

デジタルケーブルテレビシステムの  
高効率・高品質伝送技術の研究

Studies on highly-efficient and high-quality transmission  
technologies for digital cable television systems

倉掛 卓也

電気通信大学大学院

情報理工学研究科 情報・通信工学専攻

博士(工学)の学位申請論文

2014年9月



デジタルケーブルテレビシステムの  
高効率・高品質伝送技術の研究

Studies on highly-efficient and high-quality transmission  
technologies for digital cable television systems

博士論文審査委員会

主査 山尾 泰 教授

委員 本城 和彦 教授

委員 唐沢 好男 教授

委員 小島 年春 准教授

委員 藤井 威生 准教授



著作権所有者

倉掛 卓也

2014年9月



## 英文要旨

Recently, introduction of optical transmission technology into cable television systems is progressing, and various services including video-on-demand (VOD) are provided by cable operators. Cable operators will be required to provide much larger-volume video contents, such as 4k/8k ultra-high-definition television (UHDTV) in the near future. The research work is motivated by the hope of improving the transmission efficiency and transmission quality of high-capacity cable television systems.

First, bit-error-rate of QAM digital signal is investigated for a hybrid analog (VSB-AM) /digital (QAM) sub carrier multiplexed (SCM) optical cable TV system, in which clipping-induced distortion degrades the performance. It is revealed that more accurately the frequencies of the analog subcarriers are set, longer the clipping induced distortions continue. Furthermore, a method is proposed which reduces amplitude peaks of the SCM signal by controlling the phases of analog subcarriers to prevent the clipping.

Secondly, A blind demodulator for 1024-QAM is described. It employs a method that combines carrier recovery without decision-directed operation and decision feedback equalization with a modified constant modulus algorithm (MCMA) for improving equalization performance. Furthermore, a modified symbol-decision region set is developed to reduce the effects of phase noise due to set-top-box tuners.

Thirdly, an in-house coaxial cable transmission system is proposed that enables baseband transmission of digital broadcast contents from fiber-to-the-home (FTTH) system, while coexisting with the UHF terrestrial digital broadcasting TV signals. In order to improve spectrum efficiency, Filter-Bank based Multi-Carrier (FBMC) modulation technique is applied and its performance is compared with that of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) scheme. Simple DC offset removal method for direct conversion receivers in set-top boxes is also presented.

In the last part, a novel time-division multiplexing method of MPEG-2 TSs for cable television systems is proposed. To flexibly handle multiple TSs, a frame structure is introduced, and the control data are encoded into the frame header, which format is similar to a TS packet.

As a whole, research results in this thesis are useful for enhancing conventional cable television systems to provide high speed digital services.

## 和文要旨

ケーブルテレビシステムへの光伝送技術の普及が急速に進むとともに、多チャンネル放送サービスの充実や、より広帯域な 4k/8k UHDTV (Ultra High Definition TeleVision) の導入検討が進められるなど放送サービスの高度化が図られてきている。将来、更に高度化、多様化するシステムを実現するには、デジタルケーブルテレビの大容量化をめざした、伝送技術の高効率化、高品質化に向けた技術検討が必要である。

そこで本論文では第一に、ケーブルテレビシステムの幹線系で主流となっているサブキャリア多重 (SCM) 光伝送について、レーザダイオード (LD) への入力信号が LD の閾値でクリップされることにより広い周波数範囲にわたってインパルス的な歪が発生し、デジタル信号の誤り特性を劣化させる可能性があるため、これに関して対策法を検討した。具体的には、2015 年まで多くのケーブルテレビシステムで採用される残留側波帯振幅変調 (VSB-AM) と直交振幅変調 (QAM) の 2 方式が混在するハイブリッド SCM 光伝送環境において、インパルス歪の時間軸方向の統計的性質およびそれに影響を与えるパラメータに関して検討し、歪の継続時間を変化させる要因として VSB-AM 信号の映像搬送波の周波数偏差 (周波数の規定値からのずれ) に注目して継続時間との関係を明らかにした。さらに、上記の周波数偏差に対して QAM 信号の誤り訂正が有効に機能するインターリーブの深さを明らかにした。また、インパルス歪の発生を抑えるため、VSB-AM 信号の映像搬送波の位相制御法について提案し、その効果を検証した。

第二に、既存の 64QAM を用いたケーブル伝送システムと後方互換性のあるセットトップボックス (STB) の構成を用いて大容量化を図るため、シングルキャリアの 1024QAM 方式について、主に復調方式の考察を行った。伝送容量や後方互換性の観点から 1024QAM 方式においてもトレーニング系列を用いないことが望ましいが、変調多値数を増した場合、まず伝送路中での反射妨害の影響が課題となる。そこでブラインド等化を用いた復調アルゴリズムの検討とそのハードウェア化の可能性を検証し、反射妨害や周波数誤差の許容値については従来の 64QAM 向けの規格をそのまま適用できる (つまり既存のケーブル伝送路を変更する必要がない) ことを示した。変調多値数を増した場合のもう一つの課題は受信機チューナの位相雑音の影響であるが、これについては、シンボル判定の方法を工夫することで影響を緩和する手法を開発した。位相雑音の影響をモデル化してシンボル誤り率を低減する判定境界を明らかにし、その結果に基づいてシンボル判定領域の形を変形する多角形判定方法を提案した。さらに、シミュレーションおよび試作機を用いた伝送実験を行って上記の判定領域変形手法の有効性を示した。

第三に、アクセス網の光化が進んでいるものの、集合住宅などで建物内の光化が困難な施設もあるため、そのような施設向けの大容量伝送方式の検討を行った。建物内の同軸 (アンテナケーブル) 網の利用を想定し、さらに将来のサービスの多様化、高度化への発展性をも考慮して、ケーブルテレビで使われている 6MHz 間隔のチャンネル構成とせずに、



FTTH (Fiber To The Home) システムからのデジタル信号 (例として 1Gbps) をできるだけ簡易な変復調器で同軸ケーブル伝送する手法について検討した。その結果、周波数利用効率の良い Filter-Bank based Multi-Carrier (FBMC) 変調を用いた方式を提案し、宅内での反射妨害に対する耐性や伝送容量などの要求条件を満たすシステムを設計できることを示した。また、地上デジタル放送への与干渉の観点から OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式との比較を行い、提案方式の有効性を示した。さらに受信機の低価格化をめざし、入力信号を直接変換受信する際に問題となる直流オフセット妨害の影響を低減するために、簡易な高域通過フィルタ (HPF) と低演算量の信号処理を組合せる手法を提案し、簡易な構成で十分な効果が得られることを示した。

最後に、より柔軟なサービスの実現をめざして、様々なレートのデジタル放送システムを簡易に多重する方法を検討した。デジタル放送システムの多くは映像、音声、データを MPEG-2 TS (以下、TS と記述) の形式として伝送するシステムであり、地上波、衛星波など伝送路の特性に応じて個々に TS の伝送レートが決められている。一方、ケーブル多重伝送路においては、伝送レートの単位となる搬送波ごとに複数の TS を多重化することでサービスの柔軟性を増すことができる。このため、複数の TS をパケット多重することにより、各搬送波に 1TS ずつ割当てるより伝送効率を良くすることができる複数 TS 伝送方式を開発した。この方式では TS パケット形式のヘッダを利用してフレーム構成を導入することで、単一の TS の伝送用に用意された伝送路符号化方式、変調方式をそのまま利用できる利点があり、これによりシステムの柔軟性を高めることができる。この方式は国内の BS デジタル放送および地上デジタル放送のケーブル再送信方式として実用化され、2011 年 7 月時点で 1100 万台以上の対応受信機が出荷されている。

