

一般社団法人電波産業会
デジタル放送システム開発部会
地上デジタル放送伝送路符号化作業班

地上デジタル放送方式高度化の伝送路符号化のうち 地上放送高度化方式に関する中間報告（案）

目次

1. これまでの地上放送高度化の検討経緯	3
1.1. 地上放送高度化方式の特色	3
2. 技術的条件	4
2.1. 周波数使用条件	4
2.1.1. 適用周波数帯	4
2.1.2. 占有周波数帯幅（TBD）	4
2.1.3. 送信周波数の許容偏差（TBD）	4
2.1.4. FFT サンプル周波数と許容偏差（TBD）	5
2.1.5. 送信スペクトルマスク（TBD）	5
2.1.6. 帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の許容値及びスプリアス領域に おける不要発射の強度の許容値	6
2.1.7. 測定法	6
2.2. 伝送路符号化方式	8
2.2.1. 概要	8
2.2.2. 基本構成	11
2.2.3. フレーム構成	14
2.2.4. フレーム同期信号	14
2.2.5. TMCC	14
2.2.6. 1次変調	15
2.2.7. サブフレーム	24
2.2.8. OFDM 変調	24
2.2.9. 時分割多重	24
2.2.10. 詳細パラメータ表（仮称）	24
3. 想定されるサービスイメージ例	25
3.1. 地上放送高度化方式	25
3.1.1. 移行期	25
3.1.2. 移行後	25

4. 参考資料.....	32
4.1. ARIB 公開実験（周波数オフセット）	32

1. これまでの地上放送高度化の検討経緯

1.1. 地上放送高度化方式の特色

地上放送高度化方式は、超高精細度映像サービスを実現するとともに、移動受信向けサービスと固定受信向けサービスを1チャンネルの中で提供できること等を基本とし、通信工学の発展を受けた最新の要素技術を取り入れることで、周波数利用効率が改善されるとともに多様な機能を提供することが可能な方式である。

高度衛星デジタル放送方式と同様に、誤り訂正符号については、強力な誤り訂正能力を持つLDPC符号を採用し、地上デジタル放送方式(ISDB-T)と比べて大幅に雑音耐性が向上している。また、キャリア変調方式は最大12ビットの情報が伝送可能な4096 QAMまでの多値変調を利用可能とした。キャリア変調方式の多値化による雑音耐性の低下を軽減するために、信号点配置が格子状ではない不均一コンスタレーションも利用可能とした。

フレームの先頭に同期信号を配置し、これに続いて情報量が可変である伝送制御信号(TMCC: Transmission and Multiplexing Configuration Control)を伝送することで、移動受信向けサービスと固定受信向けサービスを自在に組み合わせる多様な階層伝送が可能であり、またフレームの末尾に拡張信号区間を配置することができるなど拡張性を考慮した。また、緊急警報放送や緊急地震速報等の安全・安心情報を迅速かつ着実に受信者へ届けることが必要であることから、これらを低遅延時間かつ高雑音耐性で伝送することが可能である。

また、MIMO(Multiple Input Multiple Output)やMISO(Multiple Input Single Output)技術など、送受で複数のアンテナを使用する要素技術の導入が可能である。MIMOは主に受信設備の導入に高い障壁があると考えられるものの、伝送レートを大幅に増大できるという利点がある。MISOは、異なる送信所から時空間符号化された信号を送信することで、送信ダイバーシティ効果が得られる優れた技術である。

さらに、追加的にチャンネルが利用可能な場合にはチャンネルボンディング技術を用いることが可能である。これにより、周波数利用効率が改善するものではないものの、放送エリアを維持しつつ複数のチャンネルを利用することで高伝送レートでのサービスを提供することが可能である。

2. 技術的条件

2.1. 周波数使用条件

2.1.1. 適用周波数帯

UHF の現行テレビジョン放送（地上系）用周波数帯を対象とする。

（理由）

日本国内の厳しい周波数状況を勘案すれば、既存の UHF テレビ放送用の周波数帯を使用することが望ましい。

2.1.2. 占有周波数帯幅（TBD）

地上放送用周波数の有効活用を図るため、地上放送高度化方式の伝送帯域幅は 5.9 MHz とする。なお、放送機出力端における送信スペクトルについては、2.1.5 の送信スペクトルマスクにより規定する。

ただし、伝送帯域幅の中心周波数は、周波数帯幅の中心周波数よりも 1/18 MHz (= 55.555…kHz) だけ高い方へずらして配置するものとする。

（理由）

OFDM セグメント帯域幅と現行地上デジタルテレビジョン放送の 1 チャンネル幅（6 MHz）が簡単な整数比となるよう、6 MHz を 36 分割したものを一つの OFDM セグメント（帯域幅 6/36 MHz = 166.666… kHz）とし、そのうちの 35 個を信号伝送に、残りの 1 個をガードバンドに割り当て、帯域の上端に CP を加えることとする。従って、地上放送高度化方式の伝送帯域幅は、6/36 MHz×35 (= 5.833… MHz) になる。

また、変調信号の伝送帯域幅の中心周波数を現行テレビジョンチャンネルプランでの中心周波数から高い方へ 1/18 MHz ずらすことにより、99% エネルギーが 1 チャンネル幅に収まるとともに、現行地上デジタル放送へ与える干渉妨害を軽減することができる。

2.1.3. 送信周波数の許容偏差（TBD）

送信周波数の許容偏差を表 2.1-1 に示す。

表 2.1-1 送信周波数の許容偏差

モード	1024 QAM-OFDM	4096 QAM-OFDM
Mode 3	20 Hz	4 Hz
Mode 4	10 Hz	2 Hz
Mode 5	5 Hz	1 Hz

（理由）

SFN において、別周波数によりプログラムを伝送する場合、中継局において周波数変換をすることが必要となる。この場合、周波数偏差により SFN 干渉エリアにおける受信特性の劣化を抑えることが必要となる。

そこで、許容値が最も厳しい 4096 QAM と実際の運用が想定される 1024 QAM について、2 送信局で構成する SFN を想定し室内実験により検討した結果、2 波のレベル比が 3dB 以上という条件でビット誤り率が 0（擬似エラーフリー）を確保するための搬送波周波数許

容値の結果から、上記表を許容偏差とした。

2.1.4. FFT サンプル周波数と許容偏差 (TBD)

地上放送高度化方式の OFDM に使用する FFT サンプル周波数を以下のとおりとする。

$$\begin{aligned} f_s &= 512/81 \text{ (MHz)} \\ &= 6.320,988 \text{ Hz} \end{aligned}$$

また、許容偏差は、0.34 ppm とする。

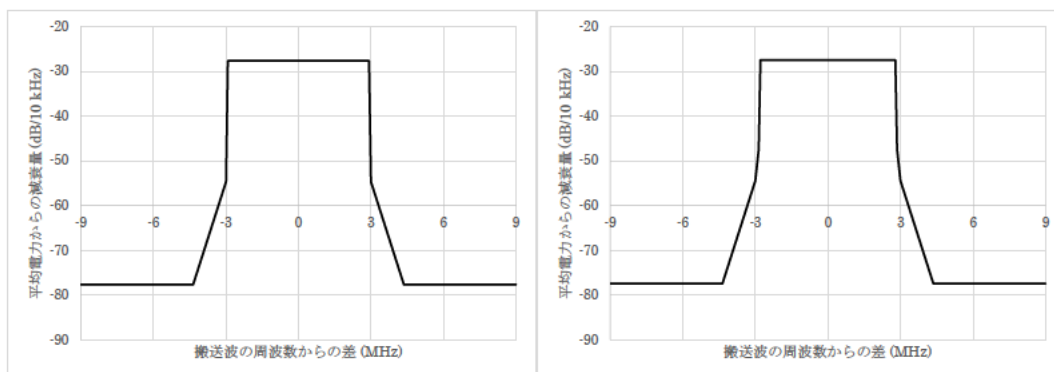
(理由)

FFT サンプル周波数は、キャリア間隔の逆数である有効シンボル期間において、Mode 3 では 8192 点、Mode 4 では 16,384 点、Mode 5 では 32,768 点が均等にサンプルされる周波数である。OFDM の場合、FFT サンプル周波数が規定されると伝送レート、伝送帯域幅が規定される。

FFT サンプル周波数に誤差が生じると、帯域幅が増減する。2.1.3 項に示したとおり、SFN を実施する場合には、周波数の許容値がキャリア間隔の 0.5 % 以下であることが必要となる。そこで、帯域の端におけるキャリアの周波数ずれが 1Hz 以下とした条件で FFT サンプル周波数の誤差を求めた結果、Mode に係わらず約 1 Hz 以下となった。その誤差を FFT サンプル周波数で規格化すると、0.34 ppm となる。

2.1.5. 送信スペクトルマスク (TBD)

送信スペクトルマスクを以下の図 2.1-1 により規定する。また、スペクトルマスクのブレイクポイントを表 2.1-2 に示す。



(a) ノーマルモード

(b) 互換モード

図 2.1-1 地上放送高度化方式の送信スペクトルマスク

表 2.1-2 送信スペクトルマスクのブレイクポイント

(a) ノーマルモード

搬送波の周波数からの差 (MHz)	平均電力からの減衰量 (dB/10 kHz)
2.92	-27.6
3.00	-54.6
4.36	-77.6

(b) 互換モード

搬送波の周波数からの差 (MHz)	平均電力からの減衰量 (dB/10 kHz)
2.79	-27.4
2.86	-47.4
3.00	-54.4
4.36	-77.4

(注)：ブレイクポイントは、スペクトルアナライザにより周波数スパン 20 MHz 以下、分解能帯域幅 RBW は 10 kHz で測定する。なお、ビデオ帯域幅は VBW 300kHz 以下、もしくはアベレージングとする。

(理由)

互換モードの変調波は地上デジタルテレビジョン放送と同じ OFDM 変調であり、また占有周波数帯域幅が同一であることから、スペクトラムマスクを変更する必要はない。ノーマルモードの変調波は互換モードの変調波を約 5 %広帯域化したものであり、これに沿って平均電力からの減衰量 -27.6 dB のブレイクポイントを変更したスペクトルマスクとすることが適当である。

2.1.6. 帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の許容値及びスプリアス領域における不要発射の強度の許容値

無線設備規則第 7 条に準拠する。

(理由)

不要発射の強度は、通信、放送何れの運用においても、無線設備規則第 7 条の規定に従い、互いに有害な干渉を与えないように運用されており、現行無線設備規則の変更は必要ない。

