

NAIST-IS-MT1651122

修士論文

光ファイバ無線を用いた移動体向け 次世代地上デジタル放送波中継

吉田 翔

2018 年 2 月 1 日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報科学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
修士（工学）授与の要件として提出した修士論文である。

吉田 翔

審査委員：

岡田 実 教授	（主指導教員）
笠原 正治 教授	（副指導教員）
東野 武史 准教授	（副指導教員）
Duong Quang Thang 助教	（副指導教員）

光ファイバ無線を用いた移動体向け 次世代地上デジタル放送波中継*

吉田 翔

内容梗概

次世代地上デジタル放送ではハイビジョン画質を超える超高精細動画像放送である 4K や 8K 放送の実現が求められている．そのため高データレートの広帯域デジタル伝送技術が必要である．この広帯域デジタル伝送を実現するため，MIMO (Multi-Input Multi-Output)，超多値変調方式，LDM (Layered Division Multiplexing) などの技術を用いることが検討されている．一方で，現在，地下街等の電波不感地帯への ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) 規格の放送波を RoF (Radio over Fiber) によって中継するシステムが運用されている．次世代の地上デジタル放送に移行した際に，現行の RoF システムによって中継することが可能であるか検討する必要がある．本稿では，移動体向け次世代地上デジタル放送波を現在運用している設備構成を用いて中継する場合を仮定してシステムの設計を行い，計算機シミュレーションによってその信号品質を評価する．

キーワード

次世代地上デジタル放送，RoF，ギャップフィラー，超多値変調，LDM

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報科学専攻 修士論文, NAIST-IS-MT1651122, 2018 年 2 月 1 日.

Fiber-Radio Gap Filler System Transporting Next Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting for Mobile*

Sho Yoshida

Abstract

In next generation digital terrestrial television broadcasting (DTTB) , 4K and 8K broadcasting will be provided, which is exceeding the full high vision image quality. To design high data rate, signals are considered to use MIMO (Multi-Input Multi-Output) , high-order modulation and LDM (Layered Division Multiplexing) technologies. On the other hand, the RoF (Radio over Fiber) is currently being operated as a repeater system for broadcasting radio signal of the ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) standard to radio blind areas. This paper evaluates the signal quality of relaying next generation DTTB signals for mobile using current RoF system using computer simulation.

Keywords:

Next-generation DTTB, RoF, Gap Filler, Super High-order modulation, LDM

*Master's Thesis, Department of Information Science, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-MT1651122, February 1, 2018.

目次

図目次	v
表目次	vii
第 1 章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	2
1.3 論文構成	3
第 2 章 地上デジタル放送と中継技術	4
2.1 ISDB-T	4
2.2 光ファイバ無線	5
2.3 RoF 中継の導入例	7
2.4 RoF の伝送特性劣化要因	8
2.5 次世代地上デジタル放送の関連研究	10
第 3 章 超多値変調 OFDM 信号の受信特性評価	14
3.1 システムモデル	14
3.2 超多値変調 OFDM 信号の設計	14
3.2.1 超多値変調	14
3.2.2 信号生成	15
3.3 評価方法	16
3.4 シミュレーション構成	17
3.5 シミュレーション結果	21
3.5.1 電力スペクトル密度とコンスタレーション	21
3.5.2 MER 特性	23
3.5.3 サブキャリア数と非線形歪の関係について	29
第 4 章 LDM-OFDM 信号の受信特性評価	31
4.1 LDM-OFDM 信号の設計	31

4.1.1	LDM について	31
4.1.2	信号生成	31
4.2	評価方法	33
4.3	シミュレーション構成	33
4.4	シミュレーション結果	34
4.4.1	電力スペクトル密度とコンスタレーション	34
4.4.2	MER 特性	36
第 5 章	総括	41
	謝辞	42
	参考文献	43
	研究業績	45

図目次

1.1	4K・8K とフルハイビジョンの比較	2
2.1	ISDB-T 方式の概要	4
2.2	OFDM セグメントの周波数配置	5
2.3	RoF の基本構成	6
2.4	強度変調の原理	6
2.5	RoF を用いた地上デジタルテレビ放送の地下街再送信設備	7
2.6	相互変調歪	8
2.7	次世代地上放送システムのサービスイメージ	11
3.1	システムモデル	15
3.2	1024QAM のコンスタレーション	18
3.3	シミュレーションモデル	19
3.4	図 3.3 「OFDM 信号」ブロックにおける OFDM 信号	22
3.5	図 3.3 (c) 点における OFDM 信号 (切出し無し)	22
3.6	図 3.3 (c) 点における OFDM 信号 (切出し有り)	23
3.7	RF 信号電力と NOMI の関係	24
3.8	図 3.3 (b) 点における MER 特性 (シンボル長 4ms)	25
3.9	図 3.3 (c) 点における MER 特性 (シンボル長 4ms)	26
3.10	図 3.3 (b) 点における MER 特性の比較 (切出し無し)	27
3.11	図 3.3 (b) 点における MER 特性の比較 (切出し有り)	27
3.12	図 3.3 (c) 点における MER 特性の比較 (切出し有り)	28
3.13	図 3.3 (c) 点における MER 特性の比較 (切出し有り)	28
4.1	LDM の概念図	32
4.2	LDM の変調過程	33
4.3	LDM-OFDM のコンスタレーション (IL=5dB)	34
4.4	シミュレーションモデル	35

4.5	図 4.4 「OFDM 信号」ブロックにおける OFDM 信号	35
4.6	図 4.4 (c) 点における OFDM 信号 (IL=5dB)	36
4.7	図 4.4 (b) 点における MER 特性 (LDM, シンボル長 4ms) . . .	37
4.8	図 4.4 (c) 点における MER 特性 (LDM, シンボル長 4ms) . . .	38
4.9	図 4.4 (b) 点における MER 特性の比較 (LDM)	39
4.10	図 4.4 (c) 点における MER 特性の比較 (LDM)	39

表目次

2.1	暫定仕様 (SISO システム) の伝送パラメータ	12
3.1	超多値変調 OFDM 信号のパラメータ	17
3.2	諸元	19
3.3	平均電力遅延プロファイル (Fix outdoor)	20
3.4	平均電力遅延プロファイル (Pedestrian Indoor)	20
4.1	LDM-OFDM 信号のパラメータ	32

第 1 章 序論

1.1 研究背景

現在，次世代地上デジタル放送の実現に向けて NHK や総務省が主導となり技術基準の検討を行なっている [1]-[8]．次世代地上デジタル放送では，現状のフルハイビジョン画質を超える 4K 及び 8K 画質の動画放送の実現が要求されている．図 1.1 に従来のフルハイビジョン（FHD:Full-High Definition）TV 放送，4K 及び 8KTV 放送の画素数を示す．FHD では，その画素数が 1920×1080 画素（約 207 万画素）であるのに対し，4K では， 3840×2160 画素（約 830 万画素），8K では 7680×4320 画素（約 3300 万画素）である．これは，それぞれ，フルハイビジョンの 4 倍，16 倍に対応する．このような高画質の映像を送信するためにより高いデータレートの放送信号を設計する必要がある．現行の ISDB-T では約 20Mbps のデジタル放送を行なっており，これは，MPEG2 画像符号化を用いて FHD 伝送を行うために必要な伝送速度を満たしている．一方，8K 放送を実現するためには，高効率の次世代符号化である H.265/HEVC（High Efficiency Video Coding）を用いて動画像の符号化を行なった場合で約 100Mbps のデジタル伝送が必要である．

一方，移動体向け放送であるセグメント部分受信については，ISDB-T では 400kbps のデジタル放送を行なっているが，次世代の地上放送では H265/HEVC を用いて現行の FHD 画質の放送サービスを実現するため，4～8Mbps のデータレートが必要になると言われている [1]．

放送信号のデータレートを向上させるための手段として，複数のアンテナを用いる MIMO（Multiple-Input Multiple-Output），1 つのキャリアがもつ情報量を増加させるために変調多値数を増やした超多値変調，同一時間，同一周波数の領域で多重化を行う LDM（Layered Division Multiplexing）などの技術を用いることが検討されている．

一方で，地下街などの電波の届かない電波不感地へ放送信号を中継するために光ファイバ無線（RoF:Radio over Fiber）が運用されている [11]．現行の RoF システムでは，放送信号の信号形式を保存しながら伝送するパススルー方式が用いられており，単一波長のレーザ光を変調する構成である．放送信号は OFDM（Orthogonal

Frequency Division Multiplexing) 信号で生成されており，光変調の際には，被変調信号の振幅値を光強度に直接変調する強度変調方式が用いられている．無線信号の検出にはフォトディテクターによる直接検波を行う．次世代地上デジタル放送波を RoF 中継することに関する報告は少なく，現状では検討が不十分である．MIMO を採用した放送信号を中継する場合，多重化されている数分の多重度の増加が光ファイバの伝送路に必要となり，現行の RoF システムの構成を変えなければならない．超多値変調や LDM を用いた場合，ISDB-T に比べ歪に対する耐性が小さくなることが問題として挙げられる．これらの次世代で採用が検討される技術を用いた放送波を，現行の中継システムによって中継可能であるか検討する必要がある．

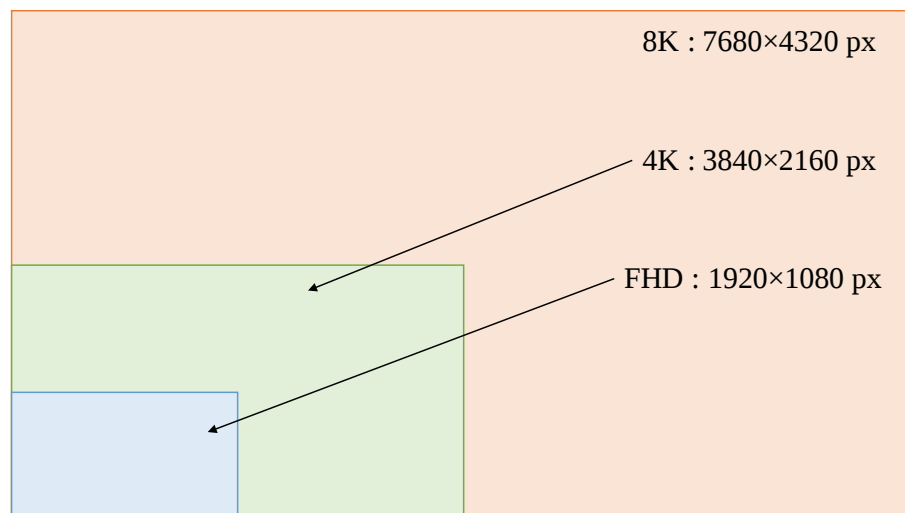


図 1.1 4K・8K とフルハイビジョンの比較

1.2 研究目的

本研究では，既設の RoF システムの構成を変えずに次世代地上デジタル放送波の中継を行うことを仮定し，超多値変調を用いる方法と LDM を用いる方法の 2 つの場合において計算機シミュレーションを行い受信特性を評価する．移動体受信を対象とし，次世代での所要データレートを満たす放送信号の設計を行い，既設の光

中継システムを用いて中継可能であるか検討する．また次世代放送における光中継システムの課題を明らかにし，その解決策の提案を行う．

1.3 論文構成

本論文は以下の 5 章から構成されている．

第 1 章では，本研究の背景および目的について述べ，本研究の位置づけを明らかにした．

第 2 章では，本研究の技術的背景と関連研究について述べる．技術的背景として地上デジタル放送の現行方式と光ファイバ無線の概要を説明し，光変調時に生じる相互変調歪の問題について述べる．関連研究では，次世代の地上デジタル放送の実現に向けて行われている研究内容について述べる．

第 3 章では，周波数割り当てを現行方式と同様に移動受信と固定受信で分けた場合に，超多値変調を用いることで次世代向けの信号を設計する方法を提案する．計算機シミュレーションにより伝搬特性を評価し有効性を検討する．

第 4 章では，LDM を用いることで移動受信と固定受信で周波数を共用し，データレートを高める方法について提案する．計算機シミュレーションにより伝搬特性を評価し有効性を検討する．

第 5 章では，本研究で得られた成果をまとめ，今後の課題について述べる．

第 2 章 地上デジタル放送と中継技術

2.1 ISDB-T

現在の地上デジタル放送では、ARIB（社団法人電波産業会）の策定した標準規格である ISDB-T が用いられている [9, 10]. ISDB-T では OFDM を使用しており，マルチパスや移動体での受信に対して強い特徴をもつ．図 2.1 に地上デジタル放送信号の生成過程を示す．映像や音声，データ放送のコンテンツは情報源符号化部において，ディジタルデータへの変換及び圧縮が行われる．圧縮されたデータは多重化部で MPEG2 Systems 規格で規定されている多重化法のひとつであるトランスポートストリーム（TS:Transport Stream）により多重化される．TS はトランスポートパケットと呼ばれる 188 バイト固定長のパケットで構成されるストリームである．伝送路符号化部では，複数の TS 入力を再多重して 1 つの TS とし，サービスの意図に応じて階層ごとに伝送路符号化を行う．その後，周波数軸上への配置と多重を行い，一括して IFFT（Inverse Fast Fourier Transform）することで時間領域の 1 つの OFDM 変調波に変換して送信する．