以上の研究を統合することにより、現在主流の光・同軸ハイブリッド網、普及が進みつつあり将来主流になると目される FTTH 網のそれぞれにおいて、デジタルケーブルテレビの大容量化をめざした伝送システムの高効率化・高品質化に対応できる見通しを得た。

第1章	序論	1
1.1.	背景と目的	1
1.2.	本論文の構成	3
第2章	ケーブルテレビ伝送技術	6
2.1.	ケーブルテレビシステム	6
2.2.	ケーブルテレビシステム向けデジタル伝送方式	9
2.2.1.	シングルキャリア方式	9
2.2.2.	マルチキャリア方式	10
2.2.3.	サービス多重化	11
第3章	光ケーブルテレビシステムにおけるクリッピング歪対策	13
3.1.	まえがき	13
3.2.	クリッピング歪の持続時間特性のシミュレーション	14
3.2.1.	クリッピング歪発生モデル化	14
3.2.2.	計算機シミュレーション	15
3.3.	クリッピング歪の持続時間の測定	18
3.3.1.	実験構成	18
3.3.2.	実験結果とシミュレーション結果の比較	20
3.4.	クリッピング歪のバースト性が QAM 信号の誤り率特性に与える影響	23
3.5.	搬送波位相制御によるアナログ信号のピーク低減	27
3.5.1.	搬送波位相制御法	28
3.5.2.	搬送波位相制御法の実験による評価	29
3.6.	むすび	31
第4章	ケーブルテレビ向け 1024QAM 復調技術	32
4.1.	はじめに	32
4.2.	デジタルケーブルテレビのための大容量伝送方式	33
4.3.	ブラインド等化方式	34
4.3.1.	反射波の等化	34
4.3.2.	従来の復調器	35
4.3.3.	提案する復調器	38
4.3.4.	試作した 1024QAM 復調器の特性	40
4.4.	位相雑音の影響を軽減する復調方法	42
4.4.1.	位相雑音の影響を受けた誤差信号のモデル化	42
4.4.2.	QAM 復調回路のシンボル判定領域	44
4.4.3.	シミュレーションによる評価	47
4.4.4.	試作受信機による性能評価	49
4.4.4.1.	試作受信機	49

4.4.4.2.	伝送実験による評価 .....	52
4.5.	むすび .....	53
付録 4A.	.....	54
付録 4B.	.....	54
付録 4C.	.....	54
第5章	地上デジタルテレビ信号と共存可能な宅内同軸網向け大容量分配伝送方式 ...	56
5.1.	まえがき .....	56
5.2.	宅内同軸網伝送に対する要求条件と変調方式の検討 .....	57
5.2.1.	宅内同軸網伝送に対する要求条件の整理 .....	57
5.2.2.	変調方式の検討 .....	59
5.2.3.	サブキャリア間隔と等化性能 .....	62
5.3.	ISDB-T 信号との共存に関する検討 .....	64
5.4.	低廉化を目指した復調器の構成法 .....	68
5.5.	むすび .....	73
付録 5A.	.....	74
第6章	複数 TS 伝送方式 .....	56
6.1.	まえがき .....	76
6.2.	複数 TS 多重方式の検討 .....	76
6.3.	ヘッダの構造 .....	79
6.4.	分配システム記述子 .....	80
6.5.	適用例 .....	81
6.5.1.	フレーム長の検討 .....	81
6.5.2.	各フレーム構造での伝送容量 .....	83
6.6.	むすび .....	84
第7章	結論 .....	85
7.1.	本研究のまとめ .....	85
7.2.	今後の展望 .....	86
参考文献	.....	88
List of Publications	.....	94
関連論文	.....	94
発表論文	.....	95

# 第1章 序論

## 1.1. 背景と目的

近年、国内の有線による家庭への情報配信の分野では、これまでの同軸ケーブル網を中心とした有線テレビジョン放送システム（以下、ケーブルテレビシステムと記述）に加えて光ファイバによる FTTH（Fiber To The Home）接続サービスの普及が急速にすすみ、高速インターネットの双方向伝送技術を活用した放送・通信融合サービスの高度化や、多チャンネル放送サービスの充実が図られてきている。図 1-1 に示すように、伸び率は鈍化しているものの 2013 年 9 月時点でケーブルテレビの世帯普及率は 5 割を超え、ケーブルテレビを利用したインターネットサービス加入者は 600 万世帯を超えている[1]。ケーブルテレビの光化も進んでおり、幹線に光ファイバ伝送技術を用いる事業者は 9 割以上（分配系に同軸ケーブルを用いる HFC（光・同軸ハイブリッド：Hybrid Fiber-Coaxial）システムを含む）であり、幹線の光化率も図 1-2 に示すように 6 割を超えている。また、分配系まで光化した FTTH システムでサービスを行う事業者は 2013 年 9 月時点で 4 割を超えている[1]。ケーブルテレビを除いた FTTH によるインターネット接続サービスの世帯普及率も 2013 年 9 月時点で 44%となっている[2]。FTTH での双方向通信では、E-PON（Ethernet Passive-Optical-Network）[3]の次の技術として 10GE-PON（10 Gbit/s Ethernet Passive Optical Network）[4]が既に規格化されており、最大のサービスレートも 10Gbps になると思われる。同軸ケーブルの双方向伝送技術である DOCSIS (Data Over

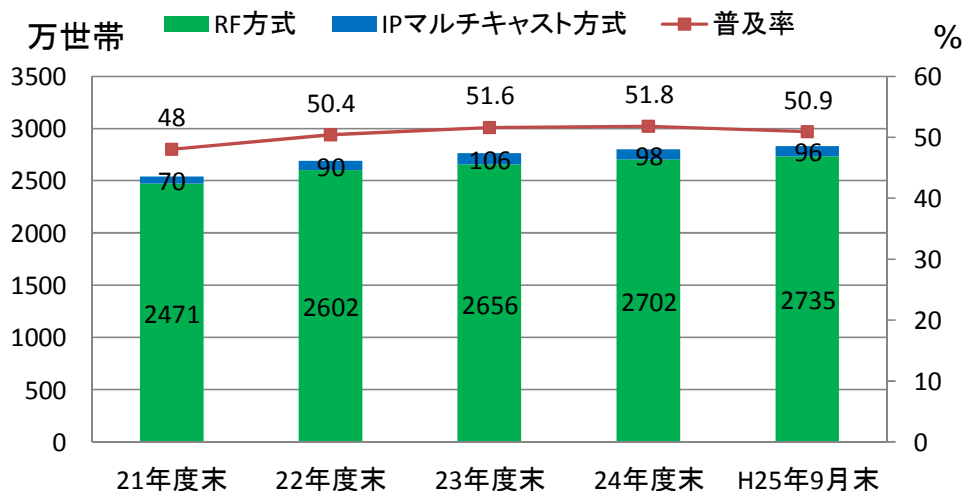


図 1-1 ケーブルテレビの世帯普及率と加入世帯数の推移（文献[1]）

Cable Service Interface Specifications) [5]をベースとして FTTH 化を行う事業者にとっては、その後の大容量化に向けてスムーズに移行する技術が必要になると思われる。また、映像伝送については、HDTV (High Definition TV) の次の技術として HDTV の 4 倍、あるいは 16 倍の画素数を持つ UHDTV (Ultra High Definition TV) が検討されており [6]、映像サービスの面でも更なる大容量化が求められる。将来の UHDTV 放送の実現に向けては、地上放送、衛星放送、ケーブルテレビのそれぞれについて検討が進められているが [7]、特にケーブルテレビは地上放送、衛星放送に先立ち UHDTV 放送を実現するインフラになる可能性があるものとして期待されている [8]。

