実数部）

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{6,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Re(z_q)	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15

表2.2-5(d) キャリア変調マッピング（256QAM 虚数部）

$Y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{7,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Im(z_q)	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15

表2.2-5(e) キャリア変調マッピング（1024QAM 実数部）

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{8,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Re(z_q)	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{8,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
Re(z_q)	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31

表2.2-5(f) キャリア変調マッピング（1024QAM 虚数部）

$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{9,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{9,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31

表2.2-5(g) キャリア変調マッピング（4096QAM 実数部）

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	-63	-61	-59	-57	-55	-53	-51	-49	-47	-45	-43	-41	-39	-37	-35	-33
$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Re}(z_q)$	33	35	37	39	41	43	45	47	49	51	53	55	57	59	61	63

表2.2-5（h）キャリア変調マッピング（4096QAM 虚数部）

$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	-63	-61	-59	-57	-55	-53	-51	-49	-47	-45	-43	-41	-39	-37	-35	-33
$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$\mathrm{Im}(z_q)$	33	35	37	39	41	43	45	47	49	51	53	55	57	59	61	63

2.2.2.3.2 周波数帯域の幅

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じ 6MHz を基本とする。ただし、最大帯域幅は 338MHz まで連結送信することによりガードバンドの有効活用を実現可能とする。また、ノッチ処理によって、他の周波数との共存を可能とする。

2.2.2.3.3 誤り訂正方式

外符号符号化方式は、t-エラー訂正 BCH（N_{bch}、K_{bch}）符号を各 BBFrame に適用しエラー保護されたパケットを生成する。N_{ldpc} = 64,800 の BCH 符号のパラメータを表 2.2-6 に示す。t エラー訂正 BCH 符号化の生成多項式 $g(x)$は、N_{ldpc} = 64,800 の場合は表 2.2-7 にある最初の t 個の多項式を乗算して得られる。

表 2.2-6(a)　符号化パラメータ(通常 FEC フレーム N_{ldpc} = 64800 時)

LDPC 符号化率	BCH 情報ブロック K_{bch}	BCH符号ブロック N_{bch} LDPC情報ブロック K_{ldpc}	BCH エラー訂正 ビット数 t	N_{bch}-K_{bch}	LDPC符号ブロック N_{ldpc}
3/4	48 408	48 600	12	192	64 800
4/5	51 648	51 840	12	192	64 800
5/6	53 840	54 000	10	160	64 800
9/10	58 192	58 320	8	128	64 800

表2.2-6(b)　符号化パラメータ(短縮FECフレーム N_{ldpc}=16200 時)

LDPC 符号化率 (公称値)	BCH 情報ブロック K_{bch}	BCH符号ブロック N_{bch} LDPC情報ブロック K_{ldpc}	BCH エラー訂正 ビット数 t	N_{bch}-K_{bch}	LDPC 符号化率 (真値) K_{ldpc} / N_{ldpc}	LDPC符号 ブロック N_{ldpc}
1/2 (注参照)	7 032	7 200	12	168	4/9	16 200
4/5	12 432	12 600	12	168	7/9	16 200
注：この符号化率はL1プリシグナリング参照用識別子であり，実際のデータの符号化率と異なる。						

表 2.2-7(a)　BCH 多項式（通常 FEC フレーム N_{ldpc} = 64 800）

$g_1(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^{16}$
$g_2(x)$	$1+x+x^4+x^5+x^6+x^8+x^{16}$
$g_3(x)$	$1+x^2+x^3+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_4(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}+x^{16}$
$g_5(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{12}+x^{16}$
$g_6(x)$	$1+x^2+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{15}+x^{16}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{15}+x^{16}$
$g_8(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_9(x)$	$1+x^5+x^7+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_{10}(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_{11}(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{13}+x^{16}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^5+x^6+x^7+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{16}$

表 2.2-7(b)　BCH 多項式（短縮 FEC フレーム N_{ldpc} = 16 200）

$g_1(x)$	$1+x+x^3+x^5+x^{14}$
$g_2(x)$	$1+x^6+x^8+x^{11}+x^{14}$
$g_3(x)$	$1+x+x^2+x^6+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_4(x)$	$1+x^4+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{14}$
$g_5(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^8+x^9+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_6(x)$	$1+x^3+x^7+x^8+x^9+x^{13}+x^{14}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^7+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_8(x)$	$1+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{14}$
$g_9(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_{10}(x)$	$1+x^3+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{11}(x)$	$1+x^4+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^6+x^7+x^8+x^{10}+x^{13}+x^{14}$

情報ビット $M = (m_{K_{\mathrm{bch}}-1}, m_{K_{\mathrm{bch}}-2}, m_1, m_0)$からパリティビット BCHFEC は次のように得られる。

メッセージ多項式 $m(x) = m_{K_{\mathrm{bch}}-1}x^{K_{\mathrm{bch}}-1} + m_{K_{\mathrm{bch}}-2}x^{K_{\mathrm{bch}}-2} + \ldots + m_1x + m_0$ を $x^{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}}$ で乗算する。

$x^{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}}\ m(x)$ を、生成多項式 $g(x)$ で除算した時の剰余多項式を $d(x)=d_{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}-1}x^{N_{\mathrm{bch}}-K_{\mathrm{bch}}-1} + \ldots + d_1x + d_0$ とした場合、その係数のビット列が BCHFEC となる。

内符号符号化方式は、LDPC 符号とし、LDPC 符号化器は、BCH 符号化の出力 $I = (i_0, i_1, \ldots, i_{N_{\mathrm{bch}}-1})$をサイズ $K_{\mathrm{ldpc}} = N_{\mathrm{bch}}$ の情報ブロックとして扱い、サイズ N_{ldpc} の符号語 Λ 上に組織的に符号化する。ここで

$$\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_{N_{\mathrm{ldpc}}-1}) = (i_0, i_1, \ldots, i_{K_{\mathrm{ldpc}}-1}, p_0, p_1, p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1})$$

LDPC 符号パラメータ(N_{ldpc} ， K_{ldpc})を、表 2.1-3 に示す。

- LDPC 符号化

符号化器は K_{ldpc} 個の情報ビット$(i_0, i_1, \ldots, i_{K_{\mathrm{ldpc}}-1})$から $N_{\mathrm{ldpc}} - K_{\mathrm{ldpc}}$ 個のパリティビット$(p_0, p_1, \ldots, p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1})$を以下の手順で決定する。

- $p_0 = p_1 = p_2 = \ldots = p_{N_{\mathrm{ldpc}}-K_{\mathrm{ldpc}}-1} = 0$ に初期化する。

- 対応する符号インデックス[1]表の 1 行目に指定されているインデックス k_{0j} を持つパリティビットに最初の情報ビット i_0 を加算する。（尚すべての加算⊕は排他的論理和）。また、インデックスを $Q_{ldpc}l$ 増やし i_l を加算する。ここで l は 1 以上 360 未満の整数である。

$p_{k00}=p_{k00}\oplus i_0$　　$p_{k01}=p_{k01}\oplus i_0$　. . . . .　$p_{k0w0}=p_{k0w0}\oplus i_0$

$p_{k00+Q}=p_{k00+Q}\oplus i_l$　　$p_{k01+Q}=p_{k01+Q}\oplus i_l$. . . . .　$p_{k0w0+Q}=p_{k0w0+Q}\oplus i_l$

. . . . . .

$p_{k00+Ql}=p_{k00+Ql}\oplus i_l$　　$p_{k01+Ql}=p_{k01}\oplus i_l$. . . . .　$p_{k0w0+Ql}=p_{k0w0+Ql}\oplus i_l$

- 同様に符号インデックス表の $i+1$ 行目に指定されているインデックス k_{ij} を持つパリティビットに最初の情報ビット i_{360i} を加算する。また、インデックスを $Q_{ldpc}l$ 増やし i_l を加算する。ここで l は 0 以上 360 未満の整数である。

すべての情報ビットが処理された後で、次の方法により最終的なパリティビットが得られる。

- 次の演算を、i = 1 から順に実行する。

$$p_i = p_i \oplus p_{i-1}, \quad i = 1, 2, \ldots, N_{ldpc} - K_{ldpc} - 1$$

尚、Q_{ldpc} の値は表 2.2-8 の通り。

[1] （付録）を参照のこと。

表2.2-8(a)　通常FECフレームに於けるQ_{ldpc}

符号化率	Q_{ldpc}
3/4	45
4/5	36
5/6	30
9/10	18

表2.2-8(b)　短縮FECフレームに於けるQ_{ldpc}

符号化率	Q_{ldpc}
1/2	25
4/5	10

2.2.2.3.4 情報源符号化等

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式における内容に加えて、以下の内容を追加することとする。

・映像符号化方式として ITU-T 勧告 H.265(HEVC)
・映像フォーマットとして ITU-R 勧告 BT.2020 (UHDTV フォーマット（４Ｋ・８Ｋ)、色域)
・音声符号化方式として MPEG-4 AAC 及び MPEG-4 ALS
・多重化方式として MMT・TLV
・スクランブル方式として AES 及び Camellia (128 ビット)

ただし、TLV パケットで伝送された場合には TLV パケットから GSE パケットへの変換を行った上で、GSE パケットを伝送する変換方法を図 2.2-1 に示す。また、TLV のペイロードサイズによって、使用する GSE のタイプを変えることとする。表 2.2-9 に TLV のペイロードサイズと GSEtype の関係を示す。

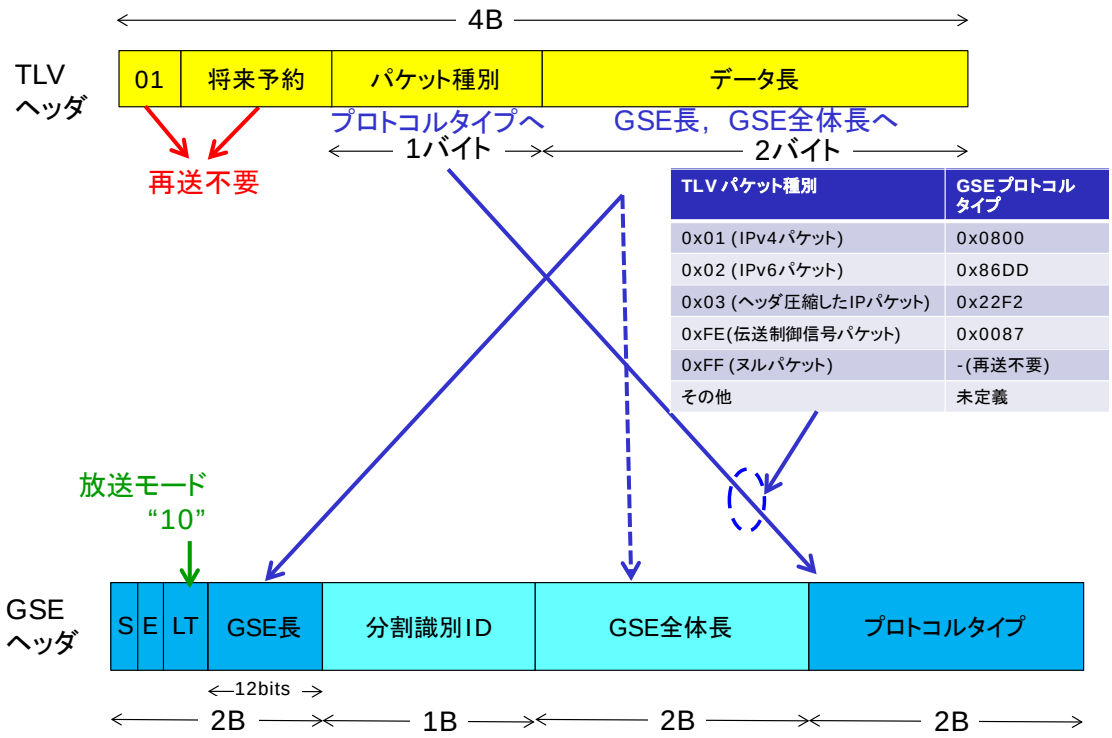


図2.2-1　TLVパケットからGSEパケットへの変換

表2.2-9　TLVのペイロードサイズとGSEtypeの関係

TLV のペイロードサイズ	GSEtype
1800 バイト以下	GSE-Lite
4093 バイト以下	GSE(分割なし)
4094 バイト以上	GSE(分割あり)

・受信機選局用の記述子

伝送制御、番組配列情報等は衛星デジタル放送方式に準じ、伝送制御で使用する NIT の記述子である C2_delivery_system_descriptor を用いて伝送する。

伝送制御、番組配列情報等伝送時の記述子タグ(descriptor_tag)の割り当て、データ構成及びデータ構造は、それぞれ表 2.2-10、図 2.2-3、表 2.2-11 に示す通りである。その際、記述子タグ拡張領域 8 ビットは 0x00 と設定される。尚、記述子タグ拡張領域 8 ビットが 0x00 の場合は伝送制御および番組配列情報用、0x01 の場合は地震動警報情報用、それ以外の値については将来の為のリザーブとする。

表2.2-10　descriptor一覧

記述子タグ (descriptor_tag)	割り当て
0xXX others	C2_delivery_system_descriptor (衛星デジタル放送方式と同一)

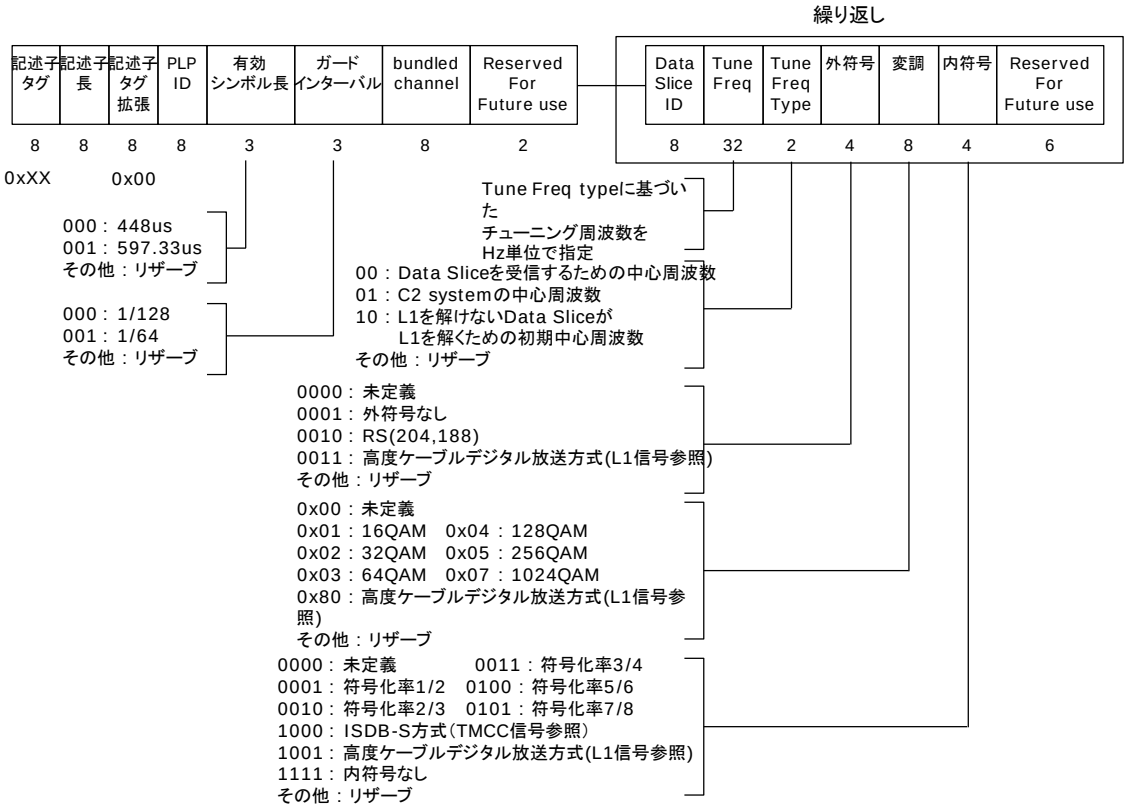


図2.2-2　伝送制御時(記述子タグ拡張0x00)の記述子データ構成

表2.2-11 伝送制御時(記述子タグ拡張0x00)の記述子データ構造

シンタックス	ビット数	備考
C2_delivery_system_descriptor(){		
descriptor_tag	8	0xXX
descriptor_length	8	-
descriptor_tag_extension	8	0x00
plp_id	8	-
active_OFDM_symbol_duration	3	000：448us 001：597.33us その他：リザーブ
guard_interval	3	000：1/128 001：1/64 その他：リザーブ
bundled_channel	8	-
reserved_for_future_use	2	0x3(未定義)
for(i = 0; i < N; ++i){		
data_slice_id	8	-
C2_tuning_frequency	32	Tune Freq typeに基づいたチューニング周波数をHz単位で指定 00：Data Sliceを受信するための中心周波数
C2_tuning_frequency_type	2	01：C2 systemの中心周波数 10：L1を解けないData Sliceが L1を解くための初期中心周波数 その他：リザーブ
outer_code	4	0000：未定義 0001：外符号なし 0010：RS(204,188) 0011：高度ケーブルデジタル放送方式(L1信号参照) その他：リザーブ
modulation	8	0x00：未定義 0x01：16QAM　0x04：128QAM 0x02：32QAM　0x05：256QAM 0x03：64QAM　0x07：1024QAM 0x80：高度ケーブルデジタル放送方式(L1信号参照) その他：リザーブ
inner_code	4	0000：未定義　　0011：符号化率3/4 0001：符号化率1/2　0100：符号化率5/6 0010：符号化率2/3　0101：符号化率7/8 1000：ISDB-S方式（TMCC信号参照） 1001：高度ケーブルデジタル放送方式(L1信号参照) 1111：内符号なし その他：リザーブ
reserved_for_future_use	6	-
}		
}		

2.2.2.4 搬送波等の条件

2.2.2.4.1 搬送波の周波数の許容偏差

搬送波の周波数の許容偏差は±20kHz 以内とする。

2.2.2.4.2 ヘッドエンドの変調波の入力端子から受信者端子までの総合周波数特性

ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までの総合周波数特性は、搬送波を中心とする 6MHz の帯域内において、当該搬送波の周波数と等しい周波数の電磁波のレベルを基準とした場合において±3dB 以内とする。

2.2.2.4.3 搬送波のレベル

搬送波の変調信号の最高値に対応するレベル（以下「搬送波のレベル」といい平均値で表す。）は、1μV を 0dBμV として表す値が、次に掲げる式による A の値以上 B の値以下とする。

$$A = X + 10 \log_{10} (Z/75)$$

$$B = 81 + 10 \log_{10} (Z/75)$$

なお、X の値は表 2.2-11 の値とする。

表2.2-11 搬送波のレベルの下限値X

変調方式	X の値
16QAM、256QAM	49
1024QAM	56
4096QAM(符号化率 4/5)	60
4096QAM(符号化率 5/6)	63

2.2.2.4.4 搬送波のレベルの変動

搬送波のレベル変動は 1 分間において 3dB 以内とする。

2.2.2.4.5 搬送波のレベルと隣接する他のデジタル有線テレビジョン放送方式となっている有線テレビジョン放送等の搬送波のレベルとの差

本方式の搬送波のレベルと他のデジタル有線テレビジョン放送や標準デジタルテレビジョン放送方式の搬送波のレベルとの差は表 2.2-12 の値以内とする。

表2.2-12　搬送波のレベルと隣接する他のデジタル有線テレビジョン放送の搬送波のレベルとの差

<table>
<tr><th></th><th>J.382
256QAM 注 1)</th><th>J.382
1024QAM 注 2)</th><th>J.382
4096QAM 注 3)</th></tr>
<tr><td>J.382　256QAM 注 1)</td><td colspan="2" rowspan="2">10dB 以内</td><td>16dB 以内</td></tr>
<tr><td>J.382　1024QAM 注 2)</td><td>10dB 以内</td></tr>
<tr><td>J.382　4096QAM 注 3)</td><td>16dB 以内</td><td colspan="2">10dB 以内</td></tr>
<tr><td>256QAM
(デジタル有線テレビジョン放送)</td><td colspan="2" rowspan="3">10dB 以内</td><td>10dB 以内</td></tr>
<tr><td>64QAM
(デジタル有線テレビジョン放送)</td><td rowspan="2">16dB 以内</td></tr>
<tr><td>OFDM
(標準デジタルテレビジョン放送)</td></tr>
</table>

注 1) 表 2.1-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

注 2) 表 2.1-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

注 3) 表 2.1-2 で定める 4096QAM の誤り訂正符号化率(4/5)、(5/6)に適用する。

2.2.2.4.6 搬送波のレベルと雑音のレベルとの差

搬送波のレベルに対する雑音（ヘッドエンドの変調波入力端子から受信者端子までのものであって、当該搬送波の周波数を中心とする 5.71MHz の周波数帯の範囲にあるすべてのものに限る。）のレベルは、表 2.2-13 の所要 CN 比以上を満足できる値以下とする。

表2.2-13 変調方式と所要CN比

変調方式	256QAM 注1)	1024QAM 注2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
所要 CN 比(dB)	26	33	37	40

注 1）表 2.2-3 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。
注 2）表 2.2-3 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率にすべてに適用する。

2.2.2.4.7 搬送波のレベルと妨害波のレベルとの差

搬送波のレベルに対する妨害波（ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までのものに限る。）のレベルは、単一周波数妨害の場合にあっては伝送帯域内において表2.2-14の値以下とし、多チャンネル変調ひずみによる妨害の場合にあっては表 2.2-15 に示す値以下とする。

表2.2-14 単一周波数妨害比

変調方式	256QAM 注1)	1024QAM 注2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
単一周波数 妨害 UD 比 (dB)	(−)33 以下	(−)39 以下	(−)39 以下	(−)40 以下

注 1）表 2.2-3 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率に適用する。
注 2）表 2.2-3 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

表2.2-15 多チャンネル変調ひずみによる妨害比

変調方式	256QAM 注1)	1024QAM 注2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
多チャンネル変調 ひずみによる妨害 波比注3) (dB)	(−)26以下	(−)33以下	(−)37以下	(−)40以下

注 1）表 2.2-3 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率に適用する。
注 2）表 2.2-3 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率に適用する。
注 3）多チャンネル変調ひずみによる妨害波は、多チャンネル変調によって信号帯域内に混入した干渉波と雑音である。

2.2.2.4.8 搬送波のレベルと当該搬送波の反射による電磁波のレベルとの差

搬送波のレベルに対する当該搬送波の反射（ヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までのものに限る。）による電磁波のレベルは、図 2.2-12 に示す値-30dB 以下とする。

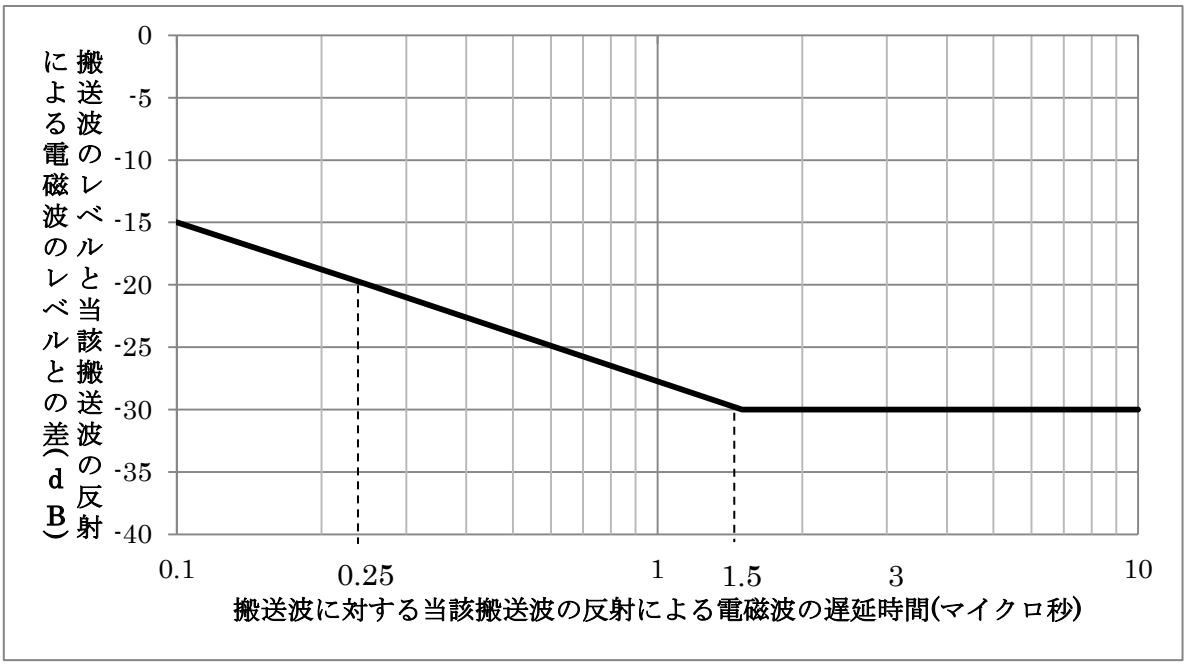


図 2.2-12　反射波の限度

2.2.2.4.9 交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度

交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度（ハム変調）規格は、以下の式による値が表 2.2-16 の値に適合するものとする。

$$20\ \log_{10}\{(a-b)/a\}$$

a は、搬送波の変調包絡線の最高値における振幅とする。

b は、搬送波の変調包絡線の最低値における振幅とする。

表2.2-16　交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度

変調方式	256QAM 注 1)	1024QAM 注 2)	4096QAM(4/5)	4096QAM(5/6)
ハム変調妨害 (dB)	(−)30 以下	(−)30 以下	(−)34 以下	(−)34 以下

注 1）表 2.2-2 で定める 256QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

注 2）表 2.2-2 で定める 1024QAM の誤り訂正符号化率に適用する。

2.2.2.4.10 その他の妨害波及びひずみ

その他の妨害波及びひずみ(いずれもヘッドエンドの被変調波の入力端子から受信者端子までのものに限る。)は映像、音声その他の音響またはデータに障害を与えないものとする。

2.2.2.4.11 保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子における条件及び受信用光伝送装置の入力端子における条件

高度なデジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式および 1024QAM 方式において、光受信機から出力ならびに保安装置出力の電気信号により性能規定する場合の技術的条件は、光受信機出力（保安装置出力も同じ）CN 比と、その前提となる映像信号搬送波のレベルの変動、光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）を表 2.2-17、表 2.2-18 に示す

表 2.2-17　保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子(J.382 256QAM)

	高度デジタル有線テレビジョン放送（J.382 256QAM 方式）	
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 45dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 26dB 以上
	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 27dB 以上

表 2.2-18　保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子（J.382 1024QAM）

	高度デジタル有線テレビジョン放送（J.382 1024QAM 方式）	
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 39dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 35dB 以上

高度なデジタル有線テレビジョン放送 256QAM 方式および 1024QAM 方式において、光受信機に入力される光信号により性能規定する場合の技術的条件）は、光受信機入力の光レベル等から規定する。その際の光受信機出力の推定 CN 比は、(式 2.1)により求めた結果が表 2.2-19、表 2.2-20 の値を満足すること。ただし、前提となる光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）はそれぞれ表 2.2-19、表 2.2-20 に示す。

表 2.2-19　受信用光伝送装置の入力端子(J.382 256QAM)

	高度デジタル有線テレビジョン放送（J.382 256QAM 方式）	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 (注) 28dB 以上

表 2.2-20　受信用光伝送装置の入力端子(J.382 1024QAM)

	高度デジタル有線テレビジョン放送（J.382 1024QAM 方式）	
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	宅内・棟内配線の CN 比が、39dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 (注) 36dB 以上

注：表 2.2-19 及び 2.2-20 の「推定 CN 比」は以下の式から求める。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot(m_k\cdot R\cdot P_s)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\left\{RIN_n\cdot(R\cdot P_n)^2+2\cdot e\cdot R\cdot P_n\right\}+2\cdot e\cdot I_{d0}+{I_{eq}}^2}\right) \quad [\mathrm{dB}] \qquad (式 2.1)$$

なお、式中で用いた記号の意味は以下のとおりである。

B_N　：雑音帯域幅
（デジタル有線テレビジョン放送信号
J.382 256QAM/1024QAM 方式　　：5.71×10^6［Hz］）

m_k　：当該搬送波の光変調度

R　：受光素子の光から電気への変換効率　[A/W]

N_T　：同時に伝送している光信号の波数

P_s　：当該搬送波で変調している光信号の受光電力　[W]

P_n　：n 番目の光信号の受光電力　[W]

RIN_n　：n 番目の入力光信号の相対強度雑音
（RIN：Relative Intensity Noise）　[1/Hz]

e　：電気素量（1.602×10^{-19}［C］）

I_{d0}　：受光素子の暗電流　[A]

I_{eq}　：受光部の入力換算雑音　[A/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$]

また、1 つの光信号に対する全光変調度 M は、k 番目搬送波の光変調度 m_k と伝送搬送波数 K は式(2.2)の関係にある。

$$M=\sqrt{\sum_{k=1}^{K}{m_k}^2} \qquad (式 2.2)$$

式(2.1)において、1 波長のみを使用する場合は $P_s=P_1$ 及び $N_T=1$ として算出する。

3 複数搬送波伝送方式（ITU-T 勧告 J.183）に係る技術的条件

3.1 周波数等の条件
3.1.1 一般的条件
3.1.1.1 受信空中線
現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.1.2 使用する光の波長
現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.1.3 受信者端子間分離度
現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.1.4 受信者端子におけるその他の条件
現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.1.5 漏えい電界強度の許容値
現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2　個別的条件
3.1.2.1 入力信号の条件
16APSK(符号化率 7/9 以下及び 9/10 以下)信号のヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件は、表 3.1-1 のとおりとする。その他の信号は、現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。なお、符号化率については、2.2.2.1 の説明と同じとする。

表 3.1-1 ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

区分	条件	
	高度 BS デジタル放送	高度広帯域 CS デジタル放送
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	降雨による減衰の最悪月において時間率 99 パーセントの確率で、ヘッドエンド入力における信号搬送波レベルと雑音のレベルとの差は、 符号化率 7/9 以下；(－) 15dB 以下 符号化率 9/10 以下；(－) 21dB 以下 ただし、ヘッドエンド入力信号が、他のヘッドエンド装置等から連絡線等において伝送された信号ではないこと。	

3.1.2.2 搬送波の周波数
現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。ただし、1 搬送波(64QAM/256QAM)の伝送容量を超えるストリーム（TS もしくは TLV）を複数の搬送波を用いて分割伝送し、受信機で合成するものとする。

3.1.2.3 搬送波の変調等

3.1.2.3.1 搬送波の変調の型式

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。シンボルクロックは搬送波群を構成する各搬送波で同期しているものとする。

3.1.2.3.2 周波数帯域の幅

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。ただし、1搬送波(64QAM/256QAM)の伝送容量を超えるストリーム（TSもしくはTLV）を複数の搬送波を用いて分割伝送し、受信機で合成するものとする。

3.1.2.3.3 誤り訂正方式

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.3.4 情報源符号化等

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式における内容に加えて、以下の内容を追加することとする。

・映像符号化方式としてITU-T勧告H.265(HEVC)
・映像フォーマットとしてITU-R勧告BT.2020（UHDTVフォーマット（４Ｋ・８Ｋ)、色域)
・音声符号化方式としてMPEG-4 AAC及びMPEG-4 ALS
・多重化方式としてMMT・TLV
・スクランブル方式としてAES及びCamellia（128ビット)

また、複数搬送波伝送方式の伝送制御信号については、以下の通りとする。

（１）拡張TSMF多重フレームヘッダ(Extended_TSMF_header)

拡張TSMF多重フレームヘッダの構成を図3.1-1に示す。各領域の値は、最上位ビットを先頭として格納する。また、単位のない数はその領域のビット数を示す。以下、同様とする。

拡張情報以外の情報を基本情報とする。基本情報の構成は、TSMFと同様である。

パケットヘッダ	多重フレーム同期信号	変更指示	スロット情報	識別子／相対ストリーム番号対応情報	送受信制御情報	相対ストリーム番号／スロット 対応情報	拡張情報	CRC
32	16	3	21	480	32	208	680	32

図3.1-1 拡張TSMF多重フレームヘッダの構成

○シンタックス（符号化データ列の規則）

表3.1-2に概要を示す。

表3.1-2　拡張TSMF多重フレームヘッダのシンタックス概要

（名称）		（説明）	
パケットヘッダ		同期バイト、frame_PID、および連続性指標	
frame_sync		多重フレーム同期信号	
version_number		変更指示	
relative_stream_number_mode		スロット配置法の区別	
frame_type		多重フレーム形式の区別	※
stream_status		相対ストリーム番号に対する有効、無効指示	
stream_id／original_network_id		識別子／相対ストリーム番号対応情報	
receive_status		ヘッドエンドでの受信状態	
reserved_for_ future_use		未定義	
emergency_indicator		緊急警報指示	
relative_stream_number		相対ストリーム番号対スロット対応情報	※
拡張情報	earthquake_early_warning	地上波デジタル放送の地震動警報情報	
	stream_type	ストリーム種別（TS または TLV を区別）	※
	group_id	搬送波群の識別	※
	number_of_carriers	搬送波群を構成する搬送波の総数	※
	carrier_sequence	搬送波の復調出力の合成順	※
	number_of_frames	拡張 TSMF のフレーム数	※
	frame_position	拡張 TSMF のフレーム位置情報	※
	field_for_extension	拡張用フィールド	※
CRC		誤り検出	

注1　　※TSMF 多重フレームヘッダに追加または改定する部分

○拡張 TSMF のシンタックス

表3.1-3に拡張TSMFのシンタックスを示す。

表 3.1-3 拡張 TSMF のシンタックス

シンタックス	ビット数	ニーモニック
Extended_TSMF_header (){		
sync_byte	8	ビット列
‘000’	3	ビット列
frame_PID	13	符号無し整数
‘0001’	4	ビット列
continuity_counter	4	符号無し整数
reserved_for_future_use	3	符号無し整数
frame_sync	13	ビット列
version_number	3	符号無し整数
relative_stream_number_mode	1	ビット列
frame_type	4	符号無し整数
for(i=0; i<N; ++i){		N=15
stream_status[i]	1	ビット列
}		
reserved_for_future_use	1	
for(i=0; i<N; ++i){		N=15
stream_id[i]	16	符号無し整数
original_network_id [i]	16	符号無し整数
}		
for(i=0; i<N; ++i){		
receive_status[i]	2	ビット列
}		
reserved_for_future_use	1	
emergency_indicator	1	ビット列
for(i=0; i<N; ++i){		N=52
relative_stream_number[i]	4	符号無し整数
}		
earthquake_early_warning	204	ビット列
'0000'	4	ビット列
for(i=0; i<N; ++i){		N=15
stream_type [i]	1	ビット列
}		
'0'	1	ビット列
group_id	8	符号無し整数
number_of_carriers	8	符号無し整数
carrier_sequence	8	符号無し整数
number_of_frames	4	符号無し整数

frame_position	4	符号無し整数
field_for_extension	424	符号無し整数
CRC	32	符号無し整数
}		

○基本情報

・パケットヘッダ

図3.1-2に、パケットヘッダの構成を示す。パケットヘッダを構成する32ビットは、シンタックスをTSパケットと共通にして、拡張TSMF多重フレームヘッダをTSパケットと同様に扱えるようにしている。

同期バイト 0x47	‘000’	多重フレームPID	‘0001’	連続性指標
8	3	13	4	4

図 3.1-2 パケットヘッダの構成

・多重フレーム同期信号（frame_sync）

図3.1-3に、多重フレーム同期信号の構成を示す。frame_syncは、13ビットのフィールドである。その値は、0x1A86とし、拡張TSMF多重フレーム毎に全ビットを反転させる。反転したframe_syncの値は、0x0579である。frame_PIDとともに多重フレームヘッダを識別するために用いることができる。

未定義	多重フレーム同期信号
3	13

図 3.1-3 多重フレーム同期信号の構成

・変更指示（version_number）

図3.1-4に、変更指示の構成を示す。version_numberは、拡張TSMF多重フレームヘッダの情報に変更があった場合に1ずつ増加する3ビットのフィールドである。version_number値が最大値の場合、次の値は0x0とする。拡張TSMF多重フレームヘッダの情報の変更と伝送誤りを区別するために利用できる。

変更を調べる対象となる領域は、version_numberの直後から拡張情報のnumber_of_framesまでの領域とする。但し、地上波デジタル放送による地震動警報情報AC信号を送るための領域（拡張情報の先頭に位置する204ビット）を除く。

変更指示
3

図 3.1-4 変更指示の構成

・スロット情報

図3.1-5にスロット情報の構成を示す。

スロット配置法の区別	多重フレーム形式	相対ストリーム番号 1に対する有効、無効指示	相対ストリーム番号 2に対する有効、無効指示	……	相対ストリーム番号 15に対する有効、無効指示	未定義 '1'
1	4	1	1		1	1

図 3.1-5 スロット情報の構成

・送受信制御情報

図3.1-6に送受信制御情報の構成を示す。

相対ストリーム番号1に対する受信状態	相対ストリーム番号2に対する受信状態	……	相対ストリーム番号15に対する受信状態	未定義	緊急警報指示
2	2		2	1	1

図 3.1-6 送受信制御情報の構成

・受信状態(receive_status)

ヘッドエンドで各ストリーム(TSまたはTLV)の受信状態を示す表である。表の大きさは、frame_typeで指定される最大多重ストリーム数（＝15）とする。各要素は、2ビットのフィールドであり、その値を表3.2-4に示す。最初の要素は相対ストリーム番号が1に対応し、以下相対ストリーム番号の順に対応させる。各要素の値は、良い状態から悪い状態を、'00'、'01'、'10'の順に対応させる。

なお、各受信状態の定義や受信装置の動作は、運用上の課題とする。

表 3.1-4　受信状態

値	意味
'00'	受信状態（'00'、'01'、'10'の順で良い状態から悪い状態を表す）
'01'	
'10'	
'11'	未定義

・緊急警報指示(emergency_indicator)

emergency_indicator は、デジタル放送の TMCC 内で送られてくる起動制御の情報を格納する 1 ビットのフィールドであり、その値を表3.1-4に示す。デジタル放送の複数の搬送波からのストリームを一つの多重フレームに多重したとき、いずれかの搬送波で起動制御が行われる場合に、emergency_indicatorは「起動制御が行われている」を示す'1'とする。受信装置の動作は運用上の課題とする。

表 3.1-5 緊急警報指示

値	意味
'0'	起動制御が行われていない
'1'	起動制御が行われている

・相対ストリーム番号対スロット対応情報 (relative_stream_number)

図3.1-7に、相対TS番号／スロット対応情報の構成を示す。多重フレームの各スロットに格納された TSまたはTLV分割パケットの相対ストリーム番号を示す。表の大きさは、frame_typeで指定される多重フレーム長 (＝53) から多重フレームヘッダのスロット数 (=1) を減じた値とする。各要素は 4ビットのフィールドであり、値の最小値は1、最大値はframe_typeで指定される最大多重ストリーム数 (=15)とする。TSまたはTLV分割パケットを配置していないスロットに対応する要素の値は 0x0とする。最初の要素は拡張TSMF多重フレームヘッダの直後のスロットに対応し、以下スロットの順に対応させる。

スロット１に対する相対ストリーム番号	スロット２に対する相対ストリーム番号	スロット３に対する相対ストリーム番号	……	スロット51に対する相対ストリーム番号	スロット52に対する相対ストリーム番号
4	4	4		4	4

図 3.1-7 相対ストリーム番号／スロット対応情報の構成

・CRC

図3.1-8に、CRCの構成を示す。CRCは、CRC値を格納するための32ビットのフィールドである。CRC値は、ISO/IEC 13818-1 Annex:Bで定義するデコーダにおいて、多重フレームヘッダのうち先頭の４バイトを除いた184バイトをレジスタに入力した時のレジスタ出力がゼロになる値である。

CRC
32

図 3.1-8 CRC の構成

・拡張情報

図3.1-9に、拡張情報の構成を示す。このフィールド（680ビット）に複数搬送波伝送方式を運用するために必要な情報を多重する。

地震動警報情報	'0000'	ストリーム種別	'0'	搬送波群の識別	搬送波の総数	搬送波の順序	フレーム数	フレーム位置情報	拡張用フィールド
204	4	15	1	8	8	8	4	4	424

図 3.1-9 拡張情報の構成

・地震動警報情報（earthquake_early_warning）

図3.1-10に地震動警報情報の構成を示す。既存のTSMFにおける拡張情報（680ビット）の先頭204ビットを地上波デジタル放送の地震動警報情報を送るための領域として特定し、他の用途に用いないこととする。地上波デジタル放送の再放送で地震動警報情報を伝送するためのＡＣ信号を併せ送らない場合は、全ビット'1'とする。

地震動警報情報
204

図 3.1-10 地震動警報情報の構成

・ストリーム種別(stream_type)

relative_stream_number毎に、ストリームがTSであるかTLVであるかを識別する1ビットのフィールドである。表の大きさは、frame_typeで指定される最大多重ストリーム数(=15)とする。各要素は1ビットのフィールドであり、その値を表3.1-6に示す。relative_stream_numberに対応する領域にストリームが無い場合、stream_typeの値は、'1'とする。

表 3.1-6 ストリーム種別

値	意味
'0'	TLVパケット
'1'	TSパケット またはストリームが無い場合

・搬送波群の識別(group_id)

図3.1-11に、搬送波群の識別の構成を示す。拡張TSMFを伝送する搬送波を含む搬送波群を識別する情報を示す8ビットのフィールドである。値'0'は用いないこととする。複数搬送波伝送方式で伝送される各ストリームは、それぞれ一つの搬送波群に属する搬送波のみで伝送する。一つのストリームを複数の搬送波群にまたがって伝送することはしない。

搬送波群の識別
8

図 3.1-11　搬送波群の識別の構成

・搬送波の総数(number_of_carriers)

図3.1-12に、搬送波の総数を示す。複数搬送波伝送される各搬送波群に属する搬送波の総数を示す8ビットのフィールドである。値の最小値は2、最大値は255である。値'0'および'1'は用いない。

搬送波の総数
8

図 3.1-12　搬送波の総数の構成

・搬送波の順序(carrier_sequence)

図3.1-13に、搬送波の順序を示す。受信機で複数の搬送波を復調した出力から、ストリームを再生するための合成の順序を示す8ビットのフィールドである。値の最小値は1、最大値は255である。値'0'は用いない。

搬送波の順序
8

図 3.1-13　搬送波の順序の構成

・フレーム数(number_of_frames)

複数搬送波伝送方式において、複数の拡張TSMFで構成されるフレーム（以下、スーパーフレーム）を定義する。number_of_framesは、スーパーフレームに含まれる、一つの搬送波の拡張TSMFの数を示す4ビットのフィールドであり、その値を表3.1-7に示す。64 QAMの搬送波では、スーパーフレームは3つの拡張TSMFで構成される。256 QAMの搬送波では、スーパーフレームは4つの拡張TSMFで構成される。その他の値は未定義とする。

表 3.1-7　フレーム数

値	意味
0x03	3
0x04	4
その他	未定義

・フレーム位置情報(frame_position)

図3.1-14に、フレーム位置情報の構成を示す。frame_positionは、当該拡張TSMFがスーパーフレーム内の何番目に配置されているかを示す位置情報であり、4ビットのフィールドである。値は、スーパーフレーム内の時間順に1番目は'0'、2番目は'1'、3番目は'2'、4番目は'3'を用いる。その他の値は未定義とする。

フレーム位置情報

4

図 3.1-14　フレーム位置情報の構成

・拡張用フィールド(field_for_extension)

図3.1-15に、拡張情報における拡張用フィールドの構成を示す。拡張用フィールドの定義および受信機の動作は、民間標準化団体で規定することが適当である。未使用の場合は、全ビットを'1'とする。

拡張用フィールド

424

図 3.1-15　拡張用フィールドの構成

（２）有線複数搬送波伝送分配システム記述子

伝送路で使用される周波数、変調方式などの物理条件の情報伝送には、NIT(Network Information Table)が用いられる。NITに配置される既存の有線分配システム記述子では、搬送波の周波数、誤り訂正符号の形式、変調方式、シンボルレート等の物理伝送情報が指定される。

複数搬送波伝送方式の信号を受信するためには、分割伝送された各搬送波の物理伝送情報、各搬送波の搬送波群の識別(group_id)およびフレーム位置情報(frame_position)を知る必要がある。

本方式では新たに有線複数搬送波伝送分配システム記述子(channel_bonding_cable_delivery_system_descriptor)を定義する。有線複数搬送波伝送分配システム記述子の構成及びシンタックスは、それぞれ図3.1-16及び表3.1-8に示す通りとする。繰り返しループ数Nは、拡張TSMFヘッダ内のnumber_of_carriersと等しい。ループ内の順番はcarrier_sequenceの順とする。

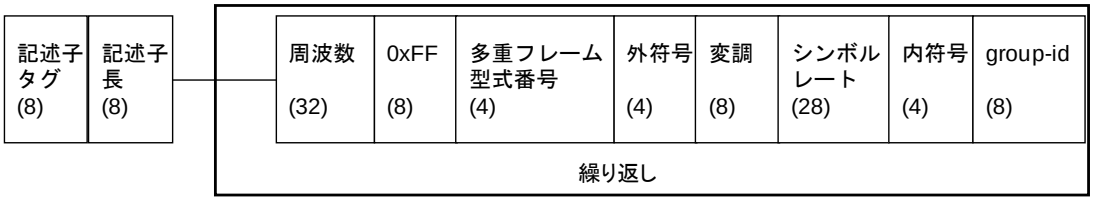


図 3.1-16 有線複数搬送波伝送分配システム記述子の構成

表 3.1-8　有線複数搬送波伝送分配システム記述子のシンタックス

データ構造	説明	ビット数	ニーモニック
channel_bonding_ cable_delivery_system_descriptor(){			
descriptor_tag	新たに定義するタグ値　0x**	8	符号なし整数
descriptor_length	記述子長	8	符号なし整数
for(i=0;i<N;i++){	N=number_of_carriers		
frequency	周波数	32	ビット列
reserved_for_future_use	未定義	8	
frame_type	多重フレーム形式番号	4	符号なし整数
FEC_outer	外符号	4	ビット列
modulation	変調	8	ビット列
symbol_rate	シンボルレート	28	ビット列
FEC_inner	内符号　0xf	4	ビット列
group_id	搬送波群の識別	8	ビット列
}			
}			

・周波数（frequency）

これは32ビットのフィールドで、4ビットBCDコード8桁で周波数を表す。有線分配システム記述子では、周波数は、最上位桁より起算して第4桁の後ろが小数点となるMHz単位で符号化される。

・多重フレーム形式番号（frame_type）

これは4ビットのフィールドで、表3.1-9に従って多重フレーム形式の種別を表す。

表 3.1-9　多重フレーム形式番号（frame_type）

値	［多重フレーム長、最大多重ストリーム数］
0x1	［53、15］
0x2	［53、15］ 複数TS伝送方式で受信できない
0xF	単一TS伝送方式
その他	未定義

・外符号（FEC_outer）

これは4ビットのフィールドで、表3.1-10に従って外符号を表す。

表 3.1-10　外符号（FEC_outer）

FEC_outer（外符号）	意　味
0000	未定義
0001	外符号なし*
0010	RS(204,188)*
0011-1111	将来使用のためリザーブ

*：平成 23 年総務省告示第 312 号による

・変調（modulation）

これは8ビットのフィールドで、表3.1-11に従って有線分配システムで使用される変調方式を示す。

表 3.1-11　変調（modulation）

変調	意　味
0x00	未定義
0x03	64 QAM*
0x05	256 QAM*
0x01, 0x02, 0x04, 0x06-0xFF	将来使用のためリザーブ

*：平成 23 年総務省告示第 312 号による

・シンボルレート（symbol_rate）

これは28ビットフィールドで、4ビットBCDコード7桁で、最上位桁より起算して第3桁の後ろが小数点となるMsymbol/s単位でシンボルレート値を表す。

・内符号（FEC_inner）

これは4ビットのフィールドで、表3.1-12に従って内符号を表す。

このフィールドの値は‘1111’(*)とする。

表 3.1-12　内符号（FEC_inner）

ＦＥＣ（内符号）	意　味
0000	未定義
0001	符号化率 1/2
0010	符号化率 2/3
0011	符号化率 3/4
0100	符号化率 5/6
0101	符号化率 7/8
1000	ISDB-S 方式（TMCC 信号参照）
1111	内符号なし
0110-0111 1001-1110	将来使用のためリザーブ

(*)：平成23年総務省告示第312号による

・group_id（搬送波群の識別）

この拡張TSMFを伝送する搬送波を含む搬送波群を識別する情報を示す8ビットのフィールドである。値'0'は用いないこととする。

（３）TLV信号の拡張TSMFへの多重化

拡張 TSMF 多重フレームには，TS 信号もしくは TLV 信号を、拡張 TSMF 上のスロットに、それぞれの信号の独立性を保ちながら多重化し、出力する機能が具備されている。TLV 信号は、可変長な TLV パケットの集合である。そのため，拡張 TSMF 多重化装置では、TLV パケットを固定長（188 バイト）の分割 TLV パケットに変換しスロットに多重する必要がある。分割 TLV パケットは、先頭の 3 バイトをヘッダとし、これに続く 185 バイトをペイロードとする。分割 TLV パケットの構成を図 3.1-17 に示す。

- 同期バイトは、0x47 とする。
- トランスポートエラーインジケーターは、分割 TLVパケット内のビットエラーの有無を示すフラグとし、‘1’のとき、少なくとも1 ビットの訂正不可能なエラーが分割TLVパケットに存在することを示す。
- TLVパケット開始インジケーターは‘1’のとき、この分割TLVパケットのペイロード内にTLVパケットの先頭が含まれていることを示す。
- PID は､ペイロードのデータがTLVデータであることを識別するために使用する領域とする。（値は民間標準化団体で規定することが適当である）
- 先頭TLV指示は、TLVパケット開始インジケーターが‘1’のときに用いるペイロードの先頭１バイトである。先頭TLV指示の値により、ペイロードの何バイト目にTLVパケットの先頭位置があるかを示す。これにより受信機は、分割TLVパケットのペイロード内に含まれるTLVパケットの先頭位置を検知できる。TLVパケット開始インジケーターが‘0’のときには、先頭TLV指示を挿入しない。

同期バイト	トランスポートエラーインジケーター	TLVパケット開始インジケーター	’0’	PID	ペイロード 先頭TLV指示 (8)
8	1	1	1	13	185×8

図 3.1-17 分割 TLV パケットの構成

（参考）既存の告示から引用 [2]

別表第八号　TLV パケットの送出手順

'01'	'111111'	パケット種別	データ長	データ
2	6	8	16	8×N

送出順→

注

1　パケット種別は、TLV に格納するパケットの種別を識別するために使用する領域とし、その割当ては別記に示すとおりとする。

2　データ長は、これより後に続くデータバイト数を書き込む領域とする。

別記　パケット種別の割当て

パケット種別の値	割当て
0x00	未定義
0x01	IPv4 パケット
0x02	IPv6 パケット
0x03	ヘッダ圧縮した IP パケット
0x04 － 0xFD	未定義
0xFE	伝送制御信号パケット
0xFF	ヌルパケット

注　ヌルパケットは、データ長に示される長さの 0xFF のバイト列をデータに書き込んだパケットとする。

[2] 関連情報の構成及び送出手順、ＰＥＳパケット等の送出手順並びに伝送制御信号及び識別子の構成等 （標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式第３条、第１６条、第２２条の４、第２２条の１３、第２２条の２３、第２２条の２４、第３５条の３、別表第１９号の２３） 平成二十一年二月二十日 総務省告示第八十八号　平成二十二年四月二十三日総務省告示第百七十一号

3.1.2.4 搬送波等の条件

3.1.2.4.1 搬送波の周波数の許容偏差

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.2 ヘッドエンドの変調波の入力端子から受信者端子までの総合周波数特性

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.3 搬送波のレベル

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.4 搬送波のレベルの変動

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.5 搬送波のレベルと隣接する他のデジタル有線テレビジョン放送方式となっている有線テレビジョン放送等の搬送波のレベルとの差

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.5 搬送波のレベルと雑音のレベルとの差

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.7 搬送波のレベルと妨害波のレベルとの差

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.8 搬送波のレベルと当該搬送波の反射による電磁波のレベルとの差

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.9 交流電源に起因する電磁波による搬送波の変調度

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.10 その他の妨害波及びひずみ

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。

3.1.2.4.11 保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子における条件

光受信機から出力ならびに保安装置出力の電気信号により性能規定する場合の技術的条件は、表 3.1-13 および表 3.1-14 に示した光受信機出力（保安装置出力も同じ）の CN 比と、その前提となる映像信号搬送波のレベルの変動、光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）とする。

表 3.1-13　光受信機出力ならびに保安装置出力(64QAM)

	デジタル有線テレビジョン放送（64QAM 方式）		
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内（既存）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令第 12 条第 2 項第 1 号（既存）	宅内・棟内配線の CN 比が 45dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 26dB 以上
	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 27dB 以上

表 3.1-14　光受信機出力ならびに保安装置出力（256QAM）

	デジタル有線テレビジョン放送（256QAM 方式）		
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 39dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 36dB 以上

3.1.2.4.12 受信用光伝送装置の入力端子における条件

光受信機に入力される光信号により性能規定する場合の技術的条件は、光受信機入力の光レベル等から式 3.1 により求めた光受信機出力の推定 CN 比により規定する。前提となる光受信機出力端子から受信者端子までの区間の CN 比（宅内・棟内配線の CN 比）に対する光受信機出力の推定 CN 比は表 3.1-15 および表 3.1-16 の通りとする。

表 3.1-15　光信号により性能規定する光受信機入力（64QAM）

	デジタル有線テレビジョン放送（64QAM 方式）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 28dB 以上

表 3.1-16　光信号により性能規定する光受信機入力（256QAM）

	デジタル有線テレビジョン放送（256QAM 方式）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差 （CN 比）	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が、39dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 37dB 以上

注：表 3.1-15 および表 3.1-16 の「推定 CN 比」は以下の式から求める。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot\left(m_k\cdot R\cdot P_s\right)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\left\{RIN_n\cdot\left(R\cdot P_n\right)^2+2\cdot e\cdot R\cdot P_n\right\}+2\cdot e\cdot I_{d0}+I_{eq}{}^2}\right) \quad [\mathrm{dB}] \qquad (式 3.1)$$

ここで

B_N ： 雑音帯域幅
（デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式
：5.30×10^6 [Hz]
デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式
：5.30×10^6 [Hz]）

m_k ： 当該搬送波の光変調度

R ： 受光素子の光から電気への変換効率 [A/W]

N_T ： 同時に伝送している光信号の波数

P_s ： 当該搬送波で変調している光信号の受光電力 [W]

P_n ： n 番目の光信号の受光電力 [W]

RIN_n ： n 番目の入力光信号の相対強度雑音
(RIN：Relative Intensity Noise) [1/Hz]

e ： 電気素量（1.602×10^{-19} [C]）

I_{d0} ： 受光素子の暗電流 [A]

I_{eq} ： 受光部の入力換算雑音 [A/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$]

また、1 つの光信号に対する全光変調度 M、k 番目搬送波の光変調度 m_k、および伝送搬送波数 K は式 3.2 の関係にある。

$$M = \sqrt{\sum_{k=1}^{K} m_k{}^2} \qquad (式 3.2)$$

式 3.1 において、1 波長のみを使用する場合は $P_s = P_1$ 及び $N_T = 1$ として算出する。

4 衛星基幹放送のパススルー伝送に係る技術的条件

4.1 周波数等の条件

4.1.1 一般的条件

4.1.1.1 受信空中線

現行の標準衛星デジタルテレビジョン放送方式及び広帯域伝送デジタル放送方式と同じとする。

4.1.1.2 使用する光の波長

現行の標準衛星デジタルテレビジョン放送方式及び広帯域伝送デジタル放送方式と同じとする。

4.1.1.3 受信者端子間分離度

現行の標準衛星デジタルテレビジョン放送方式及び広帯域伝送デジタル放送方式と同じとする。

4.1.1.4 受信者端子におけるその他の条件

現行の標準衛星デジタルテレビジョン放送方式及び広帯域伝送デジタル放送方式と同じとする。

4.1.1.5 漏えい電界強度の許容値

現行の標準衛星デジタルテレビジョン放送方式及び広帯域伝送デジタル放送方式と同じとする。

4.1.2 個別的条件

4.1.2.1 入力信号の条件

16APSK(符号化率 7/9 以下及び 9/10 以下)信号のヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件は、表 4.1-1 のとおりとする。その他の信号は、現行のデジタル有線テレビジョン放送方式と同じとする。なお、符号化率については、2.2.2.1 の説明と同じとする。

表 4.1-1 ヘッドエンドの入力端子における入力信号の条件

区分	条件	
	高度 BS デジタル放送	高度広帯域 CS デジタル放送
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	降雨による減衰の最悪月において時間率 99 パーセントの確率で、ヘッドエンド入力における信号搬送波レベルと雑音のレベルとの差は、 符号化率 7/9 以下；(－) 15dB 以下 符号化率 9/10 以下；(－) 21dB 以下 ただし、ヘッドエンド入力信号が、他のヘッドエンド装置等から連絡線等において伝送された信号では無きこと。	

4.1.2.2 搬送波の周波数及び搬送波等の条件

表 4.1-2 のとおりとする。なお、符号化率については、2.2.2.1 の説明と同じとする。

表 4.1-2　搬送波の周波数及び搬送波等の条件

区分	条件	
	BS デジタル放送	広帯域 CS デジタル放送
搬送波の周波数	1049.48、1087.84、1126.20、1164.56、1202.92、1241.28、1279.64、1318.00、1356.36（追加）、1394.72、1433.08、1471.44MHz	1613、1653、1693、1733、1773、1813、1853、1893、1933、1973、2013、2053MHz
信号搬送波の周波数の許容偏差	±1.5MHz 以内	
信号搬送波のレベル	次に掲げる式による A の値以上 B の値以下 A＝ 48＋ $10\log_{10}Z$／75　[dBμV] B＝ 81＋ $10\log_{10}Z$／75　[dBμV]	
信号搬送波のレベルと他の信号搬送波のレベルとの差	隣々接チャンネル間は 3dB 以内	
信号搬送波のレベルと雑音のレベルとの差	符号化率 7/9 以下；(－) 13dB 以下 符号化率 9/10 以下；(－) 17dB 以下	
信号搬送波のレベルと当該信号搬送波の反射による電磁波のレベルとの差	図 4.1-1 で示す値以下	
信号搬送波のレベルと妨害波のレベルとの差	単一周波数による妨害にあっては、伝送帯域内において、 符号化率 7/9 以下；(－) 14dB 以下 符号化率 9/10 以下；(－) 19dB 以下	
その他の妨害波及びひずみ	映像、音声その他の音響又はデータに障害を与えないものであること。	

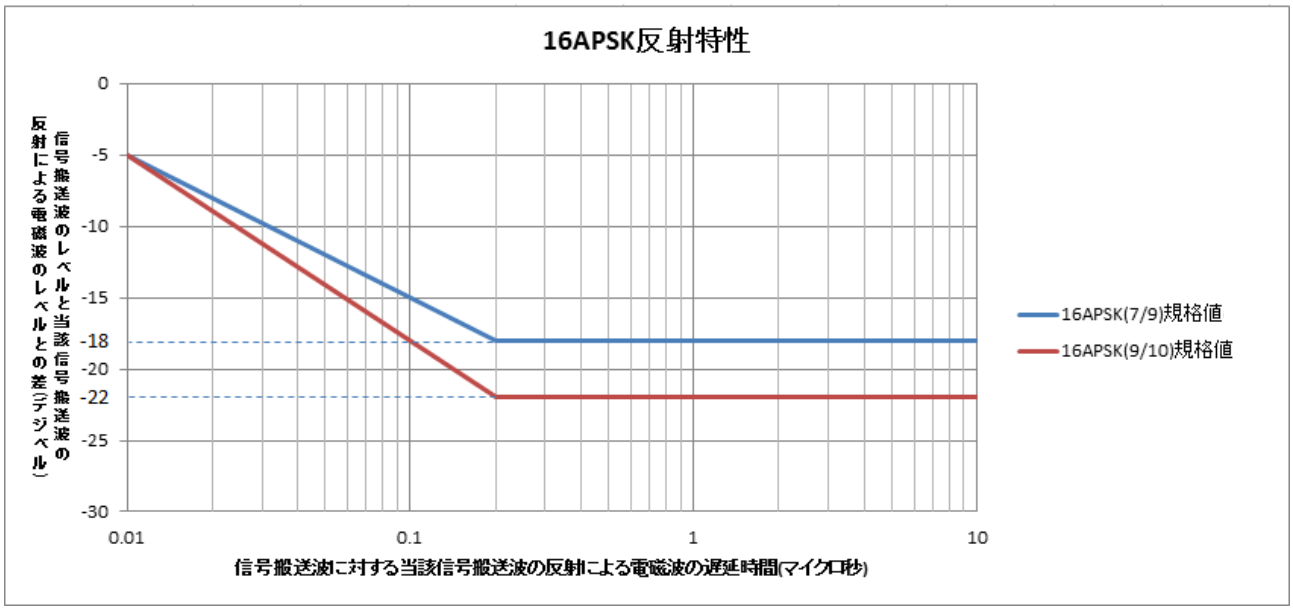


図 4.1-1　信号搬送波のレベルと当該信号搬送波の反射による電磁波のレベルとの差

4.1.2.3 搬送波のレベルと雑音のレベルとの差に関する保安装置等における条件

表 4.1-3　1 波長を使用する場合の技術的条件

区分		条件
光波長		1530nm 以上 1625nm 以下とする
光レベル	光送信レベル	特に規定しない
	V-ONU 光受信レベル	特に規定しない
光搬送波の条件		電気信号により性能規定する場合であって、搬送波のレベルと雑音（保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子から受信者端子までのもの）のレベルとの差が（－）24dB 以下の場合、搬送波のレベルと雑音（ヘッドエンドの変調波の入力端子から保安装置まで又は受信用光伝送装置の出力端子までのもの）のレベルとの差は以下のとおりとする。なお、符号化率については、2.2.2.1 の説明と同じとする。 符号化率 7/9 以下；　（－）14dB 以下 符号化率 9/10 以下；　（－）18dB 以下 光信号により性能規定する場合であって、搬送波のレベルと雑音（保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子から受信者端子までのもの）のレベルとの差が（－）24dB 以下の場合、下式により求めた搬送波のレベルと雑音（ヘッドエンドの変調波の入力端子から受信用光伝送装置の入力端子までのもの）のレベルとの差は以下の値を満たすことが適当である。なお、符号化率については、2.2.2.1 の

	説明と同じとする。 符号化率 7/9 以下；　　（－）15dB 以下 符号化率 9/10 以下；　　（－）19dB 以下 $$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{B_N}\cdot\frac{\frac{1}{2}\cdot(m_k\cdot R\cdot P_s)^2}{\sum_{n=1}^{N_T}\{RIN_n\cdot(R\cdot P_n)^2+2\cdot e\cdot R\cdot P_n\}+2\cdot e\cdot I_{d0}+I_{eq}{}^2}\right)$$

なお、表 4.1-3 の式中で用いた記号の意味は以下のとおりである。

BN　：雑音帯域幅
　　（高度 BS デジタル放送又は高度広帯域 CS デジタル放送：33.7561×10^6［Hz］
mk　：当該搬送波の光変調度
R　：受光素子の光から電気への変換効率［A/W］
NT　：同時に伝送している光信号の波数
Ps　：当該搬送波で変調している光信号の受光電力［W］
Pn　：N 番目の光信号の受光電力［W］
RINn：　N 番目の入力光信号の相対強度雑音（RIN：Relative Intensity Noise）［1/Hz］
e　：　電気素量（1.602×10^{-19}［C］）
Id0　:受光素子の暗電流［A］
Ieq　：受光部の入力換算雑音［A/ Hz ］

また、1 つの光信号に対する全光変調度 M は、k 番目搬送波の光変調度 mk と伝送搬送波数 K は下式の関係にある。

$$M = \sqrt{\sum_{k=1}^{K} m_k{}^2}$$

表 4.1-3 の式において、1 波長のみを使用する場合は Ps ＝P1 及び NT＝1 として算出する。

2 波長以上の光を使用し波長を分離せず受信用光伝送装置で一括して復調する場合でも表 4.1-3 の式により推定 CN 比を求めることが可能であり、当該搬送波によって m 番目の光信号を変調している場合は Ps ＝ Pm として算出する。

また、2 波長以上の光を使用し受信用光伝送装置側に波長分離フィルタを使用し復調する場合は、理想的にはそれぞれの光信号を光-電気変換した後の搬送波レベルが電圧加算され、CN 比の改善を図ることができる。

しかし、必ずしも理想的な状態になるとは限らないことから、これらの光信号を 1 つの光信号とみなし、それぞれの受光電力の総和を Ps に代入して求めるものとする。

なお、本項では、棟内調整不良等による棟内システム CN 比の最悪値を 15dB から 20dB への改善することを前提としている。

4.2 伝送路符号化方式等

衛星デジタル放送方式の広帯域伝送方式又は高度広帯域伝送方式と同じとする。

5 既存のデジタル有線テレビジョン放送方式に係る技術基準

5.1 既存のデジタル有線テレビジョン放送方式

現行のデジタル有線テレビジョン放送方式における内容に加えて、以下の内容を追加することとし、多重化方式が MMT・TLV の場合には、複数搬送波伝送方式と同様に対応することとする。

・映像符号化方式として ITU-T 勧告 H.265(HEVC)
・映像フォーマットとして ITU-R 勧告 BT.2020（UHDTV フォーマット（４Ｋ・８Ｋ)、色域)
・音声符号化方式として MPEG-4 AAC 及び MPEG-4 ALS
・多重化方式として MMT・TLV
・スクランブル方式として AES 及び Camellia（128 ビット）

5.2 保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子における条件

3.1.2.4.11 と同じとする。

5.3 受信用光伝送装置の入力端子における条件

3.1.2.4.12 と同じとする。

5.4 強度変調における既存の標準デジタルテレビジョン放送方式に係る技術的条件

表 5.4-1 及び表 5.4-2 のとおりとする。

表 5.4-1　光受信機出力ならびに保安装置出力(OFDM)

	標準デジタルテレビジョン放送（OFDM）		
映像信号搬送波のレベルの変動	1 分間において 3dB 以内（既存）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差（CN 比）	有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令第 12 条第 2 項第 1 号（既存）	宅内・棟内配線の CN 比が 45dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 24dB 以上
	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力 CN 比 25dB 以上

表 5.4-2　光信号により性能規定する光受信機入力（OFDM）

	標準デジタルテレビジョン放送（OFDM）		
搬送波のレベルと雑音のレベルとの差（CN 比）	＜追加規定＞	宅内・棟内配線の CN 比が 33dB 以上の場合	光受信機出力の推定 CN 比 25dB 以上

ただし、光受信機出力の推定 CN 比は、(式 3.1) より、

B_N　　：雑音帯域幅
（標準デジタルテレビジョン放送方式　：5.60×10^6［Hz］）
として求めるものとする。

6 ＦＭ一括変換方式に係る技術的条件

6.1 FM 一括変換方式における高度なデジタル有線テレビジョン放送方式(ITU-T 勧告 J.382)に係る技術的条件

第 2 章に記載の強度変調方式と同じとする。

ただし、光受信機出力の推定 CN 比は、(式 6.1) より求めるものとする。

$$C/N = 10\log_{10}\left(\frac{1}{2\cdot B_N}\cdot\frac{\Delta F^2(f)}{f^2}\cdot\frac{1}{\frac{1}{C/N_{\mathrm{mod}}(f)}+\frac{1}{C/N_{ONU}}}\right) \quad [\mathrm{dB}] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(式 6.1)}$$

なお、式中で用いた記号の意味は以下のとおりである。

C/N ：当該搬送波の搬送波のレベルと雑音のレベルとの差

f ：当該搬送波の搬送波周波数［MHz］

B_N ：雑音帯域幅（J.382 256QAM/1024QAM 方式：5.71×10^6［Hz］）

$\Delta F(f)$ ：当該搬送波の周波数偏移量［$\mathrm{MHz}_{0\text{-}p}$/波］

$C/N_{mod}(f)$ ：当該搬送波に影響を及ぼす FM 変調器の単位周波数幅当たりの雑音特性［$1/\mathrm{Hz}^{-1}$］

C/N_{ONU} ：FM 伝送区間の単位周波数幅当たりの雑音特性［$1/\mathrm{Hz}^{-1}$］

であり、FM 伝送区間の単位周波数幅当たりの雑音特性 C/N_{ONU} は以下の式により求まる。

$$C/N_{ONU} = \frac{\frac{1}{2}\cdot(m\cdot R\cdot P_r)^2}{RIN\cdot(R\cdot P_r)^2 + 2\cdot e\cdot(I_{d0}+R\cdot P_r)+I_{eq}{}^2} \quad [1/\mathrm{Hz}^{-1}] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(式 6.2)}$$

ただし、

M ： FM 一括変換信号の光変調度

R ： 受光素子の光-電気変換効率 ［A/W］

P_r ： 受光電力 ［W］

RIN ： 入力信号光の相対強度雑音（RIN） ［1/Hz］

e ： 電気素量（1.602×10^{-19}［C］）

I_{d0} ： 受光素子の暗電流 ［A］

I_{eq} ： 受光部の入力換算雑音 ［A/√Hz］

である。

6.2 FM 一括変換方式における複数搬送波伝送方式（ITU-T 勧告 J.183）に係る技術的条件

第 3 章に記載の強度変調方式と同じとする。

ただし、光受信機出力の推定 CN 比は、(式 6.1) より、

B_N ： 雑音帯域幅

（デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式

：5.30×10^6［Hz］

デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式

：5.30×10^6［Hz］）

として求めるものとする。

6.3 FM 一括変換方式における衛星基幹放送のパススルー伝送方式に係る技術的条件

6.3.1 FM 一括変換方式による既存の衛星基幹放送のパススルー伝送に係る技術的条件

既存の強度変調方式と同じとする。

ただし、BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対しての、光信号による性能規定を除く。

6.3.2 FM 一括変換方式による 16APSK パススルー伝送に係る技術的条件

第 4 章に記載の強度変調方式と同じとする。

ただし、BS デジタル放送および広帯域 CS デジタル放送の IF 信号に対しての、光信号による性能規定を除く。

6.4 FM 一括変換方式における既存のデジタル有線テレビジョン放送方式（ITU-T 勧告 J.83 Annex C）に係る技術的条件

既存の強度変調方式と同じとする。

ただし、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子における条件、及び、受信用光伝送装置の入力端子における条件については、5.2、5.3 に記載の強度変調方式と同じとする。

なお、光受信機出力の推定 CN 比は、（式 6.1）より、

B_N　：雑音帯域幅

（デジタル有線テレビジョン放送信号 64QAM 方式

：5.30×10^6［Hz］

デジタル有線テレビジョン放送信号 256QAM 方式

：5.30×10^6［Hz］）

として求めるものとする。

6.5 FM 一括変換方式における既存の標準デジタルテレビジョン放送方式に係る技術的条件

既存の強度変調方式と同じとする。

ただし、保安装置又は受信用光伝送装置の出力端子における条件、及び、受信用光伝送装置の入力端子における条件については、5.4 に記載の強度変調方式と同じとする

なお、光受信機出力の推定 CN 比は、（式 6.1）より、

B_N　：雑音帯域幅

（標準デジタルテレビジョン放送方式　：5.60×10^6［Hz］）

として求めるものとする。

(付録)　LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブル

符号テーブルをパリティビット･加算のアドレスに変換する方法を、表 A.1 を参考に、以下の通り示す。

表 A.1 の解釈の例

$p_{317} = p_{317} \oplus i_0$	$p_{2255} = p_{2255} \oplus i_0$	$p_{2324} = p_{2324} \oplus i_0$
$p_{2723} = p_{2723} \oplus i_0$	$p_{3538} = p_{3538} \oplus i_0$	$p_{3576} = p_{3576} \oplus i_0$
$p_{6194} = p_{6194} \oplus i_0$	$p_{6700} = p_{6700} \oplus i_0$	$p_{9101} = p_{9101} \oplus i_0$
$p_{10057} = p_{10057} \oplus i_0$	$p_{12739} = p_{12739} \oplus i_0$	$p_{17407} = p_{17407} \oplus i_0$
$p_{21039} = p_{21039} \oplus i_0$	$p_{377} = p_{377} \oplus i_0$	$p_{2315} = p_{2315} \oplus i_0$
$p_{2384} = p_{2384} \oplus i_0$	$p_{2783} = p_{2783} \oplus i_0$	$p_{3598} = p_{3598} \oplus i_0$
$p_{3636} = p_{3636} \oplus i_0$	$p_{6254} = p_{6254} \oplus i_0$	$p_{6760} = p_{6760} \oplus i_0$
$p_{9161} = p_{9161} \oplus i_0$	$p_{10117} = p_{10117} \oplus i_0$	$p_{12799} = p_{12799} \oplus i_0$
$p_{17467} = p_{17467} \oplus i_0$	$p_{21099} = p_{21099} \oplus i_0$	

$p_{21857} = p_{21857} \oplus i_{359}$	$p_{23795} = p_{23795} \oplus i_{359}$	$p_{23864} = p_{23864} \oplus i_{359}$
$p_{24263} = p_{24263} \oplus i_{359}$	$p_{25078} = p_{25078} \oplus i_{359}$	$p_{25116} = p_{25116} \oplus i_{359}$
$p_{27734} = p_{27734} \oplus i_{359}$	$p_{28240} = p_{28240} \oplus i_{359}$	$p_{30641} = p_{30641} \oplus i_{359}$
$p_{31597} = p_{31597} \oplus i_{359}$	$p_{34279} = p_{34279} \oplus i_{359}$	$p_{38947} = p_{38947} \oplus i_{359}$
$p_{42579} = p_{42579} \oplus i_{359}$		

$p_{1958} = p_{1958} \oplus i_{360}$	$p_{2007} = p_{2007} \oplus i_{360}$	$p_{3294} = p_{3294} \oplus i_{360}$
$p_{4394} = p_{4394} \oplus i_{360}$	$p_{12762} = p_{12762} \oplus i_{360}$	$p_{14505} = p_{14505} \oplus i_{360}$
$p_{14593} = p_{14593} \oplus i_{360}$	$p_{14692} = p_{14692} \oplus i_{360}$	$p_{16522} = p_{16522} \oplus i_{360}$
$p_{17737} = p_{17737} \oplus i_{360}$	$p_{19245} = p_{19245} \oplus i_{360}$	$p_{21272} = p_{21272} \oplus i_{360}$
$p_{21379} = p_{21379} \oplus i_{360}$		

付録 A（規定）Nldpc = 64 800 のパリティビット･加算のアドレス

本方式で採用する通常 FEC フレームでの LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブルを付表 A. 1 ～付表 A.4 に示す。

付表 A.1. 符号化率 3/4 (N_{ldpc}= 64 800)

0 6385 7901 14611 13389 11200 3252 5243 2504 2722 821 7374	23 5865 1768
1 11359 2698 357 13824 12772 7244 6752 15310 852 2001 11417	24 2655 14957
2 7862 7977 6321 13612 12197 14449 15137 13860 1708 6399 13444	25 5565 6332
3 1560 11804 6975 13292 3646 3812 8772 7306 5795 14327 7866	26 4303 12631
4 7626 11407 14599 9689 1628 2113 10809 9283 1230 15241 4870	27 11653 12236
5 1610 5699 15876 9446 12515 1400 6303 5411 14181 13925 7358	28 16025 7632
6 4059 8836 3405 7853 7992 15336 5970 10368 10278 9675 4651	29 4655 14128
7 4441 3963 9153 2109 12683 7459 12030 12221 629 15212 406	30 9584 13123
8 6007 8411 5771 3497 543 14202 875 9186 6235 13908 3563	31 13987 9597
9 3232 6625 4795 546 9781 2071 7312 3399 7250 4932 12652	32 15409 12110
10 8820 10088 11090 7069 6585 13134 10158 7183 488 7455 9238	33 8754 15490
11 1903 10818 119 215 7558 11046 10615 11545 14784 7961 15619	34 7416 15325
12 3655 8736 4917 15874 5129 2134 15944 14768 7150 2692 1469	35 2909 15549
13 8316 3820 505 8923 6757 806 7957 4216 15589 13244 2622	36 2995 8257
14 14463 4852 15733 3041 11193 12860 13673 8152 6551 15108 8758	37 9406 4791
15 3149 11981	38 11111 4854
16 13416 6906	39 2812 8521
17 13098 13352	40 8476 14717
18 2009 14460	41 7820 15360
19 7207 4314	42 1179 7939
	43 2357 8678
	44 7703 6216
	0 3477 7067
	1 3931 13845
	2 7675 12899
	3 1754 8187
	4 7785 1400
	5 9213 5891
	6 2494 7703
	7 2576 7902
	8 4821 15682
	9 10426 11935
	10 1810 904
	11 11332 9264
	12 11312 3570

20 3312 3945	13 14916 2650
21 4418 6248	14 7679 7842
22 2669 13975	15 6089 13084
23 7571 9023	16 3938 2751
24 14172 2967	17 8509 4648
25 7271 7138	18 12204 8917
26 6135 13670	19 5749 12443
27 7490 14559	20 12613 4431
28 8657 2466	21 1344 4014
29 8599 12834	22 8488 13850
30 3470 3152	23 1730 14896
31 13917 4365	24 14942 7126
32 6024 13730	25 14983 8863
33 10973 14182	26 6578 8564
34 2464 13167	27 4947 396
35 5281 15049	28 297 12805
36 1103 1849	29 13878 6692
37 2058 1069	30 11857 11186
38 9654 6095	31 14395 11493
39 14311 7667	32 16145 12251
40 15617 8146	33 13462 7428
41 4588 11218	34 14526 13119
42 13660 6243	35 2535 11243
43 8578 7874	36 6465 12690
44 11741 2686	37 6872 9334
0 1022 1264	38 15371 14023
1 12604 9965	39 8101 10187
2 8217 2707	40 11963 4848
3 3156 11793	41 15125 6119
4 354 1514	42 8051 14465
5 6978 14058	43 11139 5167
6 7922 16079	44 2883 14521
7 15087 12138	
8 5053 6470	
9 12687 14932	
10 15458 1763	
11 8121 1721	
12 12431 549	
13 4129 7091	
14 1426 8415	

15 9783 7604 16 6295 11329 17 1409 12061 18 8065 9087 19 2918 8438 20 1293 14115 21 3922 13851 22 3851 4000	

付表 A.2. 符号化率 4/5 (N_{ldpc} = 64 800)

0 149 11212 5575 6360 12559 8108 8505 408 10026 12828	0 5647 4935
1 5237 490 10677 4998 3869 3734 3092 3509 7703 10305	1 4219 1870
2 8742 5553 2820 7085 12116 10485 564 7795 2972 2157	2 10968 8054
3 2699 4304 8350 712 2841 3250 4731 10105 517 7516	3 6970 5447
4 12067 1351 11992 12191 11267 5161 537 6166 4246 2363	4 3217 5638
5 6828 7107 2127 3724 5743 11040 10756 4073 1011 3422	5 8972 669
6 11259 1216 9526 1466 10816 940 3744 2815 11506 11573	6 5618 12472
7 4549 11507 1118 1274 11751 5207 7854 12803 4047 6484	7 1457 1280
8 8430 4115 9440 413 4455 2262 7915 12402 8579 7052	8 8868 3883
9 3885 9126 5665 4505 2343 253 4707 3742 4166 1556	9 8866 1224
10 1704 8936 6775 8639 8179 7954 8234 7850 8883 8713	10 8371 5972
11 11716 4344 9087 11264 2274 8832 9147 11930 6054 5455	11 266 4405
12 7323 3970 10329 2170 8262 3854 2087 12899 9497 11700	12 3706 3244
13 4418 1467 2490 5841 817 11453 533 11217 11962 5251	13 6039 5844
14 1541 4525 7976 3457 9536 7725 3788 2982 6307 5997	14 7200 3283
15 11484 2739 4023 12107 6516 551 2572 6628 8150 9852	15 1502 11282
16 6070 1761 4627 6534 7913 3730 11866 1813 12306 8249	16 12318 2202
17 12441 5489 8748 7837 7660 2102 11341 2936 6712 11977	17 4523 965
18 10155 4210	18 9587 7011
19 1010 10483	19 2552 2051
20 8900 10250	20 12045 10306
	21 11070 5104
	22 6627 6906
	23 9889 2121
	24 829 9701
	25 2201 1819
	26 6689 12925
	27 2139 8757
	28 12004 5948
	29 8704 3191
	30 8171 10933
	31 6297 7116
	32 616 7146
	33 5142 9761
	34 10377 8138
	35 7616 5811
	0 7285 9863
	1 7764 10867
	2 12343 9019

21 10243 12278
22 7070 4397
23 12271 3887
24 11980 6836
25 9514 4356
26 7137 10281
27 11881 2526
28 1969 11477
29 3044 10921
30 2236 8724
31 9104 6340
32 7342 8582
33 11675 10405
34 6467 12775
35 3186 12198
0 9621 11445
1 7486 5611
2 4319 4879
3 2196 344
4 7527 6650
5 10693 2440
6 6755 2706
7 5144 5998
8 11043 8033
9 4846 4435
10 4157 9228
11 12270 6562
12 11954 7592
13 7420 2592
14 8810 9636
15 689 5430
16 920 1304
17 1253 11934
18 9559 6016
19 312 7589
20 4439 4197
21 4002 9555
22 12232 7779
23 1494 8782
24 10749 3969

3 4414 8331
4 3464 642
5 6960 2039
6 786 3021
7 710 2086
8 7423 5601
9 8120 4885
10 12385 11990
11 9739 10034
12 424 10162
13 1347 7597
14 1450 112
15 7965 8478
16 8945 7397
17 6590 8316
18 6838 9011
19 6174 9410
20 255 113
21 6197 5835
22 12902 3844
23 4377 3505
24 5478 8672
25 4453 2132
26 9724 1380
27 12131 11526
28 12323 9511
29 8231 1752
30 497 9022
31 9288 3080
32 2481 7515
33 2696 268
34 4023 12341
35 7108 5553

25 4368 3479 26 6316 5342 27 2455 3493 28 12157 7405 29 6598 11495 30 11805 4455 31 9625 2090 32 4731 2321 33 3578 2608 34 8504 1849 35 4027 1151	

付表 A.3. 符号化率 5/6 (N_{ldpc}= 64 800)

0 4362 416 8909 4156 3216 3112 2560 2912 6405 8593 4969 6723	20 4766 2697	10 7868 5731
1 2479 1786 8978 3011 4339 9313 6397 2957 7288 5484 6031 10217	21 4069 6675	11 6121 10732
2 10175 9009 9889 3091 4985 7267 4092 8874 5671 2777 2189 8716	22 1117 1016	12 4843 9132
3 9052 4795 3924 3370 10058 1128 9996 10165 9360 4297 434 5138	23 5619 3085	13 580 9591
4 2379 7834 4835 2327 9843 804 329 8353 7167 3070 1528 7311	24 8483 8400	14 6267 9290
5 3435 7871 348 3693 1876 6585 10340 7144 5870 2084 4052 2780	25 8255 394	15 3009 2268
6 3917 3111 3476 1304 10331 5939 5199 1611 1991 699 8316 9960	26 6338 5042	16 195 2419
7 6883 3237 1717 10752 7891 9764 4745 3888 10009 4176 4614 1567	27 6174 5119	17 8016 1557
8 10587 2195 1689 2968 5420 2580 2883 6496 111 6023 1024 4449	28 7203 1989	18 1516 9195
9 3786 8593 2074 3321 5057 1450 3840 5444 6572 3094 9892 1512	29 1781 5174	19 8062 9064
10 8548 1848 10372 4585 7313 6536 6379 1766 9462 2456 5606 9975	0 1464 3559	20 2095 8968
11 8204 10593 7935 3636 3882 394 5968 8561 2395 7289 9267 9978	1 3376 4214	21 753 7326
12 7795 74 1633 9542 6867 7352 6417 7568 10623 725 2531 9115	2 7238 67	22 6291 3833
13 7151 2482 4260 5003 10105 7419 9203 6691 8798 2092 8263 3755	3 10595 8831	23 2614 7844
14 3600 570 4527 200 9718 6771 1995 8902 5446 768 1103 6520	4 1221 6513	24 2303 646
15 6304 7621	5 5300 4652	25 2075 611
16 6498 9209	6 1429 9749	26 4687 362
17 7293 6786	7 7878 5131	27 8684 9940
18 5950 1708	8 4435 10284	28 4830 2065
19 8521 1793	9 6331 5507	29 7038 1363
20 6174 7854	10 6662 4941	0 1769 7837
21 9773 1190	11 9614 10238	1 3801 1689
22 9517 10268	12 8400 8025	2 10070 2359
23 2181 9349	13 9156 5630	3 3667 9918
	14 7067 8878	4 1914 6920
	15 9027 3415	5 4244 5669
	16 1690 3866	6 10245 7821
	17 2854 8469	7 7648 3944
	18 6206 630	8 3310 5488
	19 363 5453	9 6346 9666
	20 4125 7008	10 7088 6122
	21 1612 6702	11 1291 7827
	22 9069 9226	12 10592 8945
	23 5767 4060	13 3609 7120
	24 3743 9237	14 9168 9112
	25 7018 5572	15 6203 8052
	26 8892 4536	16 3330 2895
	27 853 6064	17 4264 10563
	28 8069 5893	18 10556 6496

24 1949 5560	29 2051 2885	19 8807 7645
25 1556 555	0 10691 3153	20 1999 4530
26 8600 3827	1 3602 4055	21 9202 6818
27 5072 1057	2 328 1717	22 3403 1734
28 7928 3542	3 2219 9299	23 2106 9023
29 3226 3762	4 1939 7898	24 6881 3883
0 7045 2420	5 617 206	25 3895 2171
1 9645 2641	6 8544 1374	26 4062 6424
2 2774 2452	7 10676 3240	27 3755 9536
3 5331 2031	8 6672 9489	28 4683 2131
4 9400 7503	9 3170 7457	29 7347 8027
5 1850 2338		
6 10456 9774		
7 1692 9276		
8 10037 4038		
9 3964 338		
10 2640 5087		
11 858 3473		
12 5582 5683		
13 9523 916		
14 4107 1559		
15 4506 3491		
16 8191 4182		
17 10192 6157		
18 5668 3305		
19 3449 1540		

付表 A.4. 符号化率 9/10 (N_{ldpc} = 64 800)

0 5611 2563 2900	17 3216	16 6296	15 1263 293	14 3267 649
1 5220 3143 4813	2178	2583	16 5949	15 6236 593
2 2481 834 81	0 4165 884	17 1457	4665	16 646 2948
3 6265 4064 4265	1 2896	903	17 4548	17 4213
4 1055 2914 5638	3744	0 855 4475	6380	1442
5 1734 2182 3315	2 874 2801	1 4097	0 3171 4690	0 5779 1596
6 3342 5678 2246	3 3423	3970	1 5204 2114	1 2403 1237
7 2185 552 3385	5579	2 4433	2 6384 5565	2 2217 1514
8 2615 236 5334	4 3404	4361	3 5722 1757	3 5609 716
9 1546 1755 3846	3552	3 5198 541	4 2805 6264	4 5155 3858
10 4154 5561 3142	5 2876	4 1146	5 1202 2616	5 1517 1312
11 4382 2957 5400	5515	4426	6 1018 3244	6 2554 3158
12 1209 5329 3179	6 516 1719	5 3202	7 4018 5289	7 5280 2643
13 1421 3528 6063	7 765 3631	2902	8 2257 3067	8 4990 1353
14 1480 1072 5398	8 5059	6 2724 525	9 2483 3073	9 5648 1170
15 3843 1777 4369	1441	7 1083	10 1196	10 1152
16 1334 2145 4163	9 5629 598	4124	5329	4366
17 2368 5055 260	10 5405	8 2326	11 649 3918	11 3561
0 6118 5405	473	6003	12 3791	5368
1 2994 4370	11 4724	9 5605	4581	12 3581
2 3405 1669	5210	5990	13 5028	1411
3 4640 5550	12 155	10 4376	3803	13 5647
4 1354 3921	1832	1579	14 3119	4661
5 117 1713	13 1689	11 4407	3506	14 1542
6 5425 2866	2229	984	15 4779 431	5401
7 6047 683	14 449 1164	12 1332	16 3888	15 5078
8 5616 2582	15 2308	6163	5510	2687
9 2108 1179	3088	13 5359	17 4387	16 316 1755
10 933 4921	16 1122 669	3975	4084	17 3392
11 5953 2261	17 2268	14 1907	0 5836 1692	1991
12 1430 4699	5758	1854	1 5126 1078	
13 5905 480	0 5878	15 3601	2 5721 6165	
14 4289 1846	2609	5748	3 3540 2499	
15 5374 6208	1 782 3359	16 6056	4 2225 6348	
16 1775 3476	2 1231	3266	5 1044 1484	
	4231	17 3322	6 6323 4042	
	3 4225	4085	7 1313 5603	
	2052	0 1768	8 1303 3496	
	4 4286	3244	9 3516 3639	

	3517 5 5531 3184 6 1935 4560 7 1174 131 8 3115 956 9 3129 1088 10 5238 4440 11 5722 4280 12 3540 375 13 191 2782 14 906 4432 15 3225 1111	1 2149 144 2 1589 4291 3 5154 1252 4 1855 5939 5 4820 2706 6 1475 3360 7 4266 693 8 4156 2018 9 2103 752 10 3710 3853 11 5123 931 12 6146 3323 13 1939 5002 14 5140 1437	10 5161 2293 11 4682 3845 12 3045 643 13 2818 2616	

付録 B （規定） Nldpc = 16,200 のパリティビット・アキュムレータのアドレス

本方式で採用する短縮 FEC フレームでの LDPC 符号の検査行列を定義する符号テーブルを付表 B. 1 ～付表 B.2 に示す。

付表 B.1. 符号化率 1/2 (N_{ldpc} = 16 200)

20 712 2386 6354 4061 1062 5045 5158	5 5924 290
21 2543 5748 4822 2348 3089 6328 5876	6 1467 4049
22 926 5701 269 3693 2438 3190 3507	7 7820 2242
23 2802 4520 3577 5324 1091 4667 4449	8 4606 3080
24 5140 2003 1263 4742 6497 1185 6202	9 4633 7877
0 4046 6934	10 3884 6868
1 2855 66	11 8935 4996
2 6694 212	12 3028 764
3 3439 1158	13 5988 1057
4 3850 4422	14 7411 3450

付表 B.2. 符号化率 4/5 (N_{ldpc} = 16 200)

5 896 1565	3 465 2552
6 2493 184	4 1038 2479
7 212 3210	5 1383 343
8 727 1339	6 94 236
9 3428 612	7 2619 121
0 2663 1947	8 1497 2774
1 230 2695	9 2116 1855
2 2025 2794	0 722 1584
3 3039 283	1 2767 1881
4 862 2889	2 2701 1610
5 376 2110	3 3283 1732
6 2034 2286	4 168 1099
7 951 2068	5 3074 243
8 3108 3542	6 3460 945
9 307 1421	7 2049 1746
0 2272 1197	8 566 1427
1 1800 3280	9 3545 1168
2 331 2308	

参　考　資　料

参考資料 1	TG1 実験結果報告書（J.382 方式、複数搬送波伝送方式）
参考資料 2	TG2 実験結果報告書（パススルー）
参考資料 3	ITU-T 勧告 J.382
参考資料 4	ETSI EN 302 769 V1.2.1(2011)（DVB-C2）
参考資料 5	ITU-T 勧告 J.183
参考資料 6	９月 SG9 会合資料（TD576R1 及び C59）
参考資料 7	衛星デジタル放送方式との比較

参考資料1

TG1 実験結果報告書(J.382)

平成２６年１２月２日

一般社団法人 日本ＣＡＴＶ技術協会

TG1 実験結果報告書(J.382)

目　次

1.　目的と試験対象 ……1

2.　J.382 方式の品質試験 ……2

2.1　J.382 の測定パラメータ ……2
2.2　放送信号の特性 ……4
2.3　受信信号レベル範囲 ……17
2.4　周波数許容偏差 ……20
2.5　白色雑音 CN 比特性 ……21
2.6　単一波妨害特性 ……23
2.7　隣接妨害に対する特性 ……27
2.7.1　J.382 信号同士の干渉 ……27
2.7.2　J.382　4096QAM(5/6)信号の被干渉 ……29
2.7.3　J.382　4096QAM(4/5)信号の被干渉 ……30
2.7.4　J.382　1024QAM(9/10)信号の被干渉 ……31
2.7.5　J.382　256QAM(9/10)信号の被干渉 ……32
2.7.6　J.382 信号から J.83C_64QAM への与干渉 ……33
2.7.7　J.382 信号から J.83C_256QAM への与干渉 ……36
2.7.8　J.382 信号から ISDB-T_OFDM への与干渉 ……39
2.8　反射波妨害特性 ……42
2.9　多チャンネル妨害歪特性 ……45
2.10　帯域内周波数偏差特性 ……49
2.11　ハム変調特性 ……51
2.12　J.382 のスペクトルマスク ……53
2.12.1　64QAM (DOCSIS　J.112 AnnexB) 信号の測定 ……53
2.12.2　256QAM (DOCSIS　J.112 AnnexB) 信号の測定 ……58
2.12.3　J.382 への通信信号による隣接チャンネル被干渉 ……63
2.12.4　J.382 放送信号のスペクトルマスク特性 ……66
2.13　試験結果のまとめ ……70

3.　技術調査実施環境 ……71

3.1　試験設備の構成 ……71
3.2　実験に使用した場所・実験日および測定器 ……72

4.　フィールド実験 ……73

4.1　フィールド実験実施日程と試験環境 ……73
4.1.1　試験日程 ……73
4.1.2　フィールド実験方法 ……73

4.2 ヘッドエンド予備実験 ……74
4.3 フィールド(ケーブルテレビ HFC ネットワーク)伝送実験 ……77
4.4 その他 ……82
4.4.1 実験機材一覧 ……82
4.4.2 実験風景 ……82
付録 1 所要 CN 比の算出方法 ……83

1. 目的と試験対象

ケーブルテレビ伝送技術の高度化のために、平成 26 年 3 月 25 日に情報通信審議会より答申された「超高精細度テレビジョン放送システムの衛星放送に関する技術的条件」に基づく衛星基幹放送の再放送用トランスモジュレーション方式について、有線一般放送の品質に関する技術基準（平成 25 年総務省令第 7 号)に追加すべき品質基準を決定するために必要な試験を行う。

伝送符号化方式は、高度なデジタル有線テレビジョン放送方式の ITU-T J.382 方式を使用する。本提案方式では、伝送路符号化方式の 6MHz の 1 帯域（16QAM, 64QAM, 256QAM, 1024QAM, 4096QAM）の伝送容量を超えるストリーム（TS もしくは TLV, GSE）を PLP バンドリング方式により、複数の帯域を連結使用して、1 つの PLP を複数のデータスライス（DS）に分割伝送し、受信機で合成する方式を利用することができる。このことを考慮して、本実験では、6MHz の 1 帯域信号と PLP バンドリングを使用した 12MHz 帯域の信号について行うこととする。

注) PLP：物理レイヤーパイプ 、DS：Data Sliceの略

2. J.382 方式の品質試験

衛星基幹放送等の再放送用に用いるトランスモジュレーション方式及び自主放送方式対象とする伝送路符号化方式として、J.382 方式のうち、6MHz システムの適用を想定し、伝送品質の検討を行った。

2.1 J.382 の測定パラメータ

本実験を行う J.382 のパラメータは、表 2.1 のものを使用する。

表 2.1 J.382 の測定パラメータ

パラメータ	選択肢	備考
FEC符号長	Normal Code(符号長64800) ~~Short Code(符号長16200)~~	放送に主に使用されるNormal Codeを選択
FEC符号化率	~~2/3, 3/4,~~ 4/5, 5/6, 9/10(Normal Code) ~~1/2,2/3,3/4,4/5,5/6,8/9(Short Code)~~	Nomal Codeの組合せ ・256QAM :9/10 ・1024QAM :9/10 ・4096QAM : 4/5、5/6(一部) ・4096QAM :9/10(C/Nのみ測定)
変調方式	~~16QAM, 64QAM,~~ 256QAM, 1024QAM, 4096QAM	
時間インターリーブ	~~なし~~、4, ~~8, 16~~ symbol	実環境におけるバーストノイズの状況を鑑み深さ4程度で妥当との判断をし、4で測定をする。
ガードインターバル	~~1/64~~, 1/128	ガードインターバルは、システムの遅延時間が3μs以下と想定して、1/128、4.66μsとした。 尚、**反射は1/64:9.33μs**も測定する。

1) FEC 符号長は、放送に主に使用される Normal Code を選択して行なう。

2) 変調方式と FEC 符号率の組み合わせとしては、デジタル有線テレビジョン放送 64QAM および 256QAM と同等の所要 CN 比となる 256QAM(9/10)と 1024QAM(9/10)について測定を行なう。高度広帯域衛星 16APSK(7/9)の 100Mbps の信号にトランスモジュレーションに利用する 4096QAM(4/5)について測定を行い、1DS／6MHz と 2DS／12MHz について評価を行なう。更に、大容量伝送が可能な 4096QAM(5/6)と 4096QAM(9/10)についても評価を行なう。

3) 主たる目的を達成するため，256QAM，1024QAM， 4096QAM に特化した実験を行った。64QAM を利用する場合は、256QAM の伝送品質を確保することで伝送が可能である。

4)16QAM については、DS の変調には使用されず、L1 チャンネルの変調に利用されるため、256QAM 以上の伝送品質があれば問題なく伝送できるため、省略する。

5) 時間インターリーブは、深くした方が時間方向のダイバーシティが得られてバーストノイズ耐性が強化されるが、一方遅延時間増加とのトレードオフの関係となっている。実環境におけるバーストノイズの状況を鑑み深さ 4 程度で妥当との判断をし、4 で測定をする。

6) ガードインターバルは、有線一般放送の伝送設備の主たる反射波の遅延時間が 3μｓ以下と想定して、1/128（ガードインターバル期間：4.66μｓ）とした。尚、反射特性は 1/64（ガードインターバル期間：9.33μｓ）も測定する。

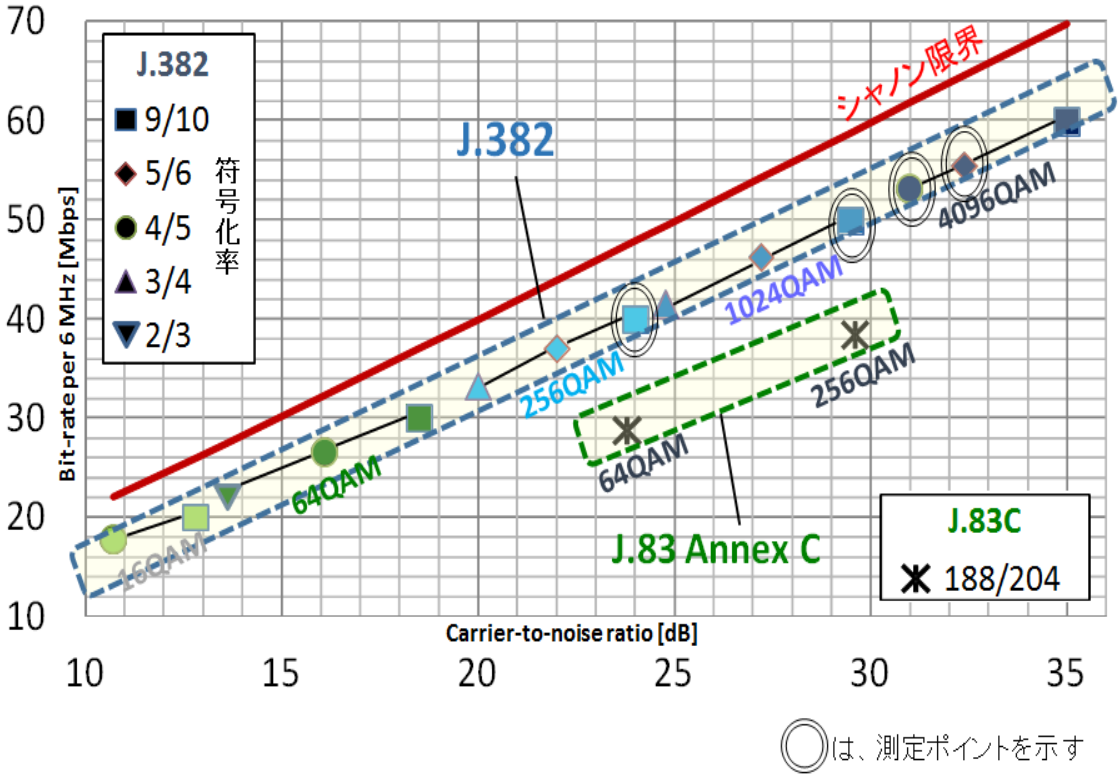


図 2.1　J.382 の所要 SN 比(理論値)と情報レート(6MHz システム)

また、本試験における各放送方式の受信機入力レベルは表 2.2 に示す値を基本に測定を行なう。

表 2.2　J.382 の測定受信機入力レベル

放送方式	変調方式	受信機入力レベル(dBμV)	備考
J.382	4096QAM (9/10)	72	
	4096QAM (5/6)	70	
	4096QAM (4/5)	68	
	1024QAM (9/10)	66	J.83C 256QAMと同じ
	256QAM (9/10)	60	J.83C 64QAMと同じ
J.83C	256QAM	66	
	64QAM	60	
ISDB−T	OFDM	60	

2.2　放送信号の特性

J.382 方式の品質試験に用いる放送信号である、J.382 信号、デジタル有線テレビジョン放送(64/256QAM) 信号、標準デジタルテレビジョン放送 (OFDM) 信号の信号レベル・信号スペクトラム特性 (帯域内・帯域外輻射レベル)・帯域幅について測定を行う。

J.382 信号については、基本 6MHz システムとし、6MHz 信号に併せて 8K 放送 (100Mbps の TS 信号) が伝送可能な 2 チャンネル連結した PLP バンドリング信号 (4096QAM(4/5)の 12MHz 信号) についても測定を行う。

1) 測定系統図

代表的に、J.382 信号の実験系統図を図 2.2-1 に示す。

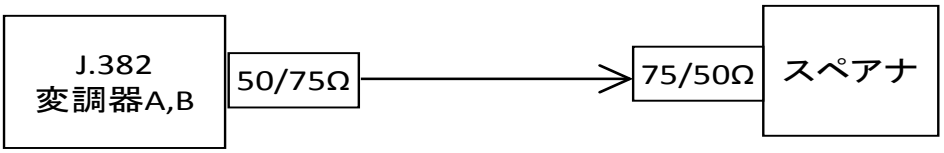


図 2.2-1　J.382 信号の信号レベル・帯域内・帯域幅および帯域外輻射レベルの実験系統図

2) 測定条件と測定値

測定条件や測定値を記入する表を表に示す。

図 2.2-1　測定信号と測定条件

項目	条件	変調器A	変調器B
信号レベル		90dBμV以上	90dBμV以上
帯域外輻射レベル注 1)		−63dB以下	−63dB以下
CN比	雑音付加なし		
スペアナ　スパン注 2)	10/20MHz		
分解能帯域幅(RBW)	30kHz		
映像帯域幅(VBW)	1kHz		
測定モード	平均値(rms)		
検波モード	SAMPLE		
アベレージ機能	30回以上		
チャンネルパワー帯域幅	方式毎に設定		

注 1) 周波数特性を考慮して 479/761MHz で測定を行う。帯域外輻射レベルは、測定周波数 479/761MHz の悪い方の値を記入する。

注2)　J.382(12MHz)のみ20MHzとする。

注3)　変調器Aは受信信号レベル範囲、周波数許容偏差、CN比特性、単一波信号妨害特性、隣接妨害特性の主信号および多チャンネル妨害特性の測定に使用し、変調器Bは反射波妨害特性、帯域内周波数偏差特性、ハム変調特性および隣接妨害特性の妨害波に使用する。

注4) 変調器Aについては、対域外 (fc ±4MHz) 付近にCHパワー値に対してDU比−75dBのスプリアス成分を含んでいるが、測定には影響を与えないことを確認した。

3) 測定結果

変調器 B の J.382 信号の波形スペクトルを測定する。

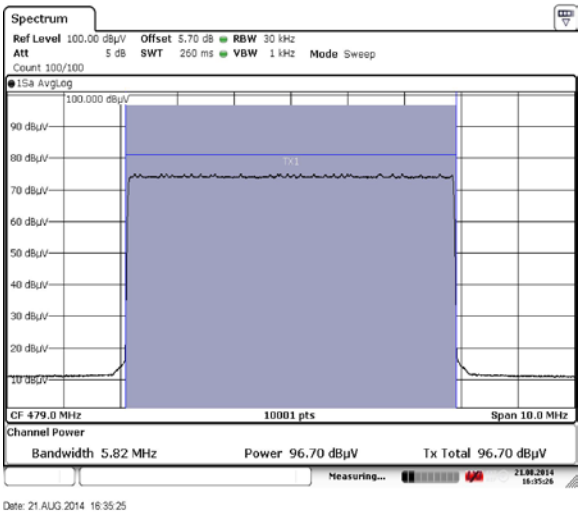


図 2.2-2 J.382 16QAM(4/5) U14(479MHz)

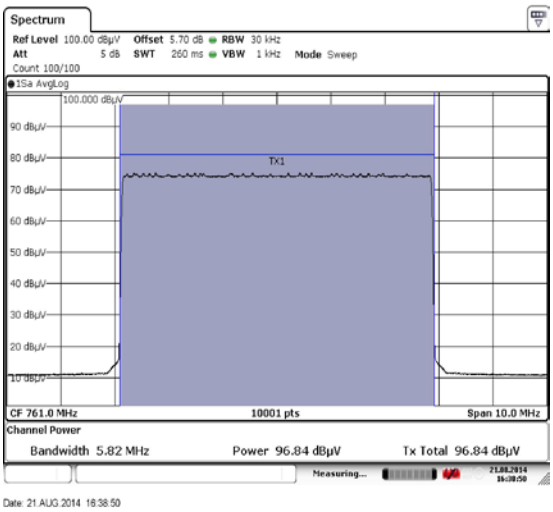


図 2.2-3 J.382 16QAM(4/5) U61(761MHz)

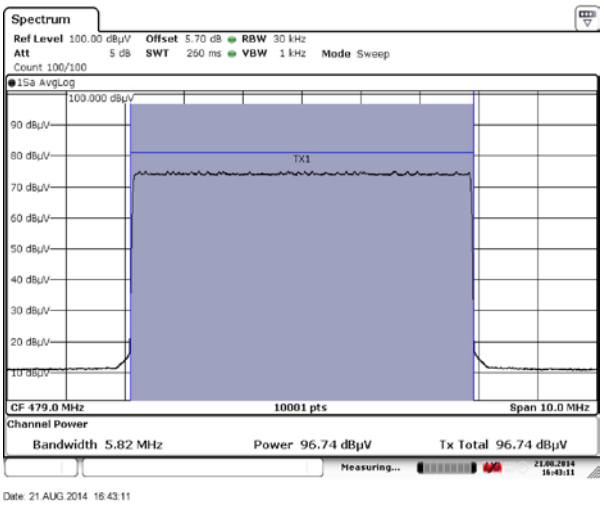


図 2.2-4 J.382 256QAM(9/10) U14(479MHz)

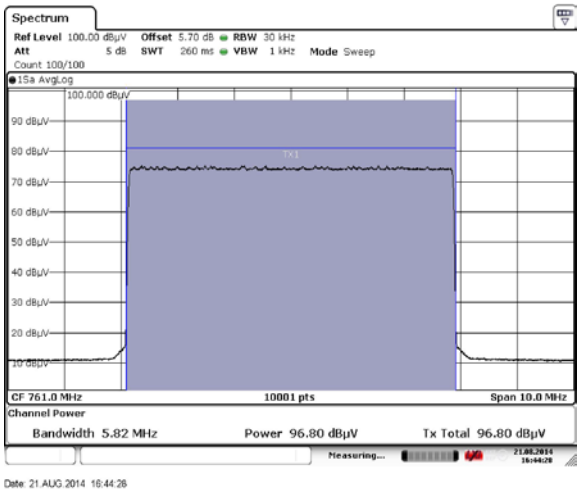


図 2.2-5 J.382 256QAM(9/10) U61(761MHz)

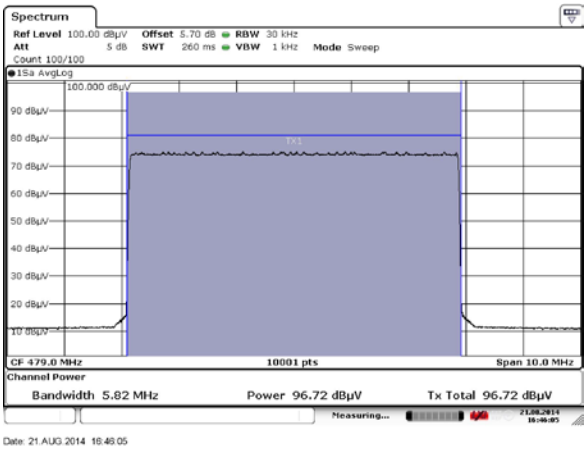


図 2.2-6　J.382　1024QAM(9/10)　U14(479MHz)

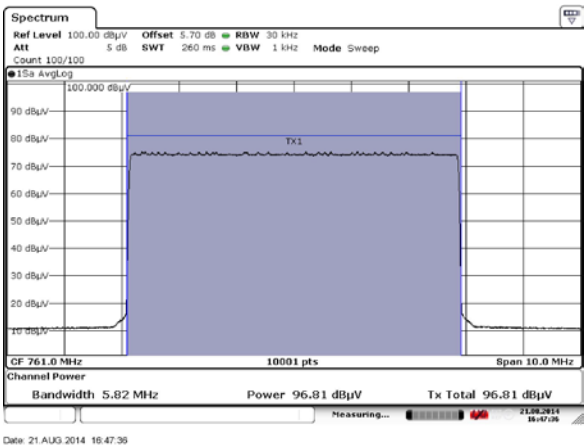


図 2.2-7　J.382　1024QAM(9/10)　U61(761MHz)

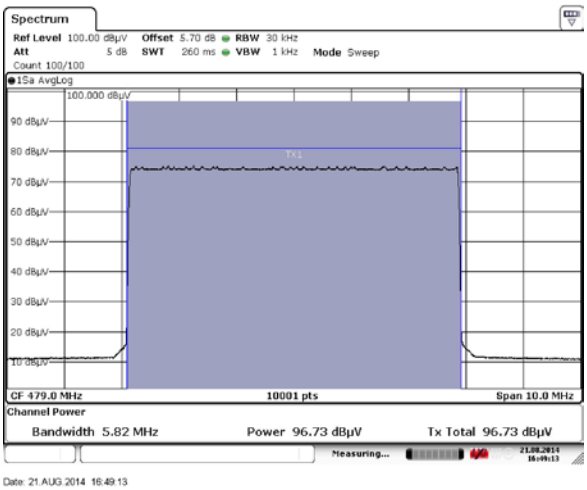


図 2.2-8　J.382　4096QAM(4/5)　U14(479MHz)

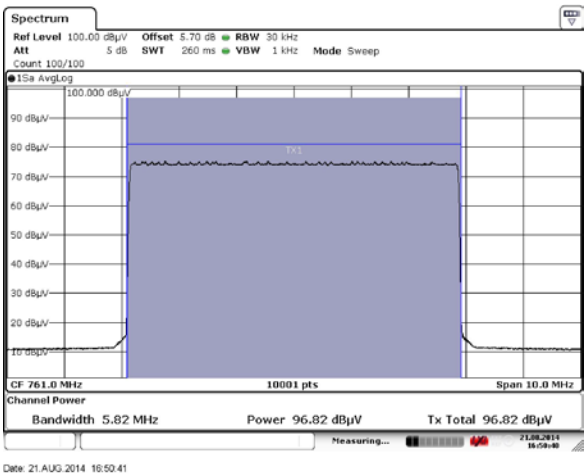


図 2.2-9　J.382　4096QAM(5/6)　U61(761MHz)

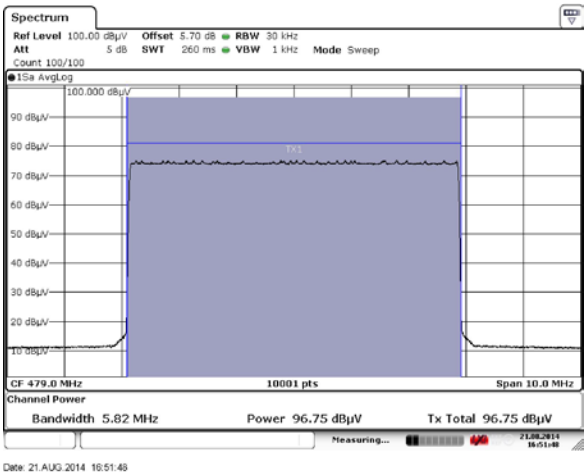


図 2.2-10　J.382　4096QAM(9/10)　U14(479MHz)

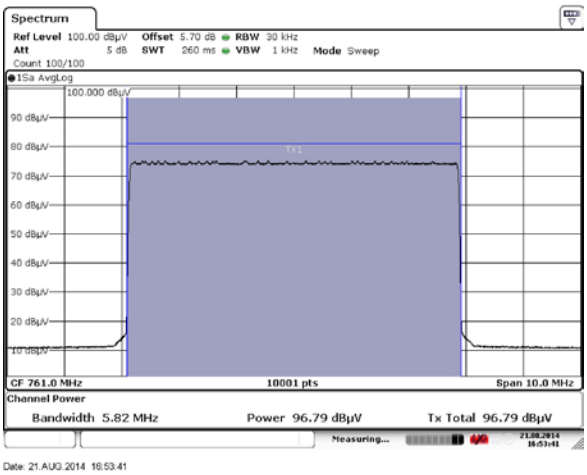


図 2.2-11　J.382　4096QAM(9/10)　U61(761MHz)

次に、放送方式を変えて、変調器 B の試験に使用するすべての放送方式の特性を測定する。

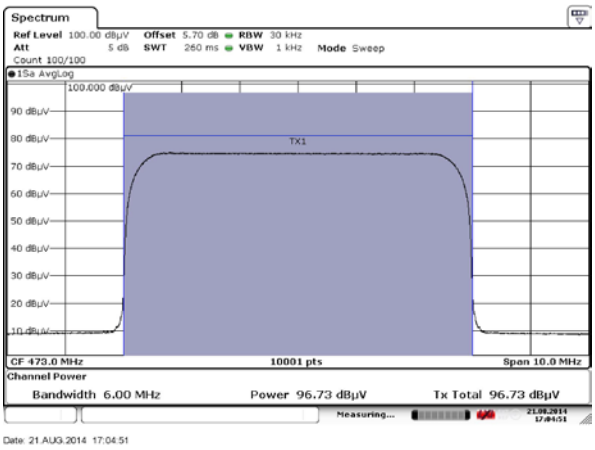


図 2.2-12　J.83C　64QAM　U13(473MHz)

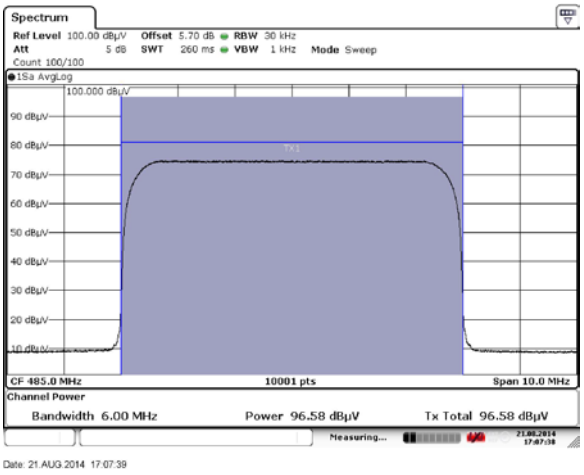


図 2.2-13　J.83C　64QAM　U15(485MHz)

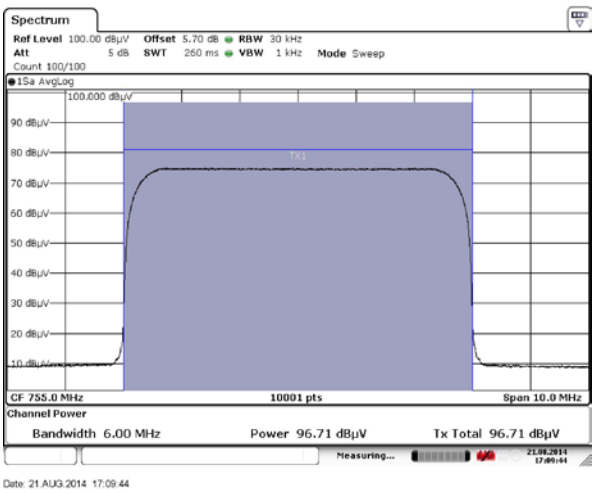


図 2.2-14　J.83C　64QAM　U60(755MHz)

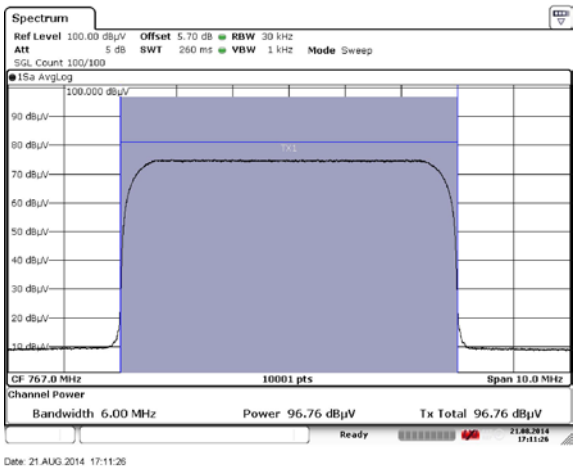


図 2.2-15　J.83C　64QAM　U62(767MHz)

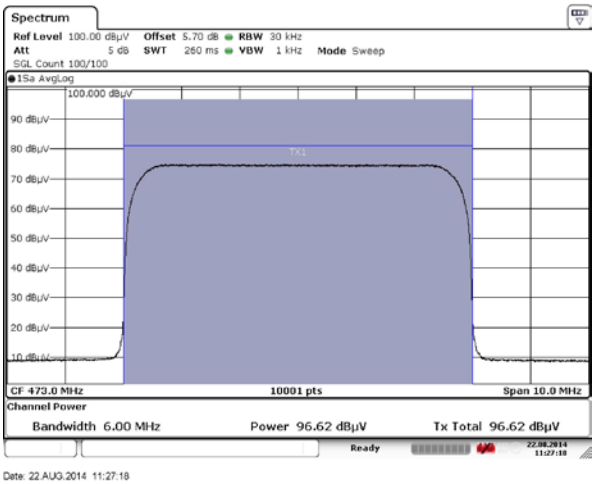


図 2.2-16　J.83C　256QAM　U13(473MHz)

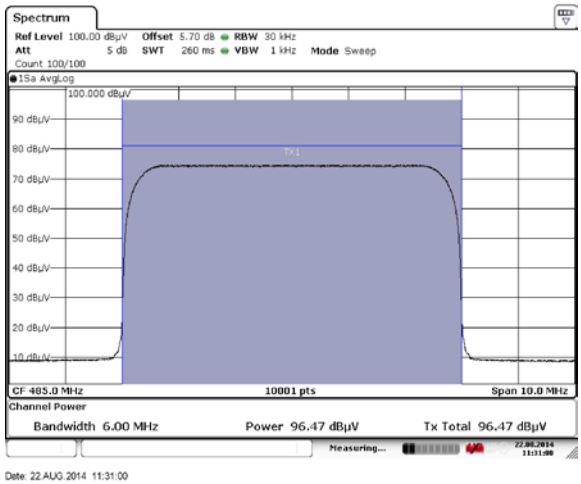


図 2.2-17　J.83C　256QAM　U15(485MHz)

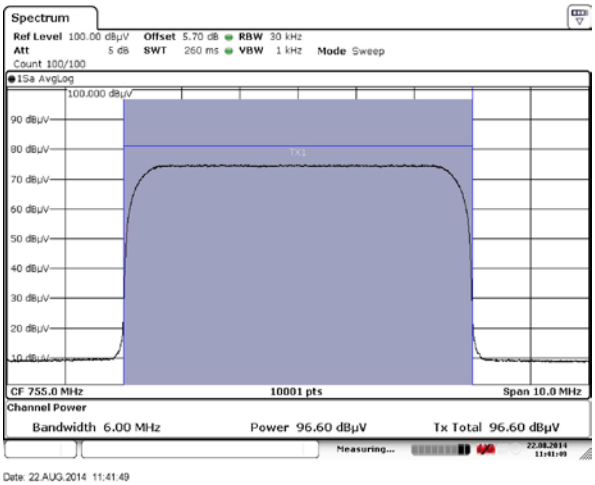


図 2.2-18　J.83C　256QAM　U60(755MHz)

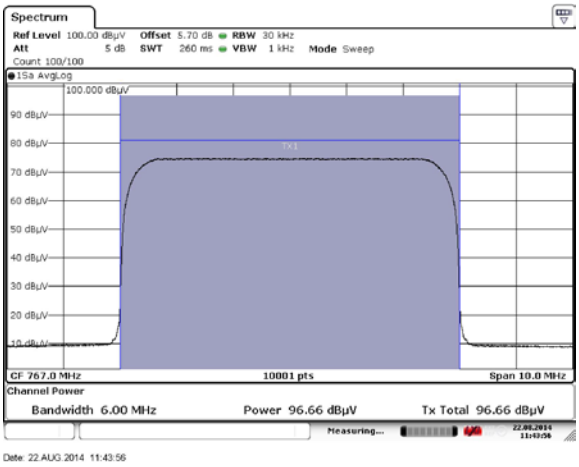


図 2.2-19　J.83C　256QAM　U62(767MHz)

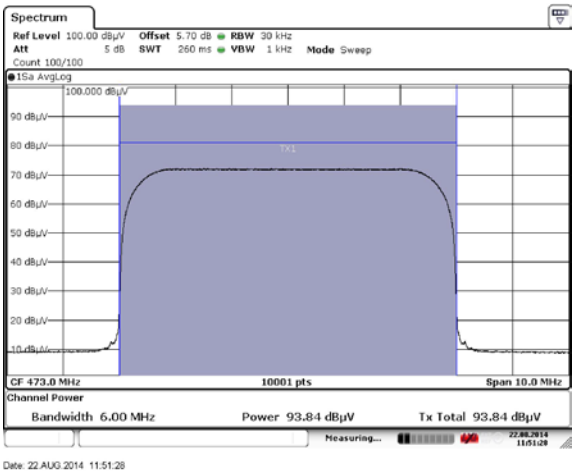


図 2.2-20　J.112B　64QAM　U13(473MHz)

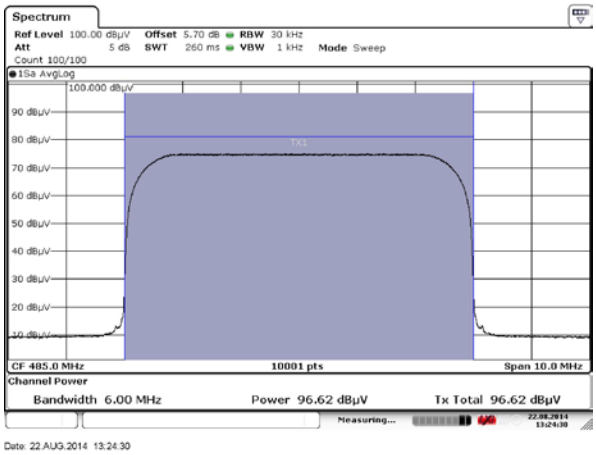


図 2.2-21　J.112B　64QAM　U15(485MHz)

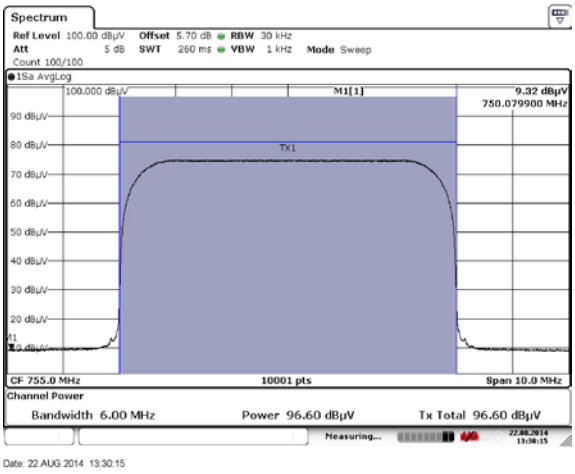


図 2.2-22　J.112B　64QAM　U60(755MHz)

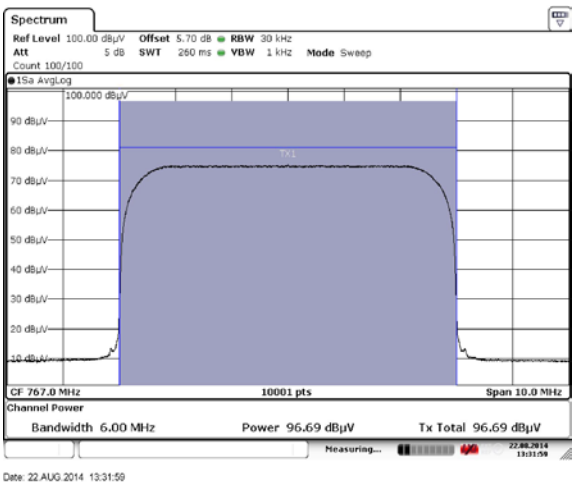


図 2.2-23　J.112B　64QAM　U62(767MHz)

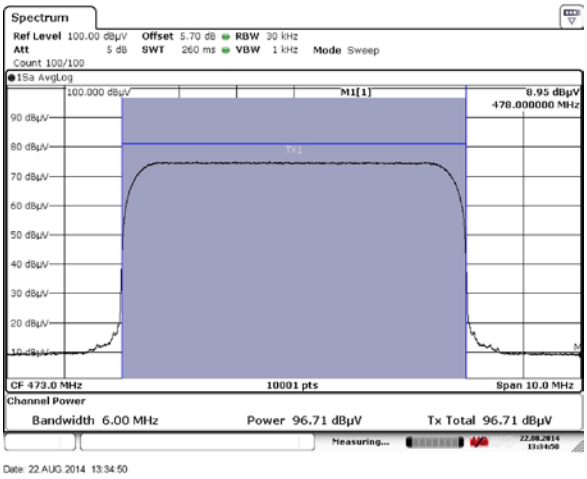


図 2.2-24　J.112B　256QAM　U13(473MHz)