2.1.7. 測定法

2.1.7.1. 占有周波数帯幅

- 1) 方向性結合器を測定点に挿入し、方向性結合器の出力にスペクトラムアナライザを接続する。
- 2) スペクトラムアナライザで OFDM 信号の 99% エネルギー帯域幅を測定する。
- 3) スペクトラムアナライザの設定は下記とする。
 - ・ 中心周波数 : 変調波の中心周波数
 - ・ SPAN : 20 MHz
 - ・ RBW : 10 kHz
 - ・ VBW : 300 Hz 以下
 - ・ 検波モード : ポジティブピーク検波

2.1.7.2. 周波数偏差

- 1) OFDM 変調器の出力を周波数測定用モード（変調帯域の中心に一本の無変調キャリアを出力）に設定する。

- 2) 測定精度が 0.1 Hz 以内の周波数カウンタを測定点に接続する。
- 3) 送信機の局部発信周波数及び周波数カウンタが十分安定した後、周波数を測定する。
周波数偏差 (Hz) = 測定周波数 (Hz) - 規定送信周波数 (Hz)

2.1.7.3. 送信スペクトルマスク

- 1) 方向性結合器を測定点に挿入し、方向性結合器の出力にスペクトラムアナライザを接続する。
- 2) スペクトラムアナライザで送信出力レベル(P_c)を測定し、記録する。
- 3) 測定点のスペクトラム(P_s)をスペクトラムアナライザで測定する。
測定値 (dB) = $P_s - P_c$
- 4) スペクトラムアナライザの設定は下記とする。
 - ・ 中心周波数 : 変調波の中心周波数
 - ・ SPAN : 30 MHz
 - ・ RBW : 10 kHz
 - ・ VBW : 300 Hz 以下
 - ・ 検波モード : ポジティブピーク検波

無線設備規則では、平均電力を基準値として RBW を 10 kHz としたときのスペクトラムアナライザの指示値で規定されている。

帯域内の場合、10 kHz あたりの電力は平均電力に対して、 $-27.4 \text{ dB} = 10 \log(10 \text{ kHz} / 5.6 \text{ MHz})$ となるが、スペクトラムアナライザによっては、補正值が必要となる。補正值は、予め以下の方法で求めておき、測定値から補正值 C (dB) を減ずる。あるいは、測定したスペクトラム波形が帯域内で RBW を 10 kHz としたとき (平均電力 - 27.4 dB) となるように補正值を設定する。

- ・ 0 dBm (あるいはこれに近い値) の CW 信号をスペクトラムアナライザに入力し、最大の RBW で測定値を求める。(この値を A (dB)とする。)
- ・ 上記 CW 信号と同じ電力の OFDM 信号をスペクトラムアナライザに入力し、RBW を 10 kHz として測定値を求める。(この値を B (dB) とする。)
- ・ 補正值 $C = 27.4 - (A \text{ (dB)} - B \text{ (dB)})$

2.1.7.4. スプリアス発射および不要発射

2.1.7.4.1. 帯域外領域でのスプリアス発射

- 1) 方向性結合器を測定点に挿入し、方向性結合器の出力にスペクトラムアナライザを接続する。
- 2) 送信出力を無変調信号にする。
- 3) スペクトラムアナライザで送信出力レベル (P_c) を測定し、記録する。
- 4) 測定点のスプリアス (P_s) をスペクトラムアナライザで測定する。
スプリアス (dB) = $P_s - P_c$
- 5) スペクトラムアナライザの設定は下記とする。

- ・ 中心周波数 : スプリアスの周波数
- ・ SPAN : 30 MHz
- ・ RBW : 100 kHz (30 MHz ~ 1 GHz)
- ・ VBW : RBW の 10 倍程度
- ・ 検波モード : サンプル検波

注記：() 内は測定周波数範囲を示す。

2.1.7.4.2. スプリアス領域での不要発射

- 1) 方向性結合器を測定点に挿入し、方向性結合器の出力にスペクトラムアナライザを接続する。
- 2) スペクトラムアナライザで送信出力レベル (P_c) を測定し、記録する。
送信出力レベルは変調信号で測定することが基本となる。
- 3) 変調器の出力を測定用 OFDM 信号にし、測定点のスプリアス (P_s) をスペクトラムアナライザで測定する。

$$\text{スプリアス (dB)} = P_s - P_c$$

- 4) スペクトラムアナライザの設定は下記とする。

- ・ 中心周波数 : スプリアスの周波数
- ・ SPAN : 20MHz
- ・ RBW : 100 kHz (30 MHz ~ 1 GHz)
1 MHz (1 GHz 以上)
- ・ VBW : RBW の 10 倍程度
- ・ 検波モード : サンプル検波

なお、スプリアスの有無を確認するときのスペクトラムアナライザの設定は下記とする。

- ・ 中心周波数 : 測定範囲を含むように設定する
- ・ SPAN : 測定範囲を含むように設定する
- ・ RBW : 10 kHz ~ 100 kHz (30 MHz ~ 1 GHz)
0.1 MHz ~ 1 MHz (1 GHz 以上)
- ・ VBW : RBW の 3 ~ 10 倍程度
- ・ 検波モード : ポジティブピーク検波

注記：() 内は測定周波数範囲を示す。

[参考文献]

社団法人 電子情報技術産業協会
地上デジタル放送送信機測定方法ハンドブック

2.2. 伝送路符号化方式

2.2.1. 概要

2.2.1.1. 現行方式の長所を継承

現行放送の放送方式である ISDB-T ではマルチパス耐性に優れた OFDM を変調方式とし、部分受信が可能なセグメント構造を取っている。一つのチャンネルで固定受信向けと移動受信向けサービスを同時に実現できることが ISDB-T 方式の長所であり、この点は引き続き継承することとした。

一方、固定受信と移動受信とに関する要求条件は大きく異なるため、それぞれに対応するための最適な伝送パラメータも異なる。このような異なる要求条件に対応するため、一つの伝送チャンネル内で2種類以上の有効シンボル長およびガードインターバル長を用いて階層化を実現する複数シンボル長 (MSL: Multi Symbol Length) OFDM 方式を採用した。

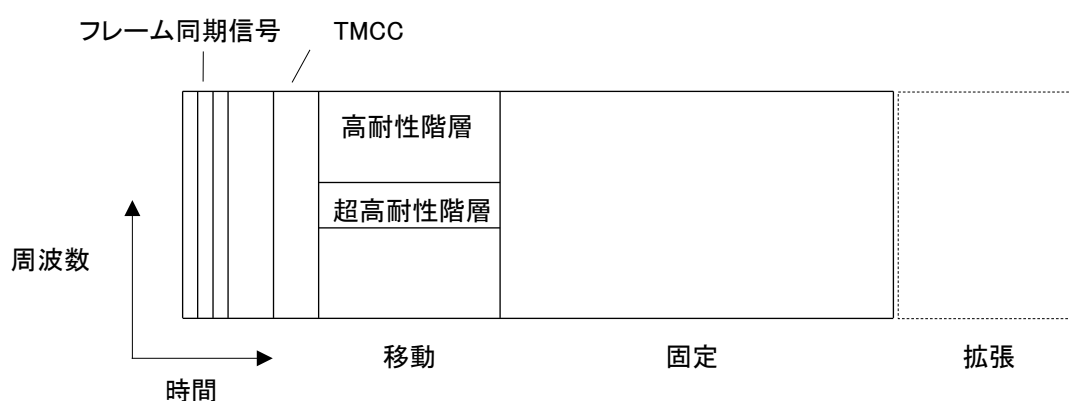


図 2.2-1 地上放送高度化方式のフレーム構成例

2.2.1.2. 新たな信号構造

OFDM 信号の基本的な信号構造については BST (Band Segmented Transmission) 方式を継承するとともに、パラメータを見直すこととした。6 MHz で区切られるチャンネルを複数のセグメントに分割する際の数値を 14 から 36 へと増やし、このうち最大 35 セグメントを信号伝送に用いることとした。これにより固定受信と移動受信への帯域割り当てをより柔軟に行うことができる。また、パイロット信号の配置は、固定受信と移動受信でそれぞれに最適な配置を選択できるようにした。さらに一つのセグメントを 3 つのサブセグメントに分割し、雑音耐性の異なる一次変調パラメータを適用することで、特に移動受信時のサービス可用性を高めることが可能である。

また、ガードバンドおよびガードインターバル (GI: Guard Interval) など情報伝送に寄与しない周波数、時間を少なくすることにより周波数利用効率を高めた。FFT サイズは現行放送では 8,192 (2^{13}) ポイントで運用されているが、最大 32,768 (2^{15}) ポイントまで拡大した。これにより GI の物理的な長さを一定としたときの GI によるオーバーヘッドを削減することができる。また、現行放送との両立性を考慮し、周波数帯域幅や GI 長が現行放送と同一であるパラメータも用意した。

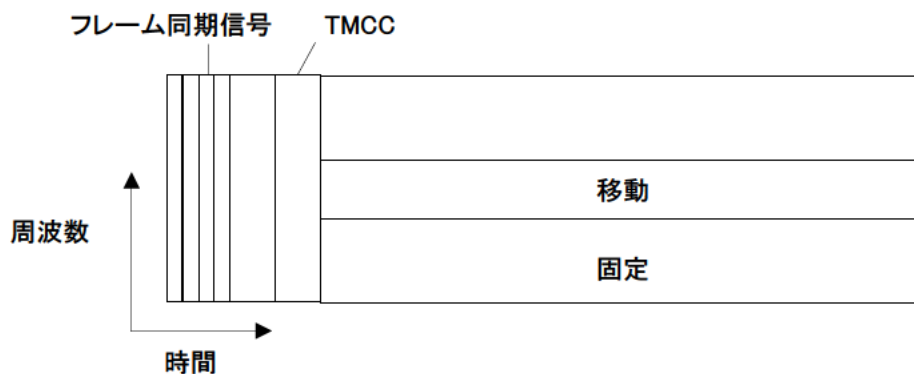
2.2.1.3. 最新の技術を導入

誤り訂正符号は LDPC (Low Density Parity Check) 符号と BCH 符号を用いることとし

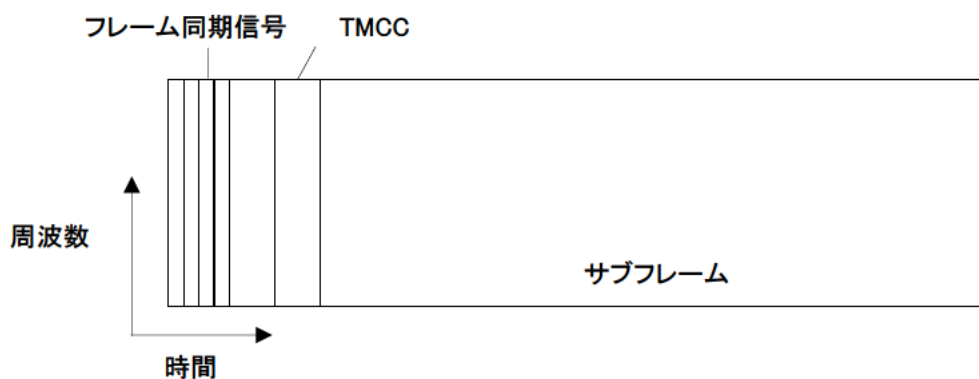
た。これにより雑音耐性を大幅に向上させることができる。また、信号点の配置を不均一にすることにより多値変調における雑音耐性の向上を図っている。