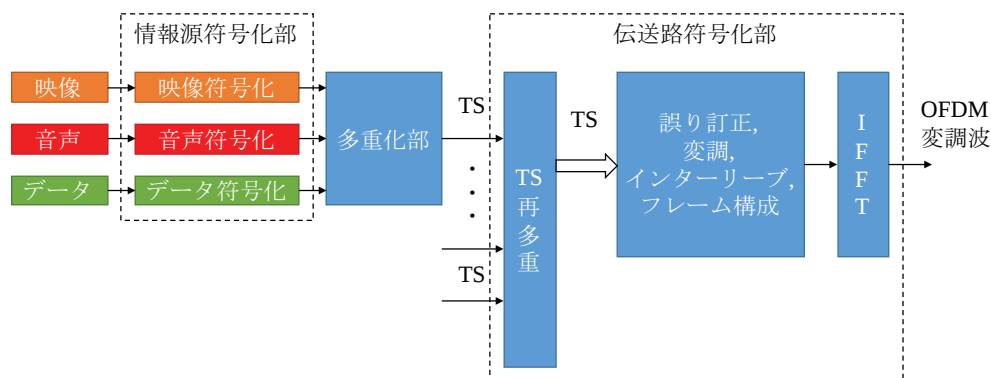


図 2.1 ISDB-T 方式の概要

送信信号のスペクトルは，図 2.2 のようにテレビ放送の 1 チャンネルに割り当てられた帯域幅 6MHz を 14 等分した OFDM ブロックを 13 個連ねて構成される（以下 OFDM ブロックを OFDM セグメントと呼ぶ）．地上デジタル放送では，OFDM セグメント幅単位でメディアに適した伝送パラメータを設定することができる．

ISDB-T 方式にはキャリア間隔の 3 つのモードがあり，モード 1 では 3.968kHz，モード 2 では 1.984kHz，モード 3 では 0.992kHz となっている．実際に NHK や民放キー局などではモード 3 が使用されており，固定受信用に 12 セグメント，移動体受信用に 1 セグメント（ワンセグ）を用いている．

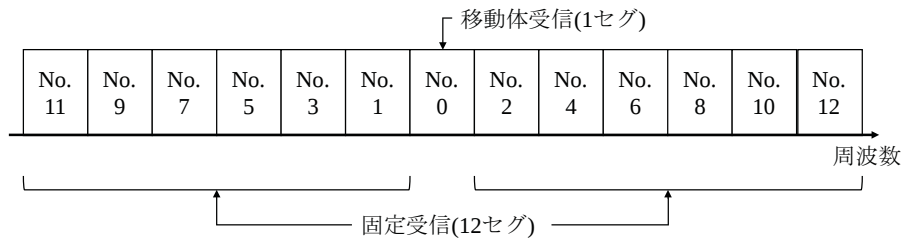


図 2.2 OFDM セグメントの周波数配置

2.2 光ファイバ無線

光ファイバ無線（以下 RoF）は電気信号を光信号に変換して光ファイバで伝送を行う技術である [12]–[14]．光ファイバを用いた伝送は，同軸ケーブルと比べて低損失で長距離伝送に向いており広帯域の伝送が可能である．従って，地下街などの電波不感地へ地上デジタル放送の中継を行うためのギャップフィラーとして用いられている．地上波中継に用いられるパススルー型の RoF の基本的な構成を図 2.3 に示す．この構成の RoF では変調方式に強度変調が用いられる．強度変調するための変調器には外部光変換器であるマッハツェンダー変調器（以下 MZM:Mach-Zehnder Modulator）が用いられる．MZM を用いた RoF は簡易な構成で遅延が少ない．強度変調の原理を図 2.4 に示す．強度変調はレーザダイオードなどの光源に変調電気信号を印加することで，変調された光信号を得る方式である．変調電気信号に用いた RF 信号の電圧振幅値が光信号の振幅変化となる．変調曲線の最も線形に近い点を動作点として，半端長電圧 V_{π} の範囲で動作する．得られた光信号の光変調度（OMI:Optical Modulation Index）は変調光信号の振幅値を平均光電力で割った値 P_{amp}/P_{ave} で表される．光変調度は MZM に入力される電気信号の振幅値に比例して大きくなるが，変調曲線が非線形であるため光変調度が

大きくなるほど非線形性が生じる．RF 信号はマルチキャリア信号であり，非線形性が生じるとキャリア間での相互変調歪（IMD:Intermodulation Distortion）が生じて信号が劣化する．従って，光変調度が適切になるように調整する必要がある．光信号から RF 信号への復調には線形なフォトディテクター（PD:Photodetector）による直接検波を行う．

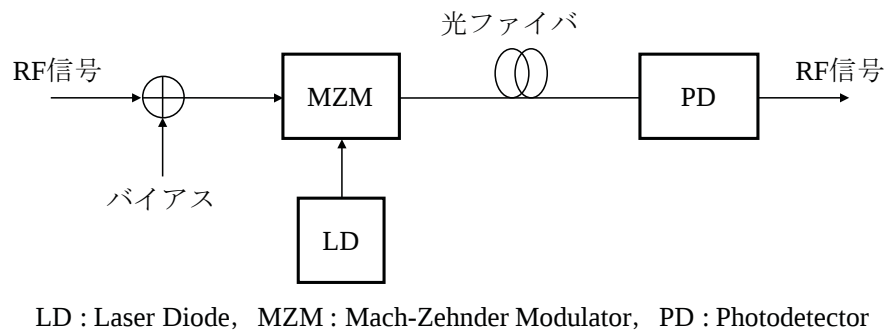


図 2.3 RoF の基本構成

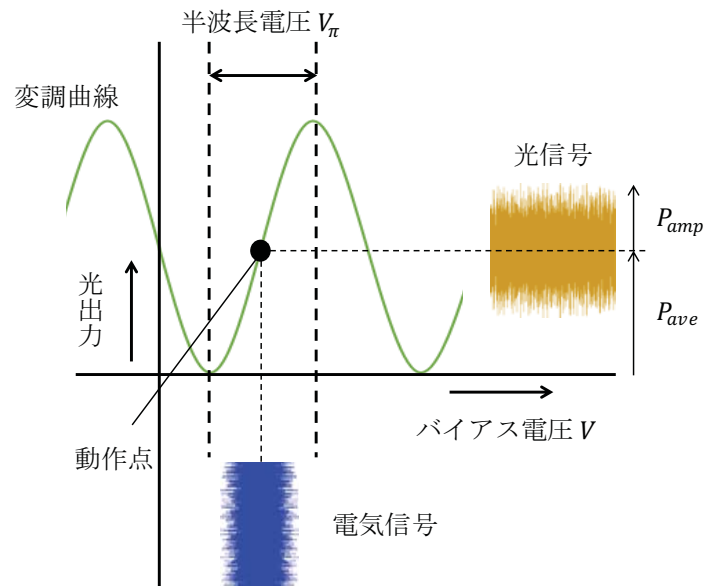


図 2.4 強度変調の原理

2.3 RoF 中継の導入例

RoF による地上デジタルテレビ放送波中継の導入例として，地下街などの電波遮蔽空間への再送信設備や山間部などの条件不利地への伝送設備がある [11, 12]．ここでは，地下街再送信設備の具体例を示す．2007 年度に大阪市の「なんばウォーク」と「ホワイティうめだ」へ再送信設備が導入されており，現在ワンセグ視聴が可能となっている．図 2.5 に地下街への再送信イメージを示す．送信局から送信された地上デジタルテレビ放送波は，まず，ビルの屋上に設置された固定受信アンテナで受信される．受信された信号は光信号に変換された後，RoF リンクを通じて地下街まで伝送される．地下街へ伝送された光信号は RF 信号へ変換され，地下街再送信アンテナから再放射される．再放射された信号を地下街の人々の端末によって受信することでテレビ視聴が可能となっている．

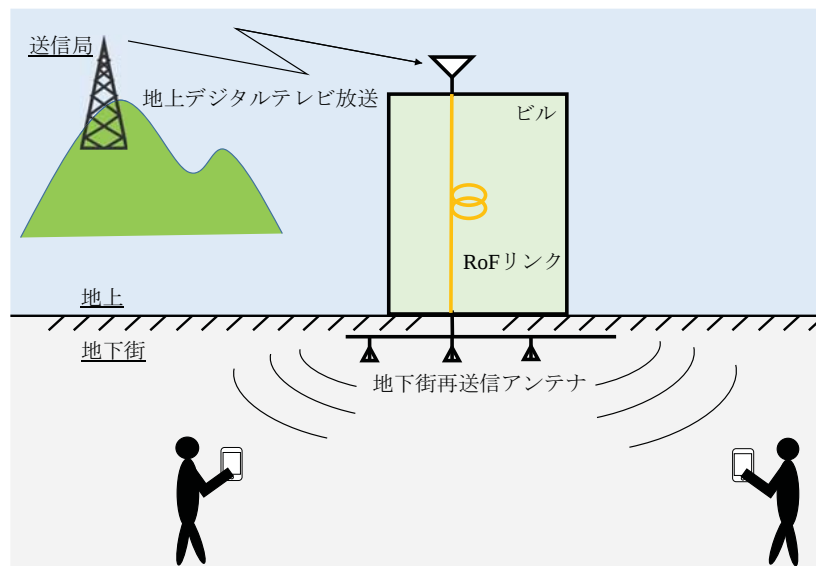


図 2.5 RoF を用いた地上デジタルテレビ放送の地下街再送信設備

2.4 RoF の伝送特性劣化要因

RoF による放送中継では，RF 信号から光信号への変換が必要である．光信号に変換する際に用いられる光変調器は非線形特性を持っており，マルチキャリア信号が入力されると相互変調歪が発生する．相互変調歪は入力信号の帯域内に妨害波として現れるため信号劣化の要因となる．この節では，相互変調歪発生の原理及び歪電力と入力信号の関係性について説明する．

相互変調歪とは，非線形特性をもつシステムに複数の信号が入力された場合に，入力周波数の組み合わせによって入力周波数と異なる周波数の信号が発生することをいう [15]．一般に信号はある周波数帯域にわたる多数の周波数の正弦波の合成として表され，放送に用いられる OFDM 信号も多数の周波数を含んだ信号である．簡素に表現するため 2 信号の場合の相互変調歪の配置を示すと図 2.6 のようになる．次数が偶数の場合は歪の周波数が入力周波数帯の偶数倍となるため，ベースバンド付近もしくは信号帯域外に歪が生じるため直接的な妨害になることは少ない．しかし，3 次相互変調歪の場合は入力信号帯域内に現れ妨害となるものが存在する．いま，式 (2.4.1) で表される f_1 ， f_2 ， f_3 という 3 つの周波数の信号が非線形シス

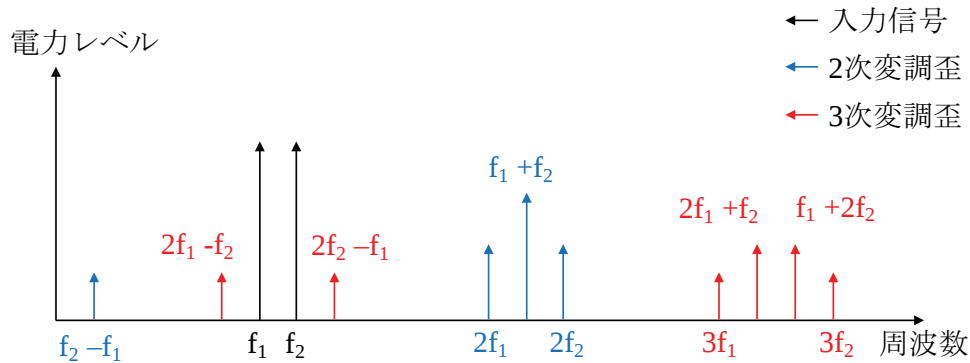


図 2.6 相互変調歪

テムに入力される場合を考えると，発生する相互変調歪の周波数 f_i は式 (2.4.2) となる．

$$s = A \cos 2\pi f_1 t + B \cos 2\pi f_2 t + C \cos 2\pi f_3 t \quad (2.4.1)$$

$$f_i = |lf_1 \pm mf_2 \pm nf_3|, (l, m, n \text{ は正の整数}) \quad (2.4.2)$$

$l + m + n$ を相互変調歪の次数といい、発生する相互変調歪は次数が低いほどレベルが高くなる。4 次以上の歪波を無視できるほど小さいとした時、非線形システムの入出力特性は式 (2.4.3) のようにテーラー展開した級数で表せる。 a_1 が線形成分の係数を表し、 a_2 以降の係数が非線形成分の係数を表す。

$$e = a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 \quad (2.4.3)$$

式 (2.4.1) を式 (2.4.3) 代入し計算した時の 3 次変調歪成分 IM3 は式 (2.4.4) で表される。

$$\begin{aligned} IM3 &= a_3(A \cos 2\pi f_1 t + B \cos 2\pi f_2 t + C \cos 2\pi f_3 t)^2 \\ &= \frac{a_3}{4}(A^3 \cos 6\pi f_1 t + B^3 \cos 6\pi f_2 t + C^3 \cos 6\pi f_3 t) \\ &\quad + \frac{3}{4}a_3 A^2 B [\cos 2\pi(2f_1 + f_2)t + \cos 2\pi(2f_1 - f_2)] \\ &\quad + \frac{3}{4}a_3 A^2 C [\cos 2\pi(2f_1 + f_3)t + \cos 2\pi(2f_1 - f_3)] \\ &\quad + \frac{3}{4}a_3 B^2 A [\cos 2\pi(2f_2 + f_1)t + \cos 2\pi(2f_2 - f_1)] \\ &\quad + \frac{3}{4}a_3 B^2 C [\cos 2\pi(2f_2 + f_3)t + \cos 2\pi(2f_2 - f_3)] \\ &\quad + \frac{3}{4}a_3 C^2 A [\cos 2\pi(2f_3 + f_1)t + \cos 2\pi(2f_3 - f_1)] \\ &\quad + \frac{3}{4}a_3 C^2 B [\cos 2\pi(2f_3 + f_2)t + \cos 2\pi(2f_3 - f_2)] \\ &\quad + \frac{3}{2}a_3 ABC [\cos 2\pi(f_1 + f_2 + f_3)t + \cos 2\pi(f_1 + f_2 - f_3)t \\ &\quad + \cos 2\pi(f_1 - f_2 + f_3)t + \cos 2\pi(f_1 - f_2 - f_3)t] \end{aligned} \quad (2.4.4)$$

3 次変調歪の内、入力信号の帯域内に現れる可能性のあるものは $2f_1 - f_2$, $2f_1 - f_3$, $2f_2 - f_1$, $2f_2 - f_3$, $2f_3 - f_1$, $2f_3 - f_2$, $f_1 \pm f_2 \mp f_3$ (複号同順) の成分となる。従って、2 つの周波数成分を含む 2 トーン及び 3 つの周波数成分を含む 3 トーンの歪が存在することとなる。ここで、 n 波のキャリアが周波数軸上に等間隔配置されている場合に 2 トーン及び 3 トーンの歪波が r 番目のキャリアに落ち込む数は式

(2.4.5) 及び (2.4.6) で表される [16].

$$N_2 = \frac{n}{2} - 1 - \frac{\{1 - (-1)^n\}(-1)^r}{4} \quad (2.4.5)$$

$$N_3 = \frac{r(n-r+1)}{2} + \frac{(n-3)^2 - 5}{4} - \frac{\{1 - (-1)^n\}(-1)^{n+r}}{2} \quad (2.4.6)$$

もし、式 (2.4.1) の入力信号の振幅値が $A=B=C=m$ である場合、 r 番目のキャリアに落ち込む歪の電力 P_r には式 (2.4.7) のような関係がある.

$$P_r \propto \left(\frac{3}{4}a_3m^3N_2 + \frac{3}{2}a_3m^3N_3 \right)^2 \quad (2.4.7)$$

上式より、歪電力の大きさには、非線形係数の大きさ a_3 と歪波の数に関係していることが分かる. 非線形係数を小さく抑えるためには、非線形システムへの入力電力をできるだけ小さくし線形に近い領域で動作させることが望ましい.