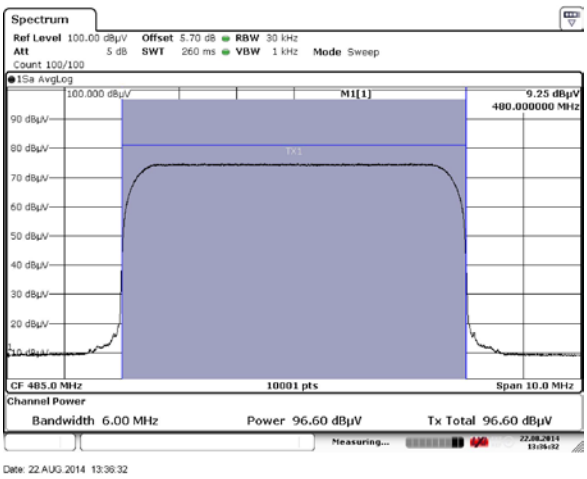


図 2.2-25　J.112B　256QAM　U15(485MHz)

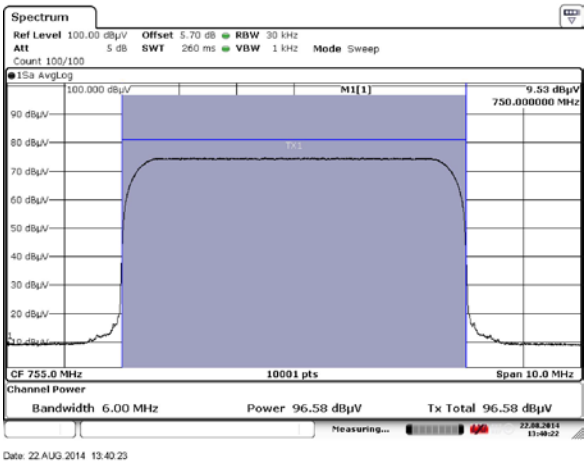


図 2.2-26　J.112B　256QAM　U60(755MHz)

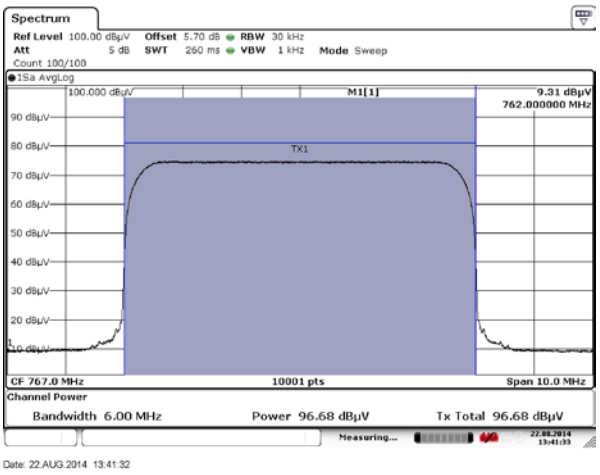


図 2.2-27　J.112B　256QAM　U62(767MHz)

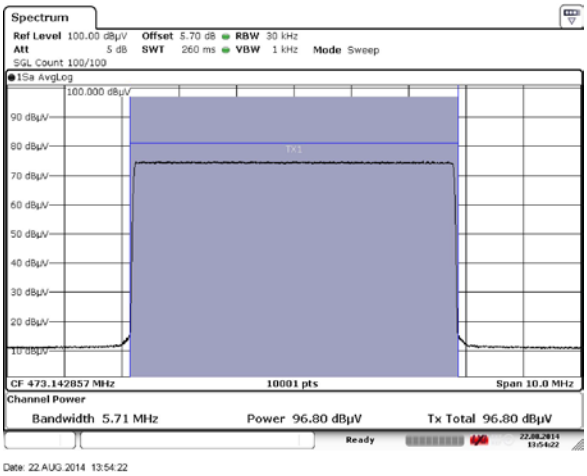


図 2.2-28　ISDB-T OFDM　U13(473.142857MHz)

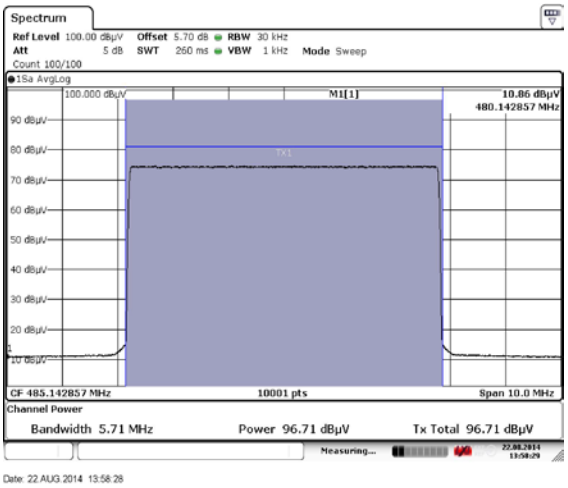


図 2.2-29　ISDB-T OFDM　U15(485.142857MHz)

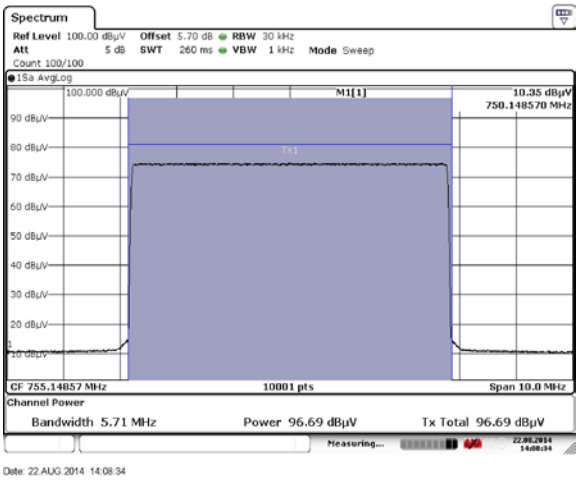


図 2.2-30　ISDB-T OFDM　U60(755.142857MHz)

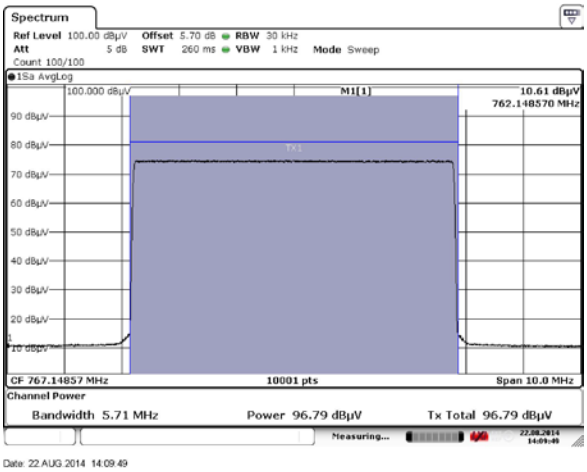


図 2.2-31　ISDB-T OFDM　U62(767.142857MHz)

変調器 A の J.382 信号の波形スペクトルを測定する。

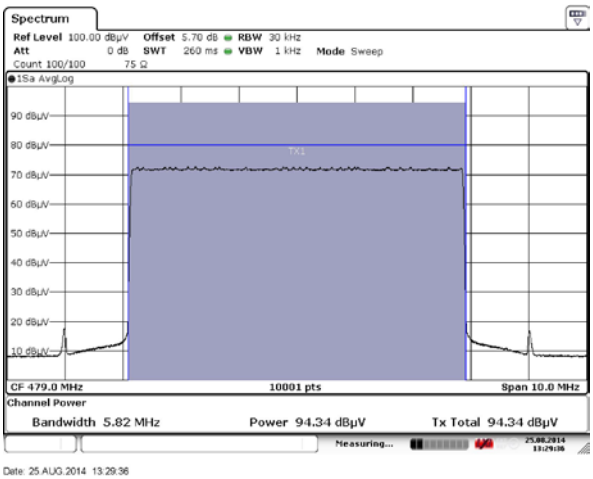


図 2.2-32　J.382　16QAM(4/5)　U14(479MHz)

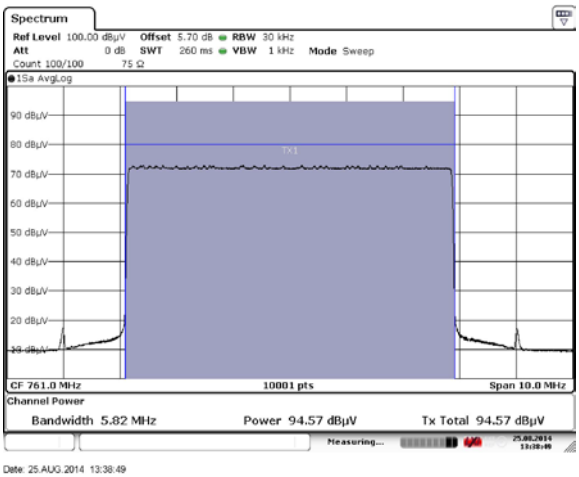


図 2.2-33　J.382　16QAM(4/5)　U61(761MHz)

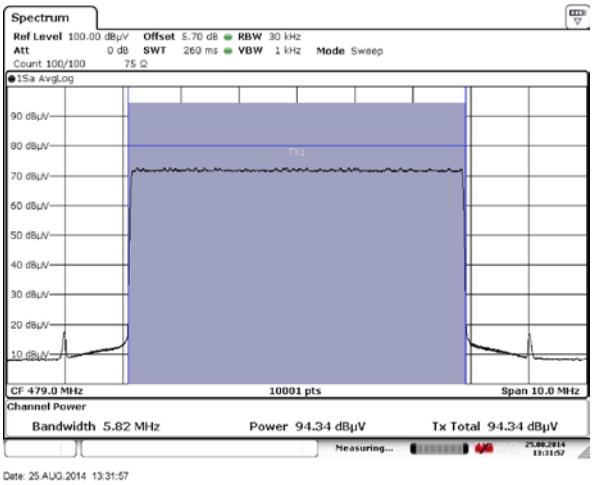


図 2.2-34　J.382　256QAM(9/10)　U14(479MHz)

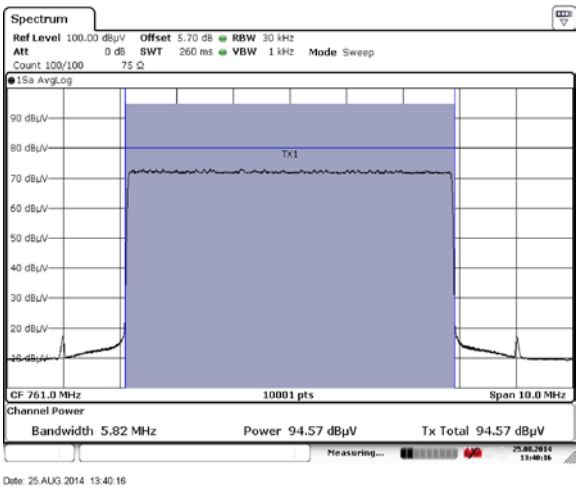


図 2.2-35　J.382　256QAM(9/10)　U61(761MHz)

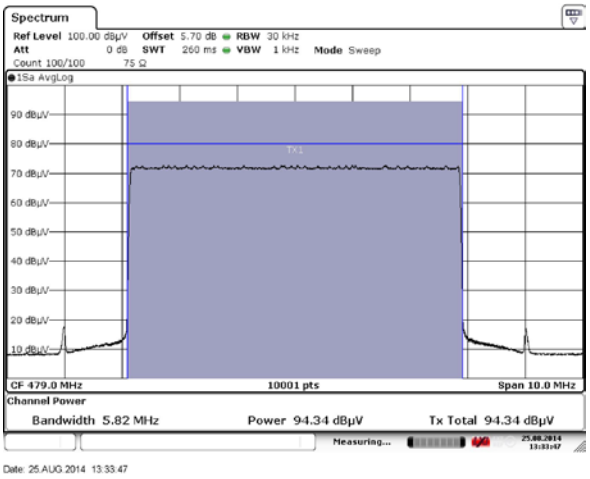


図 2.2-36　J.382　1024QAM(9/10)　U14(479MHz)

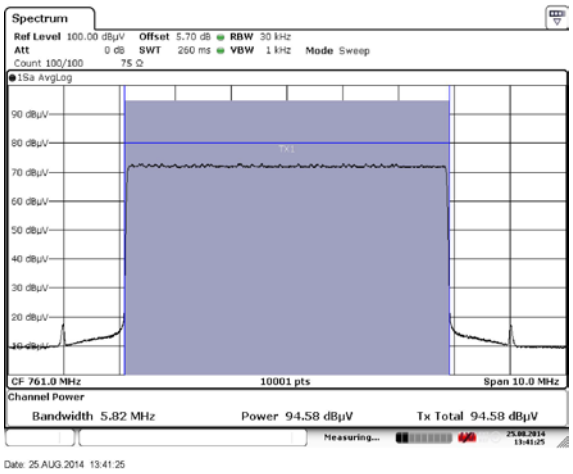


図 2.2-37　J.382　1024QAM(9/10)　U61(761MHz)

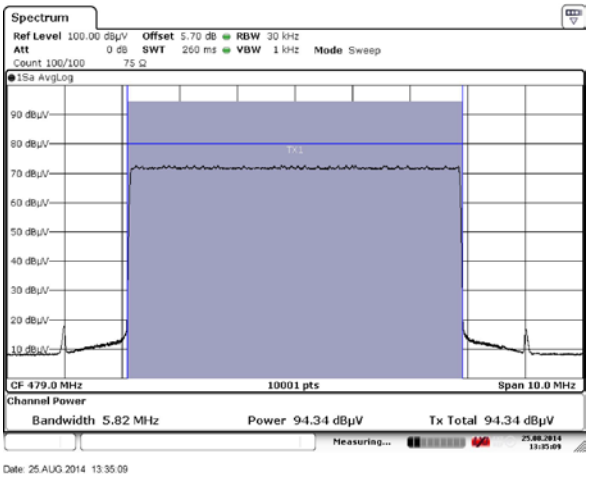


図 2.2-38　J.382　4096QAM(4/5)　U14(479MHz)

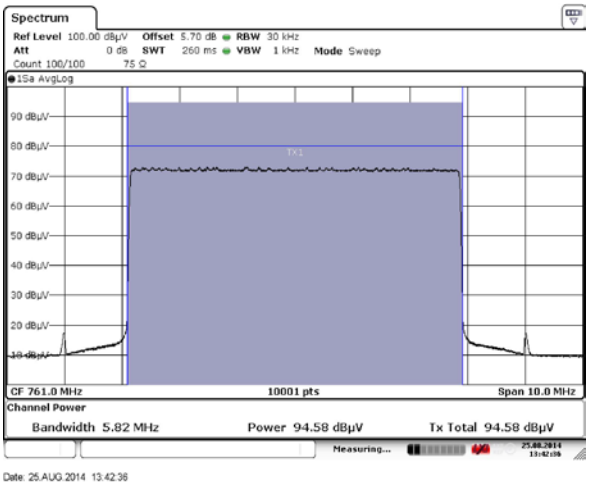


図 2.2-39　J.382　4096QAM(5/6)　U61(761MHz)

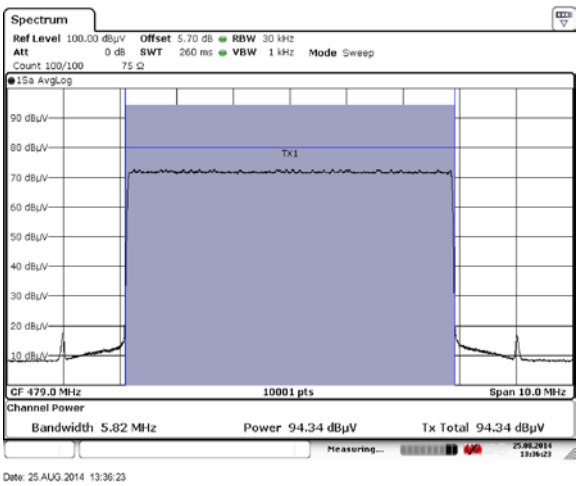


図 2.2-40　J.382　4096QAM(9/10)　U14(479MHz)

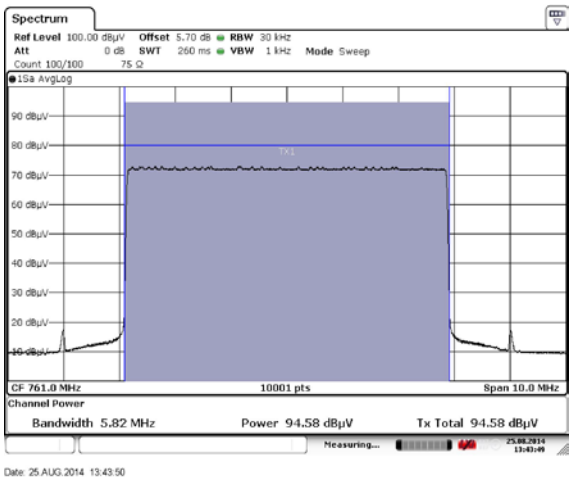
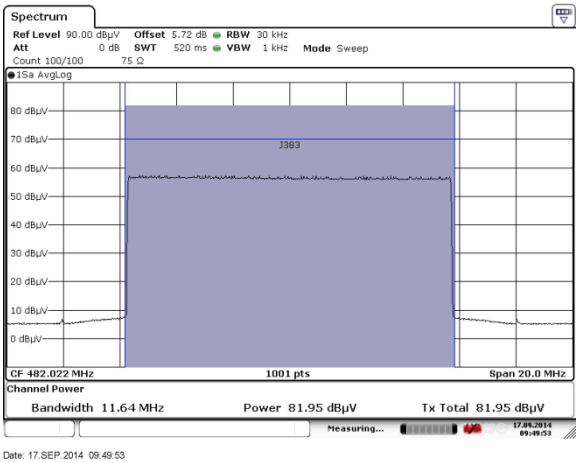


図 2.2-41　J.382　4096QAM(9/10)　U61(761MHz)

変調器 A での PLP バンドリング信号の波形スペクトルを測定する。



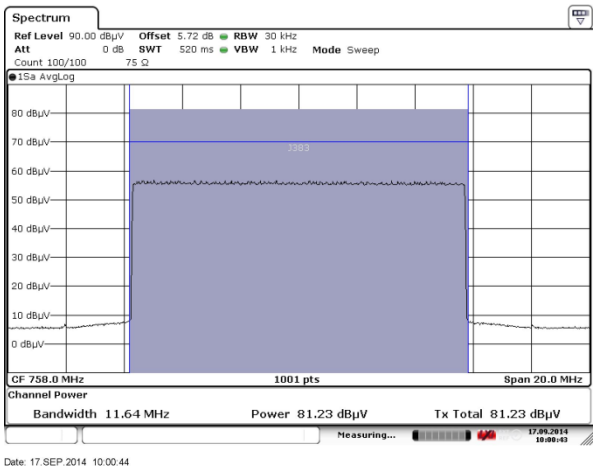
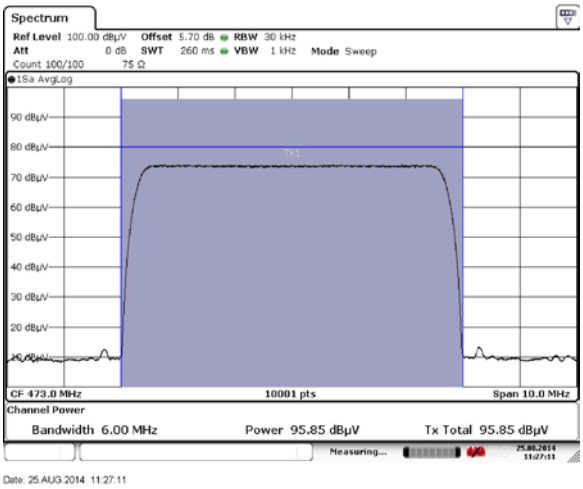


図 2.2-42　4096QAM-12MHz(9/10)　U14-15(482MHz)　図 2.2-43　4096QAM-12MHz(9/10)　U60-61(758MHz)

変調器 A でのその他放送信号の波形スペクトルを測定する。



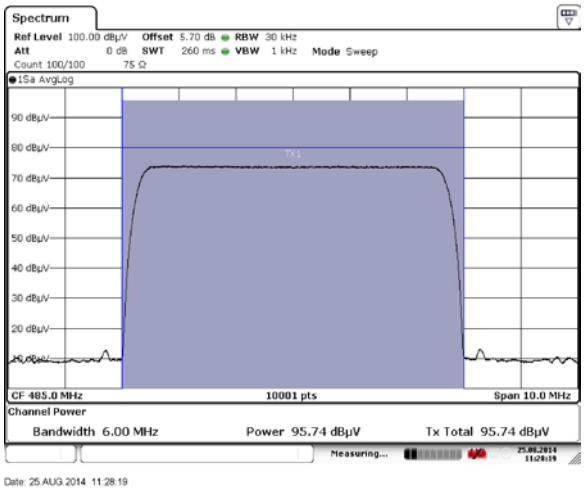
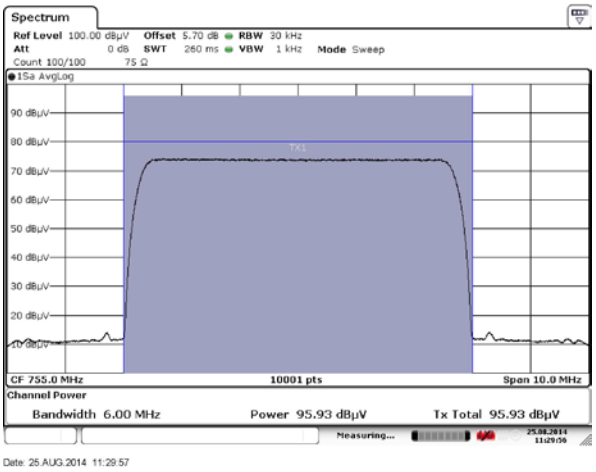


図 2.2-44　J.83C　64QAM　U13(473MHz)　図 2.2-45　J.83C　64QAM　U15(485MHz)



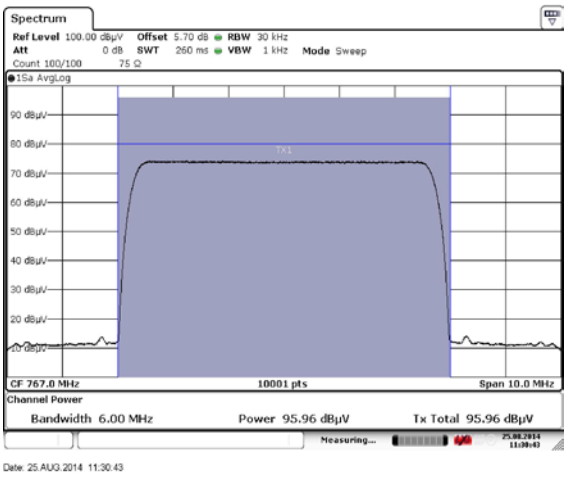


図 2.2-46　J.83C　64QAM　U60(755MHz)　図 2.2-47　J.83C　64QAM　U62(767MHz)

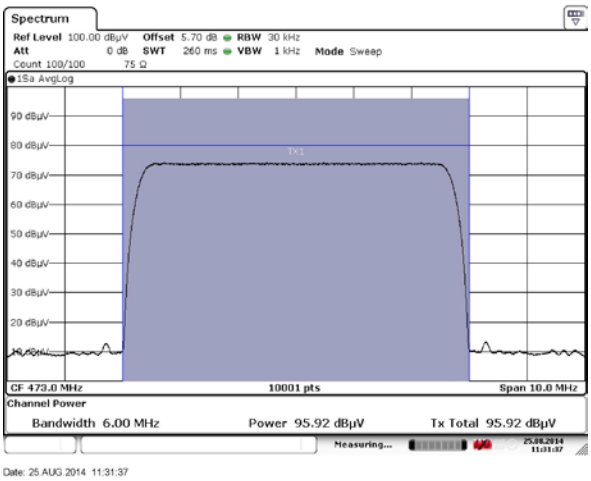


図 2.2-48　J.83C　256QAM　U13(473MHz)

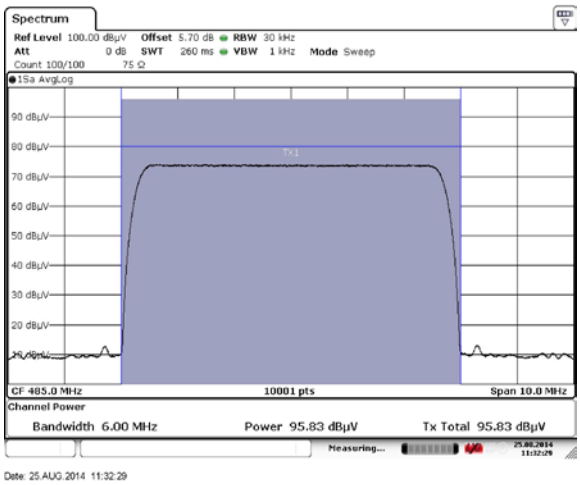


図 2.2-49　J.83C　256QAM　U15(485MHz)

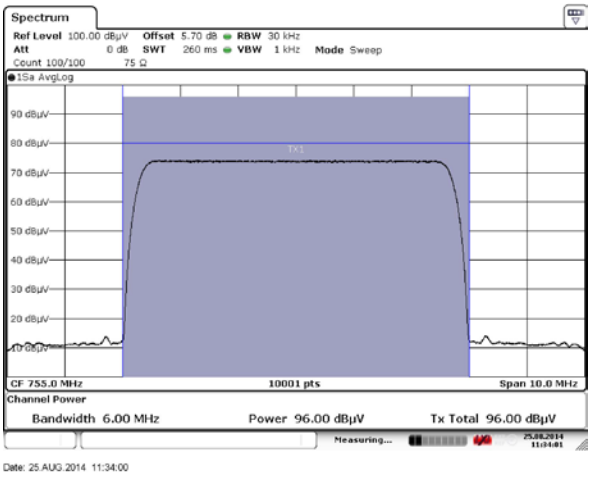


図 2.2-50　J.83C　256QAM　U60(755MHz)

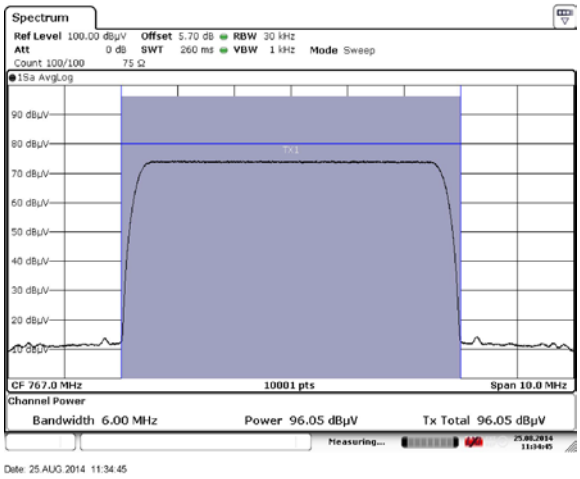


図 2.2-51　J.83C　256QAM　U62(767MHz)

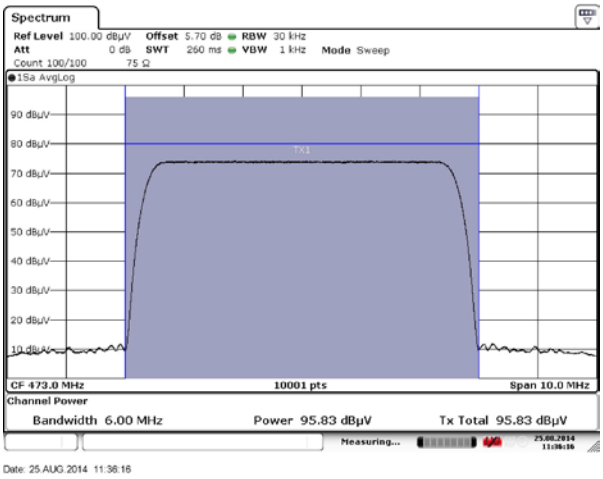


図 2.2-52　J.83B　64QAM　U13(473MHz)

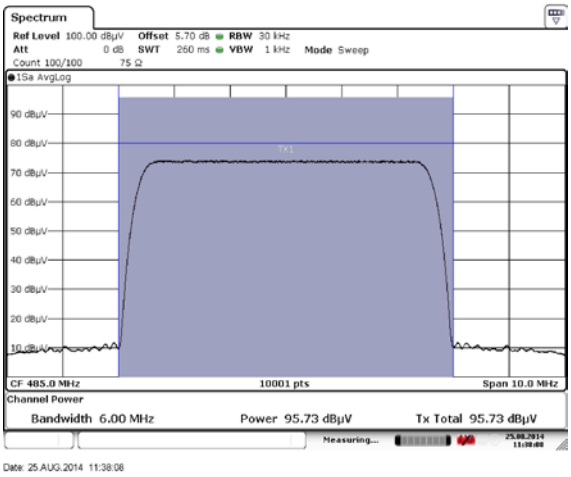


図 2.2-53　J.83B　64QAM　U15(485MHz)

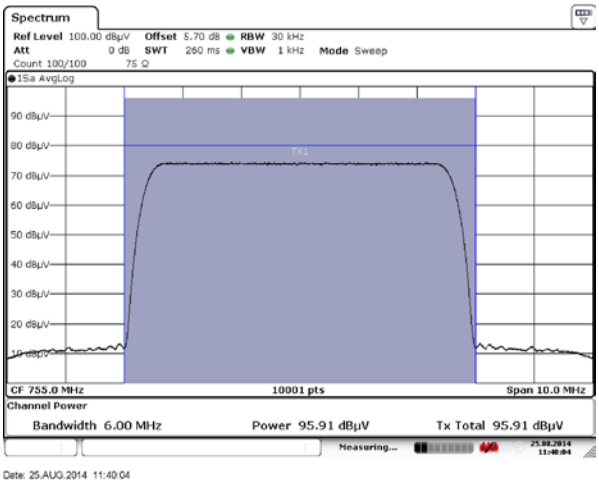


図 2.2-54　J.83B　64QAM　U60(755MHz)

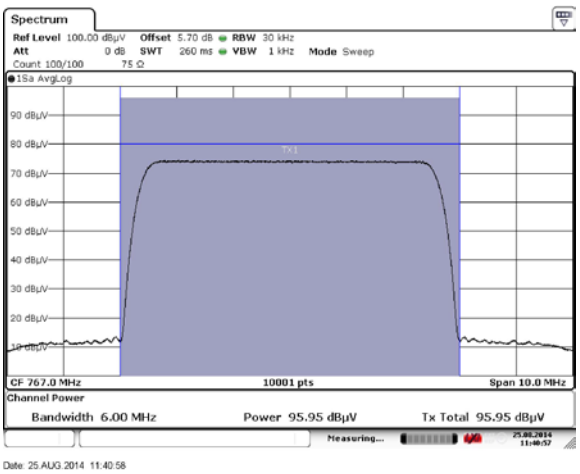


図 2.2-55　J.83B　64QAM　U62(767MHz)

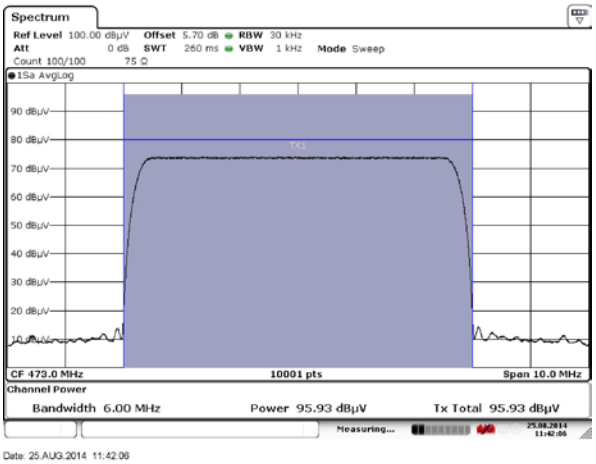


図 2.2-56　J.83B　256QAM　U13(473MHz)

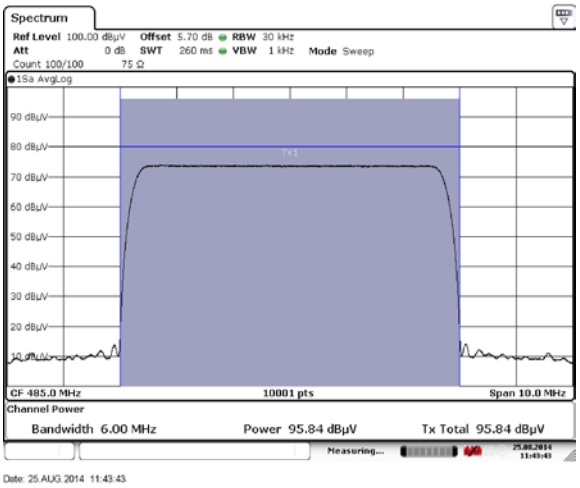


図 2.2-57　J.83B　256QAM　U15(485MHz)

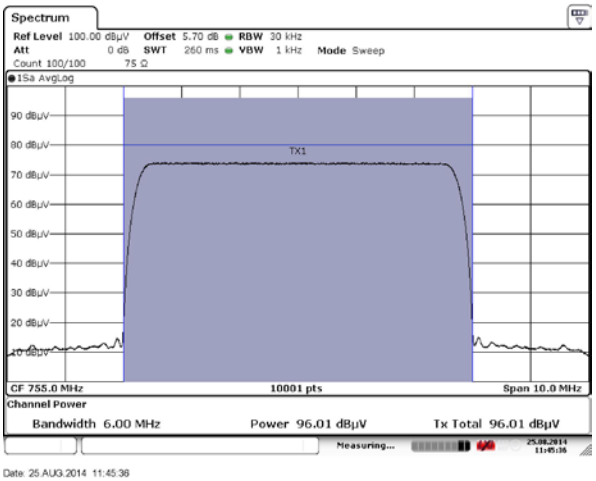


図 2.2-58　J.83B　256QAM　U60(755MHz)

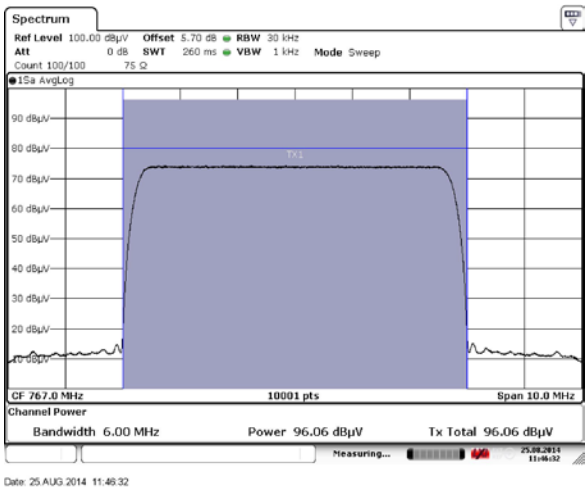


図 2.2-59　J.83B　256QAM　U62(767MHz)

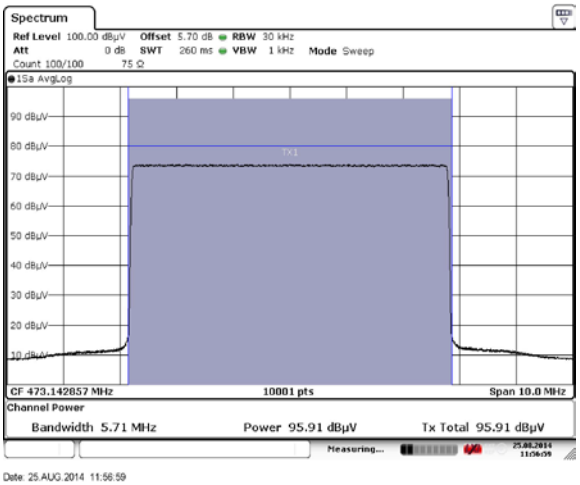


図 2.2-60　ISDB-T OFDM　U13(473.142857MHz)

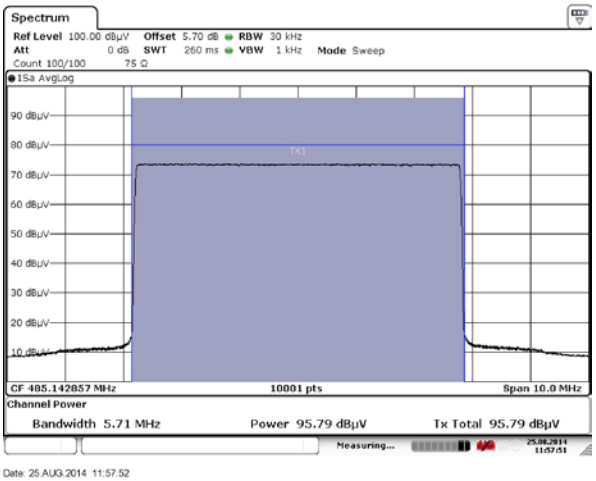


図 2.2-61　ISDB-T OFDM　U15(485.142857MHz)

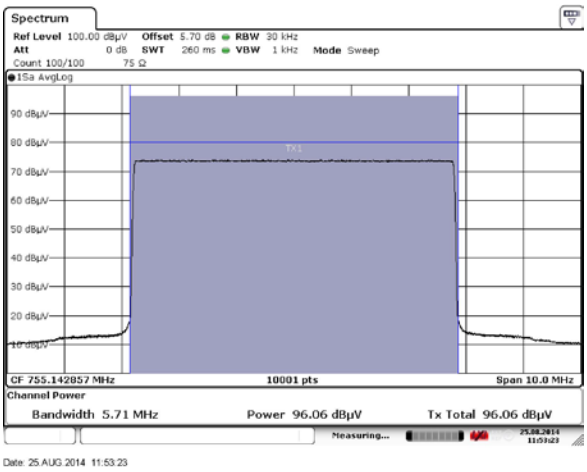


図 2.2-62　ISDB-T OFDM　U60(755.142857MHz)

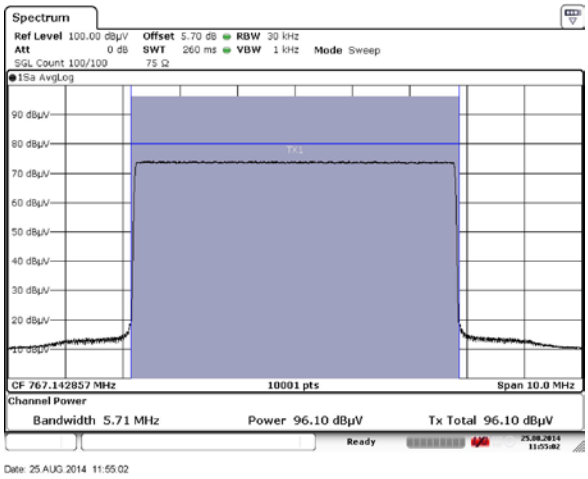


図 2.2-63　ISDB-T OFDM　U62(767.142857MHz)

変調器 A の J.382 信号を拡大して記載する。

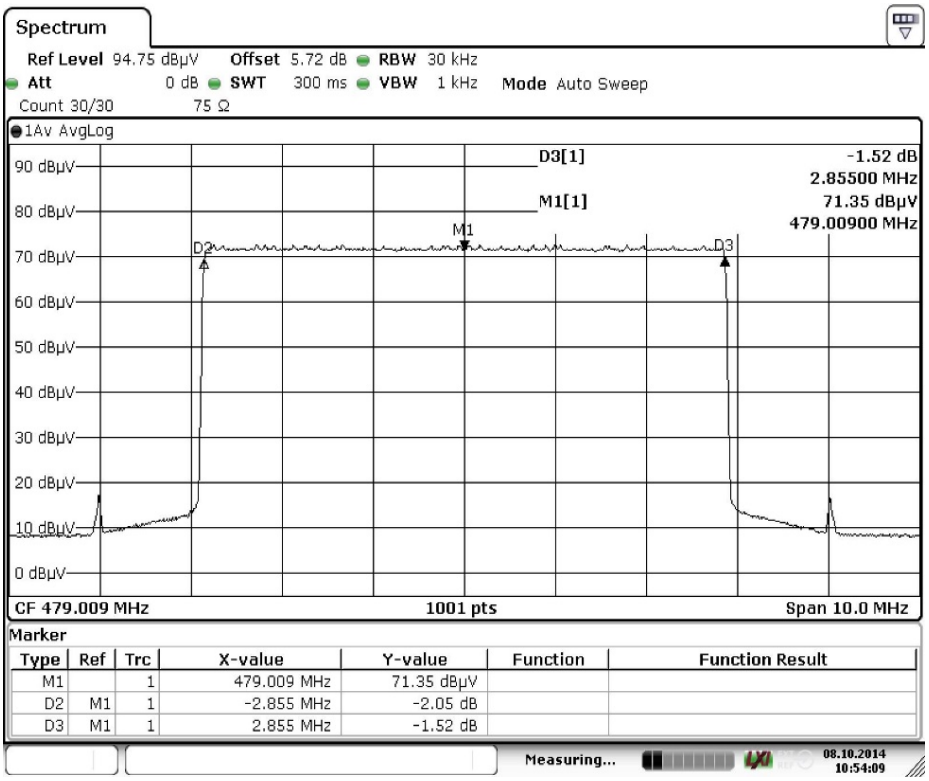


図 2.2-64　1DS　6MHz 伝送　4096QAM(4/5)　U14(479MHz)

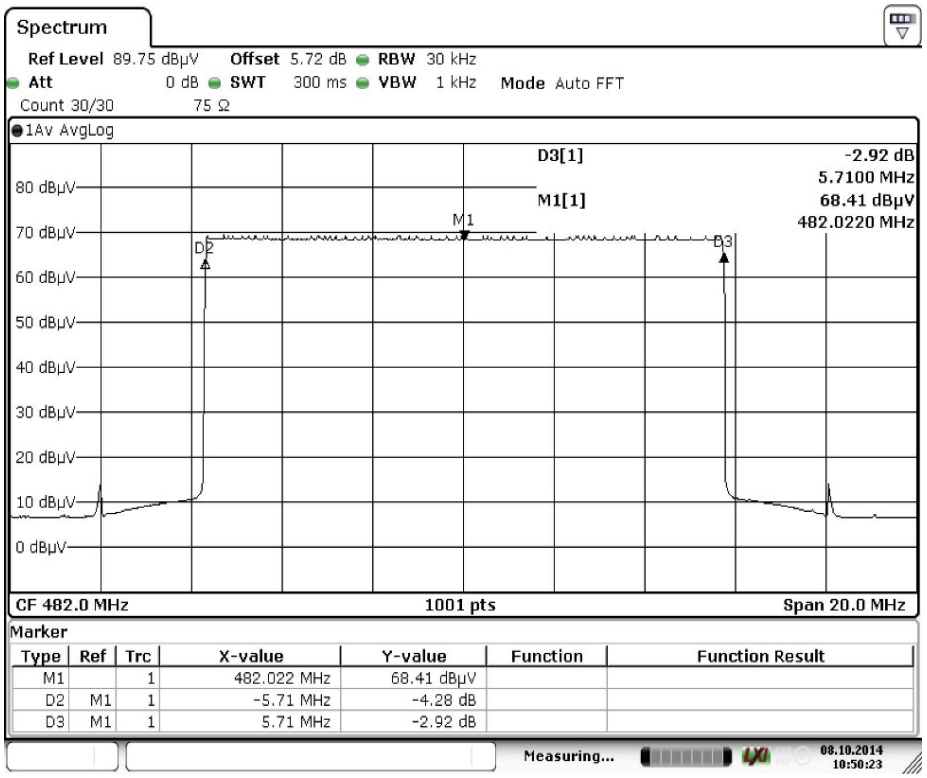


図 2.2-65　2DS 12MHz 伝送　4096QAM(4/5)（PLP バンドリング）

2.3　受信信号レベル範囲

J.382 の受信チューナ 1 を使用して、J.382 の受信チューナの入力レベルを変えてビットエラー率（以下、「BER」と略す）を測定し、疑似エラーフリー注）となる正常受信できる受信信号レベルの下限レベルを確認する。

注）疑似エラーフリー（QEF）とは、10^{10}ビットに相当する時間（J.382 の変調方式により異なる）の間にビット誤りがない状態をいう。これは、10^{-8}オーダーの BER に相当する状態として、情報通信審議会 情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書(「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」）でも使用された方法であり、BER = 1×10^{-11}との差は CN 比換算で約 0.3dB 程度となる。

1）測定系統図

実験系統図を図 2.3-1 に示す。

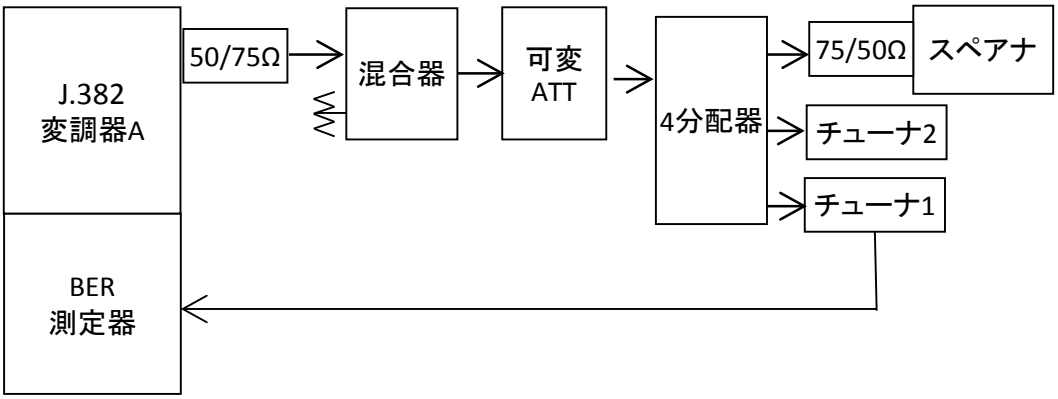


図 2.3-1　J.382 信号受信信号レベル範囲の実験系統図

2) 測定データ

J.382 チューナ 1 の受信レベル対 BER 特性の測定結果を表 2.3-1 に示す。

表 2.3-1 J.382 の受信レベル対 BER 特性

4096QAM 9/10									
受信周波数	479MHz								
入力レベル	(dBμV)	59.2	58.4	58	57.5	57.2	57	56.85	56.26
BER		QEF	1.00E-07	2.22E-06	1.14E-04	1.59E-04	4.92E-04	8.10E-04	アンロック
受信周波数	761MHz								
入力レベル	(dBμV)	60.1	58.4	58	57.5	57	56.5	56.4	
BER		QEF	2.16E-06	3.17E-05	1.60E-04	4.42E-04	1.96E-03	アンロック	
4096QAM 5/6									
受信周波数	479MHz								
入力レベル	(dBμV)	55.0	54.0						
BER		QEF	9.27E-07						
4096QAM 4/5									
受信周波数	479MHz								
入力レベル	(dBμV)	50.1	50	49.9	49.8	49.7			
BER		QEF	2.00E-05	8.14E-05	1.27E-04	アンロック			
受信周波数	761MHz								
入力レベル	(dBμV)	51.5	50.7	50.5	50.4	50.2	50	49.9	
BER		QEF	1.97E-06	2.13E-05	5.70E-05	4.53E-04	2.10E-03	アンロック	
1024QAM 9/10									
受信周波数	479MHz								
入力レベル	(dBμV)	48.0	47.3	47.2	47.1	47			
BER		QEF	3.60E-05	1.95E-04	1.04E-03	アンロック			
受信周波数	761MHz								
入力レベル	(dBμV)	48.2	47.7	47.6	47.5	47.4			
BER		QEF	1.25E-05	2.47E-04	1.45E-03	アンロック			
256QAM 4/5									
受信周波数	479MHz								
入力レベル	(dBμV)	42.0	41.5	41.4	41.3	41.2			
	BER	QEF	1.00E-05	1.35E-04	1.19E-03	アンロック			
受信周波数	761MHz								
入力レベル	(dBμV)	42.2	41.8	41.7	41.6				
	BER	QEF	1.80E-05	2.65E-04	アンロック				
		QEF: 疑似エラーフリー							

注 1) 周波数特性を考慮して 479/761MHz で測定を行う。

注 2) 測定はノイズ付加せずに測定している。

注 3) 右端(赤色)のところはアンロック状態を示す。

注 4) QEF は、 疑似エラーフリー状態を示す。

注 5) アンロックは、受信機の TS 再生が不能の状態を言う。

3)試験結果

測定結果より、J.382 の受信下限レベルを表 2.3-2 に示す。

表 2.3-2　J.382 の受信下限レベル

変調方式	受信下限レベル（dBμV）	備考
4096QAM (9/10)	60	ノイズ付加なし
4096QAM (5/6)	55	ノイズ付加なし
4096QAM (4/5)	52	ノイズ付加なし
1024QAM (9/10)	48	ノイズ付加なし
256QAM (9/10)	42	ノイズ付加なし

注 1) 測定周波数 479/761MHz の悪い方の値を記入する。

注 2) チューナ 1 の内部で、入力部分に 4 分配(損失 10.4dB)を内蔵している状態での測定値。

注 3) 受信上限レベルは測定していない。

2.4　周波数許容偏差

J.382 の受信チューナ 1 を使用して、変調器の周波数を変えて誤り訂正後に疑似エラーフリー注)の正常受信できる周波数許容偏差を測定する。

1) 測定系統図

実験系統図を図 2.4-1 に示す。

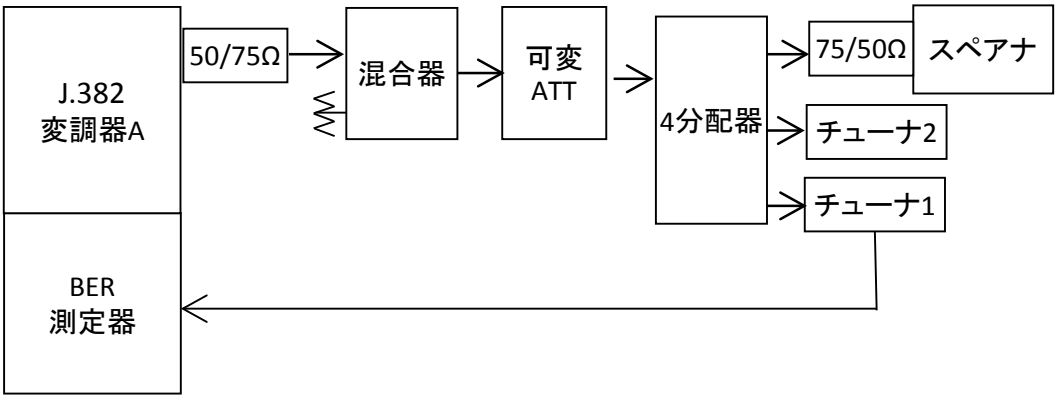


図 2.4-1　J.382 信号周波数許容偏差の実験系統図

2)測定データ

J.382 チューナ 1 の AFC 引き込み範囲の測定結果を表 2.4-1 に示す。

表 2.4-1　周波数許容偏差(AFC 引き込み範囲)

受信信号	中心周波数（MHz）	マイナス側	プラス側（kHz）
1DS/6MHz 4096QAM,1096QAM,256QA	479.003	−210	210
	758.004	−210	210
2DS・PLPﾊﾞﾝﾄﾞﾘﾝｸﾞ/12MHz 4096QAM(4/5)	482.024	−210	210
	758.004	−210	210

3) 試験結果

J.382 受信機としては　±200kHz 程度の AFC 引き込み範囲の性能を有しているが、システムトータルとしての隣接妨害等を考慮して周波数許容偏差を決定する必要がある。

2.5　白色雑音 CN 比特性

J.382の白色雑音(ガウスノイズ) CN比に対するデジタル放送信号のBER の評価のために実験を行う。なお、J.382方式の誤り訂正方式 (LDPC/BCH) は、リードソロモン (RS) 方式のように誤り訂正前の測定ができないため、誤り訂正後エラーフリーとなる1×10^{-11}のBER値となる所要CN比として測定する。所要CN比は、BER = 1×10^{-11}のCN比 と定義し、測定結果を付録1に示す手法により線形補完して、BER = 1×10^{-11} に相当するCN比を算出した。

1)　測定系統図

実験系統図を図 2.5-1 に示す。

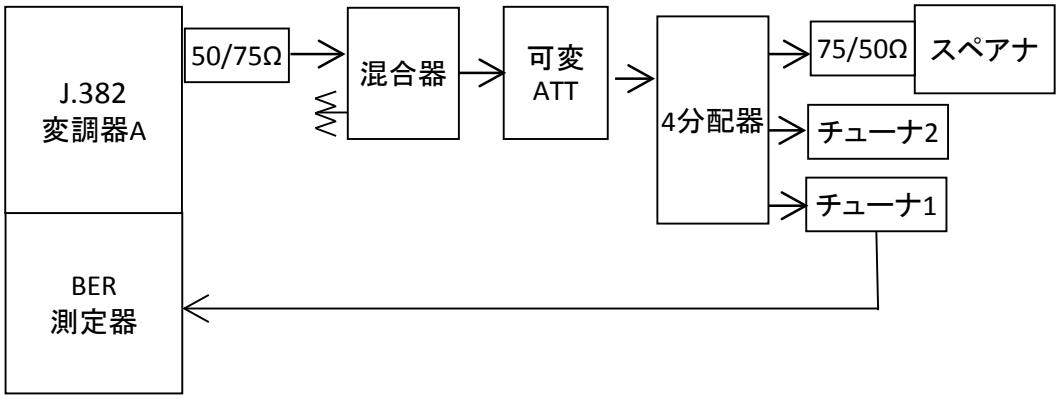


図 2.5-1　J.382 信号の CN 比対 BER 測定の実験系統図

2) 測定データ

CN 比対 BER の測定値を図 2.5-2 に示す。

実線領域は測定値であり、破線領域の線形補間により求めた値を示す。

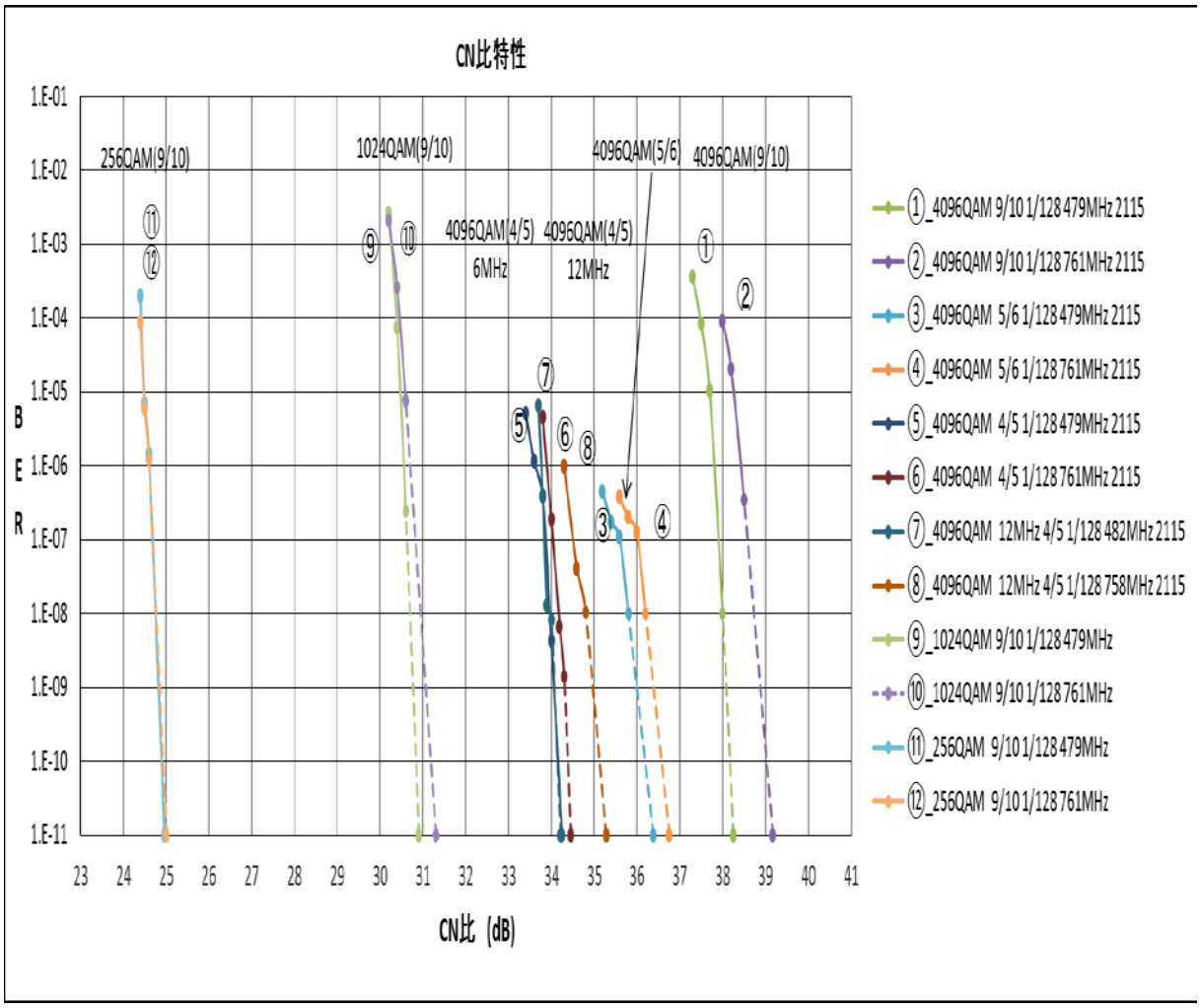


図 2.5-2　J.382 信号の CN 比対 BER の測定値

注）①～⑧はDTA-2115による測定、⑨～⑫はDTA-2111による測定。

3）試験結果

J.382 の所要 CN 比は、表 2.5-1 となる。

表 2.5-1　J.382 の所要 CN 比

項目	所要 CN 比
4096QAM　9/10	39.2 dB
4096QAM　5/6	36.8 dB
4096QAM　4/5　12MHz帯域	35.3 dB
4096QAM　4/5　6MHz帯域	34.4 dB
1024QAM　9/10	31.3 dB
256QAM　9/10	25.0 dB

注 1）測定周波数は 479/761MHz で行なう。

注 2）所要 CN 比（BER = 1×10^{-11}）は、付録 1 の方法で求めた。

2.6　単一波妨害特性

J.382 信号の単一波妨害対 BER の測定を行う。単一波信号からの妨害による BER 値（BCH 誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなる UD 比を測定して、その結果を作成する。

1)　測定系統図

実験系統図を図 2.6-1 に示す。

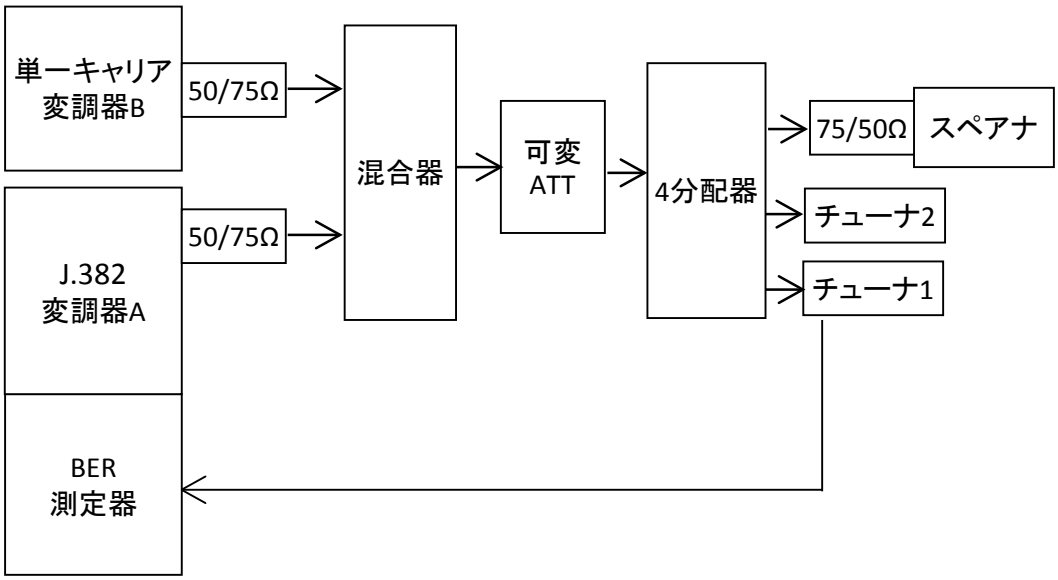


図 2.6-1　J.382 信号の単一波妨害特性の測定系統図

2)　測定結果

測定チャンネル周波数　U14(479MHz)

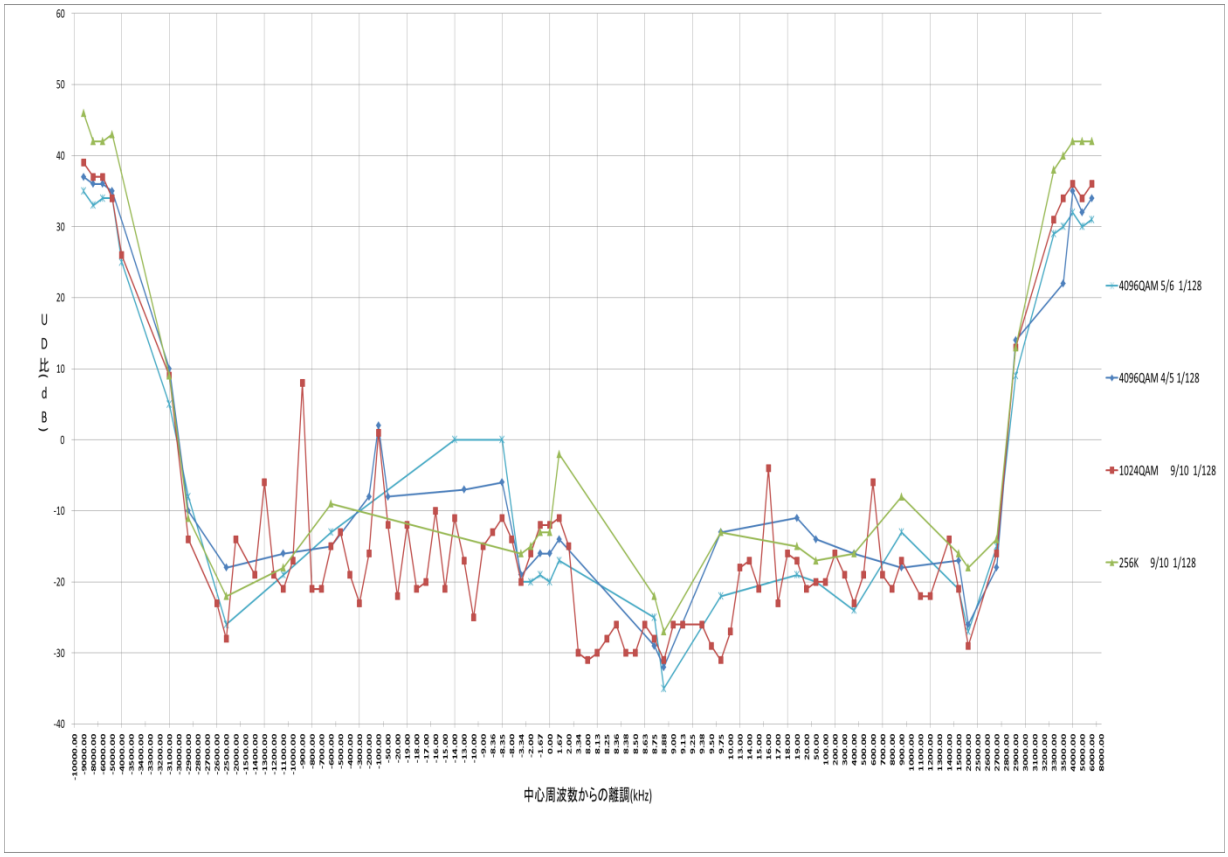


図 2.6-2　J.382(6MHz 帯域)の単一信号妨害による UD 比

3)測定値評価

図 2.6-3 に測定中心周波数付近の J.382 信号内の各パイロットキャリアの周波数を示し、黄円は Scattered Pilot（SP）、緑円は Preamble Pilot（PP）、白円はデータキャリアを示す。

図 2.6-2　J.382(6MHz 帯域)の単一波妨害による UD 比に関し、追加実験として妨害信号レベルを同期限界値に固定し、受信機の受信周波数を変更し同期を外した状態から、再度受信を試み、受信同調の再現性および同期再生に関し確認したところ、図 2.6-2 と同様の値の結果となり SP と PP が　重なった 479.009MHz が最悪値となった。なお、SP は 24 キャリア(約 40kHz)ごとに挿入される。

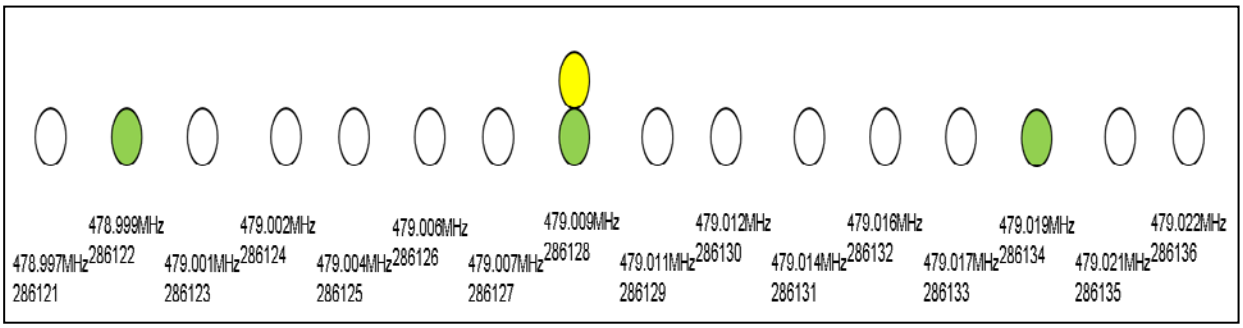


図 2.6-3　479MHz 付近の各パイロットキャリアの周波数

この結果を受けて、中心周波数(479.009MHz)近傍の Scattered Pilot(SP)の 4 ポイントで再測定を行い、その結果を表 2.6-1 に示す。

表 2.6-1　中心周波数付近の SP 周波数での単一波妨害 UD 比

測定周波数(MHz)	479.969	479.009	479.049	479.089
SP の位置番号	−1	0	1	2
4096QAM　5/6	−31 dB	−37 dB	−36 dB	−30 dB
4096QAM　4/5	−27 dB	−31 dB	−32 dB	−32 dB
1024QAM　9/10	−23 dB	−28 dB	−34 dB	−31 dB
256QAM　9/10	−21 dB	−25 dB	−32 dB	−24 dB

測定周波数 (MHz)	479.129	479.170 注 1)	479.210	481.982	482.000	482.022 注 2)	482.063
SP の位置番号	−1	0	1	69	−	71	72
4096QAM 4/5 12MHz	−31 dB	−30 dB	−32 dB	−28 dB	−32 dB	−28 dB	−38 dB

測定周波数 (MHz)	484.835	484.875 注 3)	484.915
SP の位置番号	141	142	143
4096QAM 4/5 12MHz	−32 dB	−31 dB	−28 dB

注 1) DS0 の中心周波数
注 2) PLP バンドリング中心周波数
注 3) DS1 の中心周波数

次に 6MHz システムにおいて、下側バンドエッジ付近の SP 周波数ポイントについて測定を行い、その結果を表 2.6-2 に示す。

表 2.6-2　U14ch および U15ch のバンドエッジ付近の EP/SP 周波数での単一波妨害 UD 比

測定周波数(MHz)	476.156	476.196	476.237	476.277	476.317	476.357
パイロット種別	EP	SP	SP	SP	SP	SP
SP の位置番号	−71	−70	−69	−68	−67	−66
4096QAM　5/6	−21 dB	−30 dB	−31 dB	−31 dB	−32 dB	−31 dB
4096QAM　4/5	−8 dB	−21 dB	−26 dB	−26 dB	−32 dB	−38 dB

測定周波数(MHz)	482.022	482.063	482.103	482.223	482.384	482.424
パイロット種別	EP	SP	SP	SP	SP	SP
SP の位置番号	−71	−70	−69	−66	−62	−61
4096QAM　5/6	−10 dB	−39 dB	−29 dB	−35 dB	−37 dB	−38 dB

4096QAM　4/5	−8 dB	−38 dB	−28 dB	−31 dB	−33 dB	−32 dB
1024QAM　9/10	−10 dB	−38 dB	−26 dB	−35 dB	−30 dB	−37 dB
256QAM　9/10	−6 dB	−30 dB	−12 dB	−23 dB	−24 dB	−29 dB

注) 中心周波数はPLPバンドリングの中心周波数と同じ484.875MHzに周波数オフセットをかけて測定した。

この結果より、U15chの時のSP番号−70の482.063MHzにおいてのみ異常に大きな値となる。この値は、4096QAM (4/5)では12MHzのPLPバンドリングでも6MHz単独でも同様の結果である。また、SP間隔8本程度離れたところに次の悪化点が観測できる。

4) 試験結果

J.382の単一波妨害特性の疑似エラーフリーとなる妨害UD比は表2.6-1および表2.6-2の最悪値を採用して、表2.6-3となる。

SP周波数は6MHz当たり、141(＝71×2＋1−2)ポイントとあり、またチャンネル依存性の可能性もあり、測定値をそのまま規格化することは難しい。また、全ポイントの測定は時間的にも困難である。このため、測定最悪値に一定の余裕を持って規格値を定めることが望ましい。

表2.6-3　J.382の単一波妨害UD比

項目	単一波妨害UD比 (測定最悪値)
4096QAM　5/6	−39 dB
4096QAM　4/5	−38 dB
1024QAM　9/10	−38 dB
256QAM　9/10	−32 dB
4096QAM　4/5　12MHz	−38 dB

2.7　隣接妨害に対する特性

J.382 の隣接信号からの妨害による BER 値（BCH 誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなる DU 比を測定して、その結果を作成する。なお、64/256QAM（デジタル有線テレビジョン放送信号）および OFDM（標準デジタルテレビジョン放送）の場合は、RS 誤り訂正訂正前の BER = 1×10^{-4}で判定する。

2.7.1　J.382 信号同士の干渉

本試験では、J.382　4096QAM(5/6)信号の J.382 の各種信号からの隣接被干渉の測定を行う。

1）測定系統図

実験系統図を図 2.7.1-1 に示す。

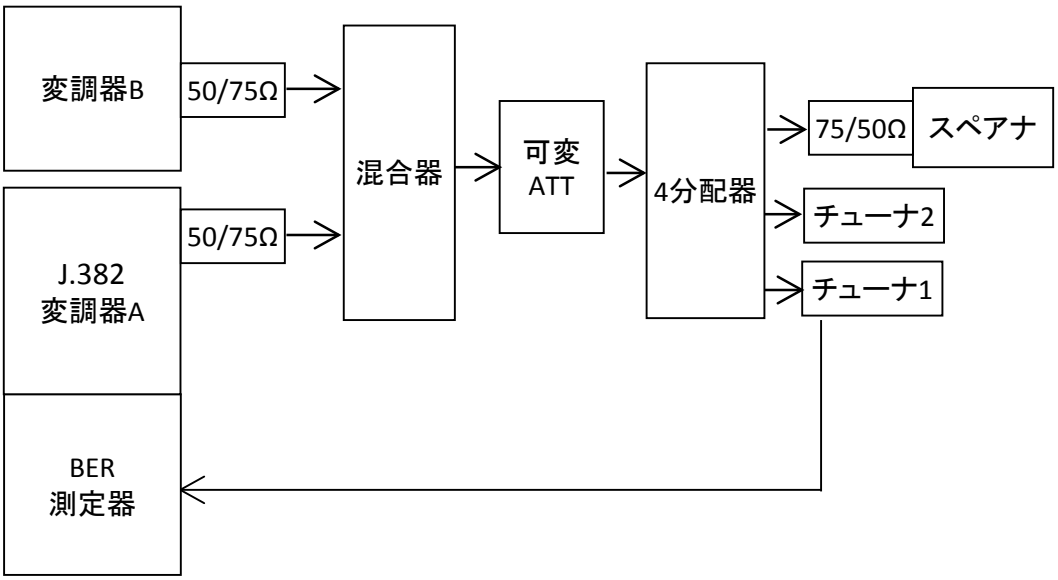


図 2.7.1-1　J.382 信号同士の隣接被干渉の測定系統図

2)　測定結果

測定結果を図 2.7.1-2 に示す。

測定チャンネル周波数　U14(479MHz)

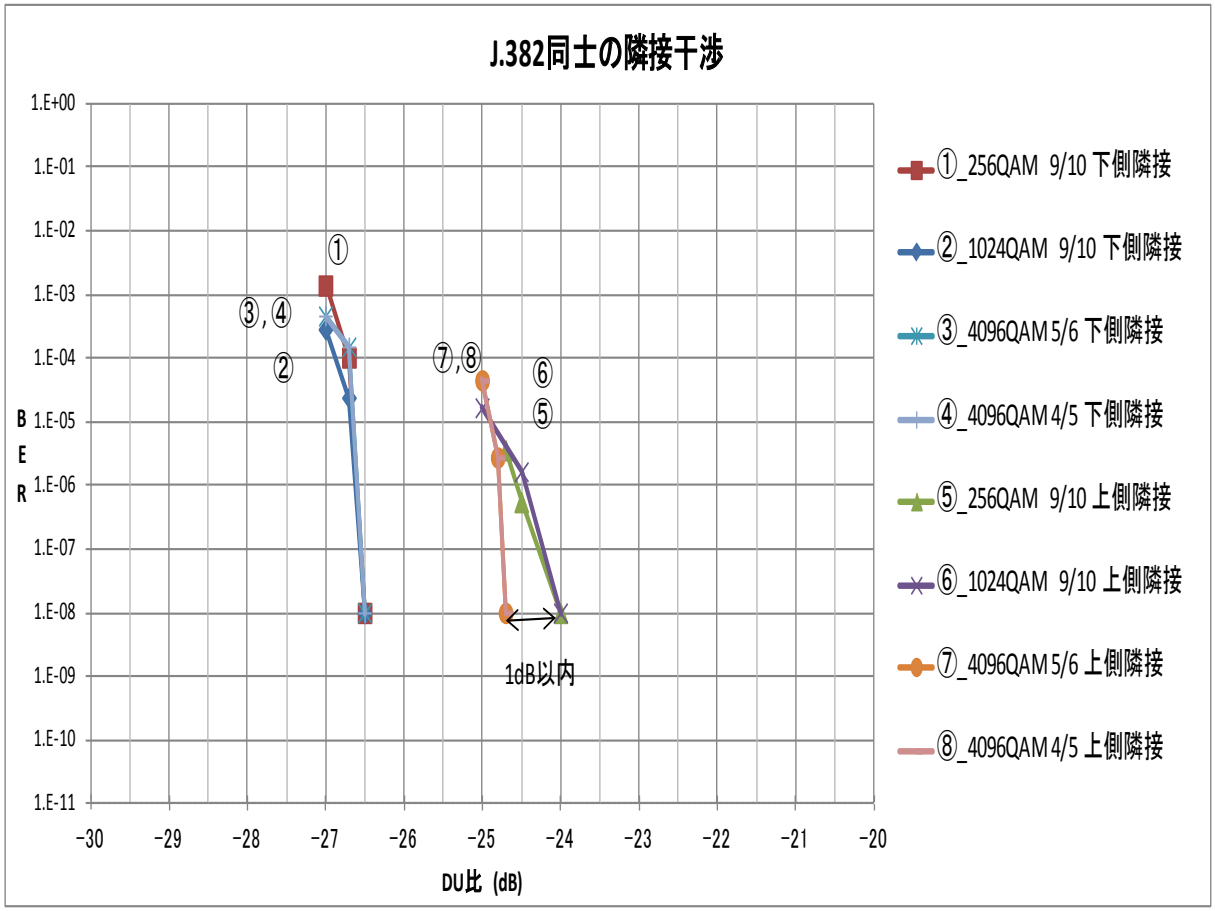


図 2.7.1-2　J.382 信号から 4096QAM(5/6)への被干渉特性

3) 試験結果

測定結果より、J.382 の 4096QAM(5/6)被干渉信号に対し、J.382 の各種放送信号を妨害波として加えたが、妨害レベルの差異が 1dB 以内と少ないため、以降の被干渉特性試験の J.382 を使用した妨害波は、被干渉信号と同一の信号形式で試験を行なう。

2.7.2　J.382　4096QAM(5/6)信号の被干渉

J.382 4096QAM(5/6)信号の隣接被干渉の測定を行う。

1) 測定系統図

測定系統図は図 2.7.1-1 と同じ。

2) 測定結果

測定結果を図 2.7.2 に示す。

測定チャンネル周波数　U14(479MHz)

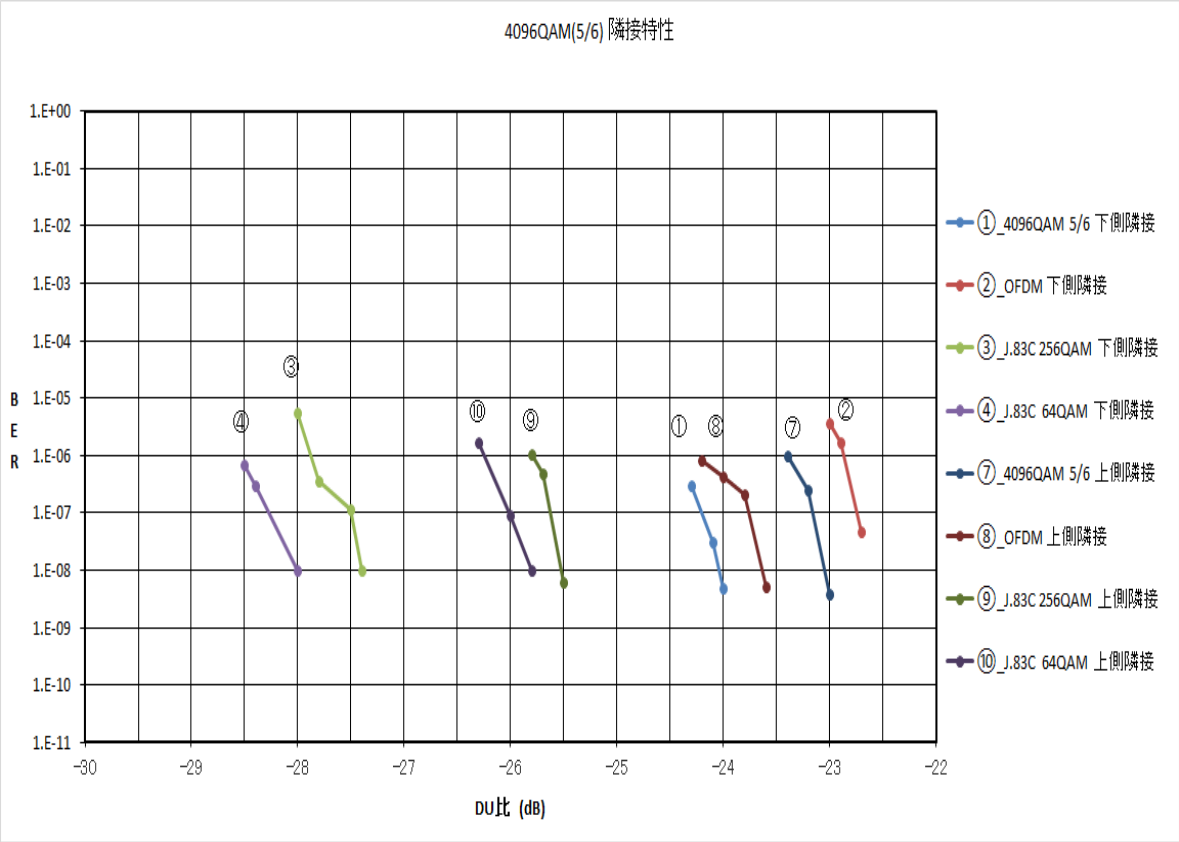


図 2.7.2　4096QAM(5/6)の被干渉特性

3) 試験結果

測定結果より、疑似エラーフリーとなる DU 比は表 2.7.2 のようになる。

表 2.7.2　4096QAM(5/6)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	下側隣接の場合	上側隣接の場合
J.382 _4096QAM(5/6)	−23 dB	−22 dB
ISDB-T_ODFM	−22 dB	−23 dB
J.83C_256QAM	−27 dB	−25 dB
J.83C_64QAM	−27 dB	−25 dB

2.7.3　J.382　4096QAM(4/5)信号の被干渉

J.382 4096QAM(4/5)信号の隣接被干渉の測定を行う。

1) 測定系統図

測定系統図は図 2.7.1-1 と同じ。

2) 測定結果

測定結果を図 2.7.3 に示す。

測定チャンネル周波数　U14(479MHz)

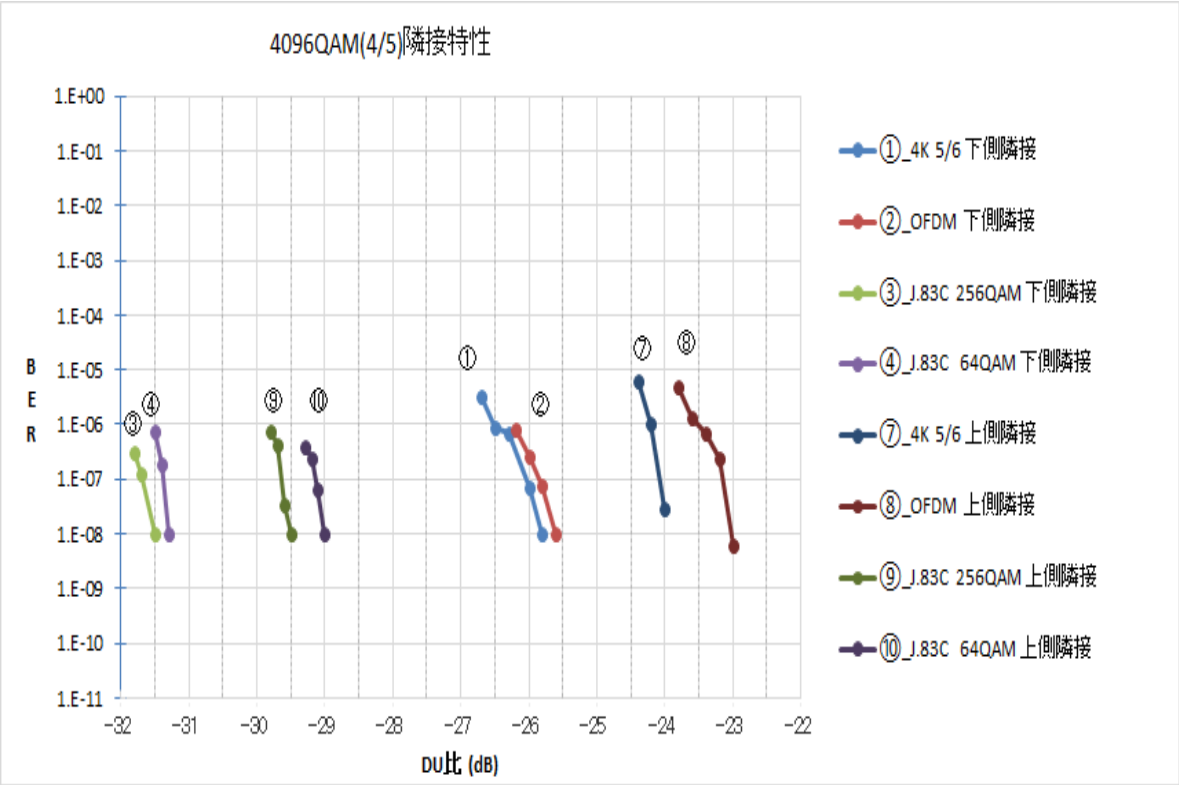


図 2.7.3　4096QAM(4/5)の被干渉特性

3) 試験結果

測定結果より、疑似エラーフリーとなる DU 比は表 2.7.3 のようになる。

表 2.7.3　4096QAM(4/5)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	下側隣接の場合	上側隣接の場合
J.382 _4096QAM(4/5)	−25 dB	−23 dB
ISDB-T_ODFM	−25 dB	−22 dB
J.83C_256QAM	−31 dB	−29 dB
J.83C_64QAM	−31 dB	−28 dB

2.7.4　J.382　1024QAM(9/10)信号の被干渉

J.382 1024QAM(9/10)信号の隣接被干渉の測定を行う。

1) 測定系統図

測定系統図は図 2.7.1-1 と同じ。

2) 測定結果

測定結果を図 2.7.4 に示す。

測定チャンネル周波数　U14(479MHz)

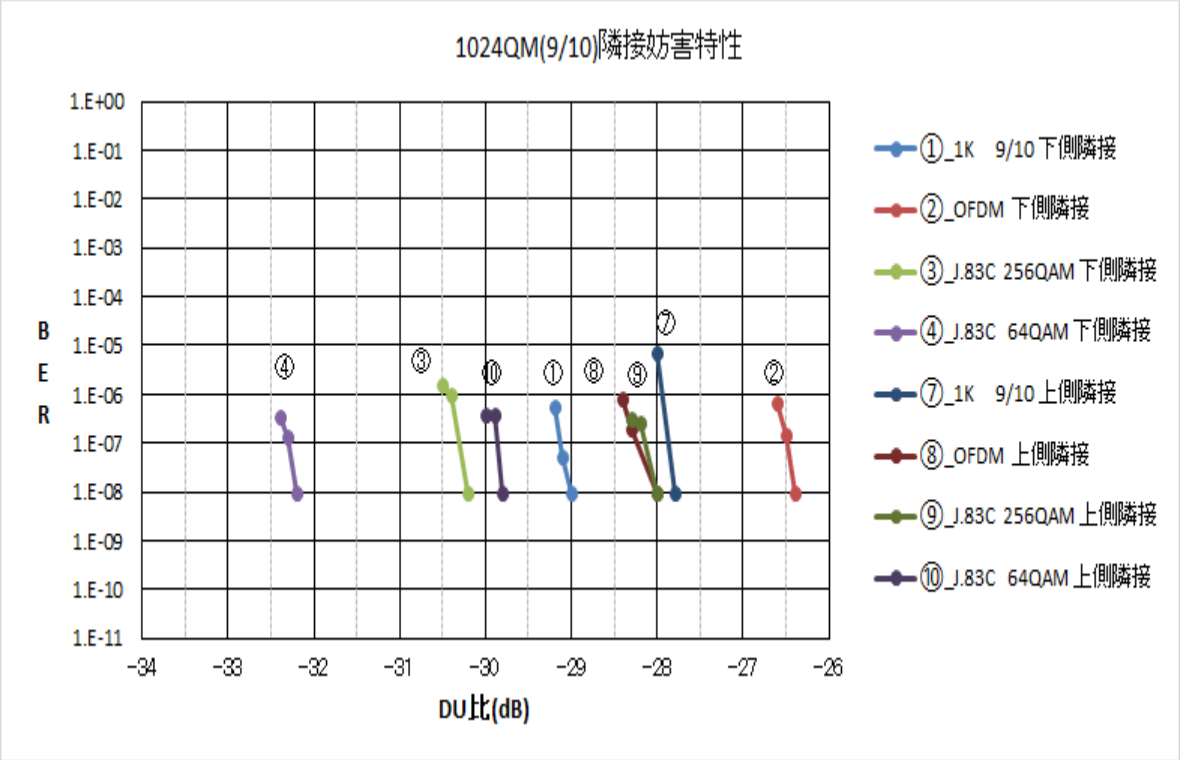


図 2.7.4　1024QAM(9/10)の被干渉特性

3) 試験結果

測定結果より、疑似エラーフリーとなる DU 比は表 2.7.4 のようになる。

表 2.7.4　1024QAM(9/10)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	下側隣接の場合	上側隣接の場合
J.382_1024QAM(9/10)	−28 dB	−27 dB
ISDB-T_ODFM	−26 dB	−27 dB
J.83C_256QAM	−29 dB	−27 dB
J.83C_64QAM	−32 dB	−29 dB

2.7.5　J.382　256QAM(9/10)信号の被干渉

J.382 256QAM(9/10)信号の隣接被干渉の測定を行う。

1) 測定系統図

測定系統図は図 2.7.1-1 と同じ。

2) 測定結果

測定結果を図 2.7.5 に示す。

測定チャンネル周波数　U14(479MHz)

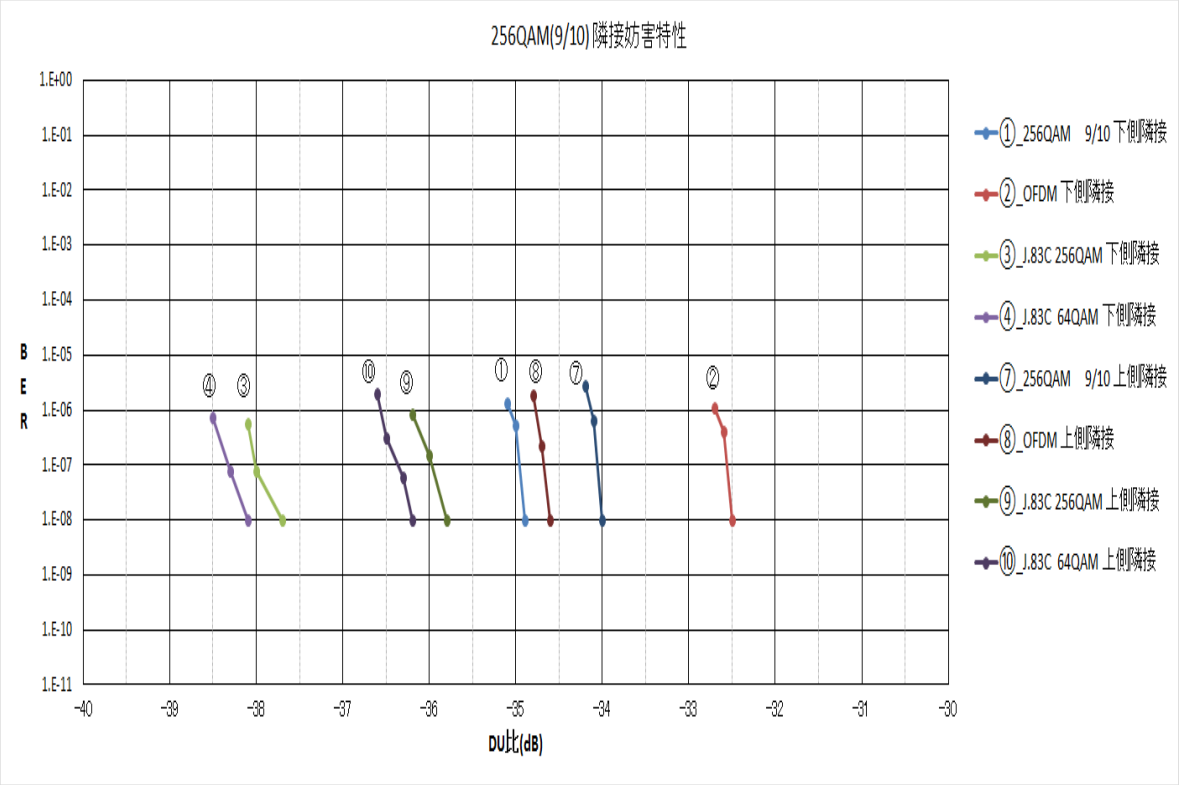


図 2.7.5　256QAM(9/10)の被干渉特性

3) 試験結果

測定結果より、疑似エラーフリーとなる DU 比は表 2.7.5 のようになる。

表 2.7.5　256QAM(9/10)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	下側隣接の場合	上側隣接の場合
J.382_256QAM(9/10)	−34 dB	−33 dB
ISDB-T_ODFM	−32 dB	−34 dB
J.83C_256QAM	−36 dB	−35 dB
J.83C_64QAM	−37 dB	−35 dB

2.7.6　J.382 信号から J.83C_64QAM への与干渉

J.382 信号(6MHz)信号から 64QAM（デジタル有線テレビジョン放送信号）への隣接与干渉の測定を行う。なお、J.382 信号の変調方式を変更しても波形スペクトラムは変化がないため、J.382 は 1024QAM (9/10) 信号を使用した。

1) 測定系統図

測定系統図を図 2.7.6-1 に示す。

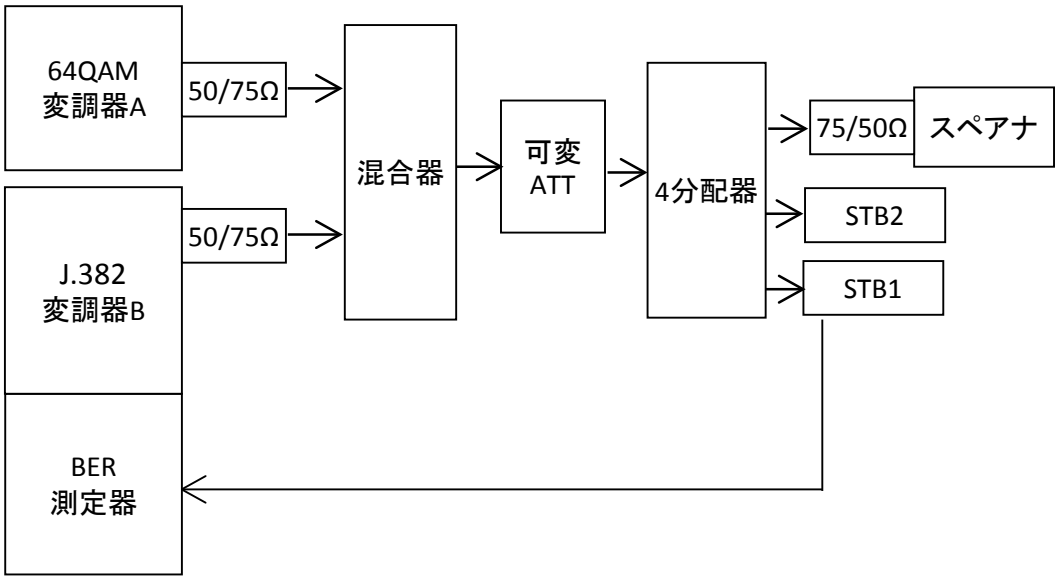


図 2.7.6-1　J.382 信号信号から J.83C_64QAM 信号への隣接被干渉の測定系統図

2) 測定結果

測定チャンネル周波数　64QAM=U13(473MHz)、測定入力レベル 60dBμV

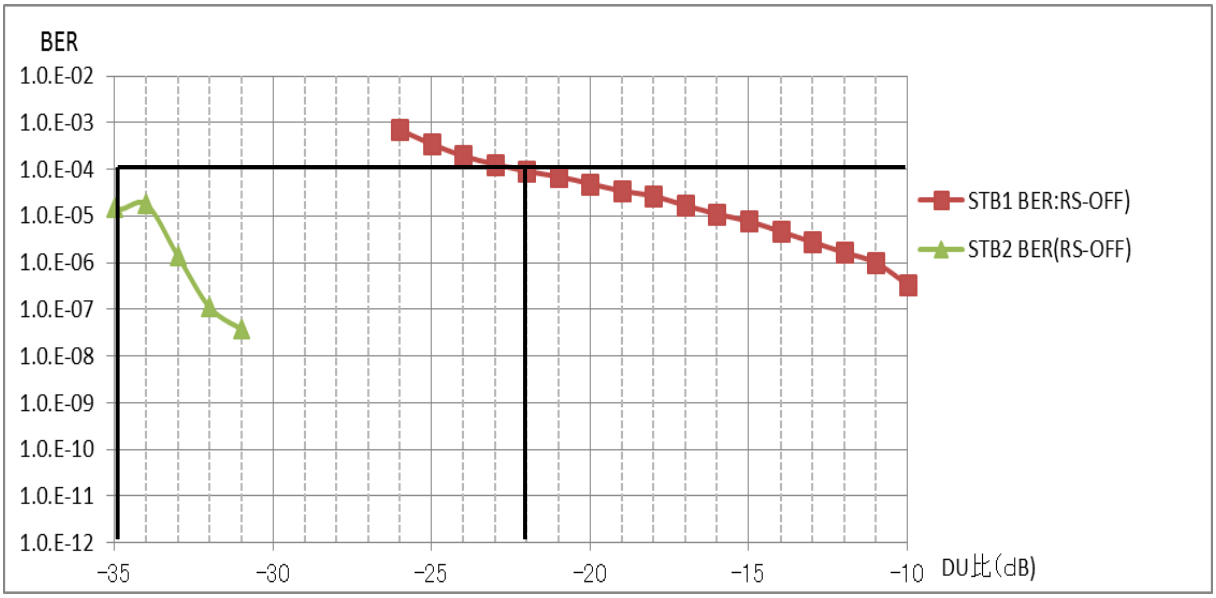


図 2.7.6-2　J.382 信号が上側の場合　J.382＝U14(478.980MHz)

測定チャンネル周波数　64QAM=U15(485MHz)、測定入力レベル 60dBμV

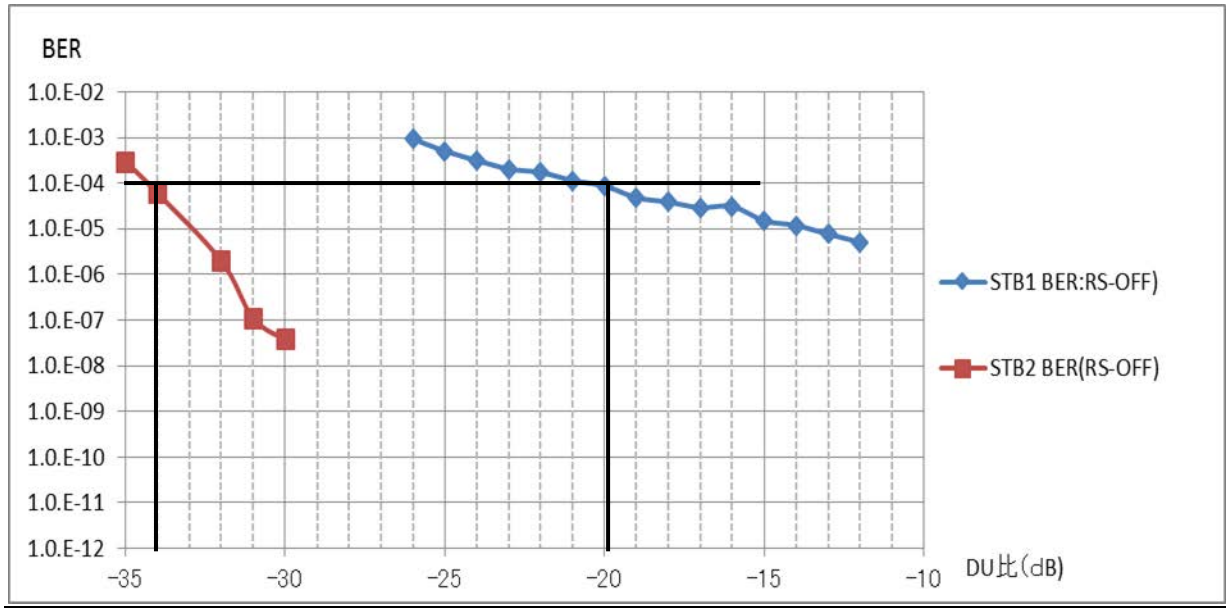


図 2.7.6-3　J.382 信号が下側の場合　J.382=U14(479.020MHz)

測定チャンネル周波数　64QAM=U60(755MHz)、測定入力レベル 60dBμV

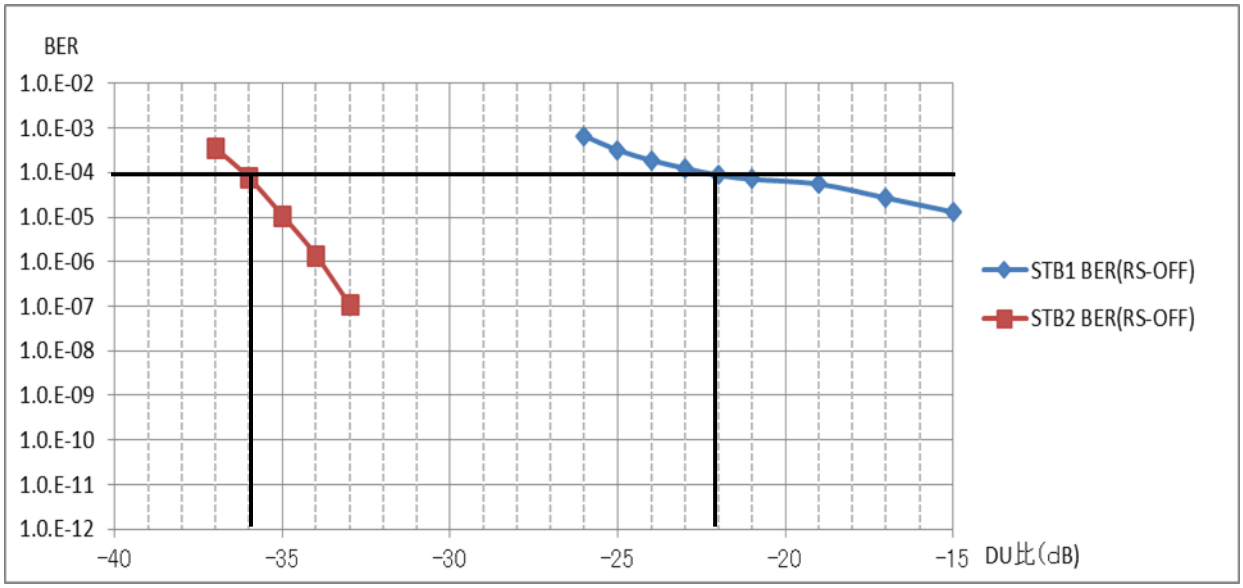


図 2.7.6-4　J.382 信号が上側の場合　J.382=U61(760.980MHz)

測定チャンネル周波数　64QAM=U62(767MHz)、測定入力レベル 60dBμV

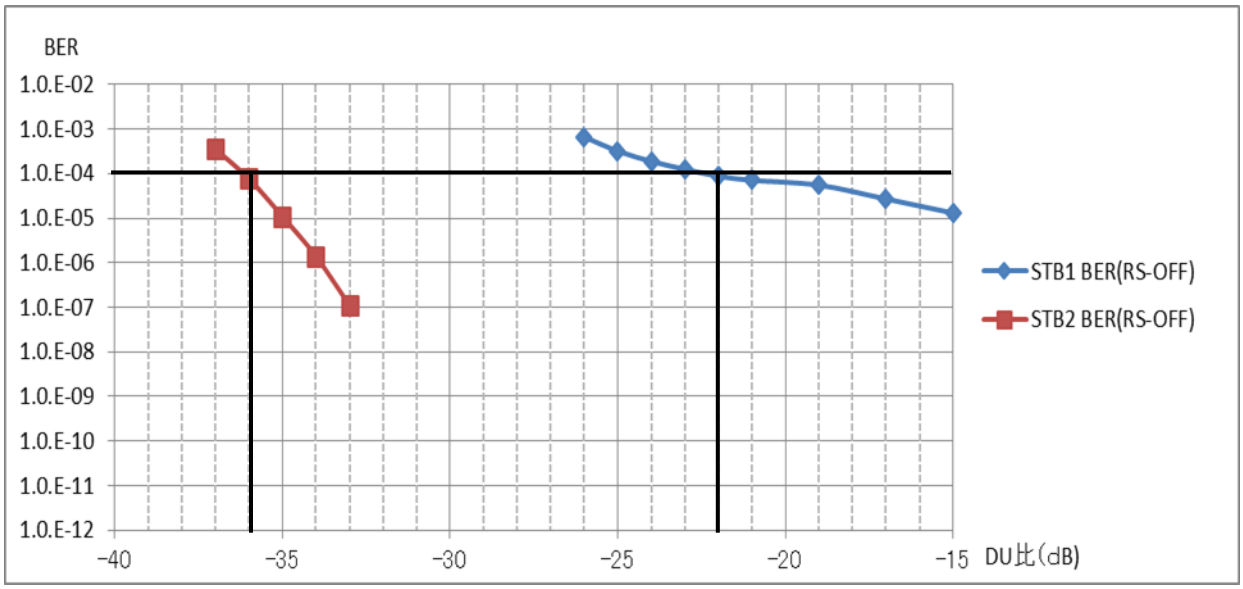


図 2.7.6-5　J.382 信号が下側の場合　J.382=U61(761.020MHz)

3) 試験結果

測定結果より、BER = 1×10^{-4}(RS 誤り訂正前) となる DU 比は表 2.7.6 のようになる。

表 2.7.6　J.83C_64QAM への J.382 の 1024QAM(9/10)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	測定チャンネル	下側隣接の場合		上側隣接の場合	
		STB1	STB2	STB1	STB2
J.382　1024QAM(9/10)	U14	−20 dB	−35 dB	−22 dB	−35 dB
	U61	−22 dB	−33 dB	−22 dB	−36 dB

注 1) STB 1 については、BER 測定器を使用して BER 値を測定した。

注 2) STB2 については、STB 内で表示されるビット訂正数より求めた BER 値を使用した。

2.7.7　J.382 信号から J.83C_256QAM への与干渉

J.382 信号(6MHz)信号から 256QAM (デジタル有線テレビジョン放送信号) への隣接与干渉の測定を行う。なお、J.382 信号の変調方式を変更しても波形スペクトラムは変化がないため、J.382 は 1024QAM (9/10) 信号を使用した。

1) 測定系統図

測定系統図を図 2.7.7-1 に示す。

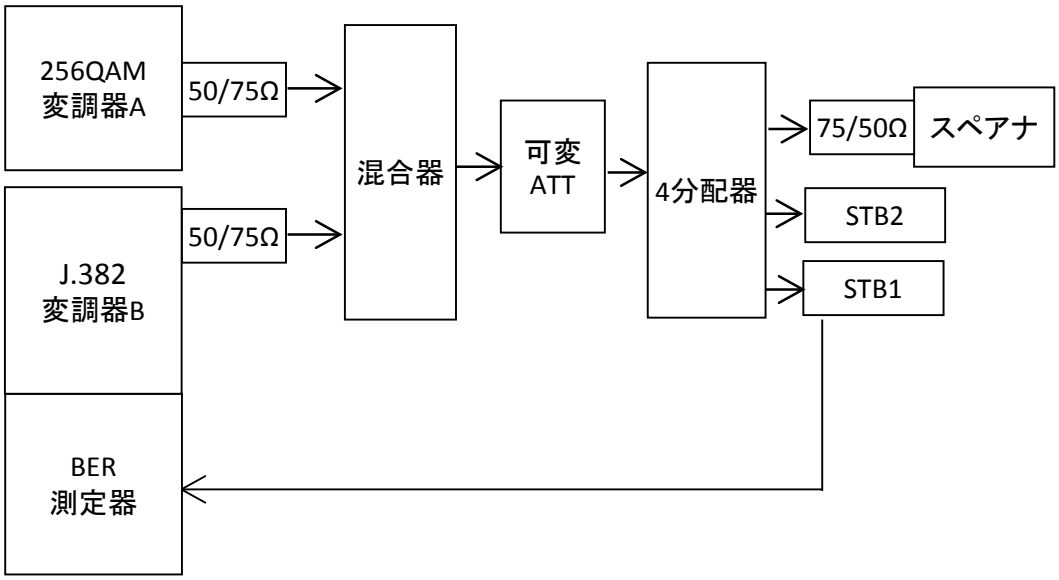


図 2.7.7-1　J.382 信号信号から J.83C_256QAM 信号への隣接被干渉の測定系統図

2) 測定結果

測定チャンネル周波数　256QAM=U13(473MHz)、測定入力レベル 66dBμV

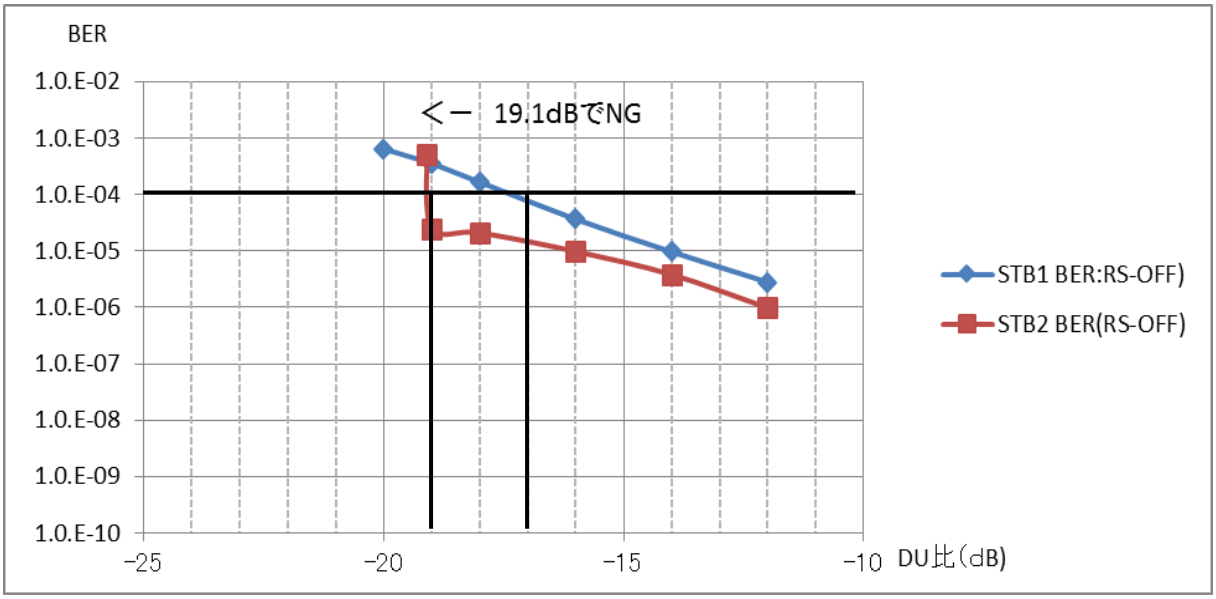


図 2.7.7-2　J.382 信号が上側の場合　J.382=U14(478.980MHz)

測定チャンネル周波数　256QAM=U15(485MHz)、測定入力レベル 66dBμV

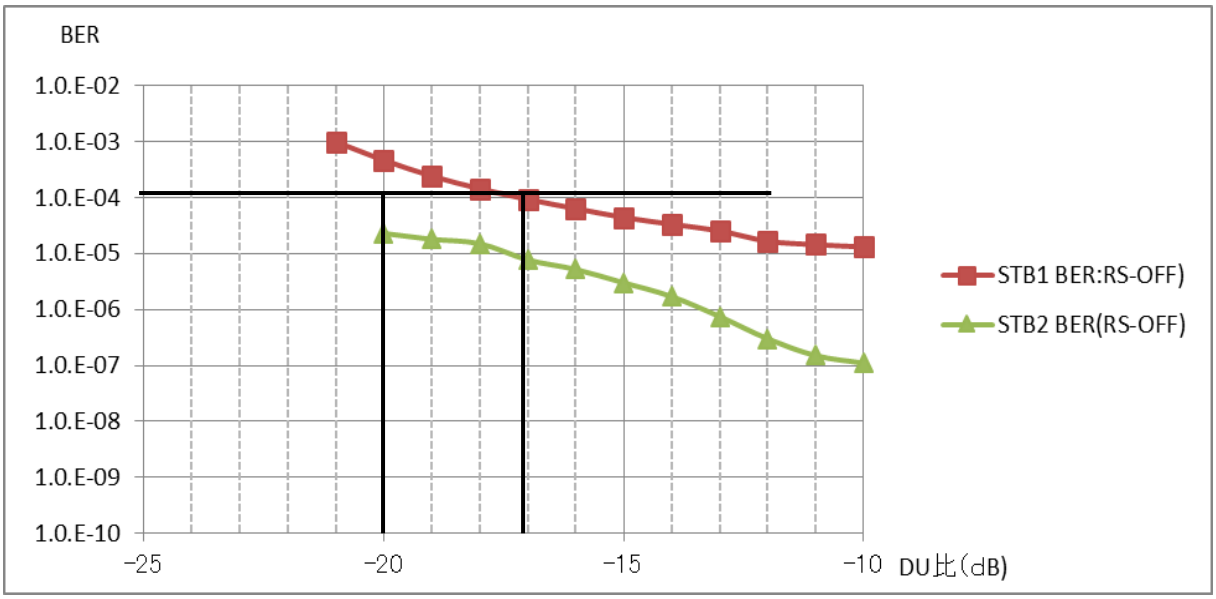


図 2.7.7-3　J.382 信号が下側の場合　J.382=U14(479.020MHz)

測定チャンネル周波数　256QAM=U60(755MHz)、測定入力レベル 66dBμV

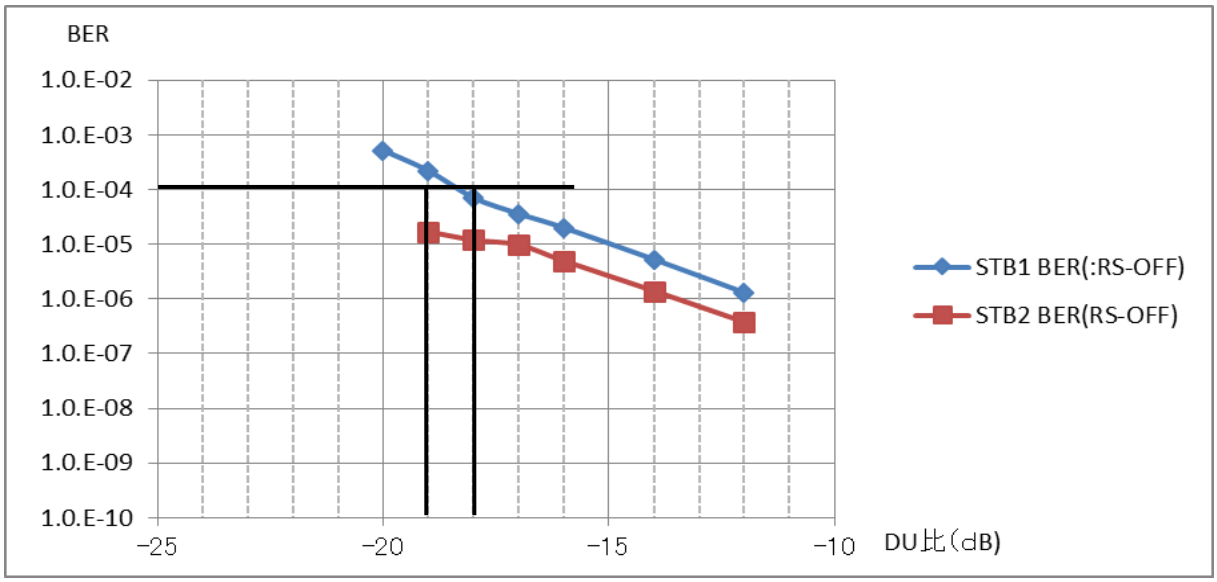


図 2.7.7-4　J.382 信号が上側の場合　J.382=U61(760.980MHz)

測定チャンネル周波数　256QAM=U62(767MHz)、測定入力レベル 66dBμV

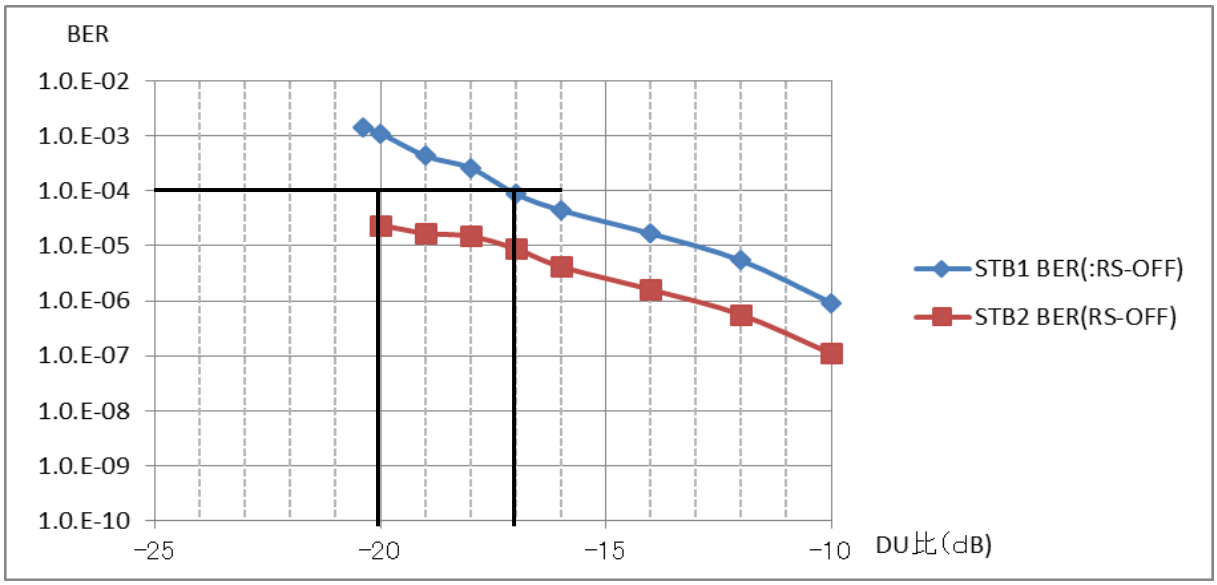


図 2.7.7-5　J.382 信号が下側の場合　J.382=U61(761.020MHz)

3) 試験結果

測定結果より、BER = 1×10⁻⁴(RS 誤り訂正前) となる DU 比は表 2.7.7 のようになる。

表 2.7.7　256QAM への J.382 の 1024QAM(9/10)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	測定チャンネル	下側隣接の場合		上側隣接の場合	
		STB1	STB2	STB1	STB2
J.382　1024QAM(9/10)	U14	−17 dB	−19dB	−17 dB	−20 dB
	U61	−17 dB	−20 dB	−18 dB	−19 dB

注 1) STB 1 については、BER 測定器を使用して BER 値を測定した。

注 2) STB2 については、STB 内で表示されるビット訂正数より求めた BER 値を使用した。

2.7.8　J.382 信号から ISDB-T_OFDM への与干渉

J.382 信号（6MHz）信号から OFDM（標準デジタルテレビジョン放送）への隣接与干渉の測定を行う。なお、J.382 信号の変調方式を変更しても波形スペクトラムは変化がないため、J.382 は 1024QAM (9/10) 信号を使用した。

1）測定系統図

測定系統図を図 2.7.8-1 に示す。

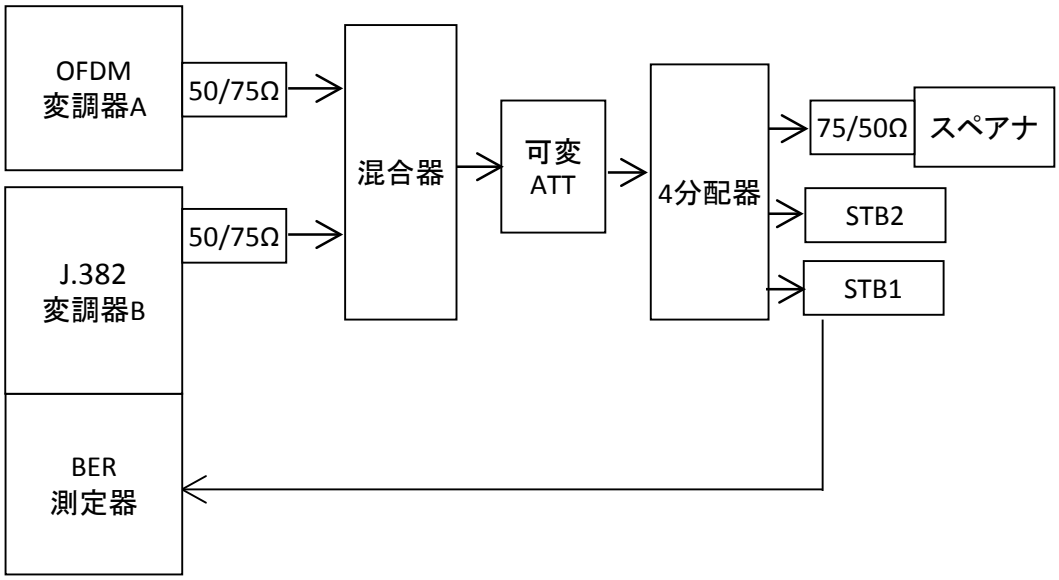


図 2.7.8-1　J.382 信号信号から ISDB-T_OFDM 信号への隣接被干渉の測定系統図

2）測定結果

測定チャンネル周波数　OFDM＝U13(479.142857MH z)、測定入力レベル 60dBμV

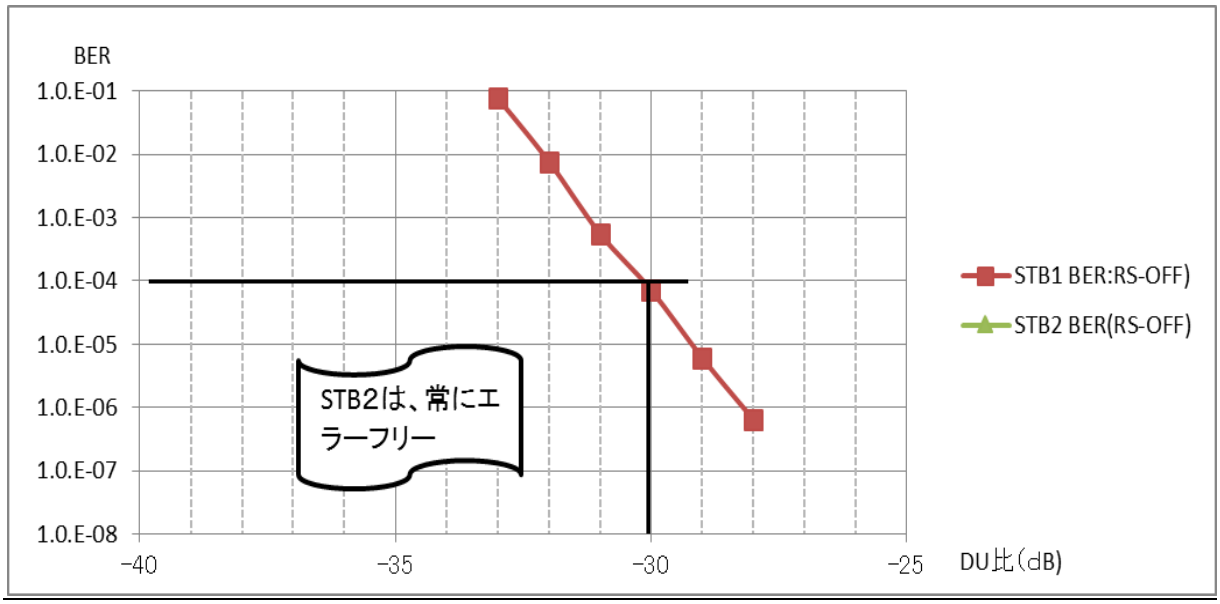


図 2.7.8-2　J.382 信号が上側の場合　J.382＝U14(478.980MHz)

測定チャンネル周波数　ISDB-T＝U15(485.142857MHｚ)、測定入力レベル 60dBμV

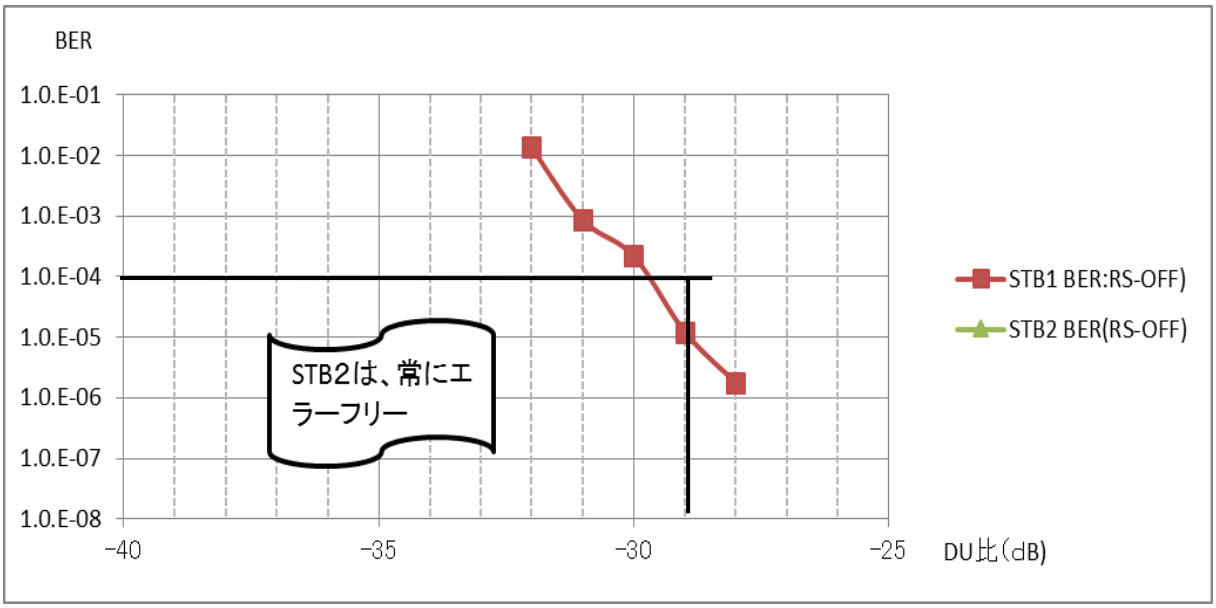


図 2.7.8-3　J.382 信号が下側の場合　J.382=U14(479.020MHz)