このように、今後、これら情報通信インフラの高度化と普及に対する社会的重要性は益々高まっていくと考えられる。将来、更に高度化、多様化するシステムを実現するためには、デジタルケーブルテレビの大容量化をめざした、伝送技術の高効率化、高品質化の技術開発が必要となる。

伝送技術の高効率化、高品質化にあたっては、チャンネルあたりの伝送容量拡大、総帯域幅の拡大、システム全体の周波数利用効率の改善、光伝送技術導入拡大にあたっての課題（多分岐化、長距離化、光伝送特有の妨害要因への対策、光化できない建物への対応など）の解決、双方向通信での上り伝送容量の拡大、サービス多重の柔軟性の向上、といった課題が考えられる。

そこで、これらの課題のうち、本論文では、ひとつには、ケーブルテレビとして搬送波を周波数多重した信号（RF 信号）を光伝送する場合の課題について検討を行う。光伝送に関しては様々な伝送技術が実用化されているが、特に放送サービスに必要な、アナログ信号とデジタル信号が混在する場合の課題について検討する。また、大容量化の実現のために、帯域あたりの伝送効率を向上する技術の検討を行う。大容量化に関しては、既に実用化されているデジタル伝送方式との後方互換性を重視して検討を行う。さらに、有線による家庭への情報配信の大容量化の実現方法としては、従来の RF 伝送技術の発展形態と

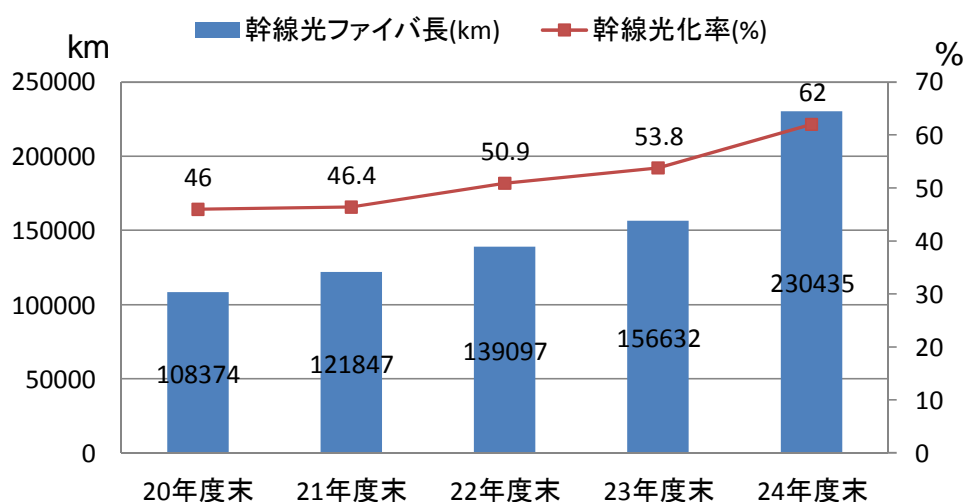


図 1-2 ケーブルテレビの幹線の光化の推移 (文献[1])

## 第1章 序論

して周波数利用効率を高め、あるいは帯域を広げていく手法の他に、通信系と同様にベースバンドで光伝送する技術も検討されている[9]が、その際には古い集合住宅など建物内を光化できない場合への対応技術も求められることになる。そこで、光化されていない建物向けに、FTTHでベースバンド伝送されてきたデジタル信号を、建物内の同軸ケーブルを用いて効率よく伝送する技術の検討も行う。また、上述の伝送の高効率化に加えて、サービスの多重を効率よく実現するための技術の検討も行う。ほとんどのデジタル放送システムは映像、音声、データをMPEG-2 TS[10]（以下、TS（Transport Stream）と記述）の形式に多重して伝送するシステムとなっており、地上波、衛星など伝送路の特性に応じてTSを送る方式が決められているが、放送システムごとにTSのレートが決められているため、伝送路とは独立にTSのレートを変更可能とすることでサービス多重の柔軟性を増すことを目指す。

これらの検討を通して、現在主流の光・同軸ハイブリッド網、普及が進みつつあり将来主流になると目されるFTTH網のそれぞれにおいて、視聴者の高度化、多様化していくニーズへの対応に資することをめざし、放送分配用の伝送システムの高効率化・高品質化を実現する技術を開発することを目標とする。

### 1.2. 本論文の構成

本論文の構成、および研究内容と周辺状況との関係を図1-3に示す。第3章から第5章の流れが、光ファイバ伝送技術の導入の進展および大容量化に向けた要求の高まりに対応したものであり、光伝送への対応、帯域あたりの伝送容量の拡大、通信系FTTH技術を大

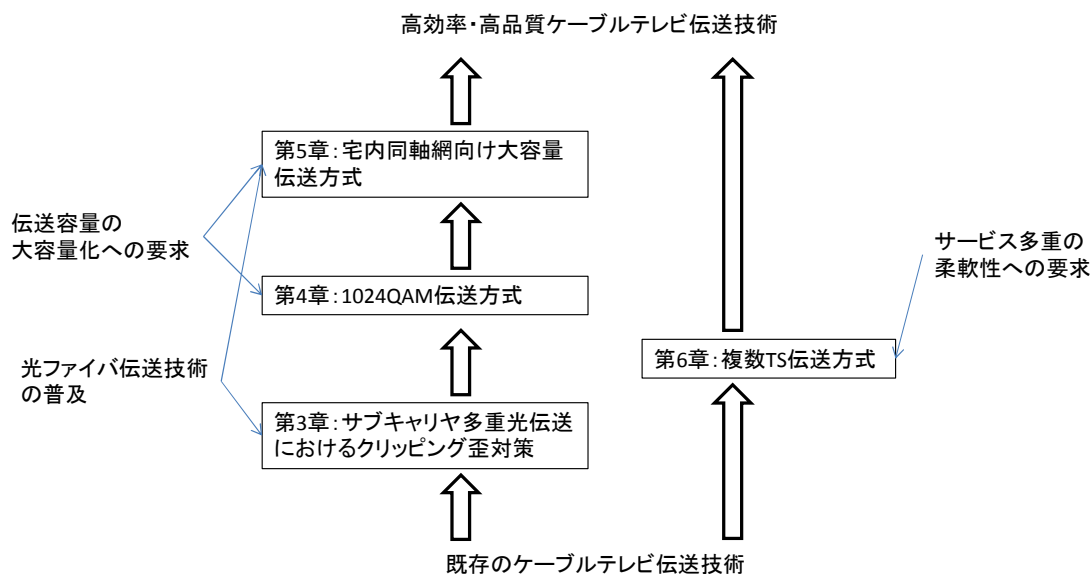


図 1-3 本論文の構成、および周辺状況との関係

容量映像分配伝送に適用した場合に課題となる「光化できない建物」への対応，について検討したものである．また，第6章は，サービスの柔軟な多重に向けた要求に対応したもので，MPEG-2 TS を柔軟に多重する技術に関するものである．

本論文の各章は以下のように構成される．

第2章では，ケーブルテレビのシステム構成およびケーブルテレビシステムで用いられるデジタル伝送方式について，既存技術の概略を解説し，本研究の位置付けを明確にするとともに，以降の章での検討の基礎を与える．