2.2.1.4. 多様な階層伝送

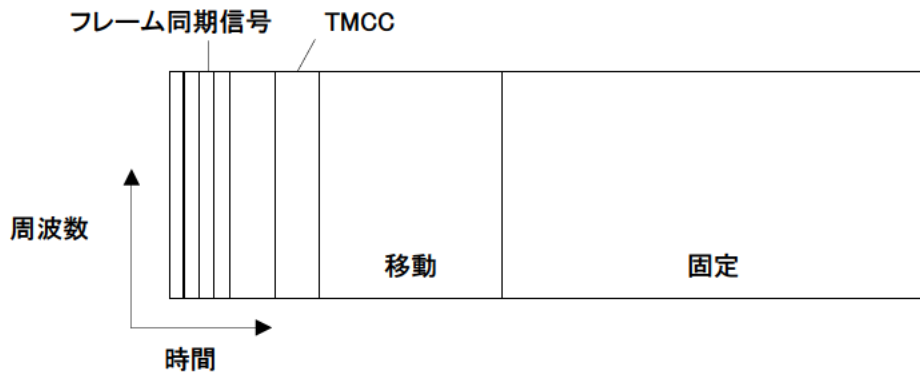
伝送制御信号をフレームの先頭で伝送することで可変長のフレーム構成を実現する。様々な受信環境における受信を想定した多様な階層伝送を実現するため、図 2.2-2 に示すように、周波数分割多重や時分割多重およびこれらを組合せたフレーム構成が可能である。



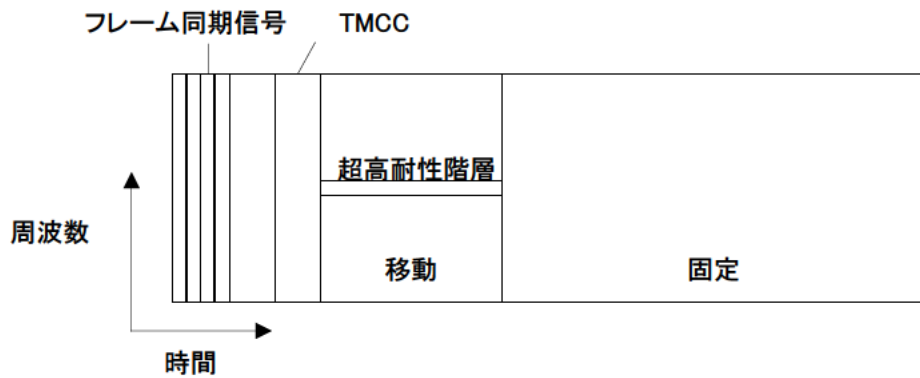
(a) 階層伝送に周波数分割多重を用いるフレーム構成



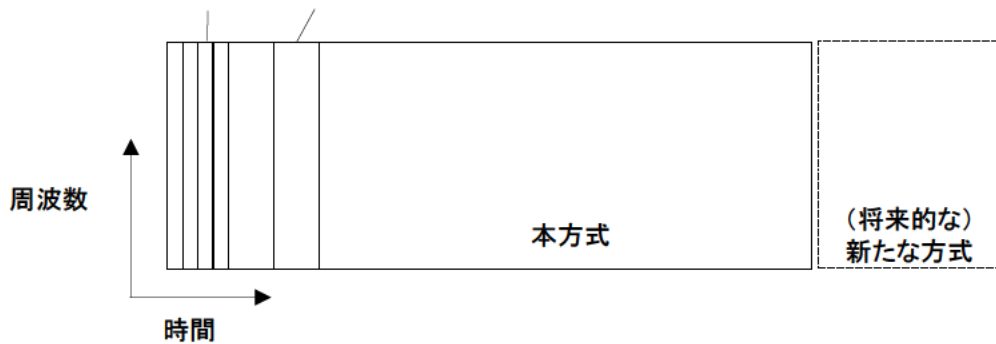
(b) 単一サブフレーム構成



(c) 階層伝送に時分割多重を用いるフレーム構成



(d) 階層伝送に時分割多重と周波数分割多重を用いるフレーム構成



(e) 拡張区間を用いて将来的な新しい方式を多重するフレーム構成

図 2.2-2 フレーム構成例

2.2.2. 基本構成

高度化方式のフレームはフレーム同期信号区間、TMCC 区間、サブフレーム区間および拡張区間から構成される。それぞれのサブフレームはセグメント構造を持つ複数の階層から構成される。TMCC 区間で伝送される伝送制御情報は可変長の情報量を持つとともに、

フレーム末尾には拡張区間を設けることができる。特定のサブフレームだけを選択的に受信する間欠受信が可能であり、伝送信号帯域の一部だけを選択的に受信する部分受信にも対応する。

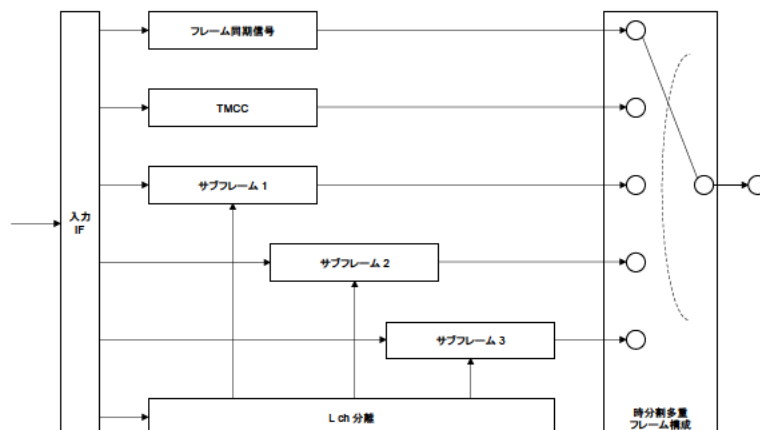


図 2.2-3 高度化方式のフレーム構成部

2.2.2.1. 方式概要

2.2.2.2. 伝送路符号化部

各サブフレームにおける OFDM 変調部の構成を図 2.2-4 に示す。

入力インターフェース部から入力される複数系統の階層別フレームおよび L ch フレームを入力信号とする。それぞれの階層別フレームは、BICM 部において、FEC ブロック変換、エネルギー拡散、BCH 符号化、LDPC 符号化、ビットインターリーブ（以下、ビット IL）、マッピングを行う。階層毎にキャリアシンボルのレベル調整を行う。各階層のキャリアシンボルを階層合成し、帯域分割、時間インターリーブ（以下、時間 IL）、周波数インターリーブ（以下、周波数 IL）、帯域合成を行い、データセグメントを構成する。L ch フレームは、先頭に差動基準ビットを付加した後に DBPSK 変調し、L ch 信号を生成する。データセグメントにパイロット、L ch を付加し、OFDM フレームを構成する。OFDM フレーム構成後の信号を OFDM 変調し、IF 信号を出力する。

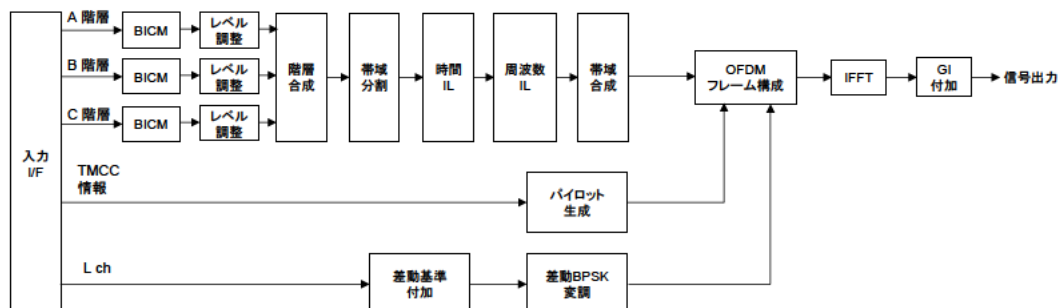


図 2.2-4 OFDM 変調部の構成

2.2.2.3. 伝送パラメータ

伝送パラメータを表 2.2-1 に示す。

表 2.2-1 伝送パラメータ

帯域幅	6 MHz	
セグメント分割数	36	
信号帯域幅 (名称)	5.83 MHz (ノーマルモード)	5.57 MHz (互換モード)
セグメント数	35	33 セグメント+調整帯域
間欠受信	対応	
部分受信	1 ~ 9 セグメント	
多重化方式	MMT・TLV (IP)	
FFT サイズ (モード)	8k (3), 16k (4), 32k (5)	
GI 比	1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/256, 800/N _{FFT} *	
キャリア変調方式	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM, 1024QAM, 4096QAM	
FFTサンプル速度	512/81 = 6.3209 ...MHz	
内符号	LDPC 符号	
外符号	BCH 符号	

※ N_{FFT}はFFTサイズを示す

2.2.2.4. 帯域モード

ノーマルモード、互換モードの2種類に対応する。ノーマルモードは35セグメントとする。互換モードは帯域中央の33セグメントに1セグメント未満のキャリア数から構成される調整帯域を追加し、信号帯域幅は5.57 MHzとする。

2.2.2.5. 情報レート

地上放送高度化方式の情報レートについて、表 2.2-2 に算出条件を、表 2.2-3 に情報レートの値を示す。なお、サブフレーム数は1としている。

表 2.2-2 情報レートの算出条件

場合		A	B
TMCC 区間	FFT サイズ	8k	
	GI 比	800/8192	
	シンボル数	1	
	キャリア変調	QPSK	
サブフレーム区間	FFT サイズ	16k	32k
	GI 比	800/16384	800/32768
	シンボル数	108	55
	SP 配置	(6, 4)	(12, 2)
フレーム長 (s)		0.298	0.296