測定チャンネル周波数　ISDB-T＝U62(767.142857MHｚ)、測定入力レベル 60dBμV

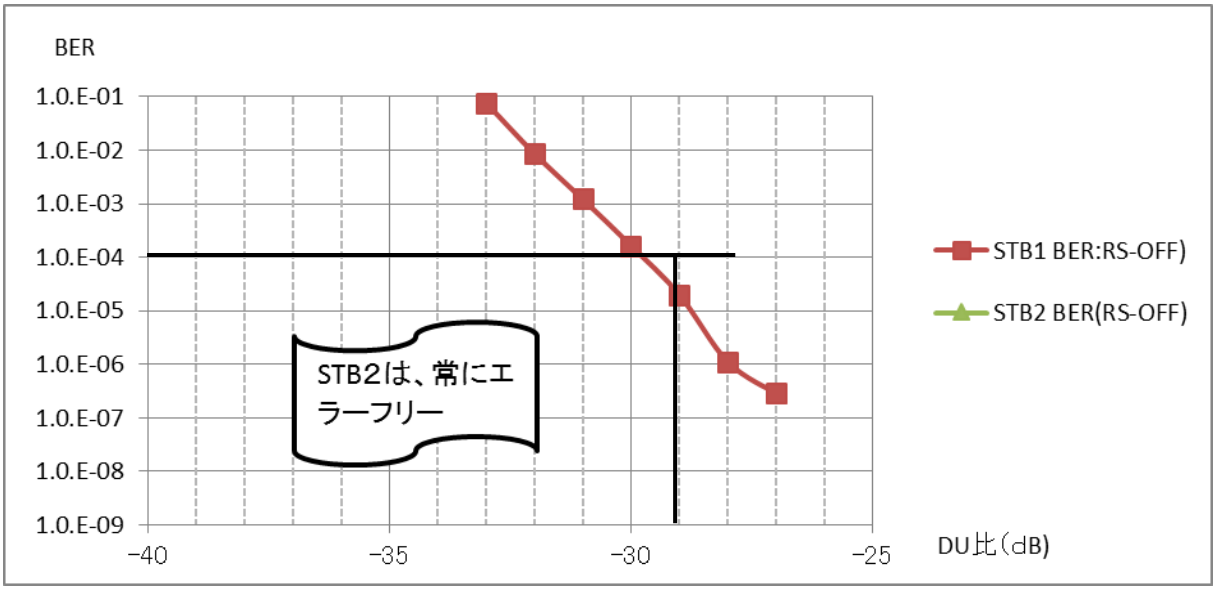


図 2.7.8-4　J.382 信号が上側の場合　J.382=U62(760.980MHz)

測定チャンネル周波数　ISDB-T＝U62(767.142857MHｚ)、測定入力レベル 60dBμV

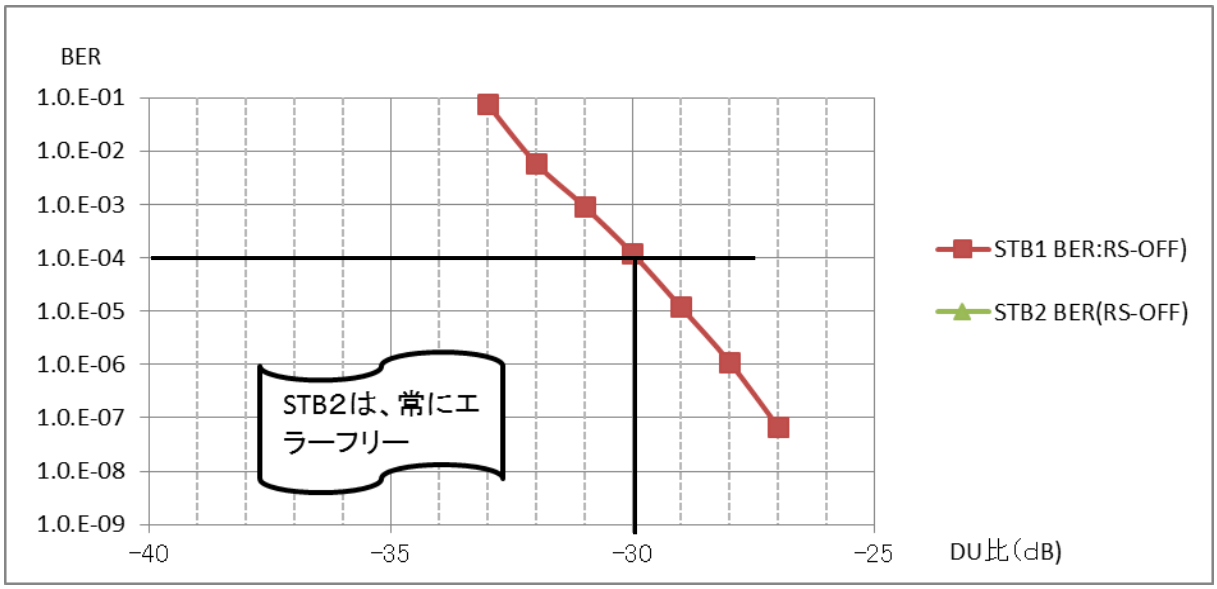


図 2.7.8-5　J.382 信号が下側の場合　J.382=U61(761.020MHz)

3) 試験結果

測定結果より、BER＝1×10⁻⁴(RS 誤り訂正前)となる DU 比は表 2.7.8 のようになる。

表 2.7.8　ISDB-T_OFDM への J.382 の 1024QAM(9/10)の隣接妨害 DU 比

隣接妨害信号	測定チャンネル	下側隣接の場合		上側隣接の場合	
		STB1	STB2	STB1	STB2
J.382　1024QAM(9/10)	U14	−31 dB	EF	−30 dB	EF
	U61	−30 dB	EF	−31 dB	EF

注 1) STB 1 については、BER 測定器を使用して BER 値を測定した。

注 2) STB2 については、STB 内で表示されるビット訂正数より求めた BER 値を使用した。

なお、STB2 は測定範囲で全てエラーフリー (EF) 状態であった。

2.8　反射波妨害特性

反射波の影響により BER 値（BCH 誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなる DU 比を測定して、その結果を作成する。 J.382 信号（12MHz）信号の測定については、チューナが DS 単位（最大 5.71MHz 幅）で受信するので、J.382 信号（6MHz）の場合と同様となるため不要である。

1)　測定系統図

J.382 信号の反射波妨害特性の測定系統図を図 2.8-1 に示す。J.382 の反射波条件は変調器 A の内部で設定できる。また、チューナ 2 は、遅延プロファイルを表示する機能があるため、遅延時間と遅延波のレベルを確認しながら測定を行なう。

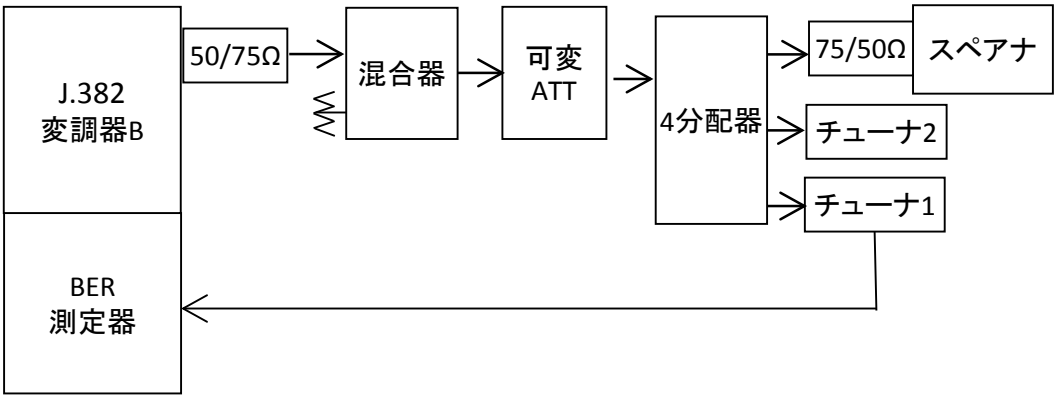


図 2.8-1　J.382 信号の反射波妨害特性の測定系統図

2)　測定結果

測定チャンネル周波数　U61(671MHz)、測定入力レベル　70dBμV

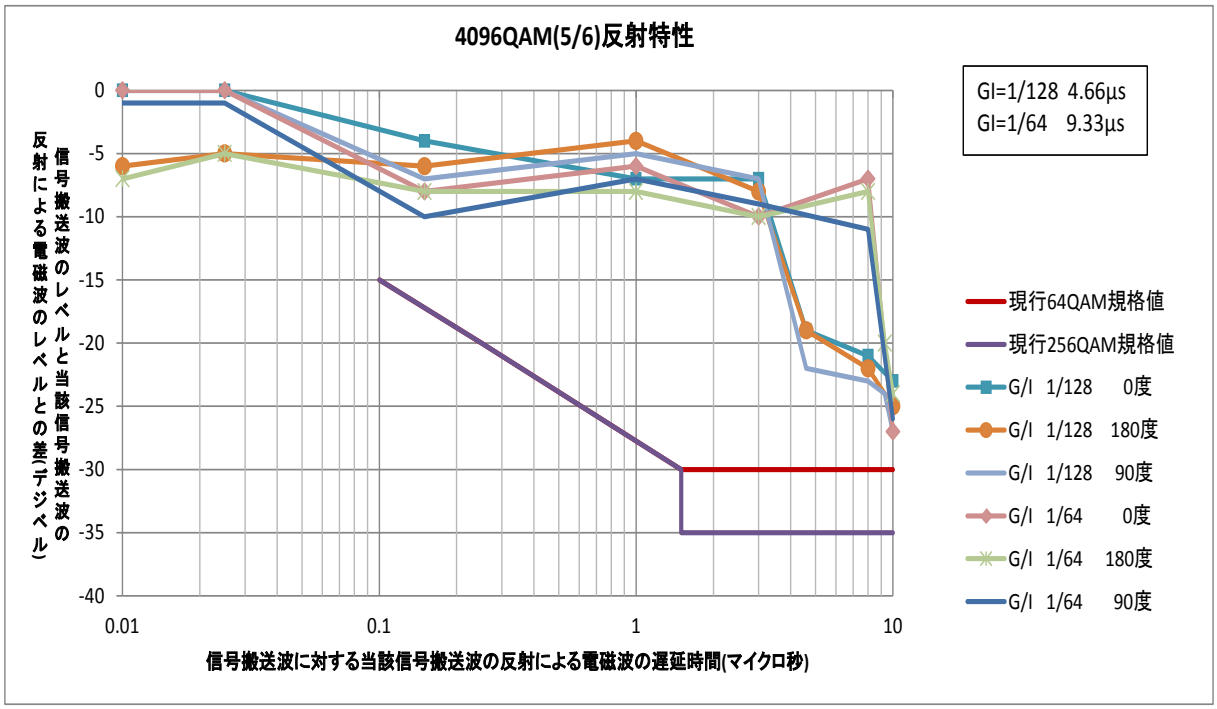


図 2.8-2　J.382 4096QAM(5/6)信号の反射波時間の BER 限界値

この測定では、反射波の位相を 0 度(同相)、180 度(逆相)および 90 度でおこなったが、以降は現行 64QAM(デジタル有線テレビジョン放送)の反射規格値に十分余裕があるため、0 度(同相)のみとした。

測定チャンネル周波数　U61(671MHz)、測定入力レベル　68dBμV

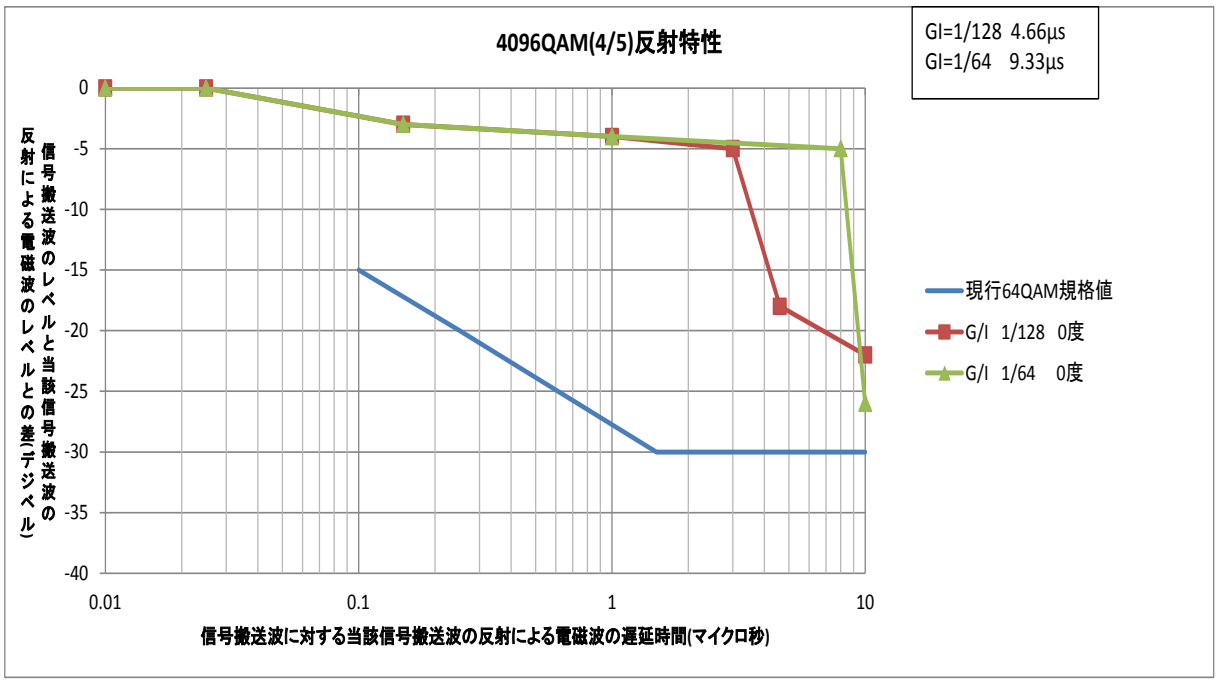


図 2.8-3　J.382 4096QAM(4/5)信号の反射波時間の BER 限界値

測定チャンネル周波数　U61(671MHz)、測定入力レベル　66dBμV

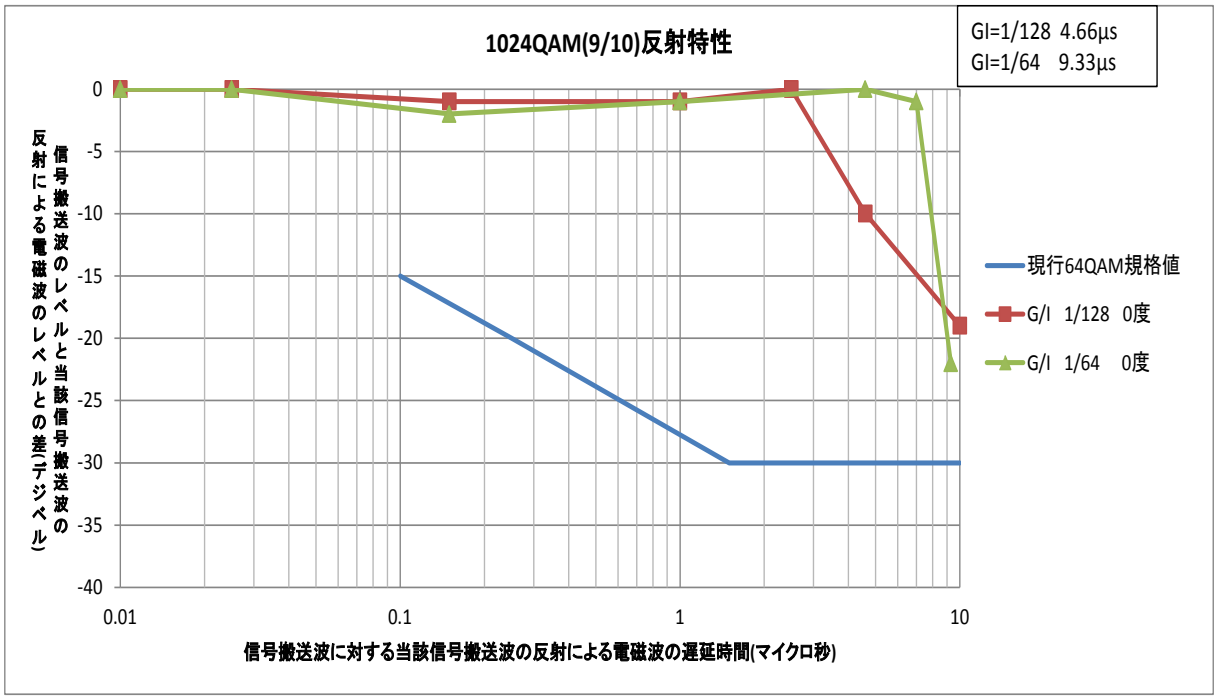


図 2.8-4　J.382 1024QAM(9/10)信号の反射波時間の BER 限界値

チャンネル周波数　U61(671MHz)、測定入力レベル　60dBμV

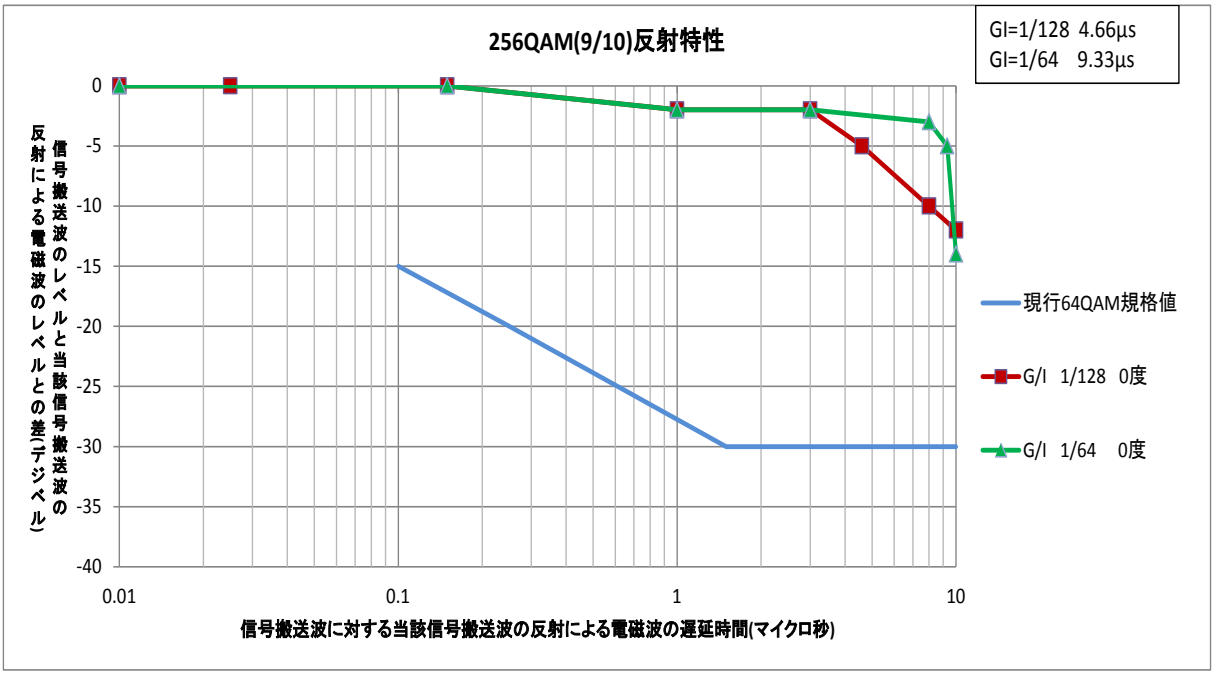


図 2.8-5　J.382 256QAM(9/10)信号の反射波時間の BER 限界値

3)　試験結果

遅延時間が 10μs 以下の現行 64QAM (デジタル有線テレビジョン放送)の反射規格値は十分に満足した。

なお、ガードインターバル 1／64 及び 1／128 のガードインターバル期間 9.33μs および 4.66μs より約 1μs 短い遅延時間以下の場合は搬送波のレベルと当該搬送波の反射による電磁波とのレベルとの差が－10dB 以内で所要 BER 値を満足することから、ガードインターバルの導入は反射に対して大きな効果が見込める。

2.9　多チャンネル妨害歪特性

ケーブルテレビの放送帯域の 90～770MHz までにケーブルテレビに使用されている信号（111 波）と J.382 信号（6MHz）の最大信号波数を伝送する。これを HFC／FTTH の模擬伝送路を想定した増幅器を通し、J.382 信号の多チャンネル歪を評価して、BER 値（BCH 誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなる UD 比を測定して、その結果を作成する。

測定は変調信号による歪成分を含んだノイズ成分（CIN）比を測定する。

1）測定系統図

測定系統図を図 2.9-1 に示す。

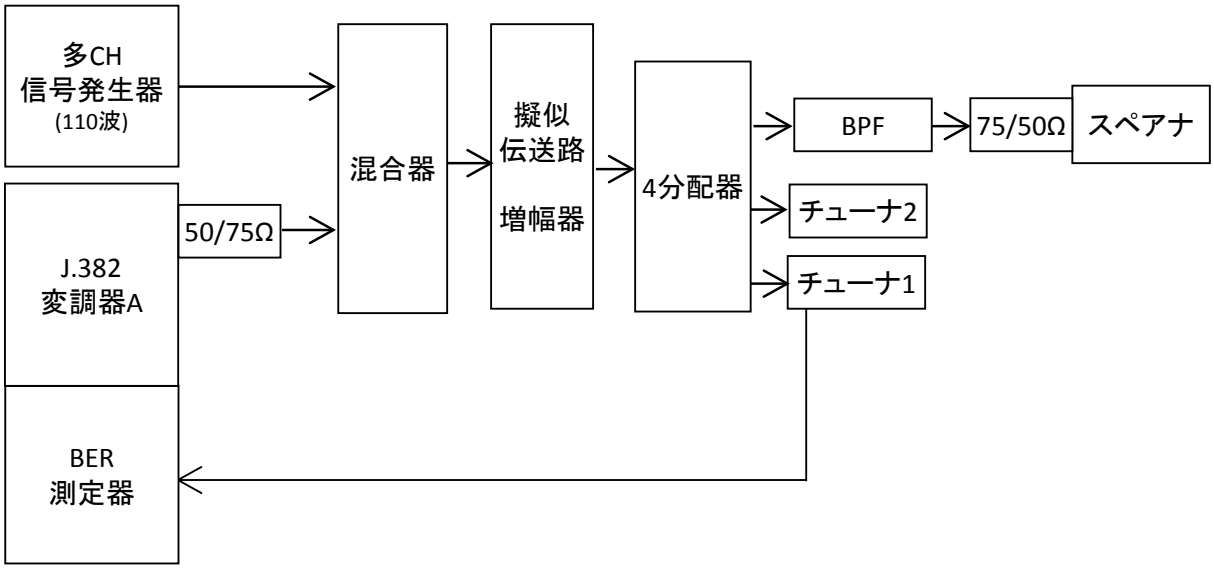


図 2.9-1　J.382 信号の多チャンネル歪妨害特性の測定系統図

2）多チャンネル信号波形

多チャンネル信号を増幅器に過入力状態で入力し、増幅器で意図的に歪成分を発生させて、エラーフリー限界となる変調信号による CIN 比（デジタル歪による雑音成分と信号パワーとの比）を測定した。その時のサンプル波形を以下に示す。測定は、SCTE 06 2009[注]で定めるように、各キャリア CW の周波数が±5kHz 以内のオフセット付ける状態を作り、その状態において、放送方式で定められた変調をかけ CIN 比を測定した。

注）SCTE 06 2009 の URL

http://www.scte.org/documents/pdf/Standards/ANSI_SCTE%2006%202009.pdf

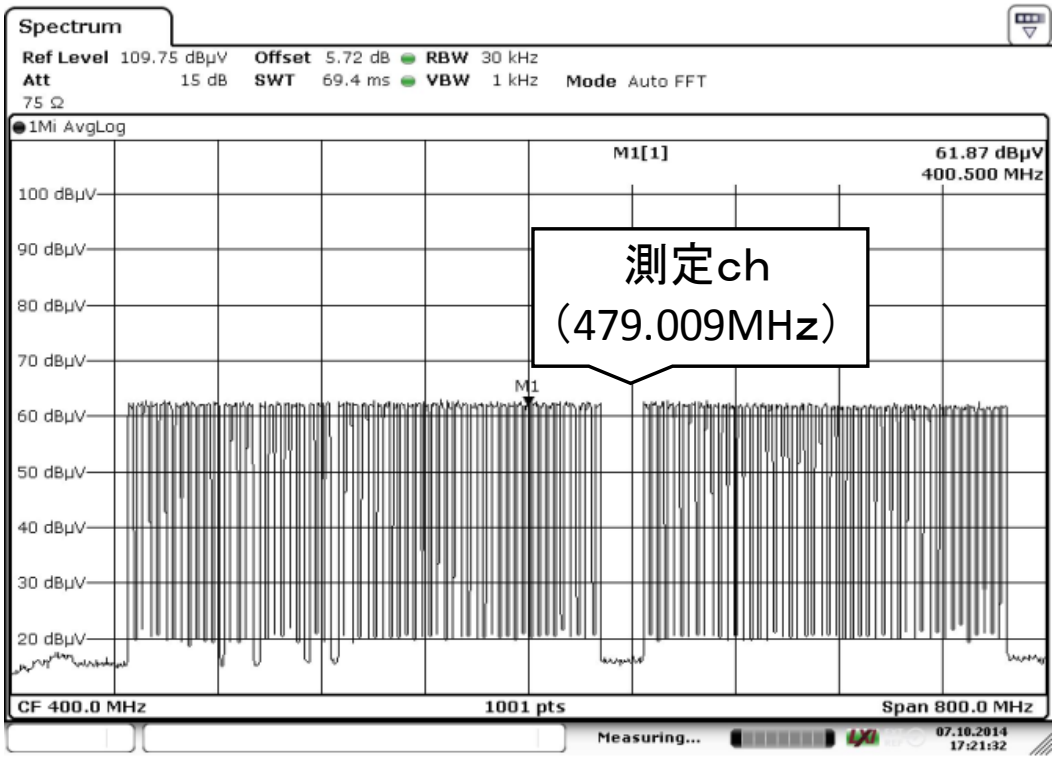


図 2.9-2 無変調 CW　111 波　多チャンネル信号(周波数同期の場合)

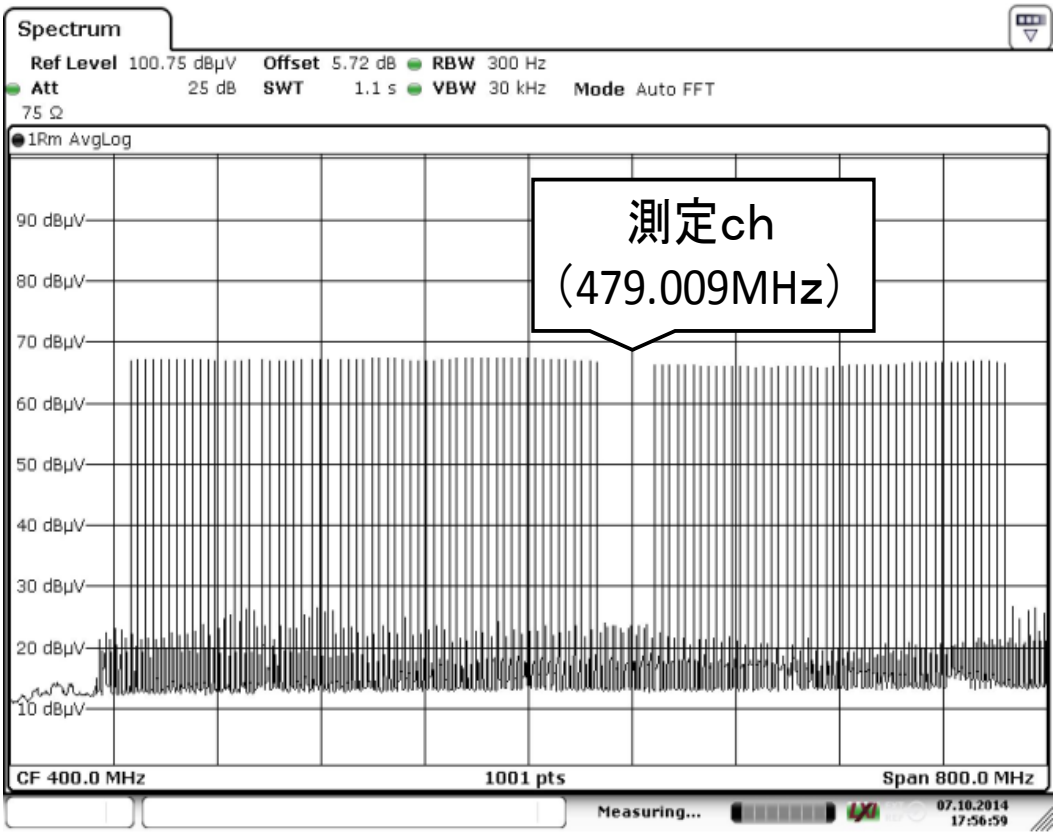


図 2.9-3 無変調 CW　111 波　多チャンネル信号(周波数オフセット付の場合)

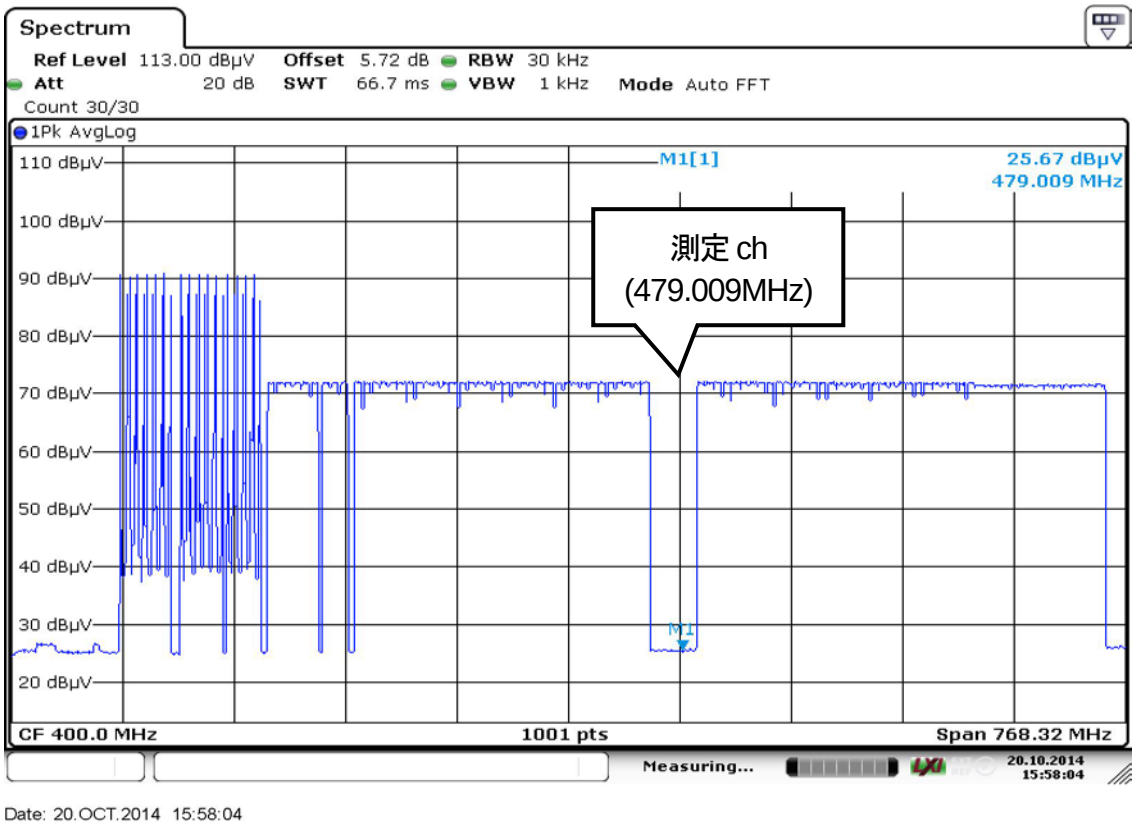


図 2.9-4 変調有り　111 波　多チャンネル信号(周波数オフセット付の場合)

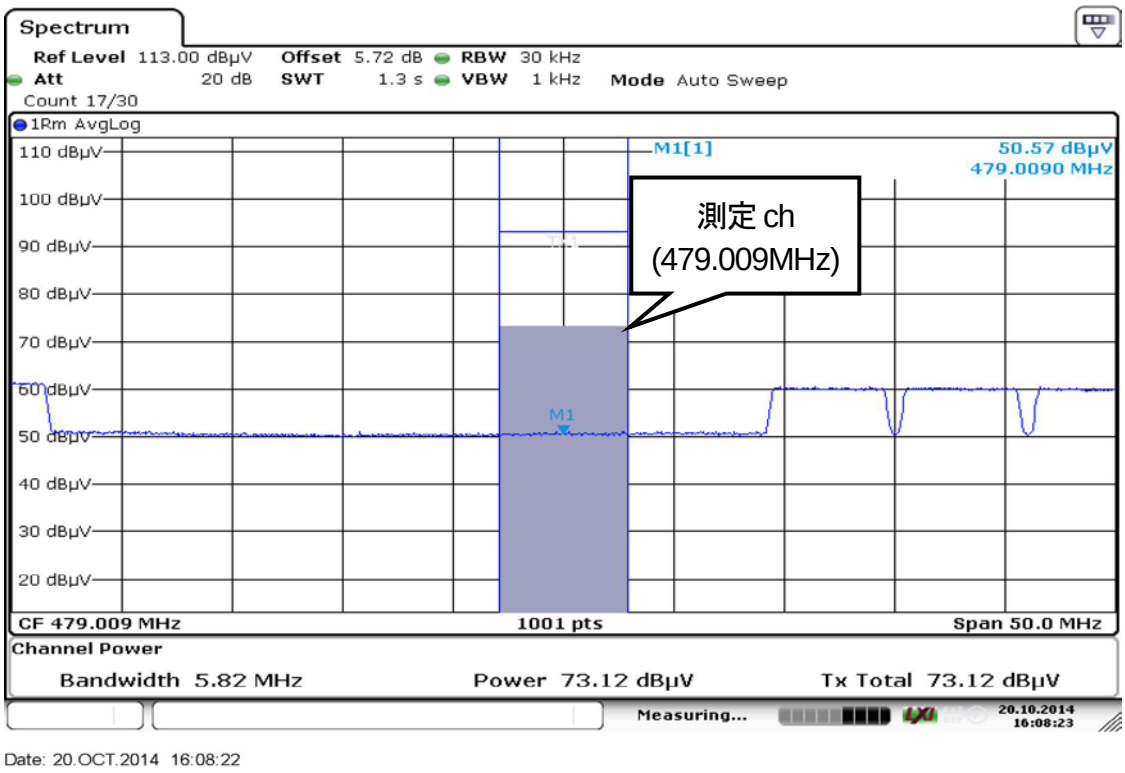


図 2.9-5 変調有り　111 波　多チャンネル信号の変調歪成分(周波数オフセット付の場合)

3)測定結果

U14ch(479MHz)において測定した試験結果を表 2.9-1 に示す。

表 2.9-1　J.382 信号の多チャンネル妨害対 BER 特性(U14)

歪 UD比(dB)		-35	-34	-33	-32	-31	-30	-29	-28	-27	-26	-25	-24	-23
変調有り	4096QAM 5/6	QEF	3.74.E-08			アンロック								
	4096QAM 4/5 12MHz	QEF		アンロック										
	4096QAM 4/5		QEF	1.17.E-06		アンロック								
	1024QAM 9/10					QEF		アンロック						
	256QAM 9/10											QEF		アンロック

QEF　疑似エラーフリー

注 1) 測定チャンネルは、U14ch (479MHz) にて行なった。

注 2) 変調信号は下表の 111 波を使用した。

変調モード と波数	NTSC	NTSC	16波
	J.83C	64QAM	64波
	J.112B	256QAM	16波
	ISDB-T	OFDM	15波
		合計	111波

注 3) QEF は、 疑似エラーフリー状態を示す。

注 4) アンロックは、受信機の TS 再生が不能の状態を言う。

4) 試験結果

測定結果より、多チャンネル信号における変調歪による CIN 比の疑似エラーフリーとなる限界 UD 値を表 2.9-2 に示す。

表 2.9-2　多チャンネル歪妨害による CIN 比の限界 UD 値

変調	4096QAM(5/6)	−35 dB	CIN比
	4096QAM(4/5)　12MHz	−35 dB	
	4096QAM(4/5)	−34 dB	
	1024QAM(9/10)	−31 dB	
	256QAM(9/10)	−25 dB	

注 1) 測定信号搬送波周波数は、 U14ch (479MHz) とする。

注 2) J.382 のパラメータごとに測定する。

注 3) 測定に使用した多チャンネル信号全体と測定 CH の CIN 比等のスペアナ波形も記録する。

2.10　帯域内周波数偏差特性

J.382 信号（6MHz）の帯域内周波数偏差対 BER 測定を行う。J.382 信号（12MHz）信号の測定は、チューナが DS 単位（最大 5.71MHz 幅）を受信するため不要である。

J.382 の帯域内周波数偏差による影響の BER 値（BCH 誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなる p－p 値を測定して、その結果を作成する。なお、帯域内周波数偏差の設定は、変調器内部で設定できる。

1）測定系統図

測定系統図を図 2.10-1 に示す。

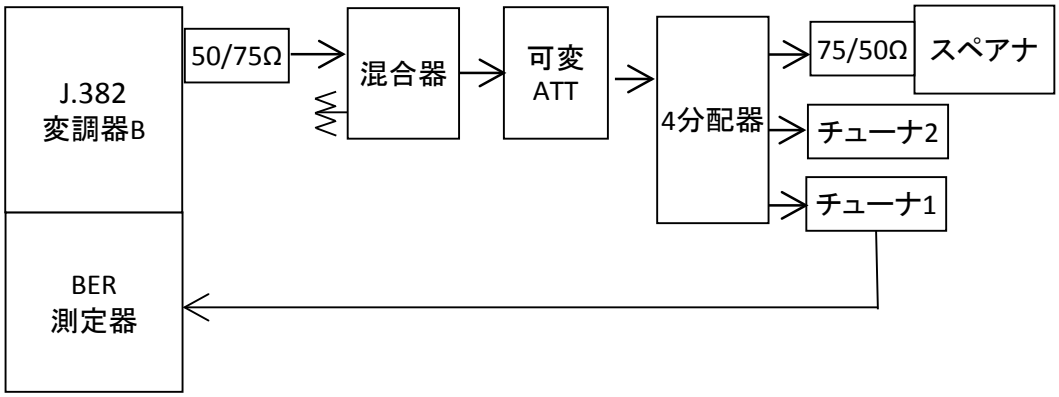
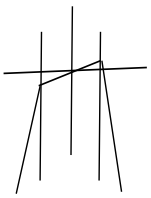
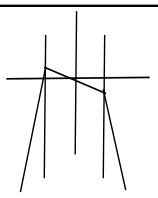


図 2.10-1　J.382 信号の帯域内偏差特性の測定系統図

2) 測定結果

測定結果を表 2.10-1 に示す。

表 2.10-1 周波数偏差の測定値

変調方式	項 目			周波数偏差						
										
4096QAM 5/6	入力レベル	(dBμV)	70	70	70	70	70	70	70	
	偏差	(dB)	0	10	9	8	7	10	9	
	Foに対し	上側(+2.855MHz)		5	4.5	4	3.5	-5	-4.5	
		下側(-2.855MHz)		-5	-4.5	-4	-3.5	5	4.5	
	BER		QEF	測定NG	1.65E-06	2.59E-08	QEF	QEF	QEF	
4096QAM 4/5	入力レベル	(dBμV)	68	68	68	68		68	68	68
	偏差	(dB)	0	10	9	8		10	9	8
	Foに対し	上側(+2.855MHz)		5	4.5	4		-5	-4.5	-4
		下側(-2.855MHz)		-5	-4.5	-4		5	4.5	4
	BER		QEF	測定NG	2.00E-06	QEF		QEF	QEF	QEF
1024QAM 9/10	入力レベル	(dBμV)	66	66	66			66		
	偏差	(dB)	0	10	9			10		
	Foに対し	上側(+2.855MHz)		5	4.5			-5		
		下側(-2.855MHz)		-5	-4.5			5		
	BER		QEF	測定NG	QEF			QEF		
256QAM 9/10	入力レベル	(dBμV)	60	60				60		
	偏差	(dB)	0	10				10		
	Foに対し	上側(+2.855MHz)		5				-5		
		下側(-2.855MHz)		-5				5		
	BER		QEF	QEF				QEF		

注 1) レベルはチャンネルパワーで測定。

注 2) 測定周波数：479.009MHz（全てのモード共通）

注 3) 信号にチルトを生じても測定時のチャンネルパワーが一定になるように、可変 ATT にてレベル補正を行った。

注 4) QEF は、 疑似エラーフリー状態を示す。

3) 試験結果

測定結果より、帯域内周波数偏差の限界値を表 2.10-2 に示す。

表 2.10-2 帯域内周波数偏差の限界(p－p)/2 値

変調方式	帯域内周波数偏差(p－p値)/2
4096QAM(5/6)	±3.5 dB
4096QAM(4/5)	±4 dB
1024QAM(9/10)	±4.5 dB
256QAM(9/10)	±5 dB

2.11　ハム変調特性

J.382 信号（6MHz）のハム変調対 BER 測定を行う。J.382 信号（12MHz）信号の測定は、チューナが DS 単位（最大 5.71MHz 幅）を受信するため不要である。

J.382 のハム変調による影響の BER 値（BCH 誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなるハム変調値を測定して、その結果を作成する。なお、ハム変調の設定は、変調器内部で設定できる。

1）測定系統図

測定系統図を図 2.11-1 に示す。

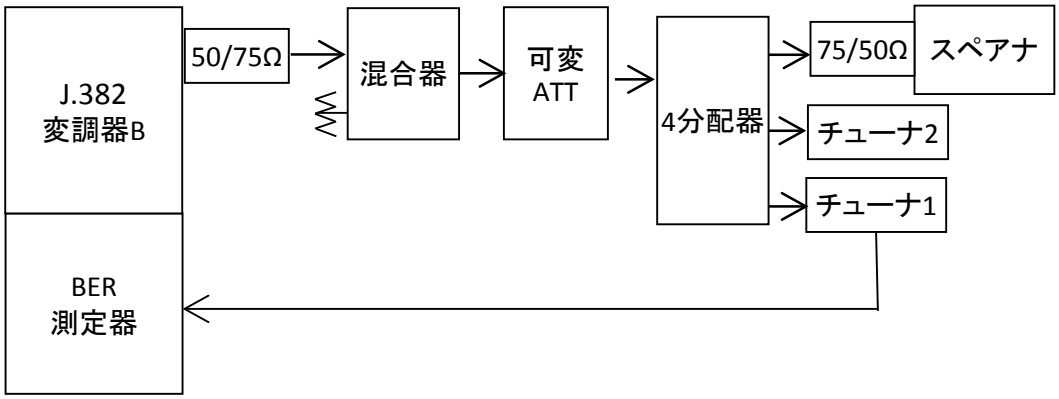


図 2.11-1　J.382 信号のハム変調特性の測定系統図

2）測定結果

ハム変調の測定値を表 2.10-1 に示す。

表 2.10-1　ハム変調の測定値

ハム成分	ハム変調(%)	4%	6%	12%	20%
	ハム変調(dB)	34	30	24	20
50Hz	4096QAM (5/6)	QEF	3.04E-06		
	4096QAM (4/5)	QEF	1.24E-07		
	1024QAM (9/10)		QEF	1.52E-05	
	256QAM (9/10)			QEF	1.67E-07
60Hz	4096QAM (5/6)	QEF	1.34E-05		
	4096QAM (4/5)	QEF	1.91E-06		
	1024QAM (9/10)		QEF	7.93E-05	
	256QAM (9/10)			QEF	9.53E-06

注 1）測定信号搬送波周波数は、U14ch (479MHz)とする。

注 2) J.382 のパラメータごとに測定する。

注 3）ハム変調は下記の式より求めることができる。

ハム変調(dB) =　$-20 \log (m/2)$　、ここで　m：ハム変調（%）

注 4) QEF は、疑似エラーフリー状態を示す。

3) 試験結果

測定結果より、ハム変調の限界値を表 2.10-2 に示す。

表 2.10-2　ハム変調の限界値

変調方式	ハム変調m(%)	ハム変調(dB)
4096QAM(5/6)	4 %	34 dB
4096QAM(4/5)	4 %	34 dB
1024QAM(9/10)	6 %	30 dB
256QAM(9/10)	12 %	24 dB

現行規格ハム変調規格の 30dB よりも厳しい値が 4096QAM の場合は必要となる。

2.12　J.382 のスペクトルマスク

2.12.1　64QAM (DOCSIS　J.112 AnnexB) 信号の測定

本実験では、測定の基本データを得るための 64QAM(J.112 AnnexB) 信号のロールオフ特性をスペクトラムアナライザで測定する。測定系統図を図 2.12.1-1 に測定結果を図 2.12.1-2～図 2.12.1-5 に示す。

1)　測定系統図

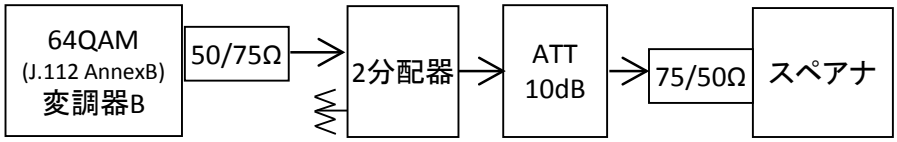


図 2.12.1-1　64QAM(J.112 AnnexB)信号のロールオフ特性の実験系統図

2) 測定結果

測定チャンネル周波数　　U14(479MHz)　DOCSIS 64QAM _473MHz

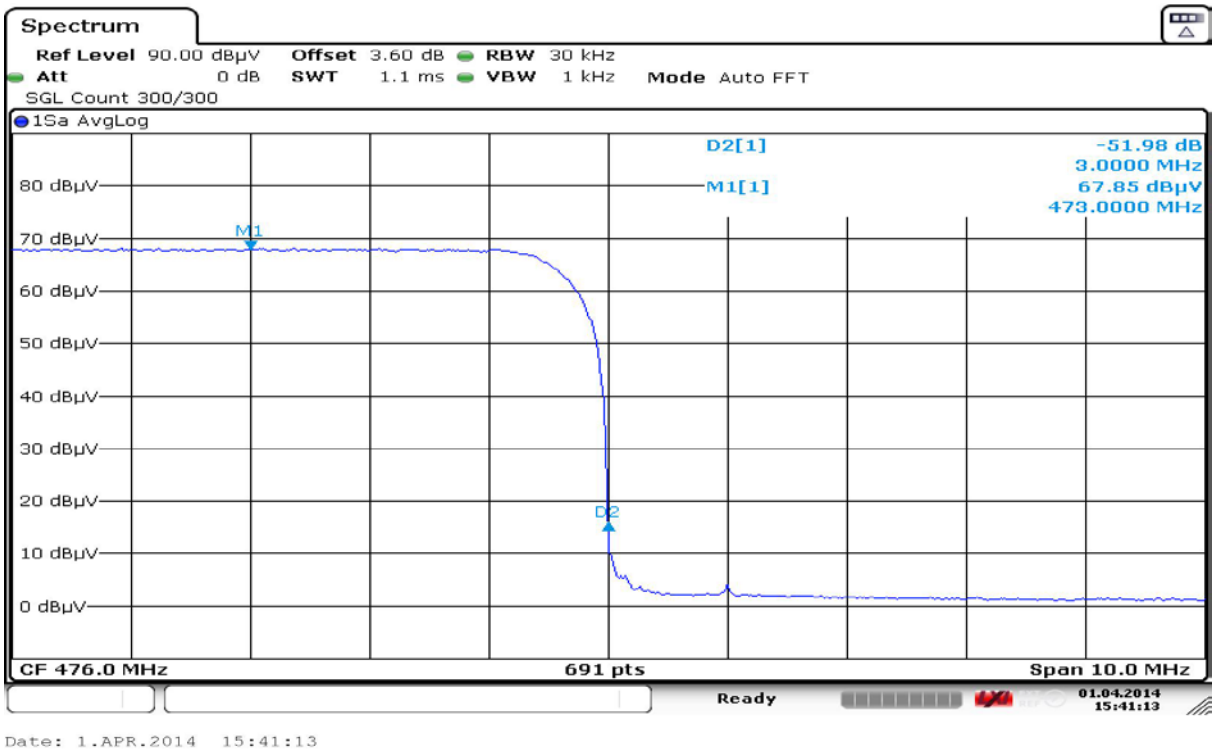


図 2.12.1-2　64QAM(J.112 AnnexB) (479MHz)の下側隣接ロールオフ特性の測定結果

測定チャンネル周波数　　U14(479MHz) DOCSIS 64QAM_485MHz

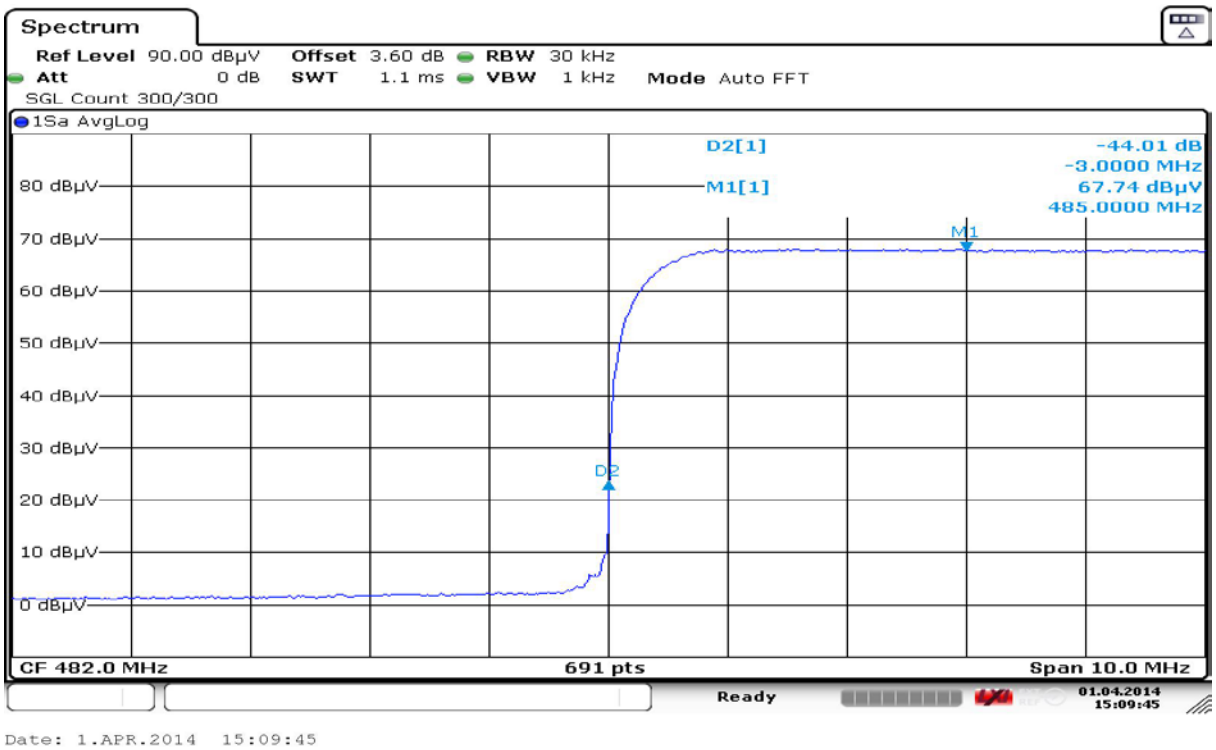


図 2.12.1-3　64QAM(J.112 AnnexB) (479MHz)の上側隣接ロールオフ特性の測定結果

測定チャンネル周波数　　U61(761MHz) DOCSIS 64QAM_755MHz

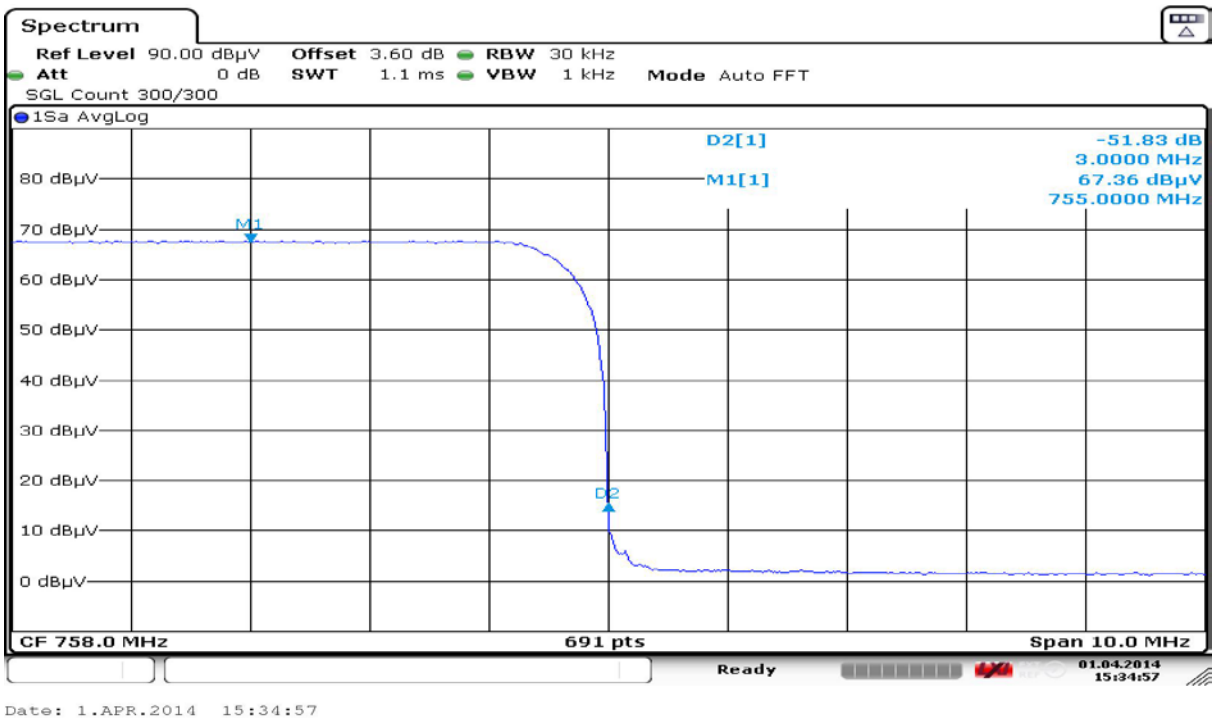


図 2.12.1-4　64QAM(J.112 AnnexB) (761MHz)の下側隣接ロールオフ特性の測定結果

測定チャンネル周波数　　U61(761MHz) DOCSIS 64QAM _767MHz

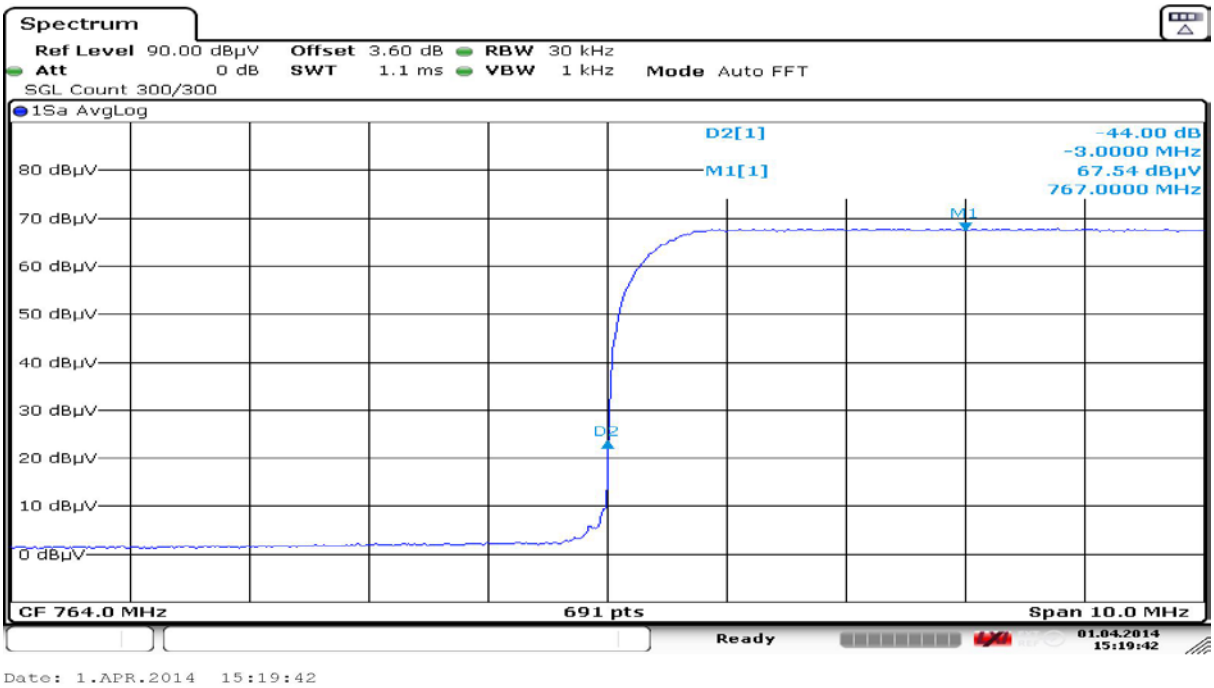


図 2.12.1-5　64QAM(J.112 AnnexB) (761MHz)の上側隣接ロールオフ特性の測定結果

3) 測定条件と測定値

項目	条件	結果(U14) (dB)	結果(U61) (dB)	理論値 (dB)
搬送波周波数		479MHz	761MHz	―
信号レベル		90dBμV		―
周波数　　―6MHz	下側基準	0	0	0
―3.93MHz		0.02	0.13	-0.00
―3.8MHz		-0.42	-0.36	-0.21
―3.7MHz		-0.78	-0.75	-0.68
―3.6MHz		-1.34	-1.67	-1.46
―3.5MHz		-2.73	-2.67	-2.60
―3.472MHz注1		-3.58	-3.32	-3.01
―3.3MHz		-6.55	-6.67	-6.56
―3.2MHz		-10.35	-10.26	-10.13
―3.1MHz		-17.21	-17.31	-16.85
―3.05MHz		-27.64	-27.81	-24.74
―3.02MHz		-42.04	-41.79	-44.15
―3.0175MHz				-54.47
-3MHz		-51.85	-51.85	

3MHz		-44.01	-44.00	
3.0175MHz				-54.47
3.02MHz		-35.33	-35.52	-44.15
3.05MHz		-24.43	-24.74	-24.74
3.1MHz		-16.13	-16.42	-16.85
3.2MHz		-9.99	-9.86	-10.13
3.3MHz		-6.44	-6.47	-6.56
3.472MHz注1		-2.97	-3.39	-3.01
3.5MHz		-2.62	-2.44	-2.60
3.6MHz		-1.70	-1.24	-1.46
3.7MHz		-0.80	-0.82	-0.68
3.8MHz		-0.41	-0.34	-0.21
3.93MHz		-0.18	0.08	-0.00
6MHz	上側基準	0	0	0
CN比	雑音付加なし			
スペアナ　スパン	10MHz			
分解能帯域幅(RBW)	30kHz			
映像帯域幅(VBW)	1kHz			
検波モード	SAMPLE			
アベレージ機能	300回			
チャンネルパワー帯域幅	6MHz			

注1）理論値はロールオフ18%、シンボルレート5.056941Mspsより算出　(= −6 + 5.056941/2)

注2）被干渉QAM信号スペクトルのフラット特性を示す中心周波数±2.0MHz帯域内において最低値となるレベルをスペクトラムアナライザのマーカー測定機能を用いて測定し、スペクトルマスクの基準値〔dBμV／$\sqrt{\text{Hz}}$〕として記録する。

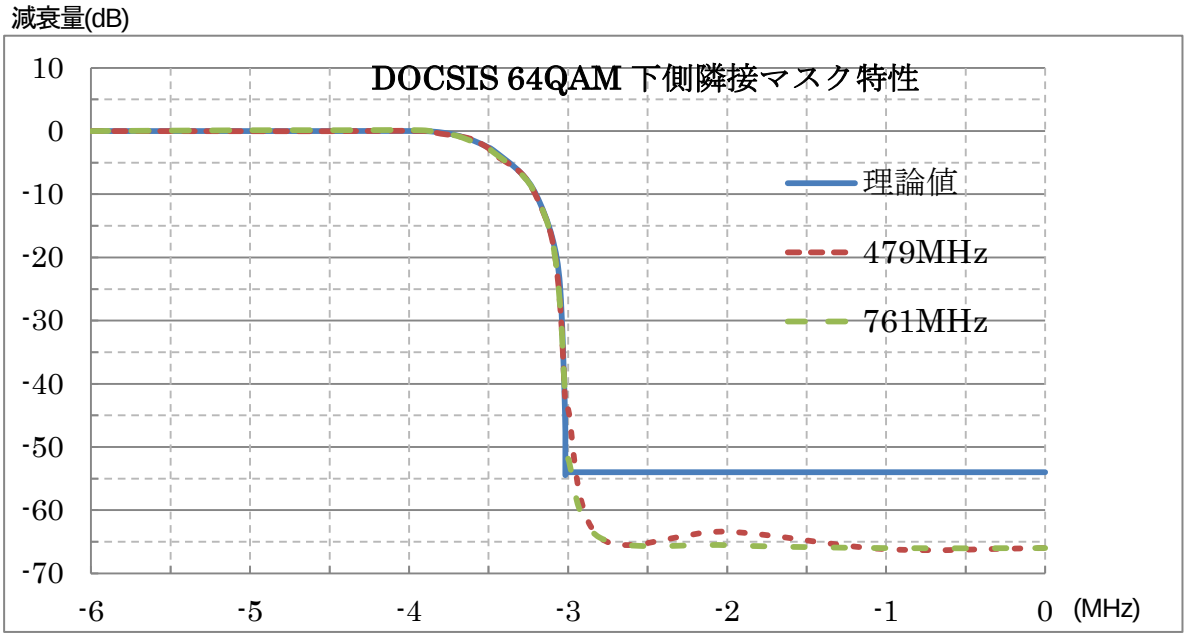


図 2.12.1-6　64QAM(J.112 AnnexB) の下側隣接ロールオフ特性の測定結果

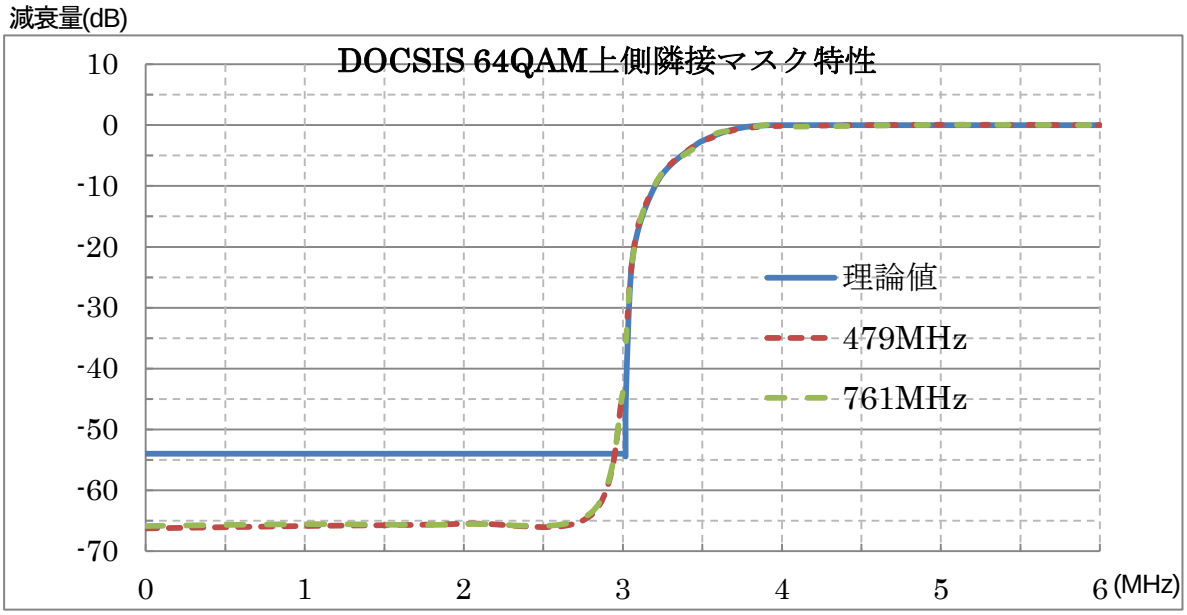


図 2.12.1-7　64QAM(J.112 AnnexB) の上側隣接ロールオフ特性の測定結果

図2.12.1-6では−3.05MHz以下、図2.12.1-7では3.05MHz以上では理論曲線上の測定結果となった。

±3MHz付近では、理論値よりもやや悪化しているが、減衰量が大きい領域のため、無視できるレベルと考える。

2.12.2　256QAM (DOCSIS　J.112 AnnexB) 信号の測定

本実験では、測定の基本データを得るための 256QAM(J.112 AnnexB) 信号のロールオフ特性をスペクトラムアナライザで測定する。測定系統図を図2.12.2-1に測定結果を図2.12.2-2～図2.12.2-5に示す。

1)　測定系統図

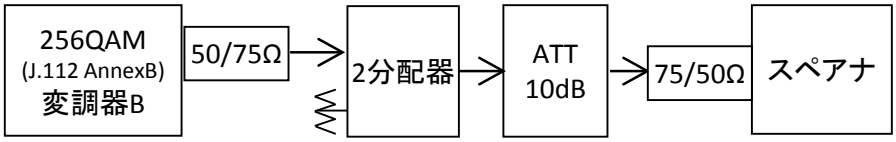


図 2.12.2-1　256QAM(J.112 AnnexB)信号のロールオフ特性の実験系統図

2) 測定結果

測定チャンネル周波数　　U14(479MHz) DOCSIS 256QAM_473MHz

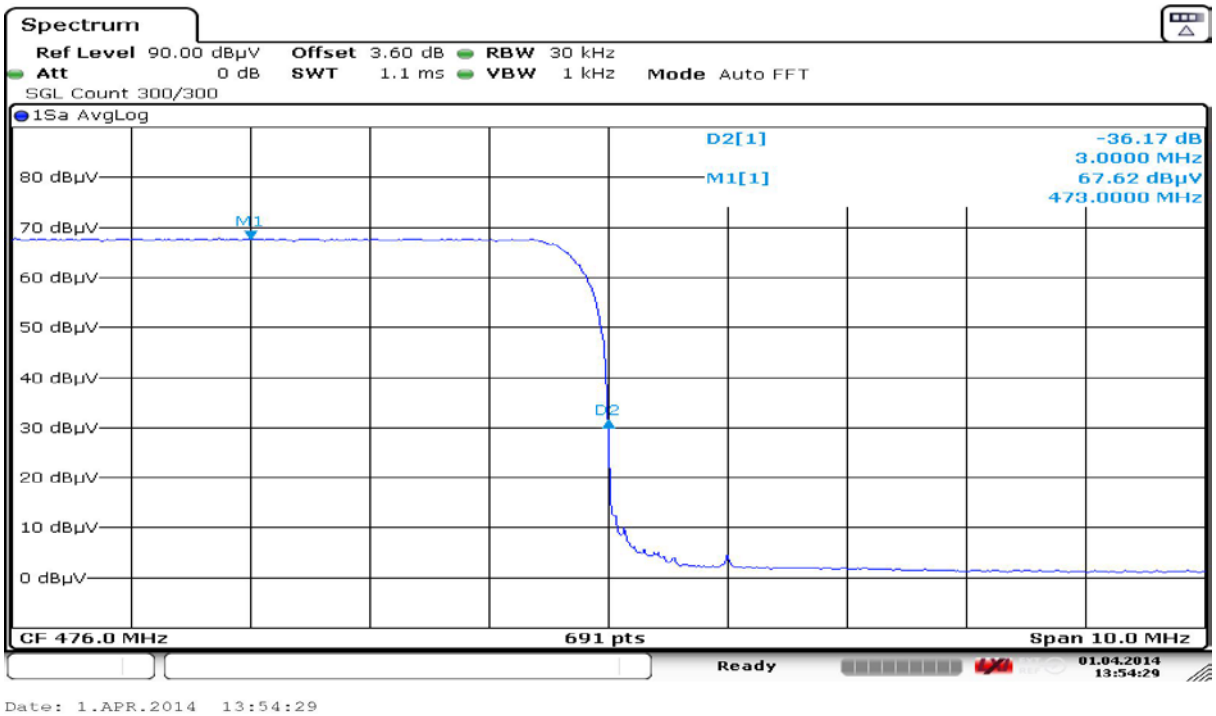


図 2.12.2-2　256QAM(J.112 AnnexB) (479MHz)の下側隣接ロールオフ特性の測定結果

測定チャンネル周波数　　U14(479MHz) DOCSIS 256QAM _485MHz

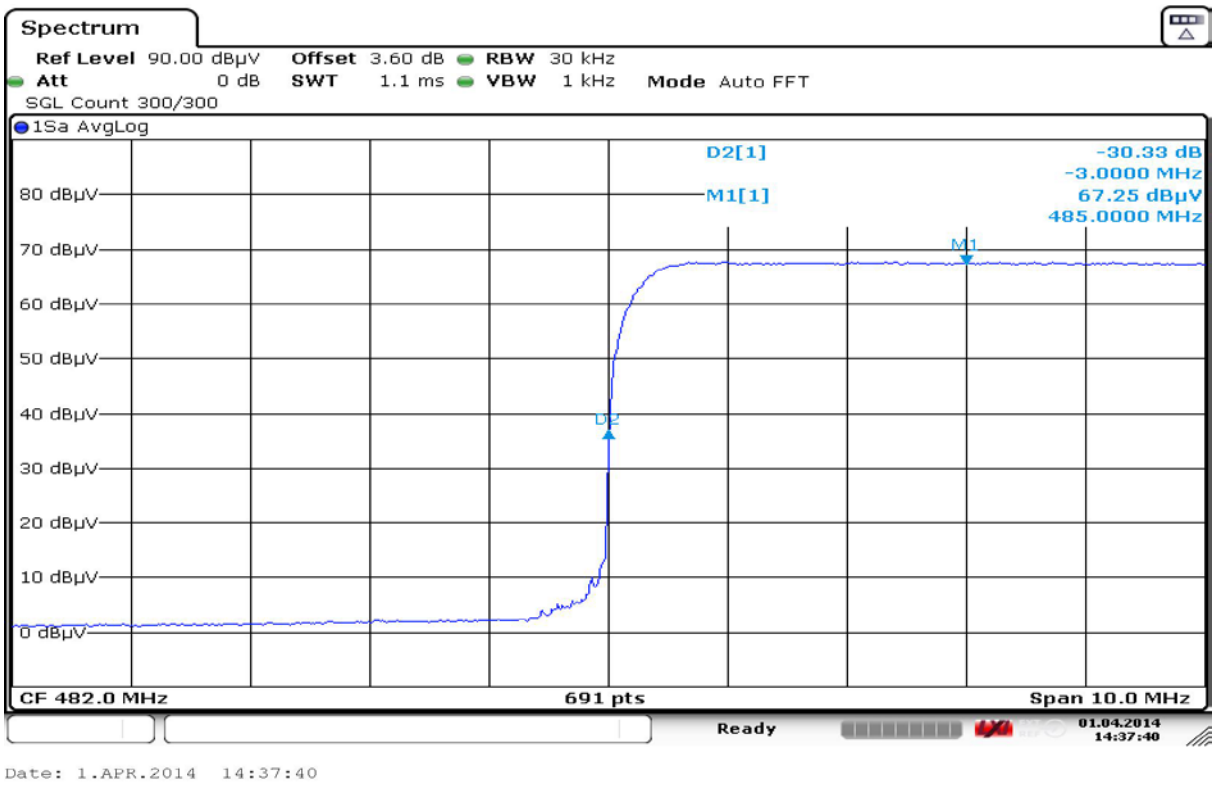


図 2.12.2-3　256QAM(J.112 AnnexB) (479MHz)の上側隣接ロールオフ特性の測定結果

測定チャンネル周波数　　U61(761MHz) DOCSIS 256QAM _755MHz

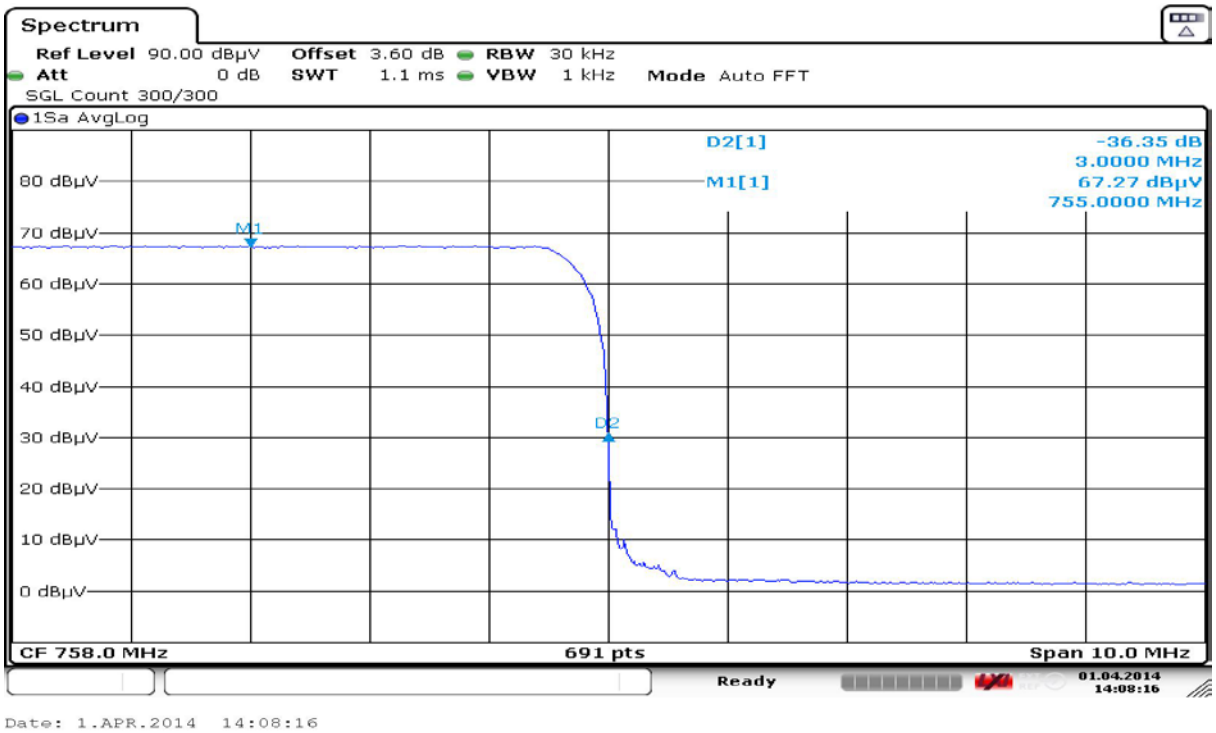


図 2.12.2-4　256QAM(J.112 AnnexB) (761MHz)の下側隣接ロールオフ特性の測定結果

測定チャンネル周波数　　U61(761MHz) DOCSIS 256QAM _767MHz

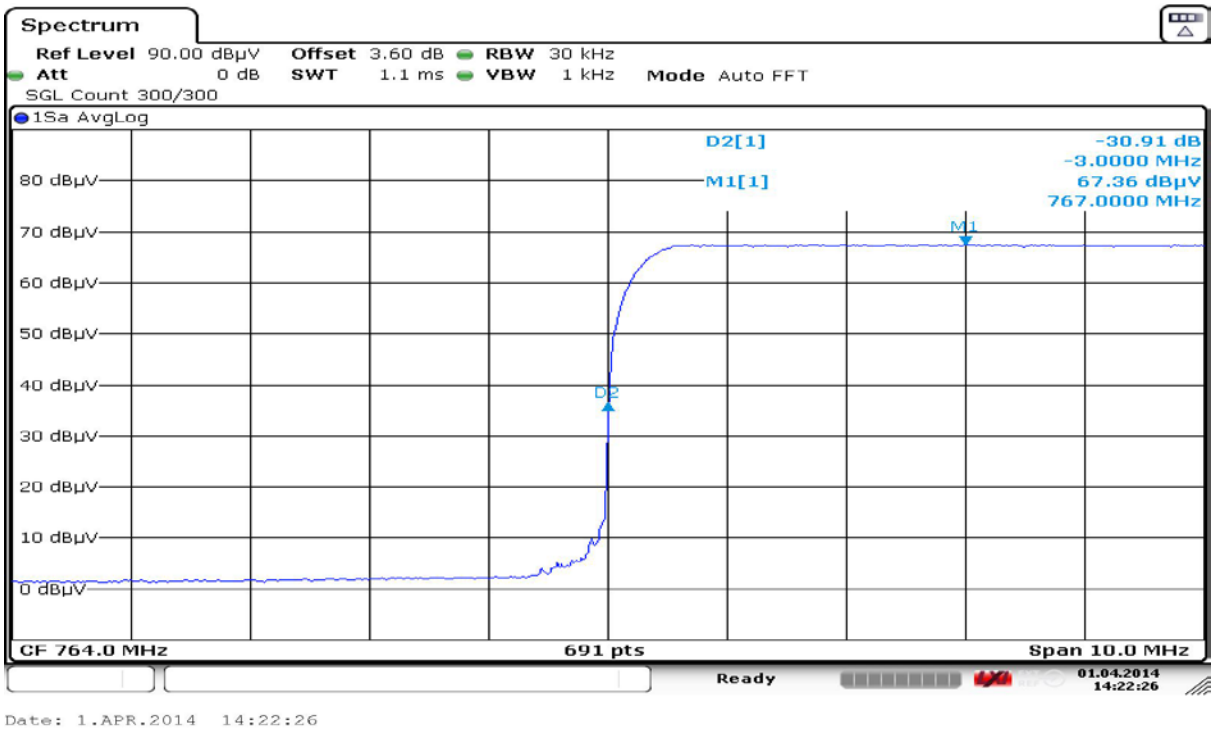


図 2.12.2-5　256QAM(J.112 AnnexB) (761MHz)の上側隣接ロールオフ特性の測定結果

3) 測定条件と測定値

項目	条件	結果(U14) (dB)	結果(U61) (dB)	理論値 (dB)
搬送波周波数		479MHz	761MHz	―
信号レベル		90dBμV		―
周波数　　―6MHz	下側基準	0	0	0
―4MHz		-0.09	-0.04	0
―3.64MHz		-0.09	-0.20	-0.00
―3.5MHz		-0.67	-0.52	-0.53
―3.4MHz		-1.75	-1.54	-1.61
―3.320MHz注1		-3.37	-3.19	-3.01
―3.3MHz		-3.71	-3.72	-3.45
―3.2MHz		-6.99	-6.85	-6.50
―3.1MHz		-12.74	-12.47	-12.17
―3.05MHz		-19.83	-19.99	-17.97
―3.00MHz		-36.46	-36.35	-47.67
―2.9989MHz				-54.18
―2.95MHz		-54.86	-54.86	

2.95MHz		-54.19	-54.23	
2.9989MHz				-54.18
3.00MHz		-30.33	-30.91	-47.67
3.05MHz		-17.65	-17.87	-17.97
3.1MHz		-11.84	-12.03	-12.17
3.2MHz		-5.96	-6.31	-6.50
3.3MHz		-3.34	-3.34	-3.45
3.320MHz注1		-2.90	-3.09	-3.01
3.4MHz		-1.33	-1.66	-1.61
3.5MHz		-0.68	-0.15	-0.53
3.64MHz		0.14	-0.02	-0.00
4MHz		-0.34	-0.04	0
6MHz	上側基準	0	0	0
CN比	付加なし			
スペアナ　スパン	6MHz			
分解能帯域幅(RBW)	30kHz			
映像帯域幅(VBW)	1kHz			
検波モード	SAMPLE			
アベレージ機能	300回			
チャンネルパワー帯域幅	6MHz			

注1）理論値はロールオフ12%、シンボルレート5.360537Mspsより算出　(= －6＋5.3605372)

注2）被干渉QAM信号スペクトルのフラット特性を示す中心周波数±2.0MHz帯域内において最低値となるレベルをスペクトラムアナライザのマーカー測定機能を用いて測定し、スペクトルマスクの基準値〔dBμV／$\sqrt{\text{Hz}}$〕として記録する。

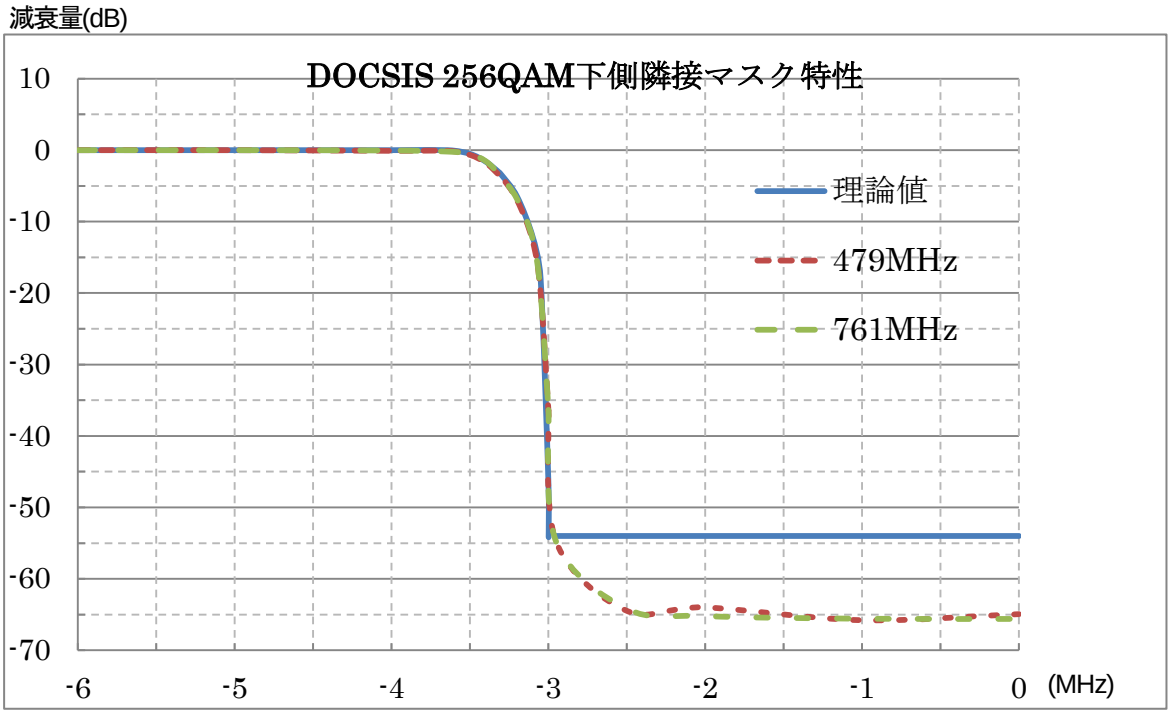


図 2.12.2-6　256QAM(J.112 AnnexB) の下側隣接ロールオフ特性の測定結果

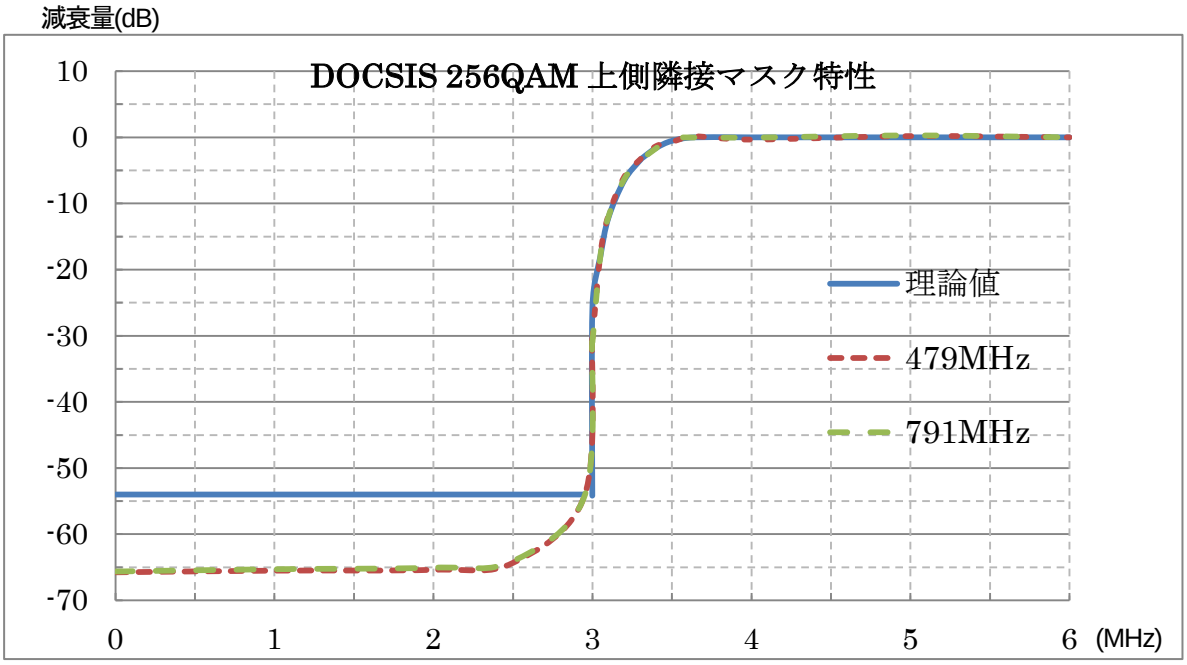


図 2.12.2-7　256QAM(J.112 AnnexB) の上側隣接ロールオフ特性の測定結果

図2.12.2-6では－3.05MHz以下、図2.12.2-7では3.05MHz以上では理論曲線上の測定結果となった。

±3MHz付近では、理論値よりもやや悪化しているが、減衰量が大きい領域のため、無視できるレベルと考える。

2.12.3　J.382 への通信信号による隣接チャンネル被干渉

J.382 への隣接通信信号である J.112 AnnexB (DOCSIS) 信号からの妨害による BER 値 (BCH 誤り訂正後) が疑似エラーフリーとなる DU 比を測定して、その結果を作成する。

1)　測定系統図

実験系統図を図 2.12.3-1 に示す。

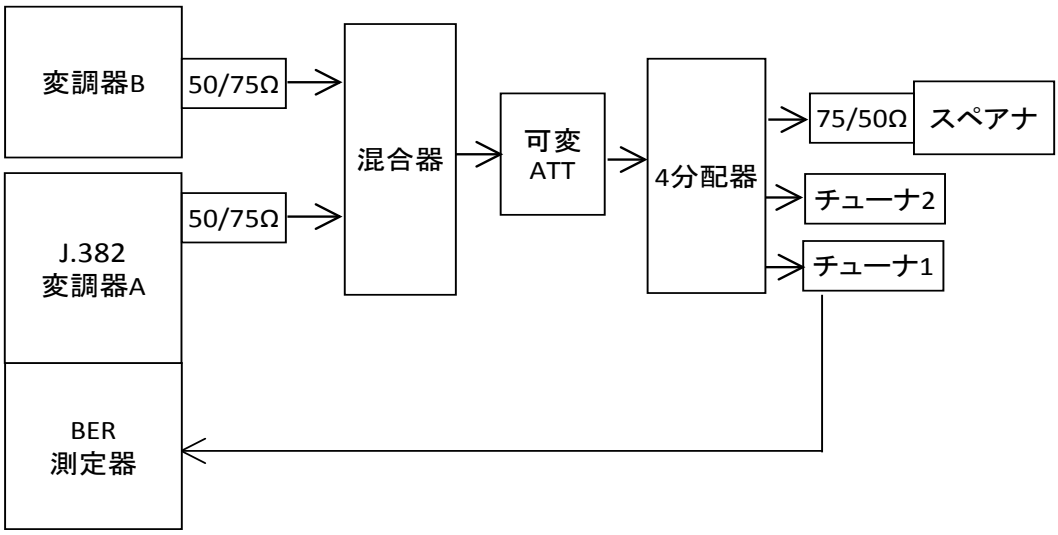


図 2.12.3-1　　通信信号から J.382 への隣接被干渉の測定系統図

2)　測定結果

測定結果を図 2.12.3-2～図 2.12.3-5 に示す。

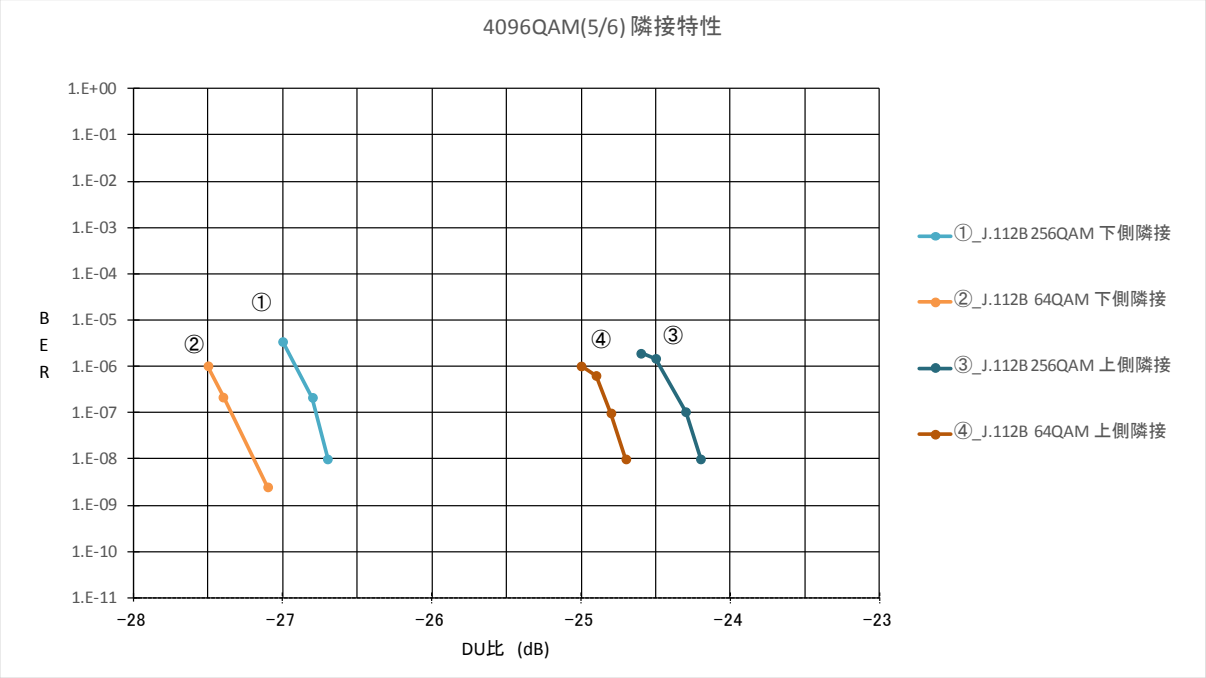


図 2.12.3-2　4096QAM(5/6)の被干渉特性

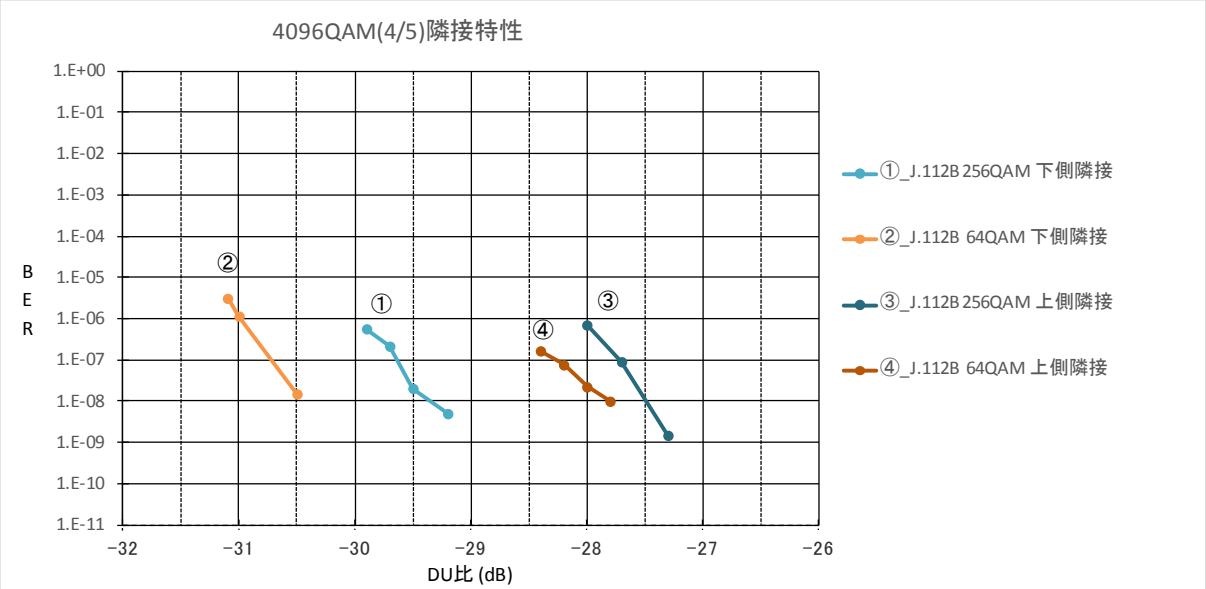


図 2.12.3-3　4096QAM(4/5)の被干渉特性

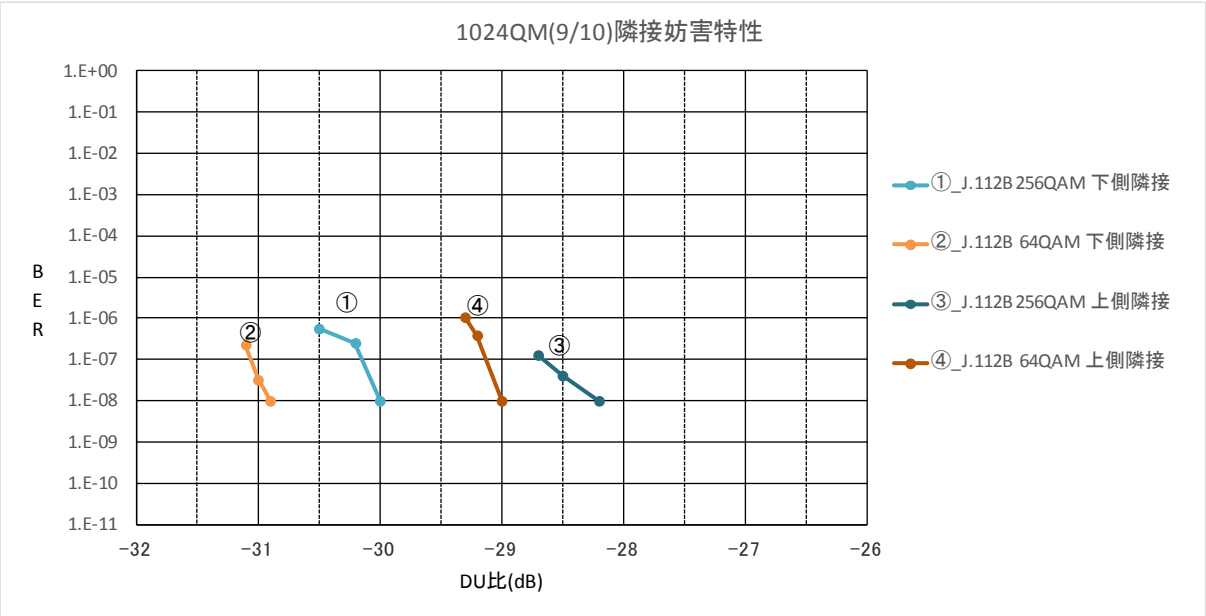


図 2.12.3-4　1024QAM(9/10)の被干渉特性

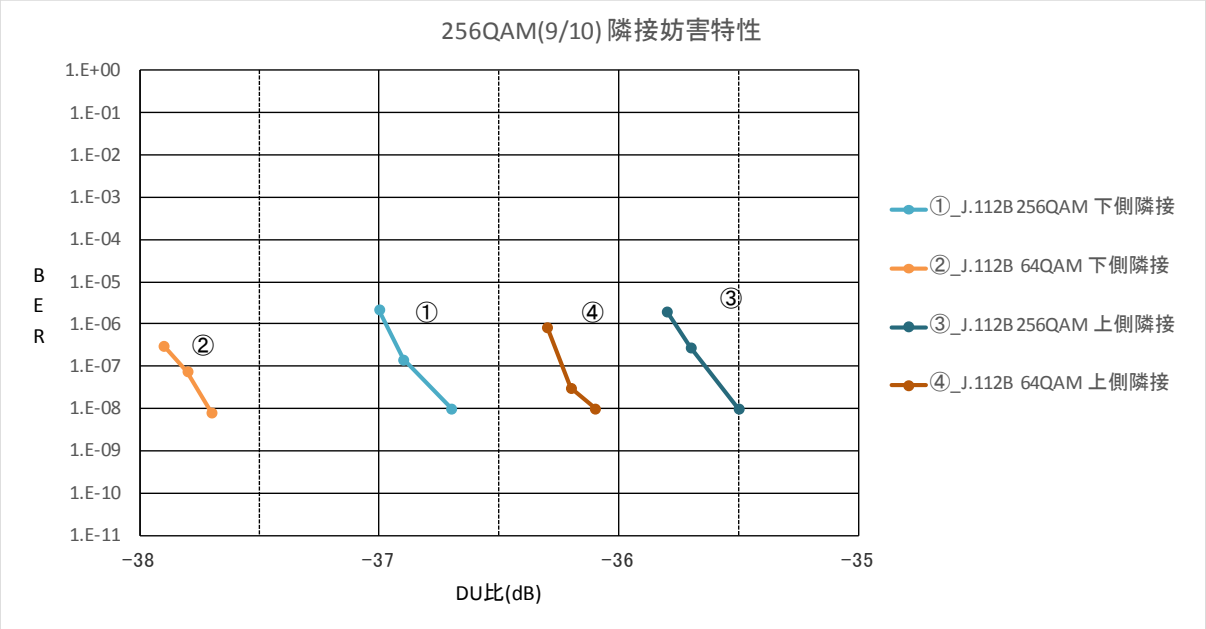


図 2.12.3-5　256QAM(9/10)の被干渉特性

3) 試験結果

隣接妨害に対する通信信号である J.112 AnnexB (DOCSIS) 信号に対する許容限界 DU 比は表 2.12.3-1 の通りになる。この結果より、256QAM(9/10)を除く J.382 の変調パラメータに対する依存性は少ないため、共通のスペクトルマスクを定める。この時の隣接妨害 DU 比としては測定値の最悪値に 3dB のマージンを見た UD 比 21dB とする。また、J.112B の変調パラメータに対する依存性も少ないが、やや 256QAM の影響が大きいことから、256QAM のスペクトル波形を用いることとする。

また、±3MHz 近傍 (50kHz 以内) については、急激な減衰を伴う領域のため妨害特性への影響は少ないことから、測定値のように理論値より悪化することを考慮して 256QAM デジタル有線テレビジョン放送のスペクトルマスクと同様にスペクトルマスク計算式とノイズ妨害比を結ぶ直線で定めるものとする。

表 2.12.3-1　J.382 に対する J.112B 隣接妨害 DU 比

J.382 信号	J.112B_256QAM	J.112B_64QAM
4096QAM(5/6)	−26 dB／−24 dB(worst 値)	−26 dB／−24dB
4096QAM(4/5)	−28 dB／−26 dB	−29 dB／−26 dB
1024QAM(9/10)	−29 dB／−26 dB	−30 dB／−28 dB
256QAM(9/10)	−36 dB／−35 dB	−37 dB／−35 dB
隣接妨害 UD 比の規格値	21 dB	

注)　隣接妨害 DU 比は下側隣接／上側隣接の BER ＝ 1×10^{-11}の換算値の小数点以下を切り上げした値。

帯域内のスペクトルマクスを決定する場合にノイズ妨害比を使用しているが、これまでこの値は所要 CN 比に 3dB 加えた値が採用されているため、今回も同様に所要 CN に 3dB 加えた値をノイズ妨

害比として使用する。それを、表 2.12.3-2 に示す。

表 2.12.3-2　J.382 のノイズ妨害比

J.382 信号	所要 CN 比	ノイズ妨害比 X
4096QAM(5/6)	40 dB	−43 dB
4096QAM(4/5)	37 dB	−40 dB
1024QAM(9/10)	33 dB	−36 dB
256QAM(9/10)	26 dB	−29 dB

2.12.4　J.382 放送信号のスペクトルマスク特性

J.382 放送信号のスペクトルマスク特性を以下のように定める。

1)　放送信号の下側隣接の場合

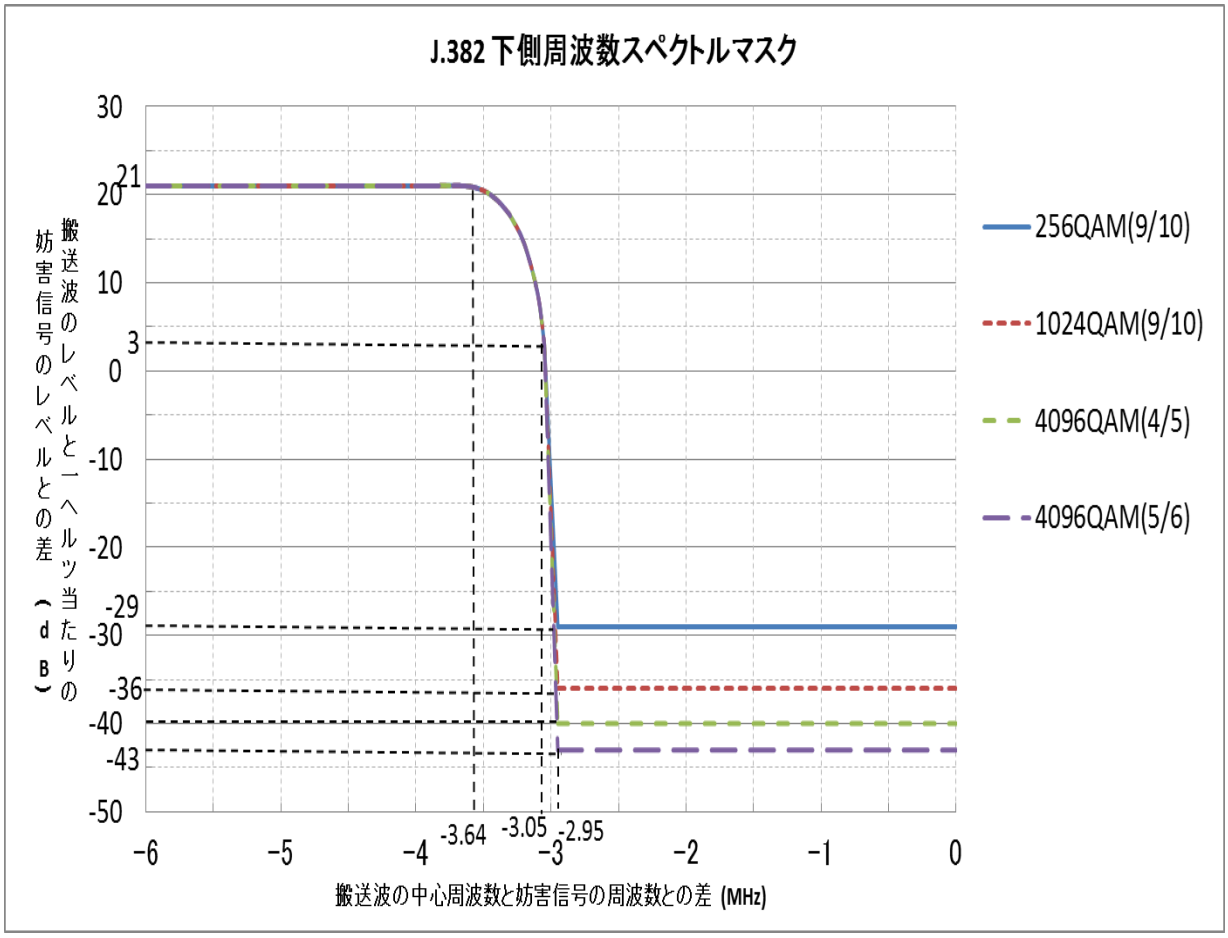


図 2.12.4-1　　J.382 下側周波数のスペクトルマクス

一ヘルツ当たりの搬送波のレベルの平均値を基準値（0dB）とする。

上図のスペクトルマスクは f を搬送波の中心周波数と妨害信号の周波数との差、$L(f)$ を搬送波のレベルと一ヘルツ当たりの妨害信号のレベルとの差とすると、次の式のとおりである。

・ fが－3.64MHz 以下の場合：$L(f) = 21$ [dB] (隣接妨害 UD 比の規格値)
・ fが－3.64MHz を超え－3.05MHz 以下の場合：式①

$$L(f) = 21 + 20\log_{10}\left\{\sqrt{\frac{1}{2}\left(1 - \sin\left(\frac{\pi}{2} \times \frac{2(f+6) - fo}{\alpha \cdot fo}\right)\right)}\right\} \quad \text{(dB)}$$

ただし、f_0 =5.360537 [MHz]、ロールオフ α ＝ 0.12

・ fが－3.05MHz を超え－2.95MHz 未満の場合：式②

$$L(f) = -10\{L(-3.05) - \mathrm{X}\}(f + 2.95) + \mathrm{X}$$

ただし、$L(-3.05)$は式①で、f ＝－3.05 としたときの $L(f)$の値 ＝3 [dB]
X：ノイズ妨害比(表 2.12.3-2 の値)

・fが－2.95MHz 以上の場合：$L(f)$ ＝X [dB]

2) 放送信号の上側隣接の場合

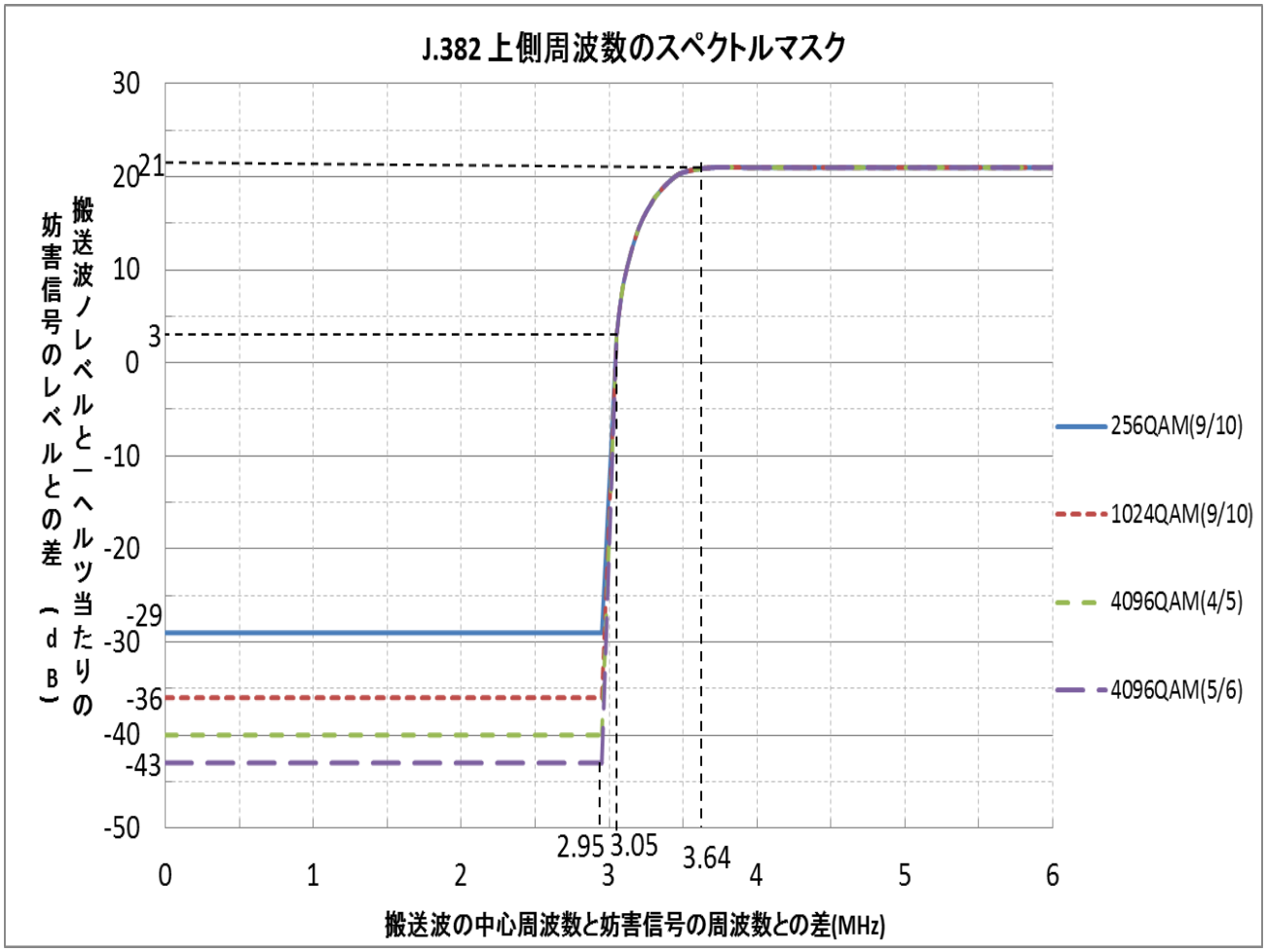


図 2.12.4-2 J.382 上側周波数のスペクトルマクス

一ヘルツ当たりの搬送波のレベルの平均値を基準値（0dB）とする。

上図のスペクトルマスクは f を搬送波の中心周波数と妨害信号の周波数との差、$L(f)$ を搬送波のレベルと一ヘルツ当たりの妨害信号のレベルとの差とすると、次の式のとおりである。

・ f が 2.95MHz 以下の場合：$L(f)$ =X［dB］、ここで X：ノイズ妨害比(表 2.12.3-2 の値)

・ f が 2.95MHz を超え 3.05MHz 未満の場合：式③

$$L(f) = 10\{L(-3.05) - \mathrm{X}\}(f - 2.95) + \mathrm{X}$$

ただし、$L(3.05)$は式②で、f =3.05 としたときの L の値 = 3 [dB]

・ f が 3.05MHz 以上から 3.64MHz 未満の場合：式④

$$L(f) = 21 + 20\log_{10}\left\{\sqrt{\frac{1}{2}\left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{2} \times \frac{2(f-6)+fo}{\alpha \cdot fo}\right)\right)}\right\} \quad (\mathrm{dB})$$

ただし、ただし、f_0 =5.360537［MHz］、ロールオフ α = 0.12

・ f が 3.64MHz 以上の場合：$L(f)$ = 21［dB］(隣接妨害 UD 比の規格値)

また、J.382 における多チャンネル変調ひずみによる妨害の場合は、2.9 項で実験に基づき、BCH 復号後のビット誤り率 1×10^{-11}のときの多チャンネル変調妨害波のレベル(実験値)にマージン 3dB を加えた値と表 2.12.3-2 の所要 CN 比との大きい方の値を変調歪規格値と定めている。また、単一波妨害 UD 比も考慮して、帯域内スペクトルマスク規定を表 2.12.4-1 に示すように定め、スペクトルマスクを図 2.12.4-3 に示すように定める。

なお、±3MHz における単一波妨害の UD 比は 4096QAM(5/6)が最も低く、−3.1MHz において +5dB、+3MHz において+9dB であったため、±3MHz におけるスペクトルマスク値は最大 0dB とした。

表 2.12.4-1　J.382 の帯域内妨害スペクトルマスク

J.382 信号	変調歪 UD 値	単一波妨害 UD 比	スペクトルマスク規定
4096QAM(5/6)	−40 dB	−40 dB	−40 dB
4096QAM(4/5)	−37 dB	−39 dB	−39 dB
1024QAM(9/10)	−33 dB	−39 dB	−39 dB
256QAM(9/10)	−26 dB	−33 dB	−33 dB

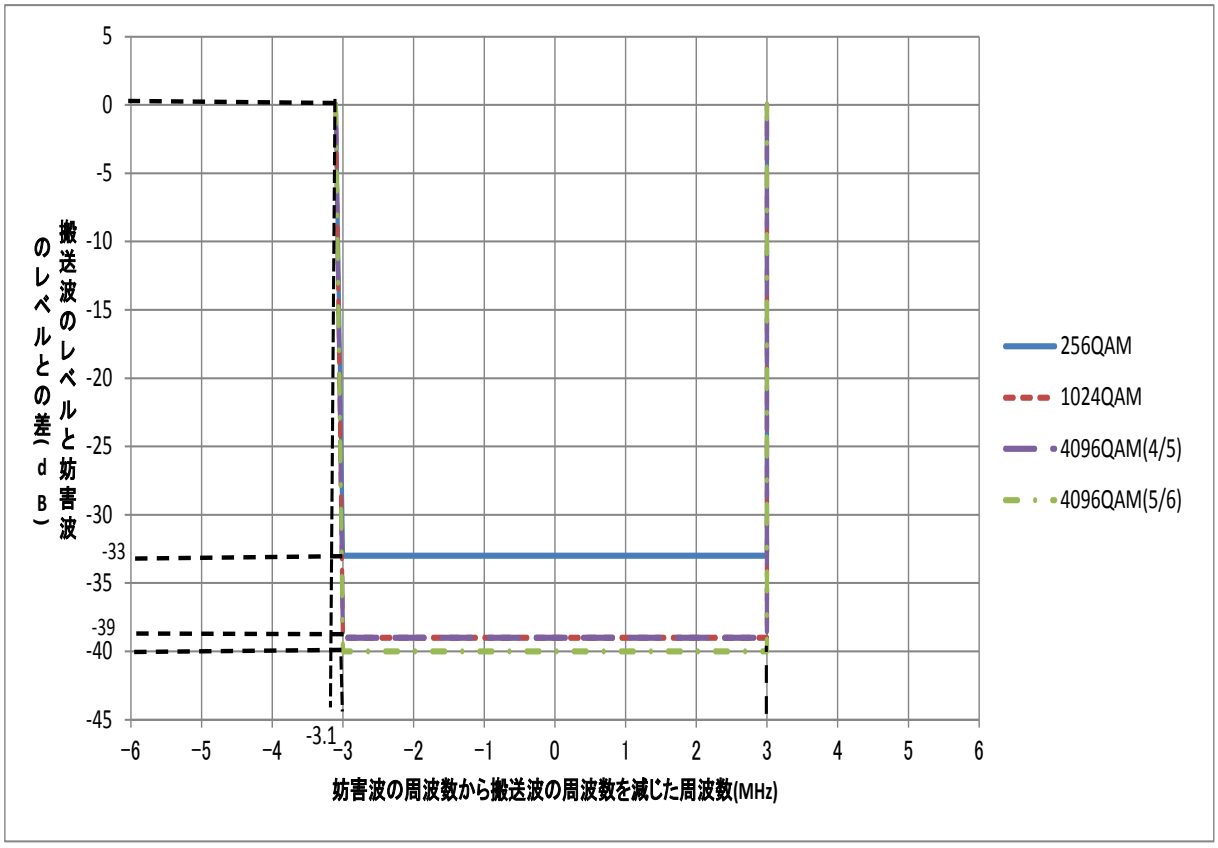


図 2.12.4-3　J.382 の帯域内スペクトルマスク特性(単一波妨害および変調波妨害)

2.13　試験結果のまとめ

実施した J.382 品質評価試験の結果をまとめて、表 2.13 に示す。この結果より、J.382 の品質基準を決めることが可能と考えられる。

項目	放送方式								
	標準デジタルTV放送規格	デジタル有線TV放送規格		J.382 測定値(worst値)					
	OFDM	64QAM	256QAM	256QAM(9/10)	1024QAM(9/10)	4096QAM(4/5)	4096QAM(4/5) 12MHz	4096QAM(5/6)	4096QAM(9/10)
周波数許容偏差(kHz)	±20以内	±20以内		±210					
帯域内周波数偏差(dB)	±3以内	±3以内		±5以内	±4.5以内	±4以内	–	±3.5以内	測定不可
入力レベル範囲(dBuV)注)	47~81	49~81	57~81	42 ～	48 ～	52 ～	–	55 ～	60 ～
所要CN比(dB)	24	26	34	25.0	31.3	34.4	35.3	36.8	39.2
被干渉隣接妨害DU比									
64QAM下側	−10dB以下	−10dB以下	−10dB以下	−38 dB	−32 dB	−30 dB	–	−28 dB	–
64QAM上側				−36 dB	−30 dB	−27 dB	–	−25 dB	–
256QAM下側	−10dB以下	−10dB以下	−10dB以下	−38 dB	−30 dB	−24 dB	–	−28 dB	–
256QAM上側				−35 dB	−27 dB	−22 dB	–	−25 dB	–
OFDM下側	−10dB以下	−10dB以下	−10dB以下	−35 dB	−28 dB	−25 dB	–	−24 dB	–
OFDM上側				−34 dB	−27 dB	−22 dB	–	−23 dB	–
J.382下側	(規定必要)	(規定必要)	(規定必要)	−36 dB	−27 dB	−26 dB	–	−25 dB	–
J.382上側	(規定必要)	(規定必要)	(規定必要)	−34 dB	−27 dB	−25 dB	–	−23 dB	–
J.112B/64QAM下側	−26dB以下	−23dB以下	−17dB以下	−35 dB	−30 dB	−29 dB	–	−26 dB	–
J.112B/64QAM上側				−35 dB	−28 dB	−26 dB	–	−24 dB	–
J.112B/256QAM下側				−36 dB	−29 dB	−28 dB	–	−27 dB	–
J.112B/256QAM上側				−37 dB	−26 dB	−26 dB	–	−24 dB	–
与干渉隣接妨害DU比									
64QAM下側	−10dB以下	−10dB以下	−10dB以下	–	−20 dB	–	–	–	–
64QAM上側				–	−22 dB	–	–	–	–
256QAM下側	−10dB以下	−10dB以下	−10dB以下	–	−17 dB	–	–	–	–
256QAM上側				–	−17 dB	–	–	–	–
OFDM下側	−10dB以下	−10dB以下	−10dB以下	–	−30 dB	–	–	–	–
OFDM上側				–	−30 dB	–	–	–	–
単一波妨害UD比(±3MHz以内)	−35dB以下	−26dB以下	−34dB以下	−32dB	−38dB	−38dB	−38dB	−39dB	–
三次相互変調(CTB)	−45dB以下	−39dB以下	−45dB以下	−13dB	−18dB	−19dB	−25dB	−21dB	測定不可
変調歪(CINR)	–	–	–	−25dB	−31dB	−34dB	−35dB	−35dB	測定不可
反射特性UD比 (at 0.25μs)	−20dB以下	−20dB以下	−20dB以下	−2dB	−3dB	−4dB	–	−10dB	測定不可
反射特性UD比 (at 1.5~10μs)	−30dB以下	−30dB以下	−35dB以下	−5dB	−5dB	−5dB	–	−10dB	測定不可
ハム変調	30 dB以内	30 dB以内	30 dB以内	24 dB	30 dB	34 dB	–	34 dB	測定不可
				注) 今回は下限値のみ測定					

表 2.13　J.382 品質評価試験の測定結果まとめ

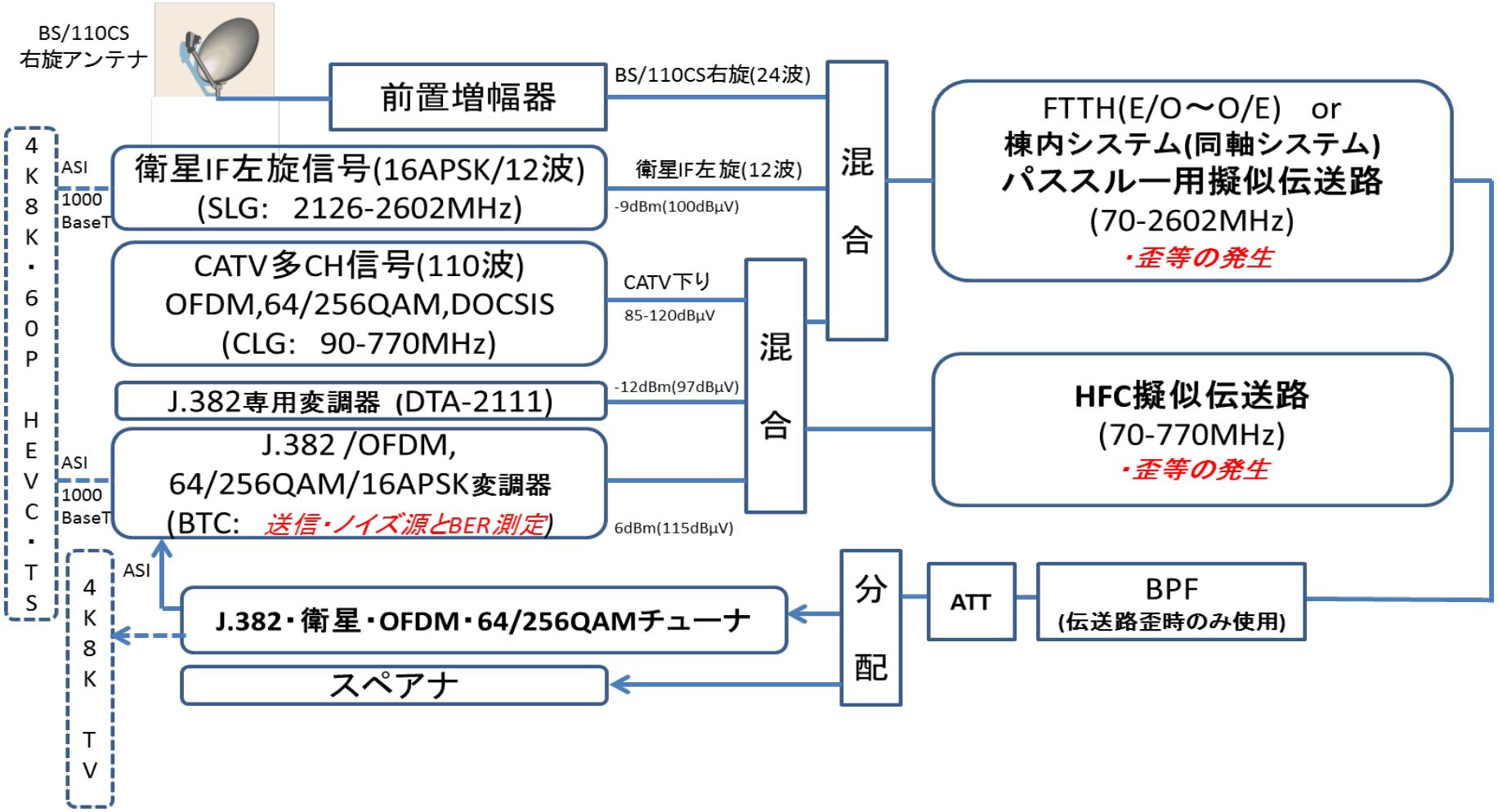
<品質基準を決定する上で考慮すべき事項>

・今回実験に使用した変調器では、4096QAM(9/10)の品質が不安定なため、測定不可項目が残った。

・既存の OFDM や 64/256QAM 方式の隣接する搬送波とのレベル差は 10dB 以内の運用となっているが、OFDM 及び 64QAM と J.382 の 4096QAM との運用レベル差が 10dB 程度になると想定されるため、既存放送方式の隣接放送レベルの規定も見直す必要がある。

3. 技術調査実施環境

3.1 試験設備の構成



注) 破線部分は将来のサービス検証時に追加する試験設備

3.2　実験に使用した場所・実験日および測定器

実験場所　：一般社団法人　日本ＣＡＴＶ技術協会　7F 会議室
実験日　　：　平成 26 年 9 月 1 日(月) ～　10 月 21 日(火)

本実験に使用した測定器等を表 3.2 に示す。

表 3.2　実験に使用した計測器一覧

No	機器名	型式	メーカー名	備考
1	変調器 A	DTA－2111 DTA－2115	DekTec	J.382 主信号
2	変調器 B(BER 測定機能付)	BTC	ローデ・シュワルツ	妨害信号、BER 測定用 一部主信号として利用
3	多チャンネル信号発生器	CLG	ローデ・シュワルツ	
4	スペクトル・アナライザ	FSV4	ローデ・シュワルツ	
5	J.382 用チューナ 1	試作機	ソニー	BER 測定用
6	J.382 用チューナ 2	DTA－2131	DekTec	測定参考用
7	64/256QAM、OFDM 用 STB1	BD－V371L	パイオニア (2008 年製)	64/256QAM、OFDM の BER 測定用
8	64/256QAM、OFDM 用 STB2	TZ－BDT920PW	パナソニック (2010 年製)	64/256QAM、OFDM の BER 測定用
9	モニターTV	TH－32A320	パナソニック	
10	BER 測定器	SFE	ローデ・シュワルツ	STB1 用 BER 測定用
11	混合器	2DD1	DX アンテナ	2 分配器
12	4 分配器	D14WG	日本アンテナ	4 分配器
13	インピーダンス変換器 1	Z7550－FFNM+	Mini-Circuits	トランス型ロス 0.4dB
14	インピーダンス変換器 2	PE7070	Pasternack Enterprises	抵抗型ロス 5.7dB
15	増幅器	THC－77FR3	東芝コンシューマ マーケティング	歪特性測定用
16	可変アッテネータ	TRA－602C	多摩川電子	
17	Serial/Parallel 変換器	2710A	営電	STB1 用
18	SPI/ASI 変換器	NN6－3011	ENENSYS	STB1 用
19	BPF	HBF-14	サン電子	多チャンネル歪測定用

4. フィールド実験

4.1 フィールド実験実施日程と試験環境

本実験は、イッツ・コミュニケーションズ株式会社の協力のもとで以下の実験日程・試験環境において実施をした。

4.1.1 試験日程

実施日	11 月 11 日～12 日	11 月 13 日～14 日
実験内容	4.1 ヘッドエンド予備実験	4.2 フィールド伝送実験
場所	A拠点	B拠点

4.1.2 フィールド実験方法

A拠点のヘッドエンド（HE）より J.382 信号を挿入し、HFC ネットワークのタップオフ（TO）よりの信号を引き込んでいるB拠点舎内の信号を受信者端子と想定し、受信者端子の品質を J.382 信号は BER で評価し、既存放送への影響は STB で BER および画質・音質の主観評価を行なった。図 4.1-1 にフィールド実験の概念図を示す。