第3章では，ケーブルテレビシステムの幹線系で主流となっているサブキャリア多重 (SCM: Sub-Carrier Multiplexing) 光伝送について，レーザダイオード (LD: Laser Diode) への入力信号が LD の閾値でクリップされることにより広い周波数範囲にわたってインパルス的な歪が発生し，デジタル信号の誤り特性を劣化させる可能性があることが指摘されており，これに関して考察を行う．具体的には，2015年まで多くのケーブルテレビシステムで採用される残留側波帯振幅変調 (VSB-AM: Vestigial SideBand Amplitude Modulation) / 直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) ハイブリッド SCM 光伝送において，インパルス歪の時間軸方向の統計的性質およびそれに影響を与えるパラメータに関して検討し，歪の持続時間を変化させる要因として VSB-AM 信号の映像搬送波の周波数偏差 (周波数の規定値からのずれ) に注目して持続時間との関係を明らかにする．さらに，QAM 信号の誤り訂正が有効に機能するインターリーブの深さと上記の周波数偏差の関連について明らかにする．また，インパルス歪の発生を抑えるための，VSB-AM 信号の映像搬送波の位相制御法について明らかにする．

第4章では，既存の 64QAM を用いたケーブル伝送システムと後方互換性のあるセットトップボックス (STB) の構成を用いて大容量化を図るため，シングルキャリアの 1024QAM 方式について，主に復調方式の考察を行う．伝送容量や後方互換性の観点から 1024QAM 方式においてもトレーニング系列を用いないことが望ましいが，変調多値数を増した場合，まず伝送路中での反射妨害の影響が課題となる．そこでブラインド等化を用いた復調アルゴリズムの検討とそのハードウェア化の可能性を検証し，反射妨害や周波数誤差の許容値については従来の 64QAM 向けの規格をそのまま適用できる (つまり既存のケーブル伝送路を変更する必要がない) ことを示す．変調多値数を増した場合のもう一つの課題は受信機チューナの位相雑音の影響であるが，これについては，シンボル判定の方法を工夫することで影響を緩和する手法を開発する．位相雑音の影響をモデル化してシンボル誤り率を低減する判定境界を明らかにし，その結果に基づいてシンボル判定領域の形を変形する方法を提案する．さらに，シミュレーションおよび試作機を用いた伝送実験を行って上記の判定領域変形手法の有効性を示す．

第5章では，アクセス網の光化が進んでいるものの，集合住宅などで建物内の光化が困難な施設もあるため，そのような施設向けの大容量伝送方式の検討を行う．建物内の同軸 (アンテナケーブル) 網の利用を想定し，さらに将来のサービスの多様化，高度化への発

## 第1章 序論

展性をも考慮して、ケーブルテレビで使われている 6MHz 間隔のチャンネル構成とせずに、FTTH (Fiber To The Home) システムからのデジタル信号 (例として 1Gbps) をできるだけ簡易な変復調器で同軸ケーブル伝送する手法について検討する。その結果、周波数利用効率の良い Filter-Bank based Multi-Carrier (FBMC) 変調を用いた方式を提案し、宅内での反射妨害に対する耐性や伝送容量などの要求条件を満たすシステムを設計できることを示す。また、地上デジタル放送への与干渉の観点から OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式との比較を行い、提案方式の有効性を示す。さらに受信機の低価格化をめざし、入力信号を直接変換受信する際に問題となる直流オフセット妨害の影響を低減するために、簡易な高域通過フィルタ (HPF) と低演算量の信号処理を組み合わせる手法を提案し、簡易な構成で十分な効果が得られることを示す。

第6章では、より柔軟なサービスの実現をめざして、様々なレートのデジタル放送システムを簡易に多重する方法を検討する。デジタル放送システムの多くは映像、音声、データを MPEG-2 TS (以下、TS と記述) の形式として伝送するシステムであり、地上波、衛星波など伝送路の特性に応じて個々に TS の伝送レートが決められている。一方、ケーブル多重伝送路においては、伝送レートの単位となる搬送波ごとに複数の TS を多重化することでサービスの柔軟性を増すことができる。このため、複数の TS をパケット多重することにより、各搬送波に 1TS ずつ割当てより伝送効率を良くすることができる複数 TS 伝送方式を開発する。この方式では TS パケット形式のヘッダを利用してフレーム構成を導入することで、単一の TS の伝送用に用意された伝送路符号化方式、変調方式をそのまま利用できる利点があり、これによりシステムの柔軟性を高めることができる。

第7章では、本研究の総括を行い、併せてその将来展望について述べる。



## 第2章 ケーブルテレビ伝送技術

### 2.1. ケーブルテレビシステム

本節では、以降の議論のため、従来のケーブルテレビ伝送技術について概説する。ケーブルテレビ伝送の典型的な構成例を図 2-1 に示す。ケーブルテレビシステムは、地上波テレビ放送などを受信した信号や自主放送番組信号などを伝送路に送信する「ヘッドエンド」と呼ばれるセンター側のシステム、幹線や引込線などからなる伝送路、加入者宅側の設備で構成される。伝送路は、全て同軸ケーブルで伝送されるシステムもあるが、幹線が光ファイバで分配系が同軸ケーブルの HFC (Hybrid Fiber Coaxial) システム、加入者宅まで光ファイバの FTTH (Fiber To The Home) システムが主流になりつつある[1]。大規模な棟内向けの映像配信システム（大規模なマンション、オフィスビルなどのテレビ共同受信設備など）も、同様の構成となっている。

ケーブルテレビの信号品質の規定点は、HFC システムでは加入者宅の受信者端子（壁面端子）であるが[11,12]、ケーブルテレビ事業者と加入者の責任分界点である保安器の出力と、保安器から受信者端子までの C/N とを併せて規定することもできる[11]。FTTH システムでは壁面端子での電気信号の他に、V-ONU (Video-Optical Network Unit) の入力光信号の品質を性能規定として使用できるようになっている[11]。

HFC システム、FTTH システムの伝送路の典型的なネットワーク構成は図 2-2 のようになっている。HFC システムでは光伝送部分はヘッドエンドからスター構成になっていて、それぞれの光ノードから 100-500 世帯程度にツリー構成の同軸網で分配伝送される。これ