2.5 次世代地上デジタル放送の関連研究

NHK の 2015 年 8 月の技術報告 [1] では、2020 年以降の 8K 地上放送の実現に向けた基盤技術の研究が進められており、次世代の地上放送システムとして図 2.7 に示すようなサービスイメージで検討を進めていると述べられている. 現在の地上放送では 1 チャンネル 6MHz の帯域幅で、固定受信向けのハイビジョンサービス並びに移動体・携帯端末向けのワンセグのサービスが行われている. 2020 年から 2025 年ごろの開始を目標として検討が進められている次世代地上放送では、固定受信向けに 8K、移動体・携帯端末向けにハイビジョン (もしくは 4K) のサービスの実現を目指している. また、超多値 OFDM 変調技術 (~ 4096 QAM) や変調水平と垂直の両偏波を利用した偏波 MIMO 技術を用いることで現在の地上デジタル放送の 4 倍以上の伝送レートとなる 91.8Mbps を実現している. 2014 年には地上放送の伝送実験が行われている [2]. 実験場所は熊本県人吉市に設置した実験試験局で、27km の 8K 長距離地上伝送実験に成功している.

総務省により公表された「4K・8K ロードマップに関するフォローアップ会合 第二次中間報告」[8] では、上記の 2014 年に村落地域での長距離伝送実験や 2015 年

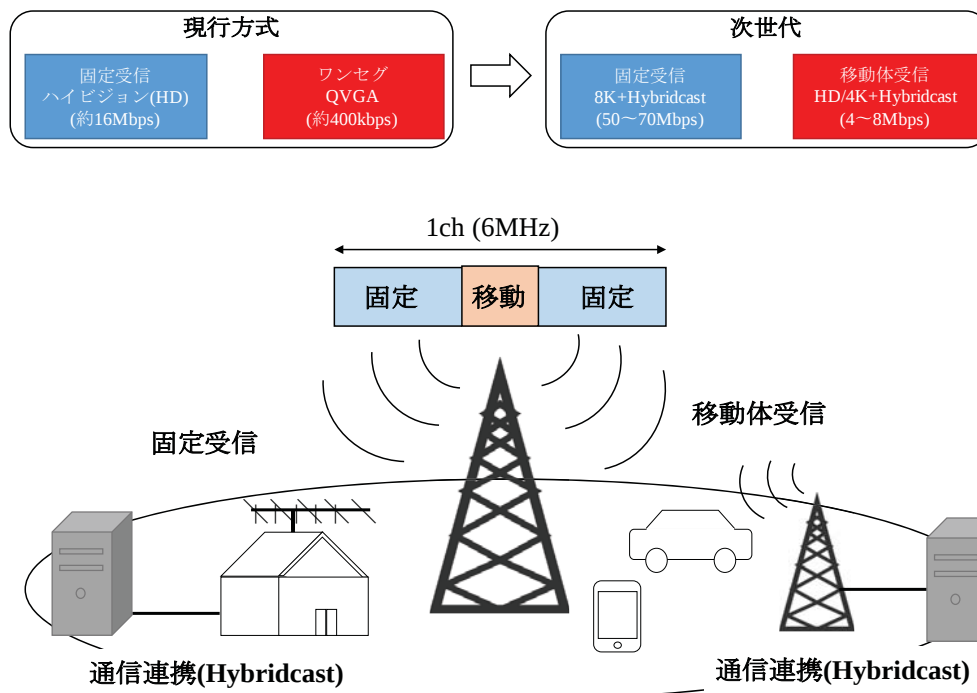


図 2.7 次世代地上放送システムのサービスイメージ

の東京で行われた伝送実験などの技術実証から、地上放送における 4K・8K の実現には技術やコスト等の面で解決すべき課題が多いと記されている。より効率的な伝送を実現するための総合的な研究開発を進め、都市部のパブリックビューイング向けの伝送実験等を検討することが必要であると述べられた。

NHK の 2016 年 8 月の技術報告 [3] においては、現行規格である ISDB-T を基本として、新たな技術を取り入れた次世代地上放送の暫定仕様が紹介された。ISDB-T と暫定規格の比較表を表 2.1 に示す。この報告では暫定仕様の中の SISO (Single-Input Single-Output) システムについて説明されており、その信号構造には以下のような特徴がある。

- OFDM 信号の帯域幅を ISDB-T より約 5 % 拡大
- FFT ポイント数が最大で ISDB-T の 4 倍まで増加
- セグメント数が 13 から最大 35 に増加
- パイロット間隔と変調多値数の選択肢の増加

表 2.1 暫定仕様 (SISO システム) の伝送パラメータ

		ISDB-T(モード 3)	暫定仕様		
FFT サンプル速度 [MHz]		512/63=8.13	512/81=6.32		
FFT ポイント数		8,192	8,192	16,384	32,768
セグメント数		13	最大 35		
セグメント帯域幅 [kHz]		429	167		
帯域幅 [MHz]		5.57	5.83		
キャリア総数		5,617	7,561	15,121	30,241
SP 比率 [%]		8.3	8.3, 4.2, 2.1		
キャリア変調方式		QPSK,(16,64)QAM	QPSK,(16,64,256,1024,4096)QAM		
有効シンボル長 [ms]		1.008	1.296	2.592	5.184
ガードインターバル比		1/4,1/8,1/16,1/32	1/4,1/8,1/16,1/32,1/64,1/128		
フレーム長 [ms]		231	292 ~ 363 (GI 比に応じて変化)		
誤り訂正符号	内符号	畳み込み符号	LDPC 符号		
	外符号	RS 符号	BCH 符号		

以上のような特徴により，伝送容量を増加するとともに柔軟なパラメータ設定を可能としている．ISDB-T では 1 チャンネルに割り当てられる帯域幅 6MHz の内 5.57MHz をデータ伝送に用いているが，暫定仕様では 5.83MHz に拡大することで伝送容量を増やしている．これはセグメント分割数を増やすことにより実現しており，帯域幅 6MHz を 36 分割し最大 35 セグメントを使用することで帯域幅が約 5 % 拡大する．セグメントを増やすことで各階層のビットレートを細かく調整できるようになり，ニーズに合わせたパラメータ設定が可能となる．ISDB-T では 13 セグメントの内，1 セグメントを移動体受信に割り当てていたが，暫定仕様では移動体受信用のセグメント数を調整することができる．また，FFT ポイント数を増やすことで OFDM 信号の有効シンボル長を長くすることができ，ガードインターバルを ISDB-T と同じ長さとした場合にシンボル全体の時間長に占めるガードインターバルの割合が小さくなるため伝送容量を最大で 7 % 拡大できる．その他にも，低密度のパイロット配置を用いることや，変調多値数を最大で 4096QAM まで設定

することにより伝送容量を拡大することができるようになっている。

暫定仕様の放送信号を RoF 中継する際の問題として 2 つ挙げられる。1 つ目はキャリア総数の増加に伴い非線形歪が増大する点である。相互変調歪は、非線形システムに入力されるキャリア数が多いほど歪波の数が増加することを述べた。暫定仕様は ISDB-T と比べサブキャリア数が最大で 5.38 倍となっており、光変調器での信号劣化も増大すると考えられる。2 つ目は変調多値数の増加により所要 CN 比が高くなる点である。変調多値数が増加するほど歪に対する耐性が小さくなるため、誤りなく伝送するには従来よりも高い CN 比を保つ必要がある。従って、暫定仕様の信号を RoF 中継するためには、相互変調歪による劣化に対処しつつ高い CN 比で伝送する必要がある。

第 3 章 超多値変調 OFDM 信号の受信特性評価

3.1 システムモデル

図 3.1 にシステムモデルを示す．このシステムは RoF を用いた基本的な中継システムの構成で，送信局から送信された放送信号を地下の移動体で受信する場合を仮定している．OFDM 信号は送信局から送信され，屋外の自由空間を伝搬する際にフェージングの影響を受ける．屋外に設置された固定受信アンテナにて OFDM 信号を受信し，E/O 変換器に入力する．E/O 変換器では RF 信号から光信号への変換を行う．E/O 変換器は非線形特性を持っており，光変調時に相互変調歪が生じる．光信号を光ファイバで地下まで伝送し，その後，O/E 変換器へ入力する．O/E 変換器は線形なフォトダイオードを用いると仮定し，光信号から RF 信号に変換する．変換後の RF 信号は地下の再放射用アンテナから地下空間へ再放射する．地下空間の伝搬によりフェージングの影響を受ける．最終的に，再放射された信号を地下の移動体端末によって受信する．

3.2 超多値変調 OFDM 信号の設計

3.2.1 超多値変調

現在の地上デジタル放送のキャリア変調方式では，固定受信用に 64QAM，移動体受信用に QPSK が用いられている．1つのサブキャリアの持つ情報量で表すとそれぞれ 6 ビットと 2 ビットとなる．これに対し，次世代ではより多くのデータレートを確保するために変調多値数を増やすことが考えられており，NHK の暫定規格では 1024QAM や 4096QAM を用いることが検討されている．このとき 1つのサブキャリアの持つ情報量は 10 ビット，12 ビットとなる．変調多値数を増やすほど信号のデータレートを高くすることができるが，所要 CN 比も高くなってしまいうため，正しく情報を伝送することは難しくなる．従って，関連研究では新しい符号化方式や不均一な信号点配置を採用するなど様々な手段が考えられている．この章では，次世代の移動体で必要とされるデータレートの最小値である 4Mbps を満たす変調多値数を採用した OFDM 信号を用いて，現行の中継システムを利用した

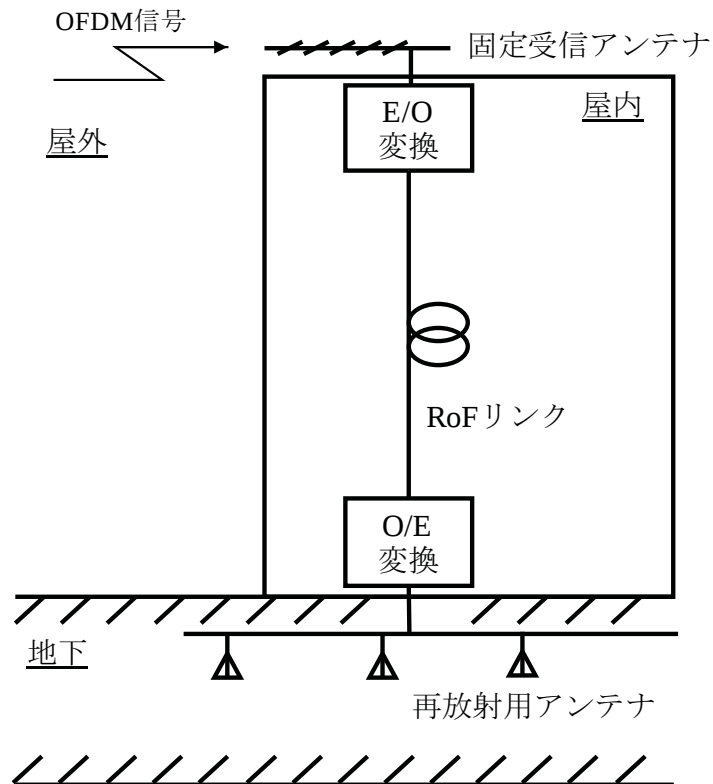


図 3.1 システムモデル

場合の課題と解決策について検討している。

3.2.2 信号生成

生成した超多値変調 OFDM 信号のパラメータを表 3.1 に示す。中心周波数には近畿広域圏の主要な 6 局（NHK 大阪教育，読売テレビ，朝日放送，毎日放送，関西テレビ，NHK 大阪総合）と同じ周波数を設定し，6 チャンネルの信号の合成波とする。1 つのチャンネルあたりの帯域幅は ISDB-T 規格と同じ 5.572MHz を割り当てた。1 チャンネルあたりの帯域幅を 13 に分割した内の 1 つ 432kHz を移動体用として用いる。また，次世代ではシンボル長を拡大することでデータレートを高めることも考えられている [2] ため，本検討では ISDB-T で採用していた 1ms に加え