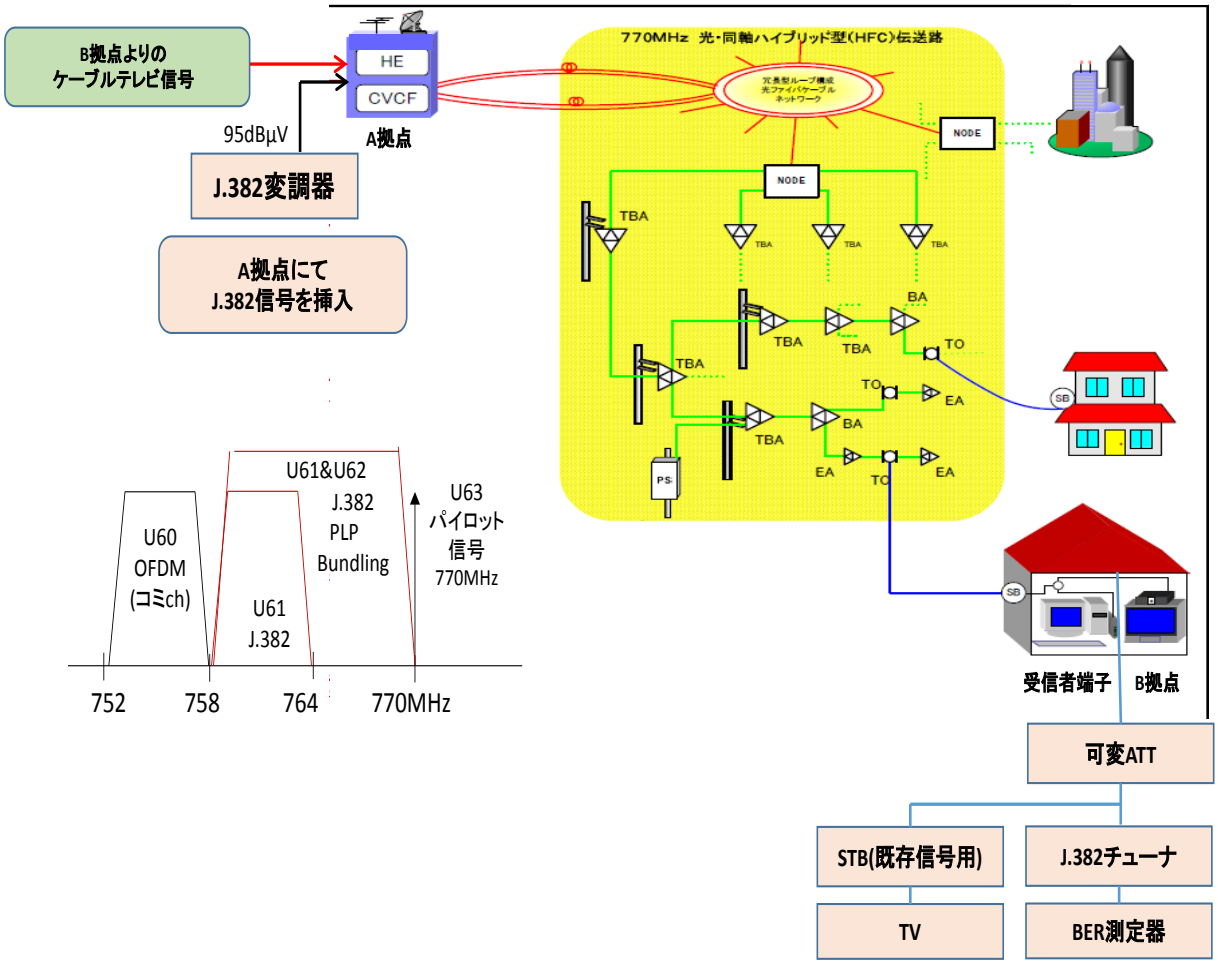


図 4.1-1 フィールド実験の概念図

4.2　ヘッドエンド予備実験

本実験では、ケーブルテレビ事業者のケーブルテレビ HFC ネットワークに J.382 の信号を伝送する前に、HFC ネットワークに送信しているヘッドエンド信号を利用して既存の放送・通信サービスに影響を与えないことを事前確認する。

1)　測定系統図

実験系統図を図 4.2-1 に示す。

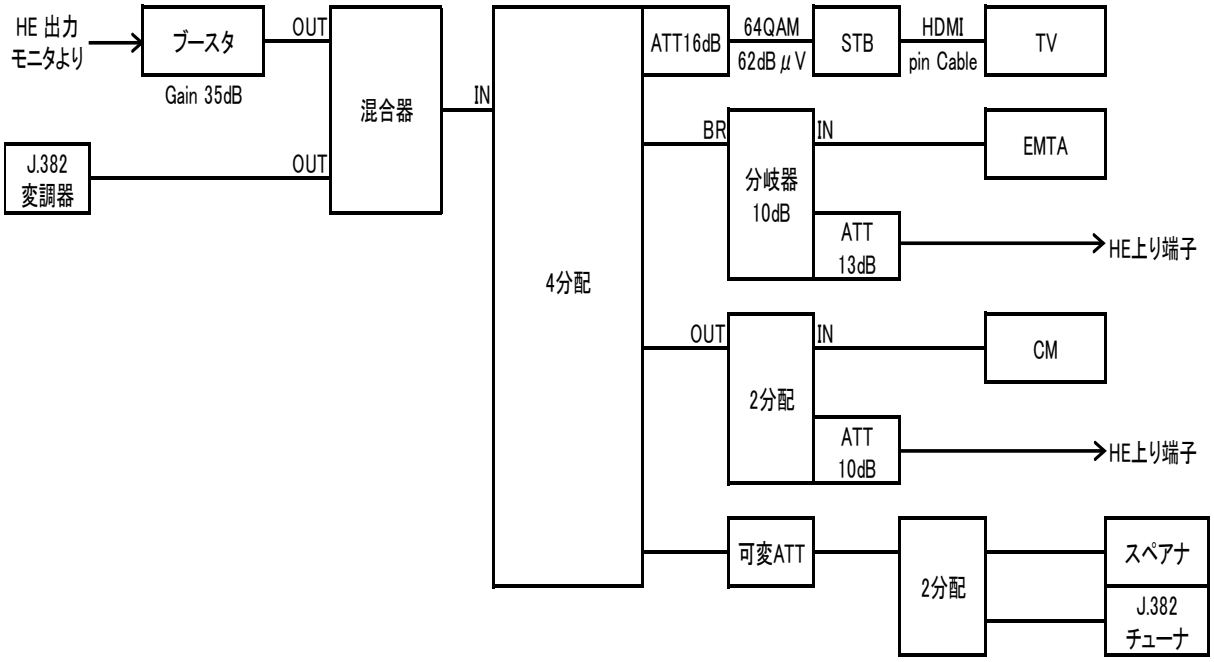


図 4.2-1　ヘッドエンド事前確認実験系統図

2) 実験信号

実験用 J.382 信号と既存信号の周波数関係を図 4.2-2 に示す。

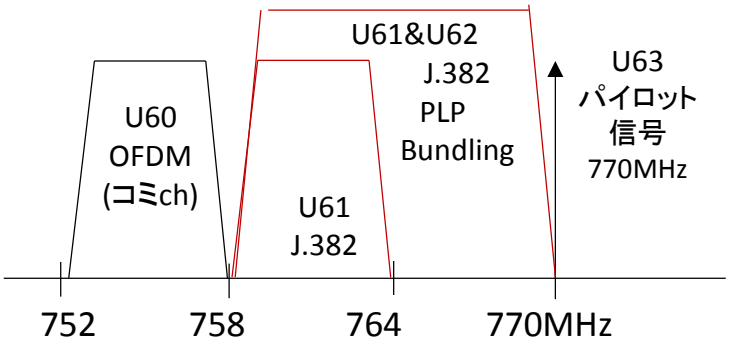


図 4.2-2　実験用 J.382 信号と既存信号の周波数関係

この実験に使用した J.382 の各パラメータを表 4.2-1 に示す。

表 4.2-1　J.382 の各パラメータ試験条件

J.382 変調パラメータ	使用チャンネル (中心周波数)	U60(OFDM) とのレベル差	J.382 チューナ 入力レベル
256QAM(9/10)、6MHz	U61(761MHz)	0dB	60dBμV
1024QAM(9/10) 、6MHz	U61(761MHz)	+6dB	66dBμV
4096QAM(4/5) 、6MHz	U61(761MHz)	+8dB	68dBμV
4096QAM(5/6) 、6MHz	U61(761MHz)	+10dB	70dBμV
4096QAM(4/5) 、12MHz PLP バンドリング信号	U61&U62(764MHz)	+8dB	68dBμV

また、図 4.2-3 にヘッドエンド HFC 出力のモニタ端子より引き込んだ既存信号の周波数スペクトルを示す。

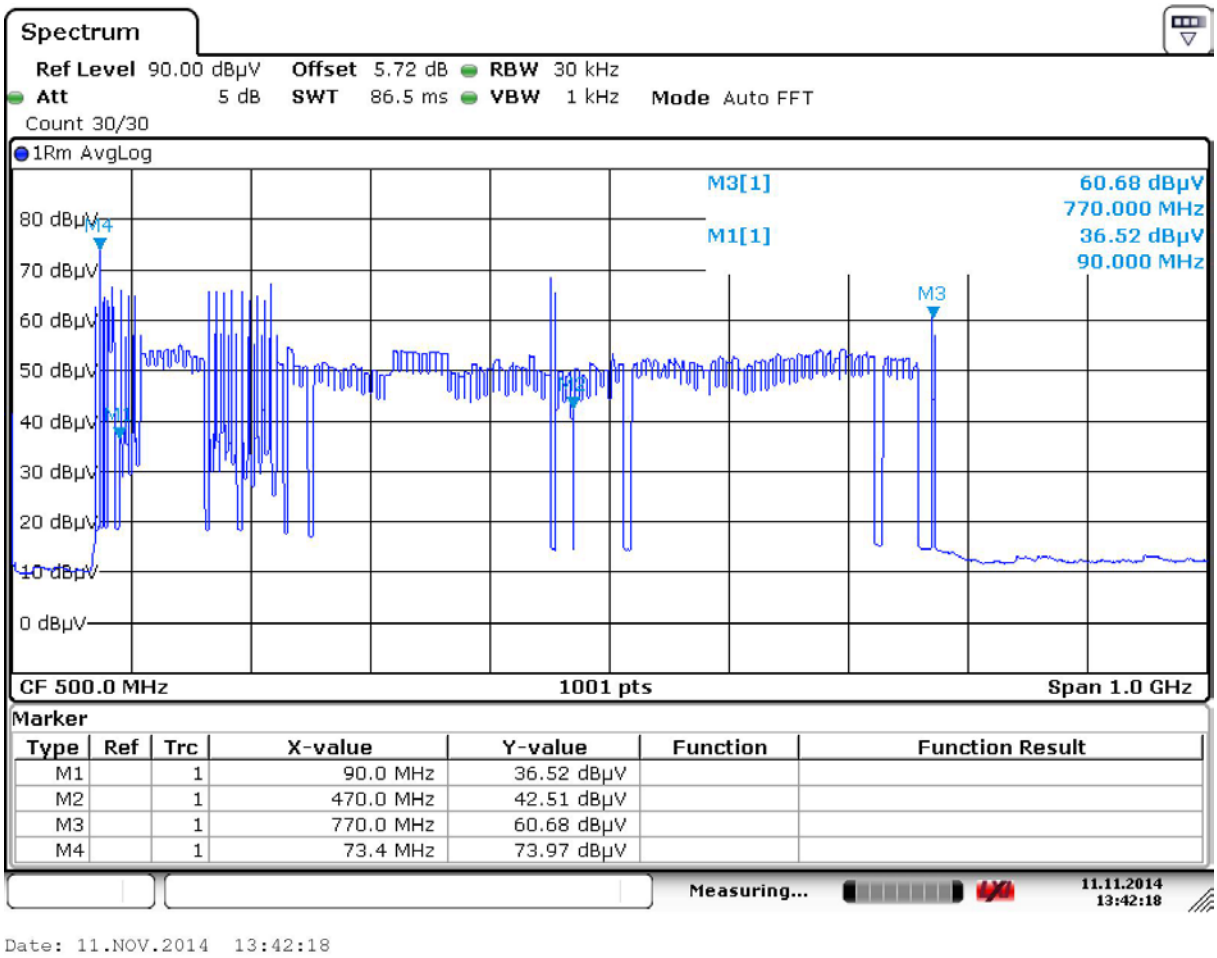


図 4.2-3　ヘッドエンド HFC 出力モニタ信号

3) 測定結果

①既存サービスへの影響評価

既存放送サービスへの影響評価結果を表 4.2-2 に示す。この試験では、下側隣接放送信号（OFDM）の U60ch への影響は、既存 STB での BER 表示、既存 STB および市販 TV での画質・音質評価を行なった。また、その他の放送サービスについても受信可能な全チャンネルで障害発生がないことを確認した。

表 4.2-2　既存放送サービスへの影響評価

種類	U60ch(OFDM)	地デジ NW	BS-NW	CATV-NW
STB1	EF	画・音正常	画・音正常	画・音正常
STB2	ー(トラモジ方式)	画・音正常	画・音正常	画・音正常
STB3	ー(トラモジ方式)	画・音正常	画・音正常	画・音正常
STB4	ー(トラモジ方式)	画・音正常	画・音正常	画・音正常
TV	画・音正常	画・音正常	ー	ー

注 1) 地デジ NW(ネットワーク)は、受信可能な 18 番組で評価を行なった。
注 2) BS-NW は、WOWOW およびスターチャンネルを除く 9 番組で評価を行なった。
注 3) CATV-NW は、受信可能な 102 番組で評価を行なった。
注 4) EF とは、STB 内で表示されるビット訂正数より求めた RS 前の BER で、エラーフリーを示す。
注 5) トラモジ方式は、U60(OFDM)信号の受信が出来ないため評価ができない。

既存通信サービスについては、ケーブルモデムおよび IP 電話用 EMTA について、表 4.2-3 に示す評価を行った。

表 4.2-3　既存通信サービスへの影響評価

種類	画・音正常	インターネット接続
ケーブルモデム(CM)	CMTS よりの pining 正常動作	正常動作(PC で確認)
EMTA(IP 電話)	CMTS よりの pining 正常動作	ー

②J.382 の BER 評価

ヘッドエンド出力モニタ信号と J.382 信号を混合して、BER 評価を行った結果を表 4.2-4 に示す。

表 4.2-4　J.382 の BER 評価結果

J.382 変調パラメータ	BER	測定 CN 比	使用変調器
1024QAM(9/10)、6MHz	QEF	36.4dB	変調器 A/変調器 B
4096QAM(5/6)、6MHz	QEF	38.4dB	変調器 A/変調器 B
4096QAM(4/5)、12MHz	QEF	38.0dB	変調器 A/変調器 B

注 1)　QEF とは、疑似エラーフリー状態を示す。
注 2) 4096QAM(4/5)、6MHz については、4096QAM(4/5)、12MHz で代用した。また、256QAM(9/10)、6MHz については安定した特性であり、隣接信号への与干渉は 1024QAM(9/10)、6MHz と同じと考えられるため、省略した、

4) 試験結果

ヘッドエンド予備実験において、既存の放送・通信サービスへの影響がないことが確認できた。
また、J.382 の各変調パラメータにおいて、疑似エラーフリー状態であり、既存放送よりの影響も検知できない状態であり、問題がないことが確認できた。

4.3 フィールド(ケーブルテレビ HFC ネットワーク)伝送実験

本実験では、ケーブルテレビ事業者のケーブルテレビ HFC ネットワークに J.382 の信号をヘッドエンドより挿入した後、既存の放送・通信信号と一緒に伝送し、タップオフ(TO) よりの信号を引き込んだ受信者端子において、既存の放送・通信サービスに影響を与えないことを確認するとともに、J.382 の CN 比対 BER 特性を確認して所要の性能が確保できることを確認する。

1) 測定系統図

HFC ネットワーク受信者端子側での実験系統図を図 4.3-1 に示す。

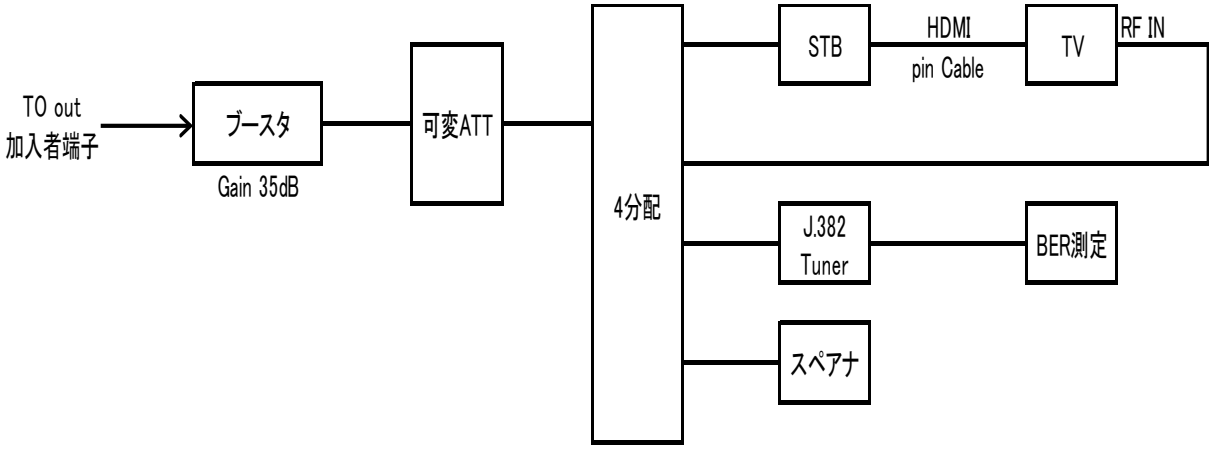


図 4.3-1 HFC ネットワーク受信者端子での実験系統図

2) 実験信号

4.2 項のヘッドエンド予備実験と同じチャンネル(周波数)の図 4.2-2 で実施し、この実験に使用した J.382 の各パラメータ試験条件は表 4.2-1 と同じである。

また、図 4.3-2 に受信者端子より引き込んだ試験信号の周波数スペクトルを示す。受信機の信号レベルが不足するため、ブースタ(利得 35dB)を挿入して実験を行った。

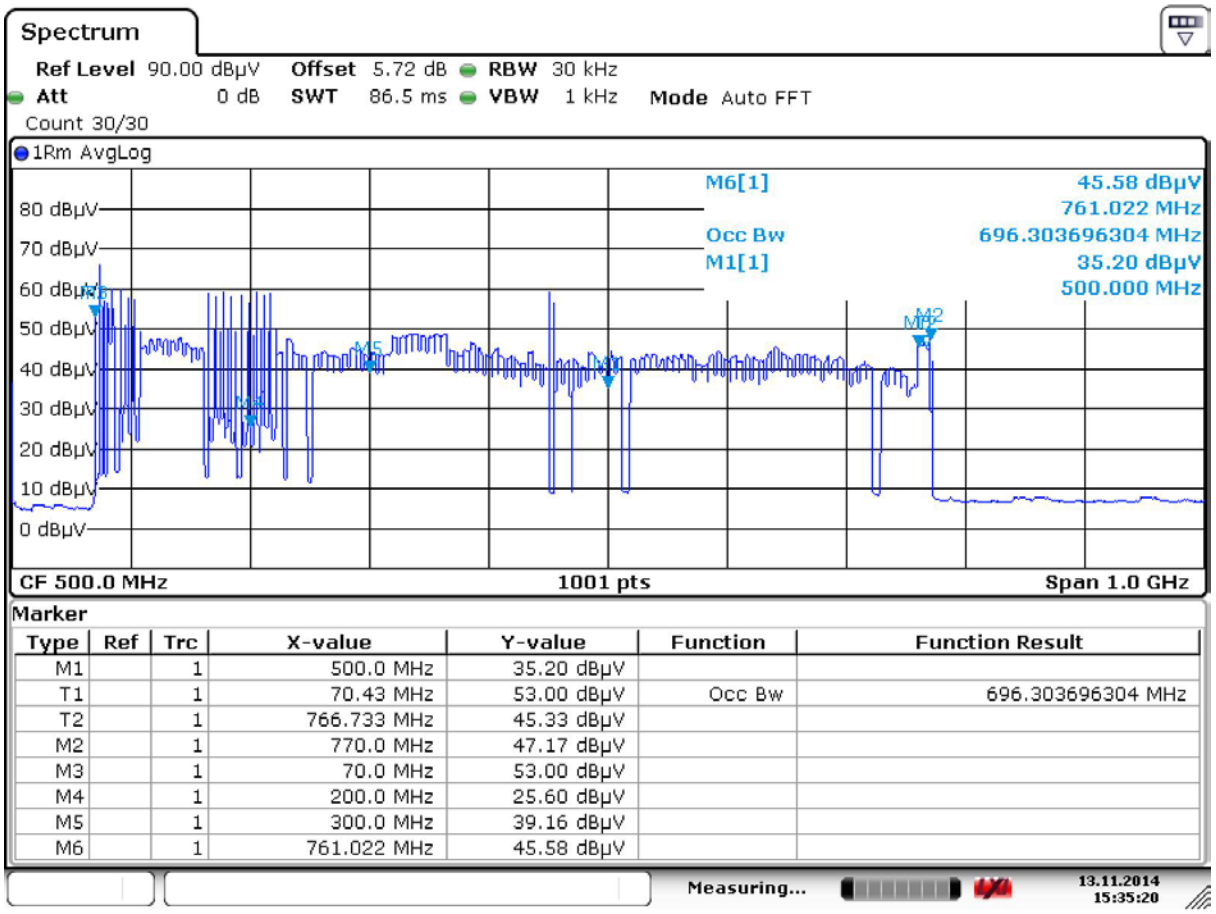


図 4.3-2　試験に使用した受信者端子における HFC 伝送信号

3) 測定結果

①既存サービスへの影響評価

既存放送サービスへの影響評価結果を表 4.3-1 に示す。この試験では、下側隣接放送信号（OFDM）の U60ch への影響は、既存 STB での BER 表示、既存 STB および市販 TV での画質・音質評価を行なった。

表 4.3-1　既存放送サービスへの影響評価

種類	U60ch(OFDM)	地デジ NW	BS-NW	CATV-NW
STB1	EF	画・音正常	画・音正常	画・音正常
STB2	―(トラモジ方式)	画・音正常	画・音正常	画・音正常
STB3	―(トラモジ方式)	画・音正常	画・音正常	画・音正常
STB4	―(トラモジ方式)	画・音正常	画・音正常	画・音正常
TV	画・音正常	画・音正常	―	―

注 1) 地デジ NW は、受信可能な 18 番組で評価を行なった。

注 2) BS-NW は、STB1 では WOWOW およびスターチャンネルを除く 9 番組で評価を行なった。
また、その他 STB では、BS101,BS222 のみの評価とした。

注 3) CATV-NW は、STB1 では受信可能な 102 番組で評価を行なった。また、その他 STB では、C114

, C311 のみの評価とした。
注 4) EF とは、STB 内で表示されるビット訂正数より求めた RS 前の BER で、エラーフリーを示す。
注 5) トラモジ方式は、U60(OFDM)信号の受信が出来ないため評価ができない。

②J.382 の BER 評価
受信者端子での J.382 の品質を表 4.2-1 に示す条件で測定した BER 値を表 4.3-2 に示す。

表 4.3-2　J.382 の BER 評価結果

J.382 変調パラメータ	BER	測定 CN 比	使用変調器
256QAM(9/10) 、6MHz	QEF	34.8dB	変調器 A
1024QAM(9/10) 、6MHz	QEF	41.0dB	変調器 A
4096QAM(4/5) 、6MHz	QEF	43.1dB	変調器 A
4096QAM(5/6) 、6MHz	QEF	44.9dB	変調器 A
4096QAM(4/5) 、12MHz	QEF	41.9dB	変調器 A,B

注 1)　QEF とは、疑似エラーフリー状態を示す。
注 2)　4096QAM(4/5) 、12MHz の PLP バンドリング信号については変調器 A,B で実施し、その他の変調パラメータについては、変調器 A を使用した。

次に、ヘッドエンド側の J.382 信号を低下させて、CN 比を悪化させ、疑似エラーフリー(QEF) となる最小 CN 比を評価し、結果を表 4.3-3 に示す。また、CN 比対 BER 特性を参考に図 4.3-3 に示す。

表 4.3-3　J.382 の QEF となる最小 CN 比の評価結果

J.382 変調パラメータ	①QEF となる最小 CN 比	②実験室での所要 CN 比 (BER=1×10^{-11})	その差 ①−②	使用変調器
256QAM(9/10) 、6MHz	24.9dB	25.0dB	−0.1dB	変調器 A
1024QAM(9/10) 、6MHz	31.8dB	31.3dB	+0.5dB	変調器 A
4096QAM(4/5) 、6MHz	35.9dB	34.4dB	+0.5dB	変調器 A
4096QAM(5/6) 、6MHz	37.8dB	36.8dB	+1.0dB	変調器 A
4096QAM(4/5) 、12MHz	36.2dB	35.3dB	+0.9dB	変調器 B

注 1)　QEF とは、疑似エラーフリー状態を示す。
注 2) ヘッドエンドでの最小レベル可変幅は 1dB で試験を行なったため、QEF となる最小 CN 比には 1dB 以内の誤差が含まれる。

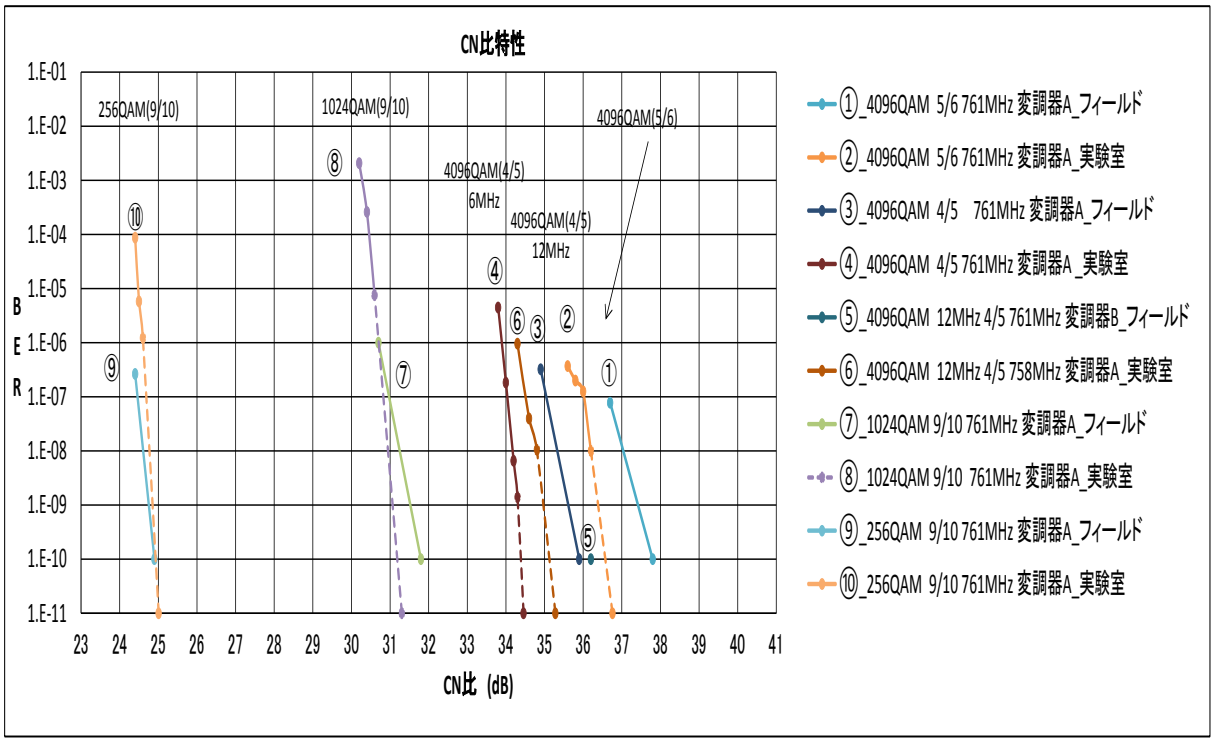


図 4.3-3　CN 比対 BER 特性(参考)

注) フィールドでの QEF の測定 CN 値の BER は 1×10^{-10}として図にプロットした。

実験に使用した J.382 と下側隣接信号の関係の周波数スペクトルを図 4.3-4 から図 4.3-8 に示す。尚、U60ch の信号は OFDM 信号である。

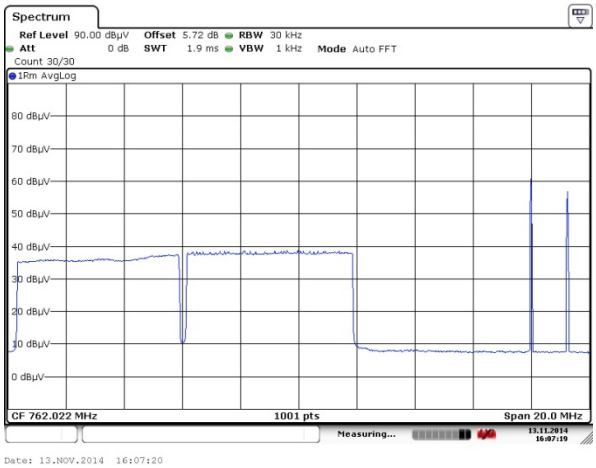


図 4.3-4　U61_256QAM(9/10) 6MHz

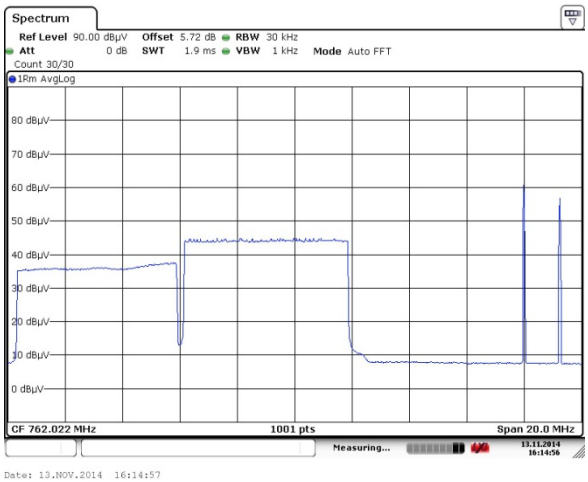


図 4.3.-5　U61_1024QAM(9/10) 6MHz

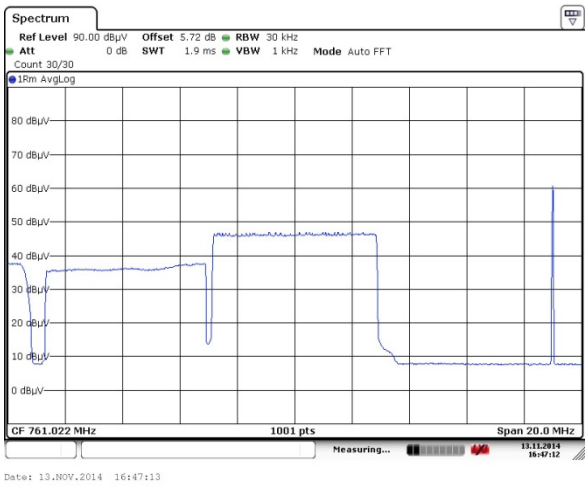


図 4.3-6　U61_4096QAM(4/5) 6MHz

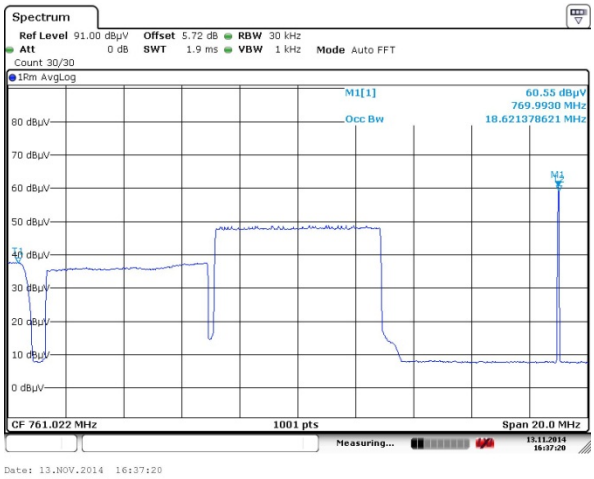


図 4.3-7　U61_4096QAM(5/6) 6MHz

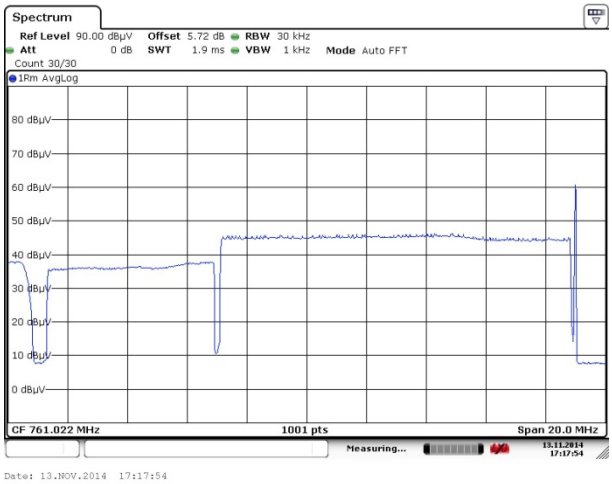


図 4.3-8　U61&U62_4096QAM(4/5) 12MHz

4) 試験結果

HFC ネットワーク経由の受信者端子における実験でも、既存の放送・通信サービスへの影響がないことが確認できた。

J.382 の各変調パラメータにおいて、実験室で測定した所要 CN 比と QEF となる最小 CN 比は誤差 1dB 以内のデータとなり、ケーブルネットワークでの伝送が可能であることが確認できた。また、既存放送との相互干渉も検知できない状態であり、問題がないことが確認できた。

4.4 その他

4.4.1　実験機材一覧

No	機器名	型式	メーカー名	備考
1	変調器 A	DTA－2115	DekTec	J.382 信号
2	変調器 B	BTC	ローデ・シュワルツ	J.382 信号(BER 測定付)
3	スペクトル・アナライザ	FSV	ローデ・シュワルツ	
4	J.382 用チューナ	試作機	ソニー	BER 測定用
5	STB1	TZ-HDW610F	パナソニック	事業者使用のもの
6	STB2	TZ-DCH2000	パナソニック	事業者使用のもの
7	STB3	TZ-DCH500	パナソニック	事業者使用のもの
8	STB4	TZ-LS200P	パナソニック	事業者使用のもの
9	TV	KDL-20S2000	ソニー	モニタとしても利用
10	ケーブルモデム	CM820C	ARRIS	事業者使用のもの
11	EMTA	CM5550TV/A	NEC	事業者使用のもの
12	BER 測定器	SFE	ローデ・シュワルツ	
13	混合器	2DD1	DX アンテナ	2 分配器
14	4 分配器	SCD-774B	シンクレイヤ	4 分配器
15	インピーダンス変換器 1	Z7550－FFNM+	Mini-Circuits	トランス型ロス 0.4dB
16	インピーダンス変換器 2	PE7070	Pasternack Enterprises	抵抗型ロス 5.7dB
17	可変アッテネータ	TRA－602C	多摩川電子	
18	増幅器	TEAC-773A	東芝コンシューママーケティング	変調器出力増幅用 利得 35dB
19	増幅器	H357S	日本アンテナ	受信者端子信号増幅用 利得 35dB
20	BPF	HBF-61	サン電子	U60-62ch 用
21	固定アッテネータ	UV-ATT	東芝	10dB、6dB、3dB

4.4.2　実験風景

写真 4.3-1　受信者端子での実験風景

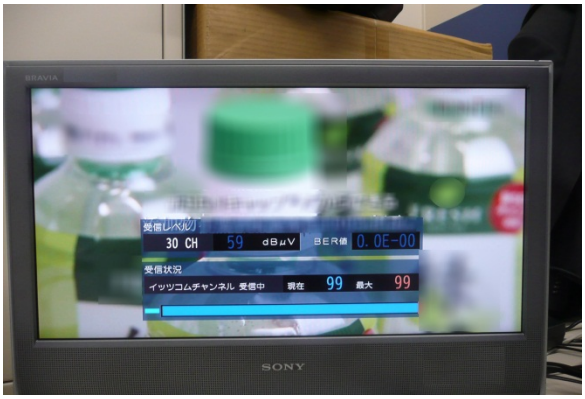


写真 4.3-2　現行 STB での BER 確認(U60ch)

付録１　所要 CN 比の算出方法

情報通信審議会 情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書（「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」p.549-550）において下記のように記載されており、同様の方法により所要CN比の算出を行なった。

付録2-1：所要C / N の定義、所要C / N の導出方法

ARIB 実証実験においては、10^{10} ビットのデータに対する誤りビット数を計測することで、ビット誤り率(BER)を測定した。C / N 設定を小から大に0.1dB ステップでBER を取得し、BER が0 になったC / Nを、擬似エラーフリーとして、測定を終了した。またBER が非零で最小のデータが10^{-7}台以上の場合、擬似エラーフリーとなるC / N に対応するBER として、1×10^{-8} を補った。これは、10^{-7}台のBER であればビット誤りが観測される可能性が非常に高いと予想されるため、1×10^{-8} である可能性が高いためである。

こうして得られたC / N対BER 特性の最も典型的なパターンは、図A1-1 (a1) または (a2) のようなデータであった。ここで、(a1) では10^{-8} 台のデータが取得できているので、エラーフリーC / NのBER に10^{-8} を補っていないが、(a2) では10^{-8}台のデータが取得できていないので、エラーフリーC / NのBER に10^{-8} を補っている。一方、多値数の多い変調方式と、低符号化率LDPC の組み合わせについては、(b) のように、ウォーターフォール特性が緩やかになる (例. 32APSK 1/3 など)。

こうしたデータから、一般に所要C / N の定義に使われることの多い、BER = 10^{-11} を満たすC / N値を求める必要がある。

そこで、本実証実験においては、以下に述べる手法により所要C / N を求めることとした。

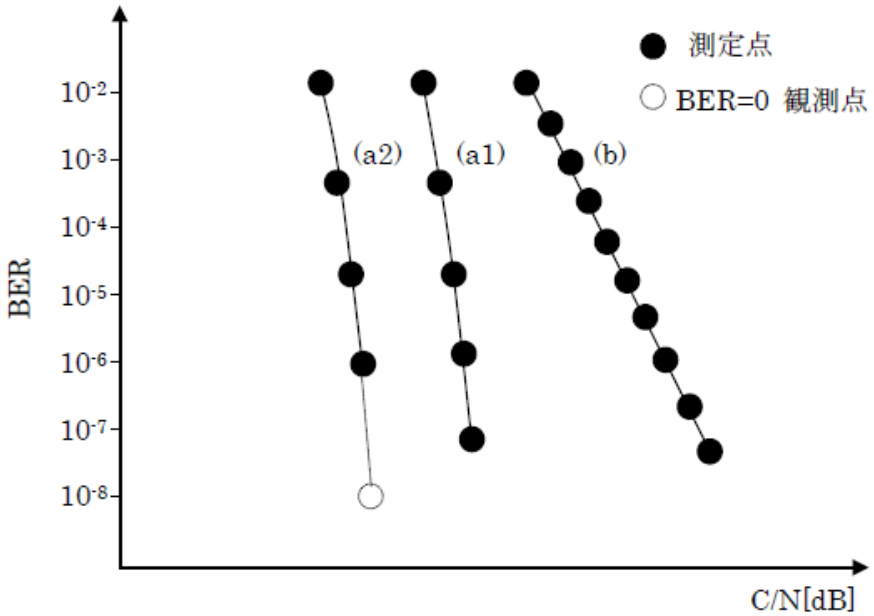


図 A1-1 取得データのパターン

図A1-2 に示すように、C / N の高い方から3 点のサンプル (P1,P2,P3) を使い、BER ＝10^{-11} に対応するC / Nを計算でもとめ、外挿を行った。具体的には、P1～P2 間の勾配およびP2～P3 間の勾配の平均値を勾配とし、P3 を始点とする直線がBER＝10^{-11} と交差する点をP4 とし、P4 に対応するC / N を所要C / N とした。

ここで、各点のCN、BER を、P1(CN_1,BER_1)、P2(CN_2,BER_2)、P3(CN_3,BER_3) 、P4(CN_4,10^{-11})、とおくと、所要C / N は次式で求まる。

$$所要\,C/N = CN_4 = 2\cdot\frac{\log(10^{-11})-\log(BER_3)}{\dfrac{\log(BER_2)-\log(BER_1)}{CN_2-CN_1}+\dfrac{\log(BER_3)-\log(BER_2)}{CN_3-CN_2}}+CN_3$$

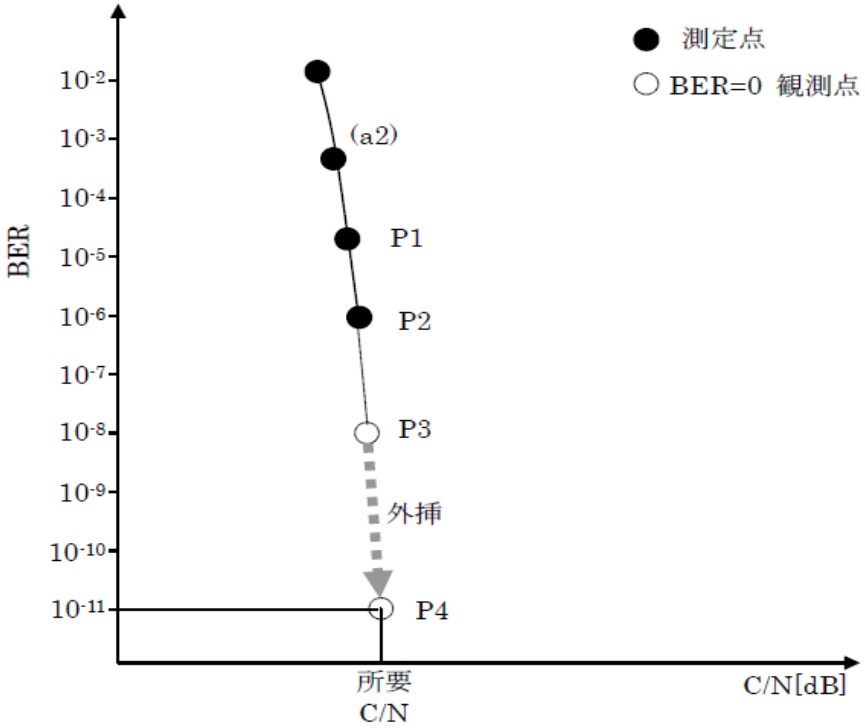


図 A1−2 データの外挿による所要 C/N の導出

TG1 実験結果報告書
(複数搬送波伝送方式)

平成 26 年 10 月 17 日

一般社団法人　日本ＣＡＴＶ技術協会

目 次

1 目的 …… 3
2 概要 …… 3
3 複数搬送波伝送方式による MPEG-2 TS 伝送実験 …… 4
3.1 実験系統 …… 4
3.2 分割・合成機能の確認と大容量 TS 伝送 …… 5
3.3 遅延時間量 …… 6
3.4 拡張 TSMF ヘッダのシンタックス …… 8
3.5 MPEG-2 TS の PCR ジッタ …… 9
3.6 複数搬送波伝送分配システム記述子の多重 …… 10
3.7 既存の複数 TS 伝送方式との共存 …… 11
3.8 相互接続実験 …… 12
4 TLV パケットの伝送実験 …… 13
4.1 実験の構成 …… 13
4.2 実験結果 …… 14
5 まとめ …… 15
6 実験機材一覧 …… 17
7 資料 …… 18

1　目的

（一社）日本CATV技術協会（JCTEA）規格・標準化委員会　ケーブル伝送方式高度化WGで検討され，情報通信審議会 情報通信技術分科会 放送システム委員会ケーブルテレビUHDTV作業班で検討中の複数搬送波伝送方式　[1]に準拠する送受信装置の試作機を用い，伝送方式が要求要件を満たすことを確認する．さらに，高度広帯域衛星デジタル放送のトランスモジュレーション方式によるケーブルテレビ再放送を想定した伝送実験を行う．

2　概要

（日程）　２０１４年１０月６日（月）から１０月９日（木），４日間
（場所）　新宿　JCTEA　７Ｆ実験室
（体制）　複数搬送波伝送方式（案）に準拠した伝送装置を提供する社
（参加）　日本放送協会，パナソニック，住友電工，日本通信機

表１：　実験項目

番号	確認する項目	試験方法
1	MPEG-2 TS の分割・合成機能，および 大容量信号の伝送	分割・多重機能の動作確認（変調方式の組合せ） 遅延時間測定 PCR ジッタの測定
2	拡張する TSMF ヘッダのシンタックス	ヘッダ構造の解析
3	有線複数搬送波分配システム記述子	TS アナライザによる解析
4	複数 TS 伝送方式との共存（後方互換性）	複数 TS 伝送方式の既存 STB での映像・音声再生確認
5	TLV パケットの分割・合成機能	分割・合成機能の動作確認 映像，音声の再生確認

3　複数搬送波伝送方式による MPEG-2 TS 伝送実験

3.1　実験系統

実験系統を図 1 に示す.

MPEG-2 TS 再生機もしくは BER 測定器から出力した信号を複数搬送波伝送方式送信機に入力して実験を行った.

搬送波の数は最大 4, 変調方式は 256 QAM または 64 QAM をとした. 各搬送波の中心周波数は有線一般放送の施行規則で定められる搬送波の周波数から任意に選択して組合せることができる. 本実験では中心周波数が 90 MHz, 255 MHz, 435 MHz,および 767 MHz の 4 つ搬送波を使用した. 送信装置から出力した搬送波のスペクトラムを図 2 に示す.

受信装置への各搬送波の入力レベルは 80 dBμV（固定）とし, 受信 CN 比は 45dB 以上とした. 受信装置から出力される MPEG-2 TS の速度は 155.5313 Mbps（固定）とした.

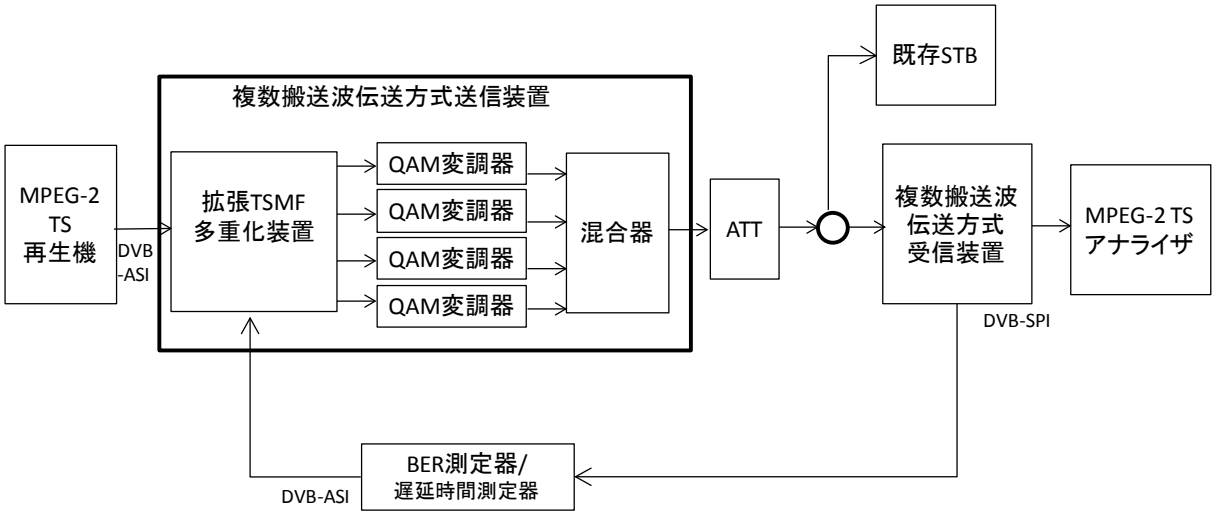


図 1　実験系統

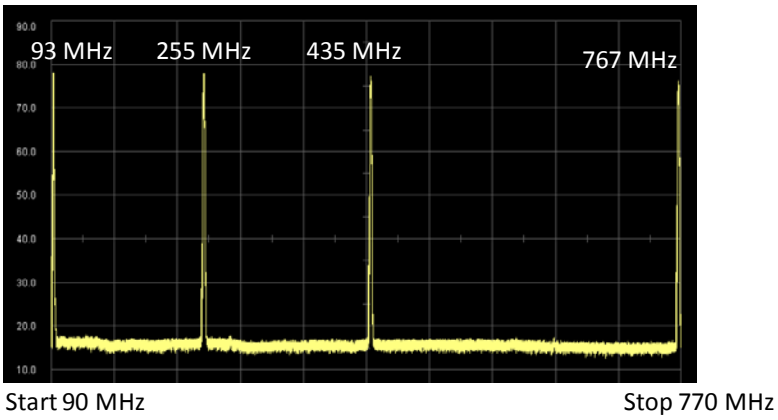


図 2　実験信号のスペクトラム, ４つの搬送波（QAM）

3.2 分割・合成機能の確認と大容量 TS 伝送

複数搬送波の波数および変調方式(64 QAM または 256 QAM)の組合せを変えて，大容量 MPEG-2 TS の分割・合成機能を受信装置から出力される MPEG-2 TS の BER を測定することにより確認した．表 2 に実験した組合せ（複数搬送波の波数および変調方式），および BER の測定結果を示す．すべての組合せにおいて，受信装置から出力された MPEG-2 TS の BER は QEF（注 1）であり，複数搬送波伝送方式の送信装置における分割機能および受信装置における合成機能が正常に動作していることを示した．

表 2：MPEG-2 TS 伝送の実験仕様および BER 測定結果

搬送波の番号 (carrier_sequence)	1	2	3	4	情報レート [Mbps] （注 2）	BER PRBS 2^{23}-1
中心周波数	90 MHz	255MHz	435 MHz	767 MHz		
組合せ　１	64 QAM	64 QAM	－	－	57.22378	QEF
組合せ　２	256 QAM	64 QAM	－	－	66.76107	QEF
組合せ　３	256 QAM	256 QAM	－	－	76.29837	QEF
組合せ　４	64 QAM	64 QAM	64 QAM	－	85.83567	QEF
組合せ　５	256 QAM	64 QAM	64 QAM	－	95.37296	QEF
組合せ　６	256 QAM	256 QAM	64 QAM	－	104.9103	QEF
組合せ　７	256 QAM	256 QAM	256 QAM	－	114.4476	QEF
組合せ　８	64 QAM	64 QAM	64 QAM	64 QAM	114.4476	QEF
組合せ　９	256 QAM	64 QAM	64 QAM	64 QAM	123.9849	QEF
組合せ　１０	256 QAM	256 QAM	64 QAM	64 QAM	133.5221	QEF
組合せ１１	256 QAM	256 QAM	256 QAM	64 QAM	143.0594	QEF
組合せ１２	256 QAM	256 QAM	256 QAM	256 QAM	152.5967	QEF

注 1：QEF（quosi error free），誤り訂正後の BER が 10^{-12} 以下であり，測定期間中に誤りが検出されない状態．

注 2：各搬送波の TSMF のヘッダを除くペイロード部分の情報レートを合成した値．

以上より，情報通信審議会放送システム委員会「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」の報告書[2]に記載された”広帯域伝送および狭帯域伝送で想定されるサービスイメージ”のための所要伝送レートを満足できることを確認した．

3.3　遅延時間量

表 2 の組合せ 6（サービスイメージを図 3 に示す）について，伝送路符号化による遅延時間を測定した．表 3 に遅延時間の測定結果を示す．

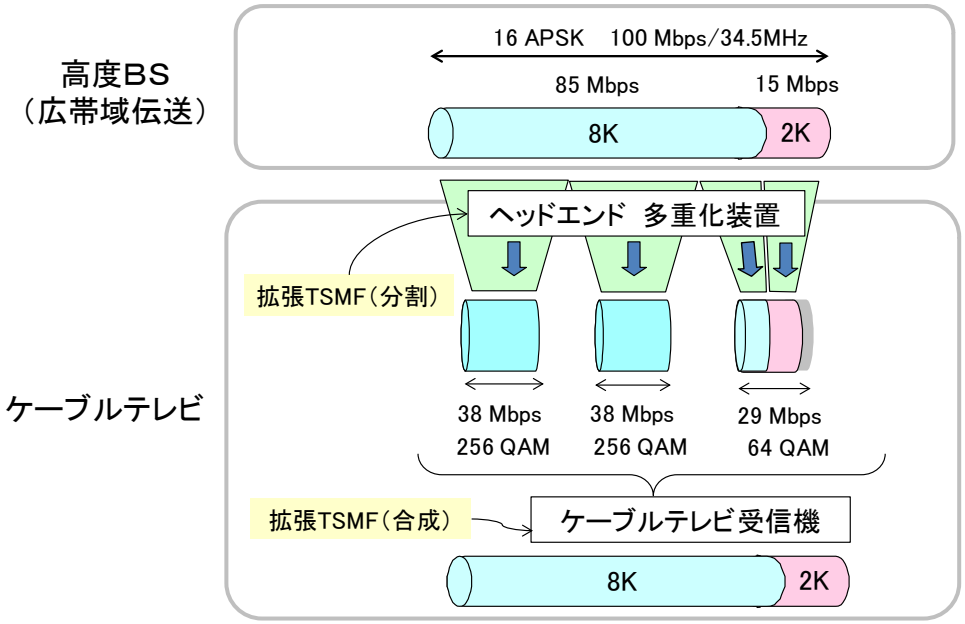


図 3 サービスイメージ（組合せ６）

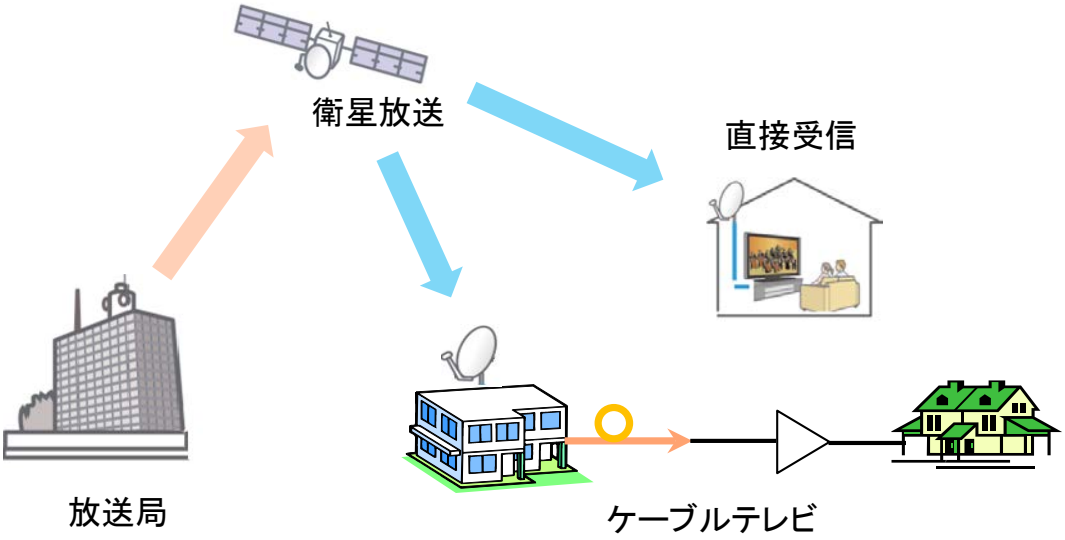


表 3 遅延時間（情報源符号化による遅延を除く）

	高度ＢＳ 伝送路符号化 [ms] *1	衛星放送 伝送路 [ms] *2	ケーブルテレビ 伝送路符号化 [ms] *3	合計 [ms] *4
アンテナによる 直接受信	150	240	-	390
ケーブル再放送 (１搬送波)	150	240	11.4	401.4
ケーブル再放送 (複数搬送波)	150	240	11.7	401.7

*1:　情報通信審議会　一部答申（平成 20 年 7 月）報告書より引用(8PSK 3/4)
*2:　衛星伝送路（アップリンク及びダウンリンク）の合計を 72,000km として計算
*3:　JCTEA TG1　複数搬送波伝送方式　実験結果（平成 26 年 10 月）
*4:　ケーブルテレビ伝送の伝搬時間は除く

遅延時間を測定した結果，約 11.7 ms（１フレーム以内；毎秒 60 フレームの映像信号の場合）であった．一方，複数 TS 伝送方式（１搬送波：64 QAM または 256 QAM）との遅延時間からの増加は，約 0.3 ms であった．

以上より，複数搬送波伝送方式による MPEG-2 TS の分割伝送に伴う遅延時間が，放送サービスに支障をきたす値ではないことを確認した．

3.4 拡張 TSMF ヘッダのシンタックス

MPEG-2 TS の複数搬送波伝送に関する拡張 TSMF ヘッダのシンタックスの記述内容を確認した．搬送波の系統ごとに，TS アナライザでキャプチャした拡張 TSMF ヘッダのシンタックスを確認した．実験仕様を表 4 に示す.

解析結果を表 5 に示す. 複数搬送波伝送方式（案）と整合していることを確認した.

表 4 実験仕様

搬送波の番号 (Carrier sequence)	1	2	3
変調方式	256 QAM	256 QAM	64 QAM
中心周波数	93 MHz	255 MHz	435 MHz
Frame_type の設定値	0x2	0x2	0x1
拡張 TSMF への MPEG-2 TS の割当スロット数	TS1 : 52 slot	TS1 : 52 slot	TS1 : 19 slot TS2 : 33 slot

TS1:MPEG-2 TS （UHDTV） TS2: 地上デジタル放送(NHK 総合・東京)

表 5 拡張 TSMF ヘッダの解析結果

搬送波の番号 (Carrier sequence)	1	2	3
group_id	0x01	0x01	0x01
number_of_carriers	0x03	0x03	0x03
carrier_sequence	0x01	0x02	0x03
number_of_frame	0x4 256 QAM	0x4 256 QAM	0x3 64 QAM
frame_type	0x2	0x2	0x1
frame_position の更新	問題なし	問題なし	問題なし
TS1 の stream_id	0x1000	0x1000	0x1000
TS1 の original_network_id	0xFFF0	0xFFF0	0xFFF0
TS 2 の stream_id	none	none	0x7FE0
TS 2 の original_network_id	none	none	0x7FE0

3.5　MPEG-2 TS の PCR ジッタ

表 2 の組合せ 6 について，受信装置出力の MPEG-2 TS の PCR ジッタを測定した．測定結果を表 6 および図 3 に示す．

ISO/IEC 13818 - 1 で規定される PCR ジッタの許容値±500 ns を満たすことを確認した．

表 6　PCR ジッタ

	最小 [ns]	最大 [ns]
受信装置出力 TS（組合せ 6）	－190	+ 200
（参考）送信装置入力 TS	－110	+ 80

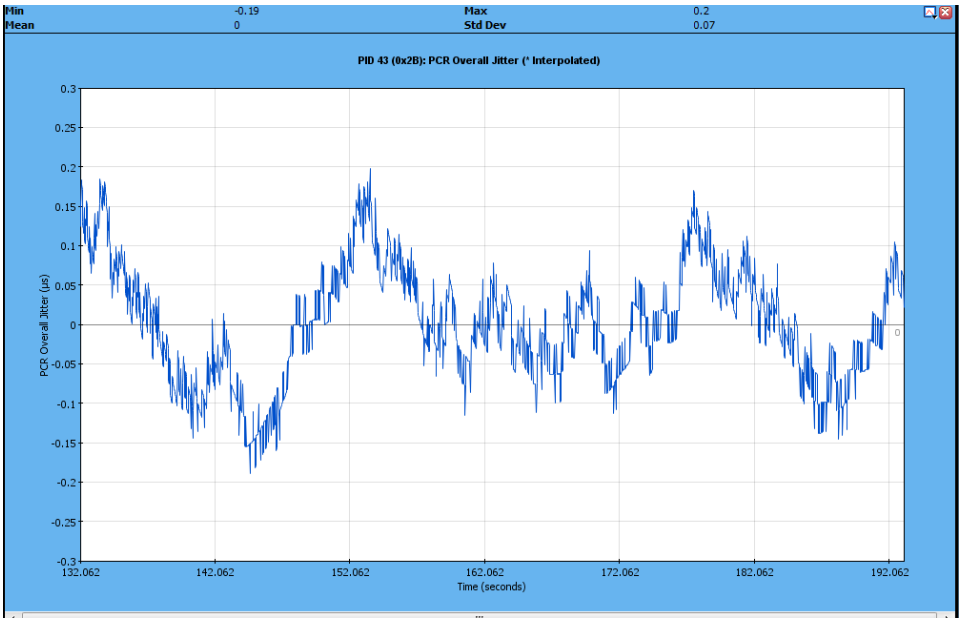


図 4　　PCR ジッタ測定結果（受信機出力の MPEG-2 TS）

3.6 複数搬送波伝送分配システム記述子の多重

表 3 の実験仕様で，NIT の記述子領域 2 に複数搬送波伝送分配システム記述子を多重した MPEG-2 TS 信号を解析した．受信装置の出力信号を TS アナライザで解析し，取得した複数搬送波伝送分配システム記述子を表 7 に示す．

表 7: TS アナライザで取得した有線複数搬送波伝送分配システム記述子(暫定)

:	descriptor_tag	[8]: 0x45(暫定)
:	descriptor_length	[8]: 0x24
:	Carrier #01	
:	frequency	[32]: 0093.0000 MHz[VHF-1](0x00930000)
:	reserved_for_future_use	[8]: 0xFF
:	frame_type	[4]: 多重フレーム［53, 15］(0x2)
:	FEC_outer	[4]: RS(204,188)(0x2)
:	modulation	[8]: 256 QAM(0x05)
:	symbol_rate	[28]: 005.2740 Msymbol/s(0x0052740)
:	FEC_inner	[4]: 内符号なし(0xF)
:	group_id	[8]: 0x01
:	Carrier #02	
:	frequency	[32]: 0255.0000 MHz[C28](0x02550000)
:	reserved_for_future_use	[8]: 0xFF
:	frame_type	[4]: 多重フレーム［53, 15］ (0x2)
:	FEC_outer	[4]: RS(204,188)(0x2)
:	modulation	[8]: 256 QAM(0x05)
:	symbol_rate	[28]: 005.2740 Msymbol/s(0x0052740)
:	FEC_inner	[4]: 内符号なし(0xF)
:	group_id	[8]: 0x01
:	Carrier #03	
:	frequency	[32]: 0435.0000 MHz[C58](0x04350000)
:	reserved_for_future_use	[8]: 0xFF
:	frame_type	[4]: 多重フレーム［53, 15］複数TS伝送方式 (0x1)
:	FEC_outer	[4]: RS(204,188)(0x2)
:	modulation	[8]: 64 QAM(0x03)
:	symbol_rate	[28]: 005.2740 Msymbol/s(0x0052740)
:	FEC_inner	[4]: 内符号なし(0xF)
:	group_id	[8]: 0x01

以上より，有線複数搬送波伝送分配システム記述子(暫定)が受信した TS に多重されていることを確認した．

3.7 既存の複数 TS 伝送方式との共存

表 4 の実験仕様で，既存の STB で 64 QAM の搬送波を受信し，TS2(地上デジタル放送)を選択したときの映像・音声およびデータ放送の再生を実用されている 2 機種の STB で確認した．映像・音声確認時の実験様子を図 5 に示す.

図 5　既存 STB での映像・音声再生の様子

以上より，複数搬送波伝送方式が複数 TS 伝送方式（1 搬送波による TS 伝送）と後方互換性（バックワードコンパチブル）があることを実証した.

3.8　相互接続実験

複数搬送波伝送方式の方式規格（案）に基づいて 3 社が別々に試作した送信装置（3 台）と受信装置（1 台）の相互接続テストを実施した．各送信装置の外観を図 6-1 に，受信装置の外観を図 6-2 に示す．

送信装置 1

送信装置 2

送信装置 3

図 6-1　送信装置（３台）

図 6-2　受信装置（１台）

表 2 の組合せ 6 について，各送信装置（3 台）と受信装置（1 台）の接続試験を行った．その結果，いずれの場合にも MPEG-2 TS の分割・合成機能が正常に動作し，受信装置から出力される MPEG-2 TS の PCR ジッタが±500 ns 以内であることを確認した．

4　TLV パケットの伝送実験

4.1　実験の構成

実験系統を図 7 に，実験仕様を表 8 に示す．実験信号源として用いた IPv6 パケット（映像・音声信号を多重）は TLV パケット送出装置により TLV パケットにカプセル化される．次に，複数搬送波伝送方式送信装置に入力された TLV パケットが，分割されて拡張 TSMF に多重化された後，３つの搬送波（２つの 256 QAM および１つの 64 QAM）で伝送される．

受信装置は，各搬送波を復調後，拡張 TSMF から分割 TLV パケットを分離・合成し，TLV パケットを出力する．もしくは TLV パケットから復元した IP パケットを出力する．

前述の MPEG-2 TS 伝送実験と同様, 受信装置への各搬送波の入力レベルは 80 dBμV（固定）とし，受信 CN 比は 45 dB 以上とした．

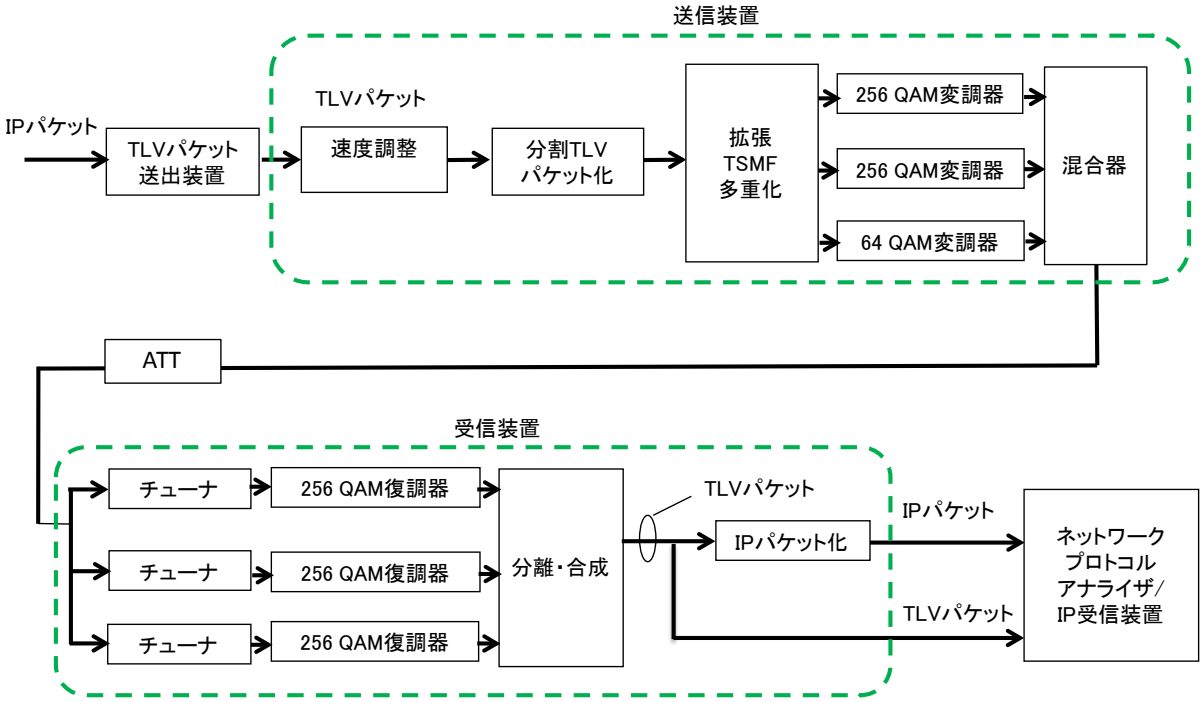


図 7 TLV パケット伝送の実験系統

表 8　実験仕様

搬送波の番号 (Carrier sequence)	1	2	3
変調方式	256 QAM	256 QAM	64 QAM
中心周波数	93 MHz	255 MHz	435 MHz
拡張 TSMF への分割 TLV パケット割当スロット数	52 slot	52 slot	52 slot

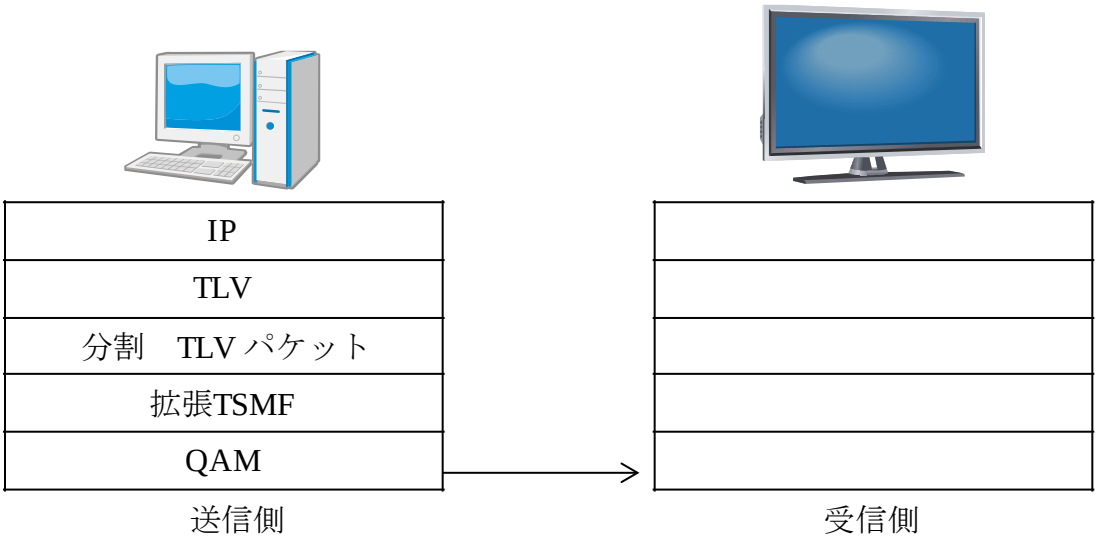


図 8 TLV のケーブルテレビ伝送実験（プロトコルスタック）

4.2　実験結果

TLV パケット送出装置出力の TLV パケットおよび受信装置から出力された TLV パケットをネットワークプロトコルアナライザで解析し，両信号が同一であることを確認した. この結果, TLV パケットの分割伝送が正常に行われていることが実証できた.

また, 映像･音声信号を載せた IPv6 パケットおよびヘッダ圧縮した IPv6 パケット[プロトコル：MMT/RTP/UDP/（IPv6/ヘッダ圧縮した IPv6 パケット)]を TLV パケットのデータ部にカプセル化し，複数搬送波伝送方式送信装置に入力し分割伝送した．３つの搬送波(２つの 256 QAM および１つの 64 QAM)で送信した.

受信装置において分離・合成された TLV パケットを IP パケット化し，出力された IPv6 パケットを IP 受信装置で受信し，映像・音声を安定に再生できることを確認した．実験の様子を図 9 に示す.

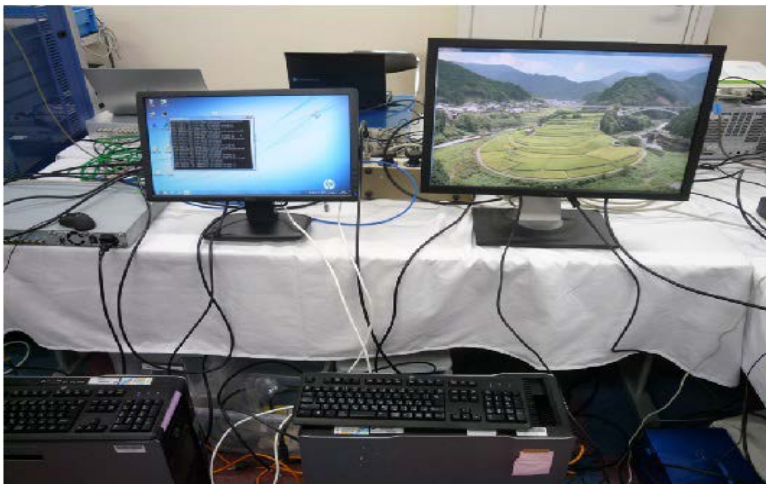


図 9　映像・音声の再生

5　まとめ

表 9 に実験結果（サマリー）を示す.

表 9: 実験結果

項目	結果
大容量伝送	情通審放送システム委員会「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」の報告書に記載された”広帯域伝送および狭帯域伝送で想定されるサービスイメージ”における所要伝送レートを満足できることを確認した.
遅延時間	複数搬送波伝送方式による MPEG-2 TS の分割伝送に伴う遅延時間が，放送サービスに支障をきたすほど大きな値ではないことを確認した.
MPEG-2 TS 準拠	受信装置出力の大容量 MPEG-2 TS が ISO/IEC 13818 - 1(MPEG-2 Systems)で規定される PCR ジッタの許容値±500 ns を満たすことを確認した.
記述子の多重	有線複数搬送波伝送分配システム記述子（案）を TS に多重できることを確認した.
後方互換性	複数搬送波伝送方式が複数 TS 伝送方式（1 搬送波による TS 伝送）と後方互換性（バックワードコンパチブル）があることを実証した.
相互接続性	送信装置（3 台）と受信装置（1 台）による相互接続試験を行った結果，いずれの場合にも MPEG-2 TS の分割・合成機能が正常に動作し，受信装置出力の MPEG-2 TS の PCR ジッタが±500 ns 以内であることを確認した.
TLV 分割伝送	TLV パケットを分割して, 拡張 TSMF に多重化することにより, 既存の MPEG-2 TS インターフェースを有するケーブルテレビシステムで分割 TLV 伝送し, 受信機で TLV 再生できることを示した.

（備考）郵政省諮問第７４号に基づき，複数 TS 伝送方式（TSMF）の標準化の際，実施した実験結果を表 10 に示す．詳細は資料[4]参照.

表 10　複数 TS 伝送方式の標準化で実施した実験

No	項目	結果
1	誤り率の測定	選択されたＴＳの誤り率が単一 TS 伝送方式との差異がないことを確認.
2	多重フレーム同期限界	多重フレーム同期捕捉の限界を測定
3	整合性	MPEG-2 Systems 規格との整合性を確認
4	両立性	単一ＴＳ伝送方式との両立性を確認
5	選局切替動作	選局切替動作ができることを確認
6	各 TS の独立性の確認	他の TS への影響がないことを確認
7	遅延時間の測定	多重，伝送，分離による遅延時間
8	付加情報の確認	緊急警報指示のための１ビットのフィールドにより起動制御が行われている情報の伝送
9	相互接続動作確認	製造者の異なる実機を相互接続することにより，標準規格を実証
10	ジッタ（パケット到達遅延ゆらぎ）	ＴＳパケットのジッタ（パケット到達遅延ゆらぎ）測定

6　実験機材一覧

No	名称	型式・品番	製造者
1	複数搬送波伝送方式 送信装置 1	試作機	
2	複数搬送波伝送方式 送信装置 2	試作機	
3	複数搬送波伝送方式 送信装置 3	試作機	
4	複数搬送波伝送方式 受信装置	試作機	
5	QAM 変調器	3317B-CJ2	営電
6	STB1　(64QAM 受信用)	TZ-BDT920F	パナソニック
7	STB2　(64QAM 受信用)	BD V372	パイオニア
8	BER 測定器	7710A	営電
9	遅延時間測定器	7710A	営電
10	MPEG　TS アナライザ	MTS4000	テクトロニクス
11	スペクトラムアナライザ	MS2692A	アンリツ
12	レベルチェッカー	LF990	リーダー電子
13	MPEG-2 TS 再生機	試作機	
14	地上デジタル放送復調装置	試作機	
15	TLV パケット送出装置	試作機	
16	IP 受信装置	試作機	
17	ネットワークプロトコル アナライザ	Ver. 1.10.5	Wireshirk

7　資料

[1] ”ケーブルテレビにおける超高精細度テレビジョン放送の導入に関する伝送方式の高度化提案　中間報告（案)”第 4 章，技術的条件 2 部 (複数搬送波伝送方式)

上記，情報通信審議会　情報通信技術分科会　放送システム委員会　ケーブルテレビ UHDTV 作業班（第 3 回）･資料ケーブル作 3－2
http://www.soumu.go.jp/main_content/000317625.pdf

[2] ”超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件のうち衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件（放送システム委員会報告書)”

上記，情報通信審議会情報通信技術分科会 放送システム委員会（第 42 回）資料 42-4
http://www.soumu.go.jp/main_content/000283106.pdf

[3] ”超高精細度テレビジョン放送に係る有線一般放送方式の要求条件”

上記，情報通信審議会　情報通信技術分科会　放送システム委員会　ケーブルテレビ UHDTV 作業班（第 3 回）（参考資料 2）.
http://www.soumu.go.jp/main_content/000317630.pdf

[4] ”複数 TS 伝送方式デジタル有線テレビジョン放送　実験報告書”，（平成 12 年 2 月），（社）日本 CATV 技術協会　規格・標準化委員会　WG4 対応 SG 複数 TS 伝送方式デジタル有線テレビジョン放送実験作業班

上記，情報通信審議会　情報通信技術分科会　放送システム委員会　ケーブルテレビ UHDTV 作業班（第 3 回）（参考資料 10）.
http://www.soumu.go.jp/main_content/000317638.pdf

以上

参考資料2

TG2 実験結果報告書（パススルー）

高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実験

平成２６年１０月２７日

一般社団法人　日本ＣＡＴＶ技術協会

TG2 実験結果報告書（パススルー）
(高度広帯域衛星基幹放送の IF パススルー実験)

目　次

1.　目的と試験対象 ……1

2.　衛星 IF パススルー方式の品質試験 ……2

2.1　放送信号の特性 ……2
2.2　白色雑音 CN 比特性 ……7
2.3　受信信号レベル範囲 ……10
2.4　単一波妨害特性 ……12
2.5　隣々接 CH 信号妨害特性 ……15
2.6　反射特性 ……19
2.7　試験結果のまとめ ……23

3.　技術調査実施日程と試験環境 ……24

3.1　実験日程 ……24
3.2　実験系統 ……24
3.3　実験機材一覧 ……25

付録１　所要 CN 比の算出方法 ……27

付録２　中継器シミュレータ ……29

1. 目的と試験対象

ケーブルテレビ伝送技術の高度化のために、平成 26 年 3 月 25 日に情報通信審議会より答申された「超高精細度テレビジョン放送システムの衛星放送に関する技術的条件」に基づく衛星基幹放送の再放送用 IF パススルー方式について、有線一般放送の品質に関する技術基準（平成 25 年総務省令第 7 号)に追加すべき品質基準を決定するために必要な試験を行う。

伝送符号化方式は、情報通信審議会技術分科会で平成26年3月25日に答申された放送システム委員会の「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」の衛星基幹放送の伝送路符号化方式とする。なお、本方式は、平成26年7月「標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式」等の一部改正が行われ、すでに制度化が完了している。

特に、広帯域衛星である BS／110 度 CS の衛星基幹放送では、1 トラポン当たり 100Mbps 以上の伝送容量をもつ 16APSK(7/9)等が採用され、高い品質基準が要求されることから、この 16APSK を使用して衛星 IF パススルー伝送の品質技術に関する技術調査を行なう。

2.　衛星 IF パススルー方式の品質試験

2.1　放送信号の特性

実証実験に使用する標準衛星デジタルテレビジョン放送方式（既存 BS デジタル放送）の TC8PSK 信号および高度広帯域デジタル放送 16APSK 信号の信号スペクトラム（帯域内・帯域外）について表 2.1-1 のパラメータで測定を行なう。

表 2.1-1　実験に使用する衛星デジタル放送のパラメータ

パラメータ	BS デジタル放送	高度広帯域衛星デジタル放送
変調方式	TC8PSK	16APSK
ストリーム形式	MPEG－2－TS	MPEG－2－TS
主信号データ	23 次 M 系列 PN 信号 PRBS－23(48 スロット)	23 次 M 系列 PN 信号 PRBS－23
誤り訂正（内符号）	（トレリス符号 2/3）	LDPC 符号（7/9）、(9/10)
誤り訂正（外符号）	リードソロモン (204.188)	BCH (65535, 65343)
ロールオフ率	35 ％	3 ％
シンボルレート	28.86 Mbaud	33.7561 Mbaud
伝送帯域幅	34.5 MHz	34.5 MHz

1）測定系統図

衛星デジタル放送信号の実験系統図を図 2.1-1 に示す。

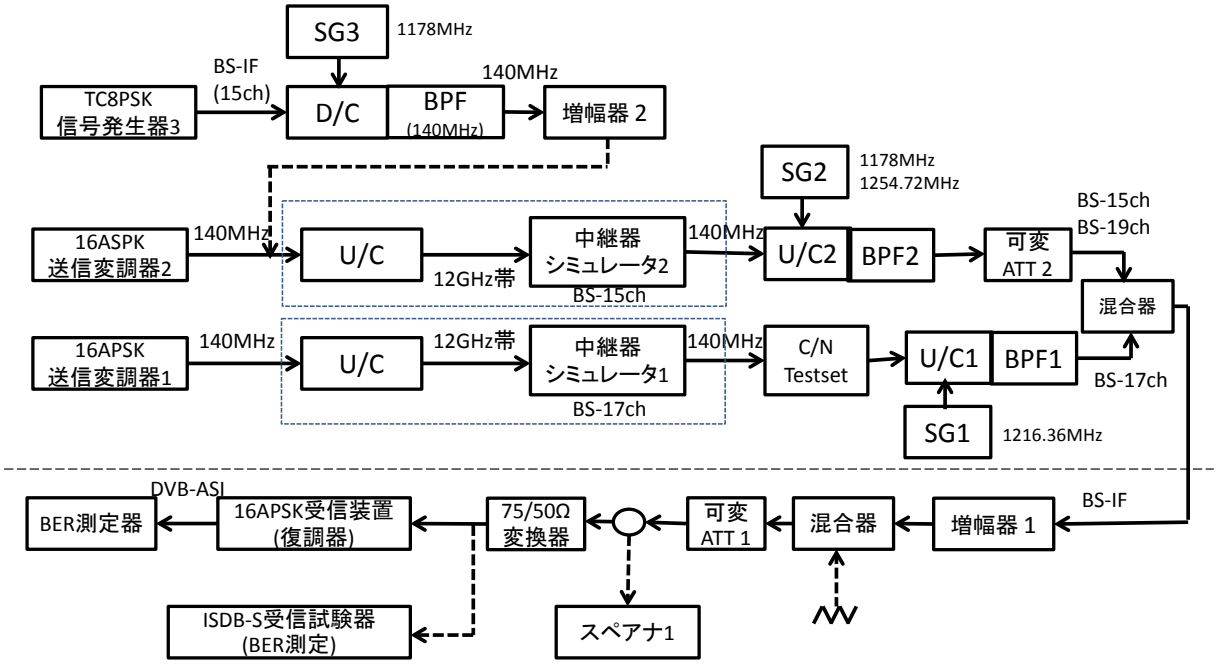


図 2.1-1　帯域内特性および帯域外輻射レベルの実験系統図

2) 測定条件と測定値

放送信号とその測定値を表2.1-2に示す。なお、測定条件は表2.1-3に示す。

表 2.1-2　放送信号と帯域外輻射レベル

項目	条件	送信変調器1 (高度広帯域衛星)	送信変調器2 (高度広帯域衛星)	信号発生器3 (BSデジタル)
変調方式		16APSK(7/9),(9/10) 注1	16APSK(7/9) ,(9/10) 注1	TC8PSK
出力チャンネル注2		BS－17	BS－15	BS－15
測定チャンネル注3		BS－17	BS－15,19	BS－15,19
IF中心周波数		1356.36 MHz	1318.00 MHz/ 1394.72 MHz	1318.00 MHz/ 1394.72 MHz
バックオフ(OBO) 注4		2.2 dB	2.2 dB	0.2 dB
帯域外輻射レベル (fo±25MHz)	TC8PSK	－	－	－30 dB以下
	16APSK(7/9)	－36 dB以下	－30 dB以下	－

注 1) LDPC の符号化率は 7/9 (運用想定値) と 9/10 (制度的には選択可能な最大伝送容量となる値) の両方で行なう。

注 2) 主信号には送信変調器1、妨害信号には送信変調器2および信号発生器3を主に使用する。

注 3) 測定チャンネル信号は、U / C1 の SG1 及び U / C2 の SG2 で周波数設定をして作り出す。

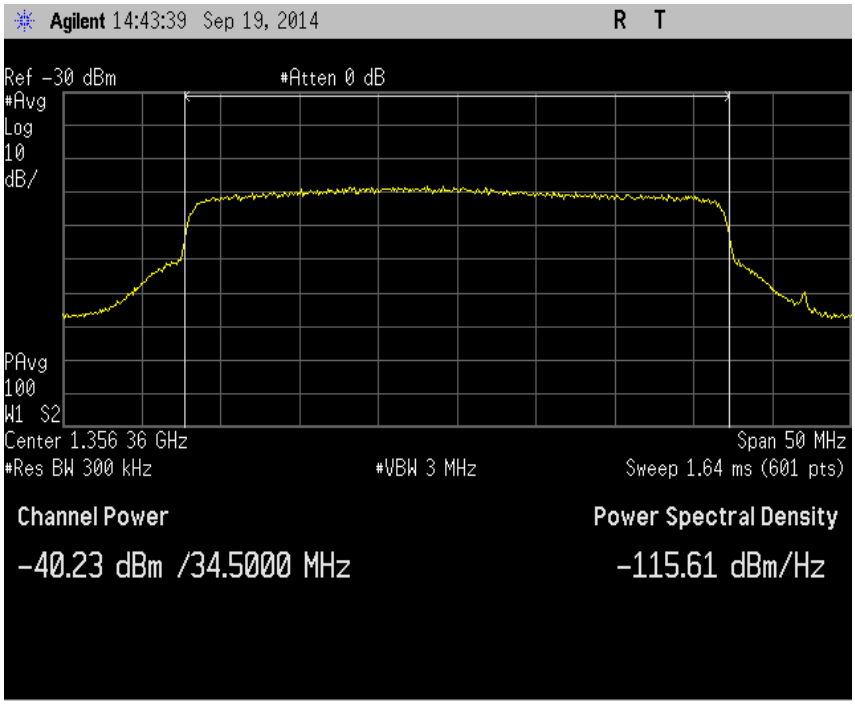
注 4) 高度広帯域衛星のバックオフ値は、情報通信審議会より答申された「超高精細度テレビジョン放送システムの衛星放送に関する技術的条件」と同じとする。

表 2.1-3　測定条件

ノイズ加算		なし
スペアナ	スパン	50MHz
	分解能帯域幅 (RBW)	300kHz
	映像帯域幅 (VBW)	3MHz
	測定モード	平均値(rms)
	検波モード	SAMPLE
	アベレージ機能	100回
チャンネルパワー帯域幅		34.5MHz
スペアナ測定レベル		－40dBm

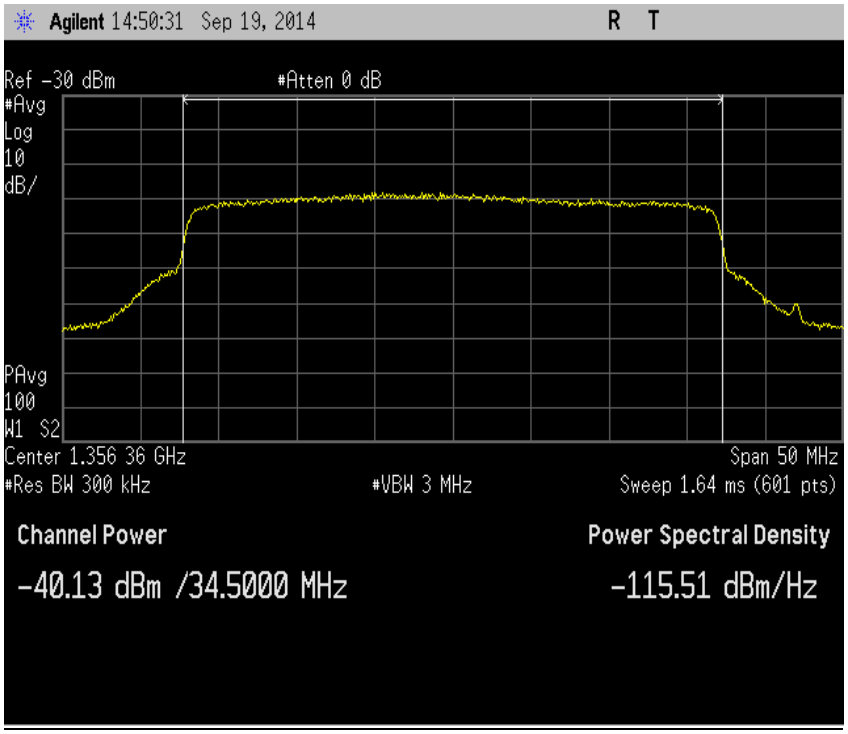
3)　測定結果

16APSK 信号、TC8PSK 信号の放送方式ごとに、使用する変調器信号の信号スペクトラム（帯域内・帯域外）について中継器シミュレータ経由の信号についてスペアナ 1 で測定を行なう。

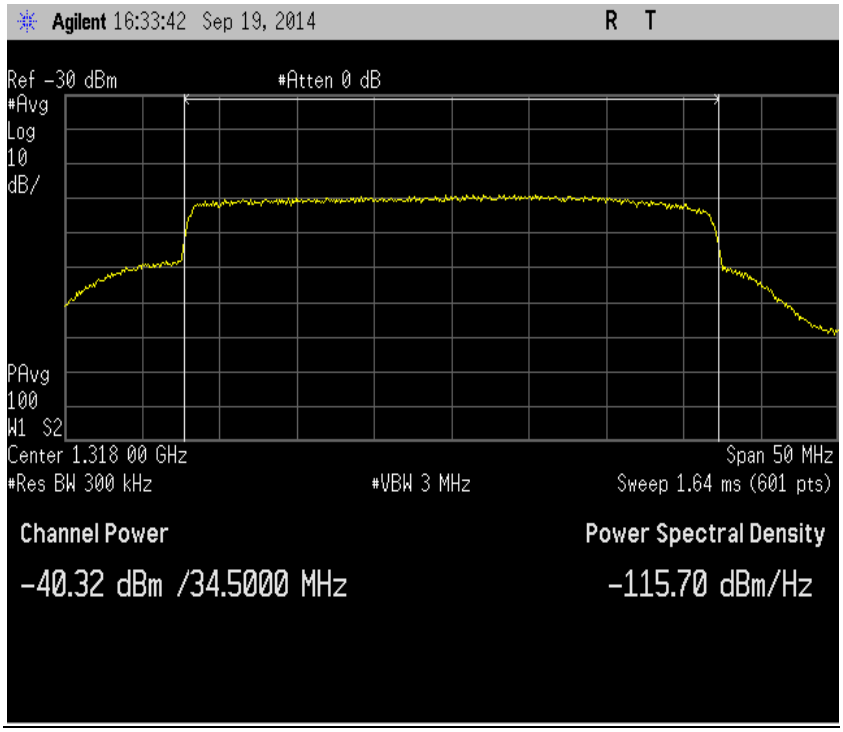


写 2.1-1　変調器 1：16APSK(7/9) OBO=2.2dB　　測定チャンネル周波数 BS－17ch(1356.36MHz)

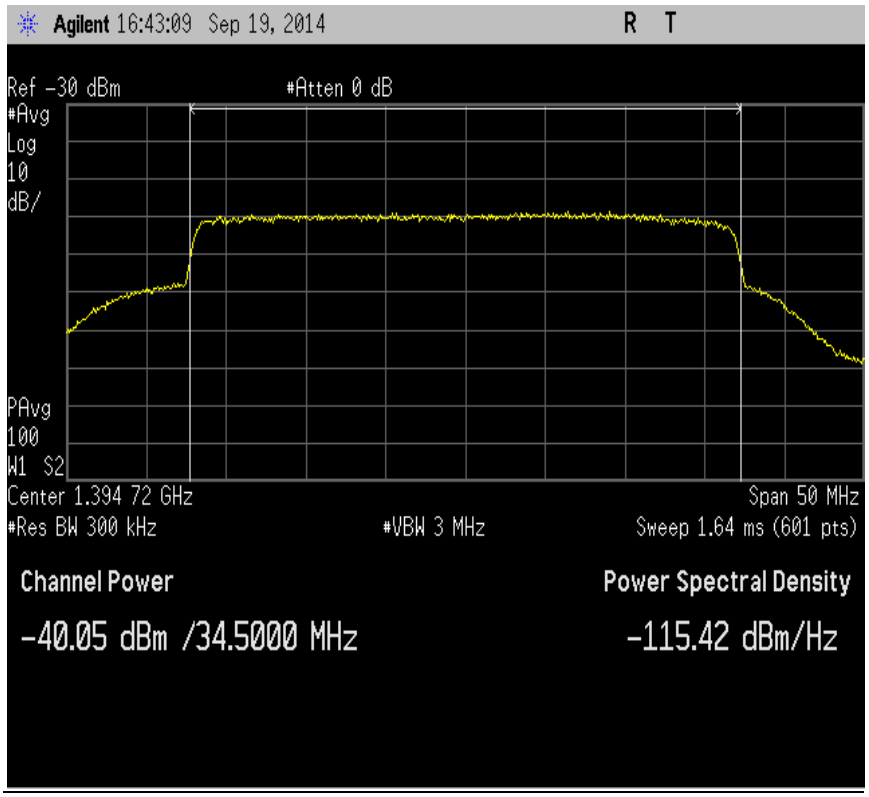
注）帯域外の上側周波数に希望波より約 50dB 低いレベルのスプリアスがあるが、試験に影響を与えないことを確認している。



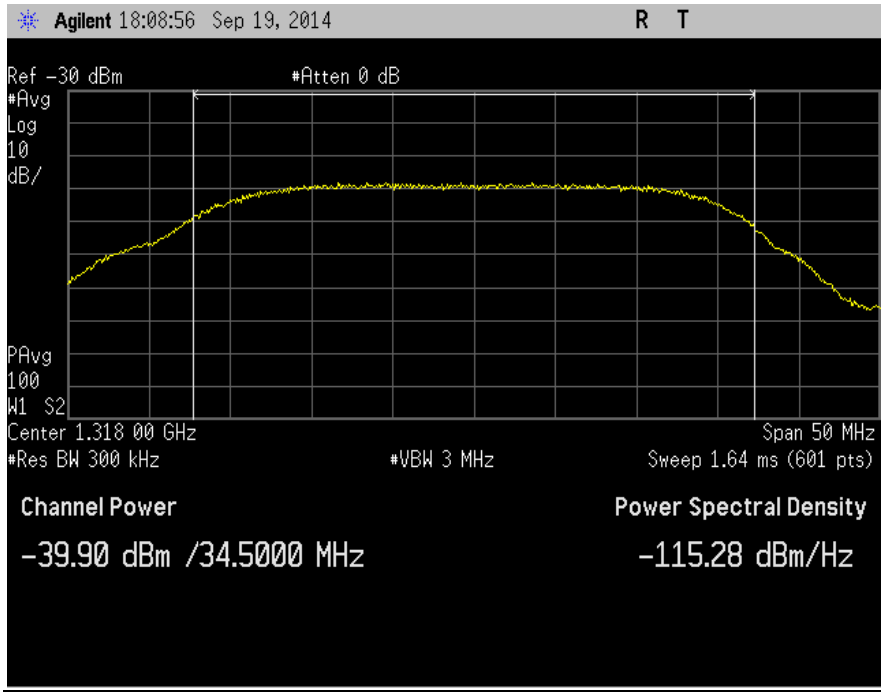
写 2.1-2　変調器 1：16APSK(9/10) OBO=2.2dB　　測定チャンネル周波数 BS－17ch(1356.36MHz)



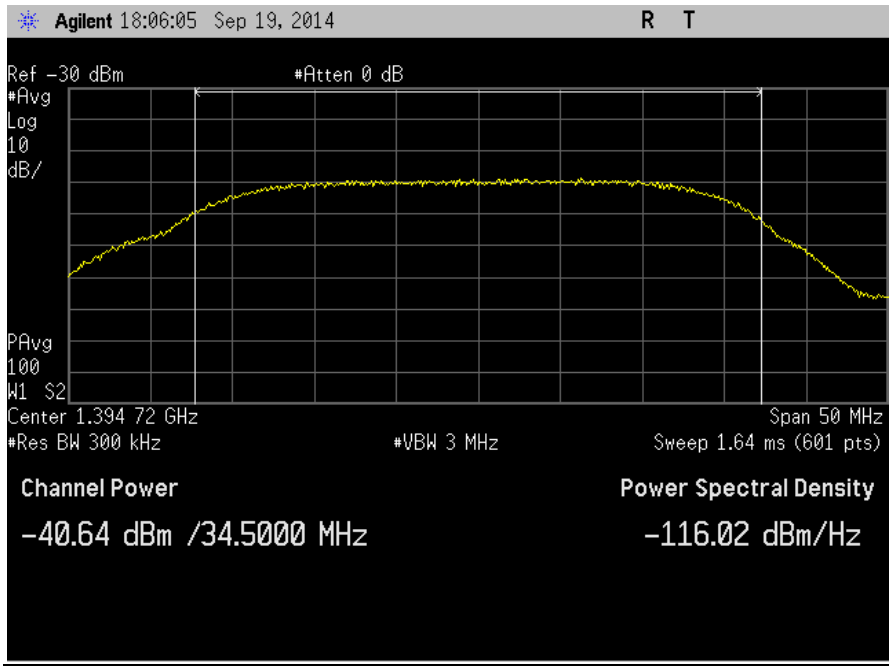
写 2.1-3　変調器 2：16APSK(7/9) OBO=2.2dB　測定チャンネル周波数 BS－15ch(1318.00MHz)



写 2.1-4　変調器 2：16APSK(7/9) OBO=2.2dB　　測定チャンネル周波数 BS－19ch(1394.72MHz)



写 2.1-5　信号発生器 3：TC8PSK OBO=0.2dB　　測定チャンネル周波数 BS－15ch(1318.00MHz)



写 2.1-6　信号発生器 3：TC8PSK OBO=0.2dB　　測定チャンネル周波数 BS－19ch(1394.72MHz)

2.2　白色雑音 CN 比特性

今回実験に使用した中継器シミュレータ等の測定系確認を行なうため、16APSK信号の白色雑音CN比対BER（ビット誤り率）特性を測定する。

所要CN比 はBER = 10^{-11}のCN比 と定義し、測定結果を付録1に示す手法により線形補完してBER = 10^{-11} に相当するCN比を所要CN比として算出した。

1）測定系統図

実験系統図を図 2.2 に示す。

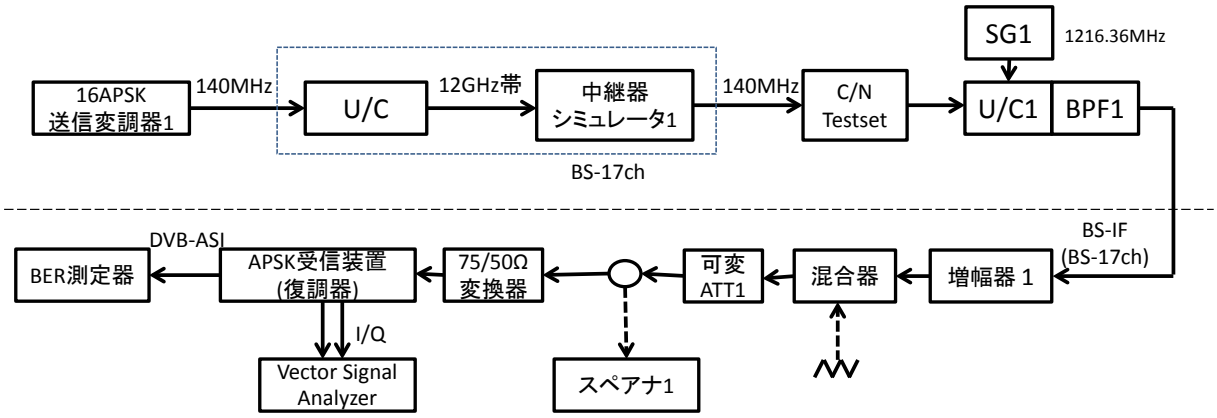


図 2.2-1　16APSK 信号の CN 比対 BER 特性の実験系統図

2）　CN比対BER測定試験の方法

所要CN比測定にあたり、C N比対BERを以下の手法により測定した。BERの測定ポイントは外符号（BCH 符号）訂正後の誤り率とした。LDPC 符号は急峻なBER特性を有し、BER = 10^{-2} 以上では観測ビット数10^{10} ビット程度でBERが一定値に収束するため、BERは以下の条件で実施した。

・BERの測定範囲：BER = 10^{-2} オーダー ～ 10^{-8} オーダー

・BER = 1×10^{-4} 以上における観測ビット数：10^{9} ビット

・BER = 1×10^{-4} 未満かつ BER = 10^{-5} 以上における観測ビット数：5×10^{9} 上におけるビット

・BER = 1×10^{-5} 以下における観測ビット数：10^{10} ビット

上記測定方法のBERは観測時間の制限上、10^{-8} オーダーである。

所要CN比は、測定結果を付録1に示す手法により線形補完してBER = 10^{-11} に相当するCN比を所要CN比として算出した。

3)試験結果

16APSK(7/9) において試験を行ない、その結果を図 2.2-2 に破線で示す。

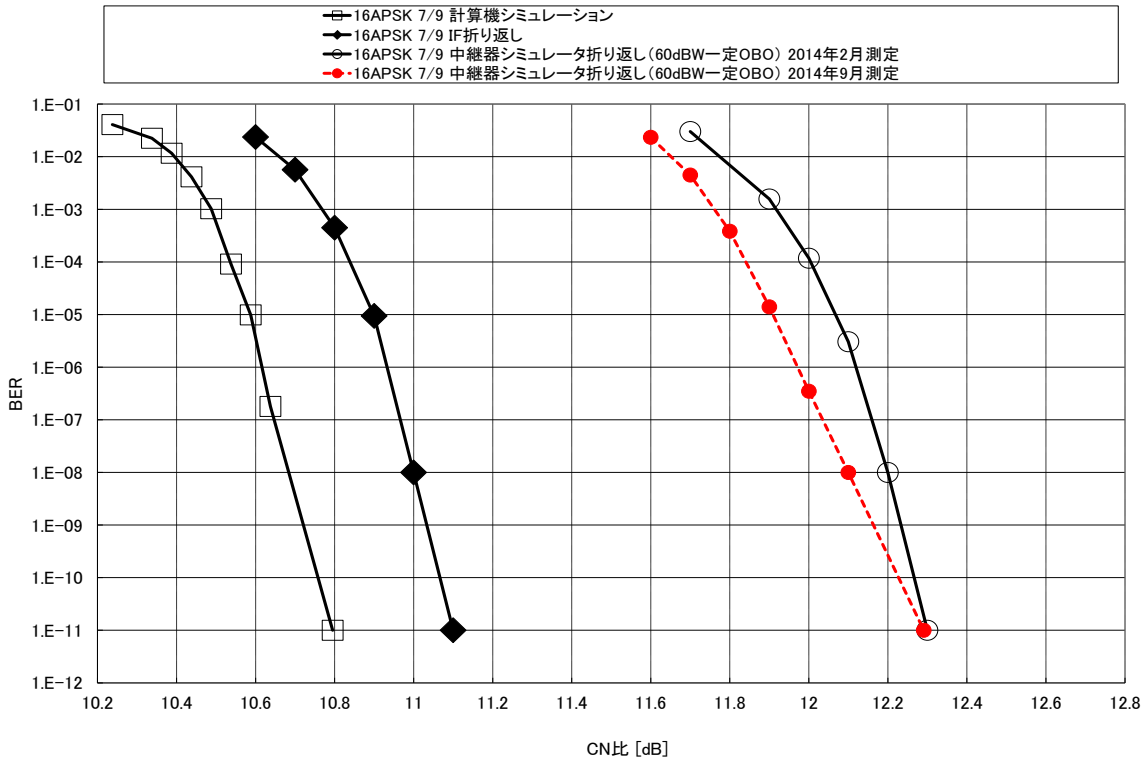


図 2.2-2　16APSK(7/9) 信号の CN 比対 BER 特性　(BS－17ch)

16APSK(9/10) において試験を行ない、その結果を図 2.2-3 に破線で示す。

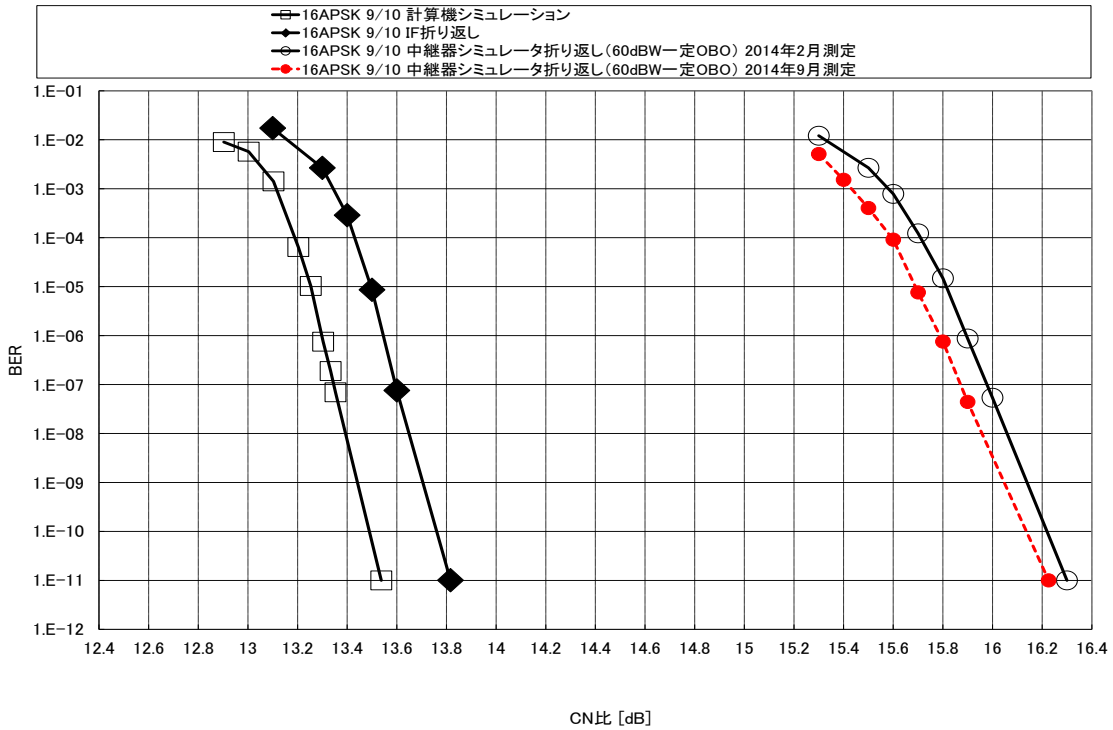


図 2.2-3　16APSK(9/10) 信号の CN 比対 BER 特性　(BS－17ch)

4)試験結果の考察

試験の結果、中継器シミュレータを使用した場合の所要 CN 比は表 2.2 のようになる。

表 2.2　所要 CN 比(中継器シミュレータの場合)

変調方式	16APSK(7/9)	16APSK(9/10)
所要CN比	12.3 dB	16.2 dB

この試験結果より、BER が 1×10^{-11}となる所要 CN 比は、2 月に実施された情通審超高精細度テレビジョン放送システムの衛星放送に関する中継器シミュレータを用いた室内実験と結果と比較すると、0.1dB 程度の差となっており、測定系としてほぼ同等の特性を確認することができた。

2.3　受信信号レベル範囲

16APSK 信号の受信装置（復調器）を使用して、受信装置の入力レベルを変えて正常受信（疑似エラーフリー注））できる受信信号レベル範囲を確認する。

注）情報通信審議会 情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書(「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」 p.341）では、簡易的な方法でCN比対BERの測定している。同様に本報告書では、疑似エラーフリーは、10^{10} ビットのデータに対する誤りビット数を1,000カウント計測することで、ビット誤りが0 になった誤り率（BER）の状態をいう。この測定方法のBERは観測時間の制限上、10^{-8} オーダーとなり、BER＝1×10^{-11}との差は図2.2-2および図2.2-3より、CN比で0.2 ～ 0.3dB程度である。

1）測定系統図

実験系統図を図 2.3 に示す。

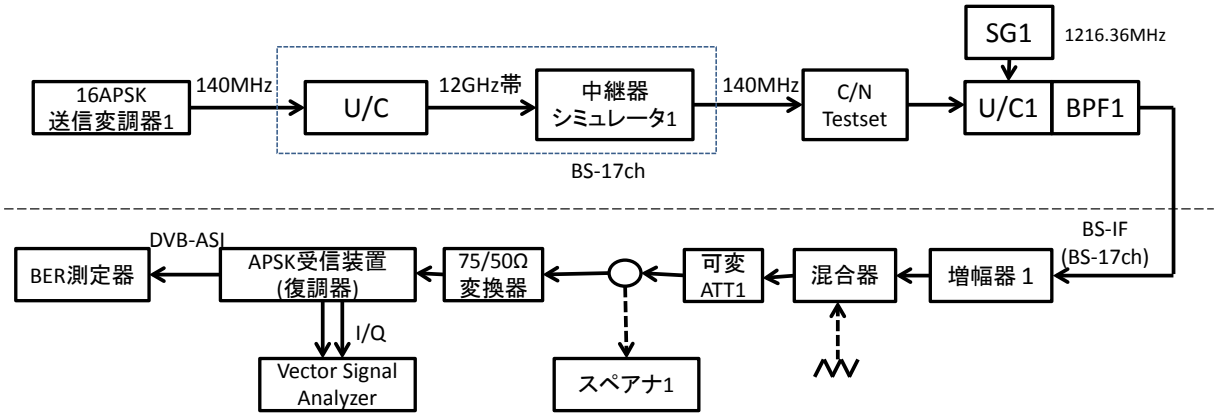


図 2.3　16APSK 信号の受信信号レベル範囲の実験系統図

2）試験結果

測定結果は、受信装置の BER 値（誤り訂正後）が疑似エラーフリーとなる受信レベルを測定して、その結果を表 2.3 に示す。

表 2.3　受信信号レベル範囲

項目	16APSK(7/9)	16APSK(9/10)
受信信号レベル	−77 ～ −26 dBm 32 ～ 83 dBμV	−74 ～ −26 dBm 35 ～ 83 dBμV
CN比設定	13 dB	17 dB
中継器シミュレータCN比 (BER 1×10^{-11})	12.3 dB	16.2 dB
情報伝送容量	100.5 Mbps	117.9 Mbps

注 1）BS−17ch（中心周波数：1356.36MHz）で測定を行う。

注 2）インピーダンス変換器のロス 5.8dB（BS-17ch の IF 周波数での測定値）を補正。

注 3）受信信号レベルの上限値は測定系の最大レベルまでとした。

3) 試験結果の考察

受信機の受信信号レベル範囲は、現在の有線一般放送の品質技術を定める省令の値（47 ～ 81dBμV）を十分に満足する結果となった。

(参考)

情報通信審議会 情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書(「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」p.430）では、一般的なLNBの平均値として－75dBc / Hz (1kHz オフセット値) 位相特性をしたLNBを使用した時の所要CN比の劣化は0.1dBとしているため、今回の実験では、LNBを使用しないで測定を行なった。

2.4　単一波妨害特性

本実験では、16APSK 信号の単一波信号妨害比対 BER 特性の測定を行う。

1）測定系統図

測定系統図を図 2.4-1 に示す。

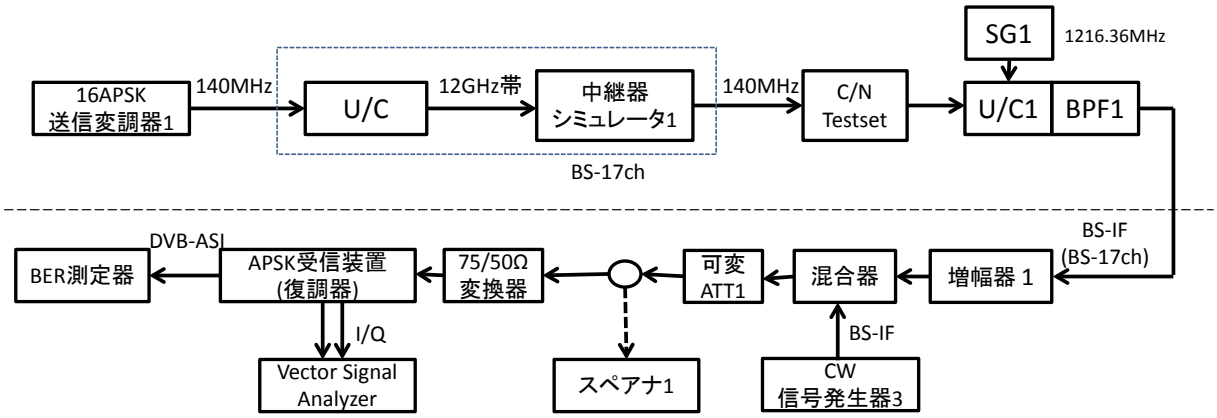


図 2.4-1　16APSK 信号の単一波信号妨害特性の測定系統図

2）　測定結果

測定結果は、単一波信号の妨害による BER 値（誤り訂正後）が疑似エラーフリー（正常受信）となる UD 比を測定して、その周波数依存性を確認した。その結果を図 2.4-2 に示す。

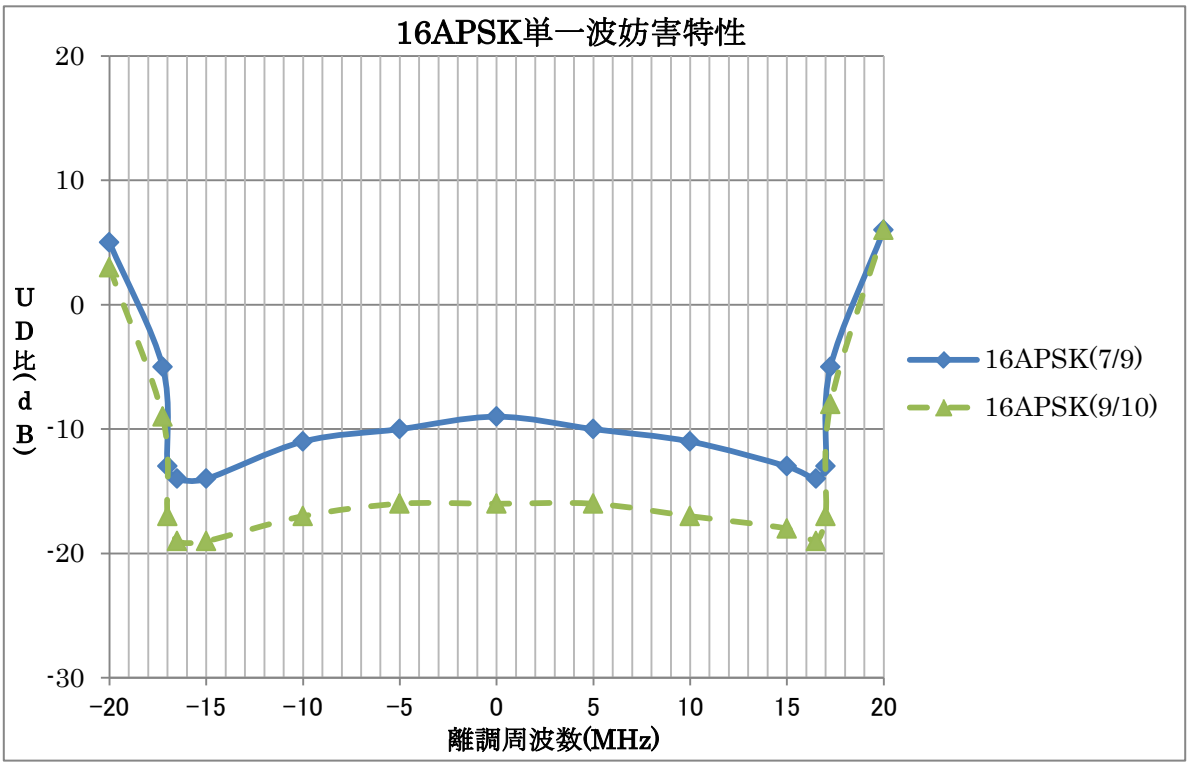


図 2.4-2　　16APSK(7/9),(9/10) 信号の単一信号妨害による UD 比

表 2.4-1　16APSK の単一波妨害 UD 比の測定結果

離調周波数(MHz)	-20	-17.25	-17	-17	-15	-10	-5	0	5	10	15	16.5	17	17.25	20
16APSK(7/9)	5	-5	-13	-14	-14	-11	-10	-9	-10	-11	-13	-14	-13	-5	6
16APSK(9/10)	3	-9	-17	-19	-19	-17	-16	-16	-16	-17	-18	-19	-17	-8	6

注 1) BS－17ch (中心周波数：1356.36MHz) で測定を行う。
　　離調周波数は単一波妨害波信号と主信号の中心周波数 fc との差を言う。
注 2) 受信装置(復調器)の入力レベルは　63dBμV とした。
注 3) CN 比の設定は、16APSK(7/9) の場合 18dB　(アンテナ径 45cmφ時の衛星回線設計値)、16APSK(9/10) の場合 21dB　(アンテナ径 60cmφとしアンテナ径差として 3dB 加算) とした。
注 4) 16APSK(7/9)において、中心周波数よりの離調周波数を 1kHz 単位として±5kHz では測定を行なったがすべて UD 比　－9dB と変化はなかった。

3)　単一波妨害 UD 比特性の結果

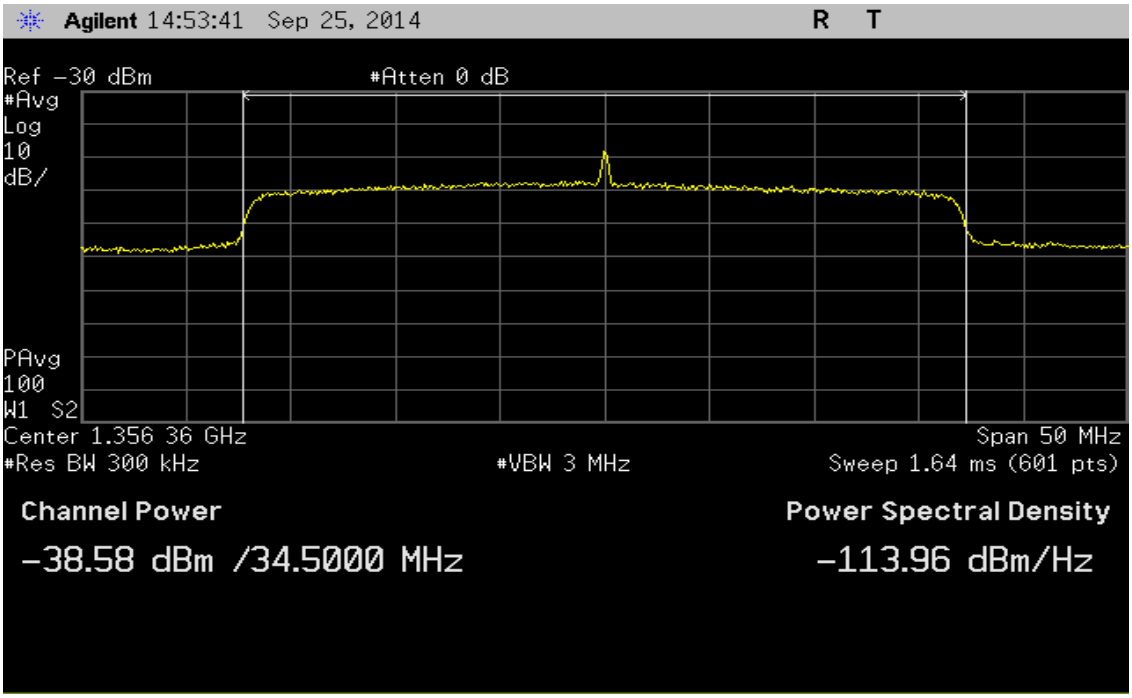
測定結果の単一波妨害 UD 比を表 2.4-2 に示す。

表 2.4-2　単一波妨害 UD 比

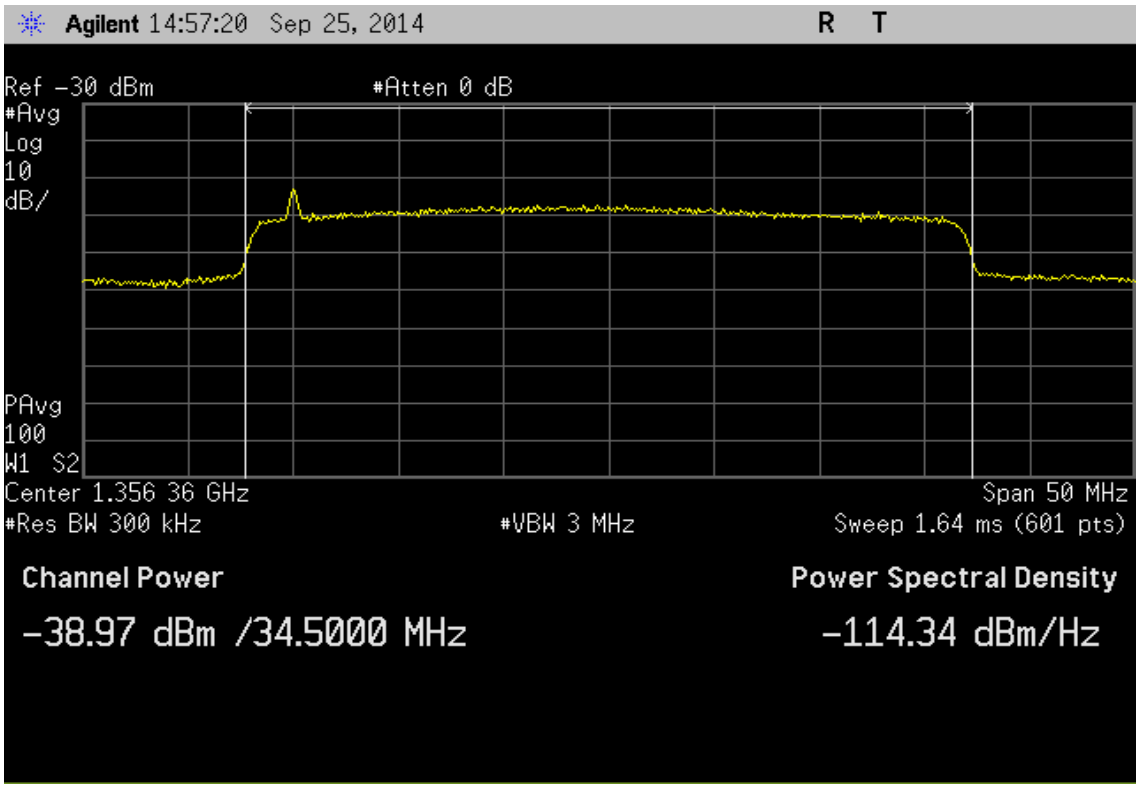
項目	条件	16APSK(7/9)	16APSK((9/10)
単一波妨害UD比	帯域内(34.5MHz)	－14 dB以下	－19 dB以下

4) 測定スペクトラム波形

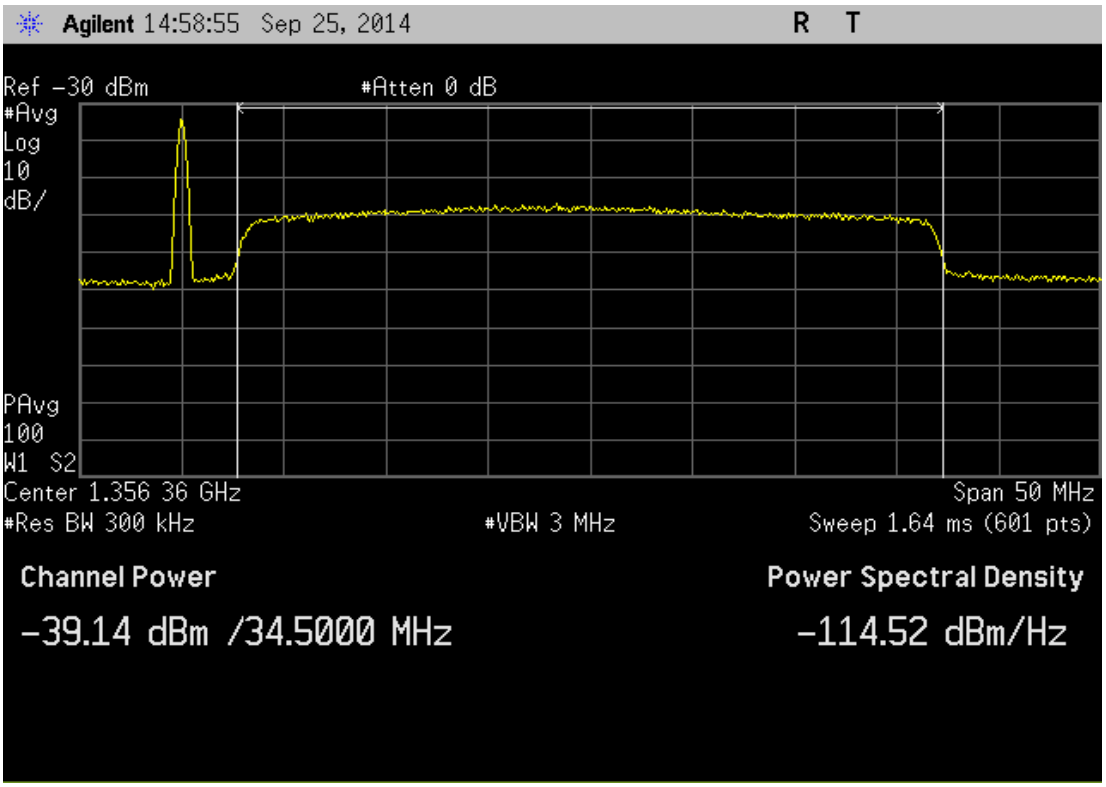
測定スペクトラム波形のサンプルを以下に示す。



写 2.4-1　16APSK(7/9) 妨害波 fc(1356.36MHz)、UD 比　－9dB



写 2.4-2　16APSK(7/9) 妨害波 fc－15MHz(1341.36 MHz)、UD 比 －14dB



写 2.4-3　16APSK(7/9) 妨害波 fc－20MHz(1336.36MHz)、UD 比 5dB

2.5　隣々接 CH 信号妨害特性

本実験では、16APSK 信号および TC8PSK 信号の隣々接 CH 信号での相互干渉を BER 測定により行う。

1) 測定系統図

測定系統図を図 2.5 に示す。

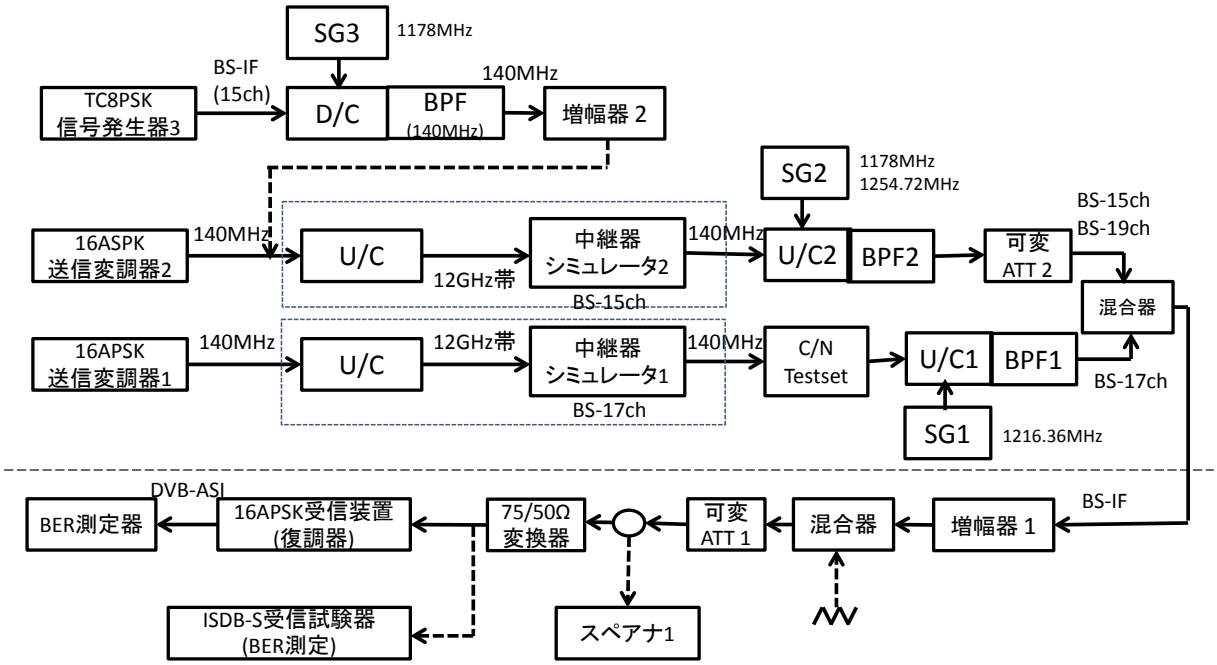


図 2.5　隣々接信号からの相互干渉妨害特性の測定系統図

2)　測定結果

測定結果は、隣々接 CH 信号の妨害による BER 値が、16APSK の場合は誤り訂正後において疑似エラーフリー、TC8PSK の場合は RS 訂正前の BER が 1×10^{-4}以下となる DU 比を測定して、その結果を表 2.5-1 および表 2.5-2 に示す。