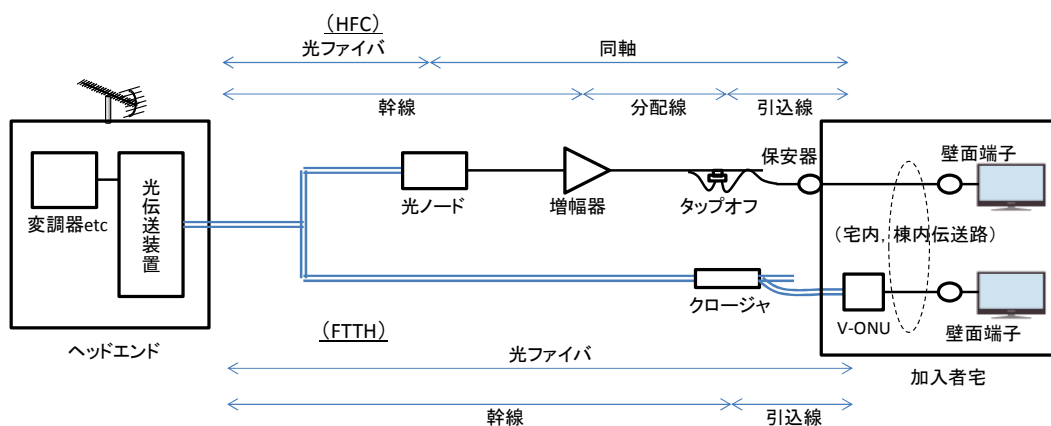
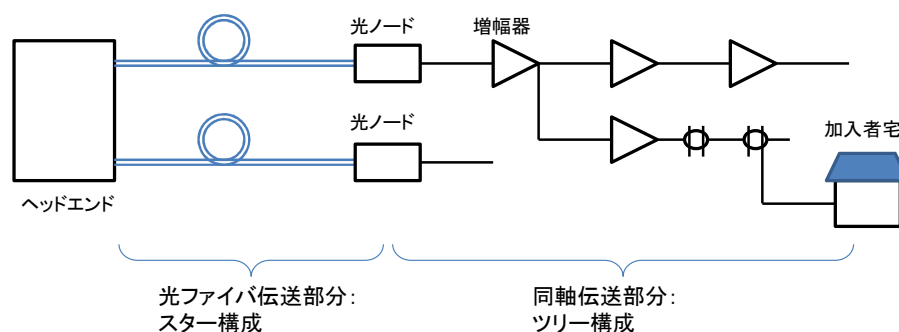
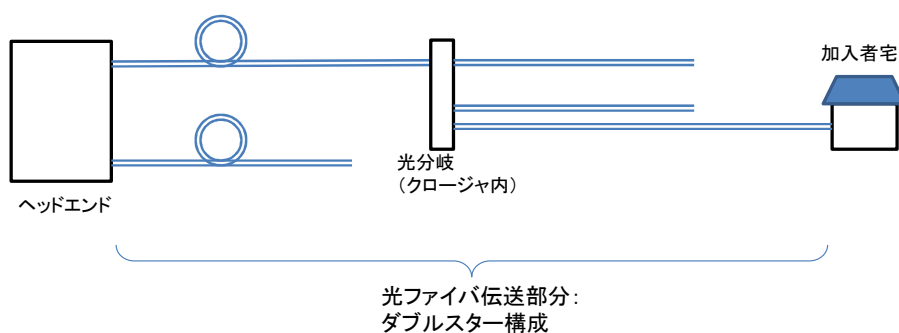


図 2-1 ケーブルテレビの構成例



(a) HFC システム

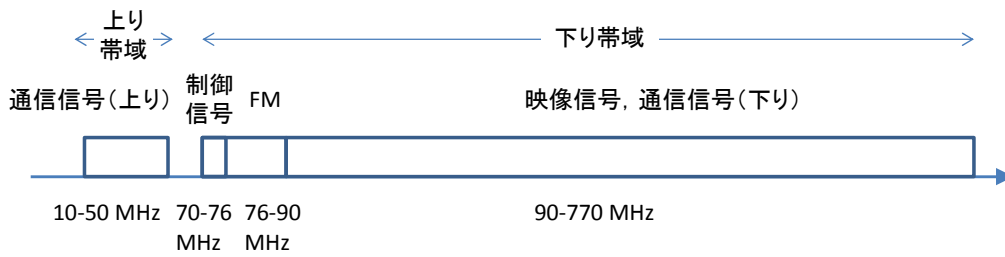


(b) FTTH システム

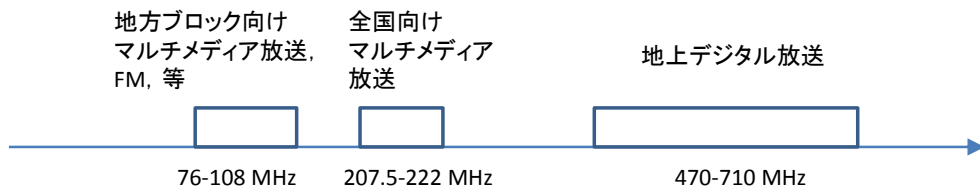
図 2-2 ケーブルテレビ伝送路のネットワーク構成

は、HFC システムではインターネットサービスに DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications : ケーブルテレビ回線を利用して高速なデータ通信を行うための規格) [5]が用いられており、その上り信号の流合雑音を低減するために光ノードあたりの世帯数は少なく抑える必要があるからである。FTTH システムでは、ヘッドエンドからスター構成で伸びた光ファイバが途中でさらに 16-64 分岐程度にスター状に分配されるダブルスター構成が主流である。これは、FTTH システムではインターネットサービスに E-PON (Ethernet Passive Optical Network) [3]を用いることが多く [13]、E-PON と同じネットワーク構成を採るためである。FTTH システムにおける放送サービスと通信サービスの多重には、別々の光ファイバを用いる空間多重と、同じ光ファイバを用いて波長で分離する波長分割多重 (WDM : Wavelength Division Multiplexing) があり、WDM で使われる波長は [14]で規定されている。

次に、国内でのケーブルテレビの使用周波数帯域を図 2-3 に示す。比較のため電波で放送用に使用される周波数帯域も同図に示す。FTTH システムでは、この他に BS-IF 帯、CS-IF 帯の信号を BS 放送、CS 放送の再送信として利用するものもある [15]。90~770 MHz で伝送される信号は、いずれも 6 MHz の帯域幅を持つ、アナログ信号 (NTCS-VSB-AM 信号 : National Television System Committee Vestigial SideBand



(a) ケーブルテレビの使用周波数帯域



(b) 電波による放送の使用周波数帯域

図 2-3 ケーブルテレビと放送の使用周波数帯域

表 2-1 ケーブルテレビの構成例

	アナログ方式	デジタルケーブル方式		地デジ方式
		64 QAM	256 QAM	
変調方式	NTSC-VSB-AM	64 QAM	256 QAM	OFDM
所要C/N	38 dB以上*	26 dB以上	34 dB以上	24 dB以上
搬送波周波数の許容偏差	±20 kHz以内	±20 kHz以内	±20 kHz以内	±20 kHz以内
搬送波のレベル	60～85 dB $\mu$ V	49～81 dB $\mu$ V	57～81 dB $\mu$ V	47～81 dB $\mu$ V
搬送波レベルと妨害波レベルとの差	映像搬送波との差：-50 dB以下**	CTB： -39 dB以下 単一周波数妨害波： -26 dB以下	CTB： -45 dB以下 単一周波数妨害波： -34 dB以下	CTB： -45 dB以下 単一周波数妨害波： -35 dB以下

\* 雑音帯域幅4MHz  
\*\*周波数差により変化

Amplitude Modulation) [16], ケーブル向けデジタル信号 (QAM 信号: Quadrature Amplitude Modulation) [17], インターネット用デジタル信号 (QAM 信号) [5], 地上デジタル放送 ISDB-T[18]と同じ形式のデジタル信号 (OFDM 信号: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) である. 映像配信に用いられる信号の品質に関する主な技術的な条件を表 2-1 に, それぞれの信号を隣接伝送する際の技術的条件を図 2-4 に示す. アナログ信号については, C/N などが映像の品質に直結するため, 上記の必ず満たすべき基準の他に, 望ましい性能を定めた基準[19]もある. これらの基準からわかるように, アナログ信号が最も高いレベルになるよう信号レベルを設定する必要がある. これらの信号を光伝