表 2.2-3 情報レート (Mbps)

(a) 場合 A (16k)

符号化率	キャリア変調					
	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM	1024QAM	4096QAM
2/16	1.26	2.51	3.77	5.02	6.28	7.54

3/16	1.9	3.8	5.69	7.59	9.49	11.39
4/16	2.54	5.08	7.62	10.16	12.7	15.24
5/16	3.18	6.37	9.55	12.73	15.91	19.1
6/16	3.83	7.65	11.48	15.3	19.13	22.95
7/16	4.47	8.93	13.4	17.87	22.34	26.8
8/16	5.11	10.22	15.33	20.44	25.55	30.66
9/16	5.75	11.5	17.26	23.01	28.76	34.51
10/16	6.39	12.79	19.18	25.58	31.97	38.37
11/16	7.04	14.07	21.11	28.15	35.18	42.22
12/16	7.68	15.36	23.04	30.72	38.39	46.07
13/16	8.32	16.64	24.96	33.28	41.61	49.93
14/16	8.96	17.93	26.89	35.85	44.82	53.78

(b) 場合 B (32k)

符号化率	キャリア変調					
	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM	1024QAM	4096QAM
2/16	1.29	2.57	3.86	5.15	6.43	7.72
3/16	1.95	3.89	5.84	7.78	9.73	11.67
4/16	2.6	5.21	7.81	10.41	13.02	15.62
5/16	3.26	6.52	9.78	13.04	16.31	19.57
6/16	3.92	7.84	11.76	15.68	19.6	23.52
7/16	4.58	9.15	13.73	18.31	22.89	27.46
8/16	5.24	10.47	15.71	20.94	26.18	31.41
9/16	5.89	11.79	17.68	23.57	29.47	35.36
10/16	6.55	13.1	19.66	26.21	32.76	39.31
11/16	7.21	14.42	21.63	28.84	36.05	43.26
12/16	7.87	15.74	23.6	31.47	39.34	47.21
13/16	8.53	17.05	25.58	34.1	42.63	51.16
14/16	9.18	18.37	27.55	36.74	45.92	55.1

2.2.3. フレーム構成

2.2.3.1. フレーム同期信号区間

2.2.3.2. TMCC 区間

2.2.3.3. サブフレーム区間

2.2.3.4. 拡張区間

2.2.4. フレーム同期信号

2.2.4.1. 概要

2.2.4.2. 周波数領域

2.2.4.3. 時間領域

2.2.4.4. 制御信号

2.2.5. TMCC

2.2.5.1. 概要

2.2.5.2. 伝送制御情報と FEC ブロック

2.2.5.3. FEC ブロック構成

2.2.5.4. エネルギー拡散

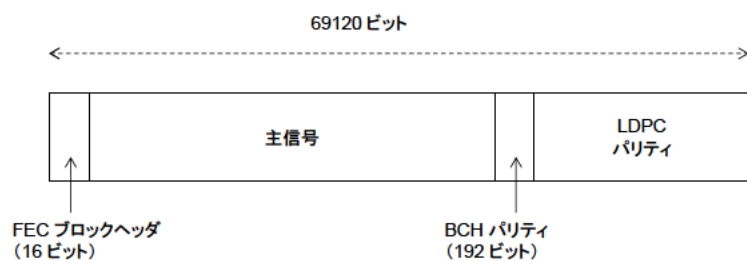
2.2.5.5. パリティインターリーブ

2.2.5.6. 誤り訂正符号

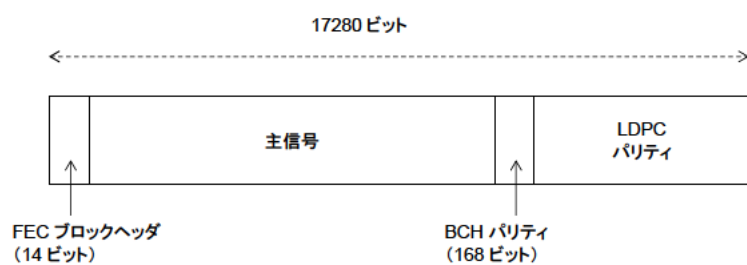
2.2.5.7. キャリア変調

- 2.2.5.8. 位相回転
- 2.2.5.9. 周波数インターリーブ
- 2.2.5.10. フレーム構成
- 2.2.5.11. パイロット信号
- 2.2.5.12. OFDM 信号生成
- 2.2.5.13. TMCC 情報
- 2.2.6. 1次変調
- 2.2.6.1. FEC ブロック構成

FEC ブロックは階層別フレームを跨ぐため、入力データをバッファし、TMCC に含まれる FEC ブロックの先頭位置を示す情報を基に、入力ビット列を FEC ブロックに変換する。



(a) Normal 符号



(b) Short 符号

図 2.2-5 FEC ブロックの構成

表 2.2-4 FEC ブロックの構成

(a) Normal 符号

符号化率	LDPC 符号			BCH 符号		FEC ブロックヘッダ	主信号
	符号長 N_{LDPC}	パリティビット長 M_{LDPC}	情報ビット長 K_{LDPC}	パリティビット長 M_{BCH}	情報ビット長 K_{BCH}		
2/16	69120	60480	8640	192	8448	16	8432
3/16	69120	56160	12960	192	12768	16	12752
4/16	69120	51840	17280	192	17088	16	17072
5/16	69120	47520	21600	192	21408	16	21392
6/16	69120	43200	25920	192	25728	16	25712
7/16	69120	38880	30240	192	30048	16	30032

8/16	69120	34560	34560	192	34368	16	34352
9/16	69120	30240	38880	192	38688	16	38672
10/16	69120	25920	43200	192	43008	16	42992
11/16	69120	21600	47520	192	47328	16	47312
12/16	69120	17280	51840	192	51648	16	51632
13/16	69120	12960	56160	192	55968	16	55952
14/16	69120	8640	60480	192	60288	16	60272

(b) Short 符号

LDPC 符号				BCH 符号		FEC ブロック ヘッダ	主信号
符号化率	符号長 N_{LDPC}	パリティ ビット長 M_{LDPC}	情報 ビット長 K_{LDPC}	パリティ ビット長 M_{BCH}	情報 ビット長 K_{BCH}		
2/16	17280	15120	2160	168	1992	14	1978
3/16	17280	14040	3240	168	3072	14	3058
4/16	17280	12960	4320	168	4152	14	4138
5/16	17280	11880	5400	168	5232	14	5218
6/16	17280	10800	6480	168	6312	14	6298
7/16	17280	9720	7560	168	7392	14	7378
8/16	17280	8640	8640	168	8472	14	8458
9/16	17280	7560	9720	168	9552	14	9538
10/16	17280	6480	10800	168	10632	14	10618
11/16	17280	5400	11880	168	11712	14	11698
12/16	17280	4320	12960	168	12792	14	12778
13/16	17280	3240	14040	168	13872	14	13858
14/16	17280	2160	15120	168	14952	14	14938

FEC ブロックヘッダは FEC ブロックに含まれる最初の TLV パケットの先頭位置を示すものとし、FEC ブロックヘッダを除いた FEC ブロック先頭からのバイト数で表す。先頭バイトが存在しない場合、その値は 0xFFFF とする。