表 2.5-1　16APSK(7/9)の隣々接 CH 信号妨害 DU 比

項目	主信号	16APSK(7/9)	16APSK(7/9)	TC8PSK
	隣々接信号	16APSK(7/9)	TC8PSK	16APSK(7/9)
隣々接CH信号妨害 DU比(限界値)	下側隣々接	−16 dB以下	−18 dB以下	−15 dB以下 (写2.5-4)
	上側隣々接	−16 dB以下 (写2.5-1)	−13 dB (写2.5-2)	−15 dB以下 (写2.5-3)

注 1) 16APSK は BS−17ch（中心周波数：1356.36MHz）、TC8PSK は BS−15ch および BS−19ch で BER 測定を行う。

注 2) 受信装置（復調器）の入力レベルは　63dBμV とした。

注 3) CN 比の設定は、16APSK (7/9) は 18dB (アンテナ径 45cmφ時の衛星回線設計値)、TC8PSK は17dB (所要 CN 比 11dB＋6dB、信号発生器 3 でノイズ設定) とした。

注 4) TC8PSK の ISDB－S 受信試験器での CN 比の表示値は隣々接信号がない状態で、15.3 ～15.4dB であった。また、TC8PSK の測定 BER 値は隣々接信号がある状態で、すべて 10^{-9}以下の状態であった。

注 5) ISDB-T 受信試験器のチューナは、市販 TV のチューナと同等なものを使用している。

表 2.5-2　16APSK(9/10)の隣々接 CH 信号妨害 DU 比

項目	主信号	16APSK(9/10)	16APSK(9/10)	TC8PSK
	隣々接信号	16APSK(9/10)	TC8PSK	16APSK(9/10)
隣々接CH信号妨害DU比(限界値)	下側隣々接	－16 dB以下 (写2.5-6)	－18 dB以下 (写2.5-7)	－15 dB以下
	上側隣々接	－10 dB (写2.5-5)	－8 dB (写2.5-8)	－15 dB以下

注 1) 16APSK は BS－17ch（中心周波数：1356.36MHz）、TC8PSK は BS－15ch および BS－19ch で測定を行う。

注 2) 受信装置（復調器）の入力レベルは　63dBμV とした。

注 3) CN 比の設定は、16APSK (9/10) は 21dB (アンテナ径 60cmφとしアンテナ径差として 3dB 加算）、TC8PSK は 17dB （所要 CN 比 11dB＋6dB、信号発生器 3 でノイズ設定）とした。

注 4) TC8PSK の ISDB－S 受信試験器での CN 比の表示値は隣々接信号がない状態で 15.3 ～15.4dB であった。また、TC8PSK の測定 BER 値は隣々接信号がある状態で、すべて 10^{-9}以下の状態であった。

注 5) ISDB-T 受信試験器のチューナは、市販 TV のチューナと同等なものを使用している。

3)　隣々接 CH 信号妨害特性の結果

隣々接 CH 信号妨害特性の DU 比は、妨害波が 16APSK の場合、中継器シミュレータ 2 の試験信号のスペクトルの下側特性が上側特性の比べて膨れているため、上側隣々接 CH の DU 比が悪い結果となった。

試験結果は、現在の有線一般放送の品質技術を定める省令の値（隣々接 CH 信号レベル差 3dB 以内）を十分に満足している。

表 2.5-3　16APSK(7/9) の隣々接 CH 許容信号レベル差

項目	主信号	16APSK(7/9)	16APSK(7/9)	TC8PSK
	隣々接信号	16APSK(7/9)	TC8PSK	16APSK(7/9)
隣々接CH信号妨害DU比		－16 dB以下	－13 dB	－15 dB以下

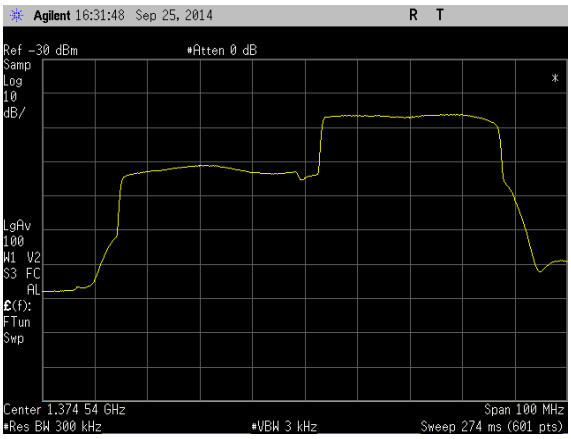
表 2.5-4　16APSK(9/10) の隣々接 CH 許容信号レベル差

項目	主信号	16APSK(9/10)	16APSK(9/10)	TC8PSK
	隣々接信号	16APSK(9/10)	TC8PSK	16APSK(9/10)
隣々接CH信号妨害DU比		－10 dB	－8 dB	－15 dB以下

注) 中継器シミュレータの実際のトラポン特性よりスカート特性が悪い状態であり、試験条件としては、厳しい条件での測定と考えられる。

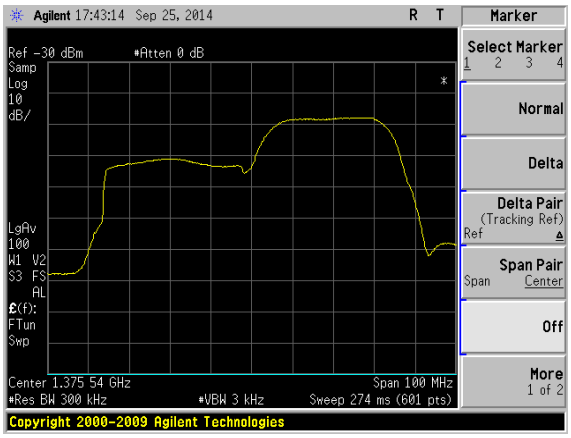
4) 測定スペクトラム波形

測定スペクトラム波形は、ノイズ OFF にて測定したサンプルを以下に示す。



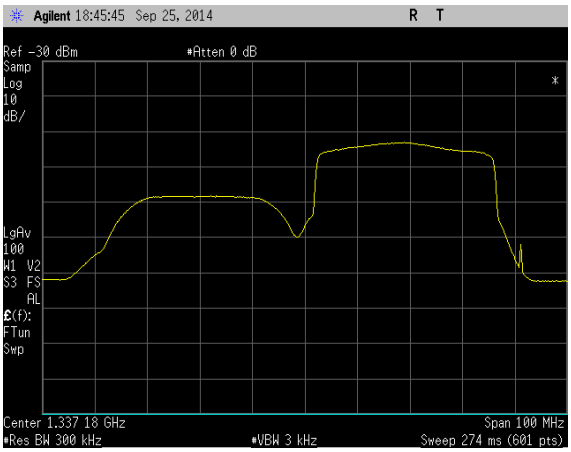
写 2.5-1　16APSK(7/9)　上側 DU 比－16dB

BS-17ch 16APSK(7/9), BS-19ch 16APSK(7/9)



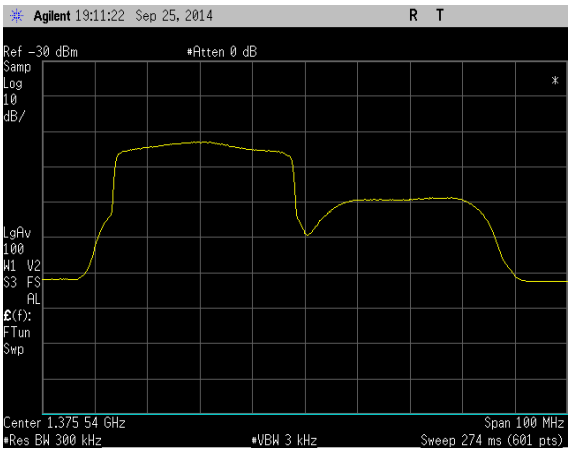
写 2.5-2　16APSK(7/9)　上側 DU 比－13dB

BS-17ch 16APSK(7/9), BS-19ch TC8PSK



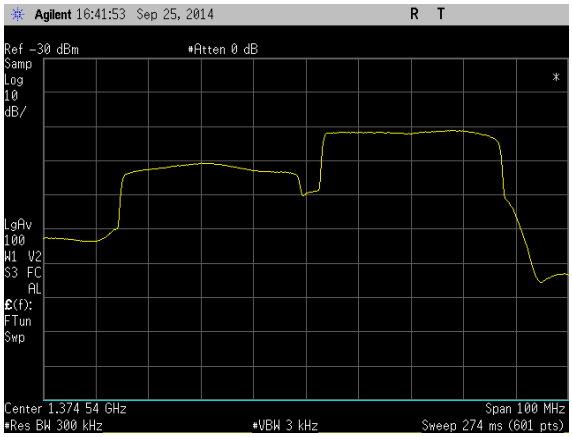
写 2.5-3　TC8PSK　上側 DU 比－15dB

BS-15ch TC8PSK, BS-17ch 16APSK(7/9)



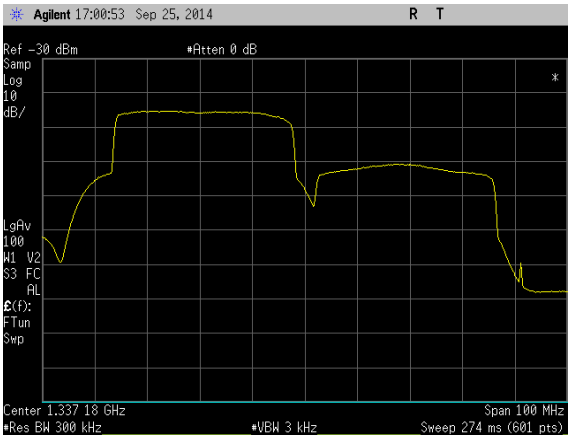
写 2.5-4　TC8PSK　下側 DU 比－15dB

BS-17ch 16APSK(7/9), BS-19ch TC8PSK



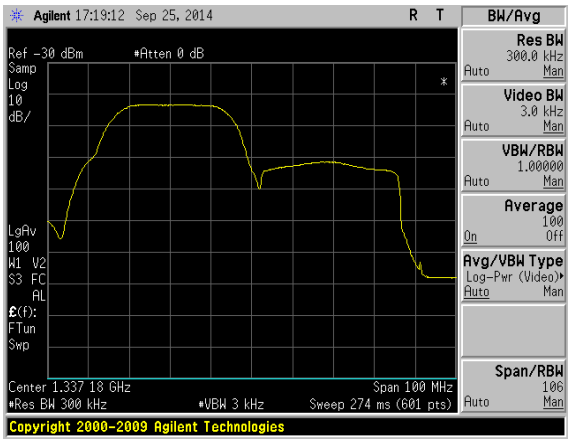
写 2.5-5　16APSK(9/10)　上側 DU 比－10dB

BS-17ch 16APSK(9/10), BS-19ch 16APSK(9/10)

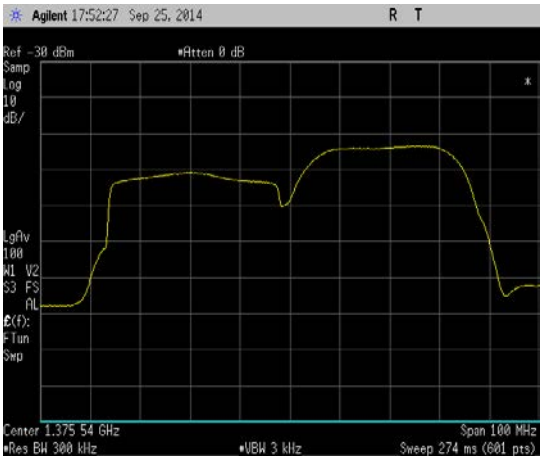


写 2.5-6　16APSK(9/10)　下側 DU 比－16dB

BS-15ch 16APSK(9/10), BS-17ch 16APSK(9/10)



写 2.5-7　16APSK(9/10)　下側 DU 比－18dB
BS-15ch TC8PSK, BS-17ch 16APSK(9/10)



写 2.5-8　16APSK(9/10)　上側 DU 比－8dB
BS-17ch 16APSK(9/10), BS-19ch TC8PSK

2.6　反射特性

本実験では、伝送路での反射の影響を 16APSK 信号の BER 測定により行う。

1) 測定系統図

測定系統図を図 2.6-1 に示す。

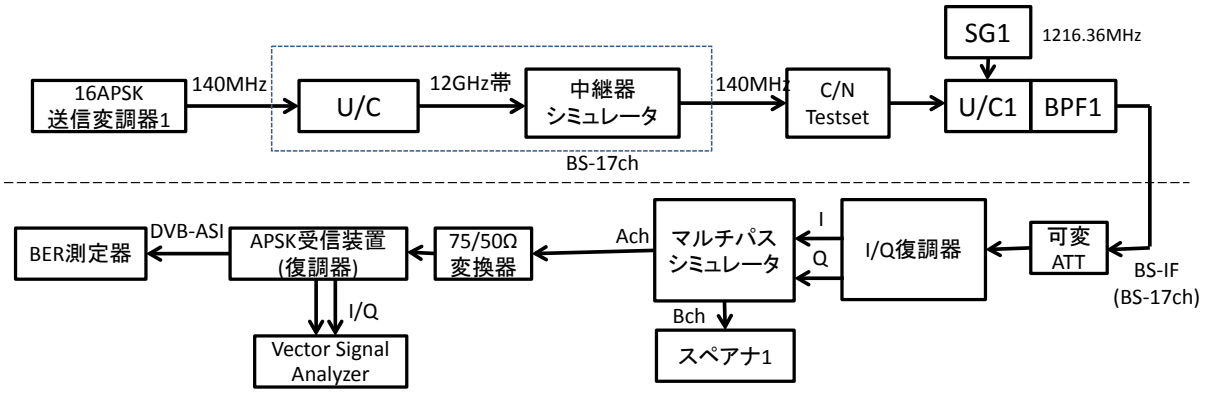


図 2.6-1　16APSK 信号の反射特性の測定系統図

2)　測定結果

測定結果は、反射した遅延信号の妨害による BER 値が 16APSK の場合は誤り訂正後において疑似エラーフリー状態を測定し、その結果を図 2.6-2 および図 2.6-3 に示す。

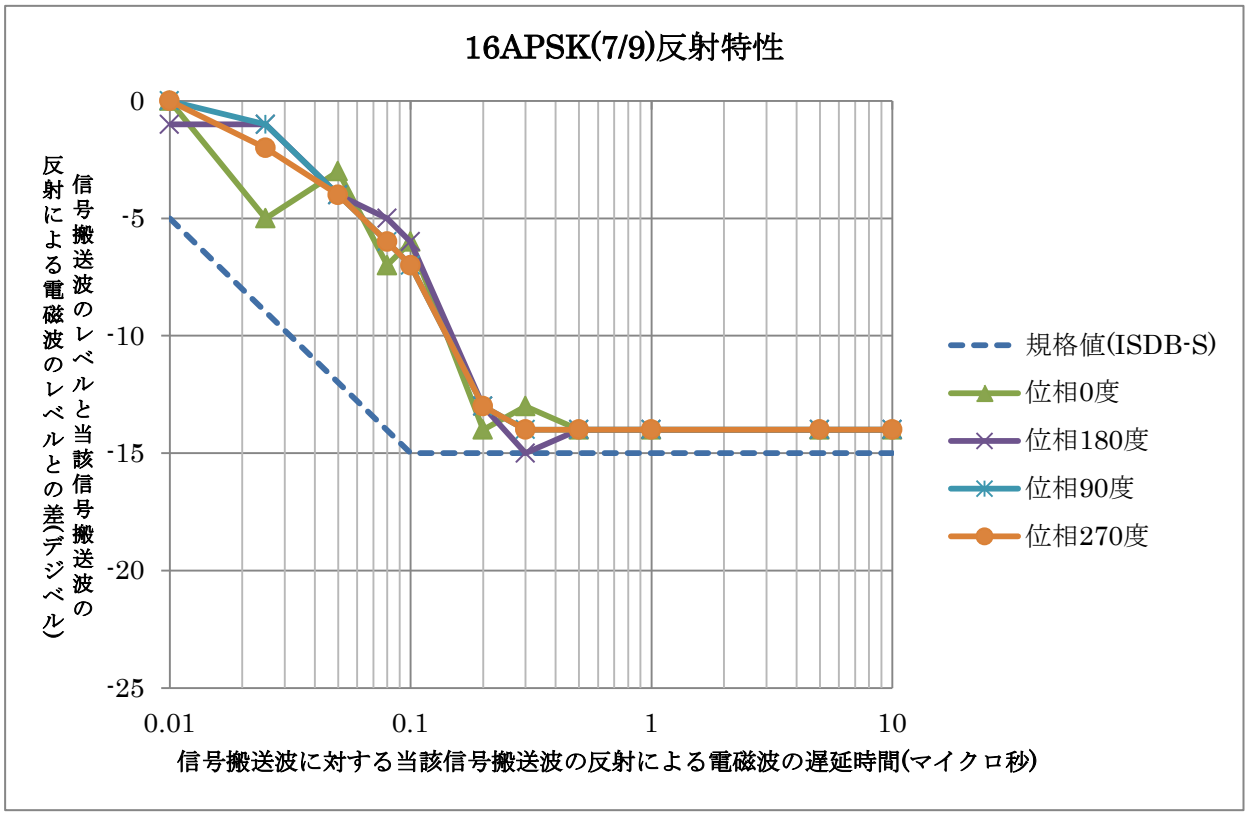


図 2.6-2　16APSK(7/9) の反射特性

表 2.6-1　16APSK(7/9)の場合の UD 比

遅延時間(μs)	0.01	0.025	0.05	0.08	0.1	0.2	0.3	0.5	1	5	10
位相0度	0	−5	−3	−7	−6	−14	−13	−14	−14	−14	−14
位相180度	−1	−1	−4	−5	−6	−13	−15	−14	−14	−14	−14
位相90度	0	−1	−4	−6	−7	−13	−14	−14	−14	−14	−14
位相270度	0	−2	−4	−6	−7	−13	−14	−14	−14	−14	−14

注 1) BS－17ch (中心周波数：1356.36MHz) で測定を行う。
注 2) 受信装置 (復調器) の入力レベルは　63dBμV。
注 3) CN 比の設定は、18dB (アンテナ径 45cmφ時の衛星回線設計値) とした。

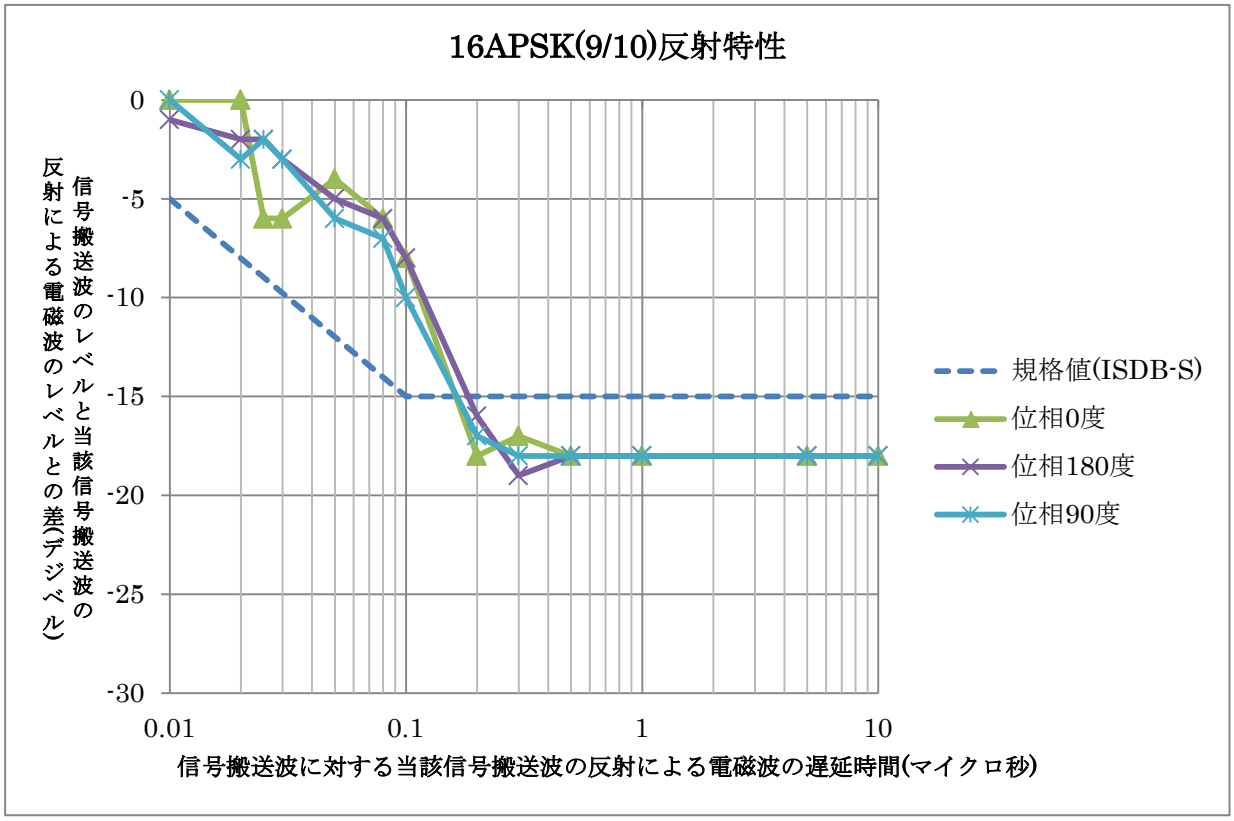


図 2.6-3　16APSK(9/10) の反射特性

表 2.6-2　16APSK(9/10) の場合の UD 比

遅延時間(μs)	0.01	0.02	0.025	0.03	0.05	0.08	0.1	0.2	0.3	0.5	1	5	10
位相0度	0	0	−6	−6	−4	−6	−8	−18	−17	−18	−18	−18	−18
位相180度	−1	−2	−2	−3	−5	−6	−8	−16	−19	−18	−18	−18	−18
位相90度	0	−3	−2	−3	−6	−7	−10	−17	−18	−18	−18	−18	−18

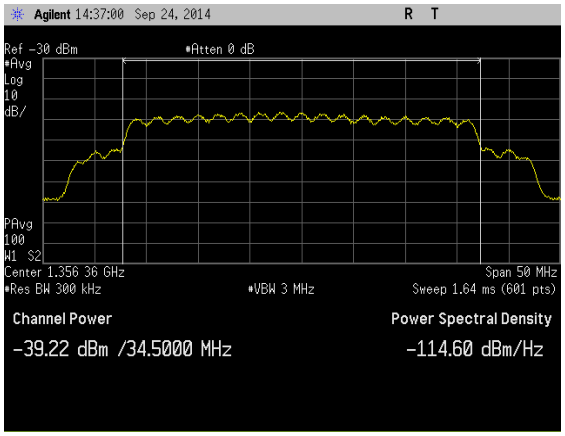
注 1) BS－17ch (中心周波数：1356.36MHz) で測定を行う。
注 2) 受信装置 (復調器) の入力レベルは　63dBμV。
注 3) CN 比の設定は、21dB (アンテナ径 60cmφとしアンテナ径差として 3dB 加算) とした。

3) 結果の考察

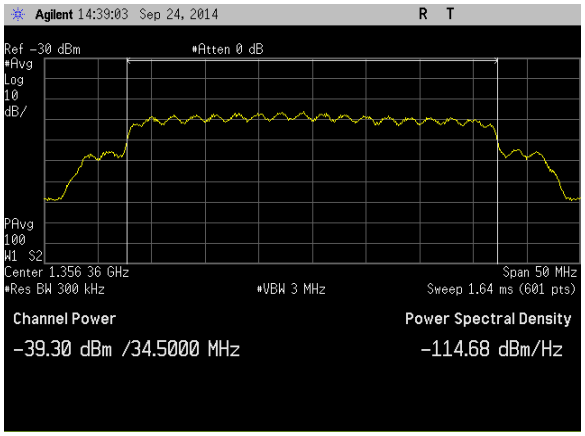
16APSK の場合は、0.5μsec 以上の遅延時間の場合は、疑似エラーフリーとなる UD 比は、所要 CN 比よりやや悪化した値で安定した値となった。結果は、16APSK(9/10) では UD 比として最悪 19dB となる。規格値として、16APSK(7/9) と(9/10) で異なる値とするかどうか検討が必要となる。

4) 測定スペクトラム波形

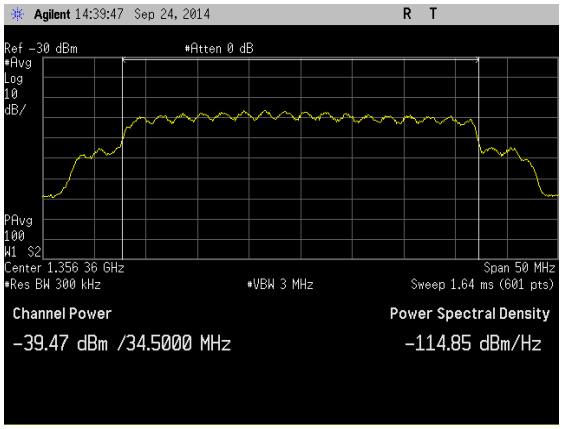
16APSK(7/9) における測定スペクトラム波形は、ノイズOFFにて測定したサンプルを以下に示す。



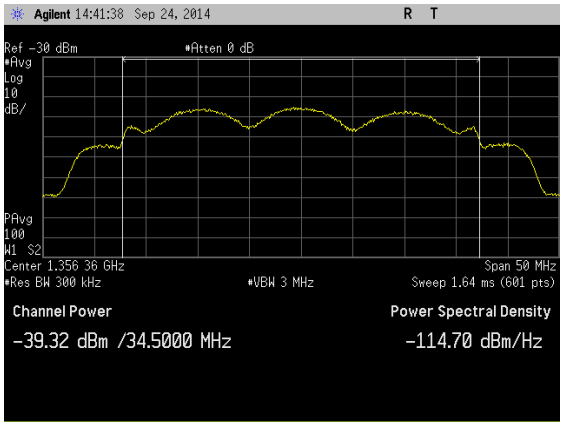
写 2.6-1　位相 0 度,遅延 0.5μs ,UD 比 −14dB



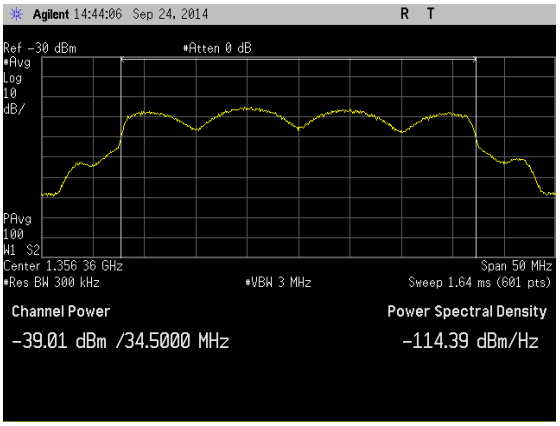
写 2.6-2　位相 180 度, 遅延 0.5μs ,UD 比 −14dB



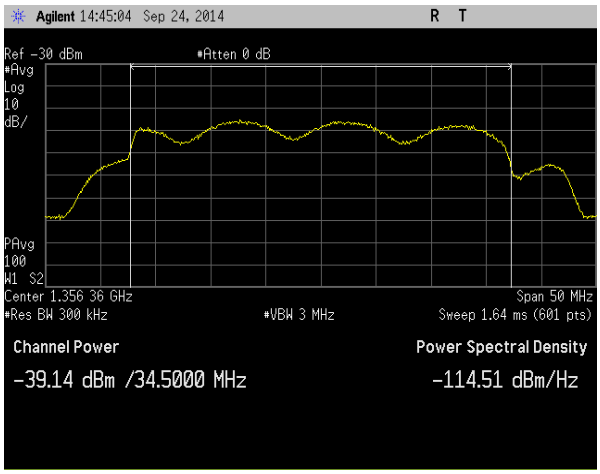
写 2.6-3　位相 90 度,遅延 0.5μs ,UD 比 −14dB



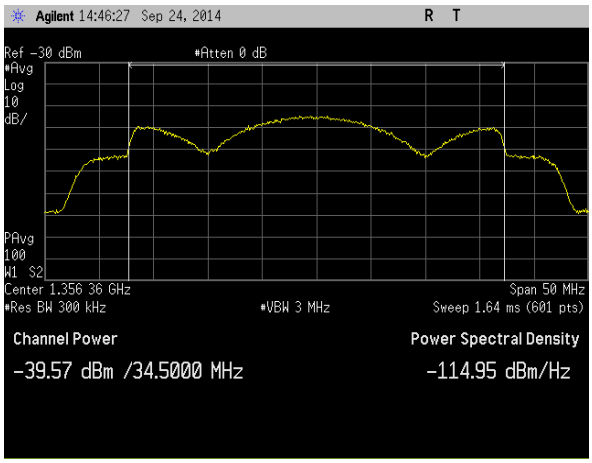
写 2.6-4　位相 0 度, 遅延 0.1μs ,UD 比 −6dB



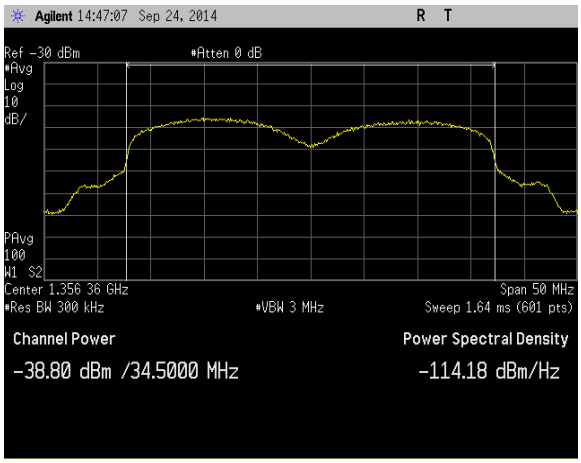
写 2.6-5　位相 180 度,遅延 0.1μs ,UD 比 −6dB



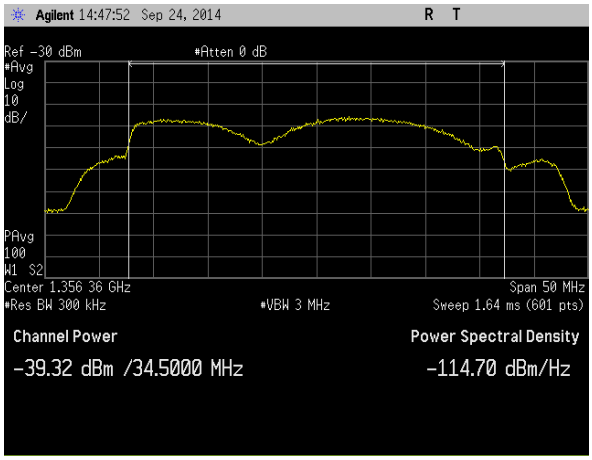
写 2.6-6　位相 90 度，遲延 0.1μs ,UD 比 －7dB



写 2.6-7　位相 0 度，遲延 0.05μs ,UD 比 －3dB



写 2.6-8　位相 180 度,遲延 0.05μs ,UD 比 －4dB



写 2.6-9　位相 90 度，遲延 0.05μs ,UD 比　－4dB

2.7　試験結果のまとめ

16APSK の IF パスルル一信号の品質試験の結果をまとめて表 2.7-1 に示す。この結果および情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書（「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」）の試験結果より、超高精細度テレビジョン放送の衛星基幹放送で用いられる 16APSK 信号の IF パススルー信号（再放送信号）の受信者端子における品質基準を決めることが可能と考えられる。

表 2.7-1　16APSK の IF パススルー試験結果のまとめ

		16APSK(7/9)	16APSK(9/10)
所要 CN 比 (BER 1×10^{-11})	中継器シミュレータの時	12.3 dB	16.2 dB
受信信号レベル		32 ～ 83 dBμV	35 ～ 83 dBμV
単一波妨害 DU 比		14 dB 以内	19 dB 以内
隣々接 CH 信号妨害 DU 比	16APSK よりの被干渉	－16 dB 以下	－10 dB
	TC8PSK よりの被干渉	－13 dB	－8 dB
	TC8PSK への与干渉	－15 dB 以下	－15 dB 以下
反射 UD 比		－15 dB 以内	－19 dB 以内

以上の実験結果より、16APSK の受信者端子における品質基準を策定する必要がある。

3. 技術調査実施日程と試験環境

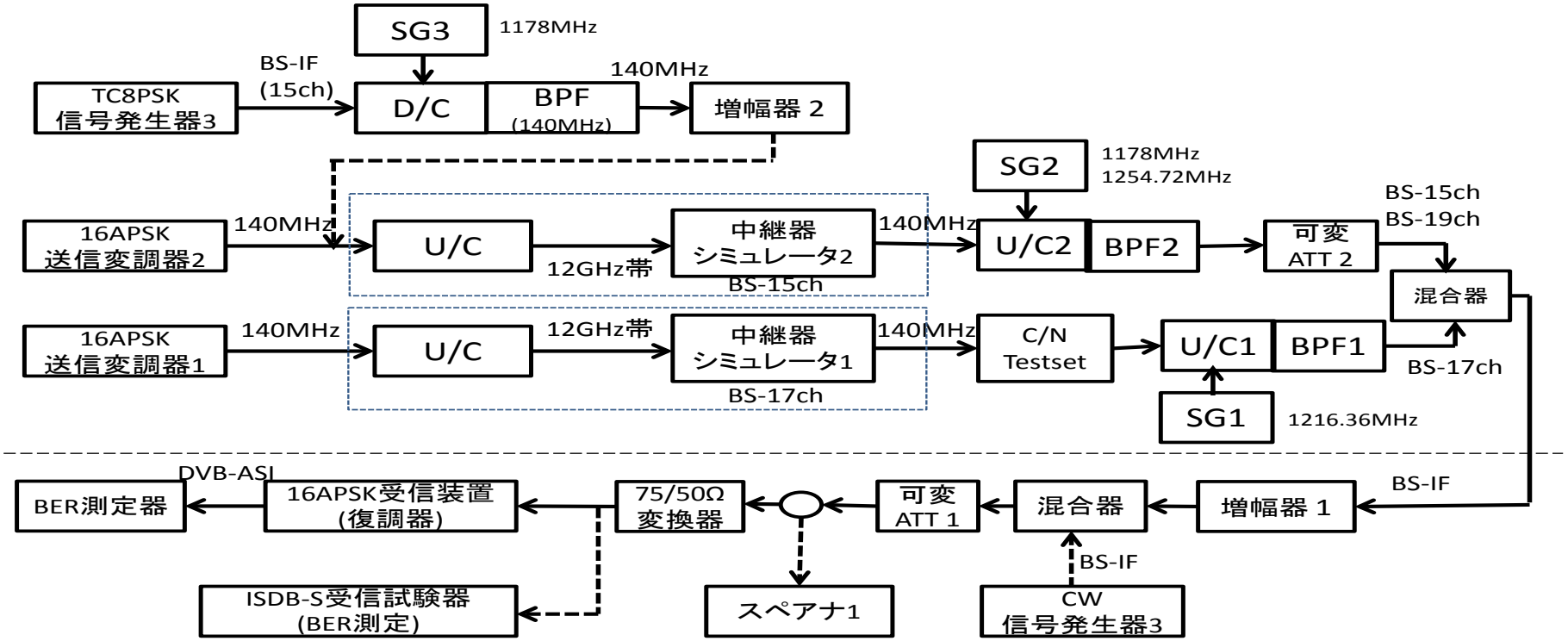
本実験は、日本放送協会 放送技術研究所の協力のもとで以下の実験日程・実験系統で実施した。

3.1 実験日程

実施日	9 月 19 日	9 月 24 日	9 月 25 日
実験内容	2.1 放送信号の特性	2.2 白色雑音 CN 比特性	2.4 単一妨害波特性
	2.3 受信信号レベル範囲	2.6 反射特性	2.5 隣々接 CH 妨害特性

実施場所： 日本放送協会　放送技術研究所内

3.2 実験系統



注）反射特性試験の場合は、別途マルチパスシミュレータを IF パススルー伝送路系に挿入して試験を行なう。

3.3 実験機材一覧

No	品名	型式・品番	メーカー名	備考
1	16APSK 送信装置	－	試作機	
2	16APSK 受信装置(復調器)	－	試作機	
3	中継器シミュレータ 1 (BS－17ch)	－	NHK 製作	
4	中継器シミュレータ 2 (BS－15ch)	－	NHK 製作	
5	C/N テストセット	3708A	Hewlett-Packard	
6	UpCoverter 1(U/C1)	DM0104HA1	MITEQ	
7	UpCoverter 2(U/C2)	DM0104LA1	MITEQ	
8	DownCoverter (D/C)	M20003LC	Microwave	
9	スペクトラムアナライザ 1 (C / N 測定)	E4446A	Agilent Technology	中継器シミュレータ 1 も測定
10	スペクトラムアナライザ 2	8560E	Hewlett-Packard	中継器シミュレータ 2 測定
11	I / Q 復調器	R&S FSV	ローデシュワルツ	スペアナを使用
12	白色雑音発生器	193A	営電	
13	ベクトルモジュレーションアナライザ	8981A	Hewlett-Packard	
14	誤り率測定器	R2312	アドバンテスト	
15	信号発生器 3	R&S SLG	ローデシュワルツ	ISDB-S 変調器・CW として使用
16	マルチパスシミュレータ	R&S BTC	ローデシュワルツ	
17	ISDB-S 受信試験器	LF990	リーダー電子	ISDB-S 信号の BER 測定用
18	可変アッテネータ 1	8496B	Hewlett-Packard	
19	可変アッテネータ 2	YPA-1008	多摩川電子	
20	増幅器 1	NSP1000-PFG-S	MITEQ	利得 35dB
21	増幅器 2	NSP1000-PFG-S	MITEQ	利得 35dB
22	50/75Ωインピーダンス変換器	XZM-57 N-R	－	DC～2GHz(BS-17ch ロス 5.8dB)
23	混合器	D-048-2	ET Industries	2 分配器を使用
24	BPF1 (BS－17ch)	7EZ3-1356/78-S	LORCH MICROWAVE	
25	BPF2 (BS－19ch)	7EZ3-1395/78-S	LORCH MICROWAVE	

26	BPF2 (BS－15ch)	S5B121-1318/T60-0/0	SOGO	
27	BPF (140MHz)	－	NHK 製作	
28	SG1	E8257D	Agilent Technology	U / C1 用
29	SG2	E8257D	Agilent Technology	U / C2 用
30	SG3	8648C	Hewlett-Packard	D / C 用
31	パワーメータ 1	E4419A	Hewlett-Packard	中継器シミュレータ 1 用
32	パワーメータ 1	EMP-442A	Hewlett-Packard	中継器シミュレータ 2 用

付録１　所要 CN 比の算出方法

情報通信審議会 情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書（「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」p.549-550）において下記のように記載されており、同様の方法により所要CN比の算出を行なった。

付録2-1：所要C / N の定義、所要C / N の導出方法

ARIB 実証実験においては、10^{10} ビットのデータに対する誤りビット数を計測することで、ビット誤り率(BER)を測定した。C / N 設定を小から大に0.1dB ステップでBER を取得し、BER が0 になったC / Nを、擬似エラーフリーとして、測定を終了した。またBER が非零で最小のデータが10^{-7}台以上の場合、擬似エラーフリーとなるC / N に対応するBER として、1×10^{-8} を補った。これは、10^{-7}台のBER であればビット誤りが観測される可能性が非常に高いと予想されるため、1×10^{-8} である可能性が高いためである。

こうして得られたC / N対BER 特性の最も典型的なパターンは、図A1-1 (a1) または (a2) のようなデータであった。ここで、(a1) では10^{-8} 台のデータが取得できているので、エラーフリーC / NのBER に10^{-8} を補っていないが、(a2) では10^{-8}台のデータが取得できていないので、エラーフリーC / NのBER に10^{-8} を補っている。一方、多値数の多い変調方式と、低符号化率LDPC の組み合わせについては、(b) のように、ウォーターフォール特性が緩やかになる (例. 32APSK 1/3 など)。

こうしたデータから、一般に所要C / N の定義に使われることの多い、BER = 10^{-11} を満たすC / N値を求める必要がある。

そこで、本実証実験においては、以下に述べる手法により所要C / N を求めることとした。

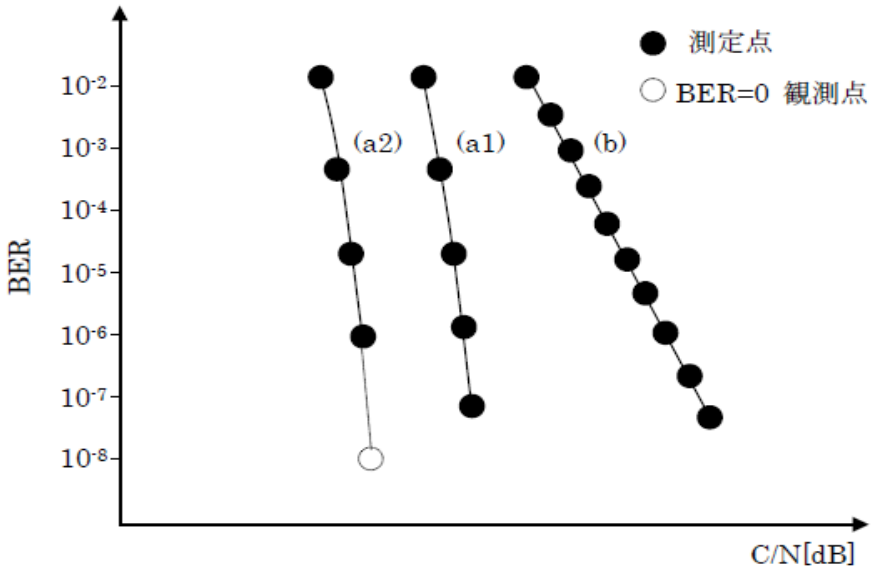


図 A1-1 取得データのパターン

図A1-2 に示すように、C / N の高い方から3 点のサンプル (P1,P2,P3) を使い、BER ＝10^{-11} に対応するC / Nを計算でもとめ、外挿を行った。具体的には、P1～P2 間の勾配およびP2～P3 間の勾

配の平均値を勾配とし、P3 を始点とする直線がBER＝10^{-11}と交差する点をP4 とし、P4 に対応するC／N を所要C／N とした。

ここで、各点のCN、BER を、P1(CN_1,BER_1)、P2(CN_2,BER_2)、P3(CN_3,BER_3) 、P4(CN_4,10^{-11})、とおくと、所要C／N は次式で求まる。

$$所要\,C/N = CN_4 = 2\cdot\frac{\log(10^{-11})-\log(BER_3)}{\dfrac{\log(BER_2)-\log(BER_1)}{CN_2-CN_1}+\dfrac{\log(BER_3)-\log(BER_2)}{CN_3-CN_2}}+CN_3$$

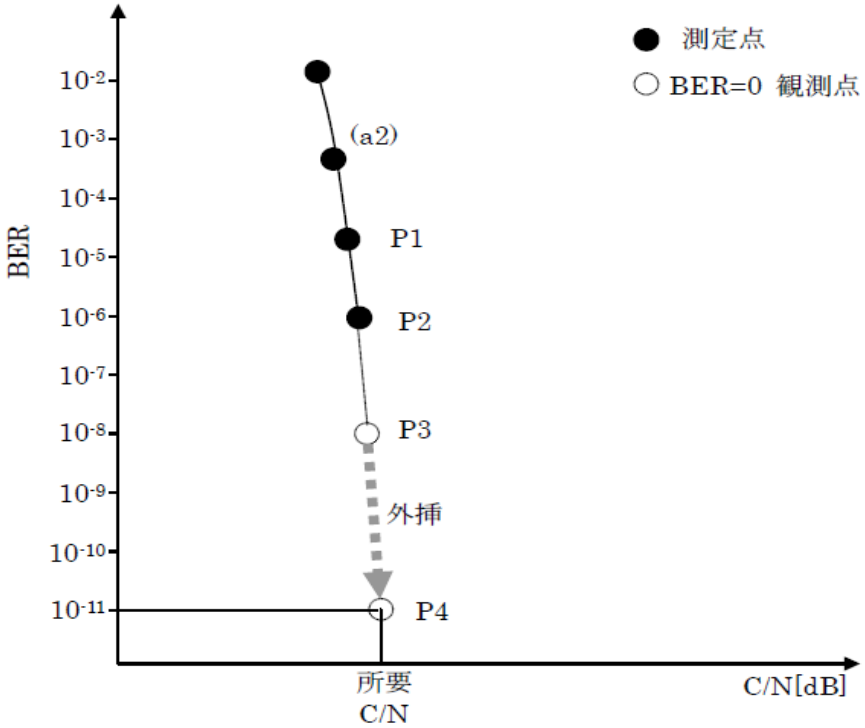


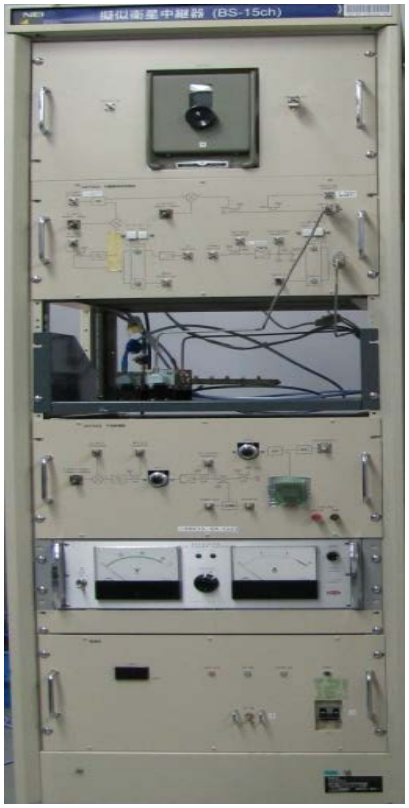
図 A1-2 データの外挿による所要 C/N の導出

付録２　中継器シミュレータ

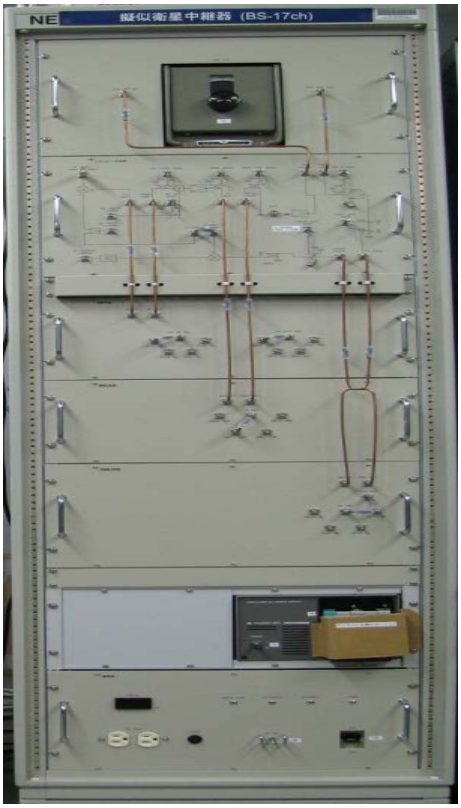
中継器シミュレータ（BS－15ch およびBS－17ch)の仕様を付表2.1に、外観を付図2.1に示す。16APSKの主信号についてはBS－17ch を用いて測定し、BS－15ch は隣接チャンネル用干渉波用として用いた。詳細の仕様については、情報通信審議会 情報通信技術分科会放送システム委員会答申報告書（「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」p.554 ～ p.559）を参照のこと。

付表 2.1 中継器シミュレータ仕様

項目	仕様値	
	BS15ch	BS17ch
局発周波数	11856.00MHz	11894.36MHz
RF 周波数	11996.00MHz	12034.36MHz
IF 周波数	140MHz	140MHz
IF 入力電力	－10dBm	－10dBm
局発入力電力	+14dBm	+14dBm
IF 出力電力	－10dBm	－20dBm
TWTA 出力電力	40W	40W
IMUX 中心周波数	11996.00MHz	12034.36MHz
OMUX 中心周波数	11996.00MHz	12034.36MHz



BS−15ch



BS−17ch

付図 2.1 中継器シミュレータ外観

参考資料3

International Telecommunication Union

ITU-T

TELECOMMUNICATION
STANDARDIZATION SECTOR
OF ITU

J.382

(01/2014)

SERIES J: CABLE NETWORKS AND TRANSMISSION OF TELEVISION, SOUND PROGRAMME AND OTHER MULTIMEDIA SIGNALS

Digital transmission of television signals

Advanced digital downstream transmission systems for television, sound and data services for cable distribution

Recommendation ITU-T J.382

Recommendation ITU-T J.382

Advanced digital downstream transmission systems for television, sound and data services for cable distribution

Summary

Recommendation ITU-T J.382 provides specifications that should be considered for advanced digital cable downstream transmission technologies to provide high spectral efficiency schemes saving transmission resources for downstream in hybrid fibre coax (HFC) based networks.

This Recommendation covers the common definition of framing structure, channel coding and modulation for television, sound and data services including high quality broadcast and multicast services distributed through HFC based networks.

History

Edition	Recommendation	Approval	Study Group	Unique ID*
1.0	ITU-T J.382	2014-01-13	9	11.1002/1000/12104-en

Keywords

Advanced transmission systems, cable distribution, DVB-C2, HFC, OFDM.

* To access the Recommendation, type the URL http://handle.itu.int/ in the address field of your web browser, followed by the Recommendation's unique ID. For example, http://handle.itu.int/11.1002/1000/11830-en.

FOREWORD

The International Telecommunication Union (ITU) is the United Nations specialized agency in the field of telecommunications, information and communication technologies (ICTs). The ITU Telecommunication Standardization Sector (ITU-T) is a permanent organ of ITU. ITU-T is responsible for studying technical, operating and tariff questions and issuing Recommendations on them with a view to standardizing telecommunications on a worldwide basis.

The World Telecommunication Standardization Assembly (WTSA), which meets every four years, establishes the topics for study by the ITU-T study groups which, in turn, produce Recommendations on these topics.

The approval of ITU-T Recommendations is covered by the procedure laid down in WTSA Resolution 1.

In some areas of information technology which fall within ITU-T's purview, the necessary standards are prepared on a collaborative basis with ISO and IEC.

NOTE

In this Recommendation, the expression "Administration" is used for conciseness to indicate both a telecommunication administration and a recognized operating agency.

Compliance with this Recommendation is voluntary. However, the Recommendation may contain certain mandatory provisions (to ensure, e.g., interoperability or applicability) and compliance with the Recommendation is achieved when all of these mandatory provisions are met. The words "shall" or some other obligatory language such as "must" and the negative equivalents are used to express requirements. The use of such words does not suggest that compliance with the Recommendation is required of any party.

INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS

ITU draws attention to the possibility that the practice or implementation of this Recommendation may involve the use of a claimed Intellectual Property Right. ITU takes no position concerning the evidence, validity or applicability of claimed Intellectual Property Rights, whether asserted by ITU members or others outside of the Recommendation development process.

As of the date of approval of this Recommendation, ITU had not received notice of intellectual property, protected by patents, which may be required to implement this Recommendation. However, implementers are cautioned that this may not represent the latest information and are therefore strongly urged to consult the TSB patent database at http://www.itu.int/ITU-T/ipr/.

© ITU 2014

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, by any means whatsoever, without the prior written permission of ITU.

Table of Contents

		Page
1	Scope	1
2	References	1
3	Definitions	1
	3.1 Terms defined elsewhere	1
	3.2 Terms defined in this Recommendation	1
4	Abbreviations and acronyms	1
5	Conventions	3
6	Advanced digital downstream transmission systems for cable distribution	3
	6.1 System concept	3
	6.2 Specifications of advanced digital downstream transmission systems	4
Appendix I – A digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2)		6
	I.1 Introduction	6
	I.2 Main building blocks of a DVB-C2 modulator	7
	I.3 Summary of the key DVB-C2 features	9
	I.4 Cable system concept	10
Bibliography		12

Introduction

As the demand of high quality broadcast and multicast services from consumer's side is increasing, cable operators seriously search for more efficient ways to transmit those services through hybrid fibre coax (HFC) based networks.

Modulation and coding schemes for global use in cable industry are based on [b-ITU-T J.83], which was developed and deployed in the 1990s. These technologies, specified in [b-ITU-T J.83], can support up to 38 Mbit/s per 6 MHz channel when using 256 QAM modulation scheme and thus do not serve demands for advanced digital downstream transmission systems.

In the near future, advanced digital transmission systems including enhanced coding and modulation, can replace digital cable transmission systems defined in [b-ITU-T J.83].

Recommendation ITU-T J.382

Advanced digital downstream transmission systems for television, sound and data services for cable distribution

1 Scope

The scope of this Recommendation is to define a globally common specification for framing structure, channel coding and modulation schemes for television, sound and data services including high quality broadcast and multicast services for downstream distributed through hybrid fibre coax (HFC) based networks to provide high spectral efficiency. This Recommendation will contribute to the development of common products for cable broadcast and telecommunication downstream physical layer (PHY).

The specifications included in this Recommendation are based on the requirements defined in [ITU-T J.381].

2 References

The following ITU-T Recommendations and other references contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this Recommendation. At the time of publication, the editions indicated were valid. All Recommendations and other references are subject to revision; users of this Recommendation are therefore encouraged to investigate the possibility of applying the most recent edition of the Recommendations and other references listed below. A list of the currently valid ITU-T Recommendations is regularly published. The reference to a document within this Recommendation does not give it, as a stand-alone document, the status of a Recommendation.

[ITU-T J.381] Recommendation ITU-T J.381 (2012), *Requirements for advanced digital transmission technologies*.

[ETSI EN 302 769] ETSI EN 302 769 V1.2.1 (2011), *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2).*

3 Definitions

3.1 Terms defined elsewhere

This Recommendation uses the following term defined elsewhere:

3.1.1 HFC-based networks [ITU-T J.381]: HFC-based networks include legacy cable networks such as hybrid fibre coax; recent technology deployments such as radio frequency over glass (RFoG) and cable network technologies that may be deployed in the near future.

3.2 Terms defined in this Recommendation

None.

4 Abbreviations and acronyms

This Recommendation uses the following abbreviations and acronyms:

16-QAM 16-ary Quadrature Amplitude Modulation

64-QAM 64-ary Quadrature Amplitude Modulation

256-QAM 256-ary Quadrature Amplitude Modulation

1024-QAM	1024-ary Quadrature Amplitude Modulation
4096-QAM	4096-ary Quadrature Amplitude Modulation
ACM	Adaptive Coding and Modulation
ADC	Analogue-to-Digital Converter
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Baseband
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem multiple error correction binary block code
CCM	Constant Coding and Modulation
CENELEC	Comité Europeen de Normalisation Électrotechnique
CNR	Carrier-to-Noise Ratio
CRC	Cyclic Redundancy Check
dB	decibel
DEMUX	De-Multiplexer
DS	Data Slice
DVB	Digital Video Broadcasting project
DVB-C	DVB system for cable transmission
DVB-C2	DVB system for second generation cable transmission
EBU	European Broadcasting Union
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GI	Guard Interval
GSE	Generic Stream Encapsulation
HFC	Hybrid Fibre Coax
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISO/IEC	International Organization for Standardization/International Electrotechnical Commission
JTC	Joint Technical Committee
LDPC	Low Density Parity Check (codes)
MATV	Master Antenna Television
Mbit	2^{20} = 1,048,576 bits
Mbit/s	Mbit per second
MHz	10^6 Hertz
MPEG	Moving Pictures Experts Group
NA	Not Applicable
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex

PAPR	Peak to Average Power Ratio
PHY	Physical Layer
PLP	Physical Layer Pipe
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
RF(oG)	Radio Frequency (over Glass)
SMATV	Satellite Master Antenna Television
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDM	Time Division Multiplex
TI	Time Interleaver
TS	Transport Stream
VCM	Variable Coding and Modulation

5 Conventions

None.

6 Advanced digital downstream transmission systems for cable distribution

6.1 System concept

A downstream framer, capable of receiving multiple formats of streams, such as MPEG-2 transport streams and Ethernet packet streams, has the function of framing these streams for efficient transmission. A downstream forward error correction (FEC) encoder, followed by a downstream framer, adds an encoding function to protect information data from channel noise through HFC based networks. The downstream modulator covers functions of mapping high order quadrature amplitude modulation (QAM) constellation in order to improve spectral efficiency, as well as interleaving mechanisms for the protection of information data from burst noise in time and frequency domain.

The basic block diagram of advanced digital transmission processing is shown in Figure 1.

Input stream does not only represent a single stream, but instead can consist of multiple independent data streams, containing signals and components of advanced digital downstream transmission systems for television, sound and data services for cable distribution.

The channel model of HFC-based networks is primarily a bandwidth-limited linear channel, with a balanced combination of white noise, interference and multi-path distortion. Orthogonal frequency division multiplex (OFDM) technique with channel coding can have advantages to minimize the loss due to typical channel distortions in HFC-based networks.

The advanced digital downstream transmission system shall be fully transparent with respect to the different transmitter input and related receiver output signals.

Upstream advanced digital transmission technologies are not covered by this Recommendation.

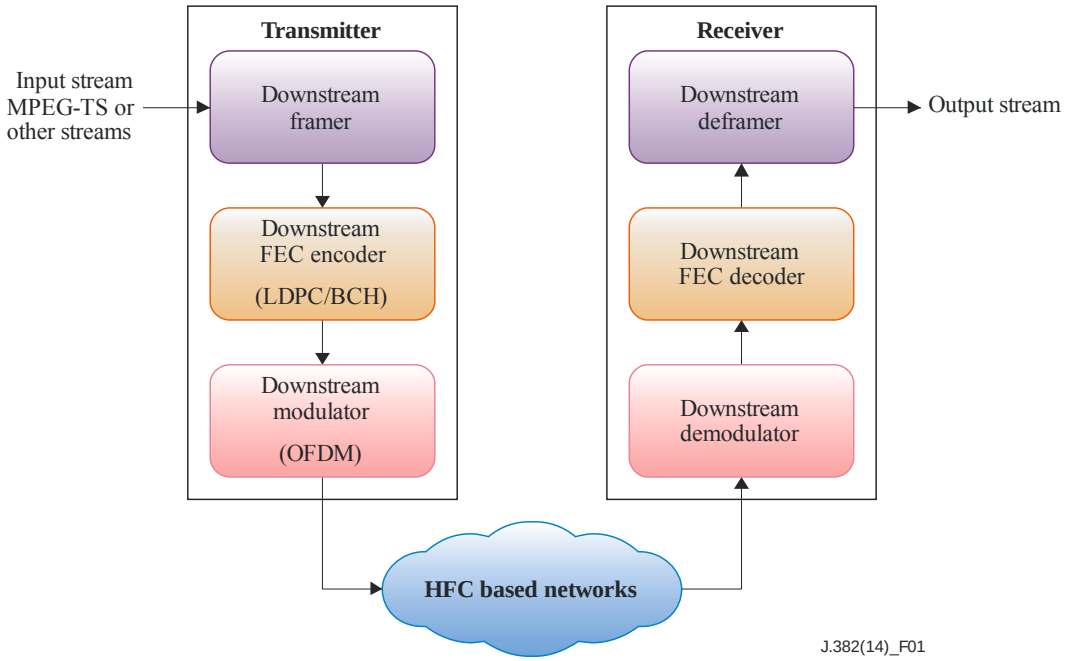


Figure 1 – System concept for advanced digital downstream transmission system

6.2 Specifications of advanced digital downstream transmission systems

Advanced digital downstream transmission systems are required to support the following technical specifications regarding framing, channel coding, and modulation. Fundamental framework is described in Table 1 and extended parameters are defined in Table 2.

Table 1 – PHY downstream specifications in summary form indicating fundamental framework

Item	Specification
Input signals	MPEG-TS, any packetized or continuous stream
Framing structure	Two dimensional TDM structure: physical layer pipes (PLPs) and data slice (DS)
Signalling method	Embedded in the TDM framing structure
Modulation scheme	OFDM
FFT size	4096 for 8 MHz channel (2.232 kHz carrier spacing) or 4096 for 6 MHz channel (1.674 kHz carrier spacing)
Number of payload carriers	3408 for a 8 MHz channel
Channel coding	
Randomization	FEC frame scrambling (1 + X14 + X15)
FEC	LDPC/BCH
Interleaving	Bit-, time and frequency interleaving
Modulation	
Bandwidth	6 or 8 MHz basis, flexibility for wider bandwidth (up to 450 MHz)
Constellation	16/64/256/1024/4096 – QAM
Pilots	Scattered, continual and edge-pilots
Guard interval (GI)	1/64 or 1/128

Table 2 – Extended parameters

Item		Specification
Channel coding	Bit-Interleaving	Parity- and column twist Interleaving
	Time-Interleaving	At data slice (DS) level: Block interleaving with 0, 4, 8,16 symbols interleaving depth
	Frequency-Interleaving	At DS level
	Service-related robustness	Robustness parameters (modulation scheme and FEC parameters) can be chosen per PLP
	Variable coding and modulation (VCM)	Modulation parameters may be changed each DVB-C2 Frame
	Adaptive coding and modulation (ACM)	Possible
	Two layer Multiplexing structure	Physical layer pipe (PLP): individual modulation parameters data slice (DS): Group of PLPs with individual time-/frequency interleaving settings
Modulation	Byte to symbol mapping	Depending on modulation scheme and FEC code rate
	Roll-off factor	Not defined
	Baseband filter characteristics	Not defined
	Pilots	Pilot density depending on guard interval (GI) choice
	Peak-to-average-power-ratio (PAPR)	Reduction of PAPR is possible by reserved tones
	Hooks for extensions	Available

The frequency allocation is not specified in this Recommendation, however the system is recommended to allow flexibility in order to reflect each country's usage of the frequency space.

The text of [ETSI EN 302 769] is applied with the modifications as given below.

Un-numbered clauses "Intellectual Property Rights" and "Foreword"

The introductory clauses labelled "Intellectual Property Rights" and 'Foreword' do not apply in the context of this Recommendation.

Appendix I

A digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2)

(This appendix does not form an integral part of this Recommendation.)

I.1 Introduction

This appendix derives from work done by the Digital Video Broadcasting Project (DVB). The specification of the second generation DVB cable transmission system (i.e., DVB-C2) has been adopted by the Joint Technical Committee (JTC) of the European Broadcasting Union (EBU), Comité Européen de Normalization ELECtrotechnique (CENELEC) and the European Telecommunications Standards Institute (ETSI) as European Norm [ETSI EN 302 769].

DVB-C2 specifies the framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital multi-programme television distribution by cable.

Although the MPEG transport stream (TS) is still the favourite protocol used in digital broadcasting, DVB-C2 supports TS, any packetized and continuous input formats as well as the so called generic stream encapsulation (GSE). All input streams are multiplexed into a baseband (BB) frame format. The forward error correction (FEC) scheme is applied to these BB frames. In line with the other DVB-X2 systems, DVB-C2 uses a combination of low density parity check (LDPC) and BCH codes, which is a very powerful FEC method providing about 6 dB improvement of signal-to-noise ratio (SNR) with reference to DVB-C. Appropriate bit-interleaving schemes optimise the overall robustness of the FEC system. Extended by a header, those frames are called physical layer pipes (PLP). One or several of such PLPs are multiplexed into a data slice (DS). A two-dimensional interleaving (in time and frequency domain) is applied to each slice enabling the receiver to eliminate impacts of burst impairments and frequency selective interference such as single frequency ingress. One or several data slices (DSs) compose the payload of a C2-frame. The frame building process includes, inter alia, the insertion of continual and scattered pilots. The first symbol of a DVB-C2 frame, the so-called "Preamble", carries the signalling data. A DVB-C2 receiver will find all relevant configuration data about the structure and the technical parameters of the DVB-C2 signal in the signalling data block in the Preamble as well as in the headers of the PLPs. In the following step the OFDM symbols are generated by means of an inverse fast Fourier transform (IFFT). A 4K-IFFT algorithm is applied generating a total of 4096 sub-carriers, 3409 of which are actively used for the transmission of data and pilots within a frequency band of 8 MHz. The guard interval (GI), used between the OFDM symbols, has a relative length of either 1/128 or 1/64 in reference to the symbol length (448 µs).

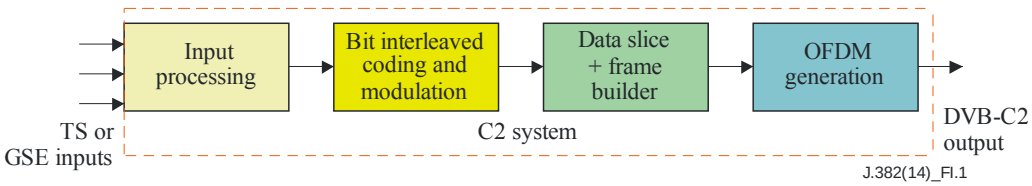


Figure I.1 – High level block diagram of a DVB-C2 modulator

Figure I.1 shows the block diagram of a DVB-C2 modulator. The input processing block is able to process a traditional MPEG transport stream or any packetized or continuous input stream. The second block (identified as: Bit interleaved coding as modulation) adds the FEC information and maps the data into cells. The third block (identified as: Data slice + frame builder) covers the

multiplexing of the different input components to the framing structure, whereas in the last block the final OFDM modulation and frequency up-conversion is performed.

I.2 Main building blocks of a DVB-C2 modulator

The following clauses give a short overview of the functionalities available in the four building blocks identified in Figure I.1.

I.2.1 DVB-C2 modulator input processing

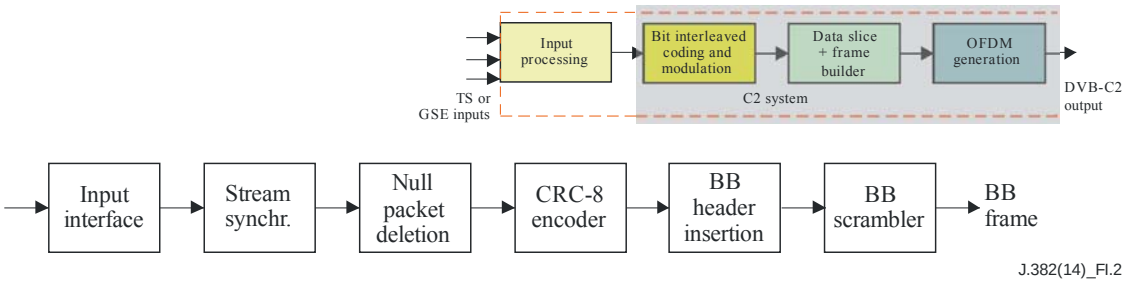


Figure I.2 – Building blocks of the input processing part

Figure I.2 shows the main building blocks of the input processing part for one input signal of a DVB-C2 modulator. Different types of input formats are possible: MPEG transport stream, GSE signals or any continuous or packetized signal format. The signal is synchronized and mapped into a baseband (BB) framing structure. Null packets are deleted in case of MPEG transport streams, a baseband frame header and a cyclic redundancy check (CRC) code are added and the frames are spectrum formed by a scrambler. A baseband (BB) frame is the payload of a physical layer pipe (PLP).

I.2.2 Bit interleaved FEC processing and mapping

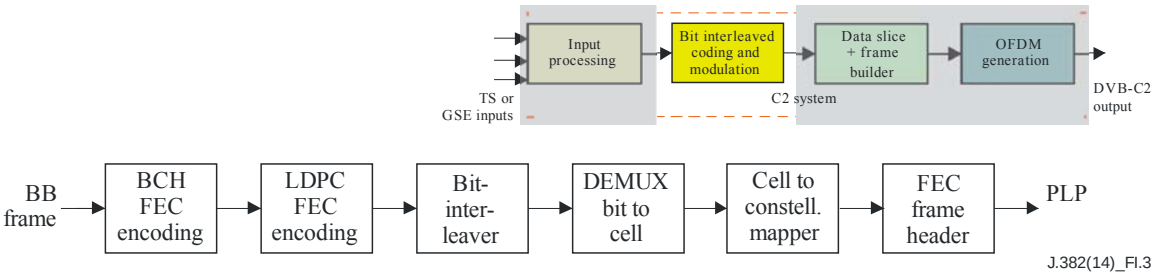


Figure I.3 – Building blocks of the FEC processing part

Figure I.3 shows the main building blocks of the FEC processing part of a DVB-C2 modulator. Baseband frames are extended by both BCH and LDPC FEC data. The bit stream is de-multiplexed and mapped to QAM cells. A FEC-frame header is added. The output signal of this processing part is called a PLP. A DVB-C2 modulator is able to process multiple PLPs.

I.2.3 Data slice and frame builder

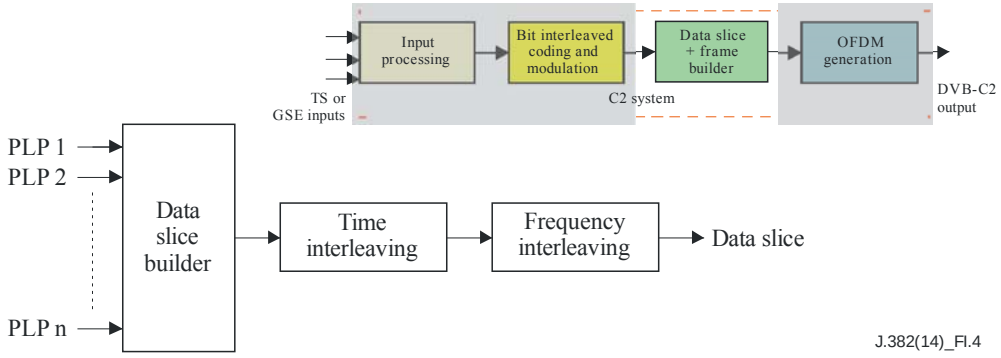


Figure I.4 – Building blocks of the data slice building part

Figure I.4 shows the data slice builder, which multiplexes different PLPs to one data slice. Per data slice (DS), time- and frequency interleaving is applied. A DVB-C2 modulator is able to process multiple data slices, as shown in Figure I.5. The frame builder multiplexes the different data slices (DSs) into a DVB-C2 frame. Furthermore the frame builder adds pilot signals components and the preamble, which carries the DVB-C2 signalling data, the DVB-C2 frame.

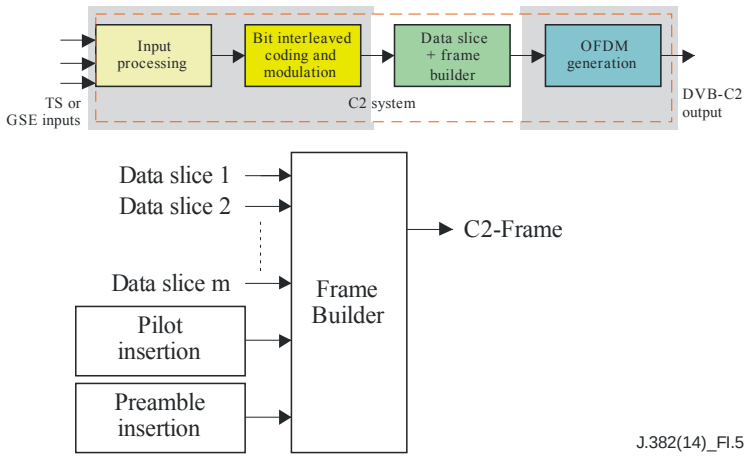


Figure I.5 – Building blocks of the frame building part

I.2.4 OFDM generation

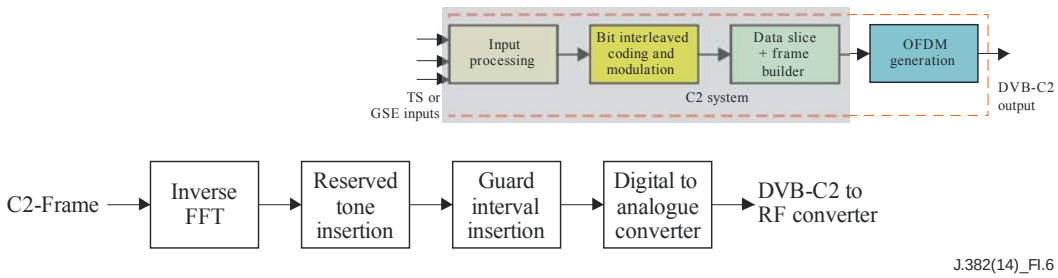


Figure I.6 – Building blocks of the OFDM generation part

Figure I.6 shows the main building blocks of the OFDM generation unit of a DVB-C2 modulator. After the inverse fast Fourier transform (IFFT) processing, the guard interval is added and an analogue-to-digital conversion is carried out. In the unlikely event of high peak-to-average power ratio (PAPR), reserved tone symbols can be inserted.

I.3 Summary of the key DVB-C2 features

I.3.1 Single pipe versus multiple pipes and formats

The first generation transmission systems were designed to carry one MPEG transport stream. One key requirement for DVB-C2 was to implement significantly more flexibility in terms of supporting multiple input signals and in terms of supporting more packetized and even continuous input formats, including IP. The flexibility allows the integration of different input signals in physical layer pipes (PLPs) and to bundle PLPs in data slices (DSs). DVB-C2 provides a very flexible multiplexing scheme, capable of supporting future complex services.

I.3.2 Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation

Although single carrier QAM-modulation was successful for many years in digital cable transmission systems, DVB has taken the decision to choose orthogonal frequency division multiplex (OFDM) for reasons of excellent spectrum efficiency and superb flexibility.

I.3.3 Low density parity check (LDPC) code for FEC

The chosen forward error correction (FEC) scheme is a combination of low density parity check (LDPC) code as the inner code and Bose Chaudhuri Hoquenghem (BCH) code as the outer code. The combination is both very powerful and efficient in relation to typical and relevant interference scenarios in cable networks. The excellent performance of the chosen FEC-scheme is the major reason for the significantly higher spectrum efficiency of DVB-C2. Those state of the art FEC codes are very complex. The LDPC-FEC processing part will require about half of the chip size of a DVB-C2 demodulator.

I.3.4 From 16-QAM to 4096-QAM constellations

The requirement and performance figures of cable networks are covering a wide range from low cost master antenna TV (MATV) solutions to high quality professional HFC networks. Therefore, DVB-C2 offers a fine granularity of solutions from very robust modes up to highest spectrum efficiency, mainly limited by cost constraints of receiver analogue-to-digital converters (ADCs). Different FEC code rates and QAM-schemes allow the granularity of about 2 dB over the whole range from 15 to 35 dB carrier-to-noise ratio (CNR). Further, higher modulation constellations may be introduced in the future in a backwards compatible way. At least there are already hooks available for future extensions of DVB-C2.

I.3.5 Fixed 8 MHz versus flexible bandwidth

Although DVB-C2 is perfectly in line with the European 8 MHz channel raster (and the 6 MHz United States raster) implemented in cable, one of the outstanding features of DVB-C2 is its flexibility in terms of bandwidth allocation. DVB-C2 allows increased spectrum efficiency and broader transmission signals entailing a higher gain for statistical multiplexing while maintaining the support for simple receivers with a fixed 8 MHz (6 MHz in the United States) receiving window for Europe. For the implementation of future broadband tuner concepts, DVB-C2 opens more options for all kinds of broadband applications.

I.3.6 Constant coding and modulation (CCM) versus variable and adaptive coding and modulation (VCM and ACM)

DVB-C2 offers another dimension of flexibility. Up to now the coding schemes for cable transmission systems were fixed. With DVB-C2 the modulation parameters may vary over time and

this variation may be even related to individual services within a transmitted DVB-C2 signal. The first option is to vary the robustness over time. This may be required for different quality of service (QoS) levels. However, it is also possible to adapt the performance of a DVB-C2 transmission to individual requirements of a customer by means of adaptive coding and modulation. The receiving conditions of an individual customer may be used to adjust the robustness parameters of the DVB-C2 transmission.

I.3.7 Physical layer pipes (PLP), data slices, and frames

In terms of broadband access and in the terms of video quality the end customer demand is permanently growing. From a cable network operator's point of view, bigger pipes are required to transmit the requested services over networks in an efficient way. The big difference between narrowband and broadband services require flexible multiplexing schemes. DVB-C2 offers therefore a two stage multiplexing scheme. Different input signals, converted to so called physical layer pipes (PLPs) are multiplexed to a data slice (DS) and different DSs are combined to a "DVB-C2 frame" in the second stage. So, in simple broadcasting applications a DVB-C2 transmission signal will consist of one PLP and one data slice (DS), in case a single MPEG transport stream has to be transmitted. However, in more complex services configurations DVB-C2 will allow to structure the offering in PLPs and DSs and would even be able to provide service related robustness and allow that the payload capacity of those PLPs or DSs slightly vary over time.

I.3.8 Two dimensional interleaving in time and frequency domain

DVB-C2 offers both, time and frequency interleaving, which are powerful tools to cope with critical interference scenarios in cable networks.

I.3.9 Signalling issues

The flexibility of DVB-C2 requires an appropriate signalling scheme, allowing a receiver a fast synchronisation and an easy access to all relevant parameters required to configure the demodulation and decoding of the requested service. All relevant signalling information is transported in the Preamble, which is repeated for every DVB-C2 frame.

I.3.10 Backward compatibility

DVB-C2 is not backward compatible with the System B of [b-ITU-T J.83] (DVB-C) which had been developed by the DVB consortium as well. However, it is assumed that all implementations of the second generation cable transmission system will support DVB-C2 and the first generation solutions in parallel. Such an approach would provide backward compatibility during the transition period to the second generation systems.

I.4 Cable system concept

The DVB-C2 system provides a wide range of solutions for all kind of cable networks deployed worldwide. With 16-QAM modulation very robust modulation schemes for very simple networks (e.g., satellite master antenna television (SMATV) networks) are available, whereas the 4096-QAM modulation scheme can be considered as headroom for future enhanced HFC infrastructures. The granularity of solutions of DVB-C2 is about 2 dB in the range from 12 dB SNR to 35 dB SNR.

With the growing demand of cable customers for more bandwidth, cable operators are forced to upgrade their cable infrastructures. Fibre-based backbone systems are used for the core network. More and more network segments based on coaxial cable are replaced by fibre and so generally fibre gets closer and closer to the customers and coaxial cable is in many cases only used for the so called the last mile. Those necessary network upgrades provide not only more available bandwidth per customer due to optimizations of the network topology, but also higher signal quality, which allows the cable operator to deploy higher order of modulation for their digital services.

The first generation digital cable transmission systems did neither provide solutions with state of the art spectrum efficiency nor the flexibility and higher order modulation needed to optimize the throughput of digital data in those upgraded networks.

DVB-C2 provides a fine granularity of solutions very close to the theoretical "Shannon Limit" for all kinds of cable networks (see Figure I.7).

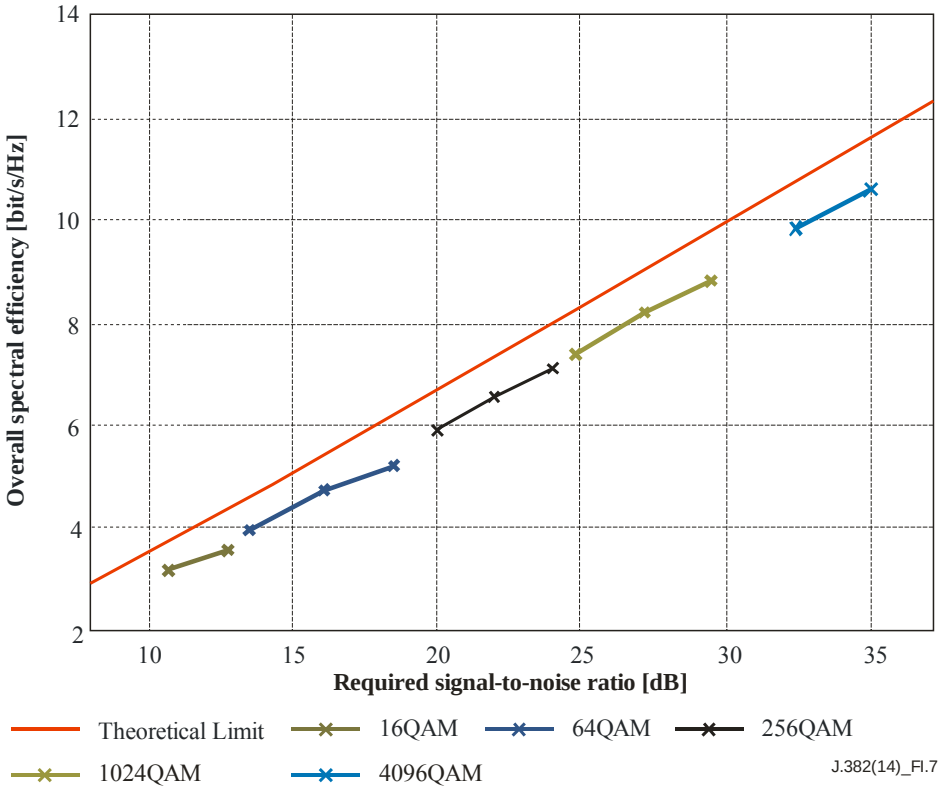


Figure I.7 – DVB-C2 performance in an AWGN channel

In summary, the key technical features of DVB-C2 are the combination of flexibility and efficiency. It is expected that the deployment of DVB-C2 on one hand will increase the downstream capacity of cable networks by 30% and for optimized networks up to 60%. On the other hand, DVB-C2 will allow network operators to utilize the available frequency resources in a more flexible way and allow the introduction of both enhanced services and bigger pipes, for all kinds of service containers, including the support of IP-based transport mechanisms.

Bibliography

[b-ITU-T H.222.0] Recommendation ITU-T H.222.0 (2012) | ISO/IEC 13818-1:2013, *Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems*.

[b-ITU-T J.83] Recommendation ITU-T J.83 (2007), *Digital multi-programme systems for television, sound and data services for cable distribution.*

[b-ITU-T J.112 Anx B] Recommendation ITU-T J.112 Annex B (2004), *Transmission systems for interactive cable television services, Annex B: Data-over-cable service interface specifications*: *Radio-frequency interface specification.*

SERIES OF ITU-T RECOMMENDATIONS

Series A	Organization of the work of ITU-T
Series D	General tariff principles
Series E	Overall network operation, telephone service, service operation and human factors
Series F	Non-telephone telecommunication services
Series G	Transmission systems and media, digital systems and networks
Series H	Audiovisual and multimedia systems
Series I	Integrated services digital network
Series J	**Cable networks and transmission of television, sound programme and other multimedia signals**
Series K	Protection against interference
Series L	Construction, installation and protection of cables and other elements of outside plant
Series M	Telecommunication management, including TMN and network maintenance
Series N	Maintenance: international sound programme and television transmission circuits
Series O	Specifications of measuring equipment
Series P	Terminals and subjective and objective assessment methods
Series Q	Switching and signalling
Series R	Telegraph transmission
Series S	Telegraph services terminal equipment
Series T	Terminals for telematic services
Series U	Telegraph switching
Series V	Data communication over the telephone network
Series X	Data networks, open system communications and security
Series Y	Global information infrastructure, Internet protocol aspects and next-generation networks
Series Z	Languages and general software aspects for telecommunication systems

Printed in Switzerland
Geneva, 2014

参考資料4

ETSI EN 302 769 V1.2.1 (2011-04)

European Standard

Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2)

EBU·UER

DVB Digital Video Broadcasting

ETSI

Reference
REN/JTC-DVB-288

Keywords
audio, broadcasting, cable, data, digital, DVB, MPEG, TV, video

ETSI

650 Route des Lucioles
F-06921 Sophia Antipolis Cedex - FRANCE

Tel.: +33 4 92 94 42 00 Fax: +33 4 93 65 47 16

Siret N° 348 623 562 00017 - NAF 742 C
Association à but non lucratif enregistrée à la
Sous-Préfecture de Grasse (06) N° 7803/88

Important notice

Individual copies of the present document can be downloaded from:
http://www.etsi.org

The present document may be made available in more than one electronic version or in print. In any case of existing or perceived difference in contents between such versions, the reference version is the Portable Document Format (PDF). In case of dispute, the reference shall be the printing on ETSI printers of the PDF version kept on a specific network drive within ETSI Secretariat.

Users of the present document should be aware that the document may be subject to revision or change of status. Information on the current status of this and other ETSI documents is available at
http://portal.etsi.org/tb/status/status.asp

If you find errors in the present document, please send your comment to one of the following services:
http://portal.etsi.org/chaircor/ETSI_support.asp

Copyright Notification

No part may be reproduced except as authorized by written permission.
The copyright and the foregoing restriction extend to reproduction in all media.

© European Telecommunications Standards Institute 2011.
© European Broadcasting Union 2011.
All rights reserved.

DECT™, **PLUGTESTS**™, **UMTS**™, **TIPHON**™, the TIPHON logo and the ETSI logo are Trade Marks of ETSI registered for the benefit of its Members.
3GPP™ is a Trade Mark of ETSI registered for the benefit of its Members and of the 3GPP Organizational Partners.
LTE™ is a Trade Mark of ETSI currently being registered for the benefit of its Members and of the 3GPP Organizational Partners.
GSM® and the GSM logo are Trade Marks registered and owned by the GSM Association.

Contents

Intellectual Property Rights 6
Foreword 6
1 Scope 7
2 References 8
2.1 Normative references 8
2.2 Informative references 8
3 Definitions, symbols and abbreviations 9
3.1 Definitions 9
3.2 Symbols 11
3.3 Abbreviations 14
4 DVB-C2 System architecture 16
4.1 System overview 16
4.2 System architecture 16
4.3 Target performance 19
5 Input processing 19
5.1 Mode adaptation 19
5.1.1 Input Formats 20
5.1.2 Input Interface 20
5.1.3 Input Stream Synchronization (Optional) 21
5.1.4 Null Packet Deletion (optional, for TS only, NM and HEM) 21
5.1.5 CRC-8 encoding (for GFPS and TS, NM only) 22
5.1.6 Baseband Header (BBHeader) insertion 22
5.1.7 Mode adaptation sub-system output stream formats 24
5.2 Stream adaptation 27
5.2.1 Scheduler 27
5.2.2 Padding 27
5.2.3 BB scrambling 27
6 Bit-interleaved coding and modulation 28
6.1 FEC encoding 28
6.1.1 Outer encoding (BCH) 29
6.1.2 Inner encoding (LDPC) 30
6.1.2.1 Inner coding for normal FECFrame 30
6.1.2.2 Inner coding for short FECFrame 32
6.1.3 Bit Interleaver 32
6.2 Mapping bits onto constellations 34
6.2.1 Bit to cell word demultiplexer 35
6.2.2 Cell word mapping into I/Q constellations 38
7 Data Slice Packet Generation 45
7.1 Data Slice Packets for Data Slice Type 1 45
7.2 Data Slice Packets for Data Slice Type 2 45
7.2.1 FECFrame header signalling data 46
7.2.2 Coding of the FECFrame header 47
7.2.2.1 Error Coding 48
7.2.2.2 Cyclic Delay 48
7.2.2.3 Scrambling of the lower branch 48
7.2.3 Mapping onto QAM constellations 49
7.2.3.1 Robust FECFrame header 49
7.2.3.2 High efficiency FECFrame header 49
7.2.4 Mapping of the XFECFrame cells 49
7.2.5 Length of the Data Slice Packet for Data Slice Type 2 49
7.2.6 Stuffing Data Slice Packets 50

8 Generation, coding and modulation of Layer 1 part 2 signalling 51
8.1 Overview 51
8.2 Preamble Header 51
8.3 L1 signalling part 2 data 53
8.3.1 L1 block padding 58
8.3.2 CRC for the L1 signalling part 2 58
8.3.3 L1 padding 58
8.4 Modulation and error correction coding of the L1 part 2 data 58
8.4.1 Overview 58
8.4.2 Parameters for FEC encoding of L1 part 2 data 60
8.4.3 FEC Encoding 62
8.4.3.1 Zero padding of BCH information bits 62
8.4.3.2 BCH encoding 64
8.4.3.3 LDPC encoding 64
8.4.3.4 Puncturing of LDPC parity bits 64
8.4.3.5 Removal of zero padding bits 65
8.4.3.6 Bit interleaving for L1 signalling part 2 65
8.4.4 Mapping bits onto constellations 66
8.4.4.1 Demultiplexing of L1 signalling part 2 66
8.4.4.2 Mapping onto QAM constellations 66
8.5 Time interleaving of L1 signalling part 2 data 67

9 Frame Builder 69
9.1 C2 Frame structure 69
9.1.1 Duration of the C2 Frame 69
9.2 Pilot Reference Sequence 70
9.2.1 Data Scrambling Sequence 70
9.2.2 Pilot Scrambling Sequence 70
9.2.3 Pilot Reference Sequence 71
9.3 Preamble Symbol 71
9.3.1 Preamble Symbol overview 71
9.3.2 Frequency Interleaving 71
9.3.3 Pilot insertion 72
9.3.3.1 Locations of the preamble pilots 72
9.3.3.2 Amplitude and modulation of the preamble pilots 72
9.3.4 Mapping and scrambling of the signalling data 73
9.3.5 Notches within Preamble Symbols 73
9.3.5.1 Narrowband Notches 73
9.3.5.2 Broadband Notches 74
9.4 Data Slice generation 74
9.4.1 Location of Data Slices 74
9.4.1.1 Start and end OFDM carrier of Data Slices 74
9.4.1.2 Maximum width of Data Slices 74
9.4.1.3 Minimum width of Data Slices 75
9.4.1.4 Notches within Data Slices 75
9.4.2 Number of payload cells in Data Slice 75
9.4.3 Mapping of the Data Slice Packets 75
9.4.4 Time Interleaving 76
9.4.5 Frequency Interleaving 80
9.5 Stuffing Data Slices 81
9.6 Pilot Insertion 81
9.6.1 Introduction 81
9.6.2 Scattered pilot insertion 82
9.6.2.1 Locations of the scattered pilots 82
9.6.2.2 Amplitudes of the scattered pilots 82
9.6.2.3 Modulation of the scattered pilots 82
9.6.3 Continual pilot insertion 82
9.6.3.1 Locations of the continual pilots 83
9.6.3.2 Amplitudes of the Continual Pilots 83
9.6.3.3 Modulation of the Continual Pilots 83
9.6.4 Edge pilot insertion 83
9.6.4.1 Locations of the edge pilots 83

9.6.4.2 Amplitudes of the Edge Pilots 84
9.6.4.3 Modulation of the Edge Pilots 84
9.7 Dummy carrier reservation 85

10 OFDM generation 85
10.1 IFFT - OFDM Modulation 85
10.2 Guard interval insertion 87
10.3 Spectrum characteristics 87

Annex A (normative): Addresses of parity bit accumulators for Nldpc = 64 800 89

Annex B (normative): Addresses of parity bit accumulators for Nldpc = 16 200 95

Annex C (normative): Input stream synchronizer 97

Annex D (normative): Input Remultiplexing Subsystem: Splitting of input MPEG-2 Transport Streams into Data PLPs, generation of a Common PLP of a group of PLPs and insertion of Null Packets into Transport Streams 99

D.1 Overview 99

D.2 Splitting of a group of input TSs into TSPSs streams and a TSPSC stream 100
D.2.1 General 100
D.2.2 Extraction of the Common PLP from a group of TS 100
D.2.3 Insertion of additional Null Packets into TSPSs 101

D.3 Receiver Implementation Considerations 102
D.3.1 Recombination of TSPSS and TSPSC in a receiver 102

Annex E (normative): Calculation of the CRC word 104

Annex F (normative): Bundling of PLPs 105

Annex G (informative): Transport Stream regeneration and clock recovery using ISCR 106

Annex H (informative): Pilot patterns 107

Annex I (informative): Bibliography 110

History 111

Intellectual Property Rights

IPRs essential or potentially essential to the present document may have been declared to ETSI. The information pertaining to these essential IPRs, if any, is publicly available for **ETSI members and non-members**, and can be found in ETSI SR 000 314: *"Intellectual Property Rights (IPRs); Essential, or potentially Essential, IPRs notified to ETSI in respect of ETSI standards"*, which is available from the ETSI Secretariat. Latest updates are available on the ETSI Web server (http://webapp.etsi.org/IPR/home.asp).

Pursuant to the ETSI IPR Policy, no investigation, including IPR searches, has been carried out by ETSI. No guarantee can be given as to the existence of other IPRs not referenced in ETSI SR 000 314 (or the updates on the ETSI Web server) which are, or may be, or may become, essential to the present document.

Foreword

This European Standard (EN) has been produced by Joint Technical Committee (JTC) Broadcast of the European Broadcasting Union (EBU), Comité Européen de Normalisation ELECtrotechnique (CENELEC) and the European Telecommunications Standards Institute (ETSI).

NOTE: The EBU/ETSI JTC Broadcast was established in 1990 to co-ordinate the drafting of standards in the specific field of broadcasting and related fields. Since 1995 the JTC Broadcast became a tripartite body by including in the Memorandum of Understanding also CENELEC, which is responsible for the standardization of radio and television receivers. The EBU is a professional association of broadcasting organizations whose work includes the co-ordination of its members' activities in the technical, legal, programme-making and programme-exchange domains. The EBU has active members in about 60 countries in the European broadcasting area; its headquarters is in Geneva.

European Broadcasting Union
CH-1218 GRAND SACONNEX (Geneva)
Switzerland
Tel: +41 22 717 21 11
Fax: +41 22 717 24 81

The Digital Video Broadcasting Project (DVB) is an industry-led consortium of broadcasters, manufacturers, network operators, software developers, regulatory bodies, content owners and others committed to designing global standards for the delivery of digital television and data services. DVB fosters market driven solutions that meet the needs and economic circumstances of broadcast industry stakeholders and consumers. DVB standards cover all aspects of digital television from transmission through interfacing, conditional access and interactivity for digital video, audio and data. The consortium came together in 1993 to provide global standardisation, interoperability and future proof specifications.

National transposition dates	
Date of adoption of this EN:	18 April 2011
Date of latest announcement of this EN (doa):	31 July 2011
Date of latest publication of new National Standard or endorsement of this EN (dop/e):	31 January 2012
Date of withdrawal of any conflicting National Standard (dow):	31 January 2012

1 Scope

The present document describes a second generation baseline transmission system for digital television broadcasting via Hybrid Fibre Coax (HFC) cable networks and Master Antenna Television (MATV) installations. It specifies the channel coding, modulation and lower layer signalling protocol system intended for the provision of digital television services and generic data streams.

The scope is as follows:

- it gives a general description of the Baseline System for digital cable TV;
- it specifies the digital signal processing in order to establish compatibility between pieces of equipment developed by different manufacturers. This is achieved by describing in detail the signal processing at the transmitting side, while the processing at the receiving side is left open to individual implementations. However, for the purpose of securing interoperability it is necessary in this text to refer to certain implementation aspects of the receiving end.

DVB-C [i.4] was introduced as a European Norm in 1994. It specifies single carrier QAM modulation and Reed-Solomon channel coding and is used today by many cable operators worldwide for television and data broadcasting as well as for forward channel transmission of the Data Over Cable System defined in [i.7].

Since 1994 enhanced digital transmission technologies have evolved somewhat:

- New channel coding schemes, combined with higher order modulation, promise more powerful alternatives to the DVB-C coding and modulation schemes. The result is a capacity gain in the order of 30 % at a given cable channel bandwidth and CATV network performance.
- Variable Coding and Modulation (VCM) may be applied to provide different levels of error protection to different services (e.g. SDTV and HDTV, audio, multimedia).
- In the case of interactive and point-to-point applications, the VCM functionality may be combined with the use of return channels, to achieve Adaptive Coding and Modulation (ACM). This technique provides more exact channel protection and dynamic link adaptation to propagation conditions, targeting each individual receiving terminal.
- DVB-C is strictly focused on a unique data format, the MPEG Transport Stream (ISO/IEC 13818-1 [i.1] or a reference to it). Extended flexibility to cope with other input data formats (such as multiple Transport Streams, or generic data formats) is now possible without significant complexity increase.

The present document defines a "second generation" modulation and channel coding system (denoted the "C2 System" or "DVB-C2" for the purposes of the present document) to make use of the improvements listed above. DVB-C2 is a single, very flexible standard, covering a variety of applications by cable, as described below. It is characterized by:

- a flexible input stream adapter, suitable for operation with single and multiple input streams of various formats (packetized or continuous);
- a powerful FEC system based on LDPC (Low-Density Parity Check) codes concatenated with BCH (Bose Chaudhuri Hocquenghem) codes, allowing Quasi Error Free operation close to the Shannon limit, depending on the transmission mode (AWGN channel, modulation constrained Shannon limit);
- a wide range of code rates (from 2/3 up to 9/10); 5 constellations, ranging in spectrum efficiency from 1 to 10,8 bit/s/Hz, optimized for operation in cable networks;
- Adaptive Coding and Modulation (ACM) functionality, optimizing channel coding and modulation on a frame-by-frame basis.

2 References

References are either specific (identified by date of publication and/or edition number or version number) or non-specific. For specific references, only the cited version applies. For non-specific references, the latest version of the reference document (including any amendments) applies.

Referenced documents which are not found to be publicly available in the expected location might be found at http://docbox.etsi.org/Reference.

NOTE: While any hyperlinks included in this clause were valid at the time of publication ETSI cannot guarantee their long term validity.

2.1 Normative references

The following referenced documents are necessary for the application of the present document.

[1] ETSI TS 101 162: "Digital Video Broadcasting (DVB); Allocation of Service Information (SI) and Data Broadcasting Codes for Digital Video Broadcasting (DVB) systems".

2.2 Informative references

The following referenced documents are not necessary for the application of the present document but they assist the user with regard to a particular subject area.

[i.1] ISO/IEC 13818-1: "Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems".

[i.2] ETSI TS 102 606: "Digital Video Broadcasting (DVB); Generic Stream Encapsulation (GSE) Protocol".

[i.3] ETSI EN 302 307: "Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)".

[i.4] ETSI EN 300 468: "Digital Video Broadcasting (DVB); Specification for Service Information (SI) in DVB systems".

[i.5] ETSI EN 300 429: "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for cable systems".

[i.6] ETSI EN 302 755: "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)".

[i.7] CENELEC EN 50083-2:2006: "Cable networks for television signals, sound signals and interactive services - Part 2: Electromagnetic compatibility for equipment".

[i.8] ETSI EN 300 421: "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services".

3 Definitions, symbols and abbreviations

3.1 Definitions

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

⊕: Exclusive OR / modulo-2 addition operation

0xkk: digits 'kk' should be interpreted as a hexadecimal number

active cell: OFDM Cell carrying a constellation point for L1 signalling or a PLP

auxiliary data: sequence of cells carrying data of as yet undefined modulation and coding, which may be used for stuffing Data Slices or stuffing Data Slice Packets

BBFrame: signal format of an input signal after mode and stream adaptation

BBHeader: header in front of a baseband data field

NOTE: See clause 5.1.

BUFS: maximum size of the requested receiver buffer to compensate delay variations

BUFSTAT: actual status of the receiver buffer

C2 frame: fixed physical layer TDM frame that is further divided into variable size Data Slices

NOTE: C2 Frame starts with one or more Preamble Symbol.

C2 system: complete transmitted DVB-C2 signal, as described in the L1-part2 block of the related Preamble

common PLP: special PLP, which contains data shared by multiple PLPs (Transport Stream)

data cell: OFDM Cell which is not a pilot or tone reservation cell

data PLP: PLP carrying payload data

data slice: group of OFDM Cells carrying one or multiple PLPs in a certain frequency sub-band

NOTE: This set consists of OFDM Cells within a fixed range of consecutive cell addresses within each Data Symbol and spans over the complete C2 Frame, except the Preamble Symbols.

data slice packet: XFECFrame including the related FECFrame Header

data symbol: OFDM Symbol in a C2 Frame which is not a Preamble Symbol

div: integer division operator, defined as:

$$x \operatorname{div} y = \left\lfloor \frac{x}{y} \right\rfloor$$

dummy cell: OFDM Cell carrying a pseudo-random value used to fill the remaining capacity not used for L1 signalling, PLPs or Auxiliary Data

elementary period: time period which depends on the channel raster and is used to define the other time periods in the C2 System

FECFrame: set of N_{LDPC} (16 200 or 64 800) bits of one LDPC encoding operation

NOTE: In case of Data Slices carrying a single PLP and constant modulation and encoding is applied, FECFrame Header information may be carried in Layer1 part2 and the Data Slice Packet is identical with the XFECFrame.

FFT size: nominal FFT size for a DVB-C2 receiver is 4K

NOTE: Further details are discussed in clause 10.1.

for i=0..xxx-1: when used with the signalling loops, this means that the corresponding signalling loop is repeated as many times as there are elements of the loop

NOTE: If there are no elements, the whole loop is omitted.

Im(x): Imaginary part of x

Layer 1 (L1): name of the first layer of the DVB-C2 signalling scheme (signalling of physical layer parameters)

L1 block: set of L1-part2 COFDM Cells, cyclically repeated in the frequency domain

NOTE: L1 Blocks are transmitted in the Preamble.

L1-part1: signalling carried in the header of the Data Slice Packets carrying modulation and coding parameters of the related XFECFrame

NOTE: L1-part1 parameters may change per XFECFrame.

L1-part2: Layer 1 Signalling cyclically transmitted in the preamble carrying more detailed L1 information about the C2 System, Data Slices, Notches and the PLPs

NOTE: L1-part2 parameters may change per C2 Frame.

Layer 2 (L2): name of the second layer of the DVB-C2 signalling scheme (signalling of transport layer parameters)

mod: modulo operator, defined as:

$$x \bmod y = x - y\left\lfloor \frac{x}{y} \right\rfloor$$

mode adapter: input signal processing block, delivering BBFrames at its output

nn_D: digits 'nn' should be interpreted as a decimal number

notch: set of adjacent OFDM Cells within each OFDM Symbol without transmitted energy

null packet: MPEG Packet with the Packet_ID 0x1FFF, carrying no payload data and intended for padding

OFDM cell: modulation value for one OFDM carrier during one OFDM Symbol, e.g. a single constellation point

OFDM symbol: waveform Ts in duration comprising all the active carriers modulated with their corresponding modulation values and including the guard interval

Physical Layer Pipe (PLP): logical channel carried within one or multiple Data Slice(s)

NOTE 1: All signal components within a PLP share the same transmission parameters such as robustness, latency.

NOTE 2: A PLP may carry one or multiple services. In case of PLP Bundling a PLP may be carried in several Data Slices. Transmission parameters may change each XFECFrame.

PLP bundling: transmission of one PLP via multiple Data Slices

PLP_ID: this 8-bit field identifies uniquely a PLP within a C2 transmission signal

preamble header: fixed size signalling transmitted in the first part of the Preamble, carrying the length and Interleaving parameters of Layer 1 part 2 data

preamble symbol: one or multiple OFDM Symbols, transmitted at the beginning of each C2 Frame, carrying Layer 1 part 2 signalling data

Re(x): Real part of x

reserved for future use: value of any field indicated as "reserved for future use" shall be set to "0" unless otherwise defined

START_FREQUENCY: index of lowest used OFDM subcarrier of a C2 System. The value of START_FREQUENCY shall be a multiple of D_X

x*: Complex conjugate of x

XFECFrame: FECFrame mapped onto QAM constellations:

- $\lfloor x \rfloor$: round towards minus infinity: the most positive integer less than or equal to x.
- $\lceil x \rceil$: round towards plus infinity: the most negative integer greater than or equal to x.

3.2 Symbols

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

Δ	Absolute guard interval duration
Λ	LDPC codeword of size N_{ldpc}
λ_i	LDPC codeword bits
λ^{RM}	32 output bits of Reed-Muller encoder
λ_i^{RM}	Bit number of index i of 32 bit long output bits of Reed-Muller encoder
η_{MOD}, $\eta_{MOD}(i)$	Number of transmitted bits per constellation symbol (for PLP i)
π_p	Permutation operator defining parity bit groups to be punctured for L1 signalling
π_s	Permutation operator defining bit-groups to be padded for L1 signalling
$A_{m,l}$	Output vector of the frequency interleaver of OFDM Symbol l and C2 Frame m
A_{CP}	Amplitude of the continual pilot cells
A_{SP}	Amplitude of the scattered pilot cells
$a_{m,l,q}$	Frequency-Interleaved cell value, cell index q of symbol l of C2 Frame m
$B(n)$	Location of the first Data Cell of symbol l allocated to Data Slice n in the frequency interleaver
b	16 bit long FECFrame signalling data vector
$b_{e,do}$	Output from the demultiplexer, depending on the demultiplexed bit sub-stream number e and the input bit number d_i of the bit interleaver demultiplexer
b_i	Bit number of index i of 16 bit long FECFrame signalling data vector
C/N	Carrier-to-noise power ratio
$C/N+I$	Carrier-to-(Noise+Interference) ratio
C_i	Column of index i of time interleaver
c_i	Column of index i of bit interleaver
$c(x)$	Equivalent BCH codeword polynomial
$c_{m,l,k}$	Cell value for carrier k of symbol l of C2 Frame m
DFL	Data field length
D_P	Difference in carrier index between adjacent preamble-pilot-bearing carriers
D_x	Difference in carrier index between adjacent scattered-pilot-bearing carriers
D_y	Difference in symbol number between successive scattered pilots on a given carrier
$d(x)$	Remainder of dividing message polynomial by the generator polynomial $g(x)$ during BCH encoding
d_i	Input bit number d_i of the bit interleaver demultiplexer
d_o	Bit number of a given stream at the output of the demultiplexer of the bit interleaver
e	Demultiplexed bit sub stream number ($0 \leq e < N_{substreams}$), depending on input bit number d_i of the bit interleaver demultiplexer
f_q	Constellation point normalized to mean energy of 1
G	Reed-Muller encoder matrix
$g(x)$	BCH generator polynomial

$g_1(x), g_2(x), ..., g_{12}(x)$	Polynomials to obtain BCH code generator polynomial
g_q	Complex cell of index q of a Data Slice Packet
$H(q)$	Frequency interleaver permutation function, element q
I	Output codeword of BCH encoder
i_j	BCH codeword bits which form the LDPC information bits
j	$\sqrt{-1}$
K_{bch}	Number of bits of BCH uncoded Block
K_i	L1 signalling part 2 parameter selected as $N_{L1part2}(K_i) <= N_{L1part2\_Cells} \times \eta_{MOD}$
K_{ldpc}	Number of bits of LDPC uncoded Block
$K_{L1\_PADDING}$	Length of L1_PADDING field
$K_{L1part2}$	Length of L1-part2 signalling field including the padding field
$K_{L1part2\_ex\_pad}$	Number of information bits in L1-part2 signalling excluding the padding field
$K_{N,min}$	Lowest frequency carrier index of a frequency Notch
$K_{N,max}$	Highest frequency carrier index of a frequency Notch
K_{sig}	Number of signalling bits per FEC block for L1 signalling part 2
K_{min}	Lowest frequency carrier index of a C2 signal, shall be identical to the START_FREQUENCY and shall be multiple of D_X
K_{max}	Highest frequency carrier index of a C2 signal, shall be multiple of D_X
K_{total}	Number of OFDM carriers per OFDM symbol
k	Absolute OFDM carrier index
L_{data}	Number of data OFDM Symbols per C2 Frame (excluding Preamble)
L_F	Number of OFDM Symbols per C2 Frame including excluding preamble
L_P	Number of preamble OFDM Symbols within the C2 Frame
l	Index of OFDM Symbol within the C2 Frame (excluding preamble)
l_P	Index of preamble OFDM Symbol in C2 Frame
m	C2 Frame number
$m(x)$	Message polynomial within BCH encoding
m_i	Input bit of index i from uncoded bit vector M before BCH encoder
M	Uncoded bit vector before BCH encoder
M_{max}	Maximum Sequence length for the frequency interleaver
N_{bch}	Number of bits of BCH coded Block
N_{bch_parity}	Number of BCH parity bits
N_c	Number of columns of bit or time interleaver
N_{data}	Number of Data Cells in a Data Slice in frequency interleaver
N_{DP}	Number of complex cells per Data Slice Packet
N_{group}	Number of bit-groups for BCH shortening
$N_{L1part2}$	Length of punctured and shortened LDPC codeword for L1-part2 signalling
$N_{L1part2\_Cells}$	Number of available cells for L1 signalling part 2 in one OFDM Symbol
$N_{L1part2\_FEC\_Block}$	Number of LDPC blocks for the L1 signalling part 2
$N_{L1part2\_max\_per\_Symbol}$	Maximum number of L1 information bits for transmitting the encoded L1 signalling part 2 through one OFDM Symbol
$N_{L1\_TI\_Depth}$	Time interleaving depth for L1 signalling part 2
$N_{L1part2\_temp}$	Intermediate value used in L1 puncturing calculation
N_{ldpc}	Number of bits of LDPC coded Block
$N_{MOD\_per\_Block}$	Number of modulated cells per FEC block for the L1-part2 signalling
N_{MOD_Total}	Total number of modulated cells for the L1-part2 signalling
N_{pad}	Number of BCH bit-groups in which all bits will be padded for L1-part2 signalling
N_{punc}	Number of LDPC parity bits to be punctured
N_{punc_groups}	Number of parity groups in which all parity bits are punctured for L1 signalling
N_{punc_temp}	Intermediate value used in L1 puncturing calculation
N_r	Number of bits in Frequency Interleaver sequence
N_r	Number of rows of bit or time interleaver

N_{RT}	Number of reserved carriers
$N_{substreams}$	Number of substreams produced by the bit-to-sub-stream demultiplexer
n	Data slice number
$P_k(f)$	Power spectral density
p_i	LDPC parity bits
Q_{ldpc}	Code-rate dependent LDPC constant
q	Data Cell index within the OFDM Symbol prior to frequency interleaving and pilot insertion
$R_{eff\_16K\_LDPC\_1\_2}$	Effective code rate of 16K LDPC with nominal rate ½
$R_{eff\_L1part2}$	Effective code rate of L1-part2 signalling
R_i	Row of index i of time interleaver
R_i	Value of element i of the frequency interleaver sequence following bit permutations
R'_i	Value of element i of the frequency interleaver sequence prior to bit permutations
r_i	Row of index i of bit interleaver
r_k	DBPSK modulated pilot reference sequence
S_0	List of reserved carriers
T	Elementary period
T_{Ci}	Column-twist value for column C of time interleaver
T_{CH}	Component set of carrier indices for reserved carriers
T_F	Duration of one C2 Frame
T_P	Time interleaving period
T_S	Total OFDM Symbol duration
T_U	Useful OFDM Symbol duration
t	BCH error correction capability
t_c	Column-twist value for column c of bit interleaver
U	Parity interleaver output
UPL	User Packet Length
u_i	Parity-interleaver output bits
u^{RM}	32 bit output vector of the cyclic delay block in the FECFrame header encoding
$u_{(i+2)mod32}{}^{RM}$	Output of the cyclic delay block for input bit i in the FECFrame header encoding
V	Column-twist interleaver output
v_i	Column-twist interleaver output bits
$v_{m,l,i}$	Output vector of frequency interleaver, starting at carrier index i (= Data slice start carrier) of the current OFDM Symbol l and C2 Frame m
v^{RM}	Scrambled output sequence in the lower branch of the FECFrame header encoder
v_i^{RM}	Bit i of scrambled output sequence in the lower branch of the FECFrame header encoder
w_i	Bit i of the data scrambling sequence
w^{RM}	32 bit scrambling sequence in the lower branch of the FECFrame header encoder
w_i^{RM}	Bit i of scrambling sequence in the lower branch of the FECFrame header encoder
w^P	Pilot synchronization sequence, build out of w_i and w'
w_k^P	Bit of index k of pilot synchronization sequence
w'	L1 block specific pilot synchronization sequence
w'_i	Bit of index k of L1 block specific pilot synchronization sequence
X_j	The set of bits in group j of BCH information bits for L1 shortening
$X_{m,l}$	Frequency interleaver input Data Cells of the OFDM Symbol l and the C2 Frame m
x	Address of the parity bit accumulator according to i_{360} in LDPC encoder
$y_{i,q}$	Bit i of cell word q from the bit-to-cell-word demultiplexer
z_q	Constellation point prior to normalization

The symbols s, t, i, j, k are also used as dummy variables and indices within the context of some clauses or equations.

In general, parameters which have a fixed value for a particular PLP for one processing block (e.g. C2 Frame, Interleaving Frame, TI-block) are denoted by an upper case letter. Simple lower-case letters are used for indices and dummy variables. The individual bits, cells or words processed by the various stages of the system are denoted by lower case letters with one or more subscripts indicating the relevant indices.

3.3 Abbreviations

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

1024QAM	1024-ary Quadrature Amplitude Modulation
16QAM	16-ary Quadrature Amplitude Modulation
256QAM	256-ary Quadrature Amplitude Modulation
4096QAM	4096-ary Quadrature Amplitude Modulation
64QAM	64-ary Quadrature Amplitude Modulation
ACM	Adaptive Coding and Modulation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	BaseBand
BBFrame	BaseBand Frame
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem multiple error correction binary block code
BCHFEC	BCH Forward Error Correction
BICM	Bit Interleaved Coding and Modulation
C/N	Carrier to noise ratio
C/N+I	Carrier to noise and intermodulation power ratio
CATV	Community Antenna Television
CBR	Constant Bit Rate
CCM	Constant Coding and Modulation
CRC	Cyclic Redundancy Check
D	Decimal notation
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DEMUX	DEMUltipleXer
DFL	Data Field Length
DNP	Deleted Null Packets
DVB	Digital Video Broadcasting project
DVB-C	DVB System for cable transmission

NOTE: As defined in EN 300 429 [i.5].

DVB-C2 DVB-C2 System

NOTE: As specified in the present document.

DVB-S DVB System for digital broadcasting via satellites

NOTE: As specified in EN 300 421 [i.8].

DVB-S2 Second Generation DVB System for satellite broadcasting

NOTE: As specified in EN 302 307 [i.3].

DVB-T DVB System for terrestrial broadcasting

NOTE: As specified in EN 302 755 [i.6].

DVB-T2 Second Generation DVB System for terrestrial broadcasting

NOTE: As specified in EN 302 755 [i.6].

EBU	European Broadcasting Union
EIT	Event Information Table (DVB SI Table)
EMM	Entitlement Management Message
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transformation
FIFO	First In First Out
GCS	Generic Continuous Stream

GF	Galois Field
GFPS	Generic Fixed-length Packetized Stream
GI	Guard Interval
GS	Generic Stream
GSE	Generic Stream Encapsulation
HDTV	High Definition Television
HEM	High Efficiency Mode
HFC	Hybrid Fibre Coax
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IS	Interactive Services
ISCR	Input Stream Clock Reference
ISI	Input Stream Identifier
ISSY	Input Stream SYnchronizer
ISSYI	Input Stream SYnchronizer Indicator
Kbit	2^{10} = 1 024 bits
LDPC	Low Density Parity Check (codes)
LDPCFEC	LDPC Forward Error Correction
LSB	Least Significant Bit
MATV	Master Antenna Television
Mbit	2^{20} = 1 048 576 bits
MIS	Multiple Input Stream
MPEG	Moving Pictures Experts Group
MSB	Most Significant Bit

NOTE: In DVB-C2 the MSB is always transmitted first.

NA	Not Applicable
NM	Normal Mode
NPD	Null Packet Deletion
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PCR	Presentation Clock Reference
PER	(MPEG TS) Packet Error Rate
PID	Packet IDentifier
PLL	Phase-Locked Loop
PLP	Physical Layer Pipe
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QEF	Quasi Error Free
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SDT	Service Description Table (DVB SI Table)
SDTV	Standard Definition TV
SIS	Single Input Stream
TDM	Time Division Multiplex
TF	Time/Frequency
TI	Time Interleaver
TS	Transport Stream
TSPS	Transport Stream Partial Stream
TSPSC	Transport Stream Partial Stream Common
TSPSS	Transport Stream Partial Stream Synchronized
UP	User Packet
UPL	User Packet Length
VCM	Variable Coding and Modulation
XFECFrame	XFEC Frame

4 DVB-C2 System architecture

4.1 System overview

The generic C2 System model is represented in figure 1. The system input(s) may be one or more MPEG-2 Transport Stream(s) [i.1] and/or one or more Generic Stream(s) [i.2]. The Input pre-processor, which is not part of the C2 System, may include a service splitter or a demultiplexer for Transport Streams (TS) used to separate the services into the C2 System inputs, which are one or more logical data streams. These are then carried in individual Physical Layer Pipes (PLPs).

The system output is a single signal to be transmitted on a single RF channel.

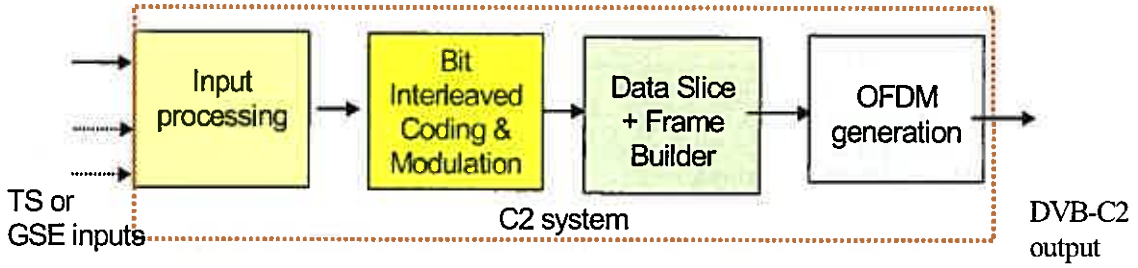


Figure 1: High level C2 block diagram

The input data streams shall be subject to the constraint that, over the duration of one physical-layer frame (C2 Frame), the total input data capacity (in terms of cell throughput, following Null Packet Deletion, if applicable, and after coding and modulation), shall not exceed the C2 available capacity (in terms of Data Cells, constant in time) of the C2 Frame for the current frame parameters. One or more PLPs are arranged in a group of PLPs and one or more of such groups of PLPs form a Data Slice. A C2 System may consist of one or more Data Slices. Each group of PLPs may contain one Common PLP, but a group of PLPs need not contain a Common PLP. When the DVB-C2 signal carries a single PLP there is no Common PLP. It is assumed that the receiver will always be able to receive one Data PLP and its associated Common PLP, if any.

More generally, the group of statistically multiplexed services can use Variable Coding and Modulation (VCM) for different services, provided they generate a constant total output capacity (i.e. in terms of cell rate including FEC and modulation).

When multiple input MPEG-2 TSs are transmitted via a group of PLPs, splitting of input TSs into TSPS streams (carried via the Data PLPs) and a TSPSC stream (carried via the associated Common PLP), as described in annex D, shall be performed immediately before the Input processing block shown in figure 1. This processing shall be considered an integral part of an extended DVB-C2 System.

4.2 System architecture

The C2 input processing block diagram is shown in figures 2, which is split into several parts. Figure 2(a) shows the input processing in case of multiple PLPs. Figure 2(a) shows the BICM module and figure 2(c) shows the frame builder module. Figure 2(d) shows the OFDM generation module.

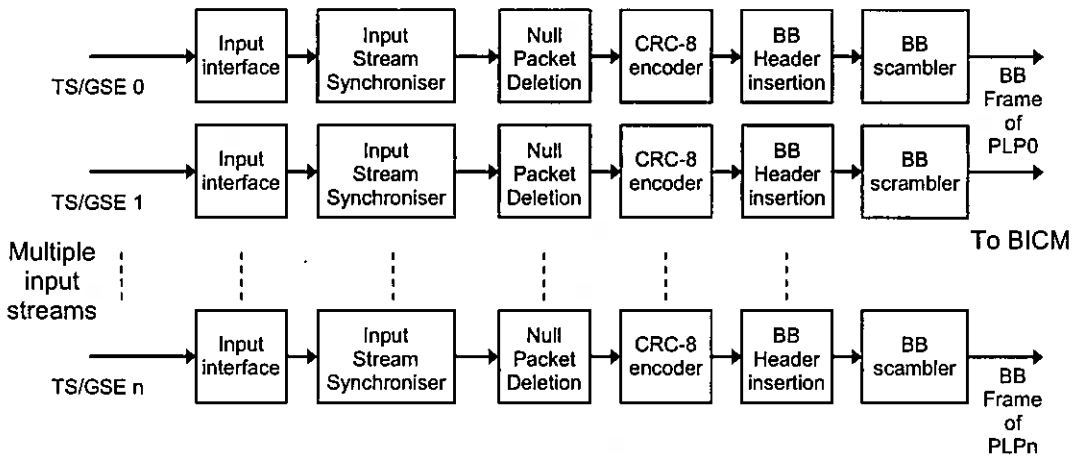


Figure 2(a): Mode adaptation for multiple input streams (PLP)

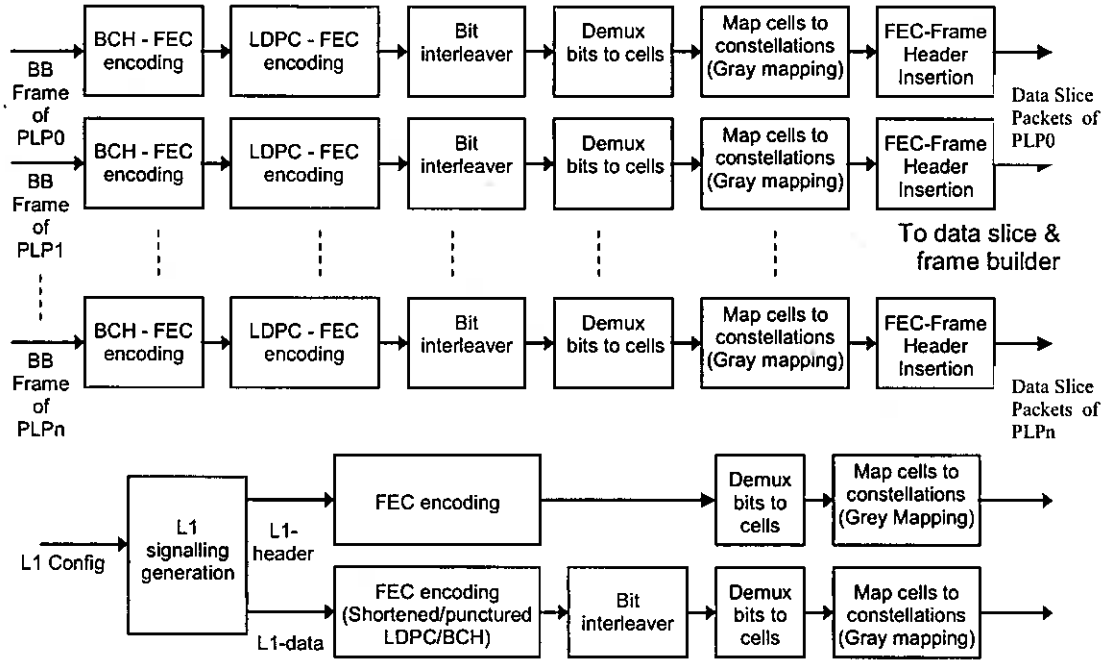


Figure 2(b): Bit Interleaved Coding and Modulation (BICM)

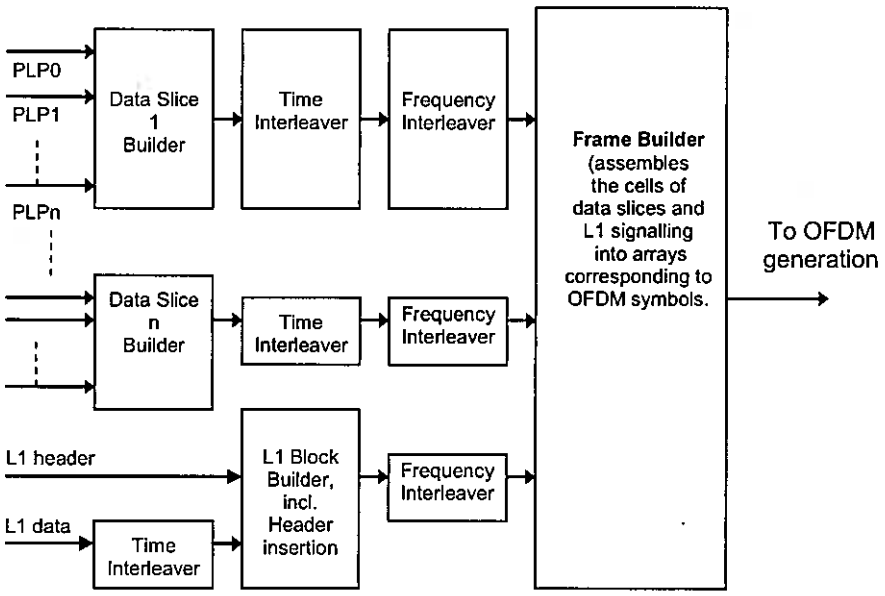


Figure 2(c): Data Slice + Frame builder

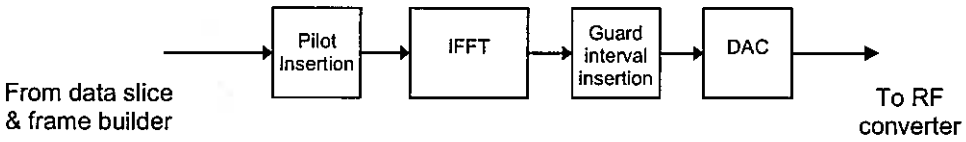


Figure 2(d): OFDM generation

Figure 2(e) combines the functions given in figures 2(a) to 2(d) in one simplified overall DVB-C2 block diagram.