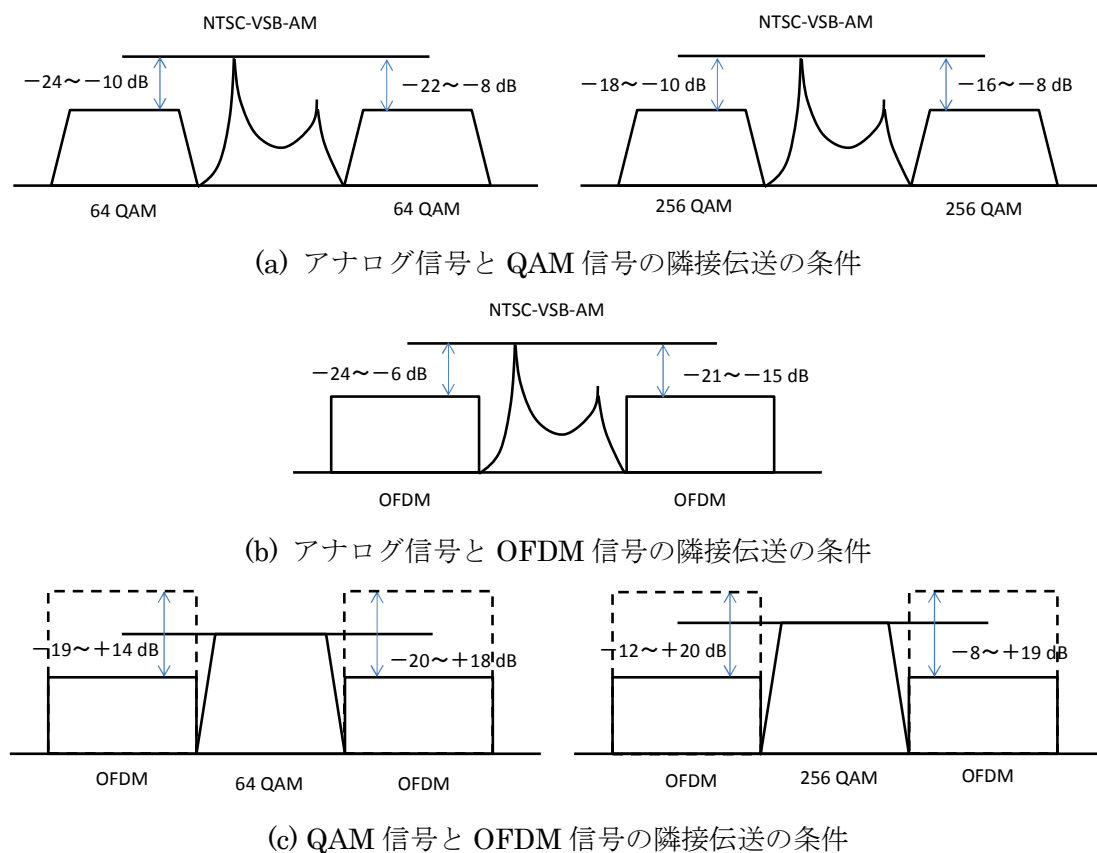


図 2-4 ケーブルテレビにおける各種信号の隣接伝送の条件

送する際には、電気的に周波数多重された信号で光の強度を変調し、受光側では光強度変化を電気に直す SCM (Sub-Carrier Multiplexing) 伝送方式[20]によるのが一般的である。周波数多重された信号で搬送波を FM 変調し、その FM 信号を光伝送する一括 FM 伝送方式[21]を採用する施設もある(一括 FM 方式は、ヘッドエンドの設備規模は大きくなるが、所要受光レベルを低くでき、広域のシステムを構成するには利点があるため、一部の施設で採用されている)。SCM 伝送方式では、光強度変調に、レーザダイオード (LD: Laser Diode) の注入電流を直接変調する方式と、外部変調器を用いる方法がある。前者は後者に比べて安価であるが、長距離伝送の際には歪が発生しやすいというデメリットがある。また、後者は広帯域化に課題があり、波長多重により前者と組み合わせるケースもある。

## 2.2. ケーブルテレビシステム向けデジタル伝送方式

### 2.2.1. シングルキャリア方式

国内ケーブルテレビの伝送路符号化方式としてはロールオフ率、レートを除いて欧州方式[22]と共通化されたシングルキャリアの 64 QAM がまず規格化され、普及が進んだ。そ

表 2-2 伝送路符号化変調方式の諸元

変調	64 QAM	256 QAM
入力信号	TSパケット	
フレーム同期	8パケットごとに同期バイト反転	
信号拡散	同期バイトを除いて擬似ランダム信号（15段PRBS）と乗算	
誤り訂正	短縮化リードソロモン符号（204, 188）	
インターリーブ	バイト単位畳み込み（深さ12）	
マッピング	差動符号（上位2ビット） 回転対称配置（下位4ビット）	差動符号（上位2ビット） 回転対称配置（下位6ビット）
ロールオフ率	13 %	
周波数帯域	6 MHz	
シンボルレート	5.274 Mbaud	
伝送レート	31.644 Mbps	42.192 Mbps
情報レート	29.162 Mbps	38.883 Mbps

の後、更なる多値化の検討が行われ、256 QAM が規格化されている[17]。それらの諸元を表 2-2 に示す。送信側での処理を順に説明すると、まず TS パケット 8 個ごとに先頭パケットの同期バイトをビット反転し、この 8 パケットを単位として同期バイト以外をエネルギー拡散する。次に TS パケットごとに誤り訂正符号化を行い、バイト単位で深さ 12 の畳み込みインターリーブを行う。この際同期バイトは遅延のないパスに割り当てられる。次にバイト・シンボル変換し、上位 2 ビットは差動符号化する。差動符号化後のシンボルを QAM 信号点配置にマッピングし、I 成分、Q 成分を求め、ロールオフ波形整形後に直交変調する。

### 2.2.2. マルチキャリア方式

国内のケーブルテレビで用いられるマルチキャリア方式の信号は、前述のように ISDB-T 信号と同じ形式の OFDM 信号である。上記 OFDM 信号は市販のデジタルテレビで受信可能なため、地上デジタル放送の再送信や、コミュニティチャンネルなどの自主放送に用いられている。また、[22]の後継規格として、DVB-C2[23]が規格化されている。DVB-C2 は MPEG-2 TS 以外のストリームを伝送するために GSE（Generic Stream Encapsulation）という仕組みを導入し IP 伝送などに対応したほか、マルチキャリア伝送の導入、変調方式の多値化、新しい誤り訂正方式（LDPC：Low Density Parity Check code）の導入によって帯域利用効率の向上を図ったものであり、[22]との後方互換性は考慮されていない。誤り訂正など要素技術のいくつかは次世代の DOCSIS の物理層[24]に適用されている。これらを、現在主に使用されているシングルキャリアの 64 QAM と比較した表を、表 2-3 に示す。

表 2-3 伝送路符号化変調方式の諸元

	64 QAM	ISDB-T	DVB-C2
入力	単一TS*	単一TS	複数TS & GSE (Generic Stream Encapsulation)
モード	一定速度 符号化 & 変調	可変速 符号化 & 変調	可変速 or 適応速度 符号化 & 変調
誤り訂正	リードソロモン符号	畳込み符号 + リードソロモン符号	LDPC符号 + BCH符号
インターリーブ	バイト	ビット, 時間, 周波数	ビット, 時間, 周波数
搬送波	シングルキャリア	マルチキャリア (Coded OFDM)	マルチキャリア (Coded OFDM)
パイロット	なし	コンティニューアス + スキャッタード	コンティニューアス + スキャッタード
ガードインターバル	なし	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/64, 1/128
変調	64 QAM	DQPSK, QPSK, 16, 64 QAM	16, 32, 64, 128, 256, 1024, 4096 QAM