2.2.6.2. FEC ブロックポインタ

FEC ブロックポインタは、OFDM フレーム内で最初の FEC ブロックの先頭位置を示した情報であり、TMCC に記載され伝送される。

2.2.6.2.1. ポインタの起点

TMCC に記載された FEC ブロックポインタは、当該フレームの最初の FEC ブロックの先頭位置を示す。

2.2.6.2.2. ポインタ値

OFDM フレーム先頭から数えて、最初の FEC ブロックの先頭までの値であり、最初の FEC ブロックがどこのフレームに位置するかに依らない。

2.2.6.2.3. 指示単位

キャリアシンボル単位でデータ数を数える。

2.2.6.2.4. 遅延の扱い

TMCC に格納するポインタは変調装置で遅延を加える。

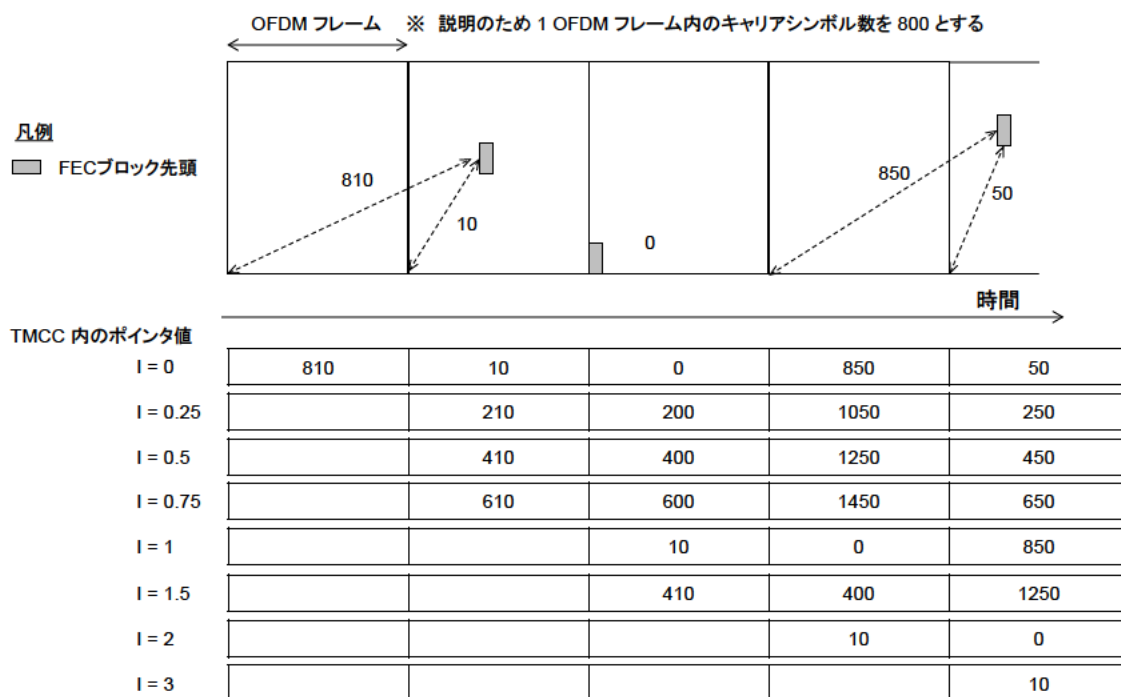


図 2.2-6 FEC ブロックポインタの遅延の例

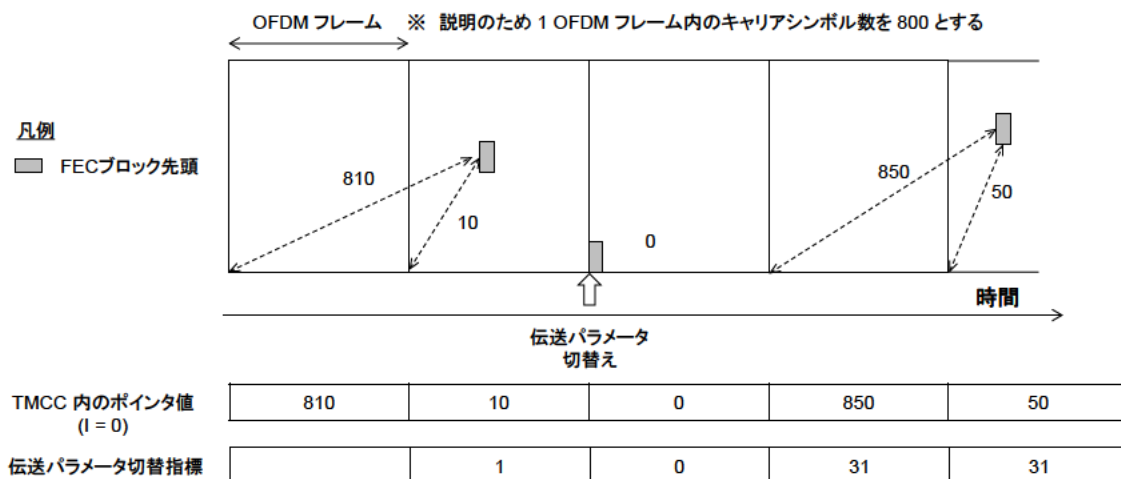


図 2.2-7 FEC ブロックポインタの遅延の例 (パラメータ切替時)

2.2.6.3. エネルギー拡散

エネルギー拡散は、図 2.2-8 に示す回路により生成される PRBS (擬似ランダム符号系列) を用いて階層毎に行われる。各階層の FEC ブロックに対して、FEC ブロックヘッダおよび主信号と PRBS との間でビット単位の排他的論理和が取られる。なお、PRBS 生成回路の初期値は、低次から”100101010000000”とし、FEC ブロック毎に初期化される。

$$g(x) = x^{15} + x^{14} + 1$$

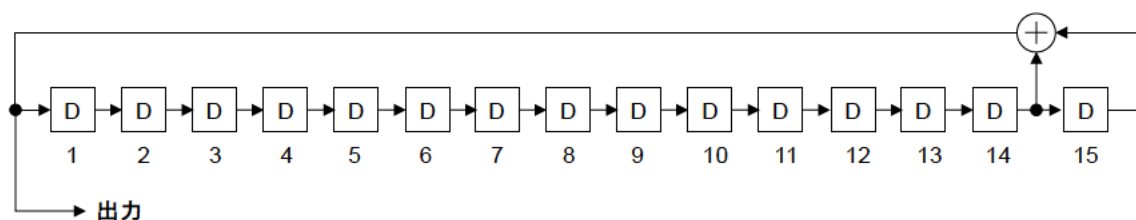


図 2.2-8 PRBS 生成回路

2.2.6.4. 誤り訂正符号

LDPC 符号を内符号、BCH 符号を外符号とする接続符号とする。

2.2.6.4.1. 外符号

BCH ブロックへ変換し、符号化を行う。訂正ビット数は 12 ビットとする。生成多項式は Normal 符号の場合、表 2.2-5 に示す 16 次生成多項式、Short 符号の場合、表 2.2-6 に示す 14 次生成多項式の積によって生成される。図 2.2-5 に示すように LDPC ブロックに BCH ブロック 1 つを挿入する。

表 2.2-5 16 次生成多項式

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

表 2.2-6 14 次生成多項式

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

以下の演算により、情報系列 $m = (m_{K_{BCH}-1}, m_{K_{BCH}-2}, \dots, m_1, m_0)$ を符号語 $c = (m_{K_{BCH}-1}, m_{K_{BCH}-2}, \dots, m_1, m_0, d_{N_{BCH}-K_{BCH}-1}, \dots, d_1, d_0)$ を得る。

- 1) 情報系列に $x^{M_{BCH}-1}$ を乗算する。
- 2) $x^{M_{BCH}-1}m(x)$ を被除数、 $g(x)$ で除算する。このときの剰余多項式を $d(x) = d_{M_{BCH}-1}x^{M_{BCH}-1} + d_{M_{BCH}-2}x^{M_{BCH}-2} + \dots + d_1x + d_0$ とする。
- 3) $c(x) = x^{M_{BCH}-1}m(x) + d(x)$ を符号語多項式とする。

2.2.6.4.2. 内符号

符号の構造は非正則疑似巡回 LDPC 符号とする。符号長 N_{LDPC} が 69120 ビットの Normal 符号および 17280 ビットの Short 符号それぞれについて符号化率は全 13 種類に対応する。また、並列処理単位を $L = 360$ ビットとする。ただし、Short 符号は 1024QAM、4096QAM とは組み合わせて使用しない。符号化率はサブ階層ごとに独立に設定可能とする。

LDPC 符号のタイプと符号化パラメータを表 2.2-7 に示す。 M はパリティビット数を、 Q は M を L で除した値である。 $M_2 \neq 0$ の符号はタイプ A、 $M_2 = 0$ の符号はタイプ B とする。また、 $M = M_1 + M_2$ 、 $Q = Q_1 + Q_2$ である。

$$\begin{aligned} M &= M_1 + M_2 \\ &= (Q_1 + Q_2) \cdot L \end{aligned}$$

表 2.2-7 LDPC 符号のタイプと符号化パラメータ

(a) Normal 符号

符号化率	タイプ	M1	M2	M	Q1	Q2	Q
2/16	A	1800	58680	60480	5	163	168
3/16	A	1800	54360	56160	5	151	156
4/16	A	1800	50040	51840	5	139	144
5/16	A	1800	45720	47520	5	127	132
6/16	A	1800	41400	43200	5	115	120
7/16	A	4680	34200	38880	13	95	108
8/16	B	34560	0	34560	96	0	96
9/16	B	30240	0	30240	84	0	84
10/16	B	25920	0	25920	72	0	72
11/16	B	21600	0	21600	60	0	60
12/16	B	17280	0	17280	48	0	48
13/16	B	12960	0	12960	36	0	36
14/16	B	8640	0	8640	24	0	24

(b) Short 符号

符号化率	タイプ	M1	M2	M	Q1	Q2	Q
2/16	A	1800	13320	15120	5	37	42
3/16	A	1440	12600	14040	4	35	39
4/16	A	1080	11880	12960	3	33	36
5/16	A	720	11160	11880	2	31	33
6/16	A	720	10080	10800	2	28	30
7/16	B	9720	0	9720	27	0	27
8/16	B	8640	0	8640	24	0	24
9/16	B	7560	0	7560	21	0	21

10/16	B	6480	0	6480	18	0	18
11/16	B	5400	0	5400	15	0	15
12/16	B	4320	0	4320	12	0	12
13/16	B	3240	0	3240	9	0	9
14/16	B	2160	0	2160	6	0	6

- 1) 符合ビット列を情報ビット列にて $\lambda_i = s_i (i = 0, 1, \dots, K_{LDPC} - 1)$ と初期化する。また、パリティビット列 $p_j (j = 0, 1, M_1 + M_2 - 1)$ を 0 で初期化する。
- 2) LDPC 符号テーブルに記載されている 1 行目にしたがって、 p_j に符号ビットの先頭 λ_0 を XOR 加算する。例えば符号化率 2/16 の LDPC 符号の場合、以下のように加算される。

$$p_{1627} = p_{1627} \oplus \lambda_0, p_{1754} = p_{1754} \oplus \lambda_0, \dots, p_{59780} = p_{59780} \oplus \lambda_0$$

- 3) 続く $L - 1$ ビットの符号ビット $\lambda_m (m = 1, \dots, L - 1)$ について、 p_j に符号ビットの λ_m を XOR 加算する。ここで、 λ_m が加算される対象の p_j のアドレス j は、 x を LDPC 符号テーブルの 1 行目の数字として、以下のように計算される。

$$\begin{aligned} & (x + m \times Q_1) \bmod M_1, & x < M_1 \\ & M_1 + (x - M_1 + m \times Q_2) \bmod M_2, & x \geq M_1 \end{aligned}$$

- 4) LDPC 符号テーブルの 2 行目にしたがって、 p_j に符号ビットの λ_L を XOR 加算する。加算のルールは 2) と同様である。続く $L - 1$ ビットの符号ビット $\lambda_m (m = L + 1, \dots, 2L - 1)$ について、 p_j に λ_m を XOR 加算する。加算のルールは 3) と同様である。
- 5) 以降、4) と同様にして L ビットごとに p_j に符号ビット λ_m を XOR 加算する処理を繰り返す。これを λ_0 から $\lambda_{K_{LDPC}-1}$ まで実行する。
- 6) パリティビット p_1 から p_{M_1-1} に対して以下の処理を行う。

$$p_i = p_i \oplus p_{i-1}$$

- 7) 以下の処理を行い、 $\lambda_{K_{LDPC}}$ から $\lambda_{K_{LDPC}+M_1-1}$ を生成する。

$$\lambda_{K_{LDPC}+Lt+s} = p_{Q_1s+t} \quad 0 \leq s < L, 0 \leq t < Q_1$$

$M_2 = 0$ の場合、符号語として $\Lambda = (\lambda_0, \dots, \lambda_{K_{LDPC}-1}, \lambda_{K_{LDPC}}, \dots, \lambda_{K_{LDPC}+M_1-1})$ が得られ、符号化を終了する。

- 8) LDPC 符号テーブルの表の $K_{LDPC}/L + 1$ 行目以降の数値を用いて 2) ~ 4) と同様の処理を行い、 $\lambda_{K_{LDPC}}$ から $\lambda_{K_{LDPC}+M_1-1}$ を p_j に XOR 加算し、残りのパリティビット $p_{M_1}, \dots, p_{M_1+M_2-1}$ を得る。