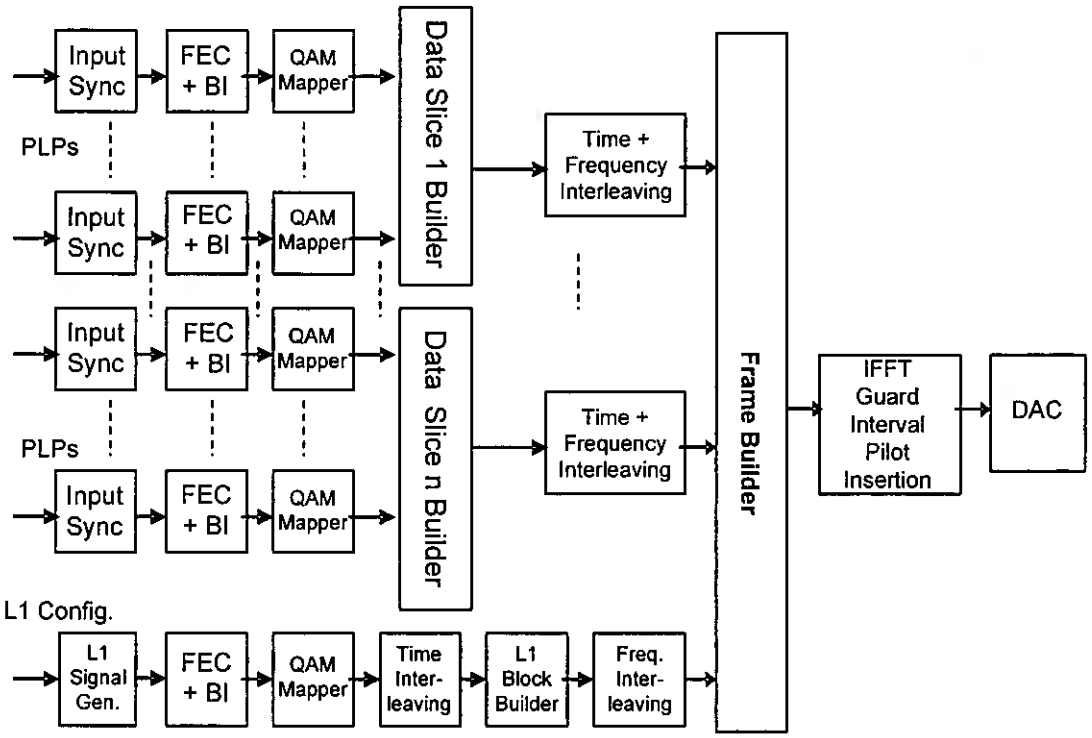


Figure 2(e): DVB-C2 modulator block diagram

4.3 Target performance

If the received signal is above the C/N+I threshold, the Forward Error Correction (FEC) technique adopted in the C2 System is designed to provide a "Quasi Error Free" (QEF) quality target. The definition of QEF adopted for DVB-C2 is "less than one uncorrected error-event per transmission hour at the level of a 5 Mbit/s single TV service decoder", corresponding to a Transport Stream Packet Error Rate of approximately PER < 10^{-7} measured at the input of the demultiplexer unit at the receiving end.

5 Input processing

5.1 Mode adaptation

The input to the C2 System shall consist of one or more logical data streams. One logical data stream is carried by one Physical Layer Pipe (PLP). The mode adaptation modules, which operate separately on the contents of each PLP, slice the input data stream into data fields which, after stream adaptation, will form baseband frames (BBFrame). The mode adaptation module comprises the input interface, followed by three optional sub-systems (the input stream synchronizer, the Null Packet deletion unit and the CRC-8 encoder) and then finishes by slicing the incoming data stream into data fields and inserting the baseband header (BBHeader) at the start of each data field. Each of these sub-systems is described in the following clauses.

Each input PLP may have one of the formats specified in clause 5.1.1. The mode adaptation module can process input data in one of two modes, normal mode (NM) or high efficiency mode (HEM). These modes are described in clauses 5.1.6 and 5.1.7 respectively. NM is in line with the Mode Adaptation in [i.3], whereas in HEM, further stream specific optimizations may be performed to reduce signalling overhead. The BBHeader (see clause 5.1.6) signals the input stream type and the processing mode.

5.1.1 Input Formats

The input signals in terms of either single or multiple streams (one connected to each Mode Adaptation Module) (see figure 1) shall be supplied to the Mode Adaptation Module(s). In the case of a Transport Stream (TS), the packet rate will be a constant value, although only a proportion of the packets may correspond to service data and the remainder may be Null Packets.

Each input stream (PLP) of the C2 System shall be associated with a modulation and FEC protection mode which is statically configurable.

Each input PLP may take one of the following formats:

- Transport Stream (TS).
- Generic Encapsulated Stream (GSE) [i.2].
- Generic Continuous Stream (GCS) (a variable length packet stream where the modulator is not aware of the packet boundaries).
- Generic Fixed-length Packetized Stream (GFPS); this form is retained for compatibility with DVB-S2, but it is expected that GSE would now be used instead.

A Transport Stream shall be characterized by User Packets (UP) of fixed length O-UPL = 188 × 8 bits (one MPEG TS packet), the first byte being a SYNC byte (47_{HEX}) and shall be signalled in the BBHeader TS/GS field, see clause 5.1.6.

A GSE stream shall be characterized by variable length packets or constant length packets, as signalled within GSE packet headers, and shall be signalled in the BBHeader by TS/GS field, see clause 5.1.6.

A GCS shall be characterized by a continuous bit-stream and shall be signalled in the BBHeader by TS/GS field and UPL = 0_D, see clause 5.1.6. A variable length packet stream where the modulator is not aware of the packet boundaries, or a constant length packet stream exceeding 64 kbit, shall be treated as a GCS, and shall be signalled in the BBHeader by TS/GS field as a GCS and UPL = 0_D, see clause 5.1.6.

A GFPS shall be a stream of constant-length User Packets (UP), with length O-UPL bits (maximum O-UPL value 64 K), and shall be signalled in the BBHeader TS/GS field, see clause 5.1.6. O-UPL is the Original User Packet Length. UPL is the transmitted User Packet Length, as signalled in the BBHeader.

5.1.2 Input Interface

The input interface sub-system shall map the input into internal logical-bit format. The first received bit will be indicated as the Most Significant Bit (MSB). Input interfacing is applied separately for each single Physical Layer Pipe (PLP), see figure 2(a).

The Input Interface shall read a data field, composed of DFL bits (Data Field Length), where:

$$0 \leq \mathrm{DFL} \leq (K_{bch} - 80)$$

where K_{bch} is the number of bits protected by the BCH and LDPC codes (see clause 6.1).

The maximum value of DFL depends on the chosen LDPC code, carrying a protected payload of K_{bch} bits. The 10-byte (80 bits) BBHeader is appended to the front of the data field, and is also protected by the BCH and LDPC codes.

The input interface shall either allocate a number of input bits equally to the available data field capacity, thus breaking UPs in subsequent data fields (this operation being called "fragmentation"), or shall allocate an integer number of UPs within the data field (no fragmentation). The available data field capacity is equal to K_{bch} - 80. When the value of DFL < K_{bch} - 80, a padding field shall be inserted by the stream adapter (see clause 5.2) to complete the LDPC/BCH code block capacity.

5.1.3 Input Stream Synchronization (Optional)

Data processing in the DVB-C2 modulator may produce variable transmission delay on the user information. The Input Stream Synchronizer sub-system shall provide suitable means to guarantee Constant Bit Rate (CBR) and constant end-to-end transmission delay for any input data format. The use of the Input Stream Synchronizer subsystem is optional, except that it shall always be used for PLPs carrying transport streams where the number of FEC blocks per C2 Frame may vary. This process shall follow the specification given in annex C, which is similar to [i.3]. Examples of receiver implementation are given in annex G. This process will also allow synchronization of a single PLP travelling in different Data Slices, since the reference clock and the counter of the input stream synchronizers shall be the same (see annex F).

The ISSY field (Input Stream Synchronization, 2 bytes or 3 bytes) carries the value of a counter clocked at the modulator clock rate ($1/T$ where T is defined in clause 10.) and can be used by the receiver to regenerate the correct timing of the regenerated output stream. The ISSY field carriage shall depend on the input stream format and on the Mode, as defined in clauses 5.1.6 and 5.1.7 and figures 4 to 8. In Normal Mode the ISSY Field is appended to UPs for packetized streams. In High Efficiency Mode a single ISSY field is transmitted per BBFrame in the BBHeader, taking advantage that UPs of a BBFrame travel together, and therefore experience the same delay/jitter.

When the ISSY mechanism is not being used, the corresponding fields of the BBHeader, if any, shall be set to '0'.

A full description of the format of the ISSY field is given in annex C.

5.1.4 Null Packet Deletion (optional, for TS only, NM and HEM)

Transport Stream rules require that bit rates at the output of the transmitter's multiplexer and at the input of the receiver's demultiplexer are constant in time and the end-to-end delay is also constant. For some Transport Stream input signals, a large percentage of Null Packets may be present in order to accommodate variable bit-rate services in a constant bit-rate TS. In this case, in order to avoid unnecessary transmission overhead, TS Null Packets shall be identified (PID = 8191_D) and removed. The process is carried out in a way that the removed Null Packets can be re-inserted in the receiver in the exact place where they were originated, thus guaranteeing a constant bit rate and avoiding the need for time stamp (PCR) updating.

When Null Packet Deletion is used useful packets (i.e. TS packets with PID $\neq 8191_D$), including the optional ISSY appended field shall be transmitted while Null Packets (i.e. TS packets with PID = 8191_D, including the optional ISSY appended field may be removed (see figure 3).

After transmission of a UP, a counter called DNP (Deleted Null Packets, 1 byte) shall be first reset and then incremented at each deleted Null Packet. When DNP reaches the maximum allowed value DNP = 255_D, then if the following packet is again a Null Packet this Null Packet is kept as a useful packet and transmitted.

Insertion of the DNP field (1 byte) shall be after each transmitted UP according to clause 5.17 and figure 3.

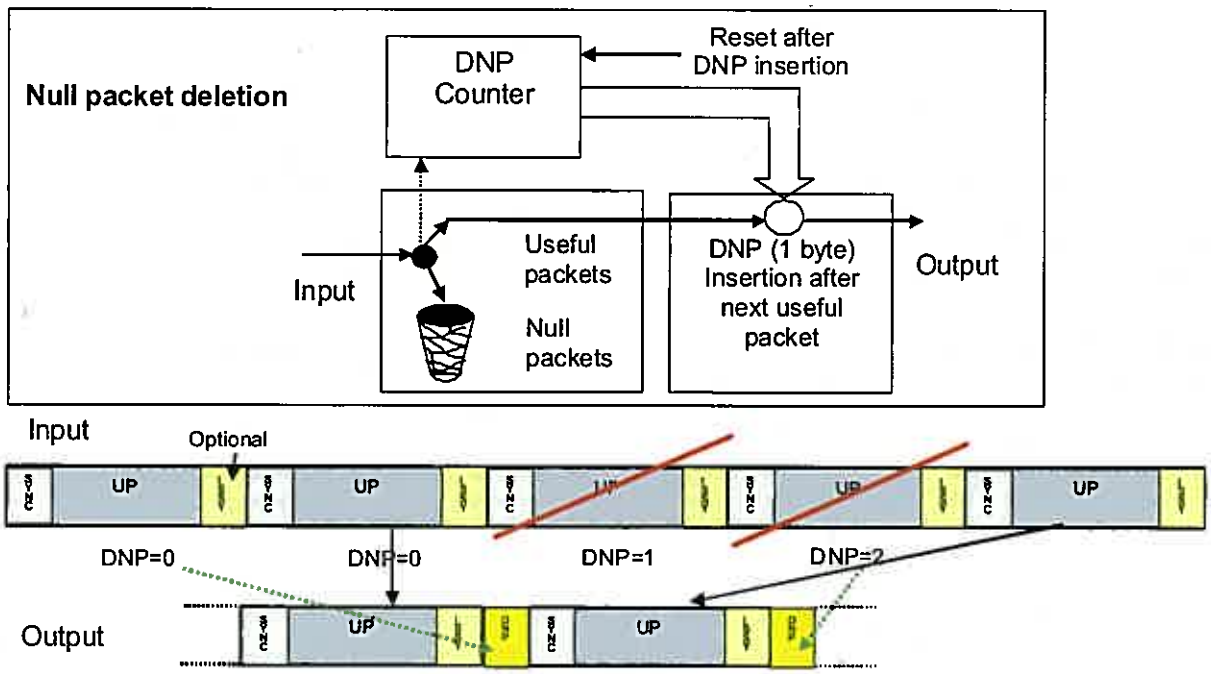


Figure 3: Null Packet deletion scheme

5.1.5 CRC-8 encoding (for GFPS and TS, NM only)

CRC-8 is applied for error detection at UP level (Normal Mode and packetized streams only). When applicable (see clause 5.1.7), the UPL minus 8 bits of the UP (after SYNC byte removal, when applicable) shall be processed by the systematic 8-bit CRC-8 encoder defined in annex E. The computed CRC-8 shall be appended after the UP according to clause 5.1.7.

5.1.6 Baseband Header (BBHeader) insertion

A fixed length BBHeader of 10 bytes shall be inserted in front of the baseband data field in order to describe the format of the data field. The BBHeader shall take one of two forms as shown in figure 4(a) for Normal Mode (NM) and in figure 4(b) for High Efficiency Mode (HEM). The current mode (NM or HEM) may be detected by the MODE field (EXORed with the CRC-8 field).

MATYPE (2 bytes)	UPL (2 bytes)	DFL (2 bytes)	SYNC (1 byte)	SYNCD (2 bytes)	CRC-8 MODE (1 byte)

Figure 4(a): BBHeader format (NM)

MATYPE (2 bytes)	ISSY 2MSB (2 bytes)	DFL (2 bytes)	ISSY 1LSB (1 byte)	SYNCD (2 bytes)	CRC-8 MODE (1 byte)

Figure 4(b): BBHeader format (HEM)

MATYPE (2 bytes): describes the input stream format and the type of Mode Adaptation as explained in table 1.

The use of the bits of the MATYPE field is described below.

First byte (MATYPE-1):

- TS/GS field (2 bits), Input Stream Format: Generic Packetized Stream (GFPS); Transport Stream; Generic Continuous Stream (GCS); Generic Encapsulated Stream (GSE).
- SIS/MIS field (1 bit): Single or Multiple Input Streams (referred to the global signal, not to each PLP).
- CCM/ACM field (1 bit): Constant Coding and Modulation or Variable/Adaptive Coding and Modulation.
- ISSYI (1 bit), (Input Stream Synchronization Indicator): If ISSYI = 1 = active, the ISSY field shall be computed (see annex C) and inserted according to clause 5.1.7.
- NPD (1 bit): Null Packet deletion active/not active. If NPD active, then DNP shall be computed and appended after UPs.
- EXT (2 bits), media specific (for C2, EXT=0: reserved for future use).

Table 1: MATYPE-1 field mapping

TS/GS (2 bits)	SIS/MIS (1 bit)	CCM/ACM (1 bit)	ISSYI (1 bit)	NPD (1 bit)	EXT (2 bits)
00 = GFPS 11 = TS 01 = GCS 10 = GSE	1 = single 0 = multiple	1 = CCM 0 = ACM	1 = active 0 = not-active	1 = active 0 = not-active	Reserved for future use (see note 1)
NOTE 1: For C2, EXT=reserved for future use and for S2, EXT=RO =transmission roll-off. NOTE 2: For compatibility with DVB-S2 [i.3], when GSE is used with normal mode, it shall be treated as a Continuous Stream and indicated by TS/GS = 01.					

Second byte (MATYPE-2):

- If SIS/MIS = Multiple Input Stream, then second byte = Input Stream Identifier (ISI); else second byte = '0' (reserved for future use).

NOTE: The term ISI is retained here for compatibility with DVB-S2 [i.3], but has the same meaning as the term PLP_ID which is used throughout the present document.

The use of the remaining fields of the BBHeader is described in table 2.

Table 2: Description of the fields of the BBHeader

Field	Size (Bytes)	Description
MATYPE	2	As described above.
UPL	2	User Packet Length in bits, in the range [0,65535].
DFL	2	Data Field Length in bits, in the range [0,58112].
SYNC	1	A copy of the User Packet SYNC byte. In the case of GCS, SYNC=0x00-0xB8 is reserved for transport layer protocol signalling and shall be set according to [1], SYNC=0xB9-0xFF user private.
SYNCD	2	The distance in bits from the beginning of the DATA FIELD to the beginning of the first transmitted UP which starts in the data field. SYNCD=0_D means that the first UP is aligned to the beginning of the Data Field. SYNCD = 65535_D means that no UP starts in the DATA FIELD; for GCS, SYNCD is reserved for future use and shall be set to 0_D unless otherwise defined.
CRC-8 MODE	1	The XOR of the **CRC-8** (1-byte) field with the **MODE** field (1-byte). **CRC-8** is the error detection code applied to the first 9 bytes of the BBHeader (see annex E). **MODE** (8 bits) shall be: • 0_D Normal Mode. • 1_D High Efficiency Mode. • Other values: reserved for future use.

5.1.7 Mode adaptation sub-system output stream formats

This clause describes the mode adaptation processing and fragmentation for the various modes and input stream formats, as well as illustrating the output stream format.

Normal Mode, GFPS and TS

See clause 5.1.6 for BBHeader signalling.

For Transport Stream, O-UPL=188x8 bits, and the first byte shall be a SYNC byte (47_{HEX}). UPL (the transmitted User Packet Length) shall initially be set equal to O-UPL.

The mode adaptation unit shall perform the following sequence of operations (see figure 5):

- Optional input stream synchronization (see clause 5.1.3); UPL increased by 16_D or 24_D bits according to ISSY field length; ISSY field appended after each UP. For TS, either the short or long format of ISSY may be used; for GFPS, only the short format may be used.
- If a SYNC byte is the first byte of the UP, it shall be removed, and stored in the SYNC field of the BBHeader, and UPL shall be decreased by 8_D. Otherwise SYNC in the BBHeader shall be set to 0 and UPL shall remain unmodified.
- For TS only, optional Null Packet Deletion (see clause 5.1.4); DNP computation and storage after the next transmitted UP; UPL increased by 8_D.
- CRC-8 computation at UP level (see clause 5.1.5); CRC-8 storage after the UP; UPL increased by 8_D.
- SYNCD computation (pointing at the first bit of the first transmitted UP which starts in the Data Field) and storage in BBHeader. The bits of the transmitted UP start with the CRC-8 of the previous UP, if used, followed by the original UP itself, and finish with the ISSY and DNP fields, if used. Hence SYNCD points to the first bit of the CRC-8 of the previous UP.
- For GFPS: UPL storage in BBHeader.

NOTE 1: O-UPL in the modulator may be derived by static setting (GFPS only) or un-specified automatic signalling.

NOTE 2: Normal Mode is compatible with DVB-S2 BBFrame Mode Adaptation [i.3]. SYNCD=0 means that the UP is aligned to the start of the Data Field and when present, the CRC-8 (belonging to the last UP of the previous BBFrame) will be replaced in the receiver by the SYNC byte or discarded.

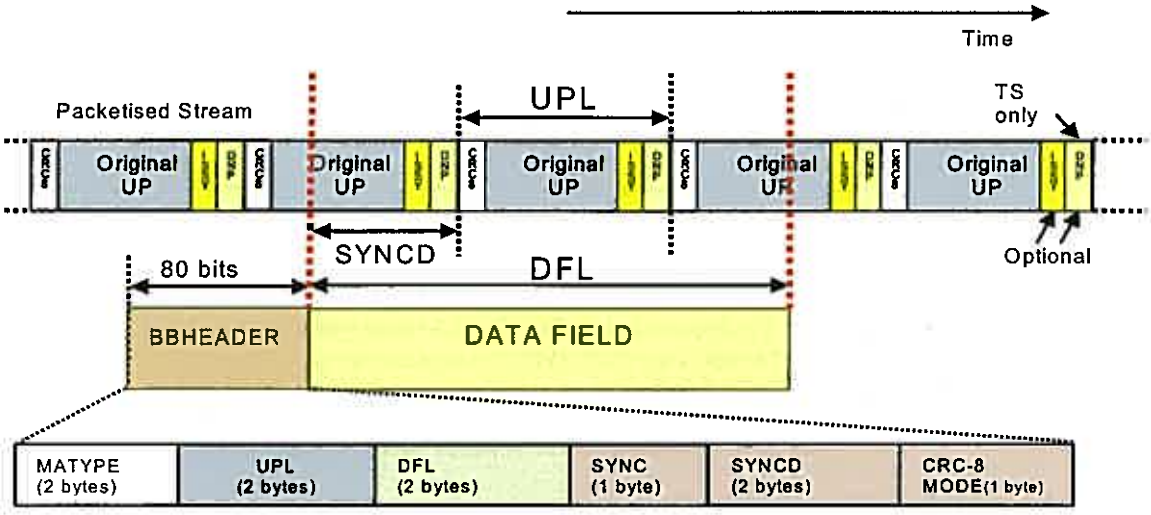


Figure 5: Stream format at the output of the Mode Adapter, Normal Mode, GFPS and TS

High Efficiency Mode, Transport Streams

For **Transport Streams**, the receiver knows a-priori the SYNC byte configuration and O-UPL=188x8 bits, therefore UPL and SYNC fields in the BBHeader shall be re-used to transmit the ISSY field. The Mode Adaptation unit shall perform the following sequence of operations (see figure 6):

- Optional input stream synchronization (see clause 5.1.3) relevant to the first complete transmitted UP of the data field; ISSY field inserted in the UPL and SYNC fields of the BBHeader.
- Sync-byte removed, but not stored in the SYNC field of the BBHeader.
- Optional Null Packet Deletion (see clause 5.1.4); DNP computation and storage after the next transmitted UP.
- CRC-8 at UP level shall not be computed nor inserted.
- SYNCD computation (pointing at the first bit of the first transmitted UP which starts in the Data Field) and storage in BBHeader. The bits of the transmitted UP start with the original UP itself after removal of the SYNC byte, and finish with the DNP field, if used. Hence SYNCD points to the first bit of the original UP following the SYNC byte.
- UPL not computed nor transmitted in the BBHeader.

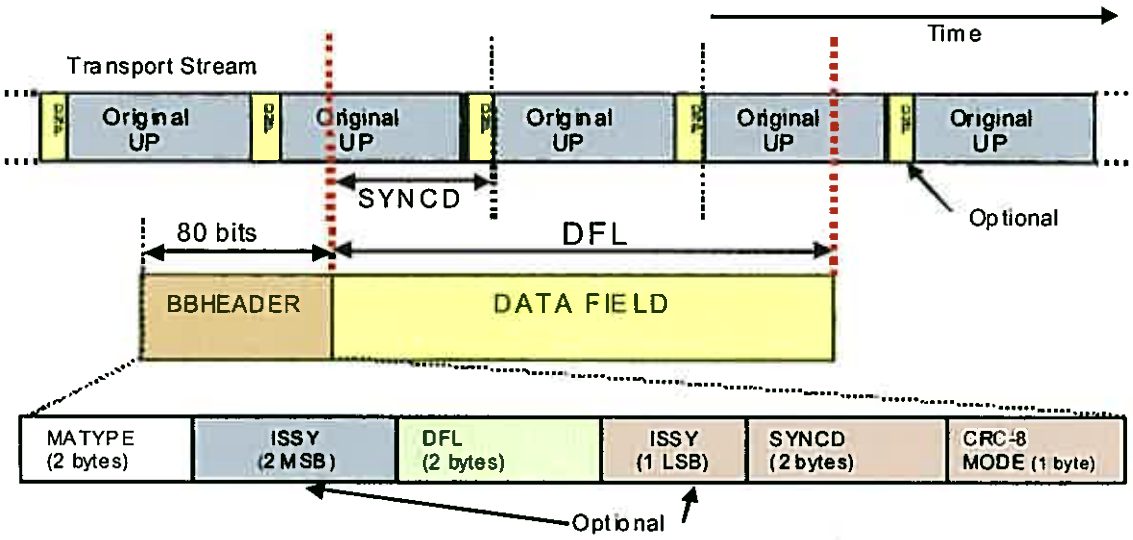


Figure 6: Stream format at the output of the Mode Adapter, High Efficiency Mode for TS, (no CRC-8 computed for UPs, optional single ISSY inserted in the BBHeader, UPL not transmitted)

Normal Mode, GCS and GSE

See clause 5.1.6 for BBHeader signalling. For GCS the input stream shall have no structure, or the structure shall not be known by the modulator. For GSE the first GSE packet shall always be aligned to the data field (no GSE fragmentation allowed).

For both GCS and GSE the Mode Adaptation unit shall perform the following sequence of operations (see figure 6):

- Set UPL=0_D; set SYNC=0x00-0xB8 is reserved for transport layer protocol signalling and should be set according to Reference [1], SYNC=0xB9-0xFF user private; SYNCD is reserved for future use and shall be set to 0_D when not otherwise defined.
- Null Packed Deletion (see clause 5.1.4) and CRC-8 computation for Data Field (see clause 5.1.5) shall not be performed.

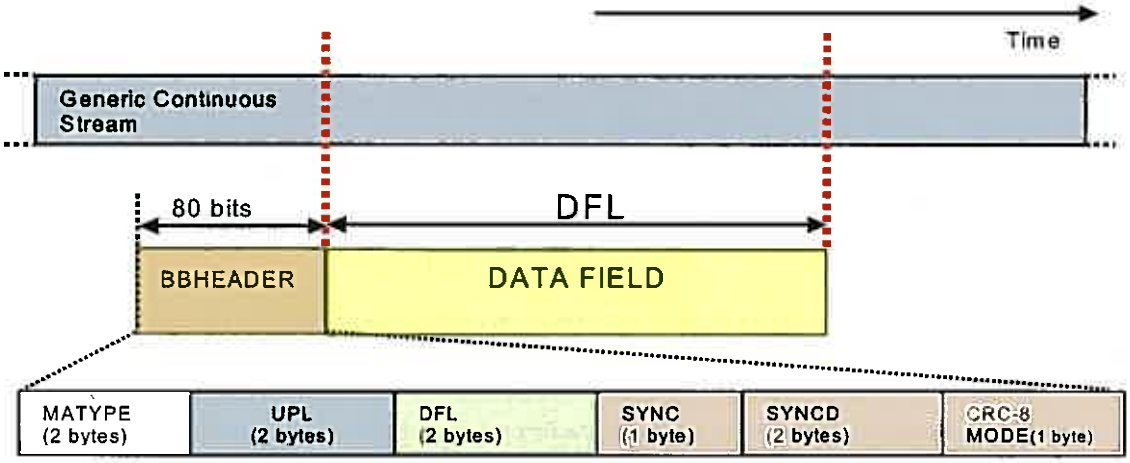


Figure 7: Stream format at the output of the Mode Adapter, Normal Mode (GSE & GCS)

High Efficiency Mode, GSE

GSE variable length or constant length UPs may be transmitted in HEM. If GSE packet fragmentation is used, SYNCD shall be computed. If the GSE packets are not fragmented, the first packet shall be aligned to the Data Field and thus SYNCD shall always be set to 0_D. The receiver may derive the length of the UPs from [i.2], therefore UPL transmission in BBHeader is not performed. As per TS, the optional ISSY field is transmitted in the BBHeader.

The Mode Adaptation unit shall perform the following sequence of operations (see figure 7):

- Optional input stream synchronization (see clause 5.1.3) relevant to the first transmitted UP which starts in the data field; ISSY field inserted in the UPL and SYNC fields of the BBHeader.
- Null Packet Deletion and CRC-8 at UP level shall not be computed nor inserted.
- SYNCD computation (pointing at the first bit of the first transmitted UP which starts in the Data Field) and storage in BBHeader. The transmitted UP corresponds exactly to the original UP itself. Hence SYNCD points to the first bit of the original UP.
- UPL not computed nor transmitted.

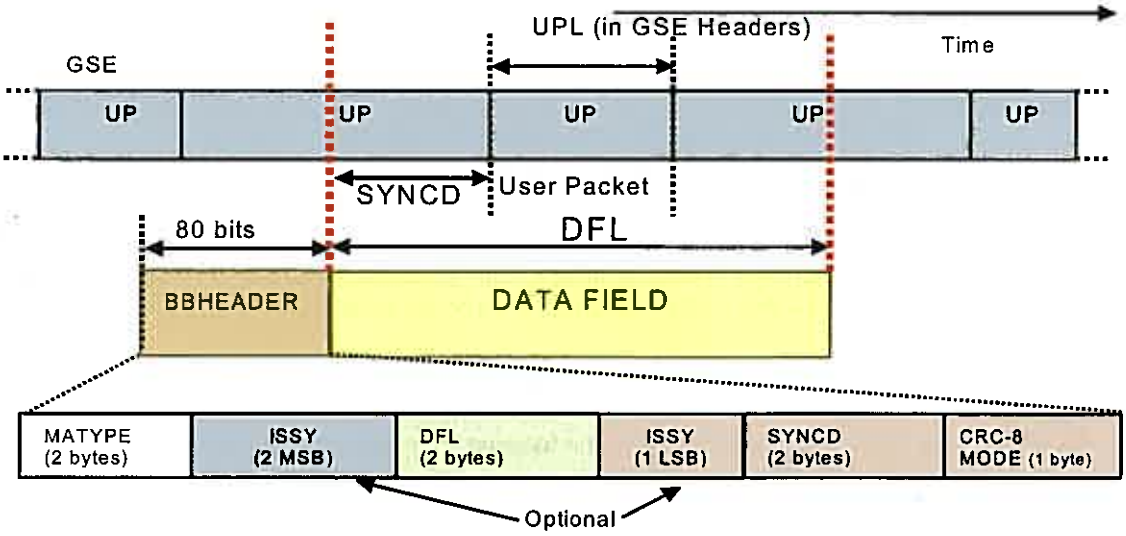


Figure 8: Stream format at the output of the Mode Adapter, High Efficiency Mode for GSE, (no CRC-8 computed for UPs, optional single ISSY inserted in the BBHeader, UPL not transmitted)

High Efficiency Mode, GFPS and GCS

These modes are not defined (except for the case of TS, as described above).

5.2 Stream adaptation

Stream adaptation (see figures 2(a) to 2(c)) provides:

a) scheduling (see clause 5.2.1);

b) padding (see clause 5.2.2) to complete a constant length (K_{bch} bits) BBFrame;

c) scrambling (see clause 5.2.3) for energy dispersal.

The input stream to the stream adaptation module shall be a BBHeader followed by a DATA FIELD. The output stream shall be a BBFrame, as shown in figure 9.

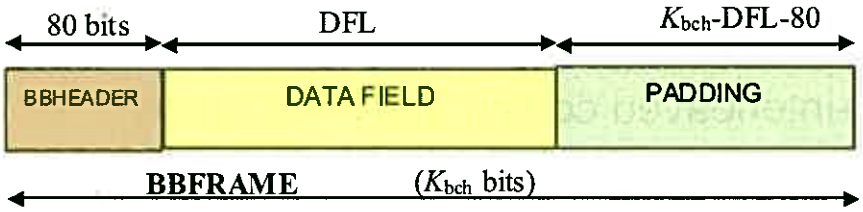


Figure 9: BBFrame format at the output of the stream adapter

5.2.1 Scheduler

In order to generate the required L1-part2 signalling information, the scheduler shall decide together with the Data Slice builder which Data Slices of the final C2 System will carry data belonging to which PLPs, as shown in figures 2(a) to 2(c). Although this operation has no effect on the data stream itself at this stage, the scheduler shall already define the composition of the Data Slice and C2 Frame structure, as described in clause 7.

5.2.2 Padding

K_{bch} depends on the FEC rate, as reported in tables 3(a) and 3(b). Padding may be applied in circumstances when the user data available for transmission is not sufficient to completely fill a BBFrame, or when an integer number of UPs has to be allocated in a BBFrame.

(K_{bch}-DFL-80) zero bits shall be appended after the DATA FIELD. The resulting BBFrame shall have a constant length of K_{bch} bits.

5.2.3 BB scrambling

The complete BBFrame shall be randomized. The randomization sequence shall be synchronous with the BBFrame, starting from the MSB and ending after K_{bch} bits.

The scrambling sequence shall be generated by the feed-back shift register of figure 10. The polynomial for the Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) generator shall be:

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

Loading of the sequence (100101010000000) into the PRBS register, as indicated in figure 10, shall be initiated at the start of every BBFrame.

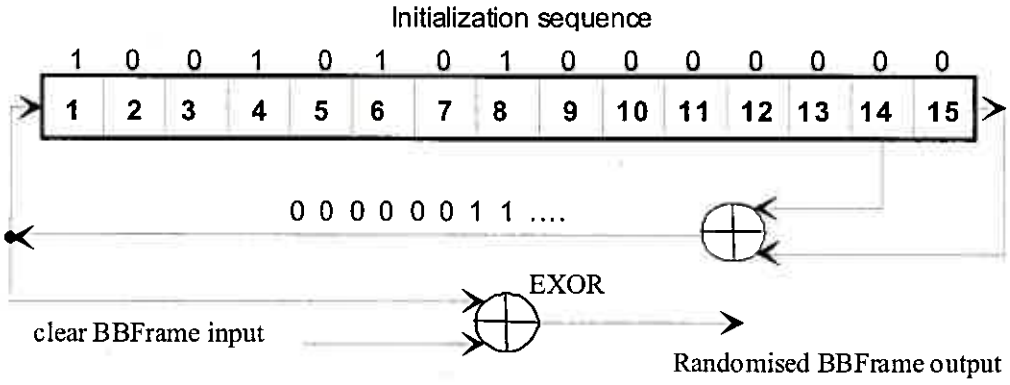


Figure 10: Possible implementation of the PRBS encoder

6 Bit-interleaved coding and modulation

6.1 FEC encoding

This sub-system shall perform outer coding (BCH), inner coding (LDPC) and bit interleaving. The input stream shall be composed of BBFrames and the output stream of FECFrames.

Each BBFrames (K_{bch} bits) shall be processed by the FEC coding sub-system, to generate a FECFrame (N_{ldpc} bits). The parity check bits (BCHFEC) of the systematic BCH outer code shall be appended after the BBFrame, and the parity check bits (LDPCFEC) of the inner LDPC encoder shall be appended after the BCHFEC field, as shown in figure 11.

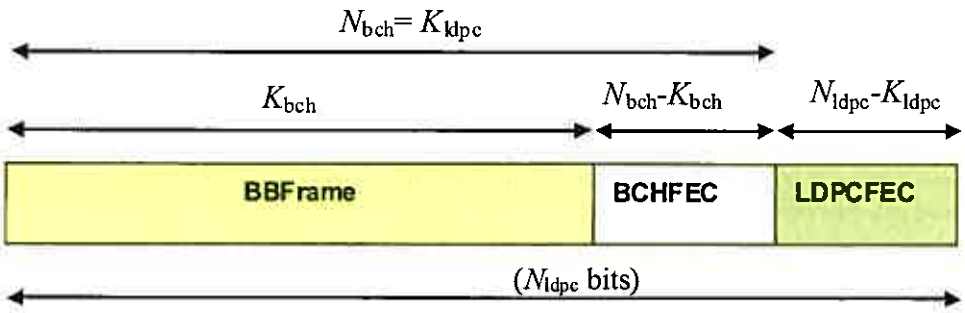


Figure 11: Format of data before bit interleaving
(N_{ldpc} = 64 800 bits for normal FECFrame, N_{ldpc} = 16 200 bits for short FECFrame)

Table 3(a) defines the FEC coding parameters for the normal FECFrame (N_{ldpc} = 64 800 bits) and table 3(b) for the short FECFrame (N_{ldpc} = 16 200 bits).

Table 3(a): Coding parameters (for normal FECFrame N_{ldpc} = 64 800)

LDPC Code	BCH Uncoded Block K_{bch}	BCH coded block N_{bch} LDPC Uncoded Block K_{ldpc}	BCH t-error correction	N_{bch}-K_{bch}	LDPC Coded Block N_{ldpc}
2/3	43 040	43 200	10	160	64 800
3/4	48 408	48 600	12	192	64 800
4/5	51 648	51 840	12	192	64 800
5/6	53 840	54 000	10	160	64 800
9/10	58 192	58 320	8	128	64 800

Table 3(b): Coding parameters (for short FECFrame N_{ldpc} = 16 200)

LDPC Code Identifier	BCH Uncoded Block K_{bch}	BCH coded block N_{bch} LDPC Uncoded Block K_{ldpc}	BCH t-error correction	N_{bch}-K_{bch}	Effective LDPC Rate K_{ldpc}/16 200	LDPC Coded Block N_{ldpc}
1/2 (see note)	7 032	7 200	12	168	4/9	16 200
2/3	10 632	10 800	12	168	2/3	16 200
3/4	11 712	11 880	12	168	11/15	16 200
4/5	12 432	12 600	12	168	7/9	16 200
5/6	13 152	13 320	12	168	37/45	16 200
8/9	14 232	14 400	12	168	8/9	16 200
NOTE: This code rate is only used for protection of L1 pre-signalling and not for data.						

NOTE: For N_{ldpc} = 64 800 and for N_{ldpc} = 16 200 the LDPC code rate is given by K_{ldpc} / N_{ldpc}. In table 3(a) the LDPC code rates for N_{ldpc} = 64 800 are given by the values in the 'LDPC Code' column. In table 3(b) the LDPC code rates for N_{ldpc} = 16 200 are given by the values in the 'Effective LDPC rate' column, i.e. for N_{ldpc} = 16 200 the 'LDPC Code identifier' is *not* equivalent to the LDPC code rate.

6.1.1 Outer encoding (BCH)

A t-error correcting BCH (N_{bch}, K_{bch}) code shall be applied to each BBFrame to generate an error protected packet. The BCH code parameters for N_{ldpc} = 64 800 are given in table 3(a) and for N_{ldpc} = 16 200 in table 3(b).

The generator polynomial of the t error correcting BCH encoder is obtained by multiplying the first t polynomials in table 4(a) for N_{ldpc} = 64 800 and in table 4(b) for N_{ldpc} = 16 200.

Table 4(a): BCH polynomials (for normal FECFrame N_{ldpc} = 64 800)

$g_1(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^{16}$
$g_2(x)$	$1+x+x^4+x^5+x^6+x^8+x^{16}$
$g_3(x)$	$1+x^2+x^3+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_4(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}+x^{16}$
$g_5(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{12}+x^{16}$
$g_6(x)$	$1+x^2+x^4+x^5+x^7+x^8+x^9+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{15}+x^{16}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{15}+x^{16}$
$g_8(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^6+x^8+x^9+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_9(x)$	$1+x^5+x^7+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{16}$
$g_{10}(x)$	$1+x+x^2+x^5+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{13}+x^{14}+x^{16}$
$g_{11}(x)$	$1+x^2+x^3+x^5+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{13}+x^{16}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^5+x^6+x^7+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{16}$

Table 4(b): BCH polynomials (for short FECFrame N_{ldpc} = 16 200)

$g_1(x)$	$1+x+x^3+x^5+x^{14}$
$g_2(x)$	$1+x^6+x^8+x^{11}+x^{14}$
$g_3(x)$	$1+x+x^2+x^6+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_4(x)$	$1+x^4+x^7+x^8+x^{10}+x^{12}+x^{14}$
$g_5(x)$	$1+x^2+x^4+x^6+x^8+x^9+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_6(x)$	$1+x^3+x^7+x^8+x^9+x^{13}+x^{14}$
$g_7(x)$	$1+x^2+x^5+x^6+x^7+x^{10}+x^{11}+x^{13}+x^{14}$
$g_8(x)$	$1+x^5+x^8+x^9+x^{10}+x^{11}+x^{14}$
$g_9(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^9+x^{10}+x^{14}$
$g_{10}(x)$	$1+x^3+x^6+x^9+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{11}(x)$	$1+x^4+x^{11}+x^{12}+x^{14}$
$g_{12}(x)$	$1+x+x^2+x^3+x^5+x^6+x^7+x^8+x^{10}+x^{13}+x^{14}$

BCH encoding of information bits $M=(m_{K_{bch}-1}, m_{K_{bch}-2},..., m_1, m_0)$ onto a codeword is achieved as follows:

- Multiply the message polynomial $m(x) = m_{K_{bch}-1}x^{k_{bch}-1} + m_{K_{bch}-2}x^{k_{bch}-2} + ... + m_1x + m_0$ by $x^{N_{bch}-K_{bch}}$.
- Divide $x^{N_{bch}-K_{bch}}m(x)$ by $g(x)$, the generator polynomial. Let $d(x) = d_{N_{bch}-K_{bch}-1}x^{N_{bch}-K_{bch}-1} + ... + d_1x + d_0$ be the remainder.
- Construct the output codeword I, which forms the information word I for the LDPC coding, as follows:

$$I = (i_0, i_1,..., i_{N_{bch}-1}) = (m_{K_{bch}-1}, m_{K_{bch}-2},..., m_1, m_0, d_{N_{bch}-K_{bch}-1}, d_{N_{bch}-K_{bch}-2},..., d_1, d_0)$$

NOTE: The equivalent codeword polynomial is $c(x) = x^{N_{bch}-K_{bch}}m(x) + d(x)$.

6.1.2 Inner encoding (LDPC)

The LDPC encoder treats the output of the outer encoding, $I=(i_0, i_1,..., i_{K_{ldpc}-1})$, as an information block of size $K_{ldpc} = N_{BCH}$, and systematically encodes it onto a codeword Λ of size N_{ldpc}, where:

$$\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2,..., \lambda_{N_{LDPC}}) = (i_0, i_1,..., i_{K_{ldpc}-1}, p_0, p_1,...p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1}).$$

The LDPC code parameters (N_{ldpc}, K_{ldpc}) are given in tables 3(a) and 3(b).

6.1.2.1 Inner coding for normal FECFrame

The task of the encoder is to determine $N_{ldpc} - K_{ldpc}$ parity bits $(p_0, p_1,..., p_{n_{ldpc}-k_{ldpc}-1})$ for every block of k_{ldpc} information bits, $(i_0, i_1,..., i_{K_{ldpc}-1})$. The procedure is as follows:

- Initialize $p_0 = p_1 = p_2 = ... = p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1} = 0$
- Accumulate the first information bit, i_0, at parity bit addresses specified in the first row of tables A.1 through A.5. For example, for rate 2/3 (A.1), (all additions are in GF(2)):

$$p_{317} = p_{317} \oplus i_0 \qquad p_{6700} = p_{6700} \oplus i_0$$

$$p_{2255} = p_{2255} \oplus i_0 \qquad p_{9101} = p_{9101} \oplus i_0$$

$p_{2324} = p_{2324} \oplus i_0$ $\quad$ $p_{10057} = p_{10057} \oplus i_0$

$p_{2723} = p_{2723} \oplus i_0$ $\quad$ $p_{12739} = p_{12739} \oplus i_0$

$p_{3538} = p_{3538} \oplus i_0$ $\quad$ $p_{17407} = p_{17407} \oplus i_0$

$p_{3576} = p_{3576} \oplus i_0$ $\quad$ $p_{21039} = p_{21039} \oplus i_0$

$p_{6194} = p_{6194} \oplus i_0$

- For the next 359 information bits, $i_m, m = 1, 2, ..., 359$ accumulate i_m at parity bit addresses $\{x + m \bmod 360 \times Q_{ldpc}\} \bmod (N_{ldpc} - K_{ldpc})$ where x denotes the address of the parity bit accumulator corresponding to the first bit i_0, and Q_{ldpc} is a code rate dependent constant specified in table 5(a). Continuing with the example, $Q_{ldpc} = 60$ for rate 2/3. So for example for information bit i_1, the following operations are performed:

$p_{377} = p_{377} \oplus i_1$ $\quad$ $p_{6760} = p_{6760} \oplus i_1$

$p_{2315} = p_{2315} \oplus i_1$ $\quad$ $p_{9161} = p_{9161} \oplus i_1$

$p_{2384} = p_{2384} \oplus i_1$ $\quad$ $p_{10117} = p_{10117} \oplus i_1$

$p_{2783} = p_{2783} \oplus i_1$ $\quad$ $p_{12799} = p_{12799} \oplus i_1$

$p_{3598} = p_{3598} \oplus i_1$ $\quad$ $p_{17467} = p_{17467} \oplus i_1$

$p_{3636} = p_{3636} \oplus i_1$ $\quad$ $p_{21099} = p_{21099} \oplus i_1$

$p_{6254} = p_{6254} \oplus i_1$

- For the 361st information bit i_{360}, the addresses of the parity bit accumulators are given in the second row of the tables A.1 through A.5. In a similar manner the addresses of the parity bit accumulators for the following 359 information bits $i_m, m = 361, 362, ..., 719$ are obtained using the formula $\{x + (m \bmod 360) \times Q_{ldpc}\} \bmod (N_{ldpc} - K_{ldpc})$ where x denotes the address of the parity bit accumulator corresponding to the information bit i_{360}, i.e. the entries in the second row of tables A.1 through A.5.

- In a similar manner, for every group of 360 new information bits, a new row from tables A.1 through A.5 are used to find the addresses of the parity bit accumulators.

After all of the information bits are exhausted, the final parity bits are obtained as follows:

- Sequentially perform the following operations starting with $i = 1$.

$$p_i = p_i \oplus p_{i-1}, \qquad i = 1,2,..., N_{ldpc} - K_{ldpc} - 1$$

- Final content of p_i, $i = 0,1,.., N_{ldpc} - K_{ldpc} - 1$ is equal to the parity bit p_i.

Table 5(a): Q_{ldpc} values for normal frames

Code Rate	Q_{ldpc}
2/3	60
3/4	45
4/5	36
5/6	30
9/10	18

6.1.2.2 Inner coding for short FECFrame

K_{ldpc} BCH encoded bits shall be systematically encoded to generate N_{ldpc} bits as described in clause 6.1.2.1, replacing table 5(a) with table 5(b) and the tables of annex A with the tables of annex B.

Table 5(b): Q_{ldpc} values for short frames

Code Rate	Q_{ldpc}
1/2	25
2/3	15
3/4	12
4/5	10
5/6	8
8/9	5

6.1.3 Bit Interleaver

The output Λ of the LDPC encoder shall be bit interleaved, which consists of parity interleaving followed by column-twist interleaving. The parity interleaver output is denoted by U and the column-twist interleaver output by V.

In the parity interleaving part, parity bits are interleaved by:

$$u_i = \lambda_i \text{ for } 0 \le i < K_{ldpc} \quad \text{(information bits are not interleaved);}$$

$$u_{K_{ldpc}+360t+s} = \lambda_{K_{ldpc}+Q_{ldpc}\cdot s+t} \text{ for } 0 \le s < 360,\ 0 \le t < Q_{ldpc};$$

where Q_{ldpc} is defined in tables 5(a) and 5(b).

The configuration of the column-twist interleaving for each modulation format is specified in table 6.

Table 6: Bit Interleaver structure

Modulation	Rows N_r		Columns N_c
	N_{ldpc} = 64 800	N_{ldpc} = 16 200	
16QAM	8 100	2 025	8
64QAM	5 400	1 350	12
256QAM	4 050	-	16
	-	2 025	8
1024QAM	3 240	810	20
4096QAM	5 400	-	12
	-	675	24

In the column-twist interleaving part, the data bits u_i from the parity interleaver are serially written into the column-twist interleaver column-wise, and serially read out row-wise (the MSB of BBHeader is read out first) as shown in figure 12, where the write start position of each column is twisted by t_c according to table 7. This interleaver is described by the following:

- The input bit u_i with index i, for $0 \le i < N_{ldpc}$, is written to column c_i, row r_i of the interleaver, where:

$$c_i = i \operatorname{div} N_r$$
$$r_i = i + t_{c_i} \bmod N_r$$

- The output bit v_j with index j, for $0 \le j < n_{ldpc}$, is read from row r_j, column c_j, where:

$$r_j = j \operatorname{div} N_c$$
$$c_j = j \bmod N_c$$

- So for 64QAM and $N_{LDPC} = 64\,800$, the output bit order of column twist interleaving would be:

$$(v_0, v_1, v_2, \ldots v_{64799}) = (u_0, u_{5400}, u_{16198}, \ldots, u_{53992}, u_{59231}, u_{64790}).$$

A longer list of the indices on the right hand side, illustrating all 12 columns, is: 0, 5 400, 16 198, 21 598, 26 997, 32 396, 37 796, 43 195, 48 595, 53 993, 59 392, 64 791, …… 5 399, 10 799, 16 197, 21 597, 26 996, 32 395, 37 795, 43 194, 48 594, 53 992, 59 391, 64 790.

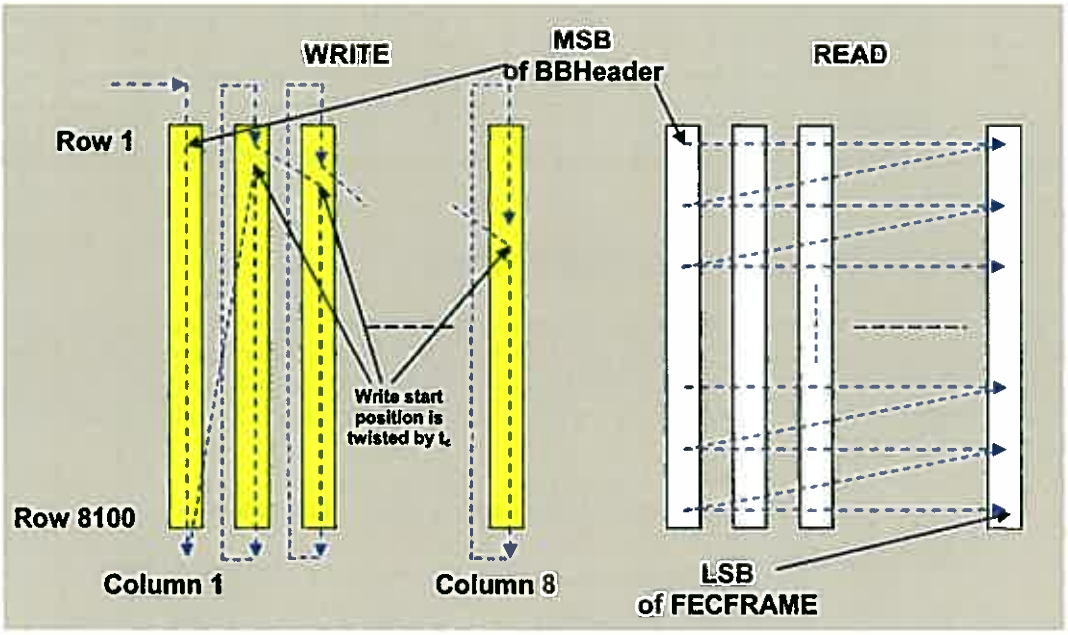


Figure 12: Bit interleaving scheme for normal FECFrame length and 16QAM

Table 7(a): Column twisting parameter tc (column 0 to 11)

Modulation	Columns N_c	N_{ldpc}	Twisting parameter t_c											
			Col. 0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
16 QAM	8	64 800	0	0	2	4	4	5	7	7	-	-	-	-
		16 200	0	0	0	1	7	20	20	21	-	-	-	-
64 QAM	12	64 800	0	0	2	2	3	4	4	5	5	7	8	9
		16 200	0	0	0	2	2	2	3	3	3	6	7	7
256 QAM	16	64 800	0	2	2	2	2	3	7	15	16	20	22	22
	8	16 200	0	0	0	1	7	20	20	21	-	-	-	-
1024 QAM	20	64 800	0	1	3	4	5	6	6	9	13	14	14	16
		16 200	0	0	0	2	2	2	2	2	5	5	5	5
4096 QAM	12	64 800	0	0	2	2	3	4	4	5	5	7	8	9
	24	16 200	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	2	2

Table 7(b): Column twisting parameter tc (column 12 to 23)

Modulation	Columns N_c	N_{ldpc}	Twisting parameter t_c											
			Col. 12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
16 QAM	8	64 800	-	-	-	-								
		16 200	-	-	-	-								
64 QAM	12	64 800	-	-	-	-								
		16 200	-	-	-	-								
256 QAM	16	64 800	27	27	28	32								
	8	16 200	-	-	-	-								
1024 QAM	20	64 800	21	21	23	25	25	26	28	30				
		16 200	5	7	7	7	7	8	8	10				
4096 QAM	12	64 800												
	24	16 200	2	3	7	9	9	9	10	10	10	10	10	11

6.2 Mapping bits onto constellations

Each FECFrame (which is a sequence of 64 800 bits for normal FECFrame, or 16 200 bits for short FECFrame), shall be mapped to a coded and modulated FEC block by first demultiplexing the input bits into parallel cell words and then mapping these cell words into constellation values. The number of output Data Cells and the effective number of bits per cell η_{MOD} is defined by table 8. Demultiplexing is performed according to clause 6.2.1 and constellation mapping is performed according to clause 6.2.2.

Table 8: Parameters for bit-mapping into constellations

LDPC block length (N_{ldpc})	Modulation mode	η_{MOD}	Number of output Data Cells
64 800	4096QAM	12	5 400
	1024QAM	10	6 480
	256QAM	8	8 100
	64QAM	6	10 800
	16QAM	4	16 200
16 200	4096QAM	12	1 350
	1024QAM	10	1 620
	256QAM	8	2 025
	64QAM	6	2 700
	16QAM	4	4 050
	QPSK	2	8 100

6.2.1 Bit to cell word demultiplexer

The bit-stream v_i from the bit interleaver is demultiplexed into $N_{substreams}$ sub-streams, as shown in figure 13. The value of $N_{substreams}$ is defined in table 9.

Table 9: Number of sub-streams in demultiplexer

Modulation	N_{ldpc}	Number of sub-streams, $N_{substreams}$
QPSK	Any	2
16QAM	Any	8
64QAM	Any	12
256QAM	64 800	16
	16 200	8
1024QAM	Any	20
4096QAM	64 800	12
	16 200	24

The demultiplexing is defined as a mapping of the bit-interleaved input bits, v_{di} onto the output bits $b_{e,do}$, where:

- do = di div $N_{substreams}$;
- e is the demultiplexed bit sub stream number ($0 \leq e < N_{substreams}$), which depends on di as defined in table 10;
- v_{di} is the input to the demultiplexer;
- di is the input bit number;
- $b_{e,do}$ is the output from the demultiplexer;
- do is the bit number of a given stream at the output of the demultiplexer.

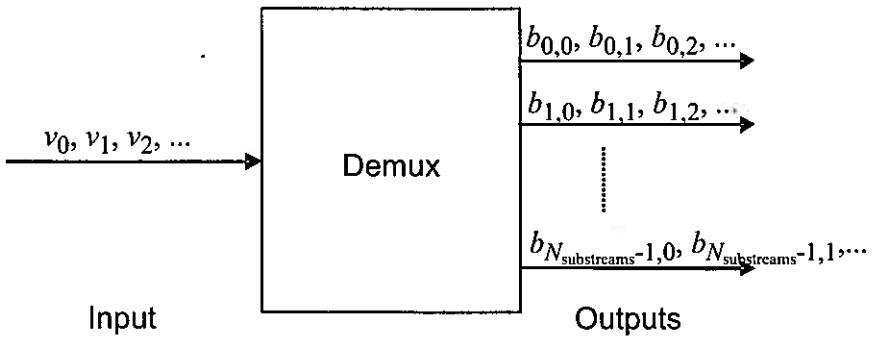


Figure 13: Demultiplexing of bits into sub-streams

Table 10(a): Parameters for demultiplexing of bits to sub-streams for codes rates 1/2, 3/4, 4/5, 5/6, 9/10(8/9)

Modulation format	QPSK	
	0	1
	0	1

Modulation format	16QAM							
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7
Output bit-number, *e*	7	1	4	2	5	3	6	0

Modulation format	64QAM											
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Output bit-number, *e*	11	7	3	10	6	2	9	5	1	8	4	0

Modulation format	256QAM (N_{ldpc} = 64 800)															
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Output bit-number, *e*	15	1	13	3	8	11	9	5	10	6	4	7	12	2	14	0

Modulation format	256QAM (N_{ldpc} = 16 200)							
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7
Output bit-number, *e*	7	3	1	5	2	6	4	0

Modulation format	1024QAM (N_{ldpc} = 64 800)																			
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Output bit-number, *e*	8	16	7	19	4	15	3	12	0	11	10	9	13	2	14	5	17	6	18	1

Modulation format	1024QAM (N_{ldpc} = 16 200)																			
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Output bit-number, *e*	8	3	7	10	19	4	9	5	17	6	14	11	2	18	16	15	0	1	13	12

Modulation format	4096QAM (N_{ldpc} = 64 800)											
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Output bit-number, *e*	8	0	6	1	4	5	2	3	7	10	11	9
Modulation format	**4096QAM (N_{ldpc} = 16 200), part 1**											
Input bit-number, di mod Nsubstreams	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Output bit-number, e	10	15	4	19	21	16	23	18	11	14	22	5
Modulation format	**4096QAM (N_{ldpc} = 16 200), part 2**											
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Output bit-number, *e*	6	17	13	20	1	3	9	2	7	8	12	0

Table 10(b): Parameters for demultiplexing of bits to sub-streams for code rate 2/3 only

Modulation format	QPSK	
	0	1
	0	1

Modulation format	16QAM							
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7
Output bit-number, *e*	7	1	4	2	5	3	6	0

Modulation format	64QAM											
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Output bit-number, *e*	11	7	3	10	6	2	9	5	1	8	4	0

Modulation format	256QAM (N_{ldpc} = 64 800)															
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Output bit-number, *e*	7	2	9	0	4	6	13	3	14	10	15	5	8	12	11	1

Modulation format	256QAM (N_{ldpc} = 16 200)							
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7
Output bit-number, *e*	7	3	1	5	2	6	4	0

Modulation format	1024QAM (N_{ldpc} = 64 800)																			
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Output bit-number, *e*	8	16	7	19	4	15	3	12	0	11	10	9	13	2	14	5	17	6	18	1

Modulation format	1024QAM (N_{ldpc} = 16 200)																			
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Output bit-number, *e*	8	3	7	10	19	4	9	5	17	6	14	11	2	18	16	15	0	1	13	12

Modulation format	4096QAM (N_{ldpc} = 64 800)											
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Output bit-number, *e*	8	0	6	1	4	5	2	3	7	10	11	9

Modulation format	4096QAM (N_{ldpc} = 16 200), part 1											
Input bit-number, di mod Nsubstreams	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Output bit-number, e	10	15	4	19	21	16	23	18	11	14	22	5

Modulation format	4096QAM (N_{ldpc} = 16 200), part 2											
Input bit-number, *di* mod $N_{substreams}$	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Output bit-number, *e*	6	17	13	20	1	3	9	2	7	8	12	0

Except for 256QAM with N_{ldpc}= 16 200 and 4096QAM with N_{ldpc}= 64 800, the words of width $N_{substreams}$ are split into two cell words of width η_{MOD}= =$N_{substreams}$ /2 at the output of the demultiplexer. The first η_{mod} =$N_{substreams}$/2 bits $[b_{0,do}..b_{Nsubstreams/2-1,do}]$ form the first of a pair of output cell words $[y_{0,2do}.. y_{\eta MOD-1,\ 2do}]$ and the remaining output bits $[b_{Nsubstreams/2,\ do}..b_{Nsubstreams-1,do}]$ form the second output cell word $[y_{0,\ 2do+1}..y_{\eta MOD-1,2do+1}]$ fed to the constellation mapper.

In the case of 256QAM with N_{ldpc}= 16 200 and 4096QAM with N_{ldpc}= *64 800*, the words of width 8 from the demultiplexer form the output cell words and are fed directly to the constellation mapper, so:

$$[y_{0,do}..y_{\eta mod-1,do}] = [b_{0,do}..b_{Nsubstreams-1,do}]$$

The application of the parameters in tables 10(a) and 10(b), for the demultiplexing of the bit-stream v_i from the bit interleaver, is subordinated to the validity of a specific modulation and code rate combination, since DVB-C2 only supports a list of selected ModCod configurations, as shown in tables 11(a) and 11(b) (X indicates a valid configuration).

Table 11(a): ModCods for N_{ldpc} = *64 800*

	Modulation format					
Code rate	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM	1024QAM	4096QAM
2/3	NA	NA	X	NA	NA	NA
3/4	NA	NA	NA	X	X	NA
4/5	NA	X	X	NA	NA	NA
5/6	NA	NA	NA	X	X	X
9/10	NA	X	X	X	X	X

Table 11(b): ModCods for N_{ldpc} = *16 200*

	Modulation format					
Code rate	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM	1024QAM	4096QAM
1/2	N/A	X	NA	NA	NA	NA
2/3	N/A	NA	X	NA	NA	NA
3/4	N/A	NA	NA	X	X	NA
4/5	N/A	X	X	NA	NA	NA
5/6	N/A	NA	NA	X	X	X
8/9	N/A	X	X	X	X	X

6.2.2 Cell word mapping into I/Q constellations

Each cell word ($y_{0,q}..y_{\eta mod-1,q}$) from the demultiplexer in clause 6.2.1 shall be modulated using either QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM, 1024QAM, 4096QAM constellations to give a constellation point z_q prior to normalization.

The exact values of the real and imaginary components Re(z_q) and Im(z_q) for each combination of the relevant input bits $y_{e,q}$ are given in tables 12(a-m) for the various constellations:

Table 12(a): Constellation mapping for BPSK

$y_{0,q}$	1	0
Re(z_q)	-1	1
Im(z_q)	0	0

Table 12(b): Constellation mapping for real part of QPSK

$y_{0,q}$	1	0
Re(z_q)	-1	1

Table 12(c): Constellation mapping for imaginary part of QPSK

$y_{1,q}$	1	0
Im(z_q)	-1	1

Table 12(d): Constellation mapping for real part of 16QAM

$y_{0,q}$ $y_{2,q}$	1 0	1 1	0 1	0 0
$Re(z_q)$	-3	-1	1	3

Table 12(e): Constellation mapping for imaginary part of 16QAM

$y_{1,q}$ $y_{3,q}$	1 0	1 1	0 1	0 0
$Im(z_q)$	-3	-1	1	3

Table 12(f): Constellation mapping for real part of 64QAM

$y_{0,q}$ $y_{2,q}$ $y_{4,q}$	1 0 0	1 0 1	1 1 1	1 1 0	0 1 0	0 1 1	0 0 1	0 0 0
$Re(z_q)$	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7

Table 12(g): Constellation mapping for imaginary part of 64QAM

$y_{1,q}$ $y_{3,q}$ $y_{5,q}$	1 0 0	1 0 1	1 1 1	1 1 0	0 1 0	0 1 1	0 0 1	0 0 0
$Im(z_q)$	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7

Table 12(h): Constellation mapping for real part of 256QAM

$Y_{0,q}$ $y_{2,q}$ $y_{4,q}$ $y_{6,q}$	1 0 0 0	1 0 0 1	1 0 1 1	1 0 1 0	1 1 1 0	1 1 1 1	1 1 0 1	1 1 0 0	0 1 0 0	0 1 0 1	0 1 1 1	0 1 1 0	0 0 1 0	0 0 1 1	0 0 0 1	0 0 0 0
$Re(z_q)$	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15

Table 12(i): Constellation mapping for imaginary part of 256QAM

$Y_{1,q}$ $y_{3,q}$ $y_{5,q}$ $y_{7,q}$	1 0 0 0	1 0 0 1	1 0 1 1	1 0 1 0	1 1 1 0	1 1 1 1	1 1 0 1	1 1 0 0	0 1 0 0	0 1 0 1	0 1 1 1	0 1 1 0	0 0 1 0	0 0 1 1	0 0 0 1	0 0 0 0
$Im(z_q)$	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7	9	11	13	15

Table 12(j): Constellation mapping for real part of 1024QAM

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{8,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Re(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{8,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Re(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31

Table 12(k): Constellation mapping for imaginary part of 1024QAM

$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{9,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{9,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31

Table 12(l): Constellation mapping for real part of 4096QAM

$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Re(z_q)$	-63	-61	-59	-57	-55	-53	-51	-49	-47	-45	-43	-41	-39	-37	-35	-33
$Y_{0,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Re(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{4,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Re(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
$Y_{0,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{2,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{4,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{6,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{8,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{10,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Re(z_q)$	33	35	37	39	41	43	45	47	49	51	53	55	57	59	61	63

Table 12(m): Constellation mapping for imaginary part of 4096QAM

$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	-63	-61	-59	-57	-55	-53	-51	-49	-47	-45	-43	-41	-39	-37	-35	-33
$y_{1,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	-31	-29	-27	-25	-23	-21	-19	-17	-15	-13	-11	-9	-7	-5	-3	-1
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{5,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31
$y_{1,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{3,q}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{5,q}$	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
$y_{7,q}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$y_{9,q}$	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$y_{11,q}$	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
$Im(z_q)$	33	35	37	39	41	43	45	47	49	51	53	55	57	59	61	63

The constellations, and the details of the Gray mapping applied to them, are illustrated in figures 14 and 15.

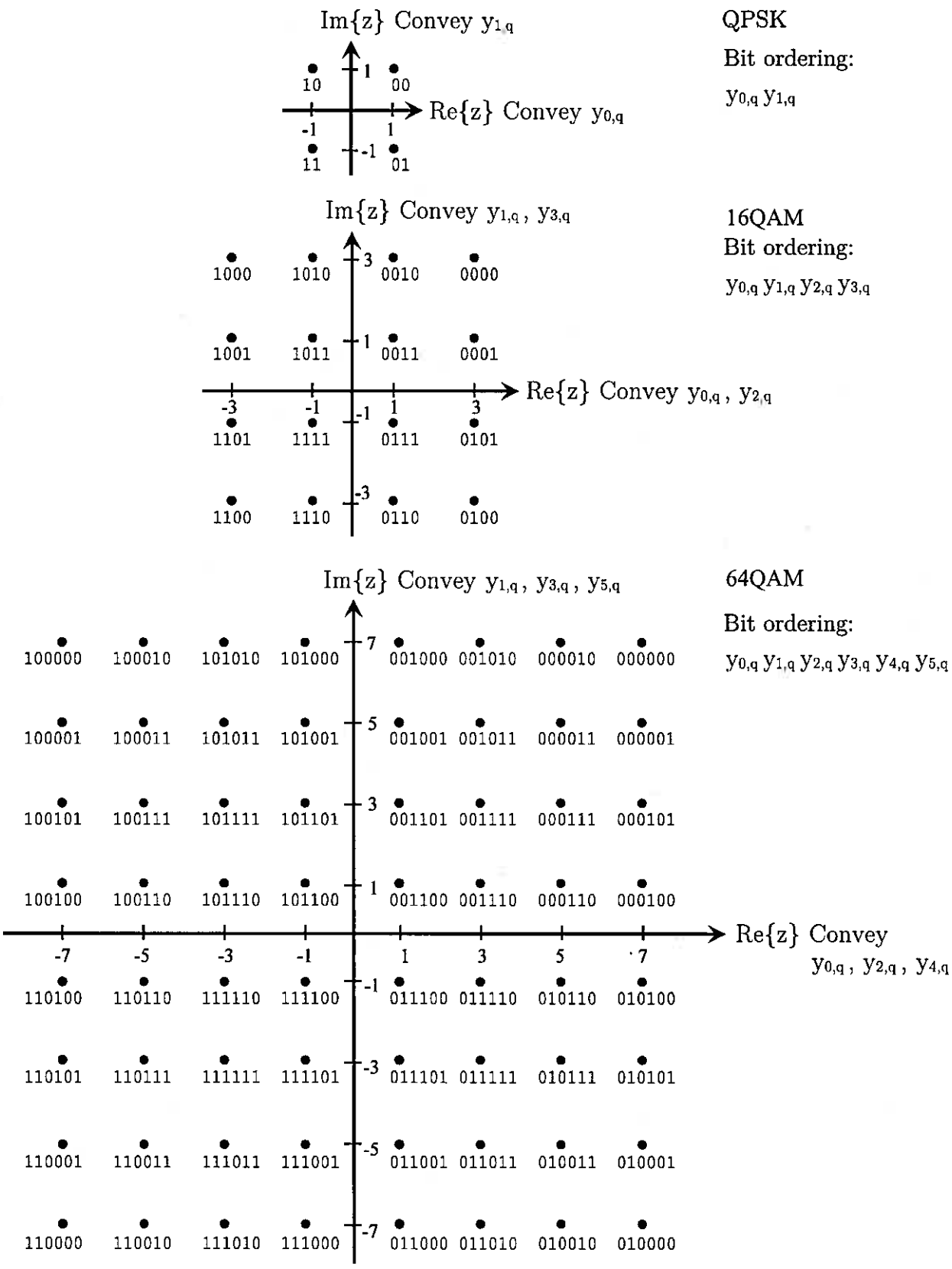


Figure 14: The QPSK, 16QAM and 64QAM mappings and the corresponding bit patterns

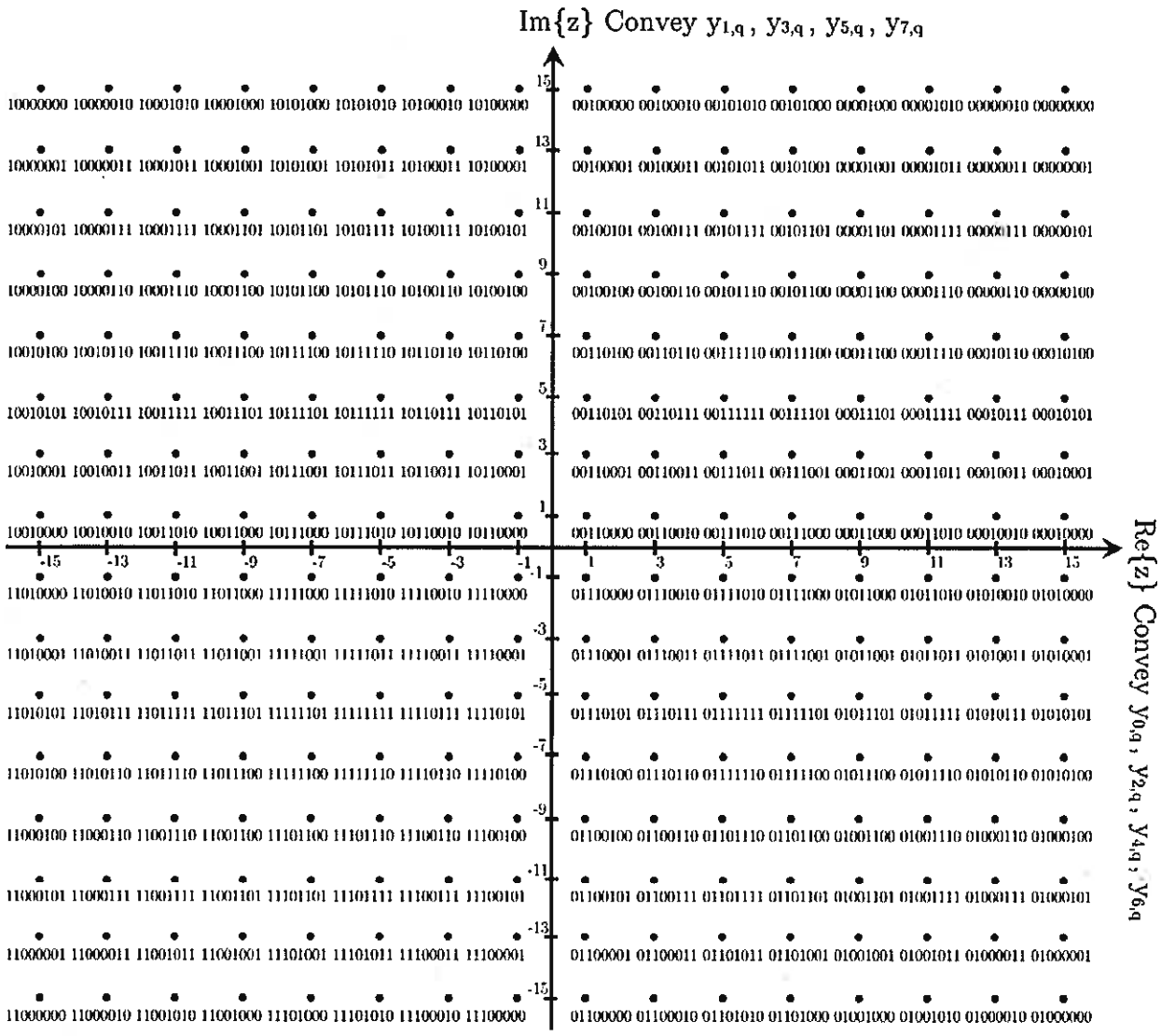


Figure 15: The 256QAM mapping and the corresponding bit pattern

Tables 12(j) and 12(k) provide the description of 1024QAM mapping and the corresponding bit pattern. Tables 12(l) and 12(m) provide the description of 4096QAM mapping and the corresponding bit pattern.

The constellation points z_q for each input cell word $(y_{0,q} \cdot y_{\eta mod-1,q})$ are normalized according to table 13 to obtain the correct complex cell value f_q to be used.

Table 13: Normalization factors for Data Cells

Modulation	Normalization
QPSK	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{2}}$
16QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{10}}$
64QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{42}}$
256QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{170}}$
1024QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{682}}$
4096QAM	$f_q = \frac{z_q}{\sqrt{2730}}$

7 Data Slice Packet Generation

The complex cells of one or two FECFrame shall form a Data Slice Packet. The Data Slice Packets for Data Slice Type 1 only transmit the FECFrame data and rely on a pointer within the Level 1 Signalling Part 2 to detect their start.

The Data Slice Packets for Data Slice Type 2 carry a FECFrame header that allows for synchronization to the Data Slice Packets without any additional information. The FECFrame header also signals the Modulation and Coding parameters and the PLP_ID, which may change every Data Slice Packet.

7.1 Data Slice Packets for Data Slice Type 1

The complex cells g of Data Slice Packets transmitted in Data Slices of type 1 (DSLICE_TYPE='0') shall be formed by the $\left\lceil N_{ldpc}/\eta_{MOD} \right\rceil = N_{DP}$ complex cells of one LDPC codeword, i.e.:

$$g_q = f_q \quad q = 0,1,\ldots,N_{DP}-1$$

The signalling for Data Slices of type 1 is done within the DVB-C2 preamble, i.e. the Layer 1 - part 2. Additional signalling is not required, as only a single PLP with fixed modulation and coding parameters per DVB-C2 frame is allowed for Data Slices Type 1.

7.2 Data Slice Packets for Data Slice Type 2

Data Slice Packets for Data Slice Type 2 shall carry an additional FECFrame Header in front of one or two FECFrames, which signals the PLP_ID, the Coding and Modulation parameters of the following XFECFrame, and the number of XFECFrames following one header. The structure of these Data Slice Packets is given in figure 16.

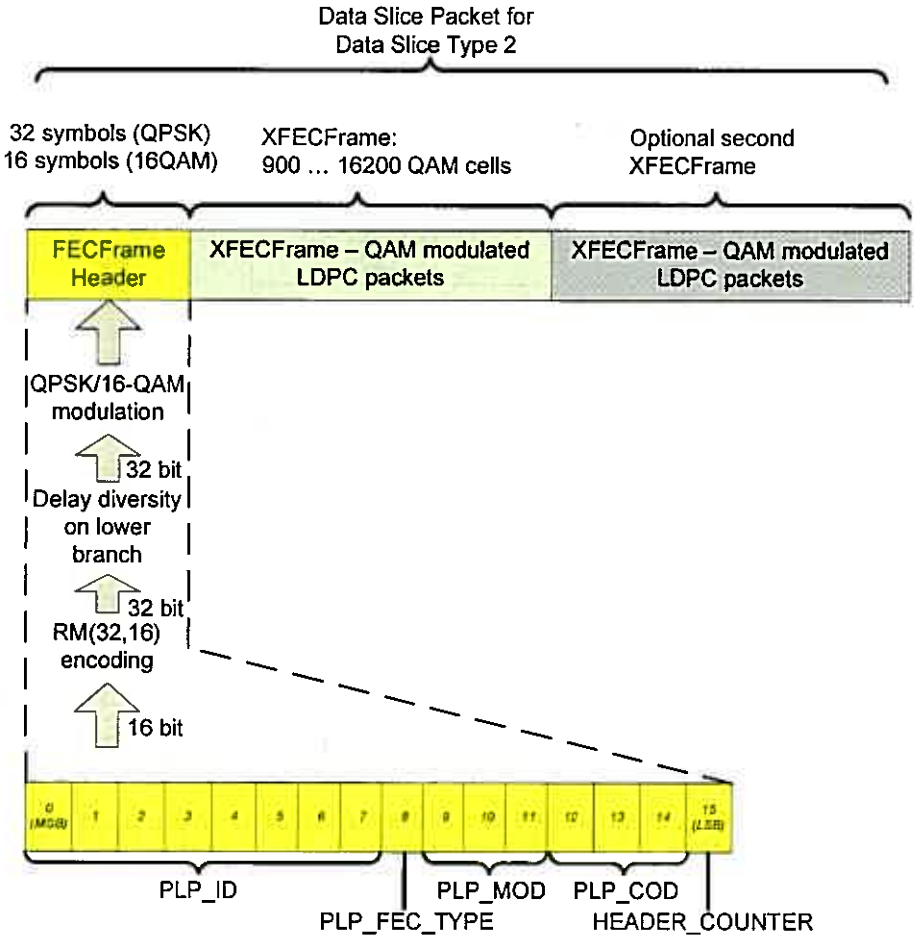


Figure 16: Data Slice Packet, consisting of FECFrame header and following XFECFrame packet

7.2.1 FECFrame header signalling data

The 16 information bits of the FECFrame header are defined as follows, in which the MSB shall always be mapped first:

PLP_ID: This 8-bit field uniquely identifies a PLP within a C2 system.

PLP_FEC_TYPE: This field shall signal the size of the following FECFrame (0 = 16 200 bits, 1 = 64 800 bits).

PLP_MOD: This 3 bit field signals the used QAM mappings according to table 14.

Table 14: PLP_MOD values for the available QAM mappings

Value	QAM mapping
000	Reserved
001	16QAM
010	64QAM
011	256QAM
100	1024QAM
101	4096QAM
110 to 111	Reserved for future use

PLP_COD: This field signals the LDPC code rate of the following FECFrame according to table 15. Please note that not all possible PLP_MOD and PLP_COD combinations are supported (see tables 11(a) and 11(b)).

Table 15: PLP_COD values for the different code rates

Value	Code rate
000	Reserved
001	2/3
010	3/4
011	4/5
100	5/6
101	8/9 (16K LDPC code) 9/10 (64K LDPC code)
110 to 111	Reserved for future use

HEADER_COUNTER: This 1 bit field signals the number of FECFrames following this FECFrame header. '0' indicates that one FECFrame is following the FECFrame header. '1' indicates that 2 FECFrames are following the FECFrame header, while both FECFrames shall have the same PLP_ID, PLP_FEC_TYPE, PLP_MOD and PLP_COD.

7.2.2 Coding of the FECFrame header

The encoding of the FECFrame header data shall ensure a robust synchronization and decoding of the L1 signalling part 1 data. Therefore, the encoding scheme as shown in the figures 17(a) and 17(b) is applied. Initially the 16 bits of the L1 signalling part 1 are FEC encoded by a Reed-Muller (32,16) encoder. Subsequently each bit of the 32 bits Reed-Muller codeword is split to form an upper and a lower branch. The lower branch applies a cyclic shift within each Reed-Muller codeword and scrambles the resulting data using a specific PN sequence. The data is then mapped on a QPSK constellation for the robust FECFrame header or on a 16QAM constellation for the high efficiency FECFrame header.

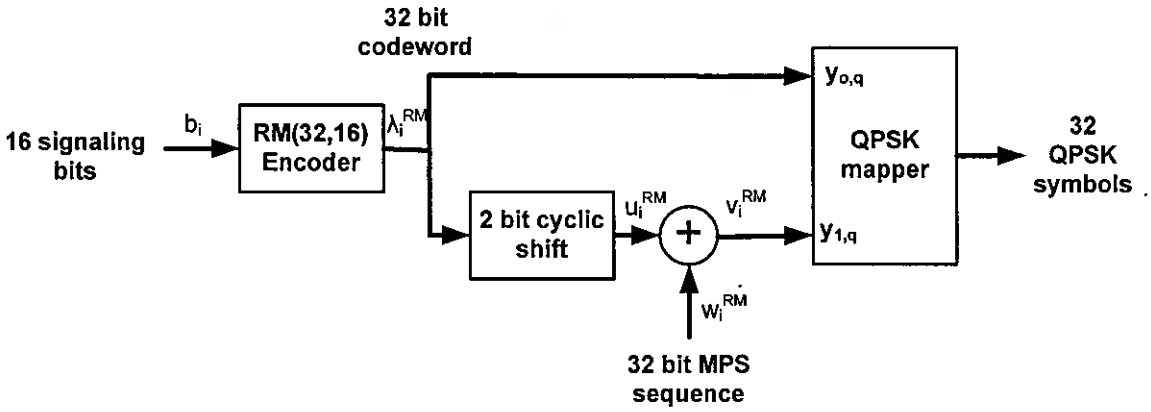


Figure 17(a): Robust FECFrame header

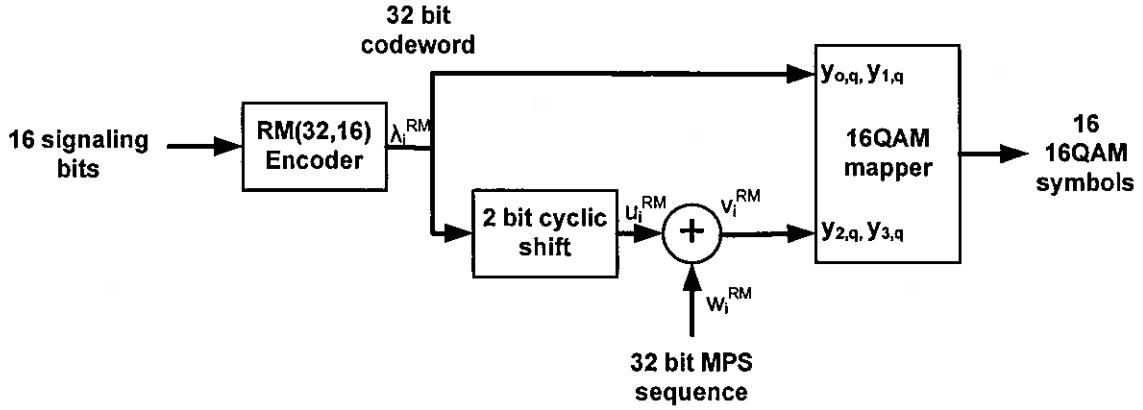


Figure 17(b): High efficiency FECFrame header

7.2.2.1 Error Coding

The 16 information bits are FEC encoded by a Reed-Muller (32,16) code. The generator matrix for this Reed-Muller (32,16) code G is shown as follows:

Table 16(a): Definition of the Reed-Muller encoder matrix

$$G = \begin{pmatrix}
1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1\\
0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1\\
0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&1&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&1&0&1&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&1&0&1&0&1\\
0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&1&1&0&0&0&0&0&0&1&1\\
0&0&0&0&0&1&0&1&0&0&0&0&0&1&0&1&0&0&0&0&0&1&0&1&0&0&0&0&0&1&0&1\\
0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1&0&0&0&1
\end{pmatrix}$$

The 32 Reed-Muller encoded data bits vector $\lambda^{RM} = \left[\lambda_0^{RM},\ldots,\lambda_{31}^{RM}\right]$ is obtained by the matrix multiplication of the 16 bit long FECFrame signalling data vector $b = \left[b_0,\ldots,b_{15}\right]$ with the generator matrix, i.e.

$$\lambda^{RM} = b \cdot G$$

All operations are applied modulo 2.

7.2.2.2 Cyclic Delay

As depicted in figures 17(a) and 17(b), the 32 Reed-Muller encoded data bits λ_i^{RM} of the lower branch shall be cyclically delayed by two values within each Reed-Muller codeword. The output of the cyclic delay block shall be:

$$u_{(i+2)\bmod 32}^{RM} = \lambda_i^{RM} \quad i = 0,1,..,31$$

7.2.2.3 Scrambling of the lower branch

The data of the lower branch shall be scrambled with the scrambling sequence:

$$w_0^{RM}, w_1^{RM},\ldots, w_{31}^{RM} = 0,0,0,1,1,1,0,1,1,0,0,0,1,1,0,1,0,0,1,1,1,0,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1$$

This 32 bits output sequence v_i^{RM} is obtained by applying modulo 2 operation between the cyclically shifted data u_i^{RM} and the scrambling sequence w_i^{RM}:

$$v_i^{RM} = u_i^{RM} \oplus w_i^{RM} \quad i = 0,1,..,31$$

7.2.3 Mapping onto QAM constellations

The 32 resulting bits of the upper and the 32 bits of the lower branch shall be mapped onto QAM constellations. Therefore, the same mapping means as described in clause 6.2.2 shall be used. There are 2 different FECFrame header architectures available. While the QPSK based FECFrame header is applied for cable channels with lower C/N, the 16QAM based FECFrame header provides a more efficient implementation (i.e. smaller header length) for cable channels with higher C/N values.

7.2.3.1 Robust FECFrame header

The robust FECFrame header shall be modulated using QPSK as defined in clause 6.2.2 to obtain the 32 complex cell values f_q. The 32 mapper input cell words shall be defined as:

$$\left[y_{0,i}, y_{1,i}\right] = \left[\lambda_i^{RM}, v_i^{RM}\right] \quad i = 0,1,\ldots,31$$

This means that the bits of the upper branch are always mapped onto the real part and the bits of the lower branch are always mapped onto the imaginary part of the QAM cell.

7.2.3.2 High efficiency FECFrame header

The high efficiency FECFrame header shall be modulated using 16QAM as defined in clause 6.2.2 to obtain the 16 complex cell values f_q. The 16 mapper input cell words shall be defined as:

$$\left[y_{0,i}, y_{1,i}, y_{2,i}, y_{3,i}\right] = \left[\lambda_{2i}^{RM}, \lambda_{2i+1}^{RM}, v_{2i}^{RM}, v_{2i+1}^{RM}\right] \quad i = 0,1,\ldots,15$$

This means that the bits of the upper branch are always modulated onto the MSB of the real and imaginary axis, while the bits of the lower branch are always modulated onto the LSB of the real and imaginary axis.

7.2.4 Mapping of the XFECFrame cells

The 32 cells for the robust FECFrame Header or the 16 cells for the high efficiency FECFrame Header shall be mapped onto the first cells of the Data Slice Packet, i.e. $g_0 = f_0$, etc.

The FECFrame header is followed by the $\left\lceil N_{ldpc} / \eta_{MOD} \right\rceil$ complex cells of one complete LDPC codeword. If HEADER_COUNT='1', one further FECFrame having the same PLP_ID, PLP_MOD and PLP_COD shall follow the first one.

7.2.5 Length of the Data Slice Packet for Data Slice Type 2

The length N_{DP} of a Data Slice Packet for Data Slice Type 2 can be calculated by means of the FECFrame Header data only. The length for packets using the robust FECFrame header shall be:

$$N_{DP} = 32 + XFECFRAME\_LENGTH \cdot (1 + HEADER\_COUNTER)$$

and

$$N_{DP} = 16 + XFECFRAME\_LENGTH \cdot (1 + HEADER\_COUNTER)$$

for the high efficiency FECFrame header.

The value XFECFRAME_LENGTH for the different values of PLP_MOD and PLP_FEC_TYPE are listed in table 16(b).

Table 16(b): Length of the FECFrame

PLP_FEC_TYPE	PLP_MOD	XFECFRAME_LENGTH
0	000	NA
	001	4 050
	010	2 700
	011	2 025
	100	1 620
	101	1 350
	110	1 158
	111	1 013
1	000	900
	001	16 200
	010	10 800
	011	8 100
	100	6 480
	101	5 400
	110	4 629
	111	4 050

7.2.6 Stuffing Data Slice Packets

Stuffing Data Slice Packets provide a mechanism to fill up Data Slices of Type 2 with Auxiliary Data. Stuffing packets shall use the PLP_MOD value '000'. Accordingly they have the minimum FECFrame length of 900QAM cells, while their total length shall be defined according to clause 7.2.4. The settings for the related stuffing FECFrame header are:

PLP_ID:	n/a	(arbitrary value)
PLP_FEC_TYPE:	1	(= 64 800 bits)
PLP_MOD:	000	(= 900QAM cells length)
PLP_COD:	n/a	(arbitrary value)
HEADER_COUNTER:	0	

Stuffing Data Slice Packets can be used in any Data Slice and any location in the C2 Frame. Both regular Data Slice Packets and stuffing Data Slice Packets overlap over different C2 Frames if their end does not coincide with the end of the C2 Frame.

If the Data Slice is discontinued in the following C2 Frame the stuffing Data Slice Packet is only transmitted partially up to the end of the C2 Frame (i.e. not completed in the following C2 Frame). In the case where the remaining part is less than the number of cells in FECFrame header and the data is discontinued the next C2 frame, the remaining cells should be transmitted. The FECFrame headers of stuffing Data Slice Packets shall match with the L1 settings of the related Data Slice.

The data content of the 900QAM stuffing Data Cells is arbitrary but shall meet the average QAM cell energy requirement.

8 Generation, coding and modulation of Layer 1 part 2 signalling

8.1 Overview

Figure 18 illustrates the C2 Frame structure and the related preamble with embedded L1 signalling part 2. The number of Preamble Symbols depend on the amount of L1 signalling, i.e. the number of underlying Data Slices and PLPs and L1 TI mode. This clause concentrates on the structure and the syntax of the L1 signalling part 2 rather than the preamble coding and modulation (being described in more detail in clause 8.4). L1 signalling part 2 indicates OFDM parameters of the C2 channel as well as all relevant information for the Data Slices, PLPs and Notch bands.

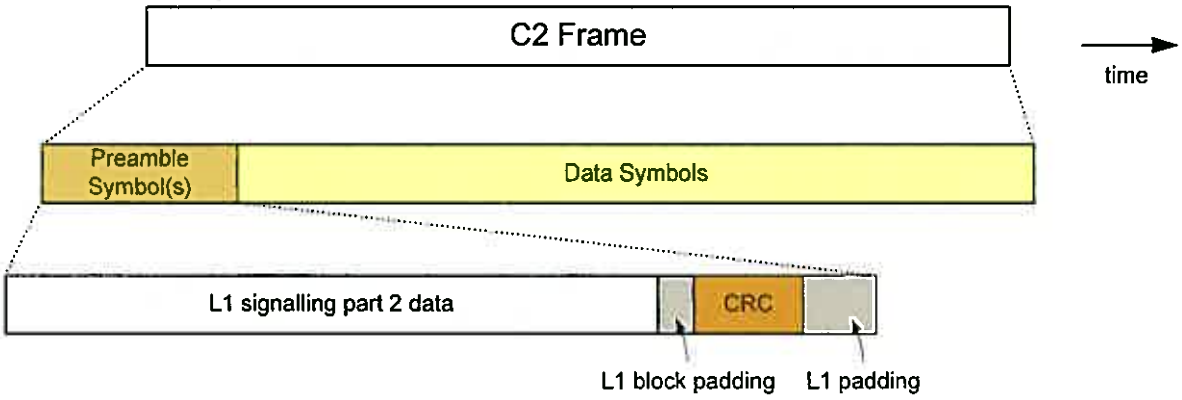


Figure 18: The L1 part 2 signalling structure

8.2 Preamble Header

A fixed length Preamble Header of 32 OFDM Cells shall be inserted in front of the L1 TI-block at each Preamble Symbol as shown in figure 19. All L1 part 2 headers in one C2 Frame shall be same. The Preamble header describes L1-part2 length and TI mode of L1 block. The 16 information bits of the Preamble header are FEC encoded by a Reed-Muller (32,16) code and encoded by QPSK same as the QPSK based FECFrame header in clause 7.2.2.

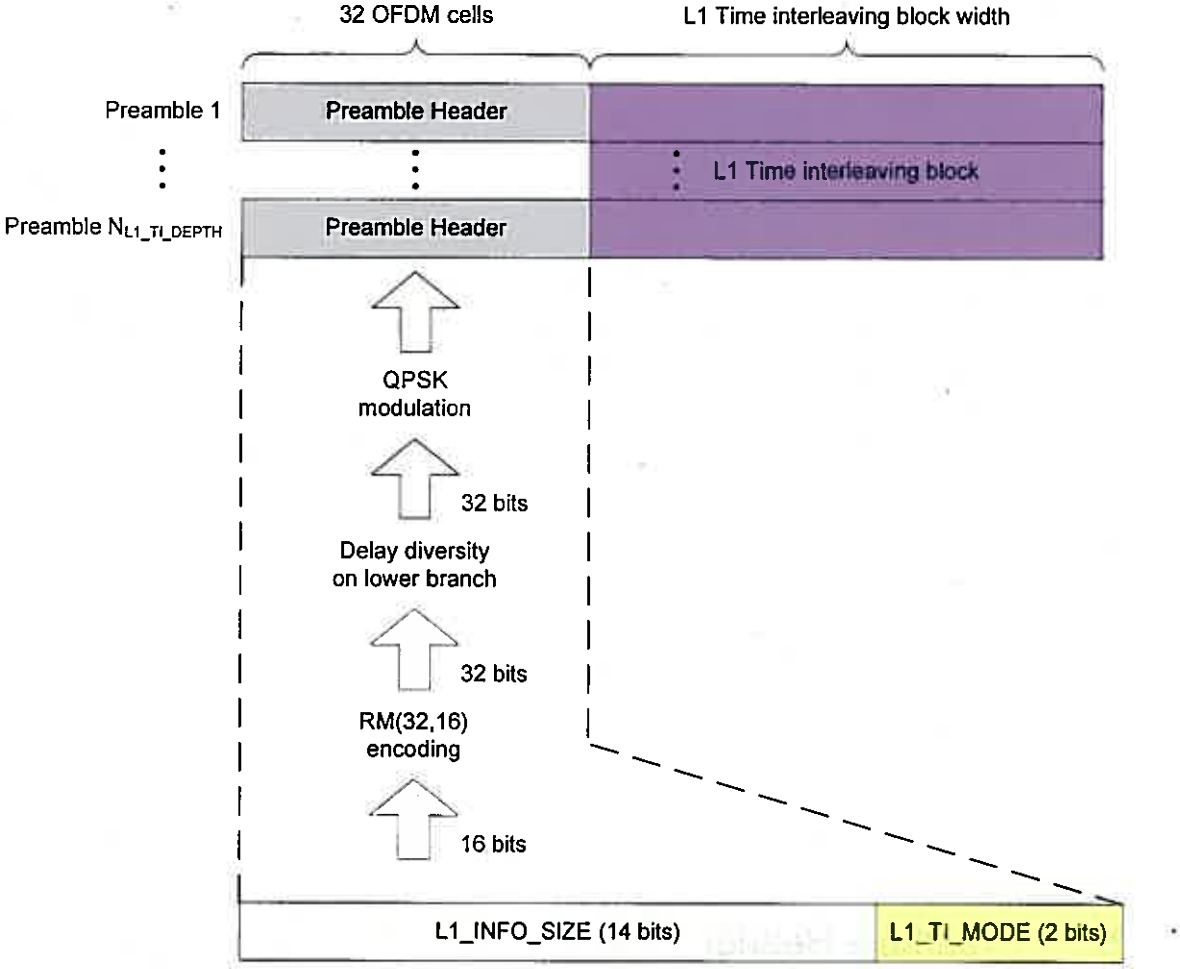


Figure 19: Preamble header generation and signalling fields

L1_INFO_SIZE: This 14-bit field indicates the half size of the L1-part2 including L1 signalling part 2 data and L1 block padding, if present, in bits as shown in figure 20. The value of $K_{L1part2\_ex\_pad}$ shall be calculated by adding 32 (the length of CRC) to L1_INFO_SIZE×2.

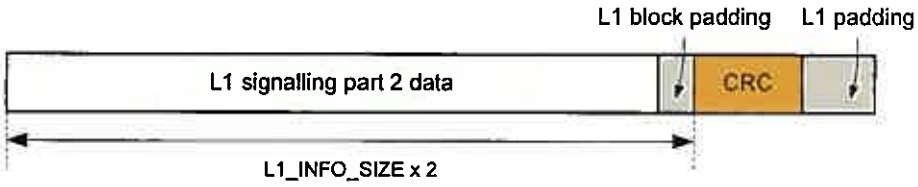


Figure 20: The size indicated by the L1_INFO_SIZE field

L1_TI_MODE: This 2-bit field indicates the mode of time interleaving for L1-part2 of current C2 Frame. The time interleaving mode is signalled according to table 17. See clause 8.5 for more information.

Table 17: Signalling format for the L1_TI_MODE field

Value	Mode
00	No time interleaving
01	Best Fit
10	4 OFDM Symbols
11	8 OFDM Symbols

8.3 L1 signalling part 2 data

Table 18 indicates the detailed use of fields for L1 signalling part 2 data.

Table 18: The signalling fields of L1 signalling part 2 data

Field	Size (bits)
NETWORK_ID	16
C2_SYSTEM_ID	16
START_FREQUENCY	24
C2_BANDWIDTH	16
GUARD_INTERVAL	2
C2_FRAME_LENGTH	10
L1_PART2_CHANGE_COUNTER	8
NUM_DSLICE	8
NUM_NOTCH	4
for i=0..NUM_DSLICE-1 {	
DSLICE_ID	8
DSLICE_TUNE_POS	14 or 13
DSLICE_OFFSET_LEFT	9 or 8
DSLICE_OFFSET_RIGHT	9 or 8
DSLICE_TI_DEPTH	2
DSLICE_TYPE	1
if DSLICE_TYPE=='1' {	
FEC_HEADER_TYPE	1
}	
DSLICE_CONST_CONF	1
DSLICE_LEFT_NOTCH	1
DSLICE_NUM_PLP	8
for i=0..DSLICE_NUM_PLP-1 {	
PLP_ID	8
PLP_BUNDLED	1
PLP_TYPE	2
PLP_PAYLOAD_TYPE	5
if PLP_TYPE=='00' or '01' {	
PLP_GROUP_ID	8
}	
if DSLICE_TYPE=='0' {	
PLP_START	14
PLP_FEC_TYPE	1
PLP_MOD	3
PLP_COD	3
}	
PSI/SI_REPROCESSING	1
if PSI/SI_REPROCESSING=='0' {	
transport_stream_id	16
original_network_id	16
}	
RESERVED_1	8
}	
RESERVED_2	8
}	
for i=0..NUM_NOTCH-1 {	
NOTCH_START	14 or 13
NOTCH_WIDTH	9 or 8
RESERVED_3	8
}	
RESERVED_TONE	1
RESERVED_4	16

NETWORK_ID: This is a 16-bit field which uniquely identifies the current DVB-C2 network.

C2_SYSTEM_ID: This 16-bit field uniquely identifies a C2 System within the DVB-C2 network.

START_FREQUENCY: This 24-bit field indicates the start frequency of the current C2 System by means of the distance from 0 Hz and gives the unsigned integer value in multiples of the carrier spacing of the current C2 System. The value of '0' means 0 Hz. The START_FREQUENCY shall be identical to the OFDM subcarrier with the smallest absolute carrier index $k=K_{min}$ that actually transmits the DVB-C2 preamble for the given C2 system. Additionally, the START_FREQUENCY shall be multiples of the pilot spacing D_X and the START_FREQUENCY shall not change between different C2 frames.

C2_BANDWIDTH: This 16-bit field indicates the bandwidth of the current C2 system. The C2_BANDWIDTH field multiplied with the pilot spacing $D_X + 1$ represents the bandwidth of the C2 system in OFDM subcarriers. The value shall not change between different C2 frames. The bandwidth of the current C2 system is defined by the frequency spacing between the edge pilots next to the most left and the most right Data Slice of the current C2 system.

GUARD_INTERVAL: This 2-bit field indicates the guard interval of the current C2 Frame, according to table 19.

Table 19: Signalling format for the guard interval

Value	Guard interval fraction
00	1/128
01	1/64
10 to 11	Reserved for future use

C2_FRAME_LENGTH: This 10-bit field gives the number of Data Symbols per C2 Frame (L_{data}). The C2 System according to the present document does only allow C2_FRAME_LENGTH = 0x1C0 (448 decimal). All other codes for C2_FRAME_LENGTH are reserved for future use.

L1_PART2_CHANGE_COUNTER: This 8-bit field indicates the number of C2 Frames ahead where the configuration (i.e. the contents of the fields in the L1 signalling part 2 except for the PLP_START and L1_PART2_CHANGE_COUNTER) will change. The next C2 Frame with changes in the configuration is indicated by the value signalled within this field. If this field is set to the value '0', it means that no scheduled change is foreseen. For example, value '1' indicates that there is change in the next C2 Frame.

NUM_DSLICE: This 8-bit field indicates the number of Data Slices carried within the current C2 Frame. The minimum value of this field shall be '1'.

NOTE 1: Both the number of Data Slices and the number of PLPs for each Data Slice of a C2 System are chosen such that the overall L1-part2 signalling does not exceed 32 766 bits.

NUM_NOTCH: This 4-bit field indicates the number of Notch bands. If there is no Notch band within the current C2 Frame, this field shall be set to '0'.

The following fields appear in the Data Slice loop:

- **DSLICE_ID:** This 8-bit field uniquely identifies a Data Slice within the C2 System.
- **DSLICE_TUNE_POS:** This field indicates the tuning position of the associated Data Slice relative to the START_FREQUENCY. Its bit width shall be 13 bits or 14 bits according to the GUARD_INTERVAL value. When GUARD_INTERVAL is '00', the bit width of this field shall be 13 bits and indicate the tuning position in multiples of 24 carriers within current C2 Frame. Otherwise the bit width of this field shall be 14 bits and indicate the tuning position in multiples of 12 carriers within the current C2 Frame relative to the START_FREQUENCY. DSLICE_TUNE_POS must be a value at least 1 704 carriers from the edge of a broadband notch or the start or end of the C2 system.
- **DSLICE_OFFSET_LEFT:** This field indicates the start position of the associated Data Slice by means of the distance to the left from the tuning position and shall be two's complement integer of 8 bits or 9 bits according to the GUARD_INTERVAL value. When GUARD_INTERVAL is '00', this field shall be two's complement integer of 8 bits and indicate the distance from the tuning position in multiples of 24 carriers within current C2 Frame. Otherwise this field shall be two's complement integer of 9 bits and indicate the distance from the tuning position in multiples of 12 carriers within current C2 Frame.

- **DSLICE_OFFSET_RIGHT:** This field indicates the end position of the associated Data Slice by means of the distance to the right from the tuning position and shall be two's complement integer of 8 bits or 9 bits according to the GUARD_INTERVAL value. When GUARD_INTERVAL is '00', this field shall be two's complement integer of 8 bits and indicate the distance from the tuning position in multiples of 24 carriers within current C2 Frame. Otherwise this field shall be two's complement integer of 9 bits and indicate the distance from the tuning position in multiples of 12 carriers within current C2 Frame.

NOTE 2: DSLICE_OFFSET_LEFT and DSLICE_OFFSET_RIGHT may both have positive or negative values, which means that the complete Data Slice is left or right hand side of the tuning position.

- **DSLICE_TI_DEPTH:** This 2-bit field indicates the time interleaving depth within the associated Data Slice according to table 20.

Table 20: Signalling format for the time interleaving depth

Value	TI depth
00	No time interleaving
01	4 OFDM Symbols
10	8 OFDM Symbols
11	16 OFDM Symbols

- **DSLICE_TYPE:** This 1-bit field indicates the type of the associated Data Slice according to table 21. The Data Slice Type 1 is only for the transmission of a single PLP with fixed modulation and coding parameters within a Data Slice. See clause 7 for more information.

Table 21: Signalling format for the Data Slice type

Value	Data Slice type
0	Data Slice Type 1
1	Data Slice Type 2

The following field appears only if the DSLICE_TYPE is '1'.

- **FEC_HEADER_TYPE:** This 1-bit field indicates the type of the FECFrame header within the associated Data Slice according to table 22.

Table 22: Signalling format for the FECFrame header type

Value	FECFrame header type
0	Robust mode
1	High efficiency mode

- **DSLICE_CONST_CONF:** This 1-bit field indicates whether the configuration of the associated Data Slice is variable or fixed. If this field is set to value '1', the configuration of the associated Data Slice shall not change. Otherwise this field shall be set to '0'. A value of '1' is only allowed in combination with Data Slices Type 2.

- **DSLICE_LEFT_NOTCH:** This 1-bit field indicates the presence of the left neighboured Notch band of the associated Data Slice. If the start of associated Data Slice is neighboured by Notch band, this field shall be set to '1'. Otherwise this field shall be set to '0'.

NOTE 3: The DSLICE_LEFT_NOTCH field can be used by a receiver to assist in finding the number of Data Cells of the current Data Slice. The continual pilots positioned on the edge of the Notch band change the number of Data Cells of its right neighboured Data Slice. See clause 9.6.4.1 for more information.

- **DSLICE_NUM_PLP:** This 8-bit field indicates the number of PLPs carried within the associated Data Slice. The minimum value of this field shall be '1'.

NOTE 4: Both the number of Data Slices and the number of PLPs for each Data Slice of a C2 System are chosen such, that the overall L1-part2 signalling does not exceed 32 766 bits.

The following fields appear in the PLP loop:

- **PLP_ID:** This 8-bit field identifies a PLP within the C2 System.
- **PLP_BUNDLED:** This 1-bit field indicates whether the associated PLP is bundled with other PLP(s) or not within the current C2 System. If the associated PLP is bundled, this field shall be set to '1'. Otherwise this field shall be set to '0'.
- **PLP_TYPE:** This 2-bit field indicates the type of the associated PLP. PLP_TYPE shall be signalled according to table 23.

Table 23: Signalling format for the PLP_TYPE field

Value	PLP type
00	Common PLP
01	Grouped Data PLP
10	Normal Data PLP
11	Reserved for future use

- **PLP_PAYLOAD_TYPE:** This 5-bit field indicates the type of the payload data carried by the associated PLP. PLP_PAYLOAD_TYPE shall be signalled according to table 24. See clause 5.1.1 for more information.

Table 24: Signalling format for the PLP_PAYLOAD_TYPE field

Value	Payload type
00000	GFPS
00001	GCS
00010	GSE
00011	TS
00100 to 11111	Reserved for future use

The following field appears only if the PLP_TYPE is '00' or '01'.

- **PLP_GROUP_ID:** This 8-bit field identifies with which PLP group within the C2 System the current PLP is associated. This can be used by a receiver to link the Data PLP to its associated Common PLP, which will have the same PLP_GROUP_ID.

The following fields appear only if the DSLICE_TYPE is '0', i.e. the Data Slice Type 1 is used.

- **PLP_START:** This 14-bit field indicates the start position of the first complete XFECframe of the associated PLP within the current C2 Frame. It uses the cell addressing scheme defined in clause 9.4.3.
- **PLP_FEC_TYPE:** This 1-bit field indicates the FEC type used by the associated PLP. The FEC type shall be signalled according to table 25.
- **PLP_MOD:** This 3-bit field indicates the modulation used by the associated PLP. The modulation shall be signalled according to table 25.

The signalling is valid for the first XFECframe starting within the DVB-C2 frame.

Table 25: Signalling format for the PLP_MOD and the PLP_COD fields

PLP_FEC_TYPE	PLP_MOD	PLP FEC type	Modulation	XFECFrame Length
0	000	16K LDPC	Reserved	NA
	001		16QAM	4 050
	010		64QAM	2 700
	011		256QAM	2 025
	100		1024QAM	1 620
	101		4096QAM	1 350
	110		Reserved	1 158
	111		Reserved	1 013
1	000	64K LDPC	Reserved	900
	001		16QAM	16 200
	010		64QAM	10 800
	011		256QAM	8 100
	100		1024QAM	6 480
	101		4096QAM	5 400
	110		Reserved	4 629
	111		Reserved	4 050

NOTE 5: The XFECframe length of the associated PLP is determined by PLP_FEC_TYPE and PLP_MOD as shown in table 25.

- **PLP_COD:** This 3-bit field indicates the code rate used by the associated PLP. The code rate shall be signalled according to table 26. When PLP_COD is '101', the code rate is determined by PLP_FEC_TYPE. If PLP_FEC_TYPE is set to '0', PLP_COD of '101' means the code rate of 8/9. Otherwise it means the code rate of 9/10. Please note that not all possible PLP_MOD and PLP_COD combinations are supported (see tables 11(a) and 11(b)).

Table 26: Signalling format for the code rate

Value	Code rate
000	Reserved for future use
001	2/3
010	3/4
011	4/5
100	5/6
101	8/9 (16K LDPC code) 9/10 (64K LDPC code)
110 to 111	Reserved for future use

- **PSI/SI_REPROCESSING:** This 1-bit field indicates whether PSI/SI reprocessing is performed or not. This can be used by a receiver to recognize if it can rely on the related PSI/SI parts. When PSI/SI reprocessing is performed, this field shall be set to '1', otherwise it shall be set to '0'.

The following fields appear only if the PSI/SI_REPROCESSING is '0'.

- **transport_stream_id:** This is a 16-bit field which serves as a label for identification of this TS from any other multiplex within the delivery system (see also [i.4]).

- **original_network_id:** This 16-bit field gives the label identifying the network_id of the originating delivery system (see also [i.4]).

- **RESERVED_1:** This 8-bit field is reserved for future use.

- **RESERVED_2:** This 8-bit field is reserved for future use.

The following fields appear in the Notch loop:

- **NOTCH_START:** This field indicates the start position of the associated Notch band and gives the unsigned integer value relative to the START_FREQUENCY. Its bit width shall be 13 bits or 14 bits according to the GUARD_INTERVAL value. When GUARD_INTERVAL is '00', the bit width of this field shall be 13 bits and indicate the start position in multiples of 24 carriers within the current C2 Frame. Otherwise the bit width of this field shall be 14 bits and indicate the start position in multiples of 12 carriers within the current C2 Frame.
- **NOTCH_WIDTH:** This field indicates the width of the associated Notch band and gives the unsigned integer value. Its bit width shall be 8 bits or 9 bits according to the value of GUARD_INTERVAL. When GUARD_INTERVAL is '00', the bit width of this field shall be 8 bits and indicate the width in multiples of 24 carriers within the current C2 Frame. Otherwise the bit width of this field shall be 9 bits and indicate the width in multiples of 12 carriers within the current C2 Frame.
- **RESERVED_3:** This 8-bit field is reserved for future use.
- **RESERVED_TONE:** This 1-bit field indicates whether some carriers are reserved. When there are reserved carriers within the current C2 Frame, this bit shall be set to '1', otherwise it shall be set to '0'. The positions of reserved carriers for reserved tones within a C2 Frame are given in clause 9.7.
- **RESERVED_4:** This 16-bit field is reserved for future use.

8.3.1 L1 block padding

This 1-bit field is inserted following the L1 signalling part 2 data to ensure that the length of L1 signalling part 2 including L1 signalling part2 data and L1 block padding is a multiple of 2 (see figure 20). If the total length of L1 signalling part 2 is not a multiple of 2, this field shall be inserted at the end of the L1 signalling part 2 data. The value of the L1 block padding bit, if any, shall be set to '0'.

8.3.2 CRC for the L1 signalling part 2

A 32-bit error detection code is applied to the entire L1 signalling part 2 including L1 signalling part 2 data and L1 block padding. The location of the CRC field can be found from the length of the L1 signalling part 2, which can be calculated using L1_INFO_SIZE in the Preamble header. The CRC-32 is defined in annex E.

8.3.3 L1 padding

This variable-length field is inserted following the L1 signalling part 2 CRC field to ensure that multiple LDPC blocks of the L1 signalling part 2 have the same information size when the L1 signalling part 2 is segmented into multiple blocks and these blocks are separately encoded. Details of how to determine the length of this field are described in clause 8.4. The value of the L1 padding bits, if any, are set to '0'.

8.4 Modulation and error correction coding of the L1 part 2 data

8.4.1 Overview

The L1 part 2 data is protected by a concatenation of BCH outer code and LDPC inner code. The L1 part 2 data shall be first BCH-encoded. The length of the L1 part 2 data bits varies depending on the complexity of the underlying Data Slices. The L1 part 2 data can be segmented into multiple blocks. A segmented L1 part 2 data has a length less than BCH information length $K_{bch} = 7\ 032$. Therefore, a shortening operation (zero padding) is required for BCH or LDPC encoding. After BCH encoding with zero padded information, the BCH parity bits of the L1-part2 data shall be appended to the L1 part 2 data. The concatenated L1 part 2 data and BCH parity bits are further protected by a shortened and punctured 16K LDPC code with code rate 1/2 ($N_{ldpc} = 16\ 200$). Note that the effective code rate of the 16K LDPC code with code rate 1/2 is 4/9, where the effective code rate is defined as the information length over the encoder output length. Details of how to shorten and puncture the 16K LDPC code are described in clauses 8.4.3.1, 8.4.3.4 and 8.4.3.5. Each coded L1 signalling part 2 shall be bit-interleaved (see clause 8.4.3.6) and then shall be mapped onto constellations (see clause 8.4.4). Note that only 16QAM is used for encoding of L1 signalling part 2. The conceptual processing of coding and modulation of L1 signalling part 2 is shown in figure 21.

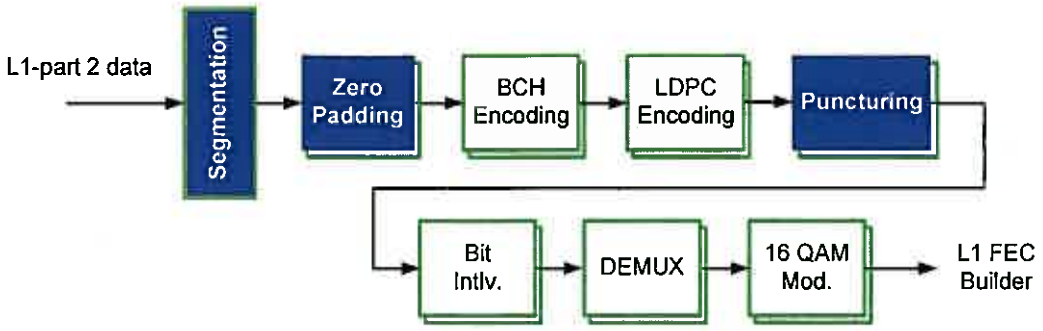


Figure 21: Encoding and Modulation of L1 signalling part 2

Since the length of L1 signalling part 2 is variable, the resulting number of needed L1 frames is also varying. Each L1 FECFrame packet corresponds to one L1 block within an OFDM Symbol. As soon as more than one L1 FECFrame packet is needed, the same number of Preamble Symbols in consecutive OFDM Symbols is needed. If the length of L1 part 2 data exceeds a predetermined number $N_{L1part2\_max\_per\_Symbol}$ (see clause 8.4.2), the L1 part 2 data shall be divided into equidistant blocks. $N_{L1part2\_max\_per\_Symbol}$ means the maximum number of L1 information bits for transmitting the coded L1 signalling part 2 through one OFDM Symbol. Figures 22 (a) and 22 (b) show the handling example for the following cases:

a) L1 part 2 fits into one L1 part 2 LDPC FECFrame (see figure 22 (a)).

b) L1 part 2 exceeds one L1 part 2 LDPC FECFrame (see figure 22 (b)).

Details of the segmentation are described in clause 8.4.2.

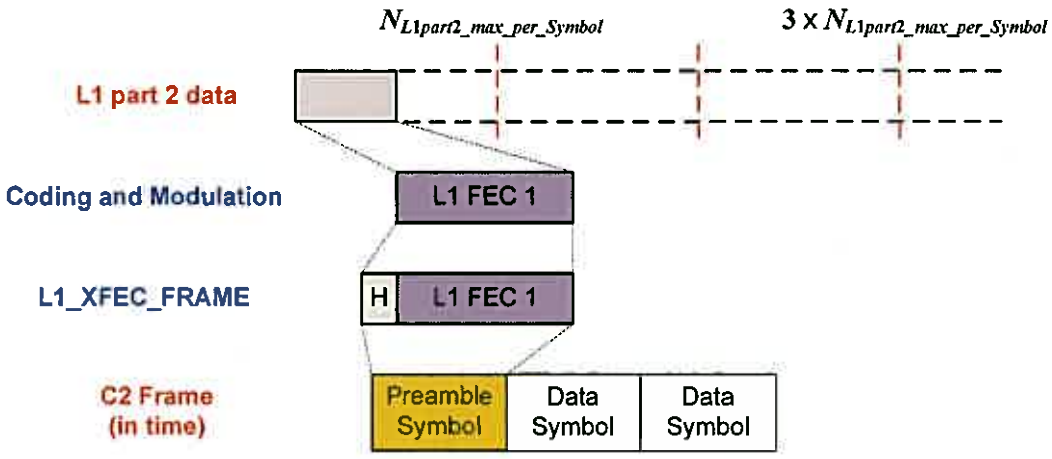


Figure 22(a): L1 part 2 fits into one L1 part 2 LDPC FECFrame

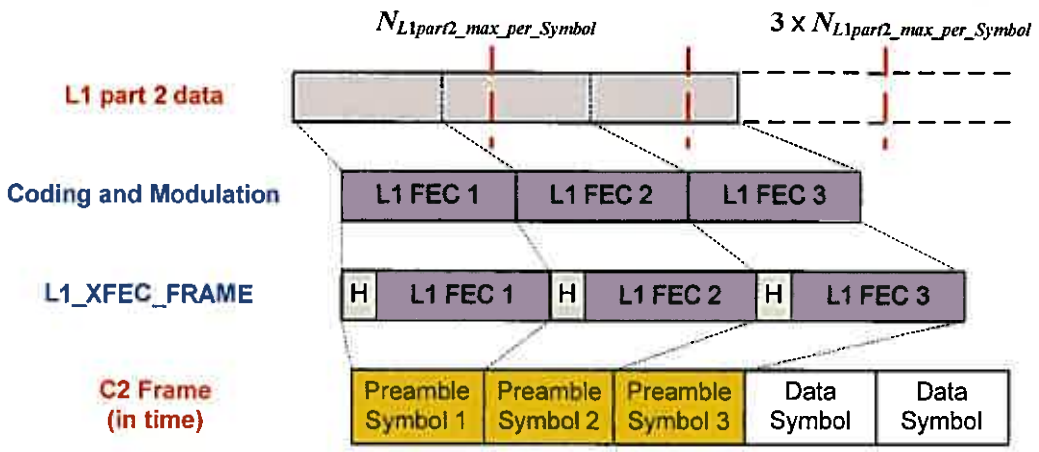


Figure 22(b): L1 part 2 exceeds one L1 part 2 LDPC FECFrame

According to the signalling field for time interleaving in L1 signalling part 2 header, 'L1_TI_MODE', the time interleaving can be applied to L1 FECFrame (see clause 8.2). Details of the time interleaving are described in clause 8.5.

If there are cells remaining from each Preamble Symbol after mapping each L1 FECFrame to the Preamble Symbol, the L1 FECFrame including L1 part 2 header is cyclically repeated until the complete preamble block is filled, as shown in figure 23. The information on the structure of a cyclically repeated L1 FECFrame in a Preamble Symbol is obtained by detecting and extracting of L1 part 2 header.

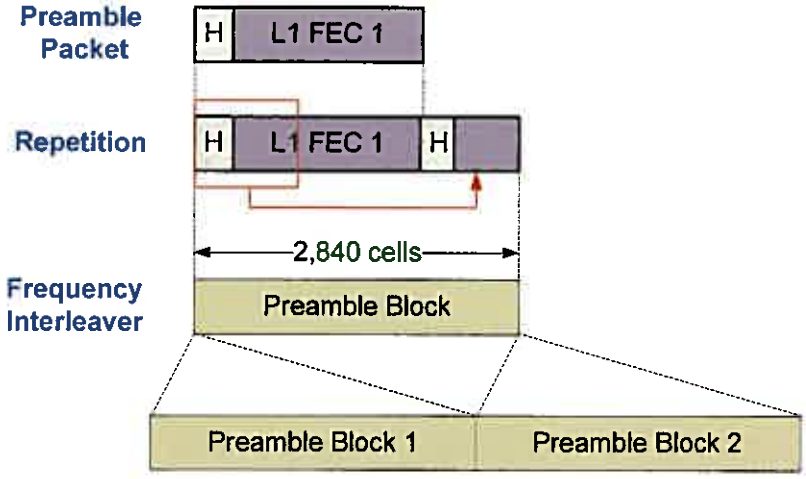


Figure 23: Allocation of L1 FECFrame to L1 blocks (Preamble blocks)

8.4.2 Parameters for FEC encoding of L1 part 2 data

The number of L1 part 2 data bits is variable and the bits shall be transmitted over one or multiple 16K LDPC blocks depending on the length of the L1 part 2 data. The number of LDPC blocks for the L1 part 2 data, $N_{L1part2\_FEC\_Block}$, shall be determined as follows:

$$N_{L1part2\_FEC\_Block} = \left\lceil \frac{K_{L1part2\_ex\_pad}}{N_{L1part2\_max\_per\_Symbol}} \right\rceil,$$

where $\lceil x \rceil$ means the smallest integer larger than or equal to x, and $K_{L1part2\_ex\_pad}$, which can be found by adding 32 to the parameter 2×L1_ INFO_SIZE, denotes the number of information bits of the L1 part 2 signalling excluding the padding field, L1_PADDING (see clause 8.3.3).

$N_{L1part2\_max\_per\_Symbol}$ is 4 759 which is chosen as the minimum value among the maximum values of K_i satisfying that $N_{L1part2}(K_i)$ is less than or equal to $N_{L1part2\_Cells} \times \eta_{MOD}$, for $i = 1, 2, \ldots, 8$. Here, $N_{L1part2\_Cells}$ (= 2 808) denotes the number of available cells for L1 signalling part 2 in one OFDM Symbol, η_{MOD} denotes the modulation order 4 for 16QAM, and $N_{L1part2}(K_i)$ is the length of the encoded L1 signalling part 2 with K_i information bits for $N_{L1part2\_FEC\_Block} = i$. Then, the length of L1_PADDING field, $K_{L1part2\_PADDING}$ shall be calculated as:

$$K_{L1part2\_PADDING} = \left\lceil \frac{K_{L1part2\_ex\_pad}}{N_{L1part2\_FEC\_Block}} \right\rceil \times N_{L1part2\_FEC\_Block} - K_{L1part2\_ex\_pad}.$$

The final length of the whole L1 signalling part 2 including the padding field, $K_{L1part2}$ shall be set as follows:

$$K_{L1part2} = K_{L1part2\_ex\_pad} + K_{L1\_PADDING}.$$

The number of information bits in each of $N_{L1part2\_FEC\_Block}$ blocks, K_{sig} is then defined by:

$$K_{sig} = \frac{K_{L1part2}}{N_{L1part2\_FEC\_Block}}.$$

Each block with information size of K_{sig} is protected by a concatenation of BCH outer codes and LDPC inner codes. Each block shall be first BCH-encoded, where its N_{bch_parity} (= 168) BCH parity check bits shall be appended to information bits of each block. The concatenated information bits of each block and BCH parity check bits are further protected by a shortened and punctured 16K LDPC code with code rate 1/2 (effective code rate: $R_{eff\_16K\_LDPC\_1\_2} = 4/9$). Details of how to shorten and puncture the 16K LDPC code are described in clauses 8.4.3.1, 8.4.3.4 and 8.4.3.5.

For a given K_{sig} and modulation order (16QAM is used for the L1 signalling part 2), N_{punc} shall be determined by the following steps:

Step 1) Calculate the number of puncturing bits as follows:

$$N_{punc\_temp} = \left\lfloor \frac{6}{5} \times (K_{bch} - K_{sig}) \right\rfloor,$$

where K_{bch} is 7 032 for the 16K LDPC code with code rate 1/2, and the operation $\lfloor x \rfloor$ means the largest integer less than or equal to x. A temporary size of puncturing bits is calculated by multiplying the shortening length by a fixed number 6/5.

The effective LDPC code rate of the L1 signalling part 2, $R_{eff\_L1part2}$ is always lower than or equal to $R_{eff\_16K\_LDPC\_1\_2}$. $R_{eff\_L1part2}$ tends to decrease as the information length K_{sig} decreases. This rate control ensures that the receiving coverage for the L1 signalling part 2 is preserved after the shortening and puncturing. The multiplicative coefficient 6/5 is the ratio of the puncturing length to the shortening length and it is chosen as the best value among those formed of $(B+1)/B$ for an integer B.

Step 2) $N_{L1part2\_temp} = K_{sig} + N_{bch\_parity} + N_{ldpc} \times (1 - R_{eff\_16K\_LDPC\_1\_2}) - N_{punc\_temp}$.

For the 16K LDPC code with effective code rate 4/9, $N_{ldpc} \times (1 - R_{eff\_16K\_LDPC\_1\_2}) = 9\,000$.

Step 3) According to the value of time interleaving field, 'L1_TI_MODE', in the L1 part 2 header (see clause 8.2), $N_{L1part2}$ shall be calculated as follows:

$$N_{L1part2} = \begin{cases} \text{If L1\_TI\_MODE = 00 or 01,} \\ \left\lceil \dfrac{N_{L1part2\_temp}}{2\eta_{MOD} \times N_{L1part2\_FEC\_Block}} \right\rceil \times 2\eta_{MOD} \times N_{L1part2\_FEC\_Block} \\ \text{Otherwise,} \\ \left\lceil \dfrac{N_{L1part2\_temp}}{2\eta_{MOD} \times N_{L1\_TI\_Depth}} \right\rceil \times 2\eta_{MOD} \times N_{L1\_TI\_Depth} \end{cases}$$

where η_{MOD} is 4 for 16QAM, and $N_{L1\_TI\_Depth}$ is 4 and 8 for L1_TI_MODE = 10 and 11, respectively, as shown in clause 8.2.

This step guarantees that $N_{L1part2}$ is a multiple of the number of columns of the bit interleaver, $2\eta_{MOD}$, (described in clause 8.4.3.6) and that $N_{L1part2}/\eta_{MOD}$ is a multiple of the number of OFDM Symbols for transmitting L1 signalling part 2. Note that the number of OFDM Symbols for transmitting L1 signalling part 2 are $N_{L1part2\_FEC\_Block}$ and $N_{L1\_TI\_Depth}$ for 'L1_TI_MODE = 00, 01' and 'L1_TI_MODE = 10, 11', respectively.

Step 4) $N_{punc} = N_{punc\_temp} - (N_{L1part2} - N_{L1part2\_temp})$.