4ms の信号も適用する．シンボル長 1ms の信号はサブキャリア間隔サブキャリア数を ISDB-T 規格と同様の値とし，シンボル長 4ms の信号はサブキャリア間隔を 1/4，サブキャリア数を 4 倍として単位時間あたりのサブキャリア数が 1ms の場合とほぼ同数となるようにした．キャリア変調方式については，次世代で必要とされている移動体受信の最小のデータレートである 4Mbps を満たす最小の変調多値数で変調を行う．移動体用の帯域 432kHz では，変調多値数を 1024QAM とすれば 1 サブキャリアのデータ量が 10 ビットとなり，下式のようにデータレート 4Mbps 以上を確保できる．

$$\text{データレート} = \frac{\text{帯域幅} \times 1 \text{ サブキャリアのビット数}}{\text{サブキャリア間隔} \times \text{シンボル長}} \quad (3.2.1)$$

$$\text{データレート (1ms)} = \frac{432 \times 10^3 \times 10}{0.992 \times 10^3 \times 1.008 \times 10^{-3}} = 4.32 \text{Mbps} \quad (3.2.2)$$

$$\text{データレート (4ms)} = \frac{432 \times 10^3 \times 10}{0.248 \times 10^3 \times 4 \times 10^{-3}} = 4.35 \text{Mbps} \quad (3.2.3)$$

ガードインターバル比は 1/16 とし，シンボル長 1ms と 4ms でガードインターバル比は共通にしている．シミュレーション上では共通としたが，シンボル長の長い信号はガードインターバル比を低く設定しても従来の 1ms の信号と時間軸上の長さを等しくすることができ，データレートを向上させることができる．もし，シンボル長 4ms の信号のガードインターバル比を 1/64 とした場合，シンボル長 1ms の信号に比べてデータレートを約 5 % 向上させることができる．

3.3 評価方法

地上デジタル放送波の品質評価基準として変調誤差比（MER:Modulation Error Ratio）を用いる．MER は式（3.3.1）で計算され，変調信号のコンスタレーションの原点から理想的なシンボル位置までの 2 乗の値を，復調直前の位置と理想的な位置の差（エラーベクトル）の 2 乗振幅で割った値である．これはシンボルの電力とエラーベクトルの電力の比を表し，CN 比と同等の値をとる．MER 値が大きいほどエラーベクトル電力が小さく信号品質が良いことを示す．

$$\text{MER} = 10 \log_{10} E \left[\frac{I^2 + Q^2}{(I - I') + (Q - Q')} \right] \text{ dB} \quad (3.3.1)$$

表 3.1 超多値変調 OFDM 信号のパラメータ

中心周波数 [MHz]	473, 479, 485, 491, 497, 539
帯域幅 [MHz/Ch]	5.572
帯域幅（移動体のみ） [kHz/Ch]	432
有効シンボル長 [ms]	1.008, 4
サブキャリア間隔 [kHz]	0.992, 0.248
サブキャリア数/Ch	5616, 22282
サブキャリア数（移動体のみ） /Ch	432, 1714
キャリア変調	1024QAM
物理データレート [Mbps]	4.32, 4.35
ガードインターバル比	1/16

$E[\]$ は平均を表す

I, Q :理想的なシンボル位置

I', Q' :復調直前のシンボル位置

超多値変調 OFDM 信号の場合，ISDB-T 規格の信号のサブキャリアを 1024QAM 変調しており，理想的なコンスタレーションは図 3.2 に示すような 32×32 のシンボル点配置になる．実際に受信して復調された信号ではこのシンボル位置が乱れた状態となっている．1024QAM 変調信号を誤り訂正後に擬似エラーフリーと見なすことのできる CN 比が約 37dB であることから，MER37dB を所要値とする．

3.4 シミュレーション構成

シミュレーション構成を図 3.3 に，諸元を表 3.2 に示す．モデル図において，(a) までの部分が屋外，(a) ～ (b) の部分が RoF，(b) ～ (c) の部分が地下のモデルを表す．屋外の伝搬路でのフェージングは ITU-R の Fix outdoor[17] というモデルを用いた．このモデルの遅延プロファイルは表 3.3 に示す通りで，送信側と受信側の双方が固定の場合のライスフェージングチャネルとなっている．直接波

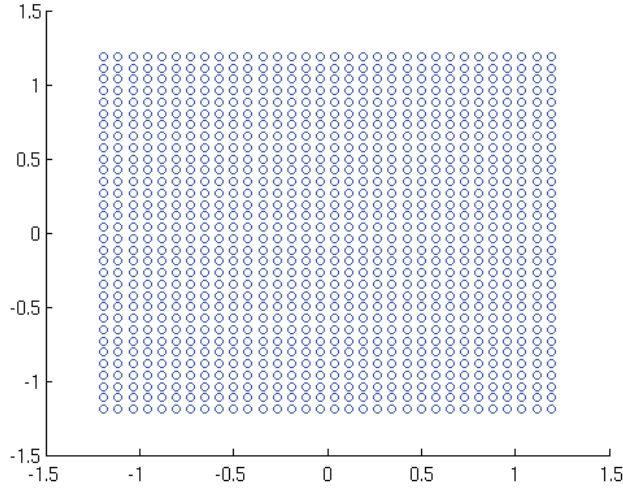


図 3.2 1024QAM のコンスタレーション

とパスの電力比であるライス係数は 11.4dB とした．屋外の固定受信アンテナでの受信時や増幅器などで生じる熱雑音は絶対温度 300K のホワイトガウスノイズ (AWGN: Additive White Gaussian Noise) を付加した．移動体帯域の切出処理は，E/O 変換器への入力信号のサブキャリア数が相互変調歪の量に関わるため，固定受信用の帯域を除いた時のパフォーマンスを見る目的でこの処理を挿入している．切出しを行う場合には，チャネルあたりの電力を切出し無しの場合と同じ電力になるよう増幅する．光中継モデルについては，MZM を用いた外部変調とフォトダイオードによる直接検波を行う．レーザダイオードの出力光電力は 1mW とし，表 3.2 の光変調曲線の式 [18] で強度変調を行う． $V\pi$ は半波長電圧， ϕ_b は変調器の位相バイアス定数， V は入力抵抗 50 Ω とした時の RF 信号の電圧振幅値を表している． V の振幅変動により変調された光信号が MZM 出力となる．変調光信号が光ファイバ内を伝送する時の損失は無いものと仮定する．光信号から RF 信号へ復調する際のフォトダイオードの O/E 変換効率は 0.9A/W とした．RoF の出力の RF 信号をチャネルあたり 1mW に増幅した後，再放射用のアンテナから送信し，パスロスとフェージングチャネルを経て移動体で受信する．パスロスは再放射用アンテナから移動体端末までの距離を 100m として計算している．フェージングチャネル

モデルは送信側は固定で受信側が歩行者の場合のチャネルモデルである ITU-R の Pedestrian Indoor[17] を用いた．このモデルの遅延プロファイルは表 3.4 に示すものであるが，ドップラーシフトを含まないブロックフェージングとして利用した．

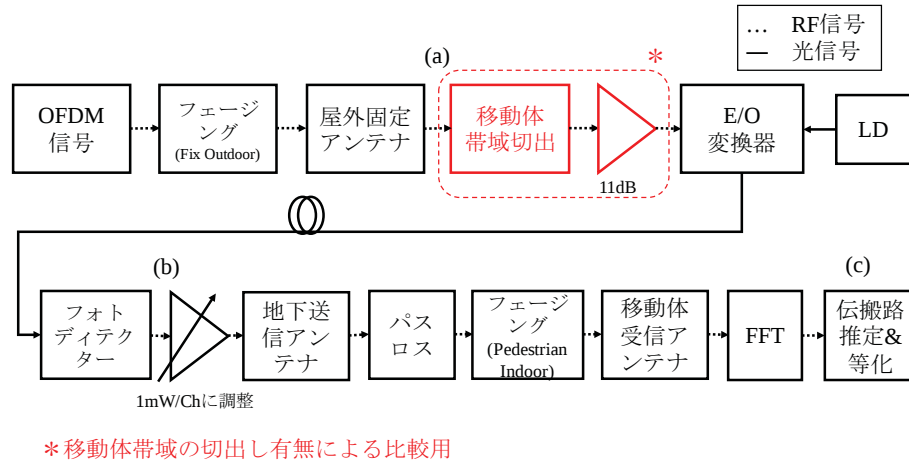


図 3.3 シミュレーションモデル

表 3.2 諸元

フェージング（屋外）	Fix outdoor[17]
フェージング（地下）	Pedestrian Indoor[17]
熱雑音	AWGN (T=300)
MZM 半波長電圧 V_{π} [V]	5
LD 光出力 [mW]	1
光変調曲線	$\frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{V}{V_{\pi}} + \phi_b \right) \right]$
O/E 変換効率 [A/W]	0.9
パスロス [dB]	66 (100m)
フェージングの等化方式	ゼロフォーシング

シミュレーションでは屋外固定アンテナで受信する OFDM 信号の平均電力を変化させ，等化後の信号の MER 特性を評価した．(a) での受信平均電力が E/O 変

表 3.3 平均電力遅延プロファイル (Fix outdoor)

タップ番号	遅延時間 [μs]	電力 [dB]	位相変移 [rad]
1	0	0	0
2	0.475	-16.71	0.363
3	0.645	-18.49	2.739
4	1.933	-18.64	-0.156
5	2.754	-21.01	-2.239
6	3.216	-19.74	-0.103

表 3.4 平均電力遅延プロファイル (Pedestrian Indoor)

タップ番号	遅延時間 [μs]	電力 [dB]	Fd[Hz]
1	0	0	1.69
2	0.1	-6.4	1.69
3	0.2	-10.4	1.69
4	0.4	-13.0	1.69
5	0.6	-13.3	1.69
6	0.8	-13.7	1.69
7	1.0	-16.2	1.69
8	1.6	-15.2	1.69
9	8.1	-14.9	1.69
10	8.8	-16.2	1.69
11	9.0	-11.1	1.69
12	9.2	-11.1	1.69

換器への入力電力に相当する.

3.5 シミュレーション結果

3.5.1 電力スペクトル密度とコンスタレーション

伝搬モデル通過前の生成直後の OFDM 信号の電力スペクトル密度及びコンスタレーションを図 3.4 に示す。使用している帯域は 470MHz~542MHz で 1 チャネルあたり 5.572MHz の信号 6 チャネル分の合成波である。伝搬路モデルを通過後の移動体端末で受信された状態の信号の電力スペクトル密度及び等化後のコンスタレーションを図 3.5, 3.6 に示す。図 3.5, 3.6 は屋外固定アンテナにおける受信平均電力-60dBm, シンボル長 4ms の時の結果で、それぞれ移動体受信用の帯域を切出しを行わなかった場合と切出しを行った場合の結果を示している。サブキャリア数は切出し無しの場合が 22282/Ch で切出し有りの場合が 1714/Ch である。生成直後の信号のスペクトルと比較すると、伝搬モデル通過後の信号のスペクトルでは使用している帯域の内外に成分が現れている。平坦になっている部分は雑音の成分で、平坦な部分より大きい成分が光変調時に生じる相互変調歪によるものである。移動体帯域の切出しの有無に関わらず相互変調歪が生じていることが分かる。使用帯域の外にも歪成分が生じているため、歪が生じている帯域に何らかのサービスが利用されている場合、この歪が妨害波となってしまう。また、切出し無しの場合の各チャネルのスペクトルと隣接した帯域の雑音 + 非線形成分の差が 20dB 前後であるのに対し、切出し有りの場合は 23dB 前後になっているため、切出しを行なった場合の方が相互変調歪に対する余裕度は大きいことが読み取れる。コンスタレーション図を見ると、切出し無しのものは中央付近のシンボル点は隣接するシンボル点との境目が判断できるが、外側のシンボル点はばらつきが大きく隣接するシンボル点の領域までずれ込み境目が判断できなくなっている。切出し有りの方は中央だけでなく外側のシンボル点についても隣接する信号点との境界を区別することができる。以上より、移動体帯域の切出しを行なった信号の方が受信時に信号品質を高く保つことができ、相互変調歪の量が切出しの有無と関係があると考えられる。