### 2.2.3. サービス多重化

現行のデジタル放送では、ビデオ、オーディオ、データといった各メディアを構成する符号化ストリームは MPEG-2 Systems[10,25]に従って、MPEG-2 Transport Stream (TS) として多重化される。MPEG-2 Systems では、符号化ストリームは、エレメンタリーストリーム (Elementary Stream) と呼ばれ、エレメンタリーストリームをアクセスユニット (Access Unit, 同一再生時刻を有するデータ単位) に分割し、時刻情報を付与したものを PES (Packetized Elementary Stream) と呼ぶ。TS では、PES あるいは制御情報などの時刻情報が不要な情報 (セクションと呼ぶ) をパケット長 188 バイトの TS パケットにより扱う。概念図を図 2-5 に示す。番組を構成するビデオ、オーディオの符号化ストリームと TS パケット PID (Packet ID) の対応表など、各種番組制御情報は PSI/SI (Program Specific Information/Service Information) としてセクションの形式で伝送される。TS では複数の番組を同一ストリームで扱うことが可能で、番組ごとに再生時刻の記述となるクロックを定義できる。上記のクロックを 27 MHz の STC (System Time Clock) によって管理する。送信側では、STC を参照し、読み取ったカウンタを PCR (Program Clock Reference) として、当該時刻に対応する TS パケットのアダプテーションフィールドに重畳する。受信側では、TS パケットの受信時刻と PCR のカウンタ値を対応付けることによって STC を再生する。これにより、送信側と受信側でシステムが基準とするクロックを

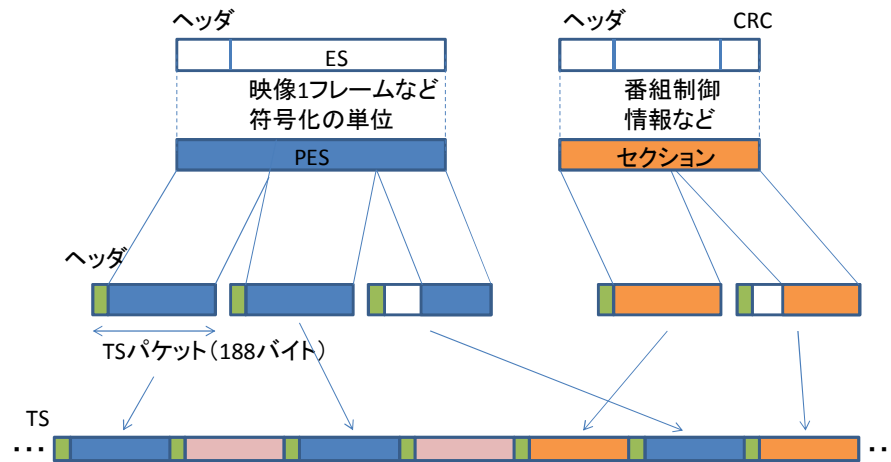


図 2-5 TS の概念図

共通化でき、システム同期が確立される。PCR の送出間隔は[10]で規定されており 100 ms に 1 回以上の頻度で送出する。また PCR を運ぶ TS パケットの許容ジッタも規定されている。受信側にて TS を受信したときに、その TS が到着して復号・提示するまでに常に受信バッファや復号バッファがオーバーフローやアンダーフローを起こさないようにする必要があり、そのための概念モデルとしての復号器（システムターゲットデコーダ）の規定がされている。送信側はこのシステムターゲットデコーダモデル上で破綻を起こさないようにしながら TS を送り出す必要がある。TS のレートを一定に保つため、有意のデータを運ばないヌルパケットが規定されている。

現行のデジタル放送では、基本的に放送局ごとに TS を作成しており、ケーブルテレビなどでの再放送（再送信）では、TS の独立性を保ったまま効率よく伝送することが必要である。例えば TS を再構成すると、データのタイミングがずれることで、データ放送の双方向サービスを利用した視聴者参加型番組において投票結果が送信できないなどの事象が発生することがあるためである。

## 第3章 光ケーブルテレビシステムにおける クリッピング歪対策

### 3.1. まえがき

近年, レーザダイオード (LD: Laser Diode) の直線性や雑音特性の向上により, 周波数多重された数十波の残留側波帯振幅変調 (VSB-AM) 信号をそのまま光強度変調して伝送するサブキャリア多重 (SCM: Sub-Carrier Multiplex) 光伝送が可能となり, 既にケーブルテレビの幹線系伝送に使われている. このような中, 衛星デジタル放送の再送信や, インタラクティブサービスなどのケーブルテレビへの導入により, VSB-AM 信号とともにデジタル信号が SCM 伝送に加わった. しかし, SCM 光伝送においては, LD への入力信号が LD の閾値でクリップされることにより広い周波数範囲にわたってインパルス的な歪が発生し, デジタル信号の誤り特性を劣化させる可能性があることが指摘されている [26-32]. クリッピングによるインパルス歪がデジタル伝送に与える影響については, インパルス歪をモデル化することで, VSB-AM と QAM の 2 種類の信号が混在するハイブリッド SCM 光伝送環境における光変調度と符号誤り率特性との関係が検討されているが [26-32], インパルス歪の時間軸方向の統計的性質およびそれに影響を与えるパラメータに関しては検討例が少ない [33-35]. そこで我々は SCM 光伝送におけるクリッピング歪の持続時間の統計的性質や, 持続時間に影響を与えるパラメータについて検討した. 具体的には歪の持続時間を変化させる要因として VSB-AM 信号の映像搬送波の周波数偏差 (周波数の規定値からのずれ) に注目し [34,35], 歪の持続時間との関係についてシミュレーションおよび実験を行った. また, バースト的に発生するクリッピング歪により QAM 信号の誤り訂正が有効に機能しない場合があることが指摘されている [35,36]. そこで誤り訂正が有効に機能するインターリーブの深さと上記の周波数偏差の関連について検討した. また, VSB-AM 信号の搬送波間の位相関係を制御することでピークを低減する手法についても実験的に評価した.

本章では, まず 3.2 節でクリッピング歪の発生をモデル化し, それに基づいてクリッピング歪の持続時間特性を計算機シミュレーションにより求める. 3.3 節では, 実験によりクリッピング歪の持続時間を測定し, 計算機シミュレーションの結果と比較する. 3.4 節では, VSB-AM/QAM ハイブリッド SCM 光伝送において, クリッピング歪の持続時間が QAM 信号の誤り率特性に与える影響について検討する. 3.5 節で, VSB-AM 信号の搬送波間の位相関係を制御することでピークを低減する手法について実験的に評価した結果