$N_{L1part2}$ is the number of the encoded bits for each information block. After the shortening and puncturing, the encoded bits of each block shall be mapped to $N_{MOD\_per\_Block} = \dfrac{N_{L1part2}}{\eta_{MOD}}$ modulated symbols. The total number of the modulation symbols of $N_{L1part2\_FEC\_Block}$ blocks, N_{MOD_Total} is $N_{MOD\_Total} = N_{MOD\_per\_Block} \times N_{L1part2\_FEC\_Block}$.

When 16QAM is used, a bit interleaving shall be applied across each LDPC block. Details of how to interleave the encoded bits are described in clause 8.4.3.6. Demultiplexing is then performed as described in clause 8.4.4.1. The demultiplexer output is then mapped to a 16QAM constellation, as described in clause 8.4.4.2.

8.4.3 FEC Encoding

8.4.3.1 Zero padding of BCH information bits

K_{sig} bits defined in clause 8.4.2 shall be encoded into a 16K (N_{ldpc} = 16 200) LDPC codeword after BCH encoding.

Since the K_{sig} is always less than the number of BCH information bits (= K_{bch} = 7 032) for a given code rate 1/2, the BCH code shall be shortened. A part of the information bits of the 16K LDPC code shall be padded with zeros in order to fill K_{bch} information bits. The padding bits shall not be transmitted.

All K_{bch} BCH information bits, denoted by $\{m_0, m_1, \ldots, m_{Kbch-1}\}$, are divided into N_{group} (= K_{ldpc}/360) groups as follows:

$$X_j = \left\{ m_k \middle| j = \left\lfloor \frac{k}{360} \right\rfloor, 0 \le k < K_{bch} \right\} \text{ for } 0 \le j < N_{group},$$

where X_j represents the jth bit group. The code parameters (K_{bch}, K_{ldpc}) are given in table 27 for L1 part 2 data.

Table 27: Code parameters (K_{bch}, K_{ldpc}) for L1 part 2 data

	K_{bch}	K_{ldpc}
L1 signalling part 2	7 032	7 200

For $0 \le j \le N_{group} - 2$, each bit group X_j has 360 bits and the last bit group $X_{N_{group}-1}$ has 360 - (K_{ldpc} - K_{bch}) = 192 bits, as illustrated in figure 24.

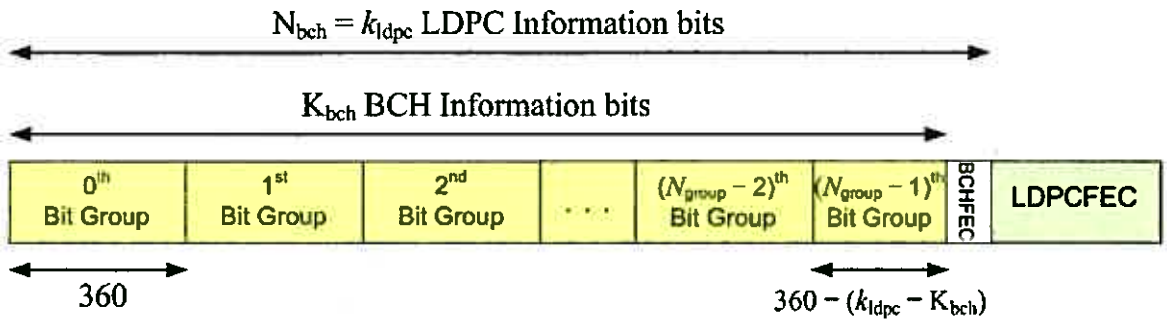


Figure 24: Format of data after LDPC encoding of L1 signalling part 2

For the given K_{sig}, the number of zero-padding bits is calculated as (K_{bch} - K_{sig}). Then, the shortening procedure is as follows:

Step 1) Compute the number of groups in which all the bits shall be padded, N_{pad} such that:

If $0 < K_{sig} \le 360$, $N_{pad} = N_{group} - 1$

Otherwise, $N_{pad} = \left\lfloor \frac{K_{bch} - K_{sig}}{360} \right\rfloor$

Step 2) For N_{pad} groups $X_{\pi_S(0)}$, $X_{\pi_S(1)}$, ..., $X_{\pi_S(m-1)}$ $X_{\pi_S(N_{pad}-1)}$, all information bits of the groups shall be padded with zeros. Here, π_S is a permutation operator depending on the code rate and modulation order, described in table 28.

Step 3) If $N_{pad} = N_{group} - 1$, $(360 - K_{sig})$ information bits in the last part of the bit group $X_{\pi_S(N_{group}-1)}$ shall be additionally padded. Otherwise, for the group $X_{\pi_S(N_{pad})}$, $(K_{bch} - K_{sig} - 360 \times N_{pad})$ information bits in the last part of $X_{\pi_S(N_{pad})}$ shall be additionally padded.

Step 4) Finally, K_{sig} information bits are sequentially mapped to bit positions which are not padded in K_{bch} BCH information bits, $\{m_0, m_1, ..., m_{Kbch-1}\}$ by the above procedure.

EXAMPLE: Suppose for example the value of K_{sig} is 3 986. In this case, from step (1), 8 groups would have all zero padded bits, and from step (2) these groups would be those with numbers 18, 17, 16, 15, 14, 13, 12.11. From step (3), and additional 166 bits would be zero padded in Group 4. Finally from step (4) the 3 986 bits would be mapped sequentially to Groups 0, 1, 2, 3 (360 bits each), the first part of Group 4 (194 bits), Groups 5, 6, 7, 8, 9, 10 (360 bits each), and group 19 (192 bits). Figure 25 illustrates the shortening of the BCH information part in this case, i.e. filling BCH information bit positions not zero padded with K_{sig} information bits.

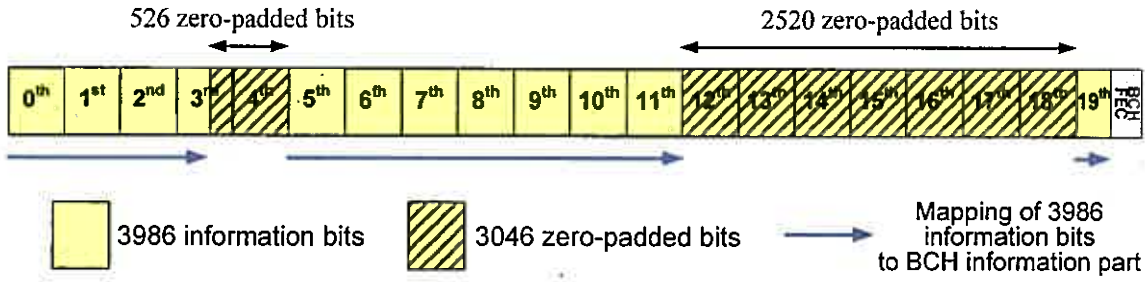


Figure 25: Example of shortening of BCH information part

Table 28: Permutation sequence of information bit group to be padded for L1 signalling part 2

Modulation and code rate		N_{group}	$\pi_S(j)$ $(0 \le j < N_{group})$									
			$\pi_S(0)$	$\pi_S(1)$	$\pi_S(2)$	$\pi_S(3)$	$\pi_S(4)$	$\pi_S(5)$	$\pi_S(6)$	$\pi_S(7)$	$\pi_S(8)$	$\pi_S(9)$
			$\pi_S(10)$	$\pi_S(11)$	$\pi_S(12)$	$\pi_S(13)$	$\pi_S(14)$	$\pi_S(15)$	$\pi_S(16)$	$\pi_S(17)$	$\pi_S(18)$	$\pi_S(19)$
16QAM	1/2	20	18	17	16	15	14	13	12	11	4	10
			9	8	7	3	2	1	6	5	19	0

8.4.3.2 BCH encoding

The K_{bch} information bits (including the K_{bch} - K_{sig} zero padding bits) shall first be BCH encoded according to clause 6.1.1 to generate $N_{bch} = K_{ldpc}$ output bits $(i_0 \ldots i_{N_{bch-1}})$.

8.4.3.3 LDPC encoding

The $N_{bch} = K_{ldpc}$ output bits $(i_0 \ldots i_{Nbch-1})$ from the BCH encoder, including the $(K_{bch} - K_{sig})$ zero padding bits and the $(K_{ldpc} - K_{bch})$ BCH parity bits form the K_{ldpc} information bits $I = (i_0, i_1, \ldots, i_{K_{ldpc}-1})$ for the LDPC encoder. The LDPC encoder shall systematically encode the K_{ldpc} information bits onto a codeword A of size N_{ldpc}:

$$A = (i_0, i_1, \ldots, i_{K_{ldpc}-1}, p_0, p_1, \ldots, p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1}) \text{ according to clause 6.1.2.}$$

8.4.3.4 Puncturing of LDPC parity bits

When the shortening is applied to encoding of the signalling bits, some LDPC parity bits shall be punctured after the LDPC encoding. These punctured bits shall not be transmitted.

All N_{ldpc} - K_{ldpc} LDPC parity bits, denoted by $\{p_0, p_1, \ldots, p_{N_{ldpc}-K_{ldpc}-1}\}$, are divided into Q_{ldpc} parity groups where each parity group is formed from a sub-set of the N_{ldpc} - K_{ldpc} LDPC parity bits as follows:

$$P_j = \left\{ p_k \,\middle|\, k \bmod Q_{ldpc} = j,\ 0 \le k < N_{ldpc} - K_{ldpc} \right\} \qquad \text{for} \qquad 0 \le j < Q_{ldpc},$$

where P_j represents the jth parity group and Q_{ldpc} is given in table 5(b). Each group has $(N_{ldpc} - K_{ldpc})/Q_{ldpc} = 360$ bits, as illustrated in figure 26.

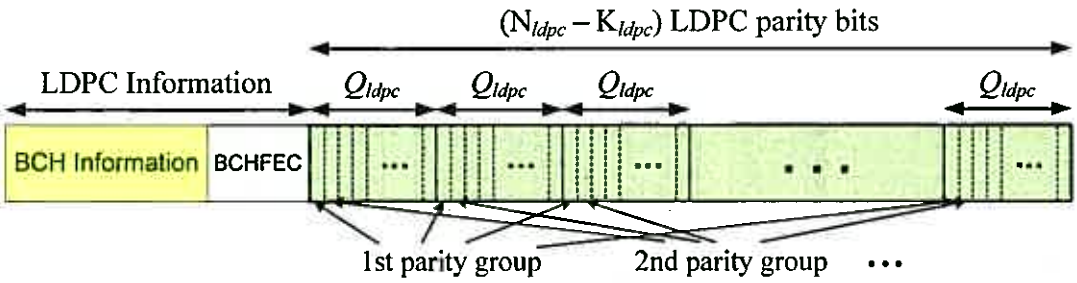


Figure 26: Parity bit groups in an FEC block

For the number of parity bits to be punctured, N_{punc} given in clause 8.4.2.

Step 1) Compute the number of groups in which all parity bits shall be punctured, N_{punc_groups} such that:

$$N_{punc\_groups} = \left\lfloor \frac{N_{punc}}{360} \right\rfloor \text{ for } 0 \le N_{punc} < N_{ldpc} - K_{ldpc}.$$

Step 2) For N_{punc_groups} parity bit groups $P_{\pi_P(0)}$, $P_{\pi_P(1)}$, ..., $P_{\pi_P(N_{punc\_groups}-1)}$, all parity bits of the groups shall be punctured. Here, π_P is a permutation operator depending on the code rate and modulation order, described in table 29.

Step 3) For the group $P_{\pi_P(N_{punc\_groups})}$, $\left(N_{punc} - 360 \times N_{punc\_groups}\right)$ parity bits in the first part of the group shall be additionally punctured.

Table 29: Permutation sequence of parity group to be punctured for L1 signalling part 2

Modulation and code rate		Order of parity group to be punctured, $\{\pi_P(j), 0 \le j < Q_{ldpc} = 25\}$												
		$\pi_P(0)$	$\pi_P(1)$	$\pi_P(2)$	$\pi_P(3)$	$\pi_P(4)$	$\pi_P(5)$	$\pi_P(6)$	$\pi_P(7)$	$\pi_P(8)$	$\pi_P(9)$	$\pi_P(10)$	$\pi_P(11)$	$\pi_P(12)$
		$\pi_P(13)$	$\pi_P(14)$	$\pi_P(15)$	$\pi_P(16)$	$\pi_P(17)$	$\pi_P(18)$	$\pi_P(19)$	$\pi_P(20)$	$\pi_P(21)$	$\pi_P(22)$	$\pi_P(23)$	$\pi_P(24)$	-
16QAM	1/2	6	4	13	9	18	8	15	20	5	17	2	22	24
		7	12	1	16	23	14	0	21	10	19	11	3	-

8.4.3.5 Removal of zero padding bits

The (K_{bch} - K_{sig}) zero padding bits are removed and shall not be transmitted. This leaves a word consisting of the K_{sig} information bits, followed by the 168 BCH parity bits and (N_{ldpc} - K_{ldpc} - N_{punc}) LDPC parity bits.

8.4.3.6 Bit interleaving for L1 signalling part 2

When 16QAM modulation is used for the L1 signalling part 2, the LDPC codeword of length $N_{L1part2}$, consisting of K_{sig} information bits, 168 BCH parity bits, and (9 000 - N_{punc}) LDPC parity bits, shall be bit-interleaved using a block interleaver. The configuration of the bit interleaver for the chosen 16QAM modulation is specified in table 30.

Table 30: Bit Interleaver structure

Modulation and code rate		Rows *Nr*	Columns *Nc*
16QAM	½	$N_{L1part2}$ / 8	8

The LDPC codeword is serially written into the interleaver column-wise, and serially read out row-wise (the MSB of the L1 signalling part 2 is read out first) as shown in figure 27.

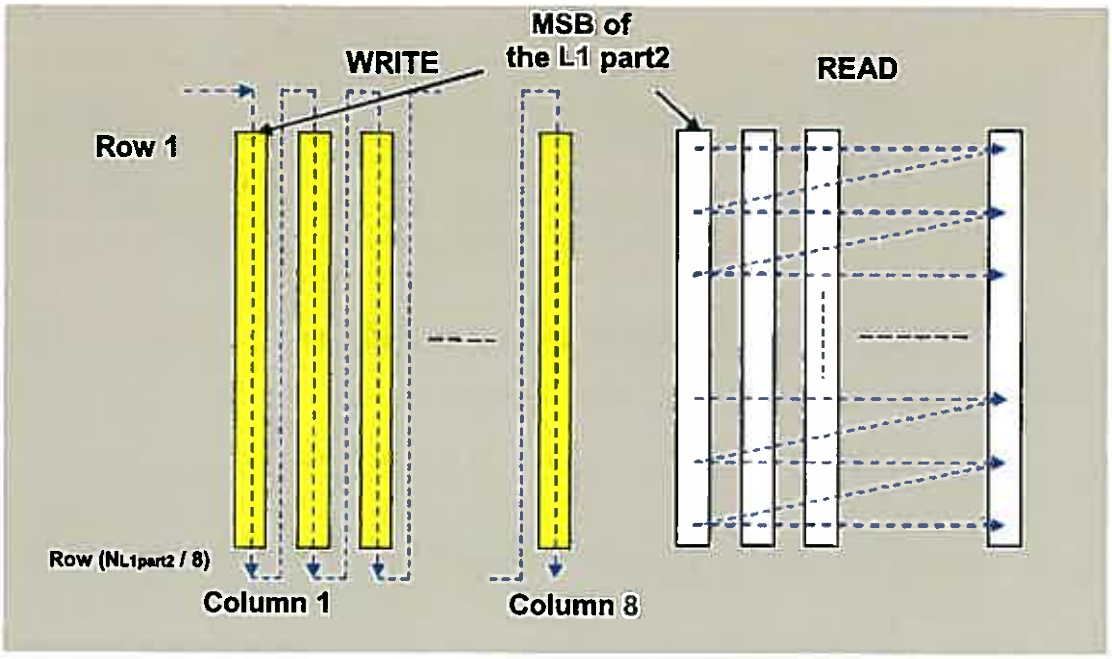


Figure 27: Bit interleaving scheme for L1 part 2 (16QAM)

8.4.4 Mapping bits onto constellations

Each bit-interleaved LDPC codeword shall be mapped onto constellations. The L1 signalling part 2 is first demultiplexed into cell words according to clause 8.4.4.1 and then the cell words are mapped into constellations according to clause 8.4.4.2.

8.4.4.1 Demultiplexing of L1 signalling part 2

Each bit-interleaved LDPC codeword, a sequence of $N_{L1part2}$ (= K_{sig} + 168 + 9 000 - N_{punc}) bits shall be mapped onto constellations by first demultiplexing the input bits into parallel cell words and then mapping these cell words into constellation values. The number of output Data Cells and the effective number of bits per cell, η_{MOD} are defined in table 31.

The input bit-stream v_{di} is demultiplexed into $N_{substreams}$ sub-streams $b_{e,do}$, as shown in figure 13 in clause 6.2.1. The value of $N_{substreams}$ is also defined in table 31. Details of demultiplexing are described in clause 6.2.1. For 16QAM, the parameters for demultiplexing of bits to cells are the same as that of table 10(a) in clause 6.2.1.

Table 31: Parameters for bit-mapping into constellations

Modulation mode	η_{MOD}	Number of output Data Cells	Number of sub-streams, $N_{substreams}$
16QAM	4	$N_{L1part2}$ / 4	8

For 16QAM, the output words from the demultiplexing of width $N_{substreams}$, $[b_{0,do}..b_{N_{substreams}-1,do}]$ are split into two words of width $\eta_{MOD} = N_{substreams}/2$, $[y_{0,2do} .. y_{\eta_{MOD}-1,\,2do}]$ and $[y_{0,\,2do+1} .. y_{\eta_{MOD}-1,2do+1}]$, as described in clause 6.2.1.

8.4.4.2 Mapping onto QAM constellations

The cell words of each coded L1 signalling part 2, $[y_{0,q}..y_{\eta_{MOD}-1,q}]$ are mapped into constellations f_q according to clause 6.2.2, where q is the index of the cells within each bit-interleaved LDPC codeword. For each coded L1 signalling part 2, $0 \leq q < N_{MOD\_per\_Block}$.

8.5 Time interleaving of L1 signalling part 2 data

The purpose of time interleaving of the L1-part 2 data is to make L1-part2 data transmission more robust than the payload data, especially when time interleaving is applied to Data Slice. Time interleaving of L1-part2 data is identical to that of Data Slice except that pilot and reserved tone positions in a preamble are completely excluded in time interleaving process.

The Time Interleaver (TI) shall operate at L1-part2 data level before the L1 XFECFrame with L1 header is repeated to fill a L1 block symbol bandwidth. The time interleaving and L1 block building with different interleaving parameters are depicted in figure 28.

The L1_TI_MODE indicates the depth of L1-part2 data time interleaving and signalled in L1 header signalling. L1_TI_MODE = "00" means no time interleaving is applied for L1-part2 data. When L1_TI_MODE = "01" (best-fit), the time interleaving depth is the minimum number of OFDM Symbols necessary for carrying a L1 block, or $N_{L1part2\_FEC\_Block}$ (see clause 8.4.2 for more details of segmentation of L1-part2 data). Otherwise, the time interleaving depth is explicitly signalled and the depth is 4 OFDM Symbols when L1_TI_MODE = "10" as shown in figure 28.

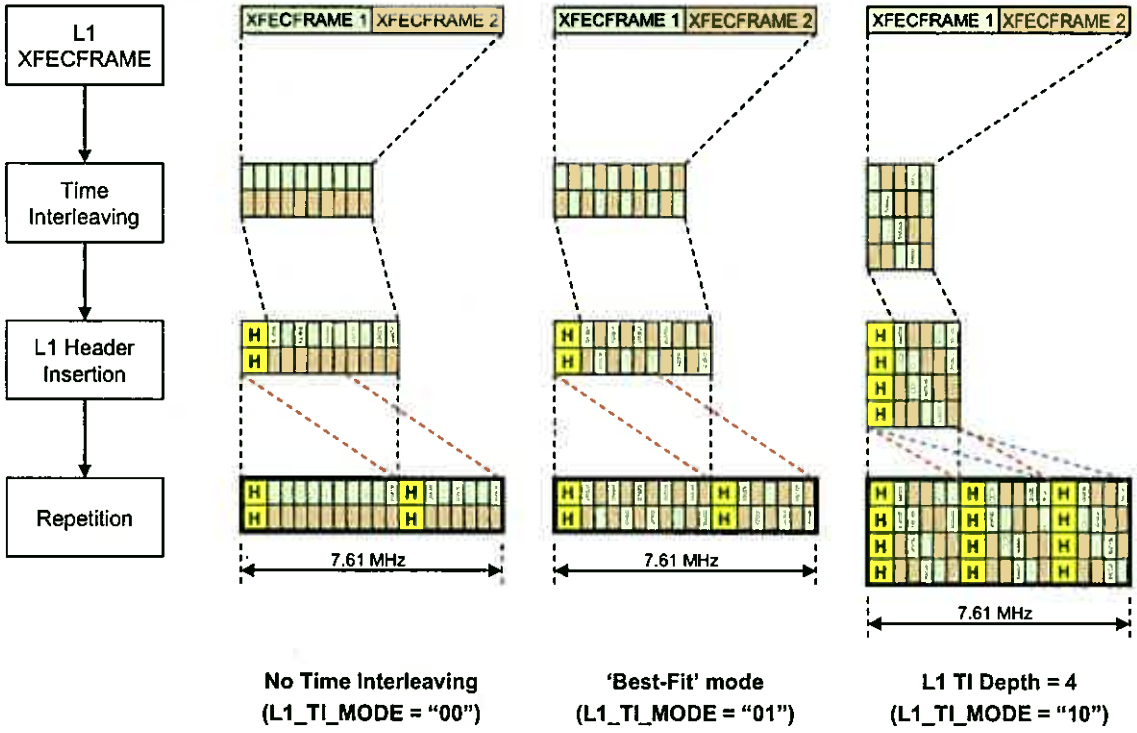


Figure 28: Time interleaving of L1-part2 data

All L1-part2 Data Cells after constellation mapping are grouped into one L1 TI block. As a result, there exists one L1 TI block per C2 Frame. The length of time interleaving period T_P is calculated as:

$$T_P = T_S \times N_{L1\_TI\_DEPTH},$$

where T_S is a total OFDM Symbol duration and $N_{L1\_TI\_DEPTH}$ is the time interleaving depth determined by L1_TI_MODE signalled in L1 header signalling.

The TI shall be a twisted row-column block interleaver like as in the Data Slice. The number of rows N_r of a TI memory is equal to $N_{L1\_TI\_DEPTH}$ and the number of columns N_c is calculated as:

$$N_c = N_{MOD\_Total} / N_{L1\_TI\_DEPTH},$$

where N_{MOD_Total} is the total number of the L1-part2 Data Cells. Note that $N_{L1\_TI\_DEPTH}$ should be equal or larger than minimum number of OFDM Symbols required for carrying the L1 block, $N_{L1part2\_FEC\_Block}$. Details of required number of bits and cells for carrying L1-part2 data is described in clause 8.4.2.

The input L1-part2 Data Cells are serially written into the TI memory in a diagonal direction, and serially read out row-wise as shown in figure 29.

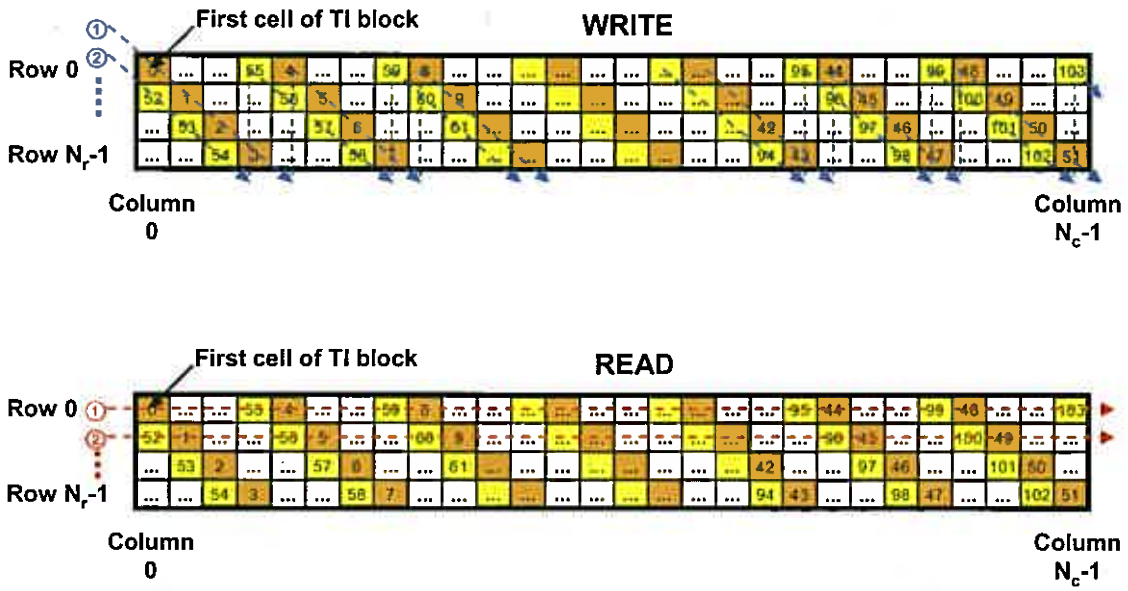


Figure 29: Time interleaving of L1 data (N_{MOD_TOTAL}=208, $N_{LI\_TI\_DEPTH}$=4)

Assuming d_i (i = 0, …, N_{MOD_Total} -1) as the L1-part2 Data Cells input to the time interleaver, the column index C_i, the row index R_i and associated twisting parameter T_{Ci} to store d_i is calculated as:

$$C_i = i \bmod N_c$$
$$T_{C_i} = C_i \bmod N_r$$
$$R_i = (T_{C_i} + (i \; div \; N_c)) \bmod N_r.$$

Every cell position in the TI memory is uniquely defined by a coordinate (R_i, C_i). The L1-part2 Data Cells d_i are written in positions (R_i, C_i):

$$\begin{aligned} &for\ (i = 0;\ i < N_{MOD\_Total};\ i = i + 1)\ \{ \\ &\quad GENERATE\ (R_i, C_i); \\ &\quad WRITE\ d_i\ to\ (R_i, C_i); \\ &\} \end{aligned}$$

Note that the time interleaving structure shall not be changed after frame building although neither pilot nor reserved tone position is considered in L1-part2 data time interleaving process, which is different from the case of Data Slice.

9 Frame Builder

This clause defines the frame builder functions that always apply for a C2 System. The function of the frame builder is to assemble the cells of the Preamble Symbols(s) as well as the cells produced for each of the Data Slices into arrays of active OFDM Cells corresponding to the preamble structure and each of the Data Slices and OFDM Symbols which make up the overall frame structure. The frame builder operates according to the dynamic information produced by the scheduler (see clause 5.2.1) and the configuration of the frame structure.

9.1 C2 Frame structure

The C2 Frame structure is shown in figure 30. The C2 Frame structure comprises L_P Preamble Symbols ($L_P \geq 1$) followed by L_{data} Data Symbols. The Preamble Symbols are divided in frequency direction into L1 block symbols of same bandwidth (3 408 subcarriers or approximately 7,61 MHz). The Data Slices have an arbitrary bandwidth as a multiple of the pilot pattern specific granularity but shall not exceed the L1 block symbol bandwidth. Frequency Notches can be inserted into the C2 signal across a C2 Frame. The insertion of frequency Notches is described in clauses 9.3.5 and 9.4.1.3.

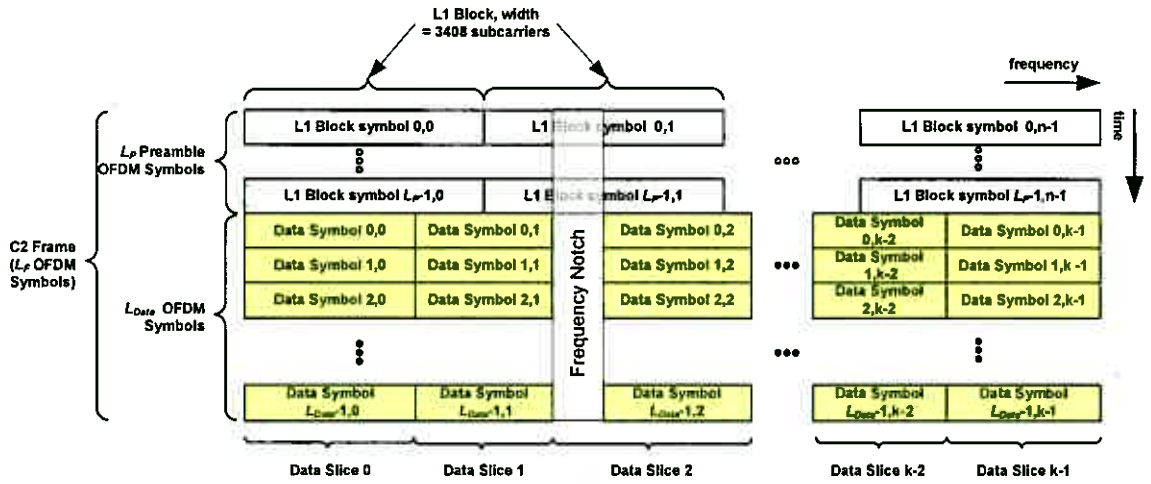


Figure 30: The C2 Frame structure: the C2 Frame starts with at least one Preamble Symbol (L_P) followed by L Data Symbols

The special properties of the Preamble Symbols are explained in clause 9.3. The L1 block symbols of the Preamble Symbol(s) allow reliable time and frequency synchronization and also carry the L1 signalling data part 2. The L1 signalling part 2 data to be carried is described in clause 8.3, its modulation, error correction and coding and the mapping of this data onto the L1 block symbols is described in clause 8.4.

9.1.1 Duration of the C2 Frame

The beginning of the first Preamble Symbol marks the beginning of the C2 Frame. The data part of the C2 Frame consists of $L_{data} = 448$ symbols (approx. 203,8 ms for $GI = 1/64$ or 202,2 ms for $GI = 1/128$, $T_U = 448\ \mu s$).

The number of Preamble Symbols L_P can be derived from the length information at the beginning of each L1 signalling part 2 block.

The C2 Frame duration is therefore given by:

$$T_F = (L_P + L_{data}) \times T_s,$$

where T_s is the total OFDM Symbol duration.

9.2 Pilot Reference Sequence

9.2.1 Data Scrambling Sequence

The reference sequence described below is used to scramble the preamble data and is used to generate the pilot's modulation.

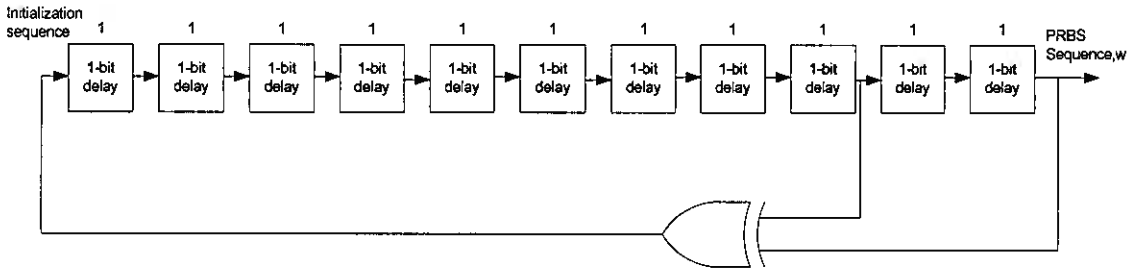


Figure 31: Generation of PRBS sequence

The PRBS sequence, w_i is generated according to figure 31, where w_i is the i-th output value of the PRBS generator. Its polynomial for the PRBS generator shall be:

$$X^{11} + X^2 + 1$$

The shift register is initialized with all '1's so that the sequence begins with $w_0, w_1, w_2 ... = 1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0...$

9.2.2 Pilot Scrambling Sequence

The pilots shall carry a unique synchronization sequence w_k^P, where k is the absolute OFDM carrier index.

The sequence is defined as:

$$w_k^P = w_k \oplus w_i' \text{ with } i = (k \bmod K_{L1})/D_P$$

Where: k is the OFDM carrier index, w_i' is the i-th output of the PRBS generator defined below, w_k is the k-th output of the reference sequence defined in clause 9.2.1 and $D_P = 6$ is the separation of the preamble pilots. Please note that i is always an integer value, as the reference sequence is only defined for pilot positions (i.e. $k \bmod D_P = 0$).

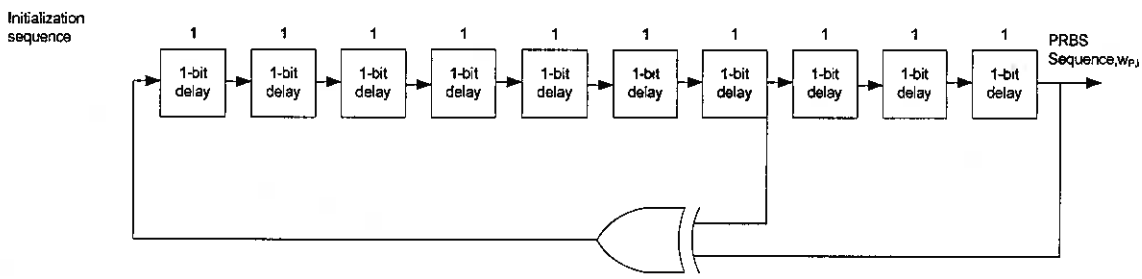


Figure 32: Definition of pilot modulation

The corresponding sequence w_i' is generated by the PRBS defined in figure 32. Its polynomial shall be:

$$X^{10} + X^3 + 1$$

The register is initialized to all '1's and the sequence begins $w_0', w_1', w_2' ... = 1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0...$

9.2.3 Pilot Reference Sequence

The preamble pilots shall be differentially BPSK modulated against each other. Therefore, the pilot reference sequence is generated by differential modulation of the pilot scrambling sequence, which is achieved by an XOR operation.

The pilot reference sequence for each OFDM pilot at position k is therefore given by:

$$r_k = \begin{cases} w_k^P & if\ k \bmod K_{L1} = 0 \\ r_{k-6} \oplus w_k^P & otherwise \end{cases}$$

where r_k only has to be defined if k is multiple of 6.

9.3 Preamble Symbol

9.3.1 Preamble Symbol overview

At the beginning of every frame a Preamble Symbol shall be sent. The Preamble Symbol is constructed with L_P OFDM Symbols, while the Preamble Symbol shares the same OFDM parameters as the normal Data Symbols. In the frequency domain, the preamble is subdivided into L1 Signalling Blocks. Each L1 Signalling Block contains all Layer 1-part 2 information as defined in clause 8.

The definition of the OFDM Cell $c_{m,l,k}^P$ is calculated generically for $k = 0,...,\infty$. However, this definition is for simplicity only and only the OFDM carriers $K_{\min} \le k \le K_{\max}$ have to be calculated and are transmitted, where K_{min} is the lowest frequency used by the C2 Signal and K_{max} is the highest frequency used by the C2 Signal. This structure is also depicted in figure 33. The carriers outside the actual signal bandwidth are referred to as virtual signalling data. Their purpose is the clarification of the cyclic frequency structure of the signalling data.

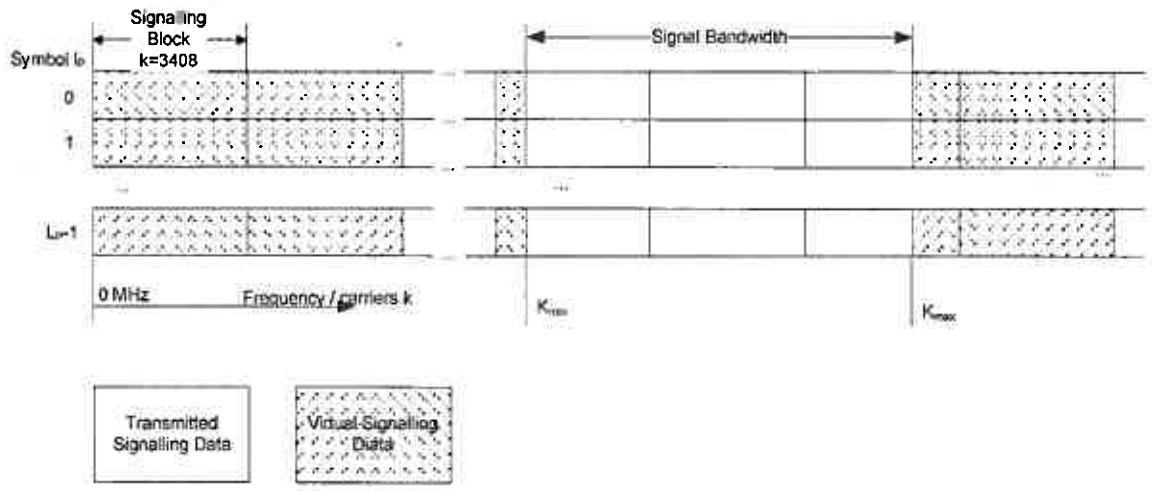


Figure 33: Preamble symbol structure in the frequency domain

9.3.2 Frequency Interleaving

The purpose of the preamble frequency interleaver is the separation of neighbouring data cells and to avoid error bursts caused by narrow band interferers or frequency selectivity. Therefore, the same frequency interleaver as for the Data Slices shall be used (see clause 9.4.5), which works on the N_{L1} = 2 840 data cells of each L1 Block.

The interleaved vector $A_{l_P}^P = (a_{l_P,0}^P, a_{l_P,1}^P, \ldots a_{l_P,N_P-1}^P)$ is defined by:

$a_{l_P,q}^P = x_{l_P,H_0(q)}$ for even symbols in the preamble ($l_P \bmod 2 = 0$) for $q = 0,1,\ldots,N_{L1}-1$

$a_{l_P,q}^P = x_{l_P,H_1(q)}$ for odd symbols in the preamble ($l_P \bmod 2 = 1$) for $q = 0,1,\ldots,N_{L1}-1$

with $N_{L1} = 2\,840$.

9.3.3 Pilot insertion

The pilots of each Signalling Block are uniquely defined and allow for the time and frequency synchronization to the preamble. Unlike the normal pilots, the pilots within the preamble are transmitted at the same power lever as the data, i.e. they are not boosted. The pilots are differentially BPSK modulated against each other, giving a receiver the possibility to synchronize on this differentially encoded reference information.

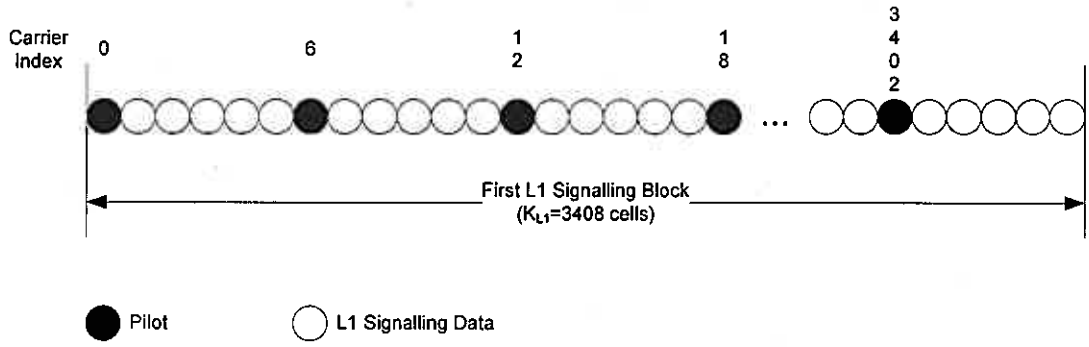


Figure 34: L1 Block signalling

9.3.3.1 Locations of the preamble pilots

A given OFDM carrier k of the Preamble Symbol is a pilot if the following equation is fulfilled:

$$k \bmod D_P = 0$$

Where: k is the OFDM carrier index and $D_P = 6$ is the separation of the preamble pilots.

9.3.3.2 Amplitude and modulation of the preamble pilots

The pilots shall be modulated as:

$$\mathrm{Re}\{c_{m,l_p,k}^P\} = A_{PP} \cdot 2(1/2 - r_k)$$

$$\mathrm{Im}\{c_{m,l_p,k}^P\} = 0$$

Where A_{pp} is the amplitude of the preamble pilots, r_k is the pilot reference sequence as defined in clause 9.2.3, m is the C2 Frame, l_p is the Preamble Symbol number and k is the absolute carrier index.

The amplitude of preamble pilots (A_{pp}) is fixed to A_{pp}=6/5 in case of 1/128 Guard Interval and fixed to A_{pp}=4/3 in case of 1/64 Guard Interval.

9.3.4 Mapping and scrambling of the signalling data

The OFDM Cells that are not occupied by pilots shall carry signalling data. As the signalling data is cyclic in the frequency domain, it shall be scrambled. The content of each data preamble OFDM Cell k is defined as:

$$\begin{aligned} \mathrm{Re}\{c^{P}_{m,l_P,k}\} &= \mathrm{Re}\{a^{P}_{l_P,q}\}\cdot(-1)^{w_k} \\ \mathrm{Im}\{c^{P}_{m,l_P,k}\} &= \mathrm{Im}\{a^{P}_{l_P,q}\}\cdot(-1)^{w_k} \end{aligned} \quad \text{with } q = (k \bmod K_{L1}) - \lceil (k \bmod K_{L1})/6 \rceil$$

Where $a^{P}_{l_P,q}$ is the output of the frequency interleaver of OFDM Symbol l_P at index q, w_k is the k-th output of the reference sequence defined in clause 9.2.1 and $K_{L1} = 3\,408$ is the number of OFDM carriers per L1 Signalling Block.

Since Data Slices are typically not aligned to L1 signalling blocks the receiver tuning window typically contains parts of different L1 signalling blocks. The re-ordering of the included sub-carriers to retrieve the L1 block in the frequency domain (i.e. after FFT on receiver side) is shown in figure 35.

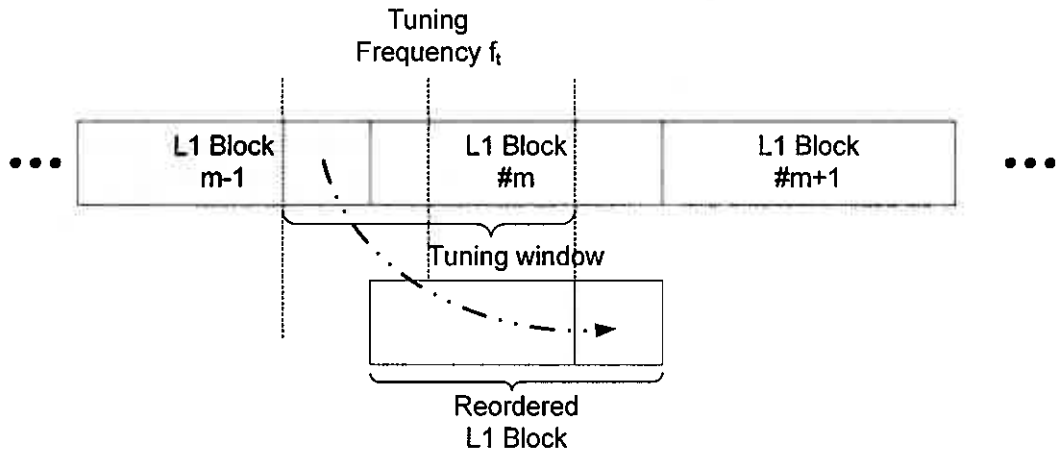


Figure 35: Retrieving a complete L1 block out of two partial L1 blocks

Depending on the receiver tuning frequency ft, (given as actual tuning position as OFDM subcarrier mod K_{L1}) the reordered L1 Block (including pilots) is described as follows (3 584 subcarrier receiver example):

- f_t *mod* $K_{L1} < 1\,704$: L1_subcariers = [$L1_m(f_t \ldots (f_t + 1704))$, $L1_{m-1}((f_t + K_{L1} - 1703) \ldots K_{L1})$]
- f_t *mod* $K_{L1} \geq 1\,704$: L1_subcariers = [$L1_m((f_t - 1\,703) \ldots K_{L1})$, $L1_{m+1}(1 \ldots (ft - K_{L1} + 1\,704))$]

With m as the index of the L1 block.

9.3.5 Notches within Preamble Symbols

Equivalent to Data Slices Preamble Symbols may contain Notches. The cells within preamble Notches shall not carry any transmit power. Preamble Notches always coincide with Data Slice Notches, i.e. the same OFDM sub-carriers are omitted. Notches can be applied to Preamble Symbols in 2 different ways.

9.3.5.1 Narrowband Notches

Narrowband Notches have a bandwidth below 48 OFDM subcarriers. The Data Slices bandwidth is a multiple of the guard interval granularity (i.e. 11, 23, 35, 47 subcarriers for GI = 1/64 or 23, 47 subcarriers for GI = 1/128).

The lack of L1 signalling in narrowband Notches is compensated by the preamble FEC. Only one narrowband Notch shall be allowed at any tuning position of 3408 OFDM subcarriers (i.e. 7,61 MHz for the 8 MHz mode and 5,71 MHz for the 6 MHz mode) bandwidth.

9.3.5.2 Broadband Notches

Broadband Notches have a bandwidth higher than 47 subcarriers. For Data Slice decoding the receiver tuner shall not tune to a region with a broadband Notch since a reliable L1 decoding cannot be guaranteed (missing L1 blocks cannot be recovered by the preamble FEC in every case).

Broadband Notches shall not be inserted in the C2 System unless at least one neighboured continuous L1 signalling block region above 3 408 subcarriers is available. During initial acquisition to a C2 System this allows the receiver to recognize the broadband Notch and to retune to a frequency range with consistent L1 signalling data.

Broadband Notches shall always be located between different Data Slices.

In case the set of subcarriers of C2 system neighboured to a broadband notch is below 3 408 subcarriers (i.e. L1 blocks can't be decoded in a reliable way), all Data Slices within this set of subcarriers shall use the Data Slice Type 2 and be configured to 'fixed' (i.e. DSLICE_CONST_CONF flag in L1 part 2 signalling is set to 1).

In any case the minimum set of subcarriers of a C2 System neighboured to a broadband notch is 841 subcarriers, ensuring that at least 5 continual pilots are available in the related frequency band for proper signal processing in receivers.

9.4 Data Slice generation

Data Slices can be treated as separate channels and no interleaving is performed between different ones. Each Data Slice is identified by a start OFDM carrier $K_{DS,\min}$ and an end OFDM carrier $K_{DS,\max}$, whereby $K_{DS,\min} \geq K_{\min}$ and $K_{DS,\max} < K_{\max}$. Data Slices shall only start and end at scattered pilots positions and end next to a scattered pilot position. Additionally, Data Slices shall not overlap each other.

9.4.1 Location of Data Slices

9.4.1.1 Start and end OFDM carrier of Data Slices

The start and the end frequency of the Data Slices is signalled in the Layer 1 Signalling by means of the START_FREQUENCY, the DSLICE_TUNE_POS, the DSLICE_OFFSET_LEFT and DSLICE_OFFSET_RIGHT values. While the START_FREQUENCY and the DSLICE_TUNE_POS are quasi static between different C2 Frames, the other two values may change every frame, depending on the chosen mode. As the Data Slices shall only start at scattered pilots positions and end next to them, the signalling depends on the value D_X (which depends on the Guard Interval size). Furthermore, the value of START_FREQUENCY shall be a multiple of D_X as well.

Thus, the start frequency and end carrier of a Data Slice shall be:

$$K_{DS,\min} = (DSLICE\_TUNING\_POS + DSLICE\_OFFSET\_LEFT) \cdot D_X + START\_FREQUENCY$$

$$K_{DS,\max} = (DSLICE\_TUNING\_POS + DSLICE\_OFFSET\_RIGHT) \cdot D_X + START\_FREQUENCY - 1$$

9.4.1.2 Maximum width of Data Slices

The width of each Data Slice shall not exceed 3 408 OFDM carriers (7,61 MHz for $T_U = 448\ \mu s$), i.e.:

$$K_{DS,\max} - K_{DS,\min} < 3408$$

If the width of a Data Slice exceeds 3 408 OFDM carriers, the receiver shall ignore the Data Slice, i.e. treat it as not present.

9.4.1.3 Minimum width of Data Slices

The Layer 1 signalling may indicate Data Slices without any payload capacity. Such Data Slices may be used if no payload data has to be transmitted. These Data Slices shall be signalled by:

$$DSLICE\_OFFSET\_LEFT = DSLICE\_OFFSET\_RIGHT$$

No Data Slices with negative width shall be signalled. If Data Slices with negative width are received, these Data Slices shall be ignored by the receiver.

If DSLICE_TYPE is '0' and the Data Slice has a width > 0, the Data Slice shall be able to transmit at least one complete Data Slice Packet.

9.4.1.4 Notches within Data Slices

Data Slices may contain Notches. The cells within these Notches shall not carry any transmit power. The start and the end carrier of each Notch are indicated within the corresponding Layer 1 signalling. Notches always start and end next to scattered pilot positions.

The start carrier and end carrier of each Notch shall be defined as:

$$K_{N,\min} = NOTCH\_START \cdot D_X + START\_FREQUENCY + 1$$

$$K_{N,\max} = (NOTCH\_START + NOTCH\_WIDTH) \cdot D_X + START\_FREQUENCY - 1$$

where D_X is the guard interval dependent pilots repartition. Notches having a NOTCH_WIDTH of 0 shall be ignored by the receiver.

9.4.2 Number of payload cells in Data Slice

The number of payload cells per Data Slice per OFDM Symbol N_{DS} equals $(K_{DS,\max} - K_{DS,\min} + 1)$ minus the number of continual pilots, scattered pilots, reserved tones and cells that are located in Notches.

Please note that the number of payload cells in a Data Slice may vary between different OFDM Symbols in one C2 Frame.

9.4.3 Mapping of the Data Slice Packets

The Data Slice Packets shall be mapped onto the N_{DS} Data Cells per OFDM Symbol. Data Cells within a Data Slice are cells, which are not pilots, reserved tones or Notches. The Data Slice Packet data $g_0, \ldots g_{N_X-1}$. shall be mapped onto the Data Cells $a_{m,l,k}$ of the OFDM Symbol in an increasing value of the carrier index k within the range:

$$K_{DS,\min} \le k \le K_{DS,\max}.$$

If the data of one Data Slice Packet exceeds the length of a C2 Frame, the data shall cross seamlessly into the next C2 Frame. If a Data Slice was not present in the previous C2 Frame (a Data Slice of width 0 was present), the Data Slice Packet data shall be mapped to the first available Data Cell of the Data Slice.

For DSLICE_TYPE='0' the start of the first complete Data Slice Packet shall be signalled within the PLP_START value of the Layer 1 signalling. If the Data Slice has zero width, the PLP_START shall be set to zero.

If no payload data is to be transmitted for DATA_SLICE_TYPE '1', dummy Data Slice Packets shall be transmitted instead (see clause 7.2).

9.4.4 Time Interleaving

The time interleaver (TI) shall operate at Data Slice level. The parameters of time interleaving may be different for different Data Slices within a C2 System, while it is the same for all PLPs within a Data Slice. The exact number and positions of all pilots and reserved tones within each Data Slice shall be known to the TI prior to frame building.

The Data Cells from a Data Slice builder for each Data Slice shall be grouped into TI blocks. The start and/or end of Data Slice Packets of each PLP constituting the Data Slice may not be aligned with those of TI blocks. Each TI block within the Data Slice shall contain $N_{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL}$ payload Data Cells carried by $N_{DSLICE\_TI\_DEPTH}$ Data Symbols. $N_{DSLICE\_TI\_DEPTH}$ is known from DSLICE_TI_DEPTH signalled in L1 signalling part2 (see clause 8.3). $N_{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL}$ is calculated as:

$$N_{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL} = \sum_{l \in TI\,block} N_{DS}^{l}$$

where N_{DS}^{l} is the number of payload cells of l-th Data Symbol of the TI block, which is described in clause 9.4.2 in more detail. Every TI block of the Data Slice shall have the same number of payload cells.

The length of time interleaving period T_P is defined as:

$$T_P = T_S \times N_{DSLICE\_TI\_DEPTH},$$

where T_S is a total OFDM Symbol duration.

Simple and typical TI memory space (one per Data Slice) is identical to the space of $N_{DSLICE\_TI\_DEPTH}$ Data Symbols within the Data Slice. In other words, the TI memory space includes the positions of all pilot and reserved tone cells as well as $N_{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL}$ Data Cells. The pilot and reserved tone cell positions within TI memory may be filled with dummy zeros. Notch bands in the Data Slice may be discarded from the TI memory.

The TI shall store in the TI memories the Data Cells from the output of Data Slice builder. As the number and position of all pilots and reserved tones are previously known to the TI, the Data Cells should not be stored in pilot or reserved tone positions. Reserved pilot and reserved tone positions in the TI memory guarantees the time interleaving structure of Data Cells (shown in figure 37) are unchanged after frame building.

Typically, the time interleaver will also act as a buffer for Data Slice cells prior to the process of frame building. This can be achieved by means of two memory banks for each Data Slice. The first TI block is written to the first bank. The second TI block is written to the second bank whilst the first bank is being read from and so on, see figure 36.

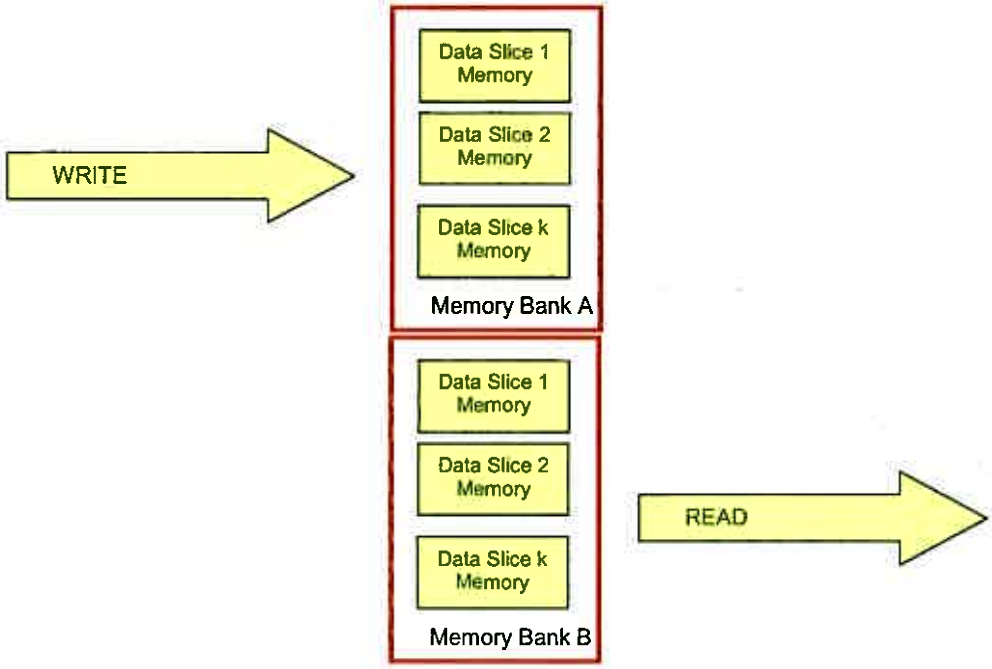


Figure 36: Example of operation of time interleaver memory banks

The TI shall be a twisted row-column block interleaver: the number of rows N_r in the interleaver is equal to the time interleaving depth $N_{DSLICE\_TI\_DEPTH}$ and the number of columns N_c to Data Slice width N_{DSLICE_WIDTH}. The Data Slice width is identified by:

$$N_{DSLICE\_WIDTH} = K_{DS,\max} - K_{DS,\min},$$

where $K_{DS,max}$ and $K_{DS,min}$ is the start and end OFDM Cell index of the Data Slice respectively. More details of Data Slice configuration is described in clause 9.4.1.1. The input cells are serially written into the interleaver memory in a diagonal direction, and serially read out row-wise as shown in figure 37.

Assuming the index i ranging from 0 to ($N_{DSLICE\_TI\_CELL}$-1), where $N_{DSLICE\_TI\_CELL}$ is the total number of cells within $N_{DSLICE\_TI\_DEPTH}$ Data Symbols of the Data Slice and calculated as:

$$N_{DSLICE\_TI\_CELL} = N_{DSLICE\_TI\_DEPTH} \times N_{DSLICE\_WIDTH}.$$

The column index C_i, the row index R_i and associated twisting parameter T_{Ci} is calculated as:

$$C_i = i \bmod N_c$$
$$T_{C_i} = C_i \bmod N_r$$
$$R_i = (T_{C_i} + (i \; div \; N_c)) \bmod N_r.$$

Then, every cell positions in the TI memory is uniquely defined by a coordinate (R_i, C_i). The input Data Cells d_k ($k = 0, \ldots, N_{DSLICE\_TI\_DATA\_CELL}$-1) are written in positions (R_i, C_i) ($i = 0, \ldots, N_{DSLICE\_TI\_CELL}$-1) within the TI memory only if the positions are assigned for payload Data Cells:

$$
\begin{aligned}
&k = 0;\\
&for\ (i = 0;\ i < N_{DSLICE\_TI\_CELL};\ i = i + 1)\ \{\\
&\quad GENERATE\ (R_i, C_i);\\
&\quad if\ (R_i, C_i) = data\ cell\ position\ \{\\
&\quad\quad WRITE\ d_k\ to\ (R_i, C_i);\\
&\quad\quad k = k + 1;\\
&\quad \}\\
&\}
\end{aligned}
$$

Note that the TI outputs only Data Cells from the TI memory excluding dummy pilot cells and reserved tones. As a result, the input and output Data Cell rates are unchanged after time interleaving.

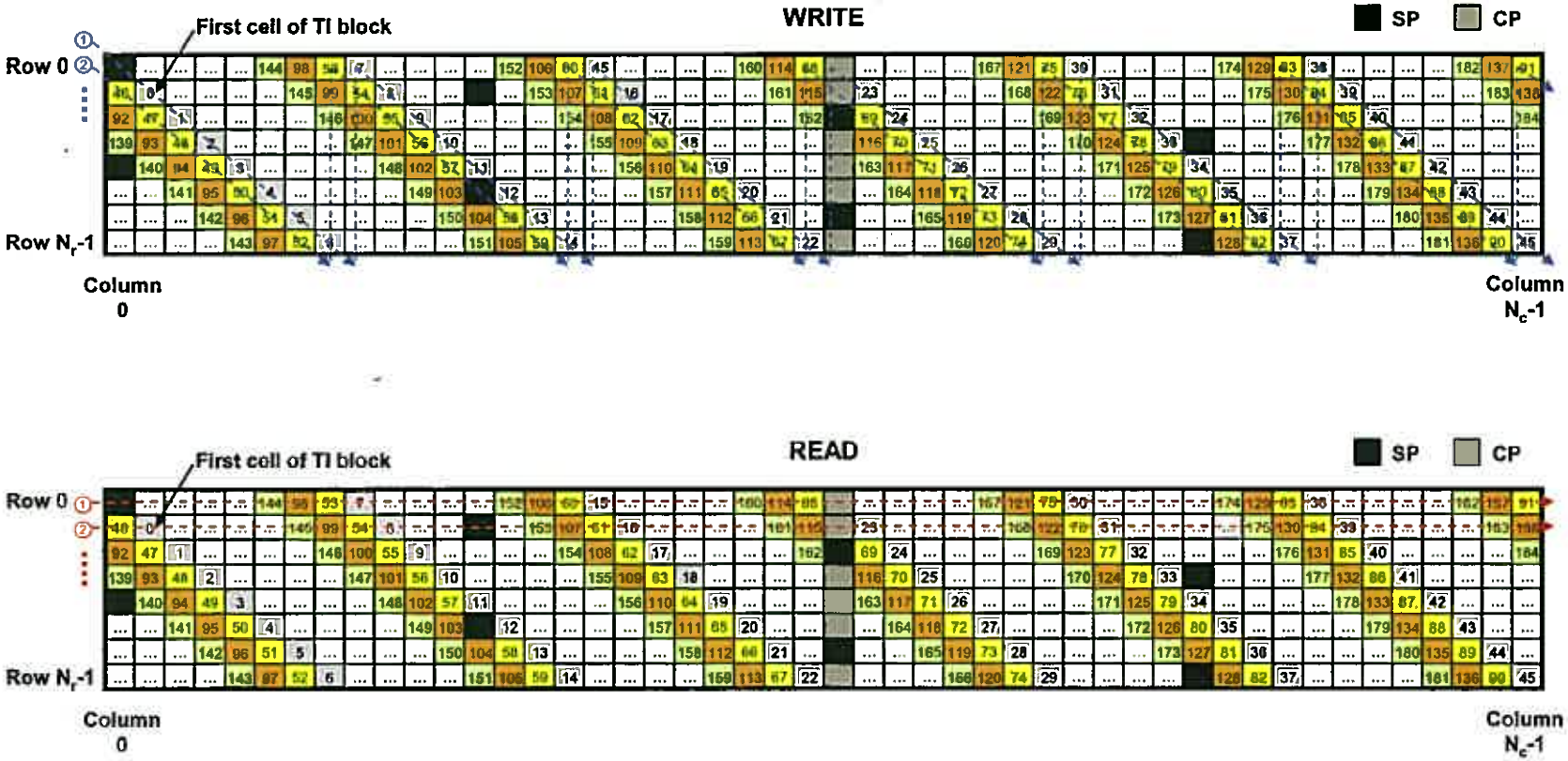


Figure 37: Time interleaver (D_x=12, GI=1/64, N_r=8, N_c=48, DSLICE_WIDTH=4)

9.4.5 Frequency Interleaving

The frequency interleaver operates on the Data Cells of one OFDM Symbol that comprise the slice of cells allocated to a given Data Slice. Its purpose is to map the Data Cells of this slice from the frame builder onto the N_{data} data carriers allocated for the given Data Slice in each OFDM Symbol.

For Data Slice n, the frequency interleaver shall process the Data Cells $X_{m,l} = (x_{m,l,0}, x_{m,l,1}, \ldots, x_{m,l,N_{data}(n)-1})$ of the OFDM Symbol l of C2 Frame m from the frame builder.

The parameter M_{max} is defined as 4 096, i.e. the smallest power of 2 higher than the maximum Data Slice width of 3 408 OFDM Cells.

For Data Slice n with $N_{data}(n)$ data carriers in OFDM symbol l of M_{max} sub-carriers the interleaved vector $A_{m,l} = (a_{m,l,0}, a_{m,l,1}, a_{m,l,2} \ldots a_{m,l,N_{data}(n)-1})$ is defined by:

$a_{m,l,q} = x_{m,l,H_0(q)}$ for even symbols of the frame (l mod 2 = 0) for $q = 0,\ldots,N_{data}(n)-1$

$a_{m,l,q} = x_{m,l,H_l(q)}$ for odd symbols of the frame (l mod 2 = 1) for $q = 0,\ldots,N_{data}(n)-1$

$H_0(q)$ and $H_l(q)$ are permutation function based on the sequence R'_i defined by the following.

An $(N_r - 1)$ bit binary word R'_i is defined, with $N_r = \log_2 M_{max}$, where R'_i takes the following values:

$i = 0,1$: $R'_i\,[N_r-2, N_r-3,\ldots,1,0] = 0,0,\ldots,0,0$

$i = 2$: $R'_i\,[N_r-2, N_r-3,\ldots,1,0] = 0,0,\ldots,0,1$

$2 < i < M_{max}$: { $R'_i\,[N_r-3, N_r-4,\ldots,1,0] = R'_{i-1}\,[N_r-2, N_r-3,\ldots,2,1]$;

where: $N_r = 12$ and $R'_i\,[10] = R'_{i-1}\,[0] \oplus R'_{i-1}[2]$.

A vector R_i is derived from the vector R'_i by the bit permutations given in table 32.

Table 32: Bit permutations for the 4K mode

R'_i bit positions	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i bit positions (H_0)	7	10	5	8	1	2	4	9	0	3	6
R_i bit positions (H_1)	6	2	7	10	8	0	3	4	1	9	5

Each permutation function H(q) is defined by the following algorithm:

$q = 0$;

for ($i = 0$; $i < M_{max}$; $i = i + 1$)

$$\{ H(q) = (i \bmod 2).2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j).2^j;$$

if ($H(q) < N_{data}(n)$) $q = q+1$; }

A schematic block diagram of the algorithm used to generate the permutation function is represented in figure 38.

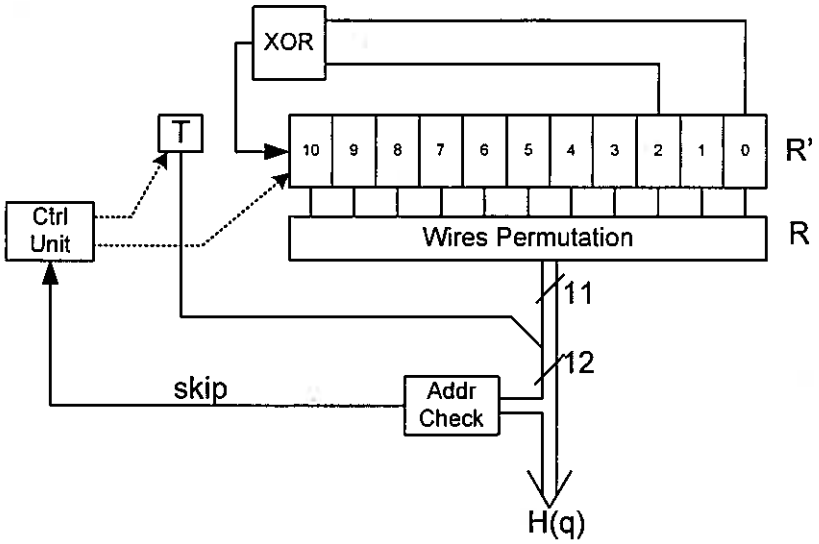


Figure 38: Frequency interleaver address generation scheme for the 4K mode OFDM

The output of the frequency interleaver for Data Slice n is the interleaved vector of Data Cells $A_{m,l} = (a_{m,l,0}, a_{m,l,1}, a_{m,l,2},...a_{m,l,N_{data}(n)-1})$ that is then allocated to Data Cells $v_{m,l,i}$ of symbol l of C2 Frame m according to:

$$v_{m,l,B(n)+i} = a_{m,l,i}$$

where $B(n)$ is the location of the first Data Cell of symbol l allocated to slice n and $i = 0,1,2, \ldots . N_{data}(n)-1$.

9.5 Stuffing Data Slices

Within an OFDM signal Stuffing Data Slices may be transmitted. The Stuffing Data Slices shall not be signalled within the L1 signalling. Pilots and dummy carriers shall be transmitted at the same positions as in normal Data Slices.

The modulation of the cells not mapped to pilots or reserved tones shall carry a mean power value of 1. The transmitter shall ensure a random-like distribution of the modulation values.

9.6 Pilot Insertion

9.6.1 Introduction

Various cells within the OFDM frame are modulated with reference information whose transmitted value is known to the receiver. Cells containing reference information are transmitted at "boosted" power level. These cells are termed scattered, continual and edge pilots. The locations and amplitudes of these pilots are defined in clauses 9.6.2 to 9.6.4. The value of the pilot information is derived from a reference sequence, r_k which is a series of values, one for each transmitted carrier on any given symbol. The reference sequence is defined in clause 9.2.3.

The pilots can be used for frame synchronization, frequency synchronization, time synchronization, channel estimation and can also be used to follow the phase noise.

Table 33 gives an overview of the different types of pilot and the symbols in which they appear. This clause only describes pilots inserted to Data Symbols i.e. scattered, continual and edge pilots. Preamble pilots are described in clause 9.3.3.

Table 33: Presence of the various types of pilots in each type of symbol (X=present)

Symbol	PILOT TYPE			
	Scattered	Continual	Edge	Preamble
Preamble				X
Data	X	X	X	

The following clauses specify values for $c_{m,l,k}$, for certain values of m, l and k, where m and l are the C2 Frame and symbol number as previously defined, and k is the OFDM carrier index (see clause 3.2).

9.6.2 Scattered pilot insertion

Reference information, taken from the reference sequence, is transmitted in scattered pilot cells in every symbol except Preamble Symbol(s) of the C2 Frame. The locations of the scattered pilots are defined in clause 9.6.2.1, their amplitudes are defined in clause 9.6.2.2 and their modulation is defined in clause 9.6.2.3.

9.6.2.1 Locations of the scattered pilots

The locations of scattered pilots depend only upon the symbol index l, carrier index k and the GI fraction. A given carrier k of the OFDM signal on a given symbol l will be a scattered pilot if the appropriate equation below is satisfied:

$$k \bmod (D_X \cdot D_Y) = D_X (l \bmod D_Y)$$

where: D_X, D_Y are defined in table 34.
k: 0 RF origin carrier index.
l: Data Symbol index.

Table 34: Parameters defining the scattered pilot patterns

GI Fraction	Separation of pilot bearing carriers (D_X)	Number of symbols forming one scattered pilot sequence (D_Y)
1/64	12	4
1/128	24	4

The scattered pilot patterns are illustrated in annex H.

9.6.2.2 Amplitudes of the scattered pilots

The amplitudes of the scattered pilots, A_{SP}, are fixed as 7/3. This amplitude is commonly used for continual pilots and edge pilots as well.

9.6.2.3 Modulation of the scattered pilots

The phases of the scattered pilots are derived from the reference sequence given in clause 9.3.

The modulation value of the scattered pilots is given by:

$$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = A_{SP}\, 2(1/2 - r_k)$$

$$\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0.$$

where A_{SP} is as defined in clause 9.6.2.2, r_k is defined in clause 9.3, m is the C2 Frame index, k is the frequency index of the carriers.

9.6.3 Continual pilot insertion

In addition to the scattered pilots described above, a number of continual pilots are inserted in every symbol of the frame except for Preamble Symbol(s). The number and location of continual pilots are the same for all GI fractions (i.e. for scattered pilot patterns).

9.6.3.1 Locations of the continual pilots

The continual pilot locations are defined within a block of K_{L1} = 3 408 carriers and this pattern is repeated to support the entire range of possible carriers. The K_{L1} carrier index block is aligned with the L1 signalling block, whose length is also K_{L1}.

The continual pilot locations within the K_{L1} carrier index block are defined in table 35. A given carrier index k of the OFDM signal will be a continual pilot if k mod K_{L1} is matched with one of the numbers in table 34.

Table 35: Continual Pilot Carrier Indices

Indices							
96	216	306	390	450	486	780	804
924	1 026	1 224	1 422	1 554	1 620	1 680	1 902
1 956	2 016	2 142	2 220	2 310	2 424	2 466	2 736
3 048	3 126	3 156	3 228	3 294	3 366		

9.6.3.2 Amplitudes of the Continual Pilots

The amplitudes of the continual pilots, A_{CP}, are fixed as 7/3. This amplitude is commonly used for scattered pilots and edge pilots as well.

9.6.3.3 Modulation of the Continual Pilots

The phases of the continual pilots are derived from the reference sequence given in clause 9.3.

The modulation value for the continual pilots is given by:

$$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2\,A_{CP}\,(1/2 - r_k)$$

$$\mathrm{Im}\{\,c_{m,l,k}\,\} = 0.$$

where r_k is defined in clause 9.3.

9.6.4 Edge pilot insertion

In addition to the scattered and continual pilots, a number of edge pilots are also inserted at the 'edge' carrier locations in every symbol except Preamble Symbol(s). The number of edge pilots depends upon the number of spectrum Notches within an OFDM signal.

9.6.4.1 Locations of the edge pilots

There are two kinds of edge carrier; those carriers at the upper and lower extremes of the OFDM spectrum and those carriers either side of a spectrum Notch. The edge pilots are inserted in both cases.

The lowest frequency edge pilot of the OFDM spectrum is inserted by replacing potential data and scattered pilot carriers. On the other hand the highest frequency edge pilot of the OFDM spectrum is inserted as an extra carrier to the data carriers. This ensures that the edge pilots are on the scattered pilot bearing carriers. These pilot locations are shown in figure 39.

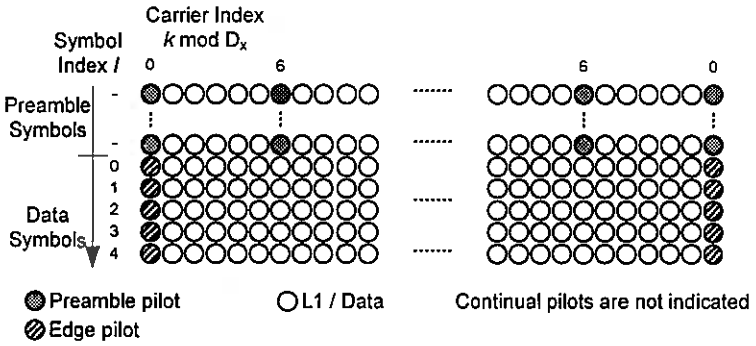


Figure 39: OFDM spectrum edge pilot locations

Edge pilots are also placed either side of spectrum Notches. The edge pilot for the lower frequency edge of a Notch is inserted at carrier index $K_{N,min}$ - 1, whereas the edge pilot for the higher frequency edge of a Notch is inserted at carrier index $K_{N,max}$ + 1. Where $K_{N,min}$ and $K_{N,max}$ are the start and end carrier indices for a spectrum Notch, details are defined in clause 9.4.1.3. These edge pilots will lie on scattered pilot bearing subcarriers. These pilot locations are shown in figure 40.

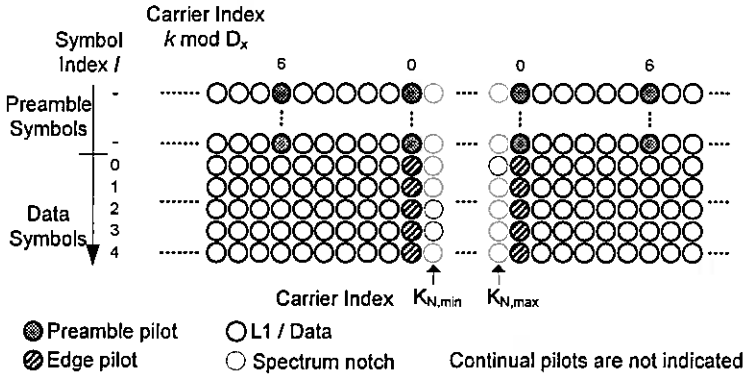


Figure 40: Spectrum Notch edge pilot locations

NOTE: The edge pilot locations are always be at integer multiples of D_x. They are scattered pilot bearing carriers.

9.6.4.2 Amplitudes of the Edge Pilots

The amplitude of the edge pilots and the scattered pilots is 7/3.

9.6.4.3 Modulation of the Edge Pilots

The modulation of these cells is exactly the same as for the scattered pilots, as defined in clause 9.6.2.3:

$$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2\, A_{SP}\, (1/2 - r_k)$$

$$\mathrm{Im}\{\, c_{m,l,k}\,\} = 0.$$

9.7 Dummy carrier reservation

Some OFDM Cells can be reserved for varying purposes, e.g. PAPR reduction. The amplitudes of these cells can be defined freely, while their power level shall not exceed the power level of pilots within the data OFDM Symbols.

In the Data Symbols excluding Preamble Symbols, the set of carriers corresponding to carrier indices defined in table 36 or their circularly shifted set of carriers shall be reserved depending on the OFDM Symbol index of the Data Symbol, when the reserved tones are activated by a relevant L1 signalling part 2, 'RESERVED_TONES'. The amount of shift between two consecutive OFDM Symbols shall be determined by the separation of pilot bearing carriers, D_X and the number of symbols forming one scattered pilot sequence, D_Y (see table 34 in clause 9.6.2.1). Furthermore, the reserved carrier patterns are repeated at every interval of 8 blocks of K_{L1}=3 408 carriers. Thus, in the Data Symbol corresponding to Data Symbol index l of a C2 Frame, the OFDM Cell is a reserved tone if:

$$[k \bmod (8 \cdot K_{L1})] - D_X (l \bmod D_Y) \in S_0 \qquad 0 \le l < L_{Data}$$

where k is the absolute carrier index, L_{data} denotes the number of Data Symbols in a C2 Frame, and S_0 is the set of carrier indices listen in table 36.

Positions of reserved carriers within Notches shall be excluded from the set of reserved carriers.

Table 36: Reserved carrier indices S_0

Reserved Carrier Indices S_0
161, 243, 296, 405, 493, 584, 697, 741, 821, 934, 1021, 1160, 1215, 1312, 1417, 1462, 1591, 1693, 1729, 1845, 1910, 1982, 2127, 2170, 2339, 2365, 2499, 2529, 2639, 2745, 2864, 2950, 2992, 3119, 3235, 3255, 3559, 3620, 3754, 3835, 3943, 3975, 4061, 4210, 4270, 4371, 4417, 4502, 4640, 4677, 4822, 4904, 5026, 5113, 5173, 5271, 5317, 5426, 5492, 5583, 5740, 5757, 5839, 5935, 6033, 6146, 6212, 6369, 6454, 6557, 6597, 6711, 6983, 7047, 7173, 7202, 7310, 7421, 7451, 7579, 7666, 7785, 7831, 7981, 8060, 8128, 8251, 8326, 8369, 8445, 8569, 8638, 8761, 8873, 8923, 9017, 9104, 9239, 9283, 9368, 9500, 9586, 9683, 9782, 9794, 9908, 9989, 10123, 10327, 10442, 10535, 10658, 10739, 10803, 10925, 11006, 11060, 11198, 11225, 11326, 11474, 11554, 11663, 11723, 11810, 11902, 11987, 12027, 12117, 12261, 12320, 12419, 12532, 12646, 12676, 12808, 12915, 12941, 13067, 13113, 13246, 13360, 13426, 13520, 13811, 13862, 13936, 14073, 14102, 14206, 14305, 14408, 14527, 14555, 14650, 14755, 14816, 14951, 15031, 15107, 15226, 15326, 15392, 15484, 15553, 15623, 15734, 15872, 15943, 16043, 16087, 16201, 16299, 16355, 16444, 16514, 16635, 16723, 16802, 16912, 17150, 17285, 17387, 17488, 17533, 17603, 17708, 17793, 17932, 18026, 18081, 18159, 18285, 18356, 18395, 18532, 18644, 18697, 18761, 18874, 18937, 19107, 19119, 19251, 19379, 19414, 19522, 19619, 19691, 19748, 19875, 19935, 20065, 20109, 20261, 20315, 20559, 20703, 20737, 20876, 20950, 21069, 21106, 21231, 21323, 21379, 21494, 21611, 21680, 21796, 21805, 21958, 22027, 22091, 22167, 22324, 22347, 22459, 22551, 22691, 22761, 22822, 22951, 22981, 23089, 23216, 23290, 23402, 23453, 23529, 23668, 23743, 24019, 24057, 24214, 24249, 24335, 24445, 24554, 24619, 24704, 24761, 24847, 24947, 25089, 25205, 25274, 25352, 25474, 25537, 25612, 25711, 25748, 25874, 25984, 26078, 26155, 26237, 26324, 26378, 26545, 26623, 26720, 26774, 26855, 26953, 27021, 27123

10 OFDM generation

The function of the OFDM generation module is to take the cells produced by the frame builder, as frequency domain coefficients and to transform them into the frequency domain.

10.1 IFFT - OFDM Modulation

This clause specifies the OFDM structure to use for each transmission mode. The transmitted signal is organized in frames. Each frame has duration of T_F, and consists of L_F OFDM Symbols. Each symbol is constituted by a set of K_{total} carriers transmitted with a duration T_S. It is composed of two parts: a useful part with duration T_U and a guard interval with duration Δ. The guard interval consists of a cyclic continuation of the useful part, T_U, and is inserted before it. The allowed combinations of FFT size and guard interval are defined in table 38.

The symbols in a C2 Frame are numbered from 0 to L_F-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 corresponding to the modulation carried on one carrier during one symbol.

The carriers are indexed by $k \in [K_{min}; K_{max}]$ and determined by K_{min} and K_{max}. The spacing between adjacent carriers is $1/T_U$ while the spacing between carriers K_{min} and K_{max} are determined by K_{total}/T_U.

The emitted signal is described by the following expression:

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{\sum_{m=0}^{\infty}\left[\frac{1}{\sqrt{K_{total}}}\sum_{l=0}^{L_F-1}\sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t)\right]\right\}$$

Where:

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\frac{k}{T_U}(t-\Delta-lT_s-mT_F)} & mT_F + lT_S \le t < mT_F + (l+1)T_S \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

and:

k denotes the carrier number;

l denotes the OFDM Symbol number starting from 0 for the first Preamble Symbol of the frame;

m denotes the C2 Frame number;

K_{total} is the number of transmitted carriers, i.e. $K_{total} = K_{max} - K_{min} + 1$;

L_F total number of OFDM Symbols per frame (including the preamble);

T_S is the total symbol duration for all symbols, and $T_S = T_U + \Delta$;

T_U is the active symbol duration defined in table 38;

Δ is the duration of the guard interval, see clause10.2;

$c_{m,l,k}$ is the complex modulation value for carrier k of the OFDM Symbol number l in C2 Frame number m;

T_F is the duration of a frame, $T_F = L_F T_s$;

K_{min} Carrier index of first (lowest frequency) active carrier;

K_{max} Carrier index of last (highest frequency) active carrier.

The OFDM parameters are summarized in table 38. The values for the various time-related parameters are given in multiples of the Elementary Period T and in microseconds. The Elementary Period T is specified for each channel raster bandwidth in table 37.

Table 37: Elementary period as a function of channel raster bandwidth

Channel Raster	"6 MHz"	"8 MHz"
Elementary period T	7/48 µs	7/64 µs

Table 38: OFDM parameters

Parameter	"6 MHz" 1/64	"6 MHz" 1/128	"8 MHz" 1/64	"8 MHz" 1/128
Number of OFDM carriers per L1 Block K_{L1}	3 408	3 408	3 408	3 408
Bandwidth of L1 Signalling Block (see note)	*5,71 MHz*	*5,71 MHz*	*7,61 MHz*	*7,61 MHz*
Duration T_U	4 096 *T*	4 096 *T*	4 096 *T*	4 096 *T*
Duration T_U µs (see note)	*597,3*	*597,3*	*448*	*448*
Carrier spacing $1/T_U$ (Hz) (see note)	*1 674*	*1 674*	*2 232*	*2 232*
Guard Interval Duration Δ/T_u	*64T*	*32T*	*64T*	*32T*
Guard Interval Duration Δ/T_u µs (see note)	*9,33*	*4,66*	*7*	*3,5*
NOTE: Numerical values in italics are approximate values.				

10.2 Guard interval insertion

Two different guard interval fractions (Δ/T_u) are defined. Further details are given in table 38 in clause 10.1.

10.3 Spectrum characteristics

The OFDM Symbols constitute a juxtaposition of equally-spaced orthogonal carriers. The amplitudes and phases of the Data Cell carriers are varying symbol by symbol according to the mapping process previously described.

The power spectral density P_k (f) of each carrier at frequency:

$$f_k = \frac{k}{T_u} \text{ for } K_{\min} \le k \le K_{\max}$$

is defined by the following expression:

$$P_k(f) = \left[\frac{\sin \pi (f - f_k) T_s}{\pi (f - f_k) T_s} \right]^2$$

The overall power spectral density of the modulated Data Cell carriers is the sum of the power spectral densities of all these carriers. A theoretical DVB transmission signal spectrum is illustrated in figure 41. The blue curve illustrates the theoretical spectrum of a 7,61 MHz wide signal (The first used subcarrier K_{min} is located at the relative frequency of 0 MHz). The red curve illustrates the lower frequency edge of a 445 MHz wide signal. Because the OFDM Symbol duration is larger than the inverse of the carrier spacing, the main lobe of the power spectral density of each carrier is narrower than twice the carrier spacing. Therefore the spectral density is not constant within the nominal bandwidth.

NOTE: This theoretical spectrum takes no account of the variations in power from carrier to carrier caused by the boosting of the pilot carriers.

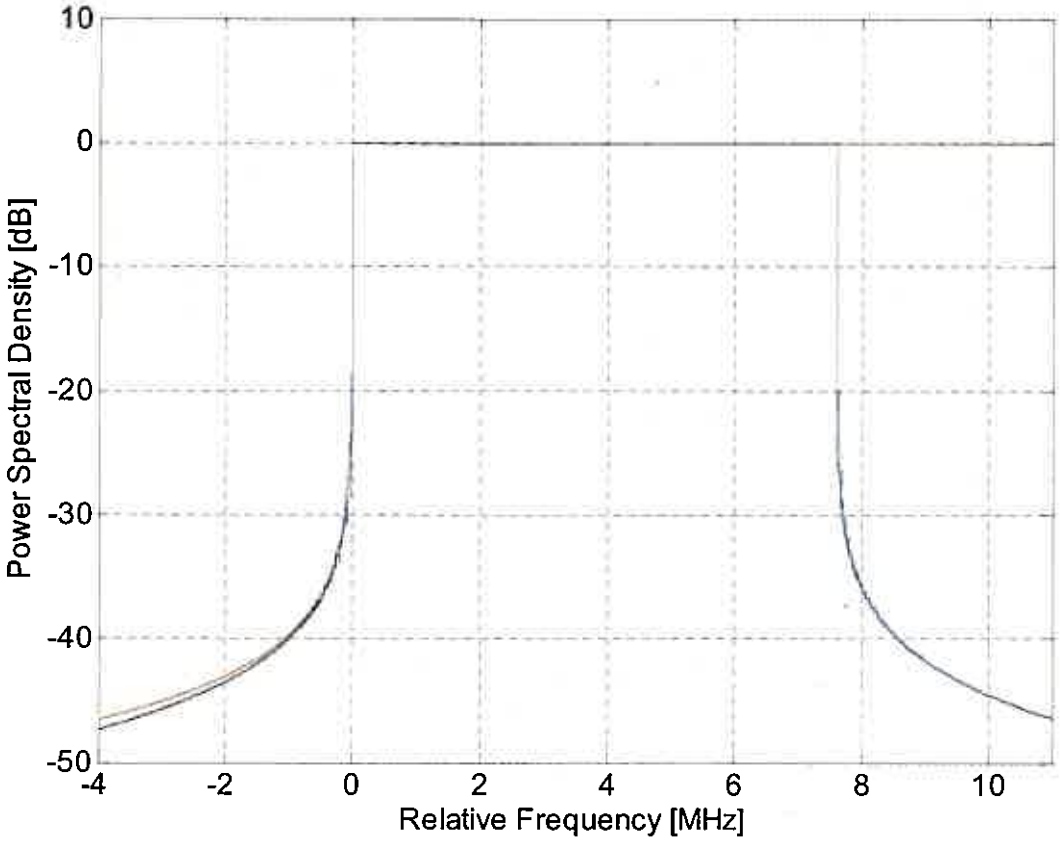


Figure 41: Theoretical DVB-C2 signal spectrum for guard interval fraction 1/128 and different signal bandwidths (8 MHz and 445 MHz (lower edge only))

No specific requirements are set in terms of the spectrum characteristics after amplification and filtering, since it is considered to be more appropriately defined by the relevant standardization authorities, depending on both the regions and the frequency bands in which the C2 System is to be deployed.

Annex A (normative): Addresses of parity bit accumulators for Nldpc = 64 800

Example of interpretation of table A.1.

$p_{317} = p_{317} \oplus i_0$ $p_{2255} = p_{2255} \oplus i_0$ $p_{2324} = p_{2324} \oplus i_0$ $p_{2723} = p_{2723} \oplus i_0$ $p_{3538} = p_{3538} \oplus i_0$
$p_{3576} = p_{3576} \oplus i_0$ $p_{6194} = p_{6194} \oplus i_0$ $p_{6700} = p_{6700} \oplus i_0$ $p_{9101} = p_{9101} \oplus i_0$ $p_{10057} = p_{10057} \oplus i_0$
$p_{12739} = p_{12739} \oplus i_0$ $p_{17407} = p_{17407} \oplus i_0$ $p_{21039} = p_{21039} \oplus i_0$

$p_{377} = p_{377} \oplus i_0$ $p_{2315} = p_{2315} \oplus i_0$ $p_{2384} = p_{2384} \oplus i_0$ $p_{2783} = p_{2783} \oplus i_0$ $p_{3598} = p_{3598} \oplus i_0$
$p_{3636} = p_{3636} \oplus i_0$ $p_{6254} = p_{6254} \oplus i_0$ $p_{6760} = p_{6760} \oplus i_0$ $p_{9161} = p_{9161} \oplus i_0$ $p_{10117} = p_{10117} \oplus i_0$
$p_{12799} = p_{12799} \oplus i_0$ $p_{17467} = p_{17467} \oplus i_0$ $p_{21099} = p_{21099} \oplus i_0$

: : : : : : : : :

: : : : : : : : :

$p_{21857} = p_{21857} \oplus i_{359}$ $p_{23795} = p_{23795} \oplus i_{359}$ $p_{23864} = p_{23864} \oplus i_{359}$ $p_{24263} = p_{24263} \oplus i_{359}$
$p_{25078} = p_{25078} \oplus i_{359}$ $p_{25116} = p_{25116} \oplus i_{359}$ $p_{27734} = p_{27734} \oplus i_{359}$ $p_{28240} = p_{28240} \oplus i_{359}$
$p_{30641} = p_{30641} \oplus i_{359}$ $p_{31597} = p_{31597} \oplus i_{359}$ $p_{34279} = p_{34279} \oplus i_{359}$ $p_{38947} = p_{38947} \oplus i_{359}$
$p_{42579} = p_{42579} \oplus i_{359}$

$p_{1958} = p_{1958} \oplus i_{360}$ $p_{2007} = p_{2007} \oplus i_{360}$ $p_{3294} = p_{3294} \oplus i_{360}$ $p_{4394} = p_{4394} \oplus i_{360}$ $p_{12762} = p_{12762} \oplus i_{360}$
$p_{14505} = p_{14505} \oplus i_{360}$ $p_{14593} = p_{14593} \oplus i_{360}$ $p_{14692} = p_{14692} \oplus i_{360}$ $p_{16522} = p_{16522} \oplus i_{360}$
$p_{17737} = p_{17737} \oplus i_{360}$ $p_{19245} = p_{19245} \oplus i_{360}$ $p_{21272} = p_{21272} \oplus i_{360}$ $p_{21379} = p_{21379} \oplus i_{360}$

: : : : : : : : :

: : : : : : : : :

Table A.1: Rate 2/3 (N_{ldpc} = 64 800)

317 2255 2324 2723 3538 3576 6194 6700 9101 10057 12739 17407 21039	10574 11268 17932
1958 2007 3294 4394 12762 14505 14593 14692 16522 17737 19245 21272 21379	15442 17266 20482
127 860 5001 5633 8644 9282 12690 14644 17553 19511 19681 20954 21002	390 3371 8781
2514 2822 5781 6297 8063 9469 9551 11407 11837 12985 15710 20236 20393	10512 12216 17180
1565 3106 4659 4926 6495 6872 7343 8720 15785 16434 16727 19884 21325	4309 14068 15783
706 3220 8568 10896 12486 13663 16398 16599 19475 19781 20625 20961 21335	3971 11673 20009
4257 10449 12406 14561 16049 16522 17214 18029 18033 18802 19062 19526 20748	9259 14270 17199
412 433 558 2614 2978 4157 6584 9320 11683 11819 13024 14486 16860	2947 5852 20101
777 5906 7403 8550 8717 8770 11436 12846 13629 14755 15688 16392 16419	3965 9722 15363
4093 5045 6037 7248 8633 9771 10260 10809 11326 12072 17516 19344 19938	1429 5689 16771
2120 2648 3155 3852 6888 12258 14821 15359 16378 16437 17791 20614 21025	6101 6849 12781
1085 2434 5816 7151 8050 9422 10884 12728 15353 17733 18140 18729 20920	3676 9347 18761
856 1690 12787	350 11659 18342
6532 7357 9151	5961 14803 16123
4210 16615 18152	2113 9163 13443
11494 14036 17470	2155 9808 12885
2474 10291 10323	2861 7988 11031
1778 6973 10739	7309 9220 20745
4347 9570 18748	6834 8742 11977
2189 11942 20666	2133 12908 14704
3868 7526 17706	10170 13809 18153
8780 14796 18268	13464 14787 14975
160 16232 17399	799 1107 3789
1285 2003 18922	3571 8176 10165
4658 17331 20361	5433 13446 15481
2765 4862 5875	3351 6767 12840
4565 5521 8759	8950 8974 11650
3484 7305 15829	1430 4250 21332
5024 17730 17879	6283 10628 15050
7031 12346 15024	8632 14404 16916
179 6365 11352	6509 10702 16278
2490 3143 5098	15900 16395 17995
2643 3101 21259	8031 18420 19733
4315 4724 13130	3747 4634 17087
594 17365 18322	4453 6297 16262
5983 8597 9627	2792 3513 17031
10837 15102 20876	14846 20893 21563
10448 20418 21478	17220 20436 21337
3848 12029 15228	275 4107 10497
708 5652 13146	3536 7520 10027
5998 7534 16117	14089 14943 19455
2098 13201 18317	1965 3931 21104
9186 14548 17776	2439 11565 17932
5246 10398 18597	154 15279 21414
3083 4944 21021	10017 11269 16546
13726 18495 19921	7169 10161 16928
6736 10811 17545	10284 16791 20655
10084 12411 14432	36 3175 8475
1064 13555 17033	2605 16269 19290
679 9878 13547	8947 9178 15420
3422 9910 20194	5687 9156 12408
3640 3701 10046	8096 9738 14711
5862 10134 11498	4935 8093 19266
5923 9580 15060	2667 10062 15972
1073 3012 16427	6389 11318 14417
5527 20113 20883	8800 18137 18434
7058 12924 15151	5824 5927 15314
9764 12230 17375	6056 13168 15179
772 7711 12723	3284 13138 18919
555 13816 15376	13115 17259 17332

Table A.2: Rate 3/4 (N_{ldpc} = 64 800)

0 6385 7901 14611 13389 11200 3252 5243 2504 2722 821 7374	23 5865 1768
1 11359 2698 357 13824 12772 7244 6752 15310 852 2001 11417	24 2655 14957
2 7862 7977 6321 13612 12197 14449 15137 13860 1708 6399 13444	25 5565 6332
3 1560 11804 6975 13292 3646 3812 8772 7306 5795 14327 7866	26 4303 12631
4 7626 11407 14599 9689 1628 2113 10809 9283 1230 15241 4870	27 11653 12236
5 1610 5699 15876 9446 12515 1400 6303 5411 14181 13925 7358	28 16025 7632
6 4059 8836 3405 7853 7992 15336 5970 10368 10278 9675 4651	29 4655 14128
7 4441 3963 9153 2109 12683 7459 12030 12221 629 15212 406	30 9584 13123
8 6007 8411 5771 3497 543 14202 875 9186 6235 13908 3563	31 13987 9597
9 3232 6625 4795 546 9781 2071 7312 3399 7250 4932 12652	32 15409 12110
10 8820 10088 11090 7069 6585 13134 10158 7183 488 7455 9238	33 8754 15490
11 1903 10818 119 215 7558 11046 10615 11545 14784 7961 15619	34 7416 15325
12 3655 8736 4917 15874 5129 2134 15944 14768 7150 2692 1469	35 2909 15549
13 8316 3820 505 8923 6757 806 7957 4216 15589 13244 2622	36 2995 8257
14 14463 4852 15733 3041 11193 12860 13673 8152 6551 15108 8758	37 9406 4791
15 3149 11981	38 11111 4854
16 13416 6906	39 2812 8521
17 13098 13352	40 8476 14717
18 2009 14460	41 7820 15360
19 7207 4314	42 1179 7939
20 3312 3945	43 2357 8678
21 4418 6248	44 7703 6216
22 2669 13975	0 3477 7067
23 7571 9023	1 3931 13845
24 14172 2967	2 7675 12899
25 7271 7138	3 1754 8187
26 6135 13670	4 7785 1400
27 7490 14559	5 9213 5891
28 8657 2466	6 2494 7703
29 8599 12834	7 2576 7902
30 3470 3152	8 4821 15682
31 13917 4365	9 10426 11935
32 6024 13730	10 1810 904
33 10973 14182	11 11332 9264
34 2464 13167	12 11312 3570
35 5281 15049	13 14916 2650
36 1103 1849	14 7679 7842
37 2058 1069	15 6089 13084
38 9654 6095	16 3938 2751
39 14311 7667	17 8509 4648
40 15617 8146	18 12204 8917
41 4588 11218	19 5749 12443
42 13660 6243	20 12613 4431
43 8578 7874	21 1344 4014
44 11741 2686	22 8488 13850
0 1022 1264	23 1730 14896
1 12604 9965	24 14942 7126
2 8217 2707	25 14983 8863
3 3156 11793	26 6578 8564
4 354 1514	27 4947 396
5 6978 14058	28 297 12805
6 7922 16079	29 13878 6692
7 15087 12138	30 11857 11186
8 5053 6470	31 14395 11493
9 12687 14932	32 16145 12251
10 15458 1763	33 13462 7428
11 8121 1721	34 14526 13119
12 12431 549	35 2535 11243
13 4129 7091	36 6465 12690
14 1426 8415	37 6872 9334
15 9783 7604	38 15371 14023
16 6295 11329	39 8101 10187
17 1409 12061	40 11963 4848
18 8065 9087	41 15125 6119
19 2918 8438	42 8051 14465
20 1293 14115	43 11139 5167
21 3922 13851	44 2883 14521
22 3851 4000	

Table A.3: Rate 4/5 (N_{ldpc} = 64 800)

0 149 11212 5575 6360 12559 8108 8505 408 10026 12828	0 5647 4935
1 5237 490 10677 4998 3869 3734 3092 3509 7703 10305	1 4219 1870
2 8742 5553 2820 7085 12116 10485 564 7795 2972 2157	2 10968 8054
3 2699 4304 8350 712 2841 3250 4731 10105 517 7516	3 6970 5447
4 12067 1351 11992 12191 11267 5161 537 6166 4246 2363	4 3217 5638
5 6828 7107 2127 3724 5743 11040 10756 4073 1011 3422	5 8972 669
6 11259 1216 9526 1466 10816 940 3744 2815 11506 11573	6 5618 12472
7 4549 11507 1118 1274 11751 5207 7854 12803 4047 6484	7 1457 1280
8 8430 4115 9440 413 4455 2262 7915 12402 8579 7052	8 8868 3883
9 3885 9126 5665 4505 2343 253 4707 3742 4166 1556	9 8866 1224
10 1704 8936 6775 8639 8179 7954 8234 7850 8883 8713	10 8371 5972
11 11716 4344 9087 11264 2274 8832 9147 11930 6054 5455	11 266 4405
12 7323 3970 10329 2170 8262 3854 2087 12899 9497 11700	12 3706 3244
13 4418 1467 2490 5841 817 11453 533 11217 11962 5251	13 6039 5844
14 1541 4525 7976 3457 9536 7725 3788 2982 6307 5997	14 7200 3283
15 11484 2739 4023 12107 6516 551 2572 6628 8150 9852	15 1502 11282
16 6070 1761 4627 6534 7913 3730 11866 1813 12306 8249	16 12318 2202
17 12441 5489 8748 7837 7660 2102 11341 2936 6712 11977	17 4523 965
18 10155 4210	18 9587 7011
19 1010 10483	19 2552 2051
20 8900 10250	20 12045 10306
21 10243 12278	21 11070 5104
22 7070 4397	22 6627 6906
23 12271 3887	23 9889 2121
24 11980 6836	24 829 9701
25 9514 4356	25 2201 1819
26 7137 10281	26 6689 12925
27 11881 2526	27 2139 8757
28 1969 11477	28 12004 5948
29 3044 10921	29 8704 3191
30 2236 8724	30 8171 10933
31 9104 6340	31 6297 7116
32 7342 8582	32 616 7146
33 11675 10405	33 5142 9761
34 6467 12775	34 10377 8138
35 3186 12198	35 7616 5811
0 9621 11445	0 7285 9863
1 7486 5611	1 7764 10867
2 4319 4879	2 12343 9019
3 2196 344	3 4414 8331
4 7527 6650	4 3464 642
5 10693 2440	5 6960 2039
6 6755 2706	6 786 3021
7 5144 5998	7 710 2086
8 11043 8033	8 7423 5601
9 4846 4435	9 8120 4885
10 4157 9228	10 12385 11990
11 12270 6562	11 9739 10034
12 11954 7592	12 424 10162
13 7420 2592	13 1347 7597
14 8810 9636	14 1450 112
15 689 5430	15 7965 8478
16 920 1304	16 8945 7397
17 1253 11934	17 6590 8316
18 9559 6016	18 6838 9011
19 312 7589	19 6174 9410
20 4439 4197	20 255 113
21 4002 9555	21 6197 5835
22 12232 7779	22 12902 3844
23 1494 8782	23 4377 3505
24 10749 3969	24 5478 8672
25 4368 3479	25 4453 2132
26 6316 5342	26 9724 1380
27 2455 3493	27 12131 11526
28 12157 7405	28 12323 9511
29 6598 11495	29 8231 1752
30 11805 4455	30 497 9022
31 9625 2090	31 9288 3080
32 4731 2321	32 2481 7515
33 3578 2608	33 2696 268
34 8504 1849	34 4023 12341
35 4027 1151	35 7108 5553

Table A.4: Rate 5/6 (N_{ldpc} = 64 800)

0 4362 416 8909 4156 3216 3112 2560 2912 6405 8593 4969 6723	20 4766 2697	10 7868 5731
1 2479 1786 8978 3011 4339 9313 6397 2957 7288 5484 6031 10217	21 4069 6675	11 6121 10732
2 10175 9009 9889 3091 4985 7267 4092 8874 5671 2777 2189 8716	22 1117 1016	12 4843 9132
3 9052 4795 3924 3370 10058 1128 9996 10165 9360 4297 434 5138	23 5619 3085	13 580 9591
4 2379 7834 4835 2327 9843 804 329 8353 7167 3070 1528 7311	24 8483 8400	14 6267 9290
5 3435 7871 348 3693 1876 6585 10340 7144 5870 2084 4052 2780	25 8255 394	15 3009 2268
6 3917 3111 3476 1304 10331 5939 5199 1611 1991 699 8316 9960	26 6338 5042	16 195 2419
7 6883 3237 1717 10752 7891 9764 4745 3888 10009 4176 4614 1567	27 6174 5119	17 8016 1557
8 10587 2195 1689 2968 5420 2580 2883 6496 111 6023 1024 4449	28 7203 1989	18 1516 9195
9 3786 8593 2074 3321 5057 1450 3840 5444 6572 3094 9892 1512	29 1781 5174	19 8062 9064
10 8548 1848 10372 4585 7313 6536 6379 1766 9462 2456 5606 9975	0 1464 3559	20 2095 8968
11 8204 10593 7935 3636 3882 394 5968 8561 2395 7289 9267 9978	1 3376 4214	21 753 7326
12 7795 74 1633 9542 6867 7352 6417 7568 10623 725 2531 9115	2 7238 67	22 6291 3833
13 7151 2482 4260 5003 10105 7419 9203 6691 8798 2092 8263 3755	3 10595 8831	23 2614 7844
14 3600 570 4527 200 9718 6771 1995 8902 5446 768 1103 6520	4 1221 6513	24 2303 646
15 6304 7621	5 5300 4652	25 2075 611
16 6498 9209	6 1429 9749	26 4687 362
17 7293 6786	7 7878 5131	27 8684 9940
18 5950 1708	8 4435 10284	28 4830 2065
19 8521 1793	9 6331 5507	29 7038 1363
20 6174 7854	10 6662 4941	0 1769 7837
21 9773 1190	11 9614 10238	1 3801 1689
22 9517 10268	12 8400 8025	2 10070 2359
23 2181 9349	13 9156 5630	3 3667 9918
24 1949 5560	14 7067 8878	4 1914 6920
25 1556 555	15 9027 3415	5 4244 5669
26 8600 3827	16 1690 3866	6 10245 7821
27 5072 1057	17 2854 8469	7 7648 3944
28 7928 3542	18 6206 630	8 3310 5488
29 3226 3762	19 363 5453	9 6346 9666
0 7045 2420	20 4125 7008	10 7088 6122
1 9645 2641	21 1612 6702	11 1291 7827
2 2774 2452	22 9069 9226	12 10592 8945
3 5331 2031	23 5767 4060	13 3609 7120
4 9400 7503	24 3743 9237	14 9168 9112
5 1850 2338	25 7018 5572	15 6203 8052
6 10456 9774	26 8892 4536	16 3330 2895
7 1692 9276	27 853 6064	17 4264 10563
8 10037 4038	28 8069 5893	18 10556 6496
9 3964 338	29 2051 2885	19 8807 7645
10 2640 5087	0 10691 3153	20 1999 4530
11 858 3473	1 3602 4055	21 9202 6818
12 5582 5683	2 328 1717	22 3403 1734
13 9523 916	3 2219 9299	23 2106 9023
14 4107 1559	4 1939 7898	24 6881 3883
15 4506 3491	5 617 206	25 3895 2171
16 8191 4182	6 8544 1374	26 4062 6424
17 10192 6157	7 10676 3240	27 3755 9536
18 5668 3305	8 6672 9489	28 4683 2131
19 3449 1540	9 3170 7457	29 7347 8027

Table A.5: Rate 9/10 (N_{ldpc} = 64 800)

0 5611 2563 2900	17 3216 2178	16 6296 2583	15 1263 293	14 3267 649
1 5220 3143 4813	0 4165 884	17 1457 903	16 5949 4665	15 6236 593
2 2481 834 81	1 2896 3744	0 855 4475	17 4548 6380	16 646 2948
3 6265 4064 4265	2 874 2801	1 4097 3970	0 3171 4690	17 4213 1442
4 1055 2914 5638	3 3423 5579	2 4433 4361	1 5204 2114	0 5779 1596
5 1734 2182 3315	4 3404 3552	3 5198 541	2 6384 5565	1 2403 1237
6 3342 5678 2246	5 2876 5515	4 1146 4426	3 5722 1757	2 2217 1514
7 2185 552 3385	6 516 1719	5 3202 2902	4 2805 6264	3 5609 716
8 2615 236 5334	7 765 3631	6 2724 525	5 1202 2616	4 5155 3858
9 1546 1755 3846	8 5059 1441	7 1083 4124	6 1018 3244	5 1517 1312
10 4154 5561 3142	9 5629 598	8 2326 6003	7 4018 5289	6 2554 3158
11 4382 2957 5400	10 5405 473	9 5605 5990	8 2257 3067	7 5280 2643
12 1209 5329 3179	11 4724 5210	10 4376 1579	9 2483 3073	8 4990 1353
13 1421 3528 6063	12 155 1832	11 4407 984	10 1196 5329	9 5648 1170
14 1480 1072 5398	13 1689 2229	12 1332 6163	11 649 3918	10 1152 4366
15 3843 1777 4369	14 449 1164	13 5359 3975	12 3791 4581	11 3561 5368
16 1334 2145 4163	15 2308 3088	14 1907 1854	13 5028 3803	12 3581 1411
17 2368 5055 260	16 1122 669	15 3601 5748	14 3119 3506	13 5647 4661
0 6118 5405	17 2268 5758	16 6056 3266	15 4779 431	14 1542 5401
1 2994 4370	0 5878 2609	17 3322 4085	16 3888 5510	15 5078 2687
2 3405 1669	1 782 3359	0 1768 3244	17 4387 4084	16 316 1755
3 4640 5550	2 1231 4231	1 2149 144	0 5836 1692	17 3392 1991
4 1354 3921	3 4225 2052	2 1589 4291	1 5126 1078	
5 117 1713	4 4286 3517	3 5154 1252	2 5721 6165	
6 5425 2866	5 5531 3184	4 1855 5939	3 3540 2499	
7 6047 683	6 1935 4560	5 4820 2706	4 2225 6348	
8 5616 2582	7 1174 131	6 1475 3360	5 1044 1484	
9 2108 1179	8 3115 956	7 4266 693	6 6323 4042	
10 933 4921	9 3129 1088	8 4156 2018	7 1313 5603	
11 5953 2261	10 5238 4440	9 2103 752	8 1303 3496	
12 1430 4699	11 5722 4280	10 3710 3853	9 3516 3639	
13 5905 480	12 3540 375	11 5123 931	10 5161 2293	
14 4289 1846	13 191 2782	12 6146 3323	11 4682 3845	
15 5374 6208	14 906 4432	13 1939 5002	12 3045 643	
16 1775 3476	15 3225 1111	14 5140 1437	13 2818 2616	

Annex B (normative): Addresses of parity bit accumulators for Nldpc = 16 200

Table B.1: Rate 1/2 (N_{ldpc} = 16 200)

20 712 2386 6354 4061 1062 5045 5158	5 5924 290
21 2543 5748 4822 2348 3089 6328 5876	6 1467 4049
22 926 5701 269 3693 2438 3190 3507	7 7820 2242
23 2802 4520 3577 5324 1091 4667 4449	8 4606 3080
24 5140 2003 1263 4742 6497 1185 6202	9 4633 7877
0 4046 6934	10 3884 6868
1 2855 66	11 8935 4996
2 6694 212	12 3028 764
3 3439 1158	13 5988 1057
4 3850 4422	14 7411 3450

Table B.2: Rate 2/3 (N_{ldpc} = 16 200)

0 2084 1613 1548 1286 1460 3196 4297 2481 3369 3451 4620 2622	1 2583 1180
1 122 1516 3448 2880 1407 1847 3799 3529 373 971 4358 3108	2 1542 509
2 259 3399 929 2650 864 3996 3833 107 5287 164 3125 2350	3 4418 1005
3 342 3529	4 5212 5117
4 4198 2147	5 2155 2922
5 1880 4836	6 347 2696
6 3864 4910	7 226 4296
7 243 1542	8 1560 487
8 3011 1436	9 3926 1640
9 2167 2512	10 149 2928
10 4606 1003	11 2364 563
11 2835 705	12 635 688
12 3426 2365	13 231 1684
13 3848 2474	14 1129 3894
14 1360 1743	
0 163 2536	

Table B.3: Rate 3/4 (N_{ldpc} = 16 200)

3 3198 478 4207 1481 1009 2616 1924 3437 554 683 1801	8 1015 1945
4 2681 2135	9 1948 412
5 3107 4027	10 995 2238
6 2637 3373	11 4141 1907
7 3830 3449	0 2480 3079
8 4129 2060	1 3021 1088
9 4184 2742	2 713 1379
10 3946 1070	3 997 3903
11 2239 984	4 2323 3361
0 1458 3031	5 1110 986
1 3003 1328	6 2532 142
2 1137 1716	7 1690 2405
3 132 3725	8 1298 1881
4 1817 638	9 615 174
5 1774 3447	10 1648 3112
6 3632 1257	11 1415 2808
7 542 3694	

Table B.4: Rate 4/5 (N_{ldpc} = 16 200)

5 896 1565	3 465 2552
6 2493 184	4 1038 2479
7 212 3210	5 1383 343
8 727 1339	6 94 236
9 3428 612	7 2619 121
0 2663 1947	8 1497 2774
1 230 2695	9 2116 1855
2 2025 2794	0 722 1584
3 3039 283	1 2767 1881
4 862 2889	2 2701 1610
5 376 2110	3 3283 1732
6 2034 2286	4 168 1099
7 951 2068	5 3074 243
8 3108 3542	6 3460 945
9 307 1421	7 2049 1746
0 2272 1197	8 566 1427
1 1800 3280	9 3545 1168
2 331 2308	

Table B.5: Rate 5/6 (N_{ldpc} = 16 200)

3 2409 499 1481 908 559 716 1270 333 2508 2264 1702 2805	6 497 2228
4 2447 1926	7 2326 1579
5 414 1224	0 2482 256
6 2114 842	1 1117 1261
7 212 573	2 1257 1658
0 2383 2112	3 1478 1225
1 2286 2348	4 2511 980
2 545 819	5 2320 2675
3 1264 143	6 435 1278
4 1701 2258	7 228 503
5 964 166	0 1885 2369
6 114 2413	1 57 483
7 2243 81	2 838 1050
0 1245 1581	3 1231 1990
1 775 169	4 1738 68
2 1696 1104	5 2392 951
3 1914 2831	6 163 645
4 532 1450	7 2644 1704
5 91 974	

Table B.6: Rate 8/9 (N_{ldpc} = 16 200)

0 1558 712 805	4 1496 502	3 544 1190
1 1450 873 1337	0 1006 1701	4 1472 1246
2 1741 1129 1184	1 1155 97	0 508 630
3 294 806 1566	2 657 1403	1 421 1704
4 482 605 923	3 1453 624	2 284 898
0 926 1578	4 429 1495	3 392 577
1 777 1374	0 809 385	4 1155 556
2 608 151	1 367 151	0 631 1000
3 1195 210	2 1323 202	1 732 1368
4 1484 692	3 960 318	2 1328 329
0 427 488	4 1451 1039	3 1515 506
1 828 1124	0 1098 1722	4 1104 1172
2 874 1366	1 1015 1428	
3 1500 835	2 1261 1564	

Annex C (normative): Input stream synchronizer

Delays and packet jitter introduced by DVB-C2 equipment may depend on the transmitted bit-rate and may change in time during bit and/or code rate switching. The "Input Stream Synchronizer" (see figure C.1) shall provide a mechanism to regenerate, in the receiver, the clock of the Transport Stream (or packetized Generic Stream) at the modulator Mode Adapter input, in order to guarantee end-to-end constant bit rates and delays (see also figure C2, example receiver implementation). Table C.1 gives the details of the coding of the ISSY field generated by the input stream synchronizer.

When ISSYI = 1 in MATYPE field (see clause 5.1.6) a counter shall be activated (22 bits), clocked by the modulator sampling rate (frequency $R_s = 1/T$, where T is defined in clause 10.). The Input Stream Synchronization field (ISSY, 2 or 3 bytes) shall be transmitted according to clause 5.1.7.

ISSY shall be coded according to table C.1, sending the following variables:

- ISCR (short: 15 bits; long: 22 bits) (ISCR = Input Stream Time Reference), loaded with the LSBs of the counter content at the instant the relevant input packet is processed (at constant rate R_{IN}), and specifically the instant the MSB of the relevant packet arrives at the modulator input stream interface. In case of continuous streams the content of the counter is loaded when the MSB of the Data Field is processed.

- BUFS (2+10 bits) (BUFS = maximum size of the requested receiver buffer to compensate delay variations). This variable indicates the size of the receiver buffer assumed by the modulator for the relevant PLP. It shall have a maximum value of 2 Mbit. When a group of Data PLPs share a Common PLP, the sum of the buffer size for any Data PLP in the group plus the buffer size for the Common PLP shall not exceed 2 Mbit. This field shall not be transmitted in case of PLP bundling as the ISCR field is required in every BBFrame for sorting of the input stream.

- BUFSTAT (2+10 bits) (BUFSTAT = actual status to reset the receiver buffer = number of filled bits). If ISSYI=1, this variable shall be transmitted at least 5 times per second, replacing ISCR. This value can be used to set the receiver buffer status during reception start-up procedure, and to verify normal functioning in steady state. This field shall not be transmitted in case of PLP bundling as the ISCR field is required in every BBFrame for sorting of the input stream.

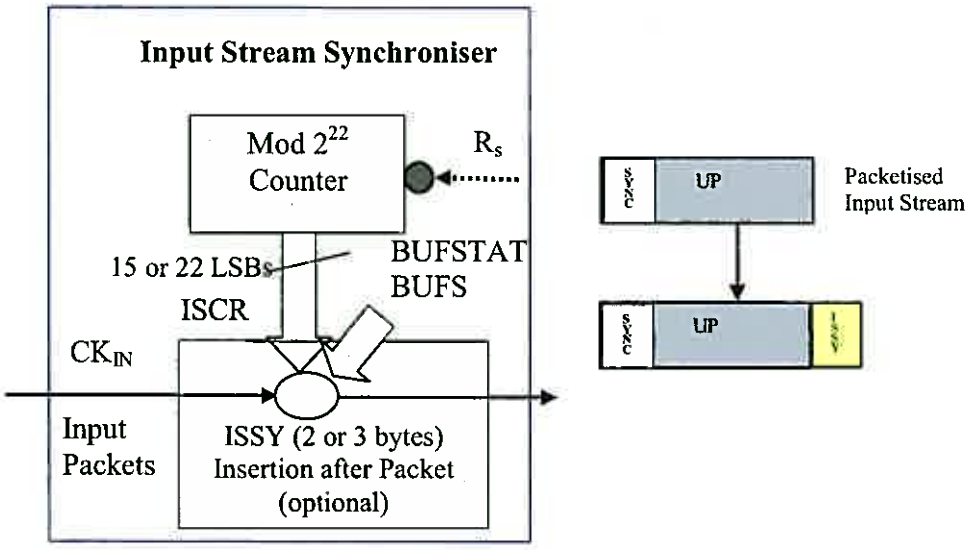


Figure C.1: Input stream synchronizer block diagram

Table C.1: ISSY field coding (2 bytes or 3 bytes)

First Byte					Second Byte	Third Byte
Bit-7 (MSB)	**bit-6**	**bit-5 and bit-4**	**bit-3 and bit-2**	**bit-1 and bit-0**	**bit-7 to bit-0**	**bit-7 bit-0**
0 = $ISCR_{short}$	MSB of $ISCR_{short}$	next 6 bits of $ISCR_{short}$			Next 8 bits of $ISCR_{short}$	Not present
1	0 = $ISCR_{long}$	6 MSBs of $ISCR_{long}$			Next 8 bits of $ISCR_{long}$	Next 8 bits of $ISCR_{long}$
1	1	00 = BUFS	BUFS unit 00 = bits 01 = Kbits 10 = Mbits 11 = 8 Kbits	2 MSBs of BUFS	Next 8 bits of BUFS	Not present when $ISCR_{short}$ is used; else reserved for future use
1	1	10 = BUFSTAT	BUFSTAT unit 00 = bits 01 = Kbits 10 = Mbits 11 = BUFS/1 024	2 MSBs of BUFSTAT	Next 8 bits of BUFSTAT	Not present when $ISCR_{short}$ is used; else reserved for future use
1	1	Others = reserved for future use	Reserved for future use	Reserved for future use	Reserved for future use	Not present when $ISCR_{short}$ is used; else reserved for future use

Annex D (normative): Input Remultiplexing Subsystem: Splitting of input MPEG-2 Transport Streams into Data PLPs, generation of a Common PLP of a group of PLPs and insertion of Null Packets into Transport Streams

D.1 Overview

This annex defines a feature of the C2 System applicable in the case of transmission of multiple MPEG-2 Transport Streams [i.1] in a configuration of a group of PLPs and an associated Common PLP. It includes the processing (remultiplexing) that shall be applied for transporting N (N ≥ 2) MPEG-2 TSs (TS_1 to TS_N) over N+1 Data PLPs (PLP1 to PLPN+1)), one of which is the Common PLP (CPLP) of a group of PLPs, see figure D.1.

If this processing is not applied to a group of Transport Streams, there shall be no Common PLP for this group, and each PLP of the group shall carry the input TS without modification. When several groups of PLPs are used to carry TSs, each such group has its own independent extension functionality.

This annex also describes the processing that can be carried out by the receiver to reconstruct a single input TS from the received Data PLP and its corresponding Common PLP.

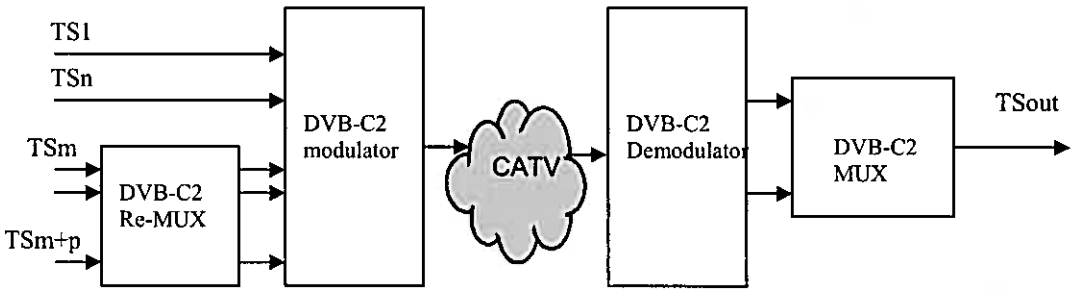


Figure D.1: Extended Re-multiplexing and Multiplexing Functionalities of DVB-C2

The extension consists on the network side conceptually of a remultiplexer and on the receiver side of a multiplexer. In-between the remultiplexer and the multiplexer we have the C2 System, as described in other parts of the present document. The inputs/outputs to the C2 System are syntactically correct TSs, each with unique transport_stream_ids, containing all relevant layer 2 (L2) signalling information (i.e. PSI/SI - see [i.1] and [i.4]). The various input TSs may have PSI/SI tables, or other L2 data, in common with other input TSs. When the extension is used the generated TSPS (Transport Stream Partial Stream) and TSPSC (Transport Stream Partial Stream Common) streams are however typically not syntactically correct MPEG-2 TSs, but are still carried in the MPEG-packet format.

NOTE: The parallel TSs may only exist internally in equipment generating the DVB-C2 signal. The parallel TSs may e.g. be generated from a single high bit rate TS source, or may alternatively be generated by centrally-controlled parallel encoders, each producing a constant bit rate TS, with variable proportion of Null Packets. The bit rates of the input TSs may be significantly higher than the capacity of the respective PLPs, because of the existence of a certain proportion of Null Packets, which are removed by the DNP procedure.

An input MPEG-2 TS shall be transported either:

- in its entirety within a single PLP, in which case the TS does not belong to any group of PLPs (and there is no Common PLP); or
- split into a TSPS stream, carried in a Data PLP, and a TSPSC stream, carried in the Common PLP. This annex specifies the splitting and describes how the recombination of the output streams from a Data PLP and a Common PLP can conceptually be achieved by the receiver to form the output TS.

D.2 Splitting of a group of input TSs into TSPSs streams and a TSPSC stream

D.2.1 General

When a set of N TSs (TS_1, ..., TS_N, N ≥ 2) are transmitted through a group of N+1 PLPs, one being the Common PLP of a group, all TSs may have a different input bit rate, but shall carry all the data packets, which are intended to be transmitted in a Common PLP. The data packets to be carried in the Common PLP are not necessarily co-timed. However it is assumed that all TS in a group have been generated in the same Playout Centre and there may be a skew between those TS concerning the timing of the signals, caused amongst others by different propagation delays on the contribution links.

There are two steps of processing. In the first step TS packets, which shall be transmitted via the Common PLP shall be replaced be Null Packets and in the second step additional Null Packet are inserted in order to reduce the buffering requirements in the receivers.

Each TSPS shall have the same bit rate as the associated input TS and maintain the same time synchronization. The TSPSC is an elementary stream with the same bit rate as the input TS it was extracted from. It contains data packets common to all transport streams within the group of TSs in a certain Data Slice. TSPSC data shall not require time synchronization with the associated TSPS data. The DVB SI tables SDT or EIT shall not be transported via a Common PLP, as a processing of those tables at table_ID level is not foreseen in DVB-C2.

NOTE: The input TSs may contain a certain proportion of Null Packets. The split operation will not introduce further Null Packets into the TSPSs. Null packets will however be removed in the modulator and reinserted in the demodulator in a transparent way, so that the C2 System will be transparent for the TSPSs, despite Null Packets not being transmitted. Furthermore, the DNP and ISSY mechanism of the C2 System will ensure that time synchronization of the TSPSs and the TSPSC at the output of the demodulator is maintained to a certain extent.

D.2.2 Extraction of the Common PLP from a group of TS

For the purpose of specifying the split operation the TS packets that may be transmitted in the Common PLP are identified by one or several PIDs and fall into the following three categories:

1) TS packets carrying any type of data, which does not require an exact time synchronization with other TS packets carried in other PLPs of the related group of PLPs.
2) EPG data, e.g. based on Event Information Table (EIT) format, but not using the 'actual' and 'other' mechanisms as specified in [i.4].
3) Conditional Access control data, e.g. Entitlement Management Messages (EMMs).

DVB-SI TS packets that may not be transmitted in the Common PLP, as this would require complex remultiplexing functionalities, fall into the following two categories:

1) TS packets carrying Service Description Table (SDT), i.e. with PID value of 0x0011.
2) TS packets carrying Event Information Table (EIT), i.e. with PID value of 0x0012.

The TS packets targeted for transmission via the Common PLP shall be extracted from one input TS. If the input stream carrying the Common PLP data is carrying also payload data which is targeted to go into a PLP, those TS packets of that input stream, which were extracted to the Common PLP, shall be replaced by Null Packets (see figure D.2). All TS packets of the other input TSs belonging to that group of PLPs are processed such that all TS packets with the PID associated to the Common PLP are replaced by Null Packets.

During the process of extraction of Common PLP data optionally components of that TS may be deleted by replacement of the related data packets by Null Packets.

By processing one TS in parallel in two of the re-multiplexing lines and replacing complementary TS packets by Null Packets a separation of one TS into two partial TSs, which are targeted to be transmitted via different PLPs (with different level of robustness), can be achieved. This principle is also applicable if a split of one TS into more than two partial streams is required.

Figure D.2 is simplified insofar as it does not show any Null Packets in the input TSs. In real input TSs these are of course to be expected. The absence of these packets in the figures does however not in any way affect the general applicability of the splitting/re-combining process, as described in this annex.

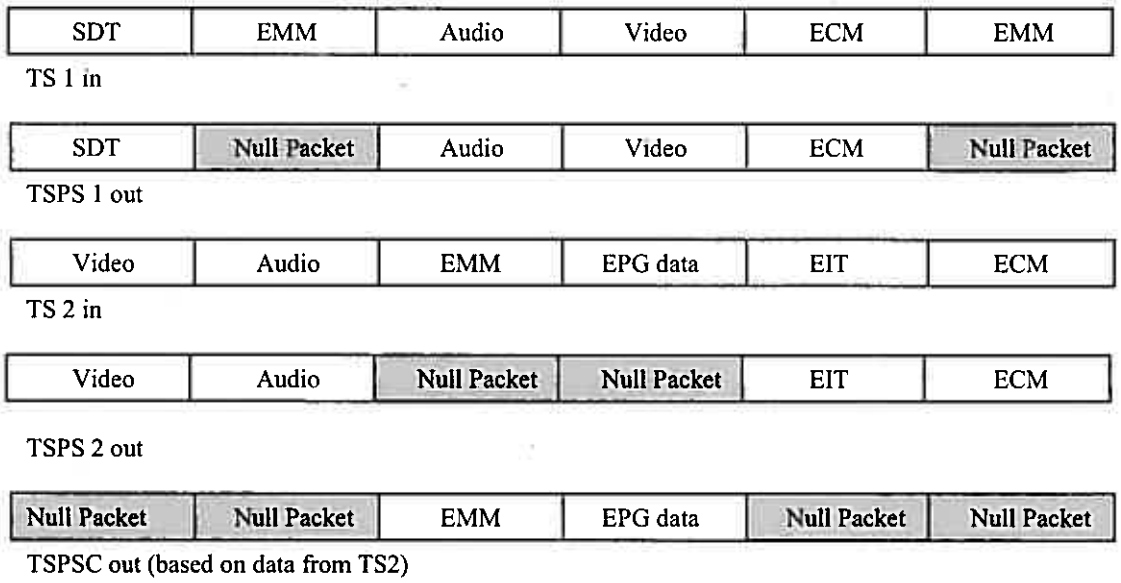


Figure D.2: Example of generation of two TSPS and a TSPSC form two input TS

D.2.3 Insertion of additional Null Packets into TSPSs

TS packets that are not necessarily co-timed but identical on all input TSs of the group before the split shall be replaced by Null Packets in the respective TSPS at the same time positions. Furthermore packets targeted to go into the common. PLP may occur non equidistant in the input stream. If the data packets in the Common PLP do have a "bursty", characteristics and the packets of the Common PLP and the relevant Data PLP are not co-timed, the required buffer size in a receiver could be significantly increased due to the missing time correlation. The insertion of additional Null Packets in the TSPS allows smoothing the characteristics of Null Packets and thus reducing the buffer requirement in receivers.