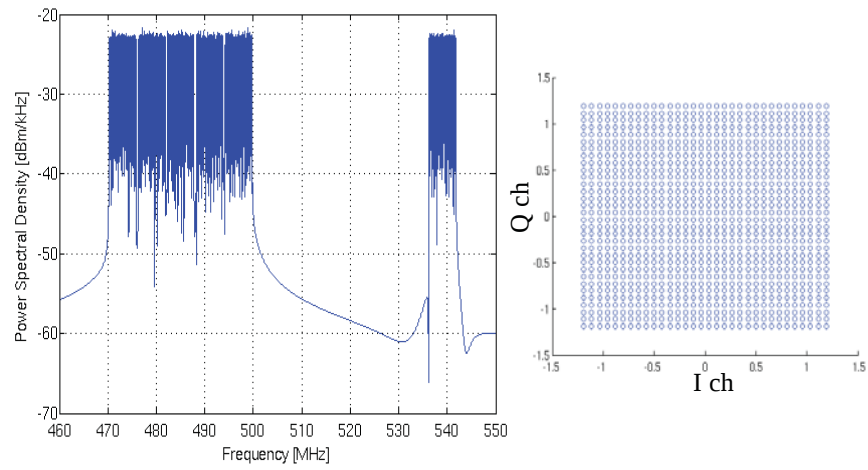


図 3.4 図 3.3 「OFDM 信号」ブロックにおける OFDM 信号

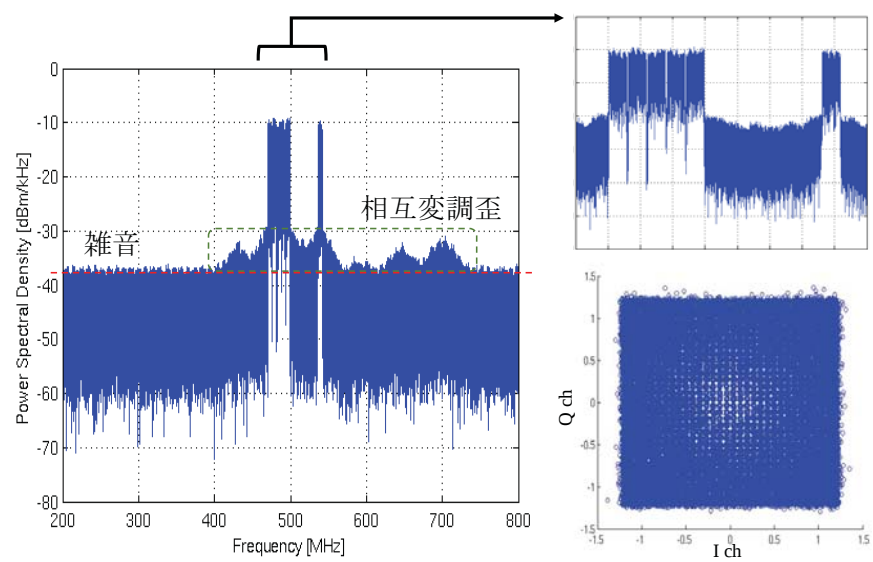


図 3.5 図 3.3 (c) 点における OFDM 信号 (切出し無し)

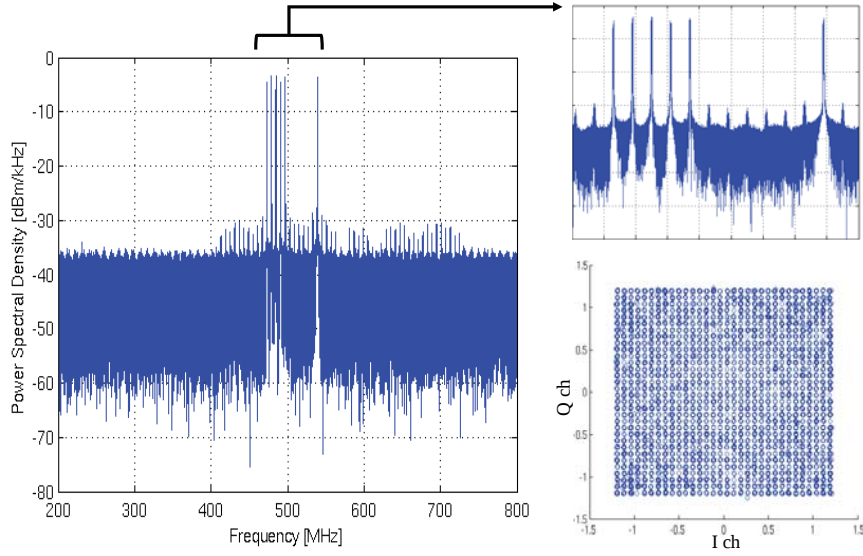


図 3.6 図 3.3 (c) 点における OFDM 信号 (切出し有り)

3.5.2 MER 特性

E/O 変換器に入力される RF 信号の平均電力と NOMI (Normalized Optical Modulation Index) の関係について図 3.7 に示す. NOMI は RF 信号の平均電圧振幅及び E/O 変換器の半波長電圧により決定される. 尚, E/O 変換器の入力抵抗は 50Ω としている. RF 信号 $s(t)$ の電圧振幅値 v は下式のように表される.

$$\text{RF 信号平均電力 } p = \frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt \quad (3.5.1)$$

$$v = \sqrt{pR} \quad \text{ただし } R = 50\Omega \quad (3.5.2)$$

NOMI は式 (3.5.3) によって定義される.

$$\text{NOMI} = \frac{\text{RF 信号の平均電圧振幅 } v}{\text{半波長電圧 } V\pi/2} \quad (3.5.3)$$

シミュレーションでは屋外の固定受信アンテナ (a) で受信した RF 信号の平均電力が E/O 変換機への入力電力に相当し, 入力電力が大きくなるほど光信号の変調度も大きくなる.

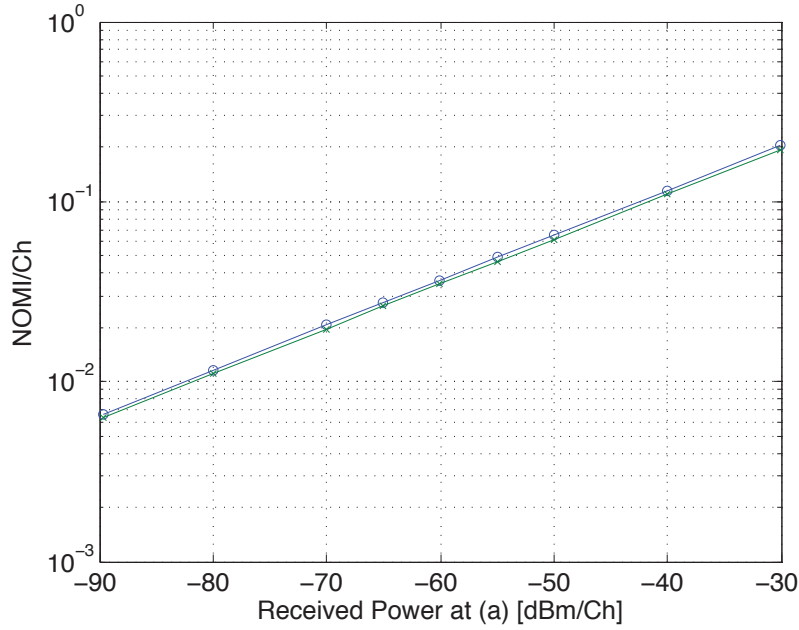


図 3.7 RF 信号電力と NOMI の関係

図 3.3 中の固定受信アンテナ (a) における受信電力を $-90\text{dBm} \sim -30\text{dBm}$ の範囲で変動させ、RoF 出力信号 (b) と移動体受信信号 (c) の MER を式 (3.3.1) により算出した。まず、図 3.8 にシンボル長 4ms の信号を用いた時の図 3.3 (b) 点における MER を示す。切出し無しの場合は RoF への入力電力 $-75 \sim -55\text{dBm}$ の範囲で 37dB 以上となり、切出し有りの場合は $-80 \sim -50\text{dBm}$ の範囲で 37dB 以上となっている。また、全範囲において切出し有りが MER が高くなっており、所要値以上となる範囲（以下 ダイナミックレンジ）も約 10dB 拡大している。特性が改善されている 1 つ目の理由としては、固定に割り当てられた帯域を取り除いた分の電力を移動体用の信号に充てていることが考えられる。2 つ目の理由としては、 $-65 \sim -30\text{dBm}$ の非線形歪の支配下において、より特性が改善されていることから、非線形歪が軽減されていることが考えられる。これは、切出しによって OFDM 信号内のサブキャリア数を $1/13$ に減らすことができ、相互変調歪の量も減らすことができるためである（後述）。次に、図 3.9 にシンボル長 4ms の信号を用いた時の図 3.3 (c) 点における MER を示す。切出し無しの場合は所要値を満たすことができ

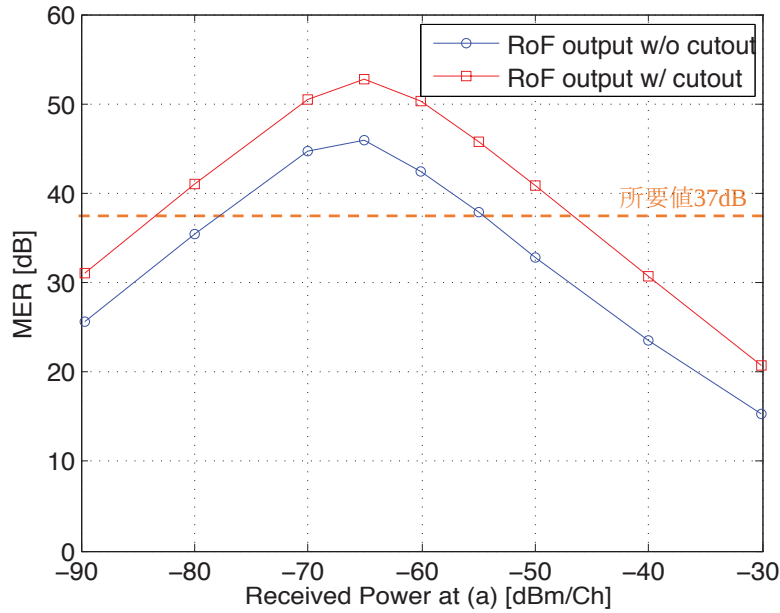


図 3.8 図 3.3 (b) 点における MER 特性 (シンボル長 4ms)

ていない．非線形歪による劣化が多い信号に移動体チャネルによる劣化が加わったことで所要以下の MER となっている．切出し有りの場合は-75~-55dBm の範囲で 37dB 以上となり所要を満たすことができている．以上の結果より，切出しを行い，RoF への入力電力を調整すれば中継が可能であると言える．

次に，シンボル長が異なる場合の特性の比較を行う．図 3.10, 3.11 にシンボル長 4ms の信号と 1ms の信号の図 3.3 (b) 点における MER を示す．図 3.10 の切出し無しの場合の特性では，-90~-70dBm の範囲ではシンボル長の違いによる特性差はほとんど無く，-70dBm 以上となるとシンボル長 4ms の信号の方が特性が悪くなっている．-50dBm の時に最も差が大きく，5dB 程度の差が生じている．しかし，図 3.11 の切出し有りの特性では入力電力が大きくなってもシンボル長の違いによる特性差は見られない．OFDM 信号内のサブキャリア数を比較すると，シンボル長 4ms の信号は 22282 (切出し後 1714) /Ch，シンボル長 1ms の信号は 5616 (切出し後 432) /Ch である．シンボル長 4ms の信号を全帯域分 RoF へ入力した場合に MER の劣化が大きくなっていることから，サブキャリア数が非線形歪の量に関

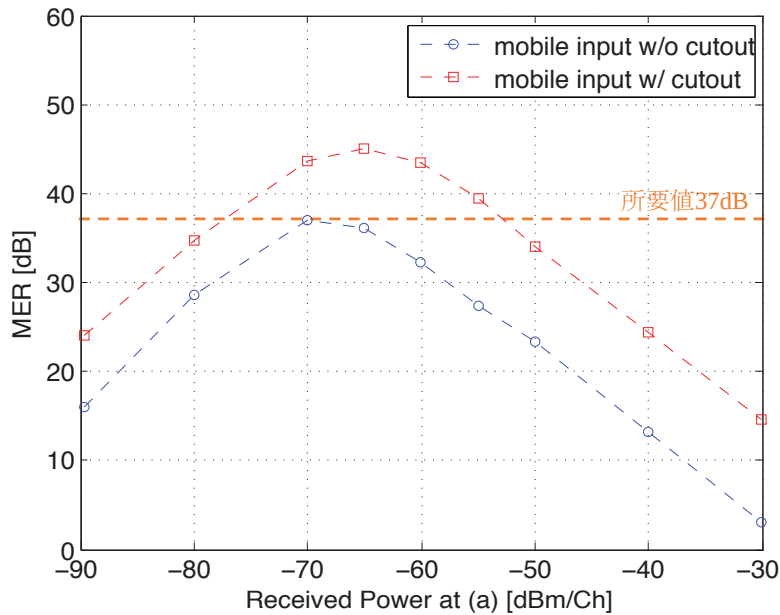


図 3.9 図 3.3 (c) 点における MER 特性 (シンボル長 4ms)

わっていることが分かる。

次に、図 3.12, 3.13 にシンボル長 4ms の信号と 1ms の信号の図 3.3 (c) 点における MER を示す。図 3.12 の切出し無しの特長ではシンボル長の長さに関わらず所要を満たしておらず、中継不可であることが分かる。図 3.13 の切出し有りの特長ではシンボル長 4ms と 1ms のどちらの信号でもダイナミックレンジが-75~-55dBm となっていることが分かる。しかし、所要値以上の時の特長を比較するとシンボル長 4ms の信号の方が MER が大きくなっている。図 3.11 の RoF 出力特長はほぼ同じであるため、移動体チャネルによる劣化の量が異なっていると考えられる。このような結果が得られた理由として、シンボル長 4ms の信号の方がシンボル間隔が狭く、ガードインターバル長も長いいためマルチパスフェージングに強くなっていることが考えられる。

以上の結果より、移動体帯域の切出しを行うことによって非線形歪を減らすことができることを示した。またシンボル長を長くすることによってマルチパスフェージングに対して強い信号にすることができることを示した。変調多値数を増やす方