- 9) 以下の処理を行い、 $\lambda_{K_{LDPC}+M_1}, \dots, \lambda_{K_{LDPC}+M_1+M_2-1}$ を生成する。

$$\lambda_{K_{LDPC}+M_1+Lt+s} = p_{M_1+Q_2s+t}, \quad 0 \leq s < L, 0 \leq t < Q_2$$

以下の Λ を符号語とする。

$$\Lambda = (\lambda_0, \dots, \lambda_{K_{LDPC}-1}, \lambda_{K_{LDPC}}, \dots, \lambda_{K_{LDPC}+M_1-1}, \dots, \lambda_{K_{LDPC}+M_1}, \dots, \lambda_{K_{LDPC}+M_1+M_2-1})$$

2.2.6.5. ビットインターリーブ

ビットインターリーブの構造を図 2.2-9 に示す。ビットインターリーブはグループワイ

ズインターリーブとブロックインターリーブにより構成される。変調多値数に応じて、LDPC ブロック内でビットインターリーブ手法を適用する。

キャリア変調方式が QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM, 1024QAM, 4096QAM の場合にビットインターリーブを行う。符号化率によって、Type A/B の場合分けを行う。パリティインターリーブは Type A/B で切り替える。1024QAM のみ、ブロックインターリーブの例外処理を行う。

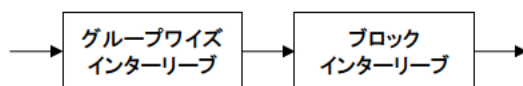


図 2.2-9 ビットインターリーブの構造

2.2.6.5.1. グループワイズインターリーブ

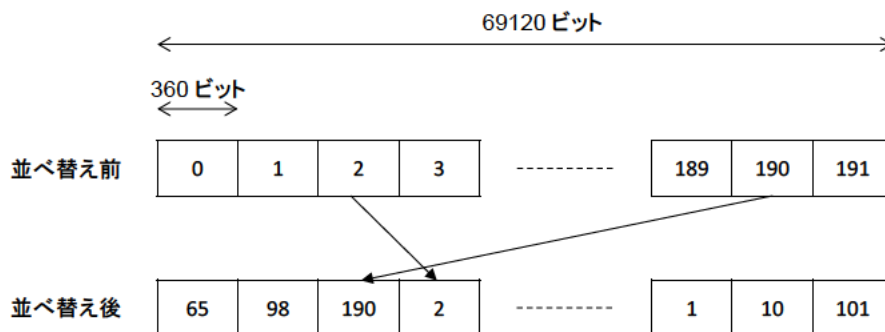


図 2.2-10 グループワイズインターリーブ

パリティインターリーブ後の符号語を L ビットごとのグループとし、キャリア変調方式および符号化率ごとにあらかじめ決められたテーブル π にしたがってグループ単位で並べ替えを行う。並べ替えの順序を示すテーブル π を 2.2.10.2 に示す。

$$c_{L i+j} = c_{L \pi(i)+j}, \quad 0 \leq i < N_{LDPC}/L, 0 \leq j < L$$

2.2.6.5.2. ブロックインターリーブ

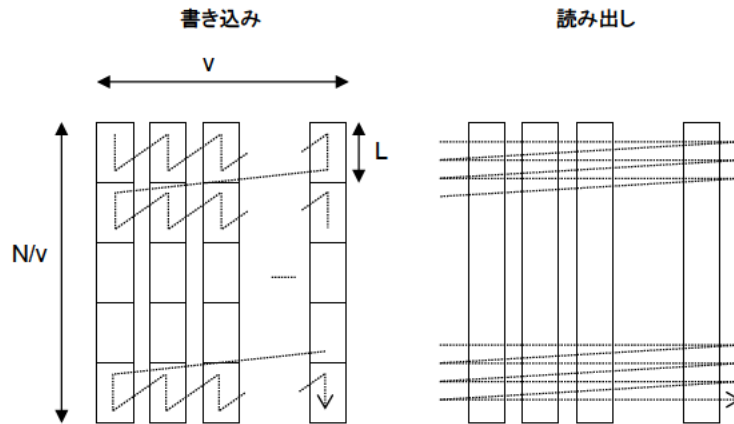


図 2.2-11 ブロックインターリーブ

表 2.2-8 ブロックインターリーブのパラメータ

(a) Normal 符号

キャリア変調	QPSK	16 QAM	64 QAM	256 QAM	1024 QAM	4096 QAM
多値数 V	2	4	6	8	10	12
FEC ブロック長 N_{LDPC}	69120	69120	69120	69120	69120	69120
N_1	69120	69120	69120	69120	68400	69120
N_2	0	0	0	0	720	0
$N_1/V/L$	96	48	32	24	19	16

(b) Short 符号

キャリア変調	QPSK	16 QAM	64 QAM	256 QAM
多値数 V	2	4	6	8
FEC ブロック長 N_{LDPC}	17280	17280	17280	17280
N_1	17280	17280	17280	17280
N_2	0	0	0	0
$N_1/V/L$	24	12	8	6

※ Short 符号は 1024QAM、4096QAM とは組み合わせて使用しない

符号長 N_{LDPC} ビットの符号語を次式にしたがって分け、先頭の N_1 ビットを図 2.2-11 に示す通り並べ替える。末尾の N_2 ビットは並べ替えを行わない。ここで V はキャリア変調の多値数を示す。なお、 $N_2 \neq 0$ となるのは Normal 符号かつキャリア変調方式が 1024 QAM の場合のみである。

$$N_1 = \left\lfloor \frac{N_{LDPC}}{LV} \right\rfloor LV$$

$$N_2 = N_{LDPC} - N_1$$

$$c_{j+kV+iVL} = c_{iVL+jL+k}, \quad 0 \leq i < N_1/V, 0 \leq j < V, 0 \leq k < L$$

$$c_{N_1+i} = c_{N_1+i}, \quad 0 \leq i < N_2$$

2.2.6.6. マッピング

入力ビットに対してマッピングを行い、変調シンボルへ変換する。キャリア変調方式は、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM、4096QAMに対応する。キャリア変調方式は、A階層、B階層およびC階層で独立して設定可能とする。コンスタレーションは、均一コンスタレーションと、不均一コンスタレーションに対応する。

均一コンスタレーションは、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM、4096QAMに対応し、グレイ・コード配置を用いる。均一コンスタレーションの座標値を2.2.10.3のUC (Uniform Constellation) に示す。16QAM、64QAM、256QAMについては、I/Q平面の第一象限 ($I \geq 0, Q \geq 0$)、すなわち入力ビット列 b_0b_1 が 00 の場合の I/Q 座標値を示している。入力ビット列 b_0b_1 の値に応じて、付録の I/Q 座標値の符号を反転する。例えば、16QAM では以下のマッピングとなる。

$$b_0b_1b_2b_3 = 0000 : (I, Q) = (0.9487, 0.9487)$$

$$b_0b_1b_2b_3 = 0100 : (I, Q) = (0.9487, -0.9487)$$

$$b_0b_1b_2b_3 = 1000 : (I, Q) = (-0.9487, 0.9487)$$

$$b_0b_1b_2b_3 = 1100 : (I, Q) = (-0.9487, -0.9487)$$

1024QAM、4096QAM については、I 軸および Q 軸を 1 次元の PAM (Pulse Amplitude Modulation) で表現した場合の振幅値を示している。入力ビット列の偶数ビットを I 軸に、奇数ビットを Q 軸に割り当てる。例えば、1024QAM の I 軸は、入力ビット列の偶数ビットを用いて以下のマッピングとなる。Q 軸についても入力ビット列の奇数ビットを用いて同様のマッピングとなる。

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 00000 : I = u_{15} = 1.1871$$

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 00001 : I = u_{14} = 1.1105$$

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 00011 : I = u_{13} = 1.0339$$

:

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 01000 : I = u_0 = 0.0383$$

1024QAM、4096QAM においても入力ビット列 b_0b_1 の値に応じて I/Q 座標値の符号を反転する。例えば、1024QAM の I 軸は以下のマッピングとなる。

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 10000 : I = -u_{15} = -1.1871$$

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 10001 : I = -u_{14} = -1.1105$$

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 10011 : I = -u_{13} = -1.0339$$

:

$$b_0b_2b_4b_6b_8 = 11000 : I = -u_0 = -0.0383$$

不均一コンスタレーションは、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM、4096QAM に

対応し、LDPC 符号の符号化率毎に異なる座標値を使用する。不均一コンスタレーション座標値を付録 2.2.10.3 に示す。均一コンスタレーションと同様、16QAM、64QAM、256QAM については、I/Q 平面の第一象限の I/Q 座標値を示している。1024QAM、4096QAM については、I 軸および Q 軸を 1 次元の PAM で表現した場合の振幅値を示している。

2.2.7. サブフレーム

2.2.7.1. サブフレーム構成

2.2.7.2. 階層

2.2.7.3. サブ階層

2.2.7.4. レベル調整

2.2.7.5. 系統分離

2.2.7.6. 階層合成

2.2.7.7. 帯域分割

2.2.7.8. 時間インターリーブ

2.2.7.9. 周波数インターリーブ

2.2.7.10. 帯域合成

2.2.8. OFDM 変調

2.2.8.1. 伝送セグメント構成

2.2.8.2. OFDM フレーム構成

2.2.8.3. パイロット信号

2.2.8.4. OFDM 信号生成

2.2.9. 時分割多重

2.2.10. 詳細パラメータ表 (仮称)

2.2.10.1. LDPC 符号

2.2.10.2. グループワイズインターリーブ

2.2.10.3. コンスタレーション

2.2.10.4. L ch キャリア配置

2.2.10.5. FFT サイズ、GI 比、SP 間隔

2.2.10.6. PRBS 初期値

2.2.10.7. 拡張領域

2.2.10.8. 部分受信

3. 想定されるサービスイメージ例

3.1. 地上放送高度化方式

3.1.1. 移行期

3.1.2. 移行後

地上放送高度化方式によって、要求条件を満足する種々のシステム構成が可能となる。システム構成の例、及び、1チャンネル(6MHz)あたりの帯域利用のイメージを以下に示す。