The number of inserted Null Packets shall be chosen such that a receiver with a 2 Mbit buffer is able to perform the multiplexing of Data PLP and Common PLP properly.

After insertion of Null Packets a PCR restamping has to be performed.

Figure D.3 gives an example of two Transport Streams where after extraction of Common PLP packets additional Null Packets are inserted.

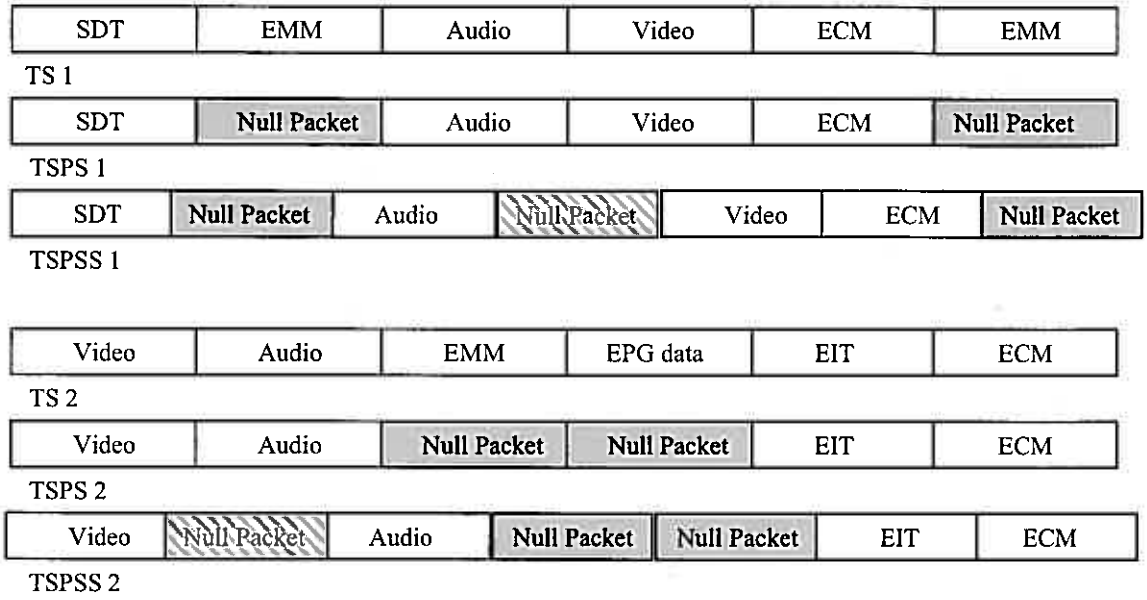


Figure D.3: Example of insertion of Null Packets into two TS / TSPS

D.3 Receiver Implementation Considerations

In view of the key role played by the transport stream as a physical interface in many existing and future receivers it is strongly recommended that at least the core of the merging function as described in this annex is implemented in a channel decoder silicon chip. In particular this applies to the generic merging function between TSPSC and TSPS to form a transport stream for generic data as defined in clause D.2 illustrated in figure D.3.

The channel decoder implementations as defined above should ensure correct integration of many existing DVB system hardware and software solutions for DVB with such channel decoders.

D.3.1 Recombination of TSPSS and TSPSC in a receiver

The receiver shall recreate the targeted TS by multiplexing the received synchronized partial Transport Stream (TSPSS) with the received Common PLP Transport Stream (TSPSC). It shall replace any Null Packets which appear in the received TSPSS, by.a packet from its Common PLP (TSPSC) buffer, unless this buffer is empty, see figure D.4. The output signal of the DVB-C2 demodulator delivers the Partial Transport Stream (TSPS) and the Common PLP (TSPSC) multiplexed together. Common PLP packets may be time shifted in relation to the modulator input signal and the amount of additionally inserted Null Packets at the modulator will increase the out data rate of the complete multiplexed output signal accordingly. However, after the PID filtering at the MPEG-Demultiplexer this headroom is removed completely.

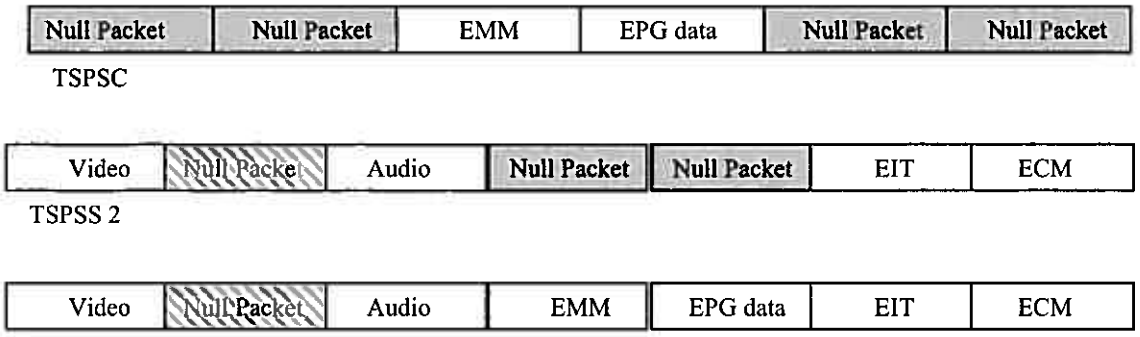


Figure D.4: Example of recombination of input TS from TSPSS and TSPSC

Annex E (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:

$$G_n(x) = x^n + g_{n-1}x^{n-1} + \ldots + g_2x^2 + g_1x + 1$$

with $n \geq 1$:

and: $$g_i \in \{0,1\}, \quad i = 1.....n-1$$

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 E.1). The stages are denoted by b_0... 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'.

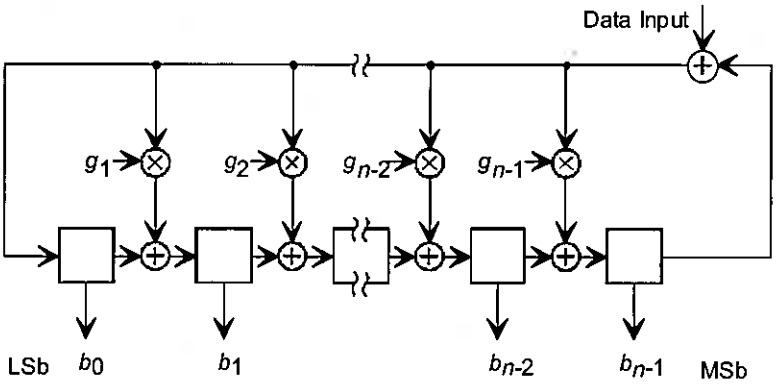


Figure E.1: General CRC block diagram

At the beginning of the CRC-8 calculation (used for GFPS and TS, NM only and BBHeader), all register stage contents are initialized to zeros.

At the beginning of the CRC-32 calculation, all register stage contents are initialized to 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 codes used in the DVB-C2 system are based on the following polynomials:

- $G_{32}(x) = x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$
- $G_8(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + 1$

The assignment of the polynomials to the respective applications is given in each clause.

NOTE: The CRC-32 coder defined in this annex is identical to the implicit encoder defined in EN 300 468 [i.4].

Annex F (normative): Bundling of PLPs

In addition to the basic operation mode (i.e. one or several PLPs are located in one Data Slice) the C2 System allows spreading data of a single PLP connection over different Data Slices (PLP Bundling). As a result, the throughput rate for a single PLP connection can be increased up to the overall throughput rate of the C2 System. This operation mode is intended for advanced services that require throughput rates above the capacity of a single Data Slice.

All data packets of a bundled PLP connection shall pass the same input processing block. Inserting the ISSY timestamp in the mode adaptation block is mandatory for this operation mode in order to allow the correct reordering of the packets from different Data Slices on the receiver side. At the output of the input processing block the BBFrames of the bundled PLP are spread over the different Data Slices. Figure F.1 shows the block diagram for the PLP Bundling operation mode.

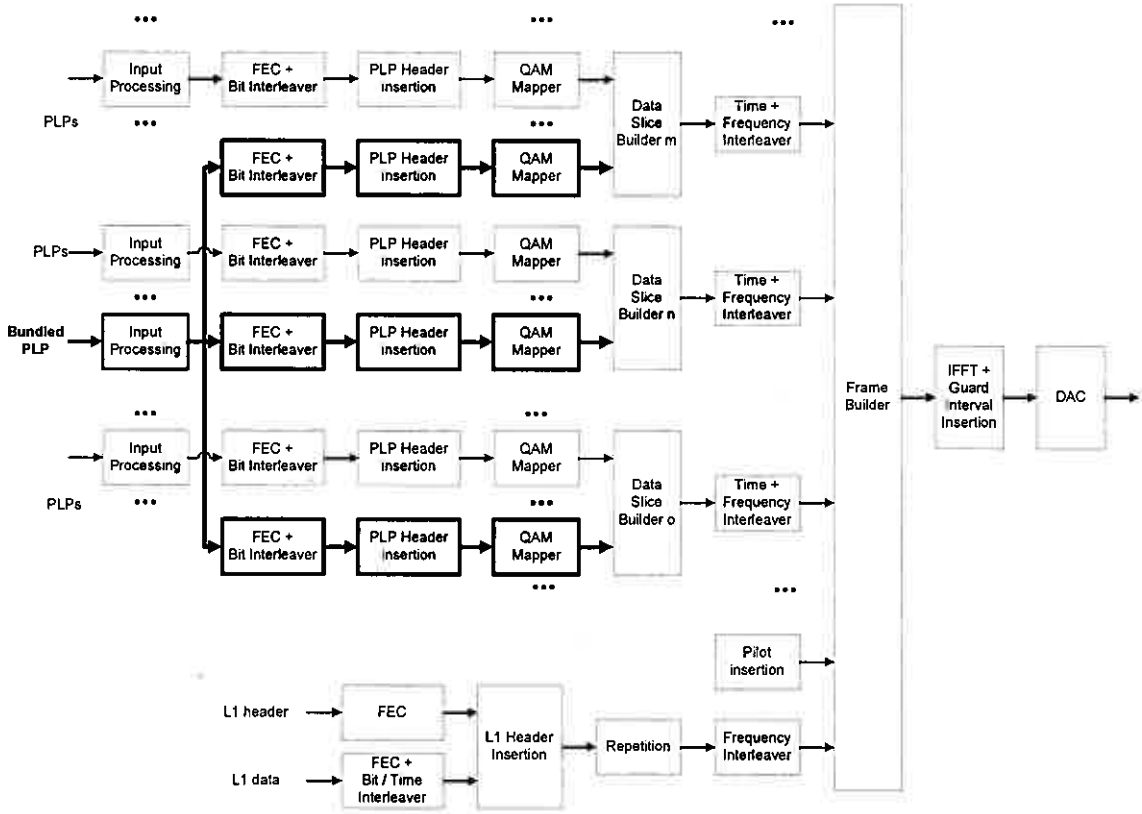


Figure F.1: Bundling PLP - data of a single PLP is spread over different Data Slices

The bundling PLP operation mode mandates the usage of the FECFrame header for the Data Slices that contain packets from the bundled PLP.

NOTE 1: As for the basic operation mode, Data Slices that include FECFrames from a bundled PLP might also contain FECFrame packets of others PLPs.

NOTE 2: C2 receivers with a single 8 MHz reception tuner do not need to decode bundled PLPs. These C2 receivers will recognize bundled PLPs from the L1 part 2 signalling and will discard associated Data Slice Packets.

Annex G (informative): Transport Stream regeneration and clock recovery using ISCR

When the modulator operates in a mode that employs Null Packet Deletion, the receiver may regenerate the Transport Stream by inserting, before each useful packet, DNP in the reception FIFO buffer. As shown in figure G.1, the Transport Stream clock R'_{IN} may be recovered by means of a Phase Locked Loop (PLL). The recovered modulator sampling rate R_s may be used to clock a local counter (which by definition runs synchronously with the input stream synchronization counter of figure G.1). The PLL compares the local counter content with the transmitted ISCR of each TS packet, and the phase difference may be used to adjust the R'_{IN} clock. In this way R'_{IN} remains constant, and the reception FIFO buffer automatically compensates the chain delay variations. Since the reception FIFO buffer is not self-balancing, the BUFSTAT and the BUFS information may be used to set its initial state.

As an alternative, when dynamic variations of the end-to-end delay and bit-rate may be acceptable by the source decoders, the receiver buffer filling condition may be used to drive the PLL. In this case the reception buffer is self-balancing (in steady state half the cells are filled), and the ISSY field may be omitted at the transmitting side.

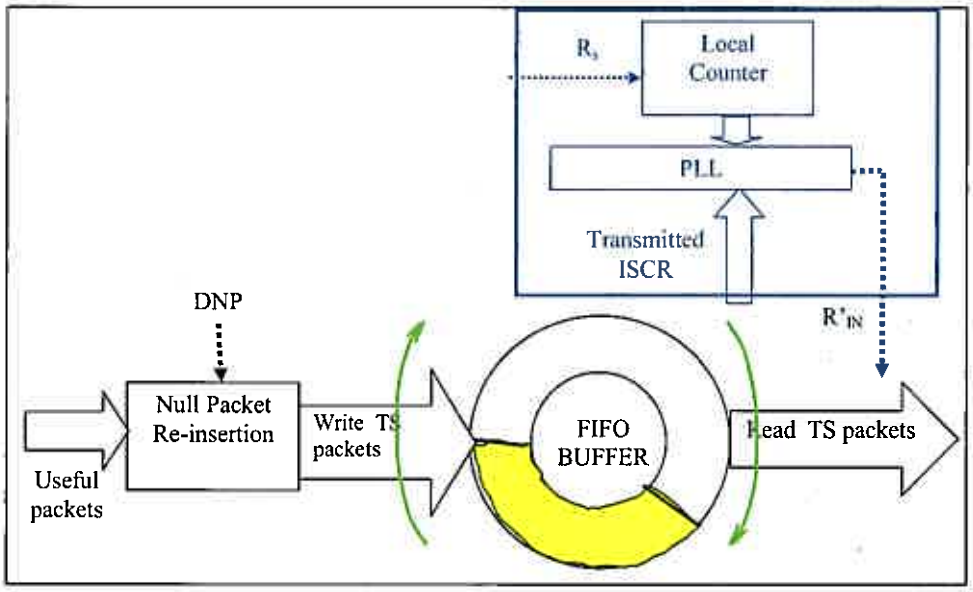


Figure G.1: Example receiver block diagram for Null Packet re-insertion and R_{TS} clock recovery

Annex H (informative): Pilot patterns

This annex illustrates each of the scattered pilot patterns, showing the pattern of pilots at the low frequency edge of the ensemble for the first a few symbols of a frame. There are two scattered pilot patterns, and each of them has four phases to start with depending upon the frequency of the low frequency edge. Figures H.1 to H.4 shows the patterns in GI 1/64 case with four different phases. Figures H.5 to H.8 show the pilot patterns in GI 1/128 with four different phases. Continual pilot carriers are not shown.

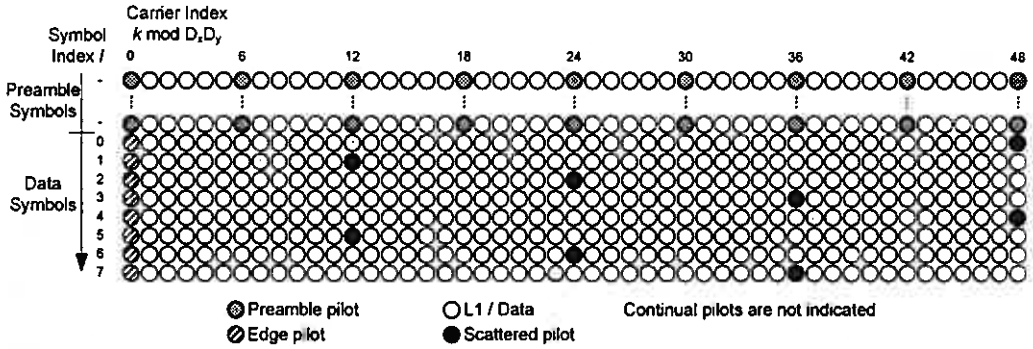


Figure H.1: Scattered pilot pattern for GI 1/64 with the lower edge k mod D_xD_y = 0

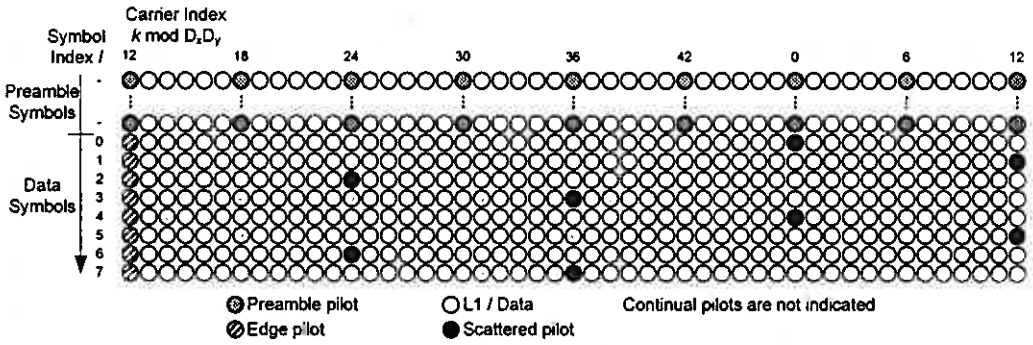


Figure H.2: Scattered pilot pattern for GI 1/64 with the lower edge k mod D_xD_y = 12

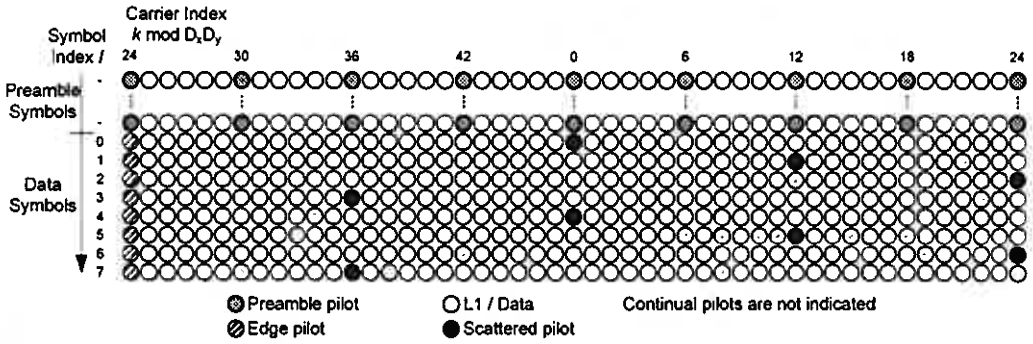


Figure H.3: Scattered pilot pattern for GI 1/64 with the lower edge k mod D_xD_y = 24

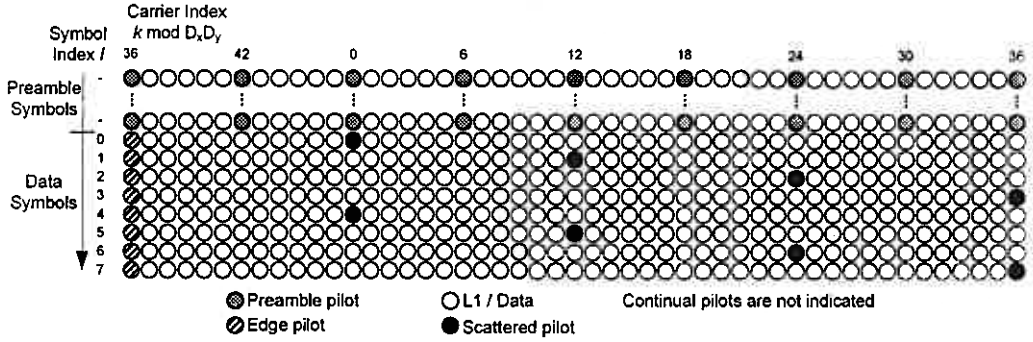


Figure H.4: Scattered pilot pattern for GI 1/64 with the lower edge k mod D_xD_y = 36

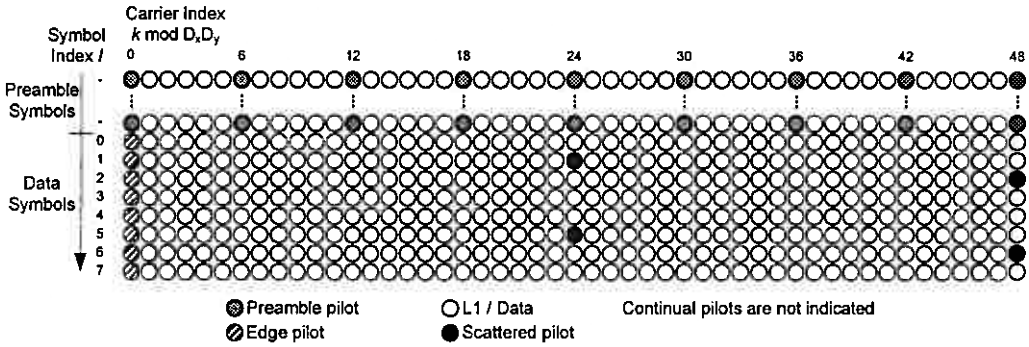


Figure H.5: Scattered pilot pattern for GI 1/128 with the lower edge k mod D_xD_y = 0

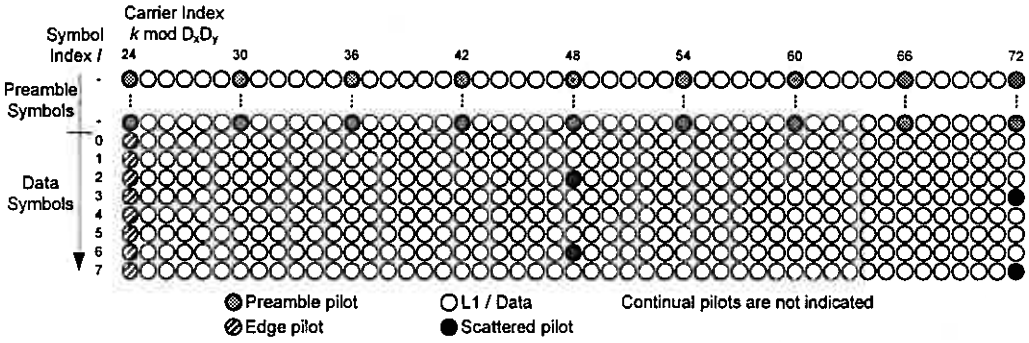


Figure H.6: Scattered pilot pattern for GI 1/128 with the lower edge k mod D_xD_y = 24

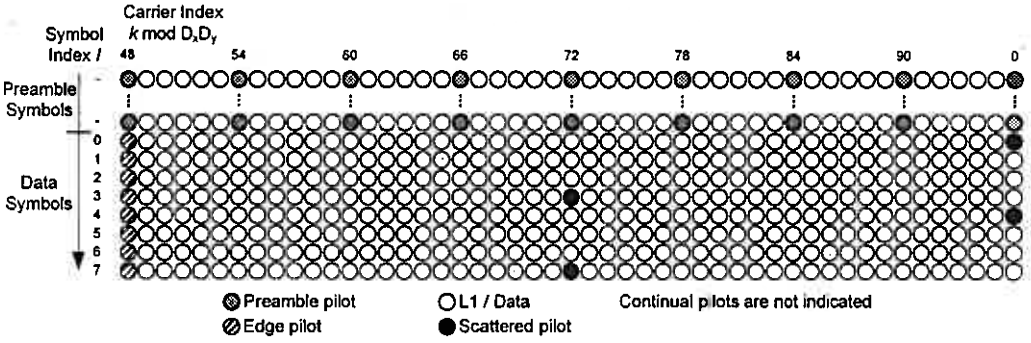


Figure H.7: Scattered pilot pattern for GI 1/128 with the lower edge k mod D_xD_y = 48

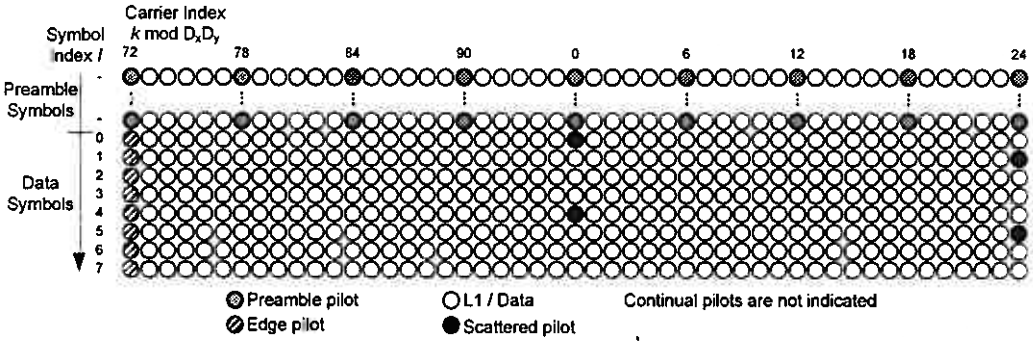


Figure H.8: Scattered pilot pattern for GI 1/128 with the lower edge k mod D_xD_y = 72

Annex I (informative): Bibliography

- CENELEC 60728-5 (Ed. 2.0): "Cable networks for television signals, sound signals and interactive services - Part 5: Headend equipment".
- CENELEC EN 60728-1:2008: "Cable networks for television signals, sound signals and interactive services - Part 1: System performance of forward paths".
- CENELEC EN 60728-11:2005: "Cable networks for television signals, sound signals and interactive services - Part 11: Safety".
- ETSI ES 201 488-2: "Access and Terminals (AT); Data Over Cable Systems; Part 2: Radio Frequency Interface Specification".
- ETSI TS 102 005: "Digital Video Broadcasting (DVB); Specification for the use of video and audio coding in DVB services delivered directly over IP".
- U. Reimers, A. Morello, "DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting", submitted to International Journal on Satellite Communication Networks, 2004; 22.
- M. Eroz, F.-W. Sun and L.-N. Lee, "DVB-S2 Low Density Parity Check Codes with near Shannon Limit Performance", submitted to International Journal on Satellite Communication Networks, 2004; 22.
- ETSI EN 300 744: "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)".
- CENELEC EN 50083-9: "Cable networks for television signals, sound signals and interactive services - Part 9: Interfaces for CATV/SMATV headends and similar professional equipment for DVB/MPEG-2 transport streams".

History

Document history		
V1.1.1	April 2010	Publication
V1.2.1	December 2010	One-step Approval Procedure OAP 20110416: 2010-12-17 to 2011-04-18
V1.2.1	April 2011	Publication

参考資料5

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION

ITU-T

TELECOMMUNICATION
STANDARDIZATION SECTOR
OF ITU

J.183

(03/2001)

SERIES J: CABLE NETWORKS AND TRANSMISSION OF TELEVISION, SOUND PROGRAMME AND OTHER MULTIMEDIA SIGNALS

Miscellaneous

Time-division multiplexing of multiple MPEG-2 transport streams over cable television systems

ITU-T Recommendation J.183

(Formerly CCITT Recommendation)

ITU-T J-SERIES RECOMMENDATIONS

CABLE NETWORKS AND TRANSMISSION OF TELEVISION, SOUND PROGRAMME AND OTHER MULTIMEDIA SIGNALS

General Recommendations	J.1–J.9
General specifications for analogue sound-programme transmission	J.10–J.19
Performance characteristics of analogue sound-programme circuits	J.20–J.29
Equipment and lines used for analogue sound-programme circuits	J.30–J.39
Digital encoders for analogue sound-programme signals	J.40–J.49
Digital transmission of sound-programme signals	J.50–J.59
Circuits for analogue television transmission	J.60–J.69
Analogue television transmission over metallic lines and interconnection with radio-relay links	J.70–J.79
Digital transmission of television signals	J.80–J.89
Ancillary digital services for television transmission	J.90–J.99
Operational requirements and methods for television transmission	J.100–J.109
Interactive systems for digital television distribution	J.110–J.129
Transport of MPEG-2 signals on packetised networks	J.130–J.139
Measurement of the quality of service	J.140–J.149
Digital television distribution through local subscriber networks	J.150–J.159
IPCablecom	J.160–J.179
Miscellaneous	**J.180–J.199**
Application for Interactive Digital Television	J.200–J.209

For further details, please refer to the list of ITU-T Recommendations.

ITU-T Recommendation J.183

Time-division multiplexing of multiple MPEG-2 transport streams over cable television systems

Summary

This Recommendation describes a time-division multiplexing (TDM) format for transmission of multiple MPEG-2 transport streams using a simple implementation on cable television systems. The TDM frame encapsulates the MPEG-2 transport streams prior to transmission.

The format features interoperability with the existing conventional satellite transmodulation format, which is designed based on the specification of Annex C/J.83 and Annex C/J.84 (SMATV system C(III)).

This format may be applicable to other transmission systems. Information about the frame format should be transmitted in the network information table simultaneously, when this format is introduced into the existing digital cable television systems. It is needed for the set-top box to identify the digital channel containing multiple MPEG-2 transport streams.

Source

ITU-T Recommendation J.183 was prepared by ITU-T Study Group 9 (2001-2004) and approved under the WTSA Resolution 1 procedure on 9 March 2001.

FOREWORD

The International Telecommunication Union (ITU) is the United Nations specialized agency in the field of telecommunications. The ITU Telecommunication Standardization Sector (ITU-T) is a permanent organ of ITU. ITU-T is responsible for studying technical, operating and tariff questions and issuing Recommendations on them with a view to standardizing telecommunications on a worldwide basis.

The World Telecommunication Standardization Assembly (WTSA), which meets every four years, establishes the topics for study by the ITU-T study groups which, in turn, produce Recommendations on these topics.

The approval of ITU-T Recommendations is covered by the procedure laid down in WTSA Resolution 1.

In some areas of information technology which fall within ITU-T's purview, the necessary standards are prepared on a collaborative basis with ISO and IEC.

NOTE

In this Recommendation, the expression "Administration" is used for conciseness to indicate both a telecommunication administration and a recognized operating agency.

INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS

ITU draws attention to the possibility that the practice or implementation of this Recommendation may involve the use of a claimed Intellectual Property Right. ITU takes no position concerning the evidence, validity or applicability of claimed Intellectual Property Rights, whether asserted by ITU members or others outside of the Recommendation development process.

As of the date of approval of this Recommendation, ITU had not received notice of intellectual property, protected by patents, which may be required to implement this Recommendation. However, implementors are cautioned that this may not represent the latest information and are therefore strongly urged to consult the TSB patent database.

© ITU 2001

All rights reserved. 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 ITU.

CONTENTS

		Page
1	Scope	1
2	References	1
2.1	Normative references	1
2.2	Informative references	1
3	Terms and definitions	2
4	Abbreviations	2
5	Multiple-TS transmission system	2
5.1	Framing structure for multiple-TS transmission	3
5.2	Physical interface and channel coding of the multiple-TS transmission system	3
5.3	TSMF header structure	3
5.3.1	Packet_header	4
5.3.2	TSMF_sync	5
5.3.3	Version_number	5
5.3.4	Slot_information	5
5.3.5	Identifiers_information	6
5.3.6	Control information	6
5.3.7	Relative TS number information	6
Appendix I		7

ITU-T Recommendation J.183

Time-division multiplexing of multiple MPEG-2 transport streams over cable television systems

1 Scope

The scope of this Recommendation is the definition of a time-division multiplexing frame format to adapt the multiple MPEG-2 transport streams into the existing physical layer interface specified in Annex C/J.83. This format may be applicable to other transmission systems.

The frame aims to multiplex transport streams without change except that some of the service information (SI) related to the network are replaced. By using this frame structure as an option to the conventional digital transmission equipment, multiple transport streams can be multiplexed as they are. The functionality of multiplexing transport streams into a single transport stream is not needed.

Implementation of this frame format enables the cable television operator to pack multiple transport streams in a single channel. Also, the flexibility on operation of cable distribution network would be obtained if the integration of services could be achieved by the transport stream basis.

This Recommendation provides the information needed by the designers and manufacturers of equipment (including receivers) for digital multi-programme signals distributed by cable networks.

2 References

2.1 Normative references

The following ITU-T Recommendations and other references contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this Recommendation. At the time of publication, the editions indicated were valid. All Recommendations and other references are subject to revision; users of this Recommendation are therefore encouraged to investigate the possibility of applying the most recent edition of the Recommendations and other references listed below. A list of the currently valid ITU-T Recommendations is regularly published.

- ITU-T H.222.0 (2000) | ISO/IEC 13818-1:2000, *Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: systems*.
- ITU-T J.83 (1997), *Digital multi-programme systems for television, sound and data services for cable distribution*.
- ITU-T J.84 (1997), *Distribution of digital multi-programme signals for television, sound and data services thorough SMATV networks*.
- ITU-T J.94 (1998), *Service information for digital broadcasting in cable television systems*.

2.2 Informative references

- JCTEA STD-002-2.0, Multiplexing System for Digital Cable Television.
- JCTEA STD-007-1.0, BS digital compliant Digital Cable Television Receiver.

3 Terms and definitions

This Recommendation defines the following terms:

3.1 MPEG-2: Refers to ISO/IEC 13818 (All parts). Systems coding is defined in ITU-T H.222.0 | ISO/IEC 13818-1. Video coding is defined in ITU-T H.262 | ISO/IEC 13818-2. Audio coding is defined in ISO/IEC 13818-3 and in ISO/IEC 13818-7.

3.2 network: A collection of MPEG-2 transport stream multiplexes transmitted on a single delivery system, e.g., all digital channels on a specific cable system.

3.3 original_network_id: A label identifying the network_id of the originating delivery system.

3.4 programme: A concatenation of one or more events under the control of a broadcaster, e.g., news show, entertainment show.

3.5 physical interface: The interface on a physical layer equipment for transmission.

3.6 reserved_for_future_use: The term "reserved_for_future_use", when used in the clause defining the coded bitstream, indicates that the value may be used in the future defined extensions. All "reserved_for_future_use" bits shall be set to "1".

3.7 set-top box: A hardware box that contains digital signal demodulator, de-multiplexer, MPEG-2 decoder, other functionalities and interfaces related to digital signal reception and presentation of the distributed programme at the subscriber's site.

3.8 transport stream (TS): A TS is a data structure defined in ITU-T H.222.0 | ISO/IEC 13818-1.

3.9 transport_stream_id (TS_id): A unique identifier of a TS within an original network.

4 Abbreviations

This Recommendation uses the following abbreviations:

bslbf	bit string, left bit first
CRC	Cyclic Redundancy Check
rpchof	remainder polynomial coefficients, highest order first
TS	Transport Stream
TSMF	Transport Streams Multiplexing Frame
uimsbf	unsigned integer, most significant bit first

5 Multiple-TS transmission system

The proposed framing structure for a multiple-TS transmission system meets the following requirements:

a) Multiple MPEG-2 transport streams should be transmitted over a digital carrier in compliance with existing cable TV systems.

b) All packets of all MPEG-2 transport streams should be transmitted without any packet loss.

c) All transport streams received are in compliance with the specification of MPEG-2 systems.

d) The system should make effective use of cable TV channel capacity.

e) Delay time resulting from optional use of signal processing should not affect digital broadcasting services.

f) The added cost of introduction of the optional facilities in a cable TV headend and the receiver should be low.

g) The system should support interoperability with conventional single transport stream transmission systems for cable distribution.

5.1 Framing structure for multiple-TS transmission

The multiple-TS transmission system uses the frame structure shown in Table 1 to multiplex MPEG-2 transport streams (TSs). The frame is called the transport streams multiplexing frame (TSMF). The TS packets shall be assigned to slots in the TSMF. A slot is constituted from 188 bytes of the same size as a TS packet, and the TSMF consists of N slots. The TSMF has a TSMF_header in the first slot. In the TSMF_header, information about multiplexing and de-multiplexing is contained. By outputting this frame repeatedly, multiple TSs are transmitted.

Table 1/J.183 – TSMF structure

Syntax	No. of bytes	Description
TSMF () {		
TSMF_header()	188	
for (i = 1; i < N; i++){		
TS_packet[i]	188	
}		
}		

5.2 Physical interface and channel coding of the multiple-TS transmission system

Except for the framing block, channel coding is identical to that of the single-TS transmission system (Figure 1) because the multiplexed signal by using the TSMF is a stream of TS packets. The technology and standards specified for the physical interface of a single-TS transmission system, for example, ITU-T J.83, can be applied.

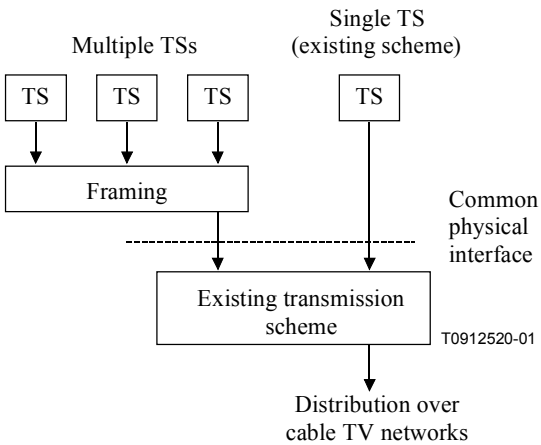


Figure 1/J.183 – System configuration for single TS and multiple TSs transmission

5.3 TSMF header structure

The TSMF_header should be comprised of 188-byte data. The first byte of 0x47 is for packet synchronization purpose, followed by 187 bytes of the following information:

– frame synchronization;

– MPEG-2 TS identification for each slot; and

– others (e.g. version number, flag bit for emergency alert broadcasting).

Each of the MPEG-2 TSs, multiplexed in the TSMF, is uniquely distinguished by the TS identification (TS_id) and original network identification (original_network_id). Instead of directly using the corresponding information between a slot number and TS_id/original_network_id, the relative TS number (relative_TS_number) is employed. The TS_id/original_network_id of a TS, which a TS_packet in a slot belongs to, is resolved in two stages: the first is translation of slot number to relative_TS_number, and the next is translation of relative_TS_number to TS_id/original_network_id. This method reduces the number of bits for the TS identification in the TSMF_header. The content of the TSMF_header is specified in Table 2 and below:

Table 2/J.183 – TSMF_header

Syntax	No. of bits	Description
TSMF_header() {		
packet_header()	32	
TSMF_sync	16	bslbf
version_number	V	
slot_information()	S	
identifiers_information()	32 * M	M = 2^m – 1
control_information()	C	bslbf
relative_TS_information()	m * (N – 1)	
private_data	1424 – V – S – 32 * M – C – m * (N – 1)	
CRC	32	rpchof
}		

NOTE 1 – The semantic definition of the fields in the TSMF header is as follows:

TSMF_sync: This is a 16-bit field. Its value shall be determined by the system.

version_number: This V-bit field is the version number that indicates renewal of the area from the slot_information to the control_information in the TSMF_header. It shall be incremented by 1 when a change occurs. When it reaches maximum value, it wraps around to 0.

private_data: This is a field whose syntax and semantics shall be defined by the system.

CRC: CRC (cyclic redundancy check) is added to detect any errors. As defined in ITU-T H.222.0, the value of CRC has zero register output when 184 bytes of a TSMF_header, excluding the first 4 bytes, are input into the register of a decoder.

NOTE 2 – $V + S = 8 * I_1$, where V is the number of bits for version_number, S is the number of bits for slot_information, and I_1 is an integer.

NOTE 3 – $C = 8 * I_2$, where C is the number of bits for control_information, and I_2 is an integer.

NOTE 4 – N is the number of slots in the TSMF, or the total length of the frame.

NOTE 5 – M is the maximum number of transport streams multiplexed in the TSMF.

5.3.1 Packet_header

The first 4 bytes of the TSMF_ header have a structure similar to the MPEG-2 TS packet header, as shown in Table 3.

Table 3/J.183 – Packet_header

Syntax	No. of bits	Description
packet_header() {		
sync_byte	8	bslbf
'000'	3	bslbf
TSMF_header_PID	13	uimsbf
'0001'	4	bslbf
continuity_counter	4	uimsbf
}		

NOTE – The semantic definition of the fields in packet header is as follows:

sync_byte: This is a fixed 8-bit field whose value is '0100 0111' (0x47).

TSMF_header_PID: This is a 13-bit field whose value is set to a unique value other than the PIDs of TS packets. The TSMF_header can be identified from other TS packets, as the value of TSMF_header_PID is unique.

continuity_counter: The continuity_counter is a 4-bit field incrementing with each TSMF_header. When the value reaches '1111' (0x0f), it wraps around to 0.

5.3.2 TSMF_sync

The TSMF_sync is used for frame synchronization. Using the TSMF_sync and the TSMF_header_PID together, frame synchronization is ensured. The value shall be defined by the system.

5.3.3 Version_number

The version_number indicates renewal of the TSMF_header information. It shall be incremented each time the TSMF header is renewed. The receiver may decode the TSMF header information only when a change of information occurs. The use of version number and the area where information renewal is examined are optionally defined by the system.

5.3.4 Slot_information

The slot_information (see Table 4) shall include the TSMF_format, and the indicator of the availability of each relative_TS_number, and so on. The TSMF_format may indicate the maximum number of TSs transmitted simultaneously and the number of slots in the TSMF. Each of the availability_for_relative_TS_number shall be transmitted sequentially in order of the relative_TS_number from 1 to M.

Table 4/J.183 – Slot_information

Syntax	No. of bits	Description
slot_information() {		
TSMF_format	F	bslbf
for (i = 1; i <= M; i++) {		M = 2^m – 1
availability_for_relative_TS_number[i]	1	bslbf
}		
reserved_for_future_use	S-F-M	
}		

NOTE 1 – F is the number of bits of TSMF_format.

NOTE 2 – M is the maximum number of transport streams multiplexed in the TSMF.

NOTE 3 – S is the number of bits of slot_information.

NOTE 4 – Semantic definition of the fields in the slot information is as follows:

TSMF_format: This is a V-bit field which indicates N and M. The value of N and M should be the same as defined in Annex C/J.94.

availability_for_relative_TS_number[i]: This is a 1-bit field that represents availability of the TS labelled by relative_TS_number i.

5.3.5 Identifiers_information

Table 5 shows the algorithm relating relative_TS_number and TS_id/original_network_id. TS_id/original_network_id shall be composed of 32-bit numbers and shall be arranged in order of the relative_TS_number from 1 to M.

Table 5/J.183 – Identifiers_information

Syntax	No. of bits	Description
identifiers_information(){		
for (i = 1; i <= M; i++) {		M = 2^m – 1
TS_id[i]	16	uimsbf
original_network_id[i]	16	uimsbf
}		
}		

NOTE 1 – The maximum number of TSs transmitted simultaneously, M, shall be indicated by the 'TSMF_format' as shown in Table 4.

NOTE 2 – The semantic definition of the fields in the identifiers information is as follows:

TS_id[i]: This is a 16-bit field that represents TS_id of the TS labelled as relative_TS_number i.

original_network_id[i]: This is a 16-bit field that represents original_network_id of the TS labelled as relative_TS_number i.

5.3.6 Control information

The control information may be used to control set-top boxes, e.g. a flag for emergency alert broadcasting. The encoding format shall be defined by the system. The number of bits for the control information, "C", is defined in Table 2.

5.3.7 Relative TS number information

The relative_TS_number for each TS_packet shall be transmitted sequentially in order of slot from 1 to (N – 1) as shown in Table 6. The number of slots in TSMF, N, shall be defined by the system.

Table 6/J.183 – Relative TS_number_information

Syntax	No. of bits	Description

relative_TS_information(){
for (i = 1; i < N; i++) {
relative_TS_number[i]
}
}
	m	uimsbf

NOTE 1 – M is 2^ m – 1.

NOTE 2 – Semantic definition of the fields in the relative TS number information is as follows:

relative_TS_number[i]: This is an m-bit field that represents the relative_TS_number of the i-th TS_packet.

APPENDIX I

Table I.1 shows parameters for the TSMF employed with the physical layer interface specified in Annex C/J.83.

Table I.1/J.183 – System parameters

Parameter	Notation	Value	Remarks
The number of slots in the TSMF, or the total length of the frame	N	53	including TSMF_header
The maximum number of transport streams multiplexed in the TSMF	M	15	
TSMF_sync			reserved 3 bits 0x1a86 13 bits
version_number			3 bits (V = 3)
slot_information			21 bits (S = 21)
TSMF_type			slot_allocation_type 1 bit frame_type[a)] 4 bits (F = 5)
control_information			receive_status 2 * M = 30 bits emergency_indicator 1 bit
private_data			85 bytes

a) The "frame_type" in the TSMF_type should be included in the cable delivery system descriptor of network information table (NIT) for the reception. The set-top box could identify whether each channel on cable network is with the TSMF or not. The values of N and M are identical to the definition in Annex C/J.94.

SERIES OF ITU-T RECOMMENDATIONS

Series A	Organization of the work of ITU-T
Series B	Means of expression: definitions, symbols, classification
Series C	General telecommunication statistics
Series D	General tariff principles
Series E	Overall network operation, telephone service, service operation and human factors
Series F	Non-telephone telecommunication services
Series G	Transmission systems and media, digital systems and networks
Series H	Audiovisual and multimedia systems
Series I	Integrated services digital network
Series J	**Cable networks and transmission of television, sound programme and other multimedia signals**
Series K	Protection against interference
Series L	Construction, installation and protection of cables and other elements of outside plant
Series M	TMN and network maintenance: international transmission systems, telephone circuits, telegraphy, facsimile and leased circuits
Series N	Maintenance: international sound programme and television transmission circuits
Series O	Specifications of measuring equipment
Series P	Telephone transmission quality, telephone installations, local line networks
Series Q	Switching and signalling
Series R	Telegraph transmission
Series S	Telegraph services terminal equipment
Series T	Terminals for telematic services
Series U	Telegraph switching
Series V	Data communication over the telephone network
Series X	Data networks and open system communications
Series Y	Global information infrastructure and Internet protocol aspects
Series Z	Languages and general software aspects for telecommunication systems

Geneva, 2001

参考資料6

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION

TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR

STUDY PERIOD 2013-2016

STUDY GROUP 9

TD 576 Rev.1 (GEN/9)

English only

Original: English

Question(s): 1/9 Geneva, 8-12 September 2014

TD

Source: Rapporteur for Q1/9

Title: Output – Draft revised Recommendation J.183 " Time-division multiplexing of multiple MPEG-2 transport streams over cable television systems " for progressing

Based on the COM9-C59 discussion, Q1/9 provides TD AAA, the draft revision of J.183 for progressing. Revision marks indicated in this document are developed in this meeting.

Contact: Shigeyuki Sakazawa
KDDI Corporation
Japan
Tel: +81 49 278 7426
Fax: +81 49 278 7510
Email: sh-sakazawa@kddi.com

Attention: This is not a publication made available to the public, but **an internal ITU-T Document** intended only for use by the Member States of ITU, by ITU-T Sector Members and Associates, and their respective staff and collaborators in their ITU related work. It shall not be made available to, and used by, any other persons or entities without the prior written consent of ITU-T.

[DRAFT REVISED] ITU-T RECOMMENDATION J.183

ITU-T Recommendation J.183

Time-division multiplexing of multiple MPEG-2 transport streams over cable television systems

1 Scope

The scope of this Recommendation is the definition of a time-division multiplexing frame format to adapt the multiple MPEG-2 transport streams, some of which exceeds the transmission rate per a single channel, into the existing physical layer interface specified in Annex C/J.83. This format may be applicable to other transmission systems.

The frame aims to multiplex transport streams without change except that some of the service information (SI) related to the network are replaced. By using this frame structure as an option to the conventional digital transmission equipment, multiple transport streams can be multiplexed as they are. The functionality of multiplexing transport streams into a single transport stream is not needed. Also, the expansion of the frame format, being compliant with the first version of J.183 (2001-03-09), can provide the additional functionality for high speed transmission scheme by channel bonding technology.

Implementation of ~~this~~ the first version of the frame format enables the cable television operator to pack multiple transport streams in a single channel. And the second version of this frame format can be additionally applied to high speed transport streams, such as UHDTV signals, to be multiplexed into multiple channels as well. In other words, the second version of J.183 maintains backward compatibility with the first one. {Editor's note: appropriate expression for "first/second version" should be considered.}

書式変更: 蛍光ペン

~~Also, t~~The flexibility on operation of cable distribution network would be obtained if the integration of services could be achieved by the transport stream basis.

This Recommendation provides the information needed by the designers and manufacturers of equipment (including receivers) for digital multi-programme signals distributed by cable networks.

2 References

2.1 Normative references

The following ITU-T Recommendations and other references contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this Recommendation. At the time of publication, the editions indicated were valid. All Recommendations and other references are subject to revision; users of this Recommendation are therefore encouraged to investigate the possibility of applying the most recent edition of the Recommendations and other references listed below. A list of the currently valid ITU-T Recommendations is regularly published.

– ITU-T H.222.0 (2000) | ISO/IEC 13818-1:2000, *Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: systems*.

– ITU-T J.83 (1997), *Digital multi-programme systems for television, sound and data services for cable distribution*.

– ITU-T J.84 (1997), *Distribution of digital multi-programme signals for television, sound and data services thorough SMATV networks.*

– ITU-T J.94 (1998), *Service information for digital broadcasting in cable television systems.*

2.2 Informative references

– JCTEA STD-002-2.0, Multiplexing System for Digital Cable Television.

– JCTEA STD-007-1.0, BS digital compliant Digital Cable Television Receiver.

3 Terms and definitions

This Recommendation defines the following terms:

3.1 MPEG-2: Refers to ISO/IEC 13818 (All parts). Systems coding is defined in ITU-T H.222.0 | ISO/IEC 13818-1. Video coding is defined in ITU-T H.262 | ISO/IEC 13818-2. Audio coding is defined in ISO/IEC 13818-3 and in ISO/IEC 13818-7.

3.2 network: A collection of MPEG-2 transport stream multiplexes transmitted on a single delivery system, e.g., all digital channels on a specific cable system.

3.3 original_network_id: A label identifying the network_id of the originating delivery system.

3.4 programme: A concatenation of one or more events under the control of a broadcaster, e.g., news show, entertainment show.

3.5 physical interface: The interface on a physical layer equipment for transmission.

3.6 reserved_for_future_use: The term "reserved_for_future_use", when used in the clause defining the coded bitstream, indicates that the value may be used in the future defined extensions. All "reserved_for_future_use" bits shall be set to "1".

3.7 set-top box: A hardware box that contains digital signal demodulator, de-multiplexer, MPEG-2 decoder, other functionalities and interfaces related to digital signal reception and presentation of the distributed programme at the subscriber's site.

3.8 transport stream (TS): A TS is a data structure defined in ITU-T H.222.0 | ISO/IEC 13818-1.

3.9 transport_stream_id (TS_id): A unique identifier of a TS within an original network.

4 Abbreviations

This Recommendation uses the following abbreviations:

bslbf	bit string, left bit first
CRC	Cyclic Redundancy Check
rpchof	remainder polynomial coefficients, highest order first
TS	Transport Stream
TSMF	Transport Streams Multiplexing Frame
uimsbf	unsigned integer, most significant bit first

5 Multiple-TS transmission system

The proposed framing structure for a multiple-TS transmission system meets the following requirements:

a) Multiple MPEG-2 transport streams should be transmitted over a digital carrier in compliance with existing cable TV systems.

b) All packets of all MPEG-2 transport streams should be transmitted without any packet loss.

c) All transport streams received are in compliance with the specification of MPEG-2 systems.

d) The system should make effective use of cable TV channel capacity.

e) Delay time resulting from optional use of signal processing should not affect digital broadcasting services.

f) The added cost of introduction of the optional facilities in a cable TV headend and the receiver should be low.

g) The system should support interoperability with conventional single transport stream transmission systems for cable distribution.

5.1 Framing structure for multiple-TS transmission

The multiple-TS transmission system uses the frame structure shown in Table 1 to multiplex MPEG-2 transport streams (TSs). The frame is called the transport streams multiplexing frame (TSMF). The TS packets shall be assigned to slots in the TSMF. A slot is constituted from 188 bytes of the same size as a TS packet, and the TSMF consists of N slots. The TSMF has a TSMF_header in the first slot. In the TSMF_header, information about multiplexing and de-multiplexing is contained. By outputting this frame repeatedly, multiple TSs are transmitted.

Table 1/J.183 – TSMF structure

Syntax	No. of bytes	Description
TSMF () {		
TSMF_header()	188	
for (i = 1; i < N; i++){		
TS_packet[i]	188	
}		
}		

5.2 Physical interface and channel coding of the multiple-TS transmission system

Except for the framing block, channel coding is identical to that of the single-TS transmission system (Figure 1) because the multiplexed signal by using the TSMF is a stream of TS packets. The technology and standards specified for the physical interface of a single-TS transmission system, for example, ITU-T J.83, can be applied.

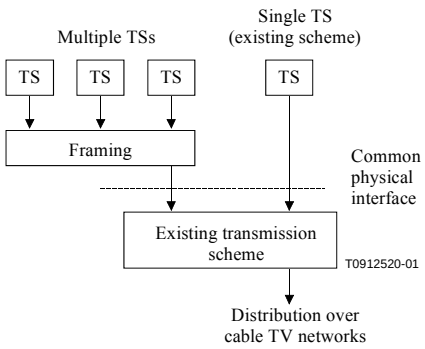


Figure 1/J.183 – System configuration for single TS and multiple TSs transmission

5.3 TSMF header structure

The TSMF_header should be comprised of 188-byte data. The first byte of 0x47 is for packet synchronization purpose, followed by 187 bytes of the following information:

– frame synchronization;

– MPEG-2 TS identification for each slot; and

– others (e.g. version number, flag bit for emergency alert broadcasting).

Each of the MPEG-2 TSs, multiplexed in the TSMF, is uniquely distinguished by the TS identification (TS_id) and original network identification (original_network_id). Instead of directly using the corresponding information between a slot number and TS_id/original_network_id, the relative TS number (relative_TS_number) is employed. The TS_id/original_network_id of a TS, which a TS_packet in a slot belongs to, is resolved in two stages: the first is translation of slot number to relative_TS_number, and the next is translation of relative_TS_number to TS_id/original_network_id. This method reduces the number of bits for the TS identification in the TSMF_header. The content of the TSMF_header is specified in Table 2 and below:

Table 2/J.183 – TSMF_header

Syntax	No. of bits	Description
TSMF_header() {		
packet_header()	32	
TSMF_sync	16	bslbf
version_number	V	
slot_information()	S	
identifiers_information()	32 * M	M = 2^m – 1
control_information()	C	bslbf
relative_TS_information()	m * (N – 1)	
private_data	1424 – V – S – 32 * M – C – m * (N – 1)	
CRC	32	rpchof
}		

NOTE 1 – The semantic definition of the fields in the TSMF header is as follows:

TSMF_sync: This is a 16-bit field. Its value shall be determined by the system.

version_number: This V-bit field is the version number that indicates renewal of the area from the slot_information to the control_information in the TSMF_header. It shall be incremented by 1 when a change occurs. When it reaches maximum value, it wraps around to 0.

private_data: This is a field whose syntax and semantics shall be defined by the system.

CRC: CRC (cyclic redundancy check) is added to detect any errors. As defined in ITU-T H.222.0, the value of CRC has zero register output when 184 bytes of a TSMF_header, excluding the first 4 bytes, are input into the register of a decoder.

NOTE 2 – $V + S = 8 * I_1$, where V is the number of bits for version_number, S is the number of bits for slot_information, and I_1 is an integer.

NOTE 3 – $C = 8 * I_2$, where C is the number of bits for control_information, and I_2 is an integer.

NOTE 4 – N is the number of slots in the TSMF, or the total length of the frame.

NOTE 5 – M is the maximum number of transport streams multiplexed in the TSMF.

5.3.1 Packet_header

The first 4 bytes of the TSMF_ header have a structure similar to the MPEG-2 TS packet header, as shown in Table 3.

Table 3/J.183 – Packet_header

Syntax	No. of bits	Description
packet_header() {		
sync_byte	8	bslbf
'000'	3	bslbf
TSMF_header_PID	13	uimsbf
'0001'	4	bslbf
continuity_counter	4	uimsbf
}		

NOTE – The semantic definition of the fields in packet header is as follows:

sync_byte: This is a fixed 8-bit field whose value is '0100 0111' (0x47).

TSMF_header_PID: This is a 13-bit field whose value is set to a unique value other than the PIDs of TS packets. The TSMF_header can be identified from other TS packets, as the value of TSMF_header_PID is unique.

continuity_counter: The continuity_counter is a 4-bit field incrementing with each TSMF_header. When the value reaches '1111' (0x0f), it wraps around to 0.

5.3.2 TSMF_sync

The TSMF_sync is used for frame synchronization. Using the TSMF_sync and the TSMF_header_PID together, frame synchronization is ensured. The value shall be defined by the system.

5.3.3 Version_number

The version_number indicates renewal of the TSMF_header information. It shall be incremented each time the TSMF header is renewed. The receiver may decode the TSMF header information only when a change of information occurs. The use of version number and the area where information renewal is examined are optionally defined by the system.

5.3.4 Slot_information

The slot_information (see Table 4) shall include the TSMF_format, and the indicator of the availability of each relative_TS_number, and so on. The TSMF_format may indicate the maximum number of TSs transmitted simultaneously and the number of slots in the TSMF. Each of the availability_for_relative_TS_number shall be transmitted sequentially in order of the relative_TS_number from 1 to M.

Table 4/J.183 – Slot_information

Syntax	No. of bits	Description
slot_information() {		
TSMF_format	F	bslbf
for (i = 1; i <= M; i++) {		M = 2^m – 1
availability_for_relative_TS_number[i]	1	bslbf
}		

reserved_for_future_use }	S-F-M	

NOTE 1 – F is the number of bits of TSMF_format.

NOTE 2 – M is the maximum number of transport streams multiplexed in the TSMF.

NOTE 3 – S is the number of bits of slot_information.

NOTE 4 – Semantic definition of the fields in the slot information is as follows:

TSMF_format: This is a V-bit field which indicates N and M. The value of N and M should be the same as defined in Annex C/J.94.

availability_for_relative_TS_number[i]: This is a 1-bit field that represents availability of the TS labelled by relative_TS_number i.

5.3.5 Identifiers_information

Table 5 shows the algorithm relating relative_TS_number and TS_id/original_network_id. TS_id/original_network_id shall be composed of 32-bit numbers and shall be arranged in order of the relative_TS_number from 1 to M.

Table 5/J.183 – Identifiers_information

Syntax	No. of bits	Description
identifiers_information(){		
for (i = 1; i <= M; i++) {		M = 2^m – 1
TS_id[i]	16	uimsbf
original_network_id[i]	16	uimsbf
}		
}		

NOTE 1 – The maximum number of TSs transmitted simultaneously, M, shall be indicated by the 'TSMF_format' as shown in Table 4.

NOTE 2 – The semantic definition of the fields in the identifiers information is as follows:

TS_id[i]: This is a 16-bit field that represents TS_id of the TS labelled as relative_TS_number i.

original_network_id[i]: This is a 16-bit field that represents original_network_id of the TS labelled as relative_TS_number i.

5.3.6 Control information

The control information may be used to control set-top boxes, e.g. a flag for emergency alert broadcasting. The encoding format shall be defined by the system. The number of bits for the control information, "C", is defined in Table 2.

5.3.7 Relative TS number information

The relative_TS_number for each TS_packet shall be transmitted sequentially in order of slot from 1 to (N – 1) as shown in Table 6. The number of slots in TSMF, N, shall be defined by the system.

Table 6/J.183 – Relative TS_number_information

Syntax	No. of bits	Description

relative_TS_information(){
for (i = 1; i < N; i++) {
relative_TS_number[i]
}
}
	m	uimsbf

NOTE 1 – M is 2^ m – 1.

NOTE 2 – Semantic definition of the fields in the relative TS number information is as follows:

relative_TS_number[i]: This is an m-bit field that represents the relative_TS_number of the i-th TS_packet.

Annex A ~~for digital multi-programme System A~~

(For further study)

~~{Editor's note: provide definition of System A and System B.}~~

書式変更: 蛍光ペン

Annex B ~~for digital multi-programme System B~~

(For further study)

Annex C Extended format of TSMF for System C of J.83

(This annex forms an integral part of this Recommendation)

C.1 Introduction

This annex describes the extension format of existing TSMF structure in order to adapt ~~a large capacity of~~ MPEG-2 transport streams, such as an UHDTV signals including a large capacity of transport stream, to be divided into the multiple channel physical layer interfaces specified in Annex C/J.83. The ~~extended~~Extended TSMF is designed for channel bonding technology. It is backward compatible with the first version of TSMF, J.183 (2001-03-09). This technology will support cable TV transmission system to distribute ~~relatively~~ large sized contents with multiple carriers while conventional system having HDTV channels in the same physical layer specification.

C.2 Concept

Figure C.1 overviews the channel bonding technology. The large capacity of MPEG-2 TS is divided at the cable TV headend and multiplexed into time division multiplexing (TDM) frames that are described as "Super Frames" in the following section. Each of the frames is transmitted by a 64 QAM or 256 QAM signal. Each of the QAM channels can be allocated to any frequency. The signal of each channel is separately demodulated and all of the demodulated signals are restored to the original MPEG-2 TS of UHDTV at a receiver.

The channels carrying UHDTV service and those for existing broadcasting services are confirmed not to disturb each other. As 256 QAM offers transmission capacity larger than 64 QAM, the former is preferable to transmit UHDTV signals. However, 256 QAM is less robust against any kind of noise and distortion than 64 QAM.

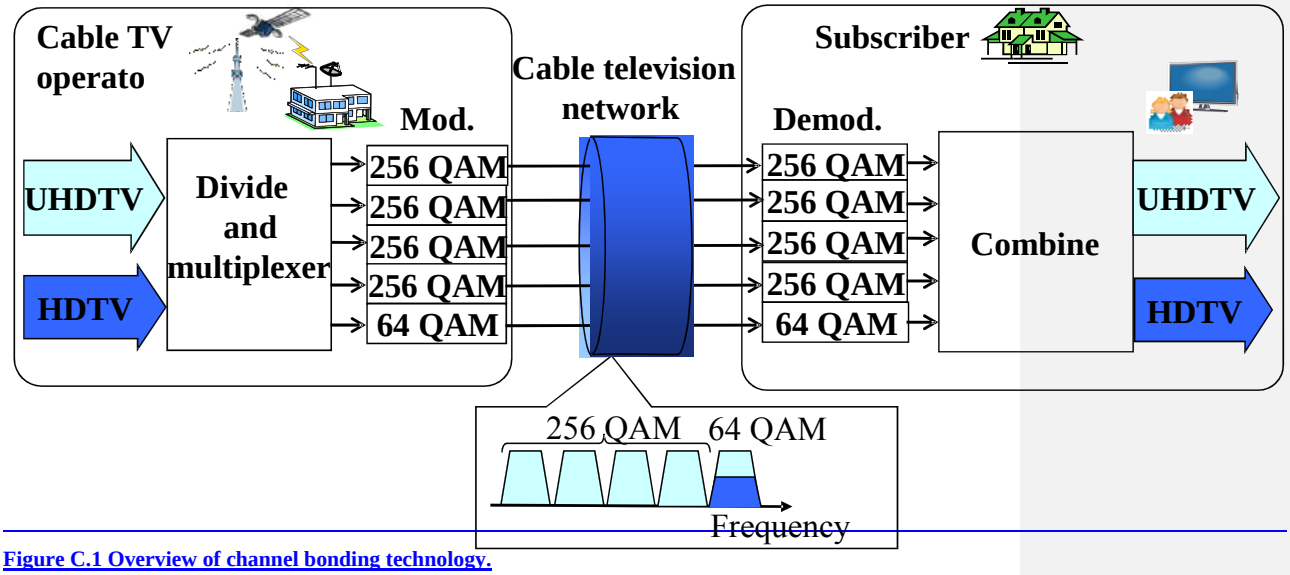


Figure C.1 Overview of channel bonding technology.

Figure C.2 shows an example of the combination of one 64 QAM and four 256 QAM channels used for a single UHDTV transmission. In this figure, a UHDTV signal occupies four 256 QAM channels and a part of 64 QAM channel. It is noted that another program such as a HDTV may be transmitted with the use of the remained capacity of the 64 QAM channel. Any combination of QAM scheme among the relevant multi carriers group should be allowed for cable TV operation. Since the bitrates transmitted by 64 and 256 QAMs are different, e-TSMF is required for bonding channels with different bitrates.

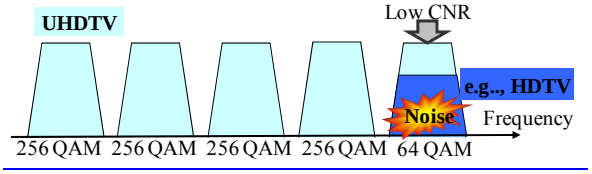


Figure C.2 Multiple channels used for UHDTV transmission.

Figure C.3 shows an example of a TS transmitted by one 64 QAM and two 256 QAM signals by using ~~extended~~Extended TSMF format. Channel coding is identical to that of the single-TS transmission system because the stream divided for multiple channels by using the Extended TSMF is a stream of TS packets.

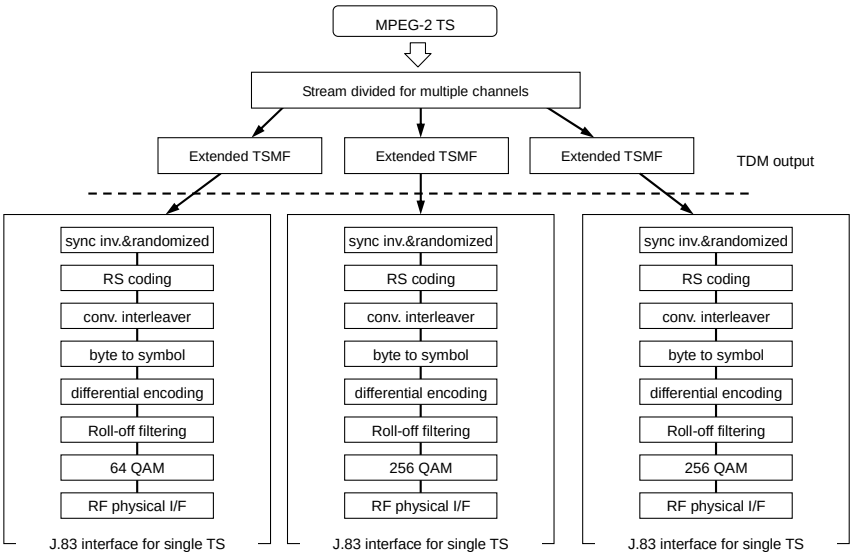


Figure C.3 Example of a TS carried by one 64 QAM and two 256 QAM signals by using ~~extended~~Extended TSMF format.

変更されたフィールド コード

C.3 Super frame

Figure C.4 outlines the structure of the super frame. The number of TSMFs in a super frame is determined to make the periods of super frames identical regardless of the modulation format.

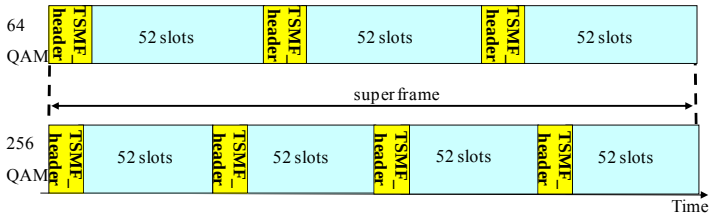


Figure C.4 Structure of super-frame for 64 QAM and 256 QAM.

A super frame for a 64 QAM has three TSMFs and that for a 256 QAM has four TSMFs according to the bit-rate ratio. The modulation scheme of either channel, 64 QAM or 256 QAM, is determined depending on the transmission characteristics of the channel.

At the receiver, the arrival time of transmitted signals may differ depending on the propagation delay in each channel. A receiver has to temporally align all relevant signals demodulated from received carriers. The TSMF_header of the first TSMF in every super frame is utilized as a marker to synchronize received signals.

In order to apply the TSMF structure for channel bonding technology, we define some of the additional parameters in the private data of TSMF_header in J.183.

C.4 Extended TSMF

In order to define the ~~extended~~Extended TSMF for channel bonding functionality, additional parameters are specified within the private data of TSMF_header as shown in Table C.1:

Table C.1 TSMF and ~~Extended~~Extended TSMF header

TSMF_header	Extended TSMF_header	No.of bits	Description
TSMF_header() {	Extended_TSMF_header() {		
packet_header()	the same as Table 3/J.183		
TSMF_sync	the same as Table 2/J.183		
version_number	the same as Table 2/J.183		
slot_information()	the same as Table 4/J.183		
identifiers_information()	the same as Table 5/J.183		
control_information()	the same as Table 2/J.183		
relative_TS_number_information()	the same as Table 6/J.183		
~~private_data~~	auxiliary code information	AC	bslbf
The field 'private data' is replaced by the field specified as shown in the right column as the second version.	group_id	8	uimsbf
	number_of_carriers	8	uimsbf
Before implementation, users should confirm that conventional receiver is not affected by the additional definition in this field.	carrier_sequence	8	uimsbf
	number_of_frames	4	uimsbf
	frame_position	4	uimsbf
It was defined as private data field in the first version(2001-03-09).	reserved_for_future_use	See NOTE2	
CRC	the same as Table 2/J.183		
}	}		

NOTE1 – The definition of specific fields in the Extended TSMF header is as follows:

auxiliary code information: This code information is used to provide auxiliary information for cable TV subscribers, such as, earthquake early warning message in the specific region. The number of bits for auxiliary code information, "AC", and its coding format shall be defined by the system.

group_id: This is a 8-bit field which represents a unique identifier of a group corresponding to bonding channels.

number_of_carriers: This is a 8-bit field which describes the number of carriers for channel bonding in the same group_id.

carrier_sequence: This is a 8-bit field which indicates the sequence number for channel bonding among carriers with the same group id.

number_of_frames: This is a 4-bit field which represents the number of Extended TSMF included in the super frame. (ex. 0x03 for 64 QAM, 0x04 for 256 QAM in J.83 Annex C)

frame_position: This is a 4-bit field which represents the sequence number of multiple Extended TSMFs in the super frame.

NOTE2 − The value is {(No. of bits in private_data in Table 2/J.183) −AC−32}

APPENDIX I

Table I.1 shows parameters for the TSMF employed with the physical layer interface specified in Annex C/J.83.

Table I.1/J.183 – System parameters

Parameter	Notation	Value	Remarks
The number of slots in the TSMF, or the total length of the frame	N	53	including TSMF_header
The maximum number of transport streams multiplexed in the TSMF	M	15	
TSMF_sync			reserved 3 bits 0x1a86 13 bits
version_number			3 bits (V = 3)
slot_information			21 bits (S = 21)
TSMF_type			slot_allocation_type 1 bit frame_type[a)] 4 bits (F = 5)
control_information			receive_status 2 * M = 30 bits emergency_indicator 1 bit
private_data			85 bytes

[a)] The "frame_type" in the TSMF_type should be included in the cable delivery system descriptor of network information table (NIT) for the reception. The set-top box could identify whether each channel on cable network is with the TSMF or not. The values of N and M are identical to the definition in Annex C/J.94.

—

INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION

TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR

STUDY PERIOD 2013-2016

COM 9 – C 59 – E

August 2014

English only

Original: English

Question(s): 1/9

STUDY GROUP 9 − CONTRIBUTION 59

Source: Nippon Hoso Kyokai (NHK) (Japan Broadcasting Corporation)

Title: Proposed new work item for high speed transmission scheme by channel bonding technology for UHDTV distribution on cable TV networks

List of Authors:

HAKAMADA Yoshitaka, KURAKAKE Takuya, NAKAMURA Naoyoshi, and OYAMADA Kimiyuki

Introduction

Recently, development and standardization of the systems for UHDTV is accelerating. For example, in ITU-R Study Group 4, transmission systems for UHDTV satellite broadcasting is under study as described in Annex 9 to Document 4B/162 "Working document towards a preliminary draft new Recommendation ITU-R BO.[UHDTV_Transmission] - Transmission system for UHDTV satellite broadcasting". And Japan has a plan for test broadcasting of UHDTV (the 7680 × 4320 system specified in Recommendation ITU-R BT. 2020) via satellite in 2016.

NHK has developed a cable transmission scheme for UHDTV distribution and proposed it to the Japan Cable Television Engineering Association (JCTEA) which is one of the recognized SDOs according to Recommendations ITU-T A.5. It allows a high speed downstream transmission which exceeds the physical bit rate capacity per cable TV channel by channel bonding technology. The channel bonding is achieved by extension of Time Division Multiplexing (TDM) frame format of MPEG-2 transport streams defined in Recommendation J.183 and physical layer specification for secondly distribution defined in Recommendation J.83, and thus the system maintains backward compatibility with Recommendation J.183 and can be commonly used in the transport layer regardless of the format of the physical layer.

Contact:	NAKAMURA Naoyoshi Nippon Hoso Kyokai (NHK) Japan	Tel: +81.3.5494.1125 Fax: Email: nakamura.n-es<at>nhk.or.jp
Contact:	HAKAMADA Yoshitaka Nippon Hoso Kyokai (NHK) Japan	Tel: +81.3.5494.1125 Fax: Email: hakamada.y-hk<at>nhk.or.jp

Attention: This is not a publication made available to the public, but **an internal ITU-T Document** intended only for use by the Member States of ITU, by ITU-T Sector Members and Associates, and their respective staff and collaborators in their ITU related work. It shall not be made available to, and used by, any other persons or entities without the prior written consent of ITU-T.

Considering its importance of the study in time on UHDTV distribution over cable networks in ITU-T, Study Group 9 should start to study a new work item for seeking high speed transmission scheme, which is easy to implement in operating cable TV facilities.

Two attachments are provided in this document for consideration to the initiation of the new work.

Attachment 1 contains working document with an overview of the system for seeking discussion towards revision of Recommendation or development of a draft new Recommendation. Attachment 2 describes the results of performance evaluation tests of our proposed cable TV transmission system for UHDTV distribution.

Related ITU-T Recommendations and documents/publications to the work described in Attachment 1 and 2 are listed below for information.

ITU-T Recommendations

[1] Recommendation ITU-T H.222.0 (06/2012) | ISO/IEC 13818-1:2000, Information technology − Generic coding of moving pictures and associated audio information: systems.
[2] Recommendation ITU-T J.83 (12/2007), Digital multi-programme systems for television, sound and data services for cable distribution.
[3] Recommendation ITU-T J.94 (11/2008), Service information for digital broadcasting in cable television systems
[4] Recommendation ITU-T J.183 (03/2001), Time-division multiplexing of multiple MPEG-2 transport streams over cable television systems

Other documents and publications

[5] "Proposed working document towards a preliminary draft new recommendation" ITU-R BO.[UHDTV_TRANSMISSION], Document 4B/153, (Jun. 2014)
[6] "An UHDTV Cable Television Distribution in Combinations of Multiple 64 and 256 QAM Channels," IEEE ICCE2013 vol.2, pp.488-489, (Jan. 2013)
[7] "UHDTV (8K) Distribution Technology and Field Trial on Cable Television Networks", ITE Trans. on MTA, 2, 1, pp.2-7, (Jan. 2014)
[8] "Action for installation of UHDTV in Japan," ITU-R WP6C workshop, (Mar. 2014), http://www.itu.int/oth/R0A07000035
[9] "8K Super Hi-vision distribution technology for cable TV networks"(May, 2014) http://www.nhk.or.jp/strl/open2014/tenji/tenji05/index_e.html

ATTACHMENT 1

WORKING DOCUMENT TOWARDS revision of existing recommendation or development of a preliminary draft new Recommendation

1 Background

As shown in the document (4B/153) of ITU-R SG4, The UHDTV satellite broadcasting system, which has been developed in Japan, provides transmission capacity about 100 Mbps through a 34.5 MHz satellite transponder using 16 APSK with an inner coding rate 7/9 and achieves a 99.5% service availability.

Our proposal is based on research activity considering that a cable TV channel is having difficulty of carrying an UHDTV broadcasting signal which is planned to be distributed via satellite in 2016.

2 Scope

The scope of Attachment 1 is an introduction of an extended format of J.183 time-division multiplexing frame (TSMF[1]) to adapt a large capacity of MPEG-2 transport stream, such as an UHDTV, to be divided into the multiple channel physical layer interfaces specified in Annex C/J.83. This format may be applicable to other transmission systems.

3 Overview of UHDTV distribution by using multiple channels

Figure 1 overviews our developed channel bonding technology. The large capacity of MPEG-2 TS is divided at the cable TV headend and multiplexed into time division multiplexing (TDM) frames that are described as "Super Frames" in the following Section.

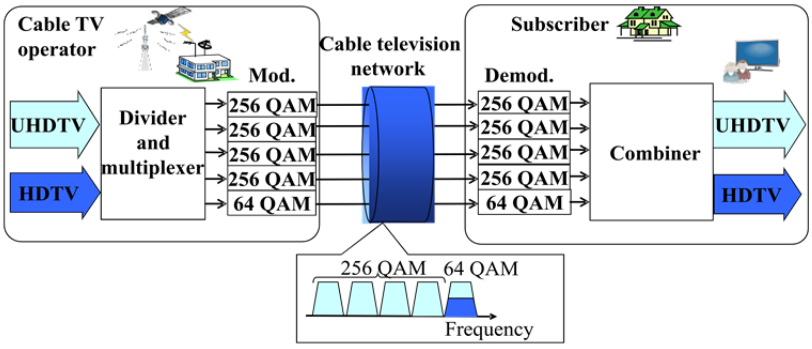


Fig. 1 Overview of channel bonding technology.

[1] TSMF (Transport Stream Multiplexing Frame) is defined in recommendation J.183.

Each of the frames is transmitted by a 64 QAM or 256 QAM signal. Each of the QAM channels can be allocated to any frequency. The signal of each channel is separately demodulated and all of the demodulated signals are restored to the original MPEG-2 TS of UHDTV at a receiver. UHDTV distribution has to coexist with conventional FDM based digital broadcasting distribution on cable television networks. The modulation schemes, 64 and 256 QAM, that the proposed method utilizes, are already standardized for cable transmission. Then channels carrying UHDTV service and those for existing broadcasting services are confirmed not to disturb each other. As 256 QAM offers transmission capacity larger than 64 QAM, the former is preferable to transmit UHDTV signals. However, 256 QAM is less robust against any kind of noise and distortion than 64 QAM. In most cable facilities, transmission characteristics on channels are different and some channels may have a low carrier-to-noise ratio (CNR). They can carry 64 QAM signals, but cannot carry 256 QAM signals. Since the proposed method utilizes both of 64 and 256 QAMs, it makes efficient use of cable channels.

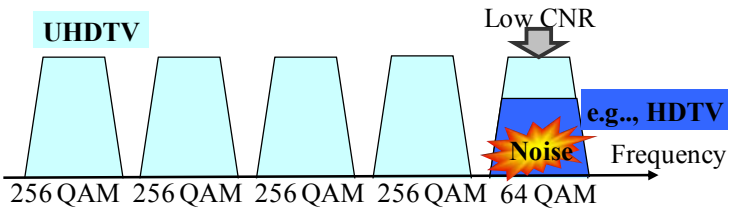


Fig. 2 Multiple channels used for UHDTV transmission.

Fig. 2 shows an example of the combination of one 64 QAM and four 256 QAM channels used for a single UHDTV transmission. In this figure, a UHDTV signal occupies four 256 QAM channels and a part of 64 QAM channel. It is noted that another program such as a HDTV may be transmitted with the use of the remained capacity of the 64 QAM channel. The bitrates transmitted by 64 and 256 QAMs are different. This causes a problem how the bonding channels of different bitrates. To restore the UHDTV signal from data streams of different bitrates, we introduce the Super Frame, which is an large frame containing multiple TSMFs, described in the following section.

Fig.3 shows an example of a TS transmitted by one 64 QAM and two 256 QAM signals

by using extended TSMF format. Channel coding is identical to that of the single-TS transmission system because the stream divided for multiple channels by using the Extended TSMF is a stream of TS packets. The specification for the physical interface of a single-TS transmission system, for example, ITU-T J.83, can be applied as J.183(TSMF). The syntax of Extended TSMF is also described in the following section.

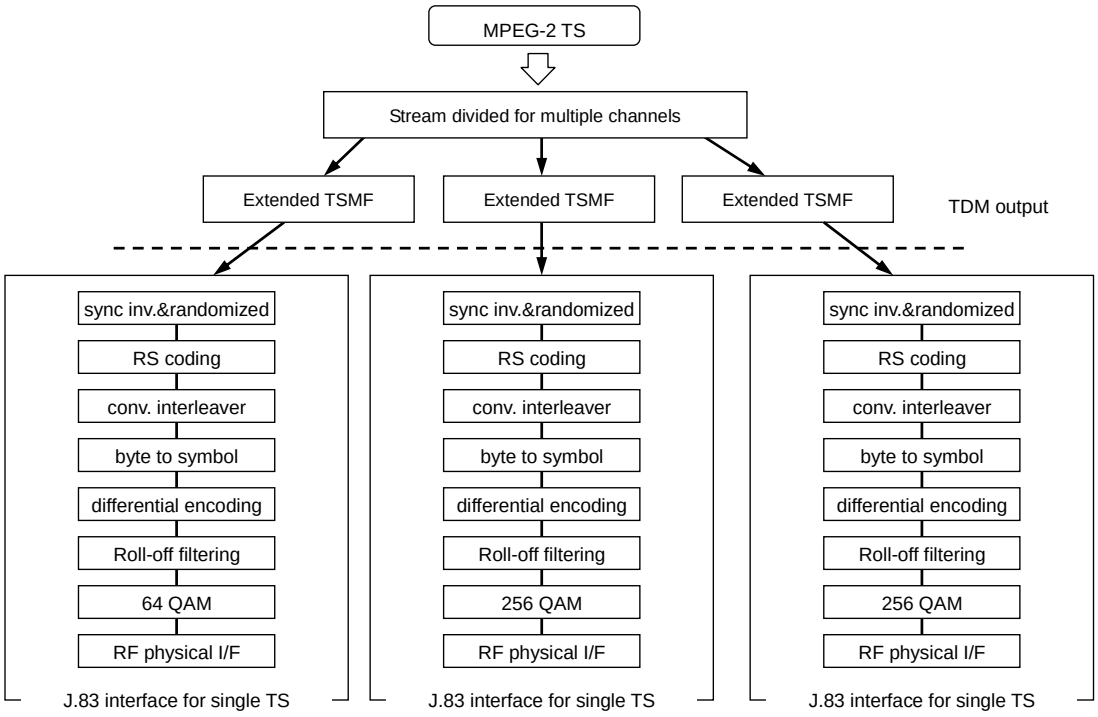


Fig. 3 Example of a TS carried by one 64 QAM and two 256 QAM signals
by using extended TSMF format.

4 Proposal for Super Frames

At the cable TV headend, the implementation of framing structure of the transport streams multiplexing frames (TSMF) of ITU-T J.183 enables cable TV operators to encapsulate multiple MPEG-2 TSs into a single stream independently. TSMF adapts the stream into the physical layer interface of existing cable TV modulator.

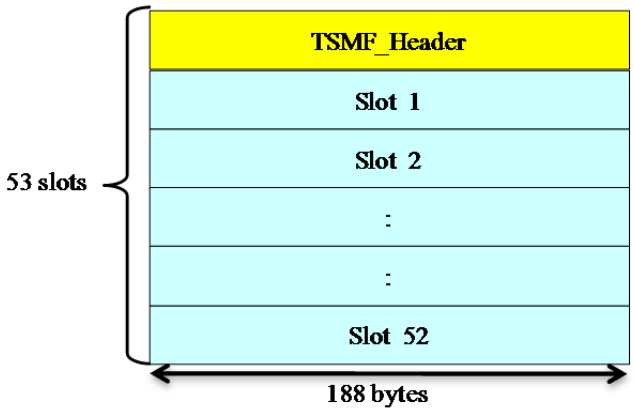


Fig. 4 Framing structure of TSMF.

One of the examples of TSMF (see Appendix I of J.183) is composed of the 53 slots shown in Fig. 4. Each slot is 188 bytes long, which is the same length as a MPEG-2 TS packet. The information identifying bundled MPEG-2 TS streams and other additional information are stored in the TSMF_header located in the first slot of TSMF. The maximum number of MPEG-2 TSs multiplexed in the TSMF is 15.

Since the bitrate for 64 QAM is different from that for 256 QAM, the period to transmit a TSMF frame differs for 64 QAM and 256 QAM, which is 2.73 msec for the former and 2.05 msec for the latter since the symbol rate is 5.274 Mbaud when applied in J.83 Annex C. Therefore, it is necessary to synchronize frames between demodulated signals at the receiver in combinations of multiple 64 and 256 QAM channels. We propose a novel super frame consisting of multiple TSMFs to use channel bonding technology in combinations of multiple 64 and 256 QAM channels.

Fig. 5 outlines the structure of the super frame. The number of TSMFs in a super frame is determined to make the periods of super frames identical regardless of the modulation format.

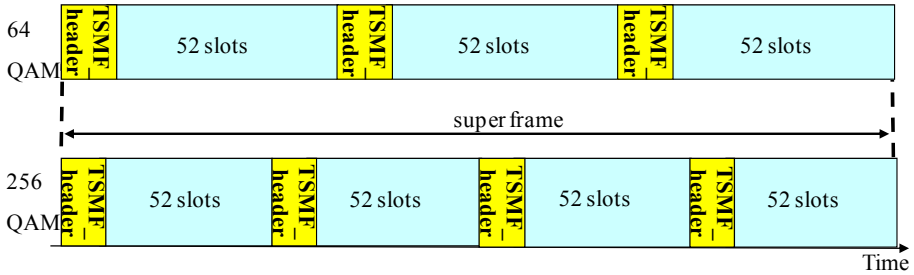


Fig. 5 Structure of super-frame for 64 QAM and 256 QAM.

A super frame for a 64 QAM has three TSMFs and that for a 256 QAM has four TSMFs according to the bit-rate ratio. The modulation scheme of either channel, 64 QAM or 256 QAM, is determined depending on the transmission characteristics of the channel. At the receiver, the arrival time of transmitted signals may differ depending on the propagation delay in each channel. A receiver has to temporally align all relevant signals demodulated from received carriers. The TSMF_header of the first TSMF in every super frame is utilized as a marker to synchronize received signals. The maximum acceptable delay difference between channels is designed so that it is equal to the minimum period of super frames, 8.2 msec, which corresponds to the duration of three TSMF frames for 64 QAM and that of four TSMF frames for 256 QAM. After all signals have been aligned, the receiver restores the split signals to the original MPEG-2 TS of UHDTV.

In order to apply the TSMF structure for channel bonding technology, we define some of the additional parameters in the private_data of TSMF_header in J.183.

For channel bonding functionality, the following parameters (T.B.D.) should be newly defined to have an extension of existing TSMF_header as shown in Table 1:

Table 1 comparison of frame header between J.183 and the extension

TSMF_header (J.183)	Extended TSMF_header (T.B.D.)
TSMF_header() {	* the same as on the left
packet_header()	*
TSMF_sync	*
version_number	*
slot_information()	*
identifiers_information()	*
control_information()	*
relative_TS_information()	*
private_data	group_id
	number_of_carriers
	carrier_sequence
	number_of_frames
	frame_position
CRC	*
}	

group_id: a unique identifier of a group corresponding to bonding channels.

number_of_carriers: the number of carriers for channel bonding in the same group_id.

carrier_sequence: the sequence number of carriers which contain Extended TSMF for channel bonding to restore original TSs

number_of_frames: the number of Extended TSMF in which the super frame contains in the carrier. (ex. 0x03 for 64 QAM, 0x04 for 256 QAM in J.83 Annex C)

frame_position: the sequence number of Extended TSMF in the super frame

5 Channel bonding cable delivery system descriptor

Additional descriptor, which will be located in NIT (Network Information Table), should be defined for receivers to identify the physical layer specification of channel bonding in cable TV network. Table 2 is a proposal of channel bonding cable delivery system descriptor.

Table 2 -channel bonding cable delivery system descriptor (T.B.D.)

Syntax	No. of bits	Identifier
channel_bonding_cable_delivery_system_descriptor(){		
descriptor_tag	8	uimsbf
descriptor_length	8	uimsbf
for(i=0;i<N;i++){		
frequency	32	bslbf
reserved_for_future_use	8	
frame_type	4	uimsbf
FEC_outer	4	bslbf
modulation	8	bslbf
symbol_rate	28	bslbf
FEC_inner	4	bslbf
group_id	8	bslbf
}		
}		

Semantics for channel bonding cable delivery system descriptor

Below are the semantics extracted from Cable delivery system descriptor in J.94 Annex C.

The frame type is to be revised for use in channel bonding cable TV descriptor.

Table C.9/J.94 – Frame type (To be revised)

frame_type bit 3210	Description
0000	Reserved for future use
0001	(N, M) = (53, 15)[a)]
0010	The waveform is limited for channel bonding use.
0011 ~~0010~~ to 1110	Reserved for future use
1111	None – indicates that the waveform does not use TSMF
a) The frame type (N, M) is (53,15) for Annex C. It might be determined for other transmission systems.	

FEC_outer: The FEC_outer is a 4-bit field specifying the outer Forward Error Correction (FEC) scheme used according to Table C.10.

Table C.10/J.94 – Outer FEC scheme

FEC_outer bit 3210	Description
0000	Not defined
0001	No outer FEC coding
0010	RS(204/188)
0011 to 1111	Reserved for future use

modulation: This is an 8-bit field. It specifies the modulation scheme used on a cable delivery system according to Table C.11.

Table C.11/J.94 – Modulation scheme for cable

Modulation (hex)	Description
0x00	Not defined
0x01	16-QAM
0x02	32-QAM
0x03	64-QAM
0x04	128-QAM
0x05	256-QAM
0x06 to 0xFF	Reserved for future use

symbol_rate: The symbol_rate is a 28-bit field giving the 4-bit BCD values specifying 7 characters of the symbol_rate in Msymbol/s where the decimal point occurs after the third character (e.g. 005.2740).

FEC_inner: The FEC_inner is a 4-bit field specifying the inner FEC scheme used according to Table C.12.

Table C.12/J.94 – Inner FEC scheme

FEC_inner bit 3210	Description
0000	Not defined
0001	1/2 conv. code rate
0010	2/3 conv. code rate
0011	3/4 conv. code rate
0100	5/6 conv. code rate
0101	7/8 conv. code rate
1111	No conv. Coding
0110 to 1110	Reserved for future use

ATTACHMENT 2

Performance Evaluation of the proposed channel bonding transmission system for UHDTV distribution

1 Experimental setup

In order to find out how well our proposed method of transmission works, we evaluated the bit error rate (BER) and the functionality of multiple-channel bonding with our prototype. As shown in Fig. 6, a 181.2 Mbps MPEG-2 TS is transmitted with five channels, consisting of a 64 QAM and four 256 QAMs.

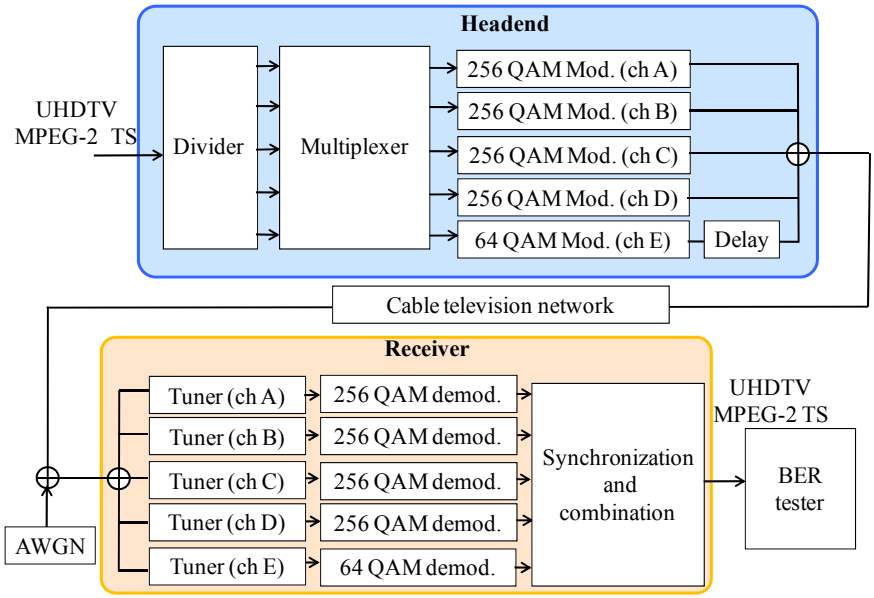


Fig. 6 Experimental setup(indoor test).

Table 3 summarizes the parameters of the transmitted signals. The input power at each tuner of the prototype receiver is – 43.7 dBm. Additive white Gaussian noise (AWGN) was added to all the channels. Fig. 7 is a photograph of the experimental setup for UHDTV transmission.

Table 3 Parameters of Transmitted Signals.

MPEG-2 TS rate	181.2 Mbps
Video coding for UHDTV(8K)	MPEG-4 AVC / H.264
Audio coding	MPEG-2 AAC
Bandwidth per channel	6 MHz
Symbol rate	5.274 Mbaud
Bit rate per channel w/o parity bits for FEC	256 QAM : 38.149 Mbps 64 QAM : 28.611 Mbps
No. of channels	Four channels with 256 QAM and a channel with 64 QAM
Center frequencies (MHz)	256 QAM: 267 MHz, 273 MHz 279 MHz and 285 MHz, 64 QAM: 291 MHz

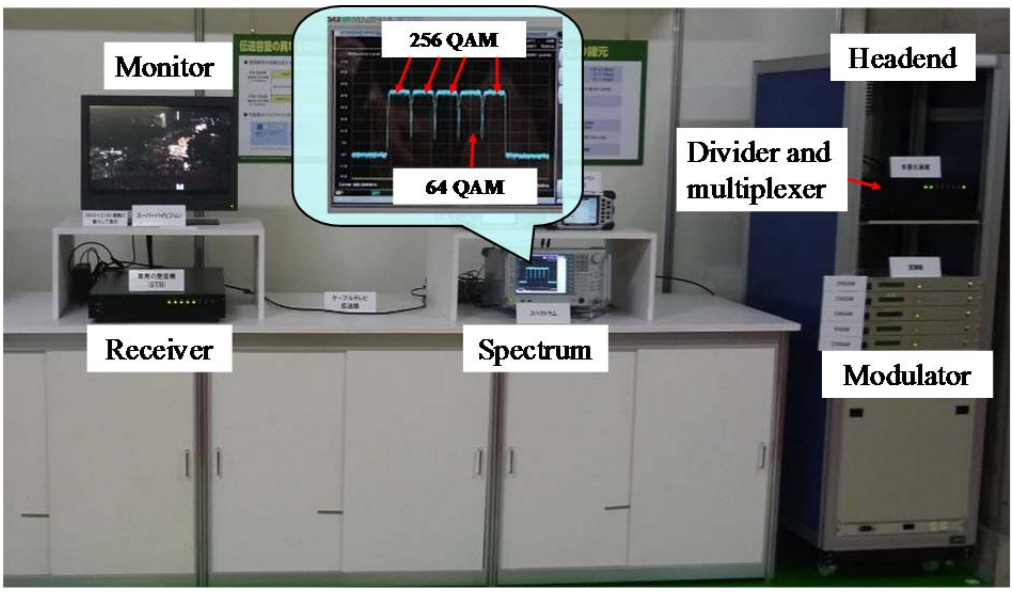


Fig. 7 Setup for UHDTV transmission.

2 BER performance

The theoretical BER of 2^n– QAM with rotational symmetry and gray coding is calculated as:

$$BER = \frac{\sqrt{2^n} + \left(n/2\right) - 1}{\sqrt{2^n} \cdot \left(n/2\right)} \cdot erfc\left(\frac{\delta}{\sqrt{2}\,\sigma}\right), \qquad (1)$$

where n is the number of bits per symbol, δ is half the minimum distance between coded symbols, and σ 2 is the variance in AWGN. The BER_{UHDTV}, which is the BER of

a restored MPEG-2 TS at a receiver, is derived as:

$$BER_{UHDTV} = \frac{1}{N_{64QAM} + M_{256QAM}} \left\{ \frac{10}{24} \sum_{i=1}^{N_{64QAM}} erfc\left(\frac{CNR_{64QAM,i}}{42}\right)^{1/2} + \frac{19}{64} \sum_{i=1}^{M_{256QAM}} erfc\left(\frac{CNR_{256QAM,i}}{170}\right)^{1/2} \right\}, \qquad (2)$$

where N_{64QAM} and M_{256QAM} are the number of 64 QAM carriers and 256 QAM carriers, respectively. CNR_{64QAM}, i and CNR_{256QAM}, i are the carrier to noise ratios (CNRs) of the i-th channel of 64 QAM and 256 QAM, respectively.

Considering that the 256 QAM channel is less robust than 64 QAM, and the BER of each 256 QAM is dominant degradation factor for the BER_{UHDTV} at higher CNR, Eq. (2) is applied as the theoretical BER_{UHDTV} at a CNR of 28 dB or higher. Fig. 8 plots the measured BER of a large capacity MPEG-2 signal for UHDTV. The transmitter and receiver were located with a back-to-back connection. The required CNR is theoretically 30 dB for the BER of

2×10^{-4} before forward error correction (FEC) to achieve quasi-error free performance using Reed Solomon (204,188) coding. The results demonstrate that the BER of 2×10^{-4} without FEC at the CNR of 30.9 dB is measured and original MPEG-2 TS signal could be restored error free at the CNR or higher at the receiver.

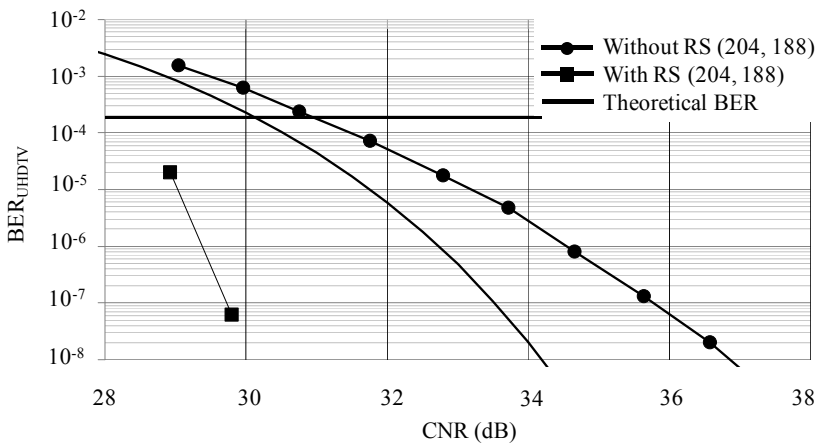


Fig. 8 BER of UHDTV.

3 Time Alignment between Channels

The functionality of adjusting delays between multiple channels was evaluated. An optical fiber was applied to a 64 QAM channel transmission as a delay line at the headend as shown in Fig.6. The delay time varies corresponding to the length of the fiber. For example,

the length of a 500-km long optical fiber caused a delay of 2.5 msec. The received CNR of the signals was adjusted to a constant value of 31.5 dB, independently of the length of the fiber. Fig. 9 plots the BER of signals versus the delay time of a 64 QAM. The experimental

results indicated that the measured BER_{UHDTV} was almost constant and our prototype receiver could successfully compensate for delays and synchronize the super frames of multiple QAM carriers.

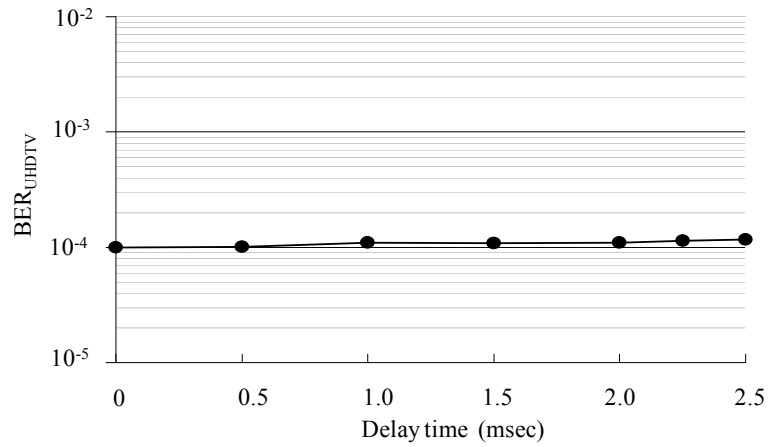


Fig. 9 BER of MPEG-2 TS versus delay time of 64 QAM.

4 Field Trial for UHDTV Cable Television Distribution (February 2012)

This section describes our first field trial for UHDTV distribution with the schemes that were developed through existing cable television distribution networks in Yamanashi prefecture, Japan. The experiments were conducted in the hybrid fiber and coaxial (HFC) and the fiber to the home (FTTH) networks as shown in Fig. 10. The specifications for the cable television facilities used in the experiments are summarized in Table 4.

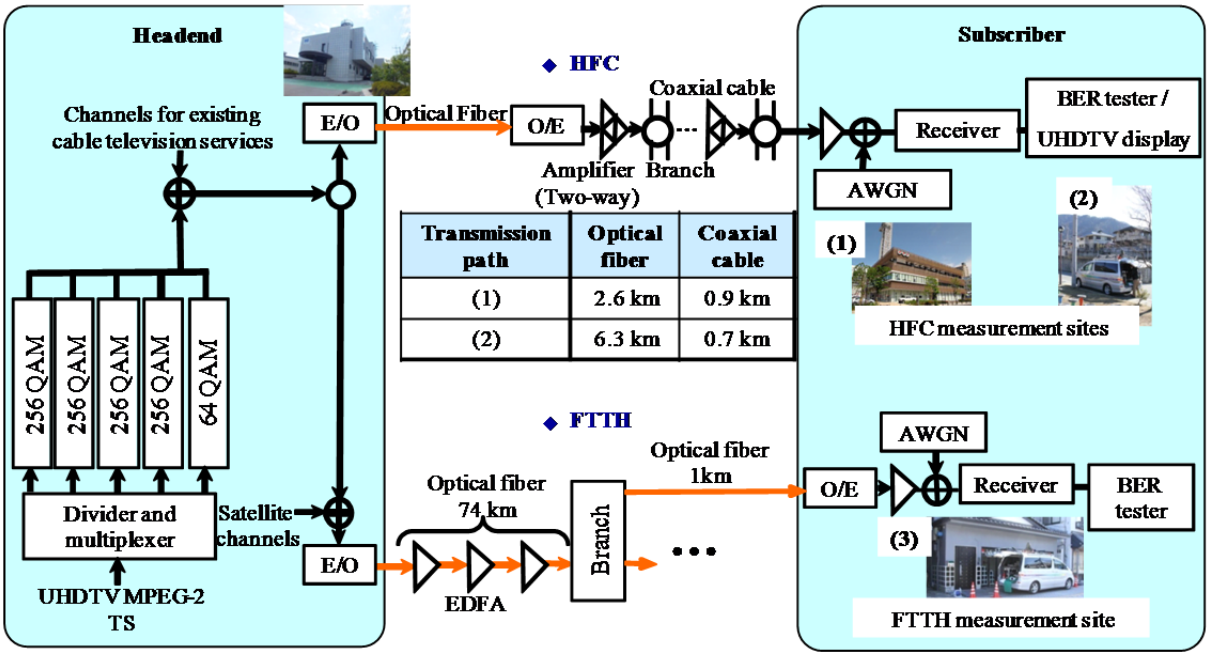


Fig. 10 Experimental setup (Nihon Network Service co., ltd. ,Yamanashi prefecture, Japan).

Table 4 Specifications for Cable Television Facilities of NNS.

Transmission band	HFC : 90 MHz-770 MHz FTTH : 90 MHz-2.6 GHz
Location for experiment	Yamanashi prefecture, Japan

The cable television operator's facilities have 53 channels and the occupied bandwidth is 6 MHz per channel in the HFC network. The frequencies on the HFC network ranged from 90 MHz to 770 MHz and that of the FTTH network is from 90 MHz to 2.6 GHz. Eleven

satellite reception channels were added to the upper band of the UHF cable channels in the FTTH distribution network to operate digital cable television services plus additional satellite master television services. Table 5 lists the parameters applied to the transmitted signal in a field trial. We carried out a 181.2 Mbps MPEG-2 TS transmission with five channels on

the HFC and FTTH networks. Five QAM carriers to transmit UHDTV were mixed at the cable television headend. The signals were transmitted on the HFC and FTTH networks.

Fig. 11 shows the frequency spectrum for the transmission signals at the cable television headend. The transmitted power of each QAM carrier for UHDTV transmission was the same as that of existing cable television operator's channels.

Table 5 Parameters for Transmitted Signal in Field Trial.

MPEG-2 TS rate	181.2 Mbps
Video coding for UHDTV(8K)	MPEG-4 AVC / H.264
Audio coding	MPEG-2 AAC
Bandwidth per channel	6 MHz
Symbol rate	5.274 Mbaud
Bit rate per channel w/o parity bits for FEC	256 QAM : 38.149 Mbps 64 QAM : 28.611 Mbps
No. of channels	Four channels with 256 QAM and one channel with 64 QAM
Freq. of multiple QAM channels (center frequency(MHz))	256 QAM : 695 MHz, 701 MHz, 707 MHz, 713 MHz, 64 QAM : 719 MHz

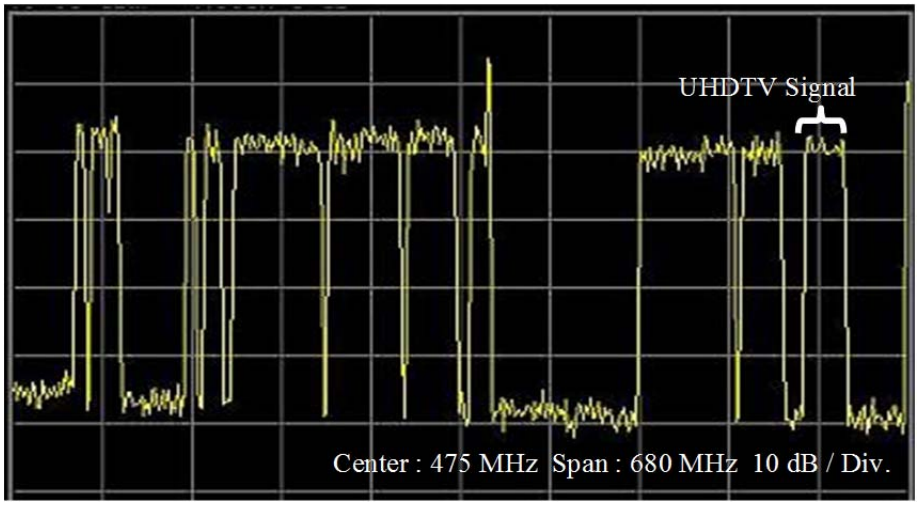


Fig. 11 FDM signals at headend of NNS.

4.1 BER performance

We evaluated the BER of the UHDTV signal transmitted with our prototype to confirm whether the proposed method of transmission worked well in existing cable television networks. As AWGN was added to all the channels at the front-end of the prototype receiver,

the quality of operational cable television signals for subscribers did not degrade during this experiment. We measured the BER at three measurement sites. Two of them were located in the HFC network and one site was chosen from the FTTH network.

Fig. 12 plots the BER without Reed Solomon (204,188) coding at the three measurement sites on the HFC and FTTH networks. The average received CNRs of multiple QAM carriers, without any additional AWGN, was more than 37 dB at each measurement site. The difference between the required CNR for quasi-error-free performance and the average measured CNRs without AWGN was 6 dB or higher. The results revealed that at least 6 dB was permissible for the CNR of the QAM signals to degrade due to further cable distributions at the subscriber's premises. The experimental results revealed that UHDTV distribution with our developed scheme could be achieved on all existing cable television networks having some noise and distortion on the transmission path.

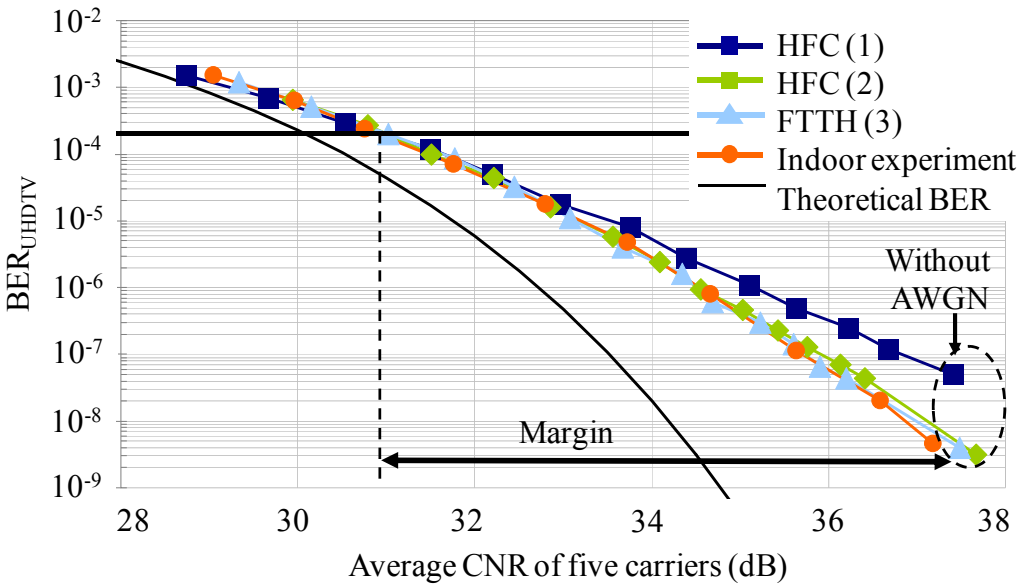


Fig. 12 BER in cable television networks.

4.2 Functionality of Multiple Channel Bonding

We also measured the BERs of five QAM channels separately to clarify that the functionality of channel bonding did not degrade performance at the receiver. The average of five QAM channels' BERs and measured BER with channel bonding are plotted in Fig. 13. The BER with the five channels bonding was used to compare the average of the five QAM channels' BERs. The average of five QAM channels' BERs was in good agreement with the measured BER with channel bonding at the measurement site of HFC (1). This clearly indicates that the receiver could successfully compensate for delays between multiple channels and synchronize the super frames of multiple QAM carriers. And there is almost no loss in implementation caused by our channel bonding scheme at CNRs of 28 dB or higher.

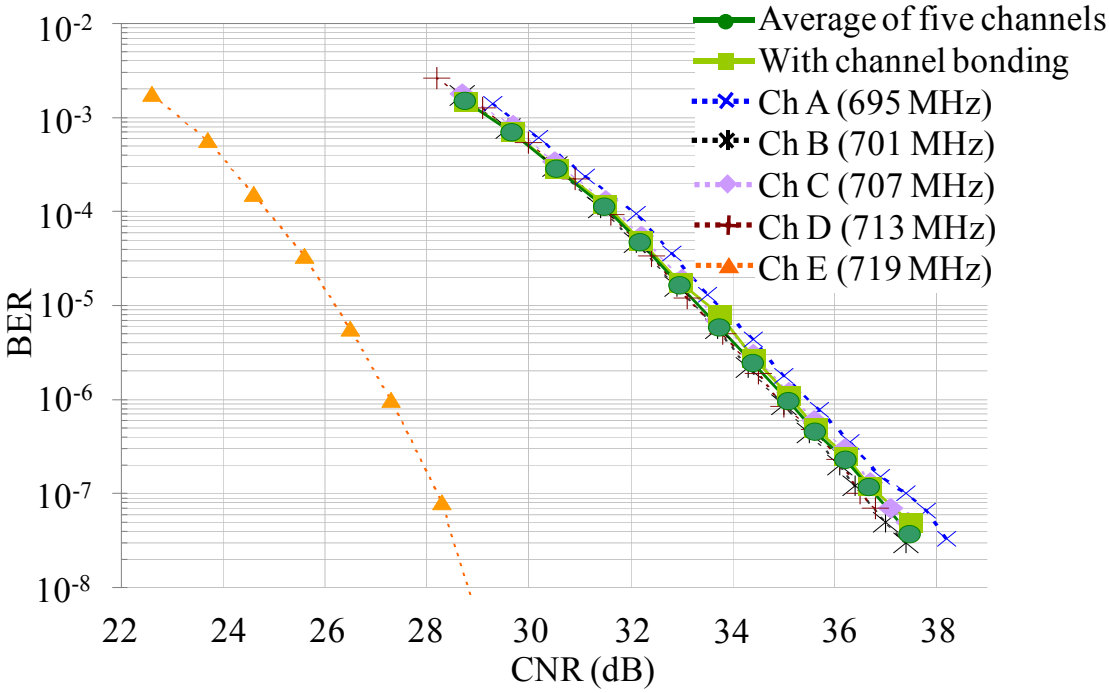


Fig. 13 BER vs. CNR.

4.3 UHDTV (8K) Distribution in NNS network

We also transmitted MPEG-2 TS carrying UHDTV that was divided into a 64 QAM channel and four 256 QAM channels on an HFC network. We demonstrated UHDTV cable television distribution that was stably played on the 85 inch LCD display with 22.2-multichannel sound at one of the HFC reception sites (Fig. 14).

Fig. 14 Demonstration of Received UHDTV.

5 Field Trial for UHDTV Cable Television Distribution (May 2014)

At an open house event of NHK Science and Technology Research Laboratories held in May 2014, we demonstrated UHDTV cable television distribution that was stably played on the 145-inch 8K PDP display through a commercial large-scale cable network in Tokyo.

The trial was conducted in the hybrid fiber and coaxial (HFC) network as shown in Fig. 15. Table 6 lists the parameters applied to the transmitted signal of UHDTV. In total, one hundred four channels ,including three channels carrying an UHDTV signal, were frequency division multiplexed and transmitted from the headend.

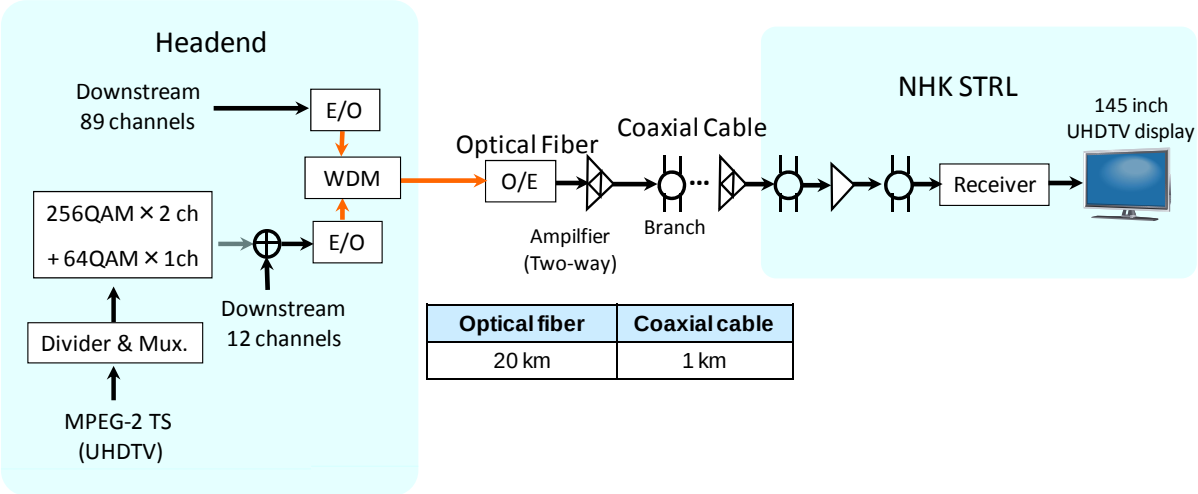


Fig. 15 Experimental setup (Jupiter Telecommunications Co., Ltd.,Tokyo , Japan).

Table 6 Parameters for Transmitted Signal.

MPEG-2 TS rate	100 Mbps
Video coding for UHDTV(8K)	MPEG-4 AVC / H.264
Audio coding	MPEG-2 AAC
Bandwidth per channel	6 MHz
Symbol rate	5.274 Mbaud
Bit rate per channel w/o parity bits for FEC	256 QAM : 38.149 Mbps 64 QAM : 28.611 Mbps
No. of channels	Two channels with 256 QAM and one channel with 64 QAM
Freq. of multiple QAM channels (center frequency(MHz))	256 QAM : 273 MHz, 447 MHz 64 QAM : 635 MHz

5.1 Measurement results

Figure 16 shows the spectrum of FDM signals measured at reception site. Table 7 listed the CNR and BER of three signals carrying UHDTV in this trial. Because the required CNR is 25 dB for 64 QAM and 31.5 dB for 256 QAM before error correction (BER is around 10^{-4}) in our prototype receiver. The received signals had enough margin of CNR to distribute more at subscribers site. As shown in Fig.17, we successfully achieved UHDTV transmission in large scale cable TV network in Tokyo.

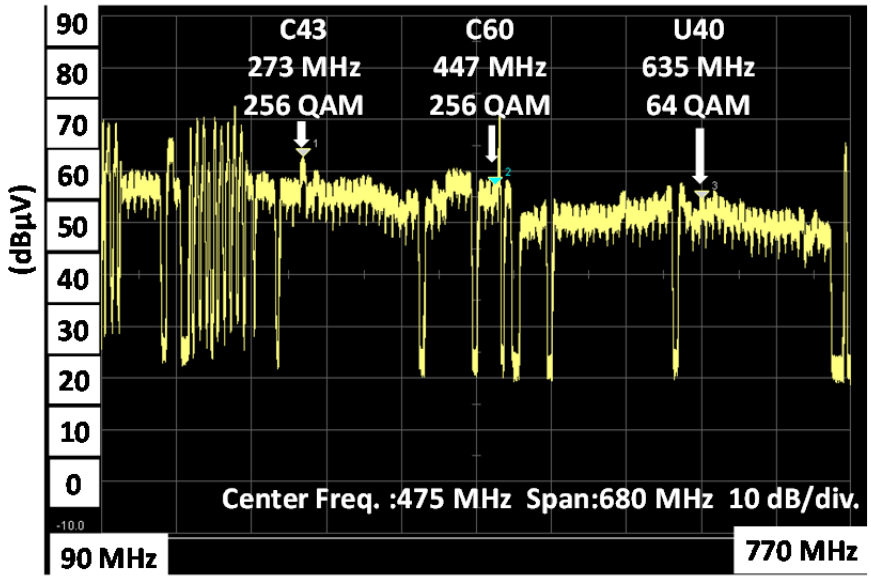


Fig. 16 FDM signals at reception site (NHK STRL).

Table 7 BER performance of three carriers before channel bonding.

Center Freq. [MHz]	Modulation	CNR [dB]	BER w/o FEC
273	256 QAM	37.0 dB	4×10^{-7}
447	256 QAM	36.0 dB	2×10^{-6}
635	64 QAM	33.4 dB	Below 10^{-8}

Fig. 17 Received UHDTV signal on 145 inch 8K PDP display

Acknowledgment

NHK would like to thank Nihon Network Service co., ltd.(NNS) and

Jupiter Telecommunications Co., Ltd. (J:COM) for providing their cable television network facilities for field trial of the UHDTV cable distribution.

参考資料7

衛星デジタル放送方式との比較

	有線一般放送※1	衛星デジタル放送（平成26年7月3日改定）			
		BS、110度CS		124/128度CS	
		広帯域※2	高度広帯域※3	狭帯域※4	高度狭帯域※5
使用周波数帯	90～770MHz	BS: 11.7～12.2GHz 、110度CS: 12.2～12.75GHz		12.2～12.75GHz	
伝送帯域幅	6MHz	34.5MHz		27MHz	
搬送波	シングルキャリア	シングルキャリア		シングルキャリア	
変調方式	64QAM ,256QAM	BPSK, QPSK, TC8PSK	π/2シフトBPSK, QPSK, 8PSK, 16APSK	QPSK	BPSK, 8PSK
情報レート例（変調方式等）	約38Mbps（256QAM） 約29Mbps（64QAM）	約52Mbps（TC8PSK, 2/3）	約100Mbps（16APSK, 7/9）	約29Mbps（QPSK, 3/4）	約40Mbps（8PSK, 3/5）
誤り訂正方式 上段：内符号 下段：外符号	なし 短縮化RS	畳込符号化 or TC(2/3) 短縮化RS	LDPC 短縮化BCH	畳込符号化 短縮化RS	LDPC BCH
スクランブル方式	MULTI2	MULTI2	AES, Camellia	MULTI2	
多重化方式	MPEG-2 TS	MPEG-2 TS	MPEG-2 TS, MMT・TLV	MPEG-2 TS	
映像符号化方式	H.262 | MPEG-2, H.264 | MPEG-4 AVC	H.262 | MPEG-2	H.265 | HEVC	H.262 | MPEG-2	H.262 | MPEG-2, H.264 | MPEG-4 AVC, H.265 | HEVC
映像入力フォーマット	SD, HD	SD, HD	HD, UHD(4K, 8K)	SD, HD	HD, UHD(4K)
色域	ITU-R BT.709	ITU-R BT.709	ITU-R BT.709, IEC 61966-2-4, ITU-R BT.2020	ITU-R BT.709	ITU-R BT.709, IEC 61966-2-4, ITU-R BT.2020
音声符号化方式	MPEG-2 AAC※6	MPEG-2 AAC	MPEG-2 AAC, MPEG-4 AAC/ALS	MPEG-2 AAC※6	MPEG-2 AAC, MPEG-4 AAC/ALS

伝送路ごとの方式

※1 有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令第2章第2節。※2 標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式第5章第2節及び第6章第3節。
※3 同第5章第3節及び第6章第5節。※4 同第6章第2節。※5 同第6章第4節。※6 MPEG-2 Audio BCも使用可能。

デジタル有線テレビジョン放送方式の定義

＜有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令＞

第一章　総則
第二条第一項第十号
　「デジタル有線テレビジョン放送方式」とは、第十一条第三項及び第四項に規定する信号により搬送波を変調する方式をいう。

第二章　有線放送設備の技術基準
第二節　デジタル有線テレビジョン放送方式による有線テレビジョン放送等を行う有線放送設備に係る条件
第十一条第三項
　九〇メガヘルツから七七〇メガヘルツまでの周波数を使用する有線テレビジョン放送等のうちデジタル放送を行うための搬送波を変調する信号（以下「伝送信号」という。）は、次に掲げる条件に適合するものでなければならない。
第一号　誤り訂正方式は、デジタル放送の標準方式第七十一条第二項に規定する短縮化リードソロモン符号によるものであること。
第二号　デジタル放送の標準方式**第三条、第四条又は第八十一条第一項（デジタル放送の標準方式第二十四条の五第一項の規定を準用する部分に限る。）、第五条から第八条まで、第十七条又は第七十四条、第二十三条第一項又は第七十三条、第二十三条第二項から第四項まで及び第七十二条**の技術的条件に適合するものであること。（以下略）
第三号　（略）
第十一条第四項　（略）

現状の条文	現状の内容
第3条	多重化：MPEG-2 TS
第4条または第81条第1項	映像符号化：MPEG-2又はH.264|MPEG-4 AVC
第5条	音声符号化：AAC音声
第6条	データ信号及びメタデータ信号の符号化方式等
第7条	音声信号の標本化及び量子化
第8条	スクランブル等
第17条又は第74条	緊急警報信号
第23条第1項又は第73条	映像信号の色空間
第23条第2項から第4項	映像信号の標本化及び量子化
第72条	BC音声

改定後の
デジタル放送
の標準方式を
準用することで、
H.265等を追加

標準衛星デジタルテレビジョン放送方式及び広帯域伝送デジタル放送方式の定義

＜有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令＞

第一章　総則
第二条第一項第十二号
　「標準衛星デジタルテレビジョン放送方式」とは、デジタル放送の標準方式**第五章第二節**に規定する衛星基幹放送局に係る標準方式に準拠する方式をいう。

第二条第一項第十三号
　「広帯域伝送デジタル放送方式」とは、デジタル放送の標準方式**第六章第三節**に規定する衛星基幹放送局に係る標準方式に準拠する方式をいう。

＜標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式＞

第五章　一一・七GHzを超え一二・二GHz以下の周波数の電波を使用する衛星基幹放送局を用いて行う標準テレビジョン放送、高精細度テレビジョン放送、超高精細度テレビジョン放送、超短波放送及びデータ放送のうちデジタル放送
第二節　広帯域伝送方式 【従前のBS放送】

第六章　一二・二GHzを超え一二・七五GHz以下の周波数の電波を使用する衛星基幹放送局を用いて行う標準テレビジョン放送、高精細度テレビジョン放送、超高精細度テレビジョン放送、超短波放送及びデータ放送
第三節　広帯域伝送方式 【従前の110度CS放送】

＜標準テレビジョン放送等のうちデジタル放送に関する送信の標準方式＞

第五章第三節　**高度広帯域伝送方式** 【UHDTV対応のBS放送】

第六章第五節　**高度広帯域伝送方式** 【UHDTV対応の110度CS放送】

改定後の「高度広帯域伝送方式」を、
定義に追加することで、H.265等を追加

615

超高精細度テレビジョン放送の映像フォーマット

システム	4320/P（8K）	2160/P（4K）	1080/P（2K）	1080/I（2K）
空間解像度	7680×4320	3840×2160	1920×1080	
フレーム周波数（Hz）	120, 119.88, 60, 59.94		60, 59.94	30, 29.97
フィールド周波数（Hz）	―		―	60, 59.94
表色系	ITU-R勧告 BT.2020		ITU-R勧告 BT.709　従来色域 xvYCC（IEC 61966-2-4）　広色域	
符号化信号形式	Y′ C′ $_B$C′ $_R$（非定輝度） 4:2:0			
符号化画素ビット数	10		10, 8	

※「放送システムに関する技術的条件」のうち「超高精細度テレビジョン放送システムに関する技術的条件」のうち
「衛星基幹放送及び衛星一般放送に関する技術的条件」について【平成18年9月28日付　諮問第2023号】
放送システム委員会　報告概要より