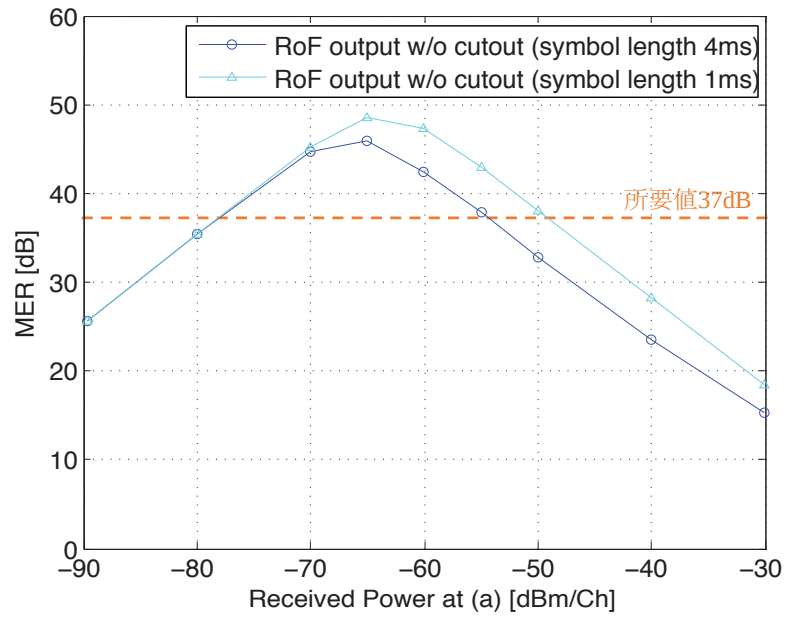


図 3.10 図 3.3 (b) 点における MER 特性の比較 (切出し無し)

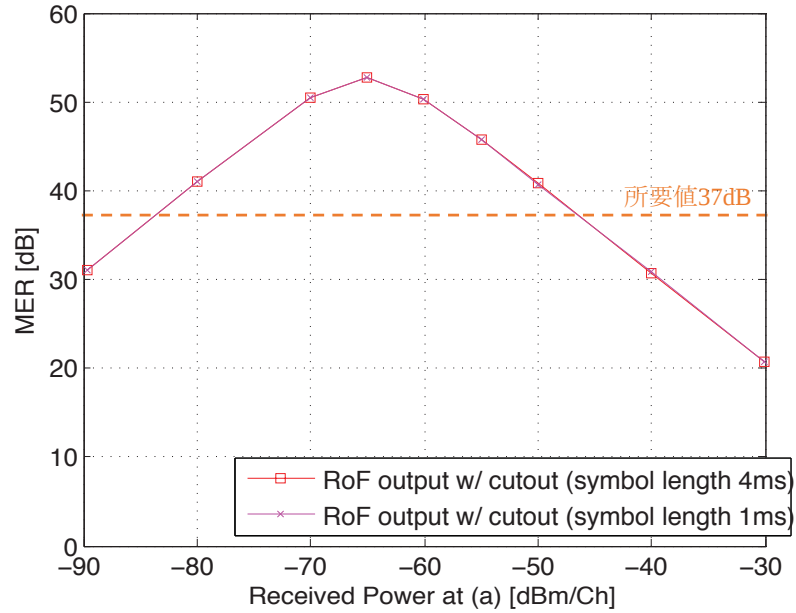


図 3.11 図 3.3 (b) 点における MER 特性の比較 (切出し有り)

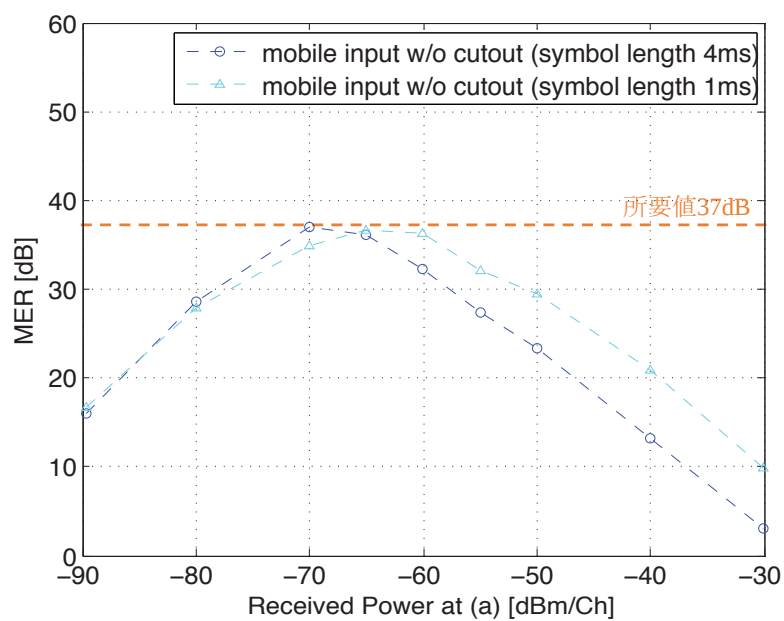


図 3.12 図 3.3 (c) 点における MER 特性の比較 (切出し有り)

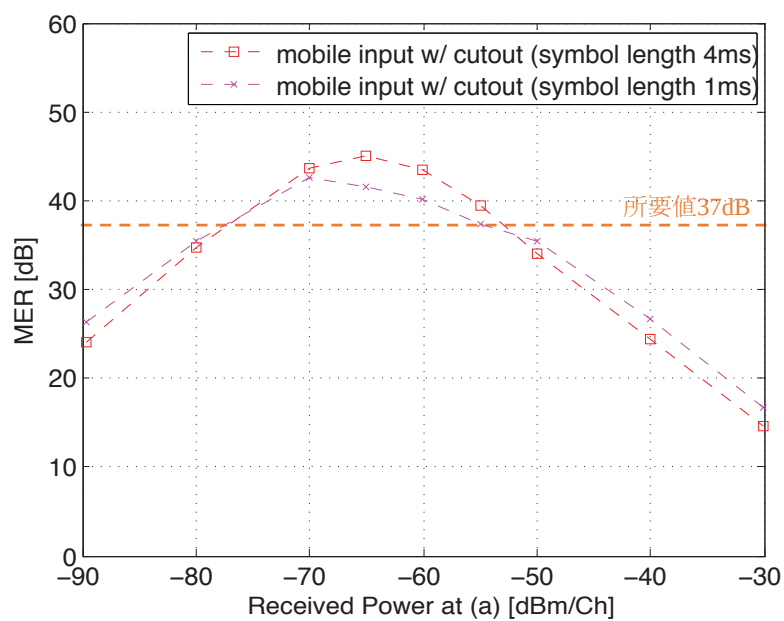


図 3.13 図 3.3 (c) 点における MER 特性の比較 (切出し有り)

法によって次世代地上デジタル放送を中継する場合、シンボル長を長くし、帯域切出しを行うことで、高品質伝送が可能である。

3.5.3 サブキャリア数と非線形歪の関係について

シミュレーション結果より、RoF へ入力する信号の内包するサブキャリア数が非線形歪に関係することを述べた。ここでは、シミュレーションに用いたサブキャリア数が 5616/Ch (シンボル長 1ms) の信号と 22282/Ch (シンボル長 4ms) の信号で計算上どのくらい歪の量に差があるのか比較を行う。条件として、RoF へ入力する信号のキャリア振幅が全て等しく、1 チャネルの信号のみであるものとする。それぞれの信号内のキャリアの内、ほぼ中央に位置するキャリア (2808, 11141 番目) へ落ち込む 2 トーン及び 3 トーンの歪の数を式 (2.4.5), (2.4.6) から求めると下式のようになる。

$$D1_{N2} = 2807 \quad (5616 \text{ サブキャリア, 2 トーン歪数}) \quad (3.5.4)$$

$$D1_{N3} \approx 1.58 \times 10^7 \quad (5616 \text{ サブキャリア, 3 トーン歪数}) \quad (3.5.5)$$

$$D4_{N2} = 11140 \quad (22282 \text{ サブキャリア, 2 トーン歪数}) \quad (3.5.6)$$

$$D4_{N3} \approx 2.48 \times 10^8 \quad (22282 \text{ サブキャリア, 3 トーン歪数}) \quad (3.5.7)$$

サブキャリア 5616/Ch の信号と約 4 倍のサブキャリアを内包する 22282/Ch の信号の平均電力が等しい時、22282/Ch のサブキャリアあたりの電力は 5616/Ch の信号と比べ約 1/4 である。これを考慮して、式 (2.4.7) の関係を用いて両者のサブキャリアと帯域内に落ち込む歪の平均電力の比を計算すると下式となる。

$$\frac{C_1}{N_{D1}} = \frac{1}{(\frac{3}{4}D1_{N2} + \frac{3}{2}D1_{N3})^2 \frac{1}{5616}} \approx \frac{1}{9.97 \times 10^{10}} \quad (3.5.8)$$

$$\frac{C_4}{N_{D4}} = \frac{\frac{1}{4}}{(\frac{3}{4}(\frac{1}{2})^3 D4_{N2} + \frac{3}{2}(\frac{1}{2})^3 D4_{N3})^2 \frac{1}{22282}} \approx \frac{1}{3.88 \times 10^{11}} \quad (3.5.9)$$

式 (3.5.8) と式 (3.5.9) を比較すると、サブキャリア数 5616/Ch の信号の方が 3.89 倍大きな値になることが分かる。デシベルで表すと、サブキャリア数 5616/Ch の信号の方が 5.9dB 高くなる。この値は CN 比に相当するため、MER においても

5.9dB の差が生じると言える．シミュレーションでは 6 チャンネルの信号を伝送しており，周波数配置も全て等間隔になっていないため算出値は近似値である．しかし計算上の結果とシミュレーション結果の傾向が一致しているため，サブキャリア数を多くするほど非線形歪が多くなると言える．従って，移動体帯域の切出しを行った際に特性が改善されたのは RoF へ入力されるサブキャリアの総数が少なくなったためであると考えられる．

第 4 章 LDM-OFDM 信号の受信特性評価

4.1 LDM-OFDM 信号の設計

4.1.1 LDM について

LDM (Layered Division Multiplexing) は米国の次世代地上デジタルテレビの規格である ATSC3.0 において採用されている方式である [19]。近年では、日本の次世代地上放送の規格にも取り入れることが検討されている。図 4.1 に LDM による階層分割の概念を示す。LDM は上位階層 (UL:Upper Layer) と下位階層 (LL:Lower Layer) の 2 つの階層間の電力比を調整し重畳することにより多重化する方式である。階層間の電力比はインジェクションレベル (IL:Injection Level) によって調整する。LDM を用いると、固定受信用と移動体受信用の信号をセグメントに分割することなくチャンネル毎に割り当てられた周波数帯域と時間を共用して伝送することができる。LDM-OFDM 信号が受信された際の信号復調は、まず上位階層の信号が復調され、受信信号から上位階層の成分を差し引くことで下位階層の信号が復調される。従って、下位階層は上位階層が復調される際に雑音と同様の扱いとなる。IL を大きくするほど上位階層の復調が容易になり、下位階層の復調は困難となるため、放送サービスを行う環境によって IL を適度に調整することが必要である。また、上位階層の所要 CN 比は IL 未満の値とする必要があるため、変調多値数の少なく所要 CN 比の低い信号を割り当てる。よって、上位階層で移動体受信用の信号を伝送し、下位階層で固定受信用の信号を伝送することが想定されている。

4.1.2 信号生成

LDM を用いた OFDM 信号のパラメータ及び LDM の変調過程を表 4.1 及び図 4.2 に示す。中心周波数、帯域幅、シンボル長、サブキャリア数、ガードインターバル比は超多値変調 OFDM 信号のパラメータと同様の値とした。上位階層と下位階層のキャリア変調方式は、ISDB-T 規格における移動体用と固定受信用の信号の変調方式として採用されている QPSK と 64QAM をそれぞれ適用した。IL の設

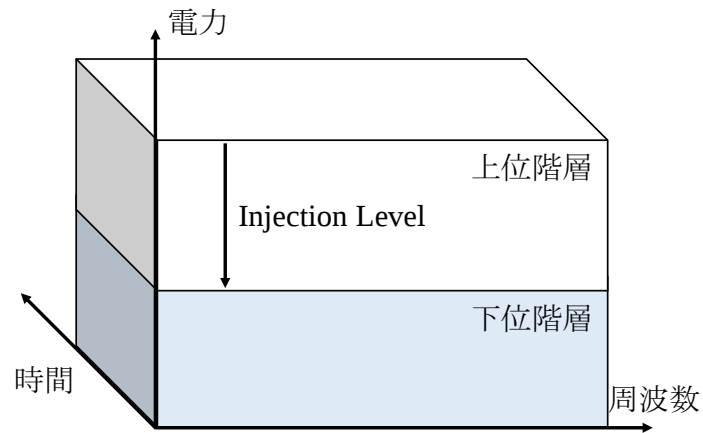


図 4.1 LDM の概念図

定については，LDPC 符号を用いた QPSK 変調信号の所要 CN 比 [2] が約 5dB であることを考慮して 5dB 及び 6dB とした．LDM の変調方法については，上位階層と下位階層のそれぞれのビット列を生成しキャリア変調を行なった後に，下位階層の電力を IL によって調整した後に合成している．合成後は正規化を行い通常の OFDM 変調と同様の手順で信号を生成した．

表 4.1 LDM-OFDM 信号のパラメータ

中心周波数 [MHz]	473, 479, 485, 491, 497, 539
帯域幅 [MHz/Ch]	5.572
シンボル長 [ms]	1.008, 4
サブキャリア間隔 [kHz]	0.992, 0.248
サブキャリア数/Ch	5616, 22282
IL[dB]	5, 6
キャリア変調	UL:QPSK, LL:64QAM
物理データレート [Mbps]	UL:11.1, LL:33.4
ガードインターバル比	1/16