1) 固定受信向けサービス例

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	固定受信	30.7 Mbps

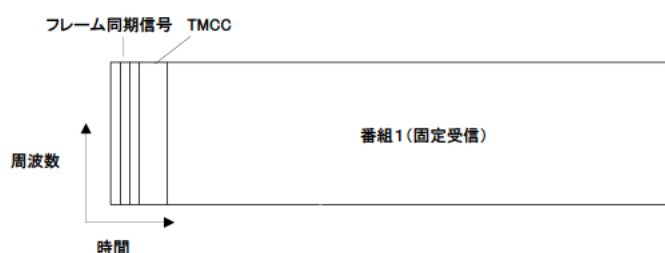


図 3.1-1 固定受信向けサービス例

2) 固定受信向けと移動受信向けのサービス例 1

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	移動受信	0.97 Mbps
番組 1	固定受信	27.2 Mbps



図 3.1-2 固定受信向けと移動受信向けのサービス例 1

3) 固定受信向けと移動受信向けのサービス例 2

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	移動受信	1.07 Mbps
番組 1	固定受信	27.4 Mbps



図 3.1-3 固定受信向けと移動受信向けのサービス例 2

4) 固定受信向けと移動受信向けおよび高耐性音声のサービス例

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1 (音声)	移動受信	68.8 kbps
番組 1		0.98 Mbps
番組 1	固定受信	25.5 Mbps

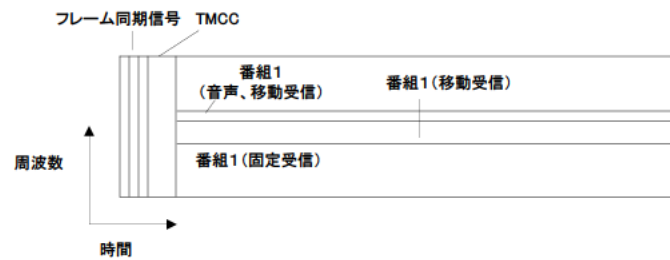


図 3.1-4 固定受信向けと移動受信向けおよび高耐性音声のサービス例 1

5) 固定受信向けと移動受信向けおよび高耐性音声のサービス例 2

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1 (音声)	移動受信	72.2 kbps
番組 1		1.01 Mbps
番組 1	固定受信	25.6 Mbps

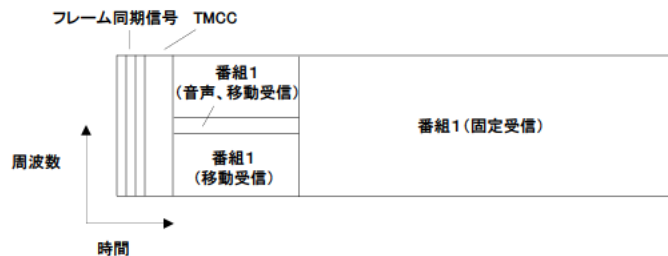


図 3.1-5 固定受信向けと移動受信向けおよび高耐性音声のサービス例 2

6) 情報源符号化が階層符号化のサービス例 1

サービス	想定受信形態	データレート

番組 1 (基本)	移動受信	2.2 Mbps
番組 1 (拡張)	固定受信	22.9 Mbps



図 3.1-6 情報源符号化が階層符号化のサービス例 1

7) 情報源符号化が階層符号化のサービス例 2

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1 (基本)	移動受信	2.1 Mbps
番組 1 (拡張)	固定受信	23.3 Mbps



図 3.1-7 情報源符号化が階層符号化のサービス例 2

8) 2 番組の例 1

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	移動受信	2.2 Mbps
番組 2		
番組 1	固定受信	22.9 Mbps
番組 2		



図 3.1-8 2 番組の例 1

9) 2番組の例2

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	移動受信	2.1 Mbps
番組 2		
番組 1	固定受信	23.3 Mbps
番組 2		



図 3.1-9 2番組の例2

10) 6番組の例

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	固定受信	30.8 Mbps
番組 2		
番組 3		
番組 4		
番組 5		
番組 6		



図 3.1-10 6番組の例

11) 拡張区間を活用する例

サービス	想定受信形態	データレート
番組 1	固定受信	20.7 Mbps
—	拡張区間	—



図 3.1-11 拡張区間を活用する例

表 3.1-1 伝送レートの算出条件

項番		1	2	3	4	5	6		
フレーム同期信号	シンボル数	6							
TMCC 区間	FFT サイズ	8k							
	GI 比	800/8192							
	シンボル数	1							
	キャリア変調	QPSK							
フレーム長 (s)		0.298	0.298	0.298	0.298	0.299	0.298		
サブ フレーム 1	A/A1 階層	FFT サイズ	16k	16k	8k	16k	8k	16k	
		GI 比	800/16384	800/16384	800/8192	800/16384	800/8192	800/16384	
		シンボル数	108	108	27	108	39	108	
	A/A1 階層	セグメント数	35	4	35	2	12	9	
		キャリア変調	256 QAM	16 QAM	16 QAM	QPSK	QPSK	16 QAM	
		符号化率	12/16	7/16	7/16	2/16	2/16	7/16	
		データレート (Mbps)	30.77	0.98	1.07	0.07	0.07	2.20	
	A2 階層	所要 C/N (dB)	19.7	5.7	5.7	-4.3	-4.3	5.7	
		セグメント数				4	23		
		キャリア変調				16 QAM	16 QAM		
		符号化率				7/16	7/16		
		データレート (Mbps)				0.98	1.00		
	B 階層	所要 C/N (dB)				5.7	5.7		
		セグメント数		31		29		26	
		キャリア変調		256 QAM		256 QAM		256 QAM	
		符号化率		12/16		12/16		12/16	
		データレート (Mbps)		27.25		25.49		22.85	
	サブ フレーム 2	A 階層	所要 C/N (dB)		19.7		19.7		19.7
			セグメント数			35		35	
			キャリア変調			256 QAM		256 QAM	
A 階層		符号化率			12/16		12/16		
		データレート (Mbps)			27.40		25.59		
		所要 C/N (dB)			19.7		19.7		
		FFT サイズ			32k		32k		
A 階層		GI 比			800/32768		800/32768		
		シンボル数			48		45		
拡張区間 (s)									

項番		7	8	9	10	11	
フレーム同期信号	シンボル数	6					
TMCC 区間	FFT サイズ	8k					
	GI 比	800/8192					
	シンボル数	1					
	キャリア変調	QPSK					
フレーム長 (s)		0.299	0.298	0.299	0.298	0.296	
サブ フレーム 1		FFT サイズ	8k	16k	8k	16k	16k
		GI 比	800/8192	800/16384	800/8192	800/16384	800/16384
		シンボル数	54	108	54	108	72
	A/A1 階層	セグメント数	35	9	35	35	35
		キャリア変調	16 QAM	16 QAM	16 QAM	256 QAM	256 QAM
		符号化率	7/16	7/16	7/16	12/16	12/16
		データレート (Mbps)	2.13	2.20	2.13	30.77	20.66
		所要 C/N (dB)	5.7	5.7	5.7	19.7	19.7
	A2 階層	セグメント数					
		キャリア変調					
		符号化率					
		データレート (Mbps)					
		所要 C/N (dB)					
	B 階層	セグメント数		26			
		キャリア変調		256 QAM			
		符号化率		12/16			
		データレート (Mbps)		22.85			
		所要 C/N (dB)		19.7			
	サブ フレーム 2		FFT サイズ	32k		32k	
			GI 比	800/32768		800/32768	
シンボル数			41		41		
A 階層		セグメント数	35		35		
		キャリア変調	256 QAM		256 QAM		
		符号化率	12/16		12/16		
		データレート (Mbps)	23.30		23.30		
		所要 C/N (dB)	19.7		19.7		
拡張区間 (s)						0.10	

4. 参考資料

4.1. ARIB 公開実験（周波数オフセット）

2022 年 7 月 22 日に NHK 放送技術研究所において、地上デジタル放送伝送路符号化作業班と、地上放送高度化方式検討 TG 合同の実験として実施し、高度化方式のオフセット値をチャンネルの中心周波数から 1/18MHz 高い周波数とすることを決定した。

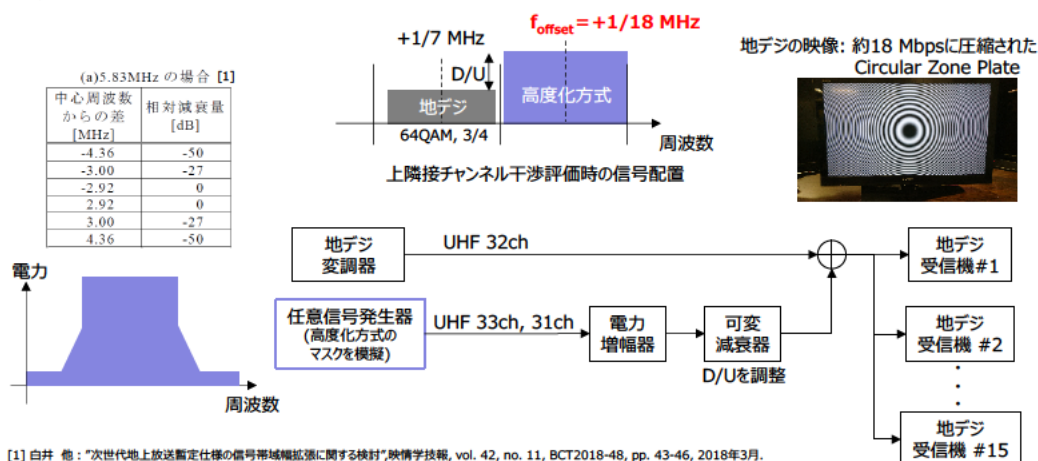
・実験の背景

地上放送高度化方式の信号帯域幅は現行地デジの 5.57MHz より大きい 5.83MHz となっており、現行地デジ信号の周波数オフセット値である+1/7MHz を適用すると、信号がチャンネル端の周波数（例えば UHF13ch では 476MHz）を超えてしまう。このため、地上放送高度化方式の周波数オフセットを新たに定める必要がある。オフセットの選定にあたっては、隣接する地デジなどへの干渉の影響を考慮する必要がある。

・目的

本実験は、上記背景を考慮して、地上放送高度化方式の周波数オフセット値を選定することを目的とした。

・実験系統



[1] 白井 他: “次世代地上放送衛星仕様の信号帯域幅拡張に関する検討”, 映像学技術, vol. 42, no. 11, BCT2018-48, pp. 43-46, 2018年3月.