について述べる。

### 3.2. クリッピング歪の持続時間特性のシミュレーション

#### 3.2.1. クリッピング歪発生モデル化

SCM 光伝送では、図 3-1 に示すように、周波数多重 (FDM) された信号で LD を直接強度変調するのが一般的である。この場合、FDM された信号の合成振幅が大きくなり LD の閾値を割り込むと光出力信号がクリップされ歪が発生する。図 2-4 に示したように VSB-AM 信号のレベルが高いため、多波の VSB-AM 信号により発生した歪が QAM 信号に影響を及ぼす可能性がある。光ケーブルテレビの場合を考えると、6 MHz 間隔で FDM された VSB-AM 信号の映像搬送波 (以下、アナログ映像搬送波と呼ぶ) の合成振幅の包絡線波形は図 3-2 (a) のようになり周期 166.6 ns (=1/6 MHz) で変化する。そのとき合成振幅の最大値が閾値を越えているとクリップが 166.6 ns 周期で生じることになる。アナログ映像搬送波間の位相変化により合成振幅の包絡線波形が変化しクリップの状態も変化する。各アナログ映像搬送波に周波数偏差がある場合の時間波形を、166.6 ns 周期で折り返して表示し、波形が変化していく様子の例を図 3-2 (b) に示す。同図から合成振幅の大きな部分が何周期かすると次第に崩れていく様子がわかる。ここでは 166.6 ns 周期で起る個々のクリッピングでなく、それが何周期にわたって連続して起きるかに着目し、これをクリッピング歪の持続時間として観測することとした。クリッピング歪の持続時間は合成波の波形の変化に影響され、この変化の速さは各アナログ映像搬送波の周波数偏差 (6 MHz 間隔の周波数の規定値からのずれ) の大きさに依存すると考えられる。

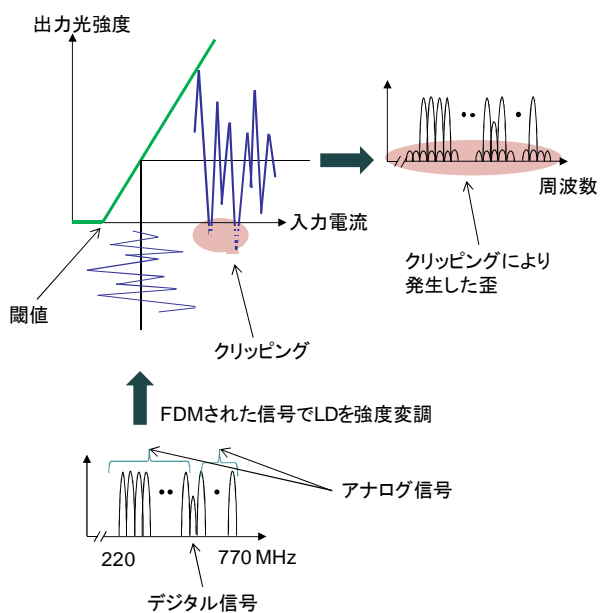


図 3-1 クリッピング歪発生モデル

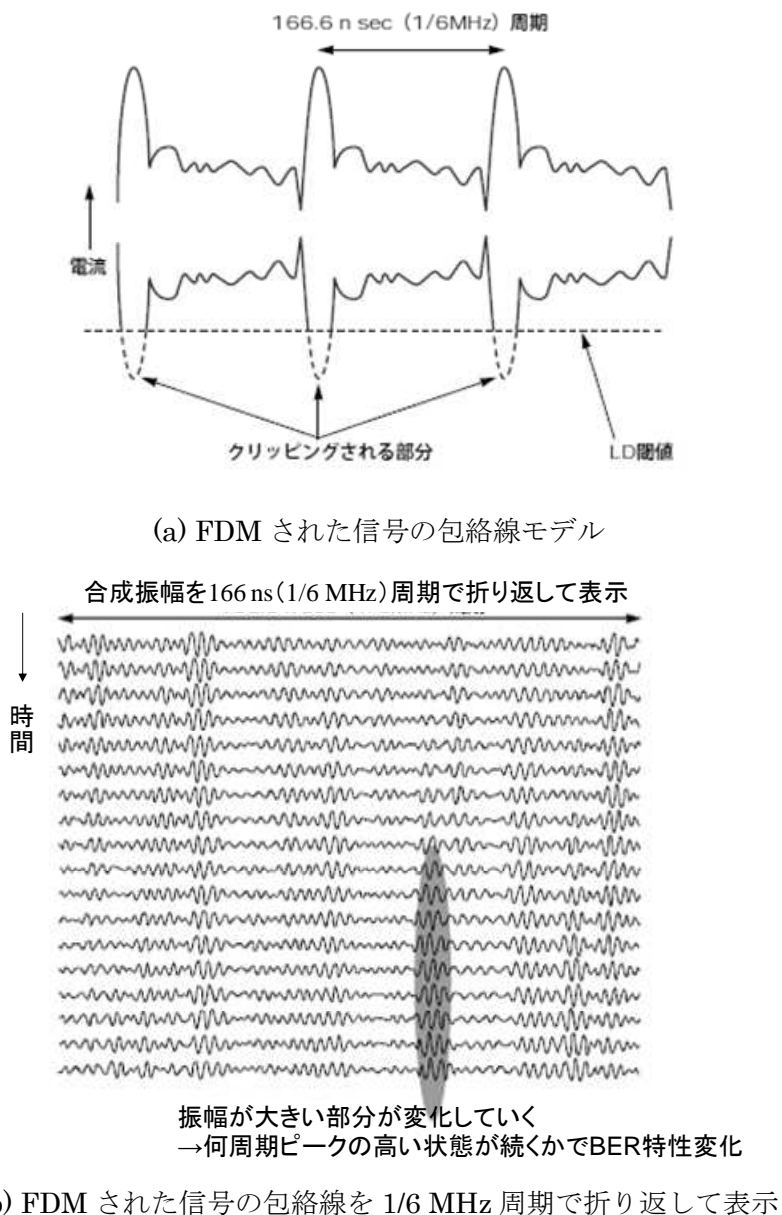


図 3-2 FDM された信号の包絡線の時間変化の様子

### 3.2.2. 計算機シミュレーション

3.2.1 で述べたように FDM された信号の包絡線波形の変化の速さは各アナログ映像搬送波の周波数偏差の大きさに関係すると考えられるので、この偏差の大きさをパラメータとして、以下の条件でシミュレーションを行った。

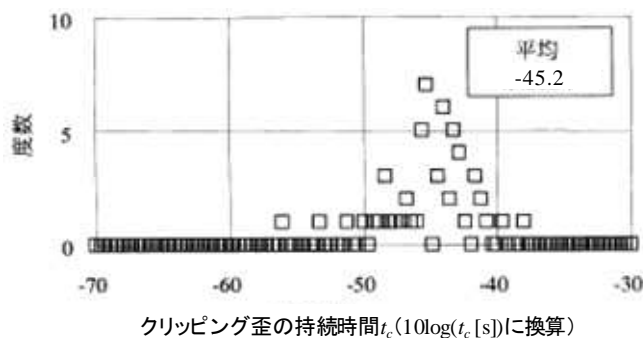
- (a) アナログ映像搬送波：6 MHz 間隔で 25 波，無変調
- (b) 各アナログ映像搬送波の周波数の時間変化：なし
- (c) 各アナログ映像搬送波の周波数偏差：ガウス分布

(d) 各アナログ映像搬送波の初期位相： $[0, 2\pi]$  の範囲で一様分布

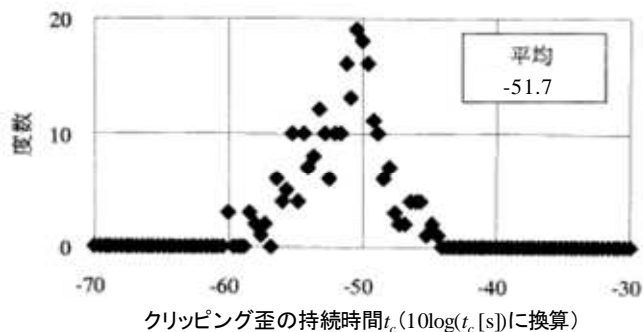
(e) LD の電流－光出力特性：閾値電流以上では線形

このとき，アナログ映像搬送波 25 波の合成振幅は