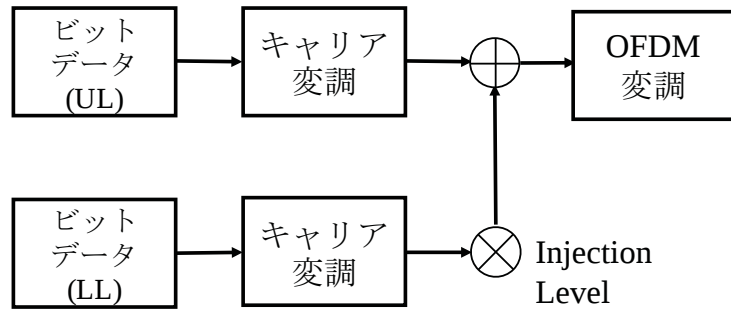


図 4.2 LDM の変調過程

4.2 評価方法

LDM-OFDM 信号を用いた場合でも超多値変調 OFDM 信号の場合と同様に MER によって評価を行う．IL を 5dB とした時の LDM-OFDM 信号の理想的なコンスタレーションを図 4.3 に示す．UL+LL の点が実際のシンボル配置を表し，UL のみの点が上位階層のみの場合の理想的なシンボル位置を表している．上位階層の QPSK 信号のシンボルの上に下位階層の 64QAM のシンボルが配置されているような状態となっている．MER を 3.3.1 によって計算する際には，理想的なシンボル点は上位階層のみの点を用いて，復調直前のシンボル位置には上位階層＋下位階層のシンボルに歪などが加わったものを用いる．各象限に存在しているシンボル点が他の象限にずれ込むと誤りとなる．本研究では移動体用の信号伝送に用いる上位階層についてのみ評価を行う．所要 MER は LDPC 符号を用いた QPSK 信号の CN 比が 5dB あれば誤り訂正後に擬似エラーフリーとなるため，5dB 以上に設定する．

4.3 シミュレーション構成

シミュレーション構成を図 4.4 に示す．超多値変調 OFDM を用いたシミュレーションとの違いは，まず OFDM 信号を生成する前段階として LDM 変調の手順が増えた点，移動体帯域の切出し処理を削除した点である．IL について 5, 6dB の 2 通り，シンボル長について 1ms, 4ms の 2 通りのそれぞれ 4 通りの条件でシミュ

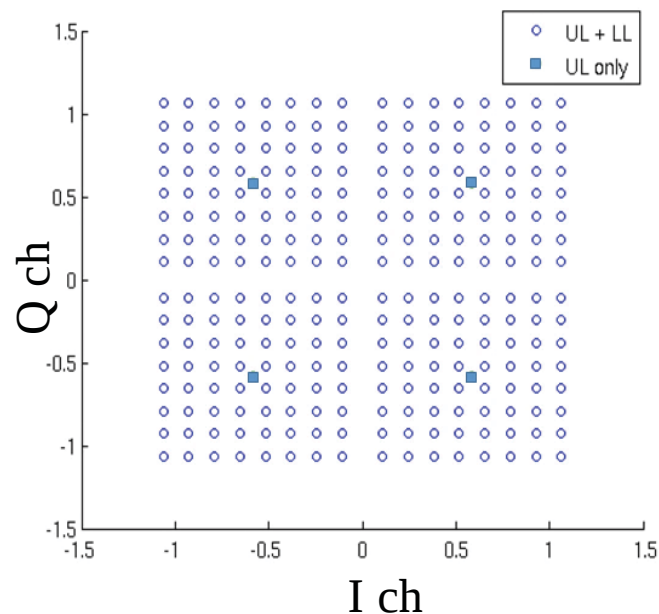


図 4.3 LDM-OFDM のコンスタレーション (IL=5dB)

レーションを行なった。シミュレーションの諸元は 3.2 に示す通りである。

4.4 シミュレーション結果

4.4.1 電力スペクトル密度とコンスタレーション

LDM-OFDM 信号生成直後の電力スペクトル密度及びコンスタレーションを図 4.5 に示す。また、伝搬路モデル通過後の移動体端末で受信された状態の信号の電力スペクトル密度及び等化後のコンスタレーションを図 4.6 に示す。これは屋外固定アンテナにおける受信平均電力-60dBm, シンボル長 4ms, サブキャリア本数 22282 本/Ch, IL=5dB の時の結果である。使用帯域は超多値変調 OFDM の時と同様に 470~542MHz となっており、スペクトル図における使用帯域外の平坦な成分は雑音の成分を表している。雑音のスペクトルよりも大きな成分が非線形歪によるものである。スペクトル図上で使用帯域の内側だけでなく外側にも非線形歪が生

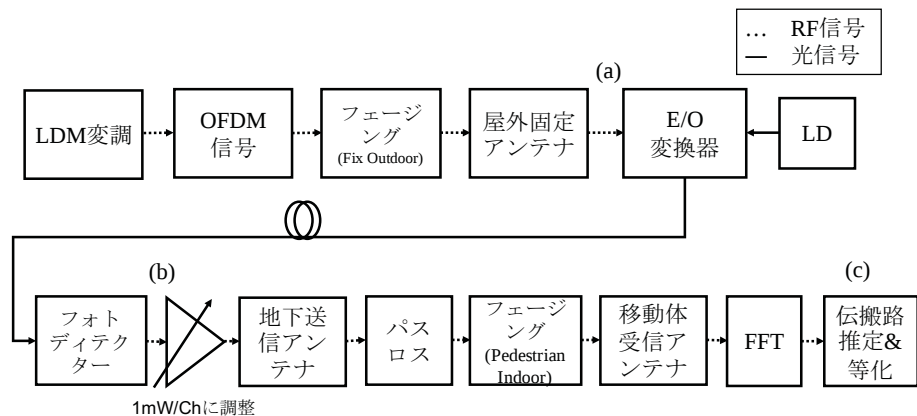


図 4.4 シミュレーションモデル

じていることが分かる。コンスタレーションに関しては、各象限に 8×8 のシンボルが存在しているが、これらのシンボル点が象限の境目を超えなければ上位階層の信号が正しく復調される。図に示しているものは各象限に存在する下位階層のシンボル点が全て象限内に収まっているため上位階層のみに着目すれば正しく受信できていることが推察できる。ただし、下位階層の信号については、外側のシンボル点が隣接するシンボルの領域にずれ込んでいるため誤りが生じていると考えられる。

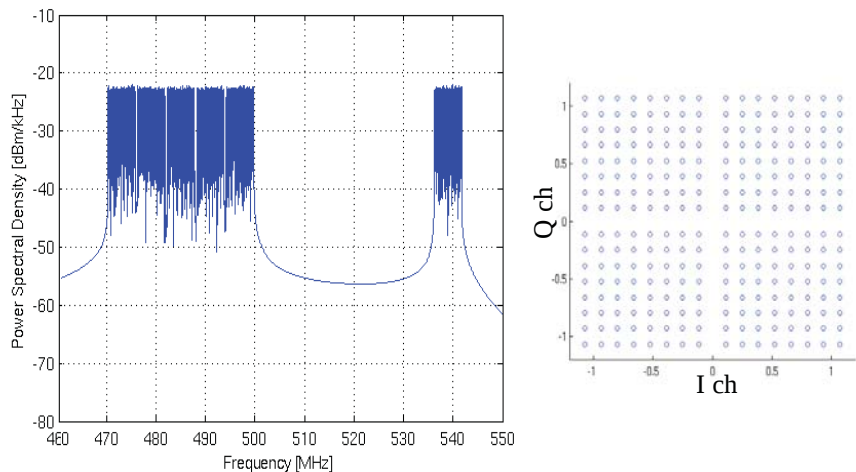


図 4.5 図 4.4 「OFDM 信号」ブロックにおける OFDM 信号

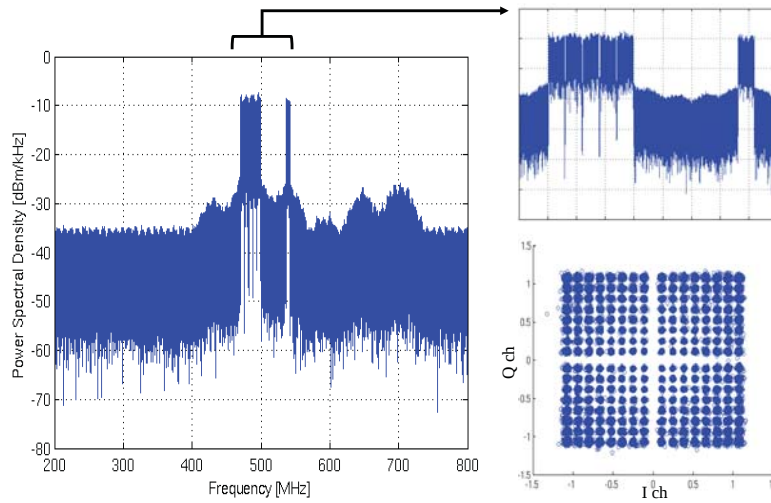


図 4.6 図 4.4 (c) 点における OFDM 信号 (IL=5dB)

4.4.2 MER 特性

シミュレーションでは、超多値変調を用いた場合と同様に、図 3.3 中の固定受信アンテナ (a) における受信電力を -90dBm ~ -30dBm の範囲で変動させ、RoF 出力信号 (b) と移動体受信信号 (c) の MER を式 (3.3.1) により算出した。まず、図 4.7 にシンボル長 4ms の信号を用いた時の図 4.4 (b) 点における MER を示す。RoF 出力の結果では、IL が 5dB の場合と 6dB の場合のどちらにおいても、ほぼ一定の MER となっていることが分かる。また、それぞれの IL の値で頭打ちとなっている。図 4.6 に示したように、伝搬モデル通過後の信号のコンスタレーションは、各象限に存在する 64QAM のシンボル点 (下位階層の信号) にズレが生じている状態となっている。上位階層を復調する際には、それぞれの 64QAM のシンボル点の中心に復調されるため、IL で設定した値より小さいエラーベクトル電力であれば、MER 値は IL とほぼ同値になると推測できる。エラーベクトル電力が下位階層の信号電力以上となった時に MER が減少すると考えられる。次に、図 4.8 にシンボル長 4ms の信号を用いた時の図 4.4 (c) 点における MER を示す。移動体受信された状態では -90 ~ -50dBm の範囲では所要を満たしており、RoF 出力特性と同様に IL で頭打ちとなっている。従って、RoF への入力電力が -50dBm 以下の時、非線

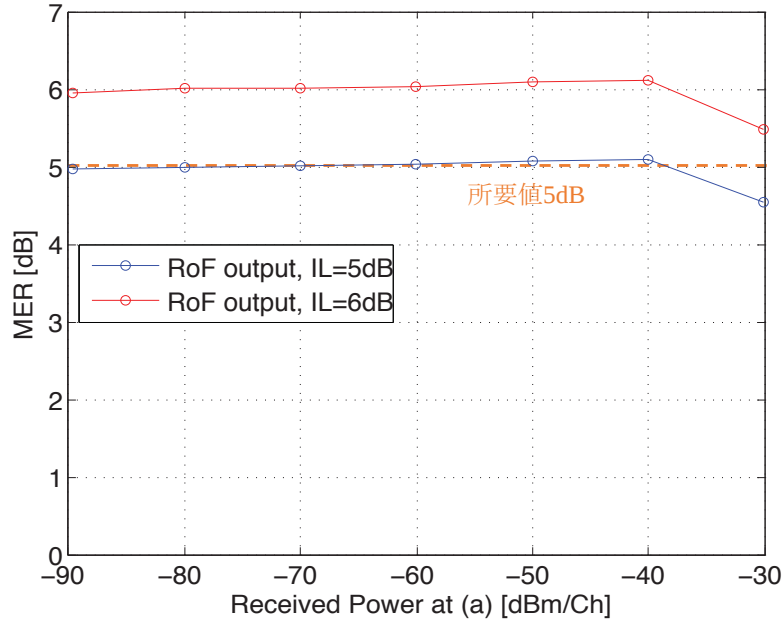


図 4.7 図 4.4 (b) 点における MER 特性 (LDM, シンボル長 4ms)

形歪による劣化と移動体チャネルによる劣化を合わせたエラーベクトル電力が下位階層の電力以下に収まっていると考えられる。-40~-30dBm の範囲では MER の劣化が特に大きくなっており、所要を下回っている。これは、非線形歪によって歪んだ信号がフェージングによりさらに劣化し、エラーベクトル電力が下位階層の電力を上回っているためであると考えられる。

次に、シンボル長の異なる場合の比較を行う。図 4.9 にシンボル長 4ms の信号と 1ms の信号の図 4.4 (b) 点における MER を示す。-90~-40dBm の範囲では、シンボル長 4ms と 1ms の信号のどちらもほぼ同じ特性となっており、所要を満たしていることが分かる。しかし、-40~-30dBm の範囲ではシンボル長 4ms の信号の方が MER が低くなっていることが分かる。これは、超多値変調 OFDM の切出し無しの RoF 出力結果 (図 3.10) の傾向からも分かるように、非線形歪の量がシンボル長 4ms の信号の方が多くなっているためであると推測できる。下位階層の電力に対して十分小さなエラーベクトル電力であれば、上位階層の復調に問題は生じないため、所要値以上の範囲ではシンボル長の違いによる差が見られない。しかし、

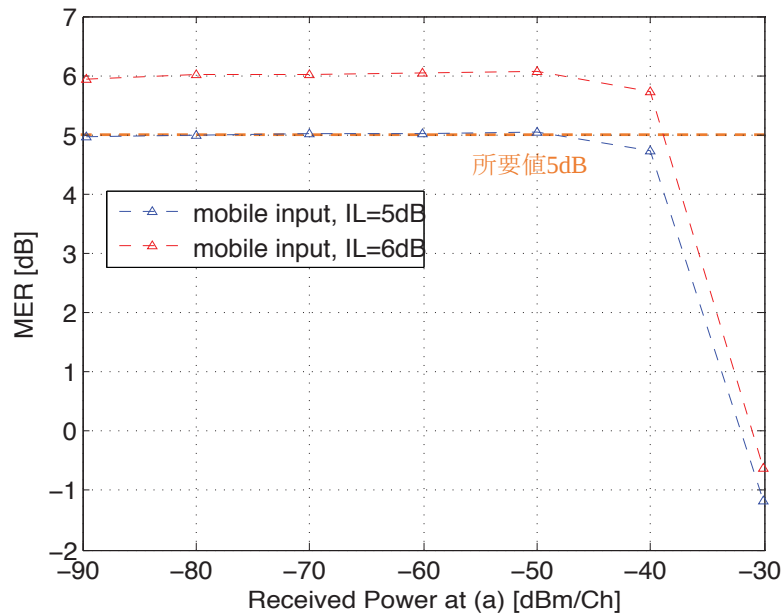


図 4.8 図 4.4 (c) 点における MER 特性 (LDM, シンボル長 4ms)