室内実験の系統図

・測定手法

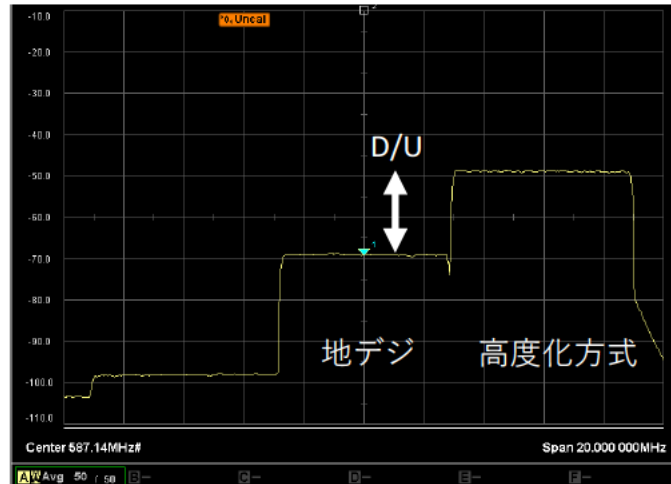
高度化方式の周波数オフセット $f_{\text{offset}} = +1/18 \text{ MHz}$ ($=55.5555\cdots \text{kHz}$) とした場合の手順を以下のとおりとした。スペクトラムアナライザの画面を図 2 に示す。

(ア) 上隣接チャンネル干渉

- ① 地デジ信号の中心周波数を $587+1/7$ [MHz] (UHF 32ch) とする
- ② 高度化方式信号の中心周波数を $593+1/18$ [MHz] (UHF 33ch) とする
- ③ 測定対象の地デジ受信機全 15 台が正常受信可能な D/U = -21 dB とする
- ④ D/U を調整し、各受信機の許容限を測定する
 - ◇ D/U = -21.5 dB で受信機の 1 台にブロックノイズが発生 (#6)
 - ◇ 許容限の中央値は D/U = -27 dB
 - ◇ 許容限の最良値は D/U = -29.5 dB (#7 は正常受信)
 - ◇ D/U = -30 dB で受信機全 15 台にブロックノイズが発生

(イ) 下隣接チャンネル干渉

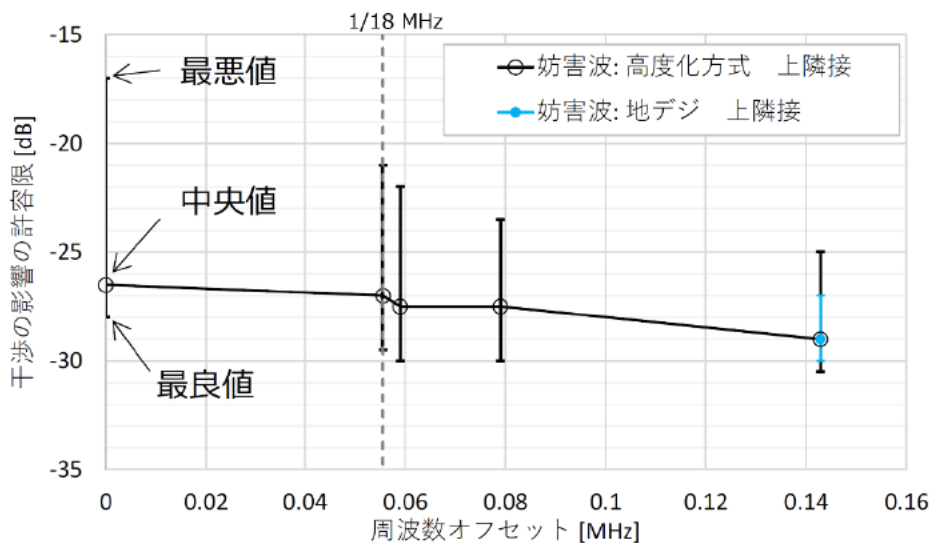
- ① 地デジ信号の中心周波数を 587+1/7 [MHz] (UHF 32ch)とする
- ② 高度化方式信号の中心周波数を 581+1/18 [MHz] (UHF 31ch)とする
- ③ 測定対象の地デジ受信機全 15 台が正常受信可能な D/U=-28 dB とする
- ④ D/U を調整し、各受信機の許容限を測定する
 - ◇ D/U=-28.5 dB で受信機の 1 台にブロックノイズが発生(#4)
 - ◇ 許容限の中央値は D/U=-29 dB
 - ◇ 許容限の最良値は D/U=-30.5 dB (#2, #3, #9 は正常受信)
 - ◇ D/U=-31 dB で受信機全 15 台にブロックノイズが発生



スペクトラムアナライザ

・測定結果

高度化方式の周波数オフセット f_{offset} を 0 Hz, +1/18 MHz, +59 kHz, +79 kHz とし、干渉波を高度化方式信号のマスクを模擬した任意信号発生器の出力信号、希望波を地デジ信号として、地デジ受信機全 15 台の干渉の許容限を測定した結果を示す。ここで、許容限は、正常受信可能な D/U の最小値と定義し、0.5 dB 刻みで測定を実施した。地デジの伝送パラメータを運用パラメータ(64QAM, 3/4)とした場合の受信機全 15 台の上隣接チャンネル干渉の許容限の最悪値、中央値、最良値また、下隣接チャンネル干渉の結果を下の図に示す。



上隣接チャンネル干渉の測定結果

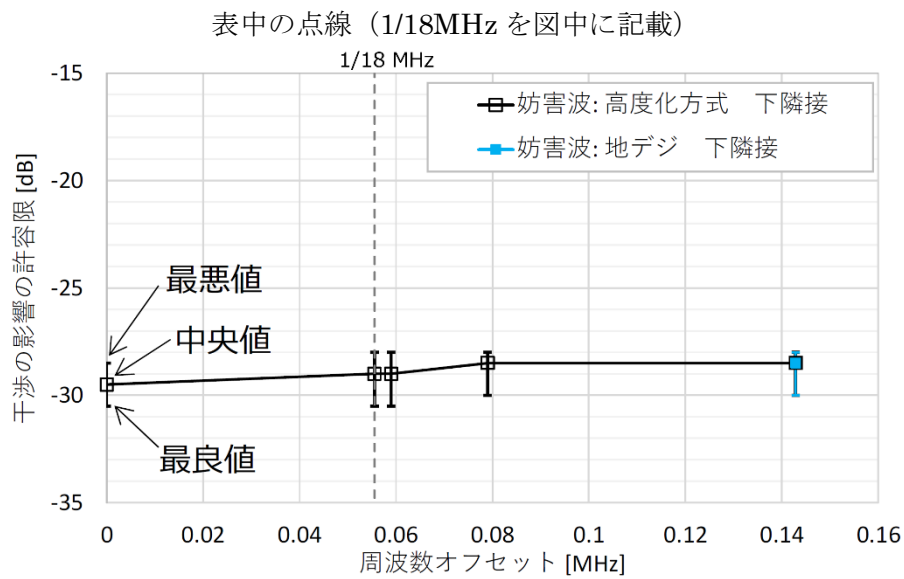


図 4 下隣接チャンネル干渉の測定結果

- ・公開実験では $f_{\text{offset}}=1/18 \text{ MHz}$ を確認した。
 - ・D/U 変更後にチャンネルの初期スキャンを実施しても、許容限は変化せず。
- ・まとめ
- 以上の実験結果から、地上放送高度化方式の周波数オフセット値を $1/18 \text{ MHz}$ とすることとした。

(参考) 室内実験における許容限の測定結果

単位 dB

妨害波の信号帯域幅 [MHz]		5.84										5.58	
周波数オフセット[MHz]		0		+1/18 (+0.055555...)		+0.059		+0.079		+1/7 (+0.142857...)		+1/7 (+0.142857...)	
希望波に対する妨害波の配置		上隣接	下隣接	上隣接	下隣接	上隣接	下隣接	上隣接	下隣接	上隣接	下隣接	上隣接	下隣接
受信機 番号	1	-23.0	-29.0	-24.5	-28.5	-24.5	-28.5	-24.5	-28.5	-25.5	-28.5	-28.0	-28.5
	2	-18.0	-30.5	-23.0	-30.5	-24.0	-30.5	-25.0	-30.0	-30.5	-30.0	-30.0	-30.0
	3	-18.5	-30.5	-23.5	-30.5	-24.0	-30.0	-26.0	-30.0	-30.5	-30.0	-30.0	-30.0
	4	-27.0	-28.5	-28.0	-28.0	-28.0	-28.0	-28.5	-28.0	-29.0	-28.0	-29.0	-28.0
	5	-28.0	-29.5	-28.0	-29.0	-28.5	-29.0	-28.5	-29.0	-29.0	-29.0	-29.0	-28.5
	6	-17.0	-30.5	-21.0	-30.0	-22.0	-30.0	-24.5	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0
	7	-26.5	-30.0	-29.5	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0	-30.0	-29.5
	8	-26.0	-29.0	-26.5	-28.5	-26.5	-28.5	-26.5	-28.0	-27.5	-28.0	-28.0	-28.0
	9	-27.5	-30.5	-28.5	-30.5	-28.5	-30.0	-29.0	-30.0	-30.5	-30.0	-30.0	-30.0
	10	-26.5	-29.0	-27.0	-28.5	-27.0	-28.5	-27.0	-28.5	-28.0	-28.0	-27.5	-28.0
	11	-28.0	-28.5	-28.5	-28.5	-28.5	-28.5	-28.5	-28.5	-28.5	-29.0	-28.0	-29.0
	12	-27.0	-29.5	-27.0	-29.0	-27.5	-29.0	-27.5	-29.0	-29.0	-28.5	-29.0	-28.5
	13	-27.5	-28.5	-28.0	-28.5	-28.0	-28.5	-28.0	-28.5	-28.5	-28.0	-28.0	-28.0
	14	-22.5	-29.0	-23.5	-28.5	-23.5	-28.5	-23.5	-28.5	-25.0	-28.5	-27.0	-28.5
	15	-27.0	-29.5	-27.5	-29.0	-27.5	-29.0	-27.5	-28.5	-28.0	-28.0	-28.5	-28.5
干渉の影響の 許容限	最悪値	-17.0	-28.5	-21.0	-28.0	-22.0	-28.0	-23.5	-28.0	-25.0	-28.0	-27.0	-28.0
	中央値	-26.5	-29.5	-27.0	-29.0	-27.5	-29.0	-27.5	-28.5	-29.0	-28.5	-29.0	-28.5
	最良値	-28.0	-30.5	-29.5	-30.5	-30.0	-30.5	-30.0	-30.0	-30.5	-30.0	-30.0	-30.0