RoF への入力電力の増加による非線形歪の増加量がシンボル長 4ms の信号の方が多きことにより、信号劣化が早く現れていると考えられる。図 4.10 にシンボル長 4ms の信号と 1ms の信号の図 4.4 (c) 点における MER を示す。シンボル長 4ms の信号のダイナミックレンジは-90~-50dBm となっており、シンボル長 1ms の信号のダイナミックレンジは-90~-40dBm となっている。-30dBm の時は、シンボル長 4ms の信号の MER がシンボル長 1ms の MER よりも 5dB 程度低くなっている。超多値変調を用いたシミュレーションにおいて、シンボル長の長い信号の方がフェージングに対して強いことを述べたが、フェージングによる劣化を含めた場合でもシンボル長 4ms の特性の方が悪くなっている。超多値変調 OFDM の切出し無しの移動体受信結果 (図 3.12) においても、4ms の信号の方が特性が悪くなっており、同じような傾向が見られる。LDM では、移動体用の信号も 1 チャンネルに割り当てられた帯域を全て使用するため、RoF へ入力するサブキャリア数の削減はできず非線形による劣化が生じやすい。そのため、RoF への入力電力を大きくし過ぎると、非線形歪により歪んでいる信号にフェージングによる信号劣化が加わり、受信時には下位階層の信号電力を超えた歪量となっていると考えられる。

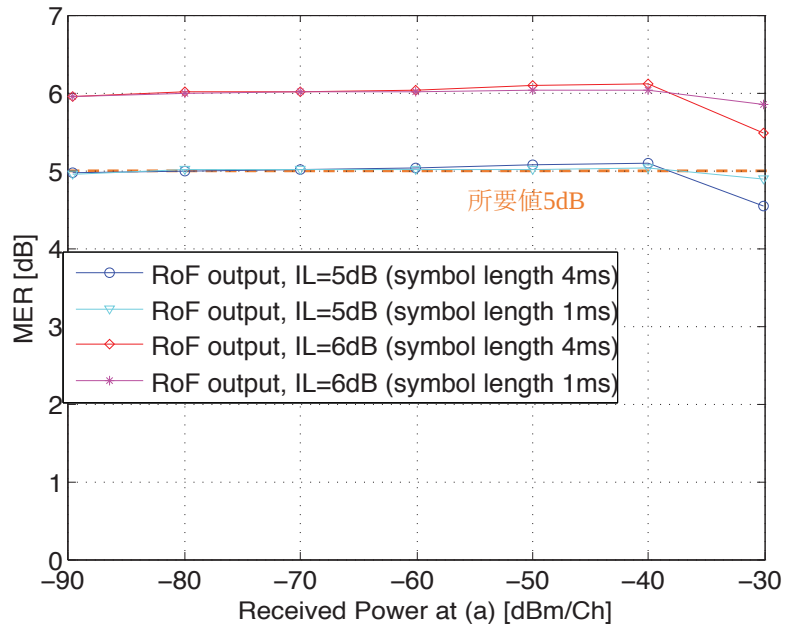


図 4.9 図 4.4 (b) 点における MER 特性の比較 (LDM)

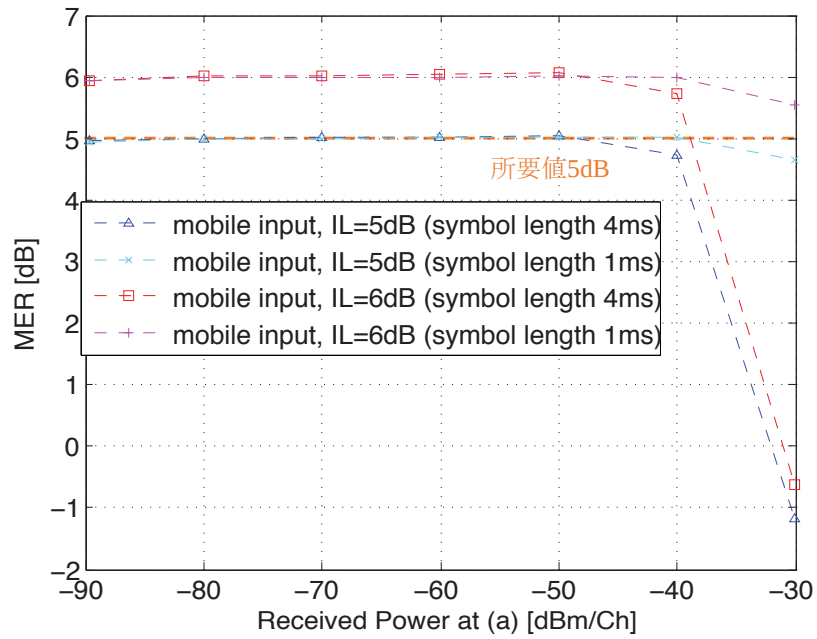


図 4.10 図 4.4 (c) 点における MER 特性の比較 (LDM)

LDM-OFDM 信号を用いたシミュレーション結果ではシンボル長 4ms と 1ms の信号のどちらにおいても、超多値変調を用いた場合に比べ広いダイナミックレンジが得られた。しかし、RoF への入力電力を極端に大きくした場合は非線形歪が顕著になり、上位階層の信号にも誤りが生じる。また、RoF への入力信号電力を大きくすることは下位階層シンボルの誤りの増加や帯域外の周波数への妨害波の発生などの問題に繋がる。RoF への入力電力を小さくした場合、シンボル長に関わらず上位階層の信号を高品質伝送することが可能であるため、できるだけ小さい電力に調整して中継することが望ましい。

第 5 章 総括

本論文では、移動体向けの次世代地上デジタル放送信号を電波不感地へ中継するシステムについて、計算機シミュレーションを用いて検討した。既設の RoF システムの構成を変えずに中継可能な変調方式を用いて、次世代の移動体受信に必要なデータレートを満たす信号の設計を行い、中継システムにおける信号劣化の影響を考慮した伝搬モデルで評価した。所要の信号品質を変調誤差比 (MER) を用いて設定し、伝送可能な手法の提案を行なった。

第 3 章では、周波数割り当てが ISDB-T と同様に移動受信と固定受信で分かれている場合に、変調多値数を増やすことで所要を満たす方法を提案した。現行方式である ISDB-T に近い構造の信号を設計し、キャリア変調に 1024QAM を用いることで次世代の移動体における最小所要データレートの 4Mbps を満たした。OFDM 信号の移動体用の帯域のみ切出しを行う手順を取り入れることで、移動体向け次世代地上デジタル放送の中継が可能であることを示した。固定用の帯域を取り除くことにより、RoF への入力サブキャリア数を削減し、非線形歪の抑制が可能であることを示した。

第 4 章では、移動受信と固定受信で周波数を共用する場合に、LDM を用いることで所要を満たす方法を提案した。LDM を用いた信号は ISDB-T におけるセグメント分割とは異なり、電力での分割により 2 つの階層を多重する。従って、移動体用の信号でも 1 チャンネルに割り当てられた全帯域を使用することができ、次世代の所要データレートを満たすことができる。上位階層に移動体用の信号を割り当て、上位階層の変調方式に合わせたインジェクションレベルを設定することにより、安定した伝送特性が得られることを示した。

今後の課題として以下のようなものが挙げられる。

- 超多値変調 OFDM 信号を用いた信号において、よりデータレートを向上する方法の検討
- 固定用の信号品質も考慮する場合の中継方法の検討
- MIMO システムを用いた中継方法の検討及び評価

謝辞

修士論文を提出するにあたり，多くの方々のご指導・ご助力をいただきましたので，この場を借りてお礼申し上げます。

主指導教員の岡田実教授には，研究の機会を与えていただき，熱心にご指導及びご助言をしていただきました。心より感謝いたします。

笠原正治教授には，ご多忙にも関わらず論文の審査をしていただき，貴重なご意見を賜りました。心より感謝申し上げます。

東野武史准教授には，日頃より本研究を進める上でのご指導及びご指摘に加え，発表や論文の添削等をしていただきました。心より感謝申し上げます。

Duong Quang Thang 助教には，本研究の方針や発表について多大なご助力をいただきました。心より感謝申し上げます。

また，本学ネットワークシステム学研究室への配属当初より，多くのご助言をくださった諸先輩方，共に研究生活を送った同輩・後輩の皆様に感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 斎藤智弘, “8K スーパーハイビジョンの伝送技術,” NHK 技研 R & D, No.152, pp.56–65, Aug.2015
- [2] 齋藤進, 蔀拓也, 朝倉慎吾, 土田健一, 斉藤知弘, 渋谷一彦, “偏波 MIMO-超多値 OFDM 方式を用いた 8K スーパーハイビジョン地上波伝送実験,” ITE Technical Report Vol.38, No.8, pp.53–56, Feb.2014
- [3] 中村円香, “次世代地上放送の実現に向けた研究開発,” NHK 技研 R & D, No.158, pp.28–35, Aug.2016
- [4] 村山研一, “次世代地上放送に向けた大容量伝送方式,” NHK 技研 R & D, No.136, pp.8–15, Nov.2012
- [5] 蔀拓也, “マルチパス環境における偏波 MIMO-超多値 OFDM の伝送特性,” NHK 技研 R & D, No.136, pp.24–32, Nov.2012
- [6] 佐藤明彦, 宮坂孔明, 朝倉慎悟, 蔀拓也, 白井規之, 成清善一, 竹内知明, 中村円香, 村山研一, 岡野正寛, 土田健一, 中村俊二, “次世代地上放送に向けた LDM の適用に関する一検討,” ITE Technical Report Vol.41, No.6, pp.45–48, Feb.2017
- [7] 総務省, “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,” http://www.soumu.go.jp/main_content/000312825.pdf, Sept.2014, (2018 年 1 月 17 日閲覧)
- [8] 総務省, “4K・8K ロードマップに関するフォローアップ会合 第二次中間報告,” http://www.soumu.go.jp/main_content/000370906.pdf, July 2015, (2018 年 1 月 17 日閲覧)
- [9] 社団法人電波産業会 (ARIB), “地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式,” STD-B31 2.0 版, 社団法人電波産業会, 東京, 2011
- [10] 土田健一, “RF ワールド No.1,” CQ 出版株式会社, pp.16–30, 東京, Mar.2008
- [11] 社団法人デジタルラジオ推進協会 (DRP), “地下街で “ワンセグ” “ラジオ” の視聴地域拡大,” 東京・大阪, Dec.2009
- [12] 今莊義弘, “RoF 伝送の通信・放送分野を中心とした導入事例,” 国立研究開発法人産業技術総合研究所, <https://www.nmij.jp/~nmijclub/denjikai/>

- bak/secret/15th/15-1.pdf, June 2013, (2018 年 1 月 31 日閲覧)
- [13] ITU-T, “Radio-over-fiber(RoF) technologies and their applications,” ITU-T Series-G supplement55, July 2017
 - [14] Chun-Ting Lin, Jason Chen, Peng-Chun Peng, Cheng-Feng Peng, Wei-Ren Peng, Bi-Shiou Chiou, Sien Chi, “Hybrid Optical Access Network Integrating Fiber-to-the-Home and Radio-Over-Fiber Systems,” IEEE Photonics Technology Letters, Vol.19, No.8, Apr.2007
 - [15] 池上文夫, “電気・電子工学基礎講座 通信工学,” 理工学社, pp.108-113, 東京, Feb.1989
 - [16] Mizuguchi Hironori, Okuno Toshidaki, Komaki Shozo, Morinaga Norihiko, “Performance Analysis of Optical Fiber Link for Microcelluar Mobile Communication Systems,” IEICE Transactions on Electronics, Vol.76-C, No.2, pp.271–278, Feb.1993
 - [17] ITU-R, “Planning criteria for terrestrial multimedia broadcasting for mobile reception using handheld receivers in VHF/UHF bands,” Recommendation ITU-R BT.2052-1, Oct.2015
 - [18] S.Dubovitsky, W.H.Steir, S.Yegnanarayanan, B.Jalali, “Analysis and improvement of Mach-Zehnder modulator linearity performance for chirped and tunable optical carriers,” Journal of Lightwave Technology, pp.886–891, May 2002
 - [19] ATSC, “ATSC Standard:Physical Layer Protocol(A/322), ” Doc.A/322:2016, Sept.2016

研究業績

1. 吉田翔, 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, ” 移動体向け次世代地上デジタル放送の RoF を用いた中継に関する検討” 電子情報通信学会マイクロ波・ミリ波フォトンクス研究会 2018.1.25.
2. 吉田翔, 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, ” RoF を用いた次世代地上デジタル放送波の光中継に関する検討” 電子情報通信学会総合大会 2017.3.25.
3. 吉田翔, 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, ” 超多値変調 OFDM 信号の RoF を用いた光中継に関する検討,” 映像情報メディア学会放送技術研究会 2017.2.23.
4. 吉田翔, 金子裕哉, 東野武史, 岡田実, ” RoF を用いた次世代地上デジタル放送波の光中継に関する検討,” IEEE COMSOC 関西チャプター学生ワークショップ 2016.11.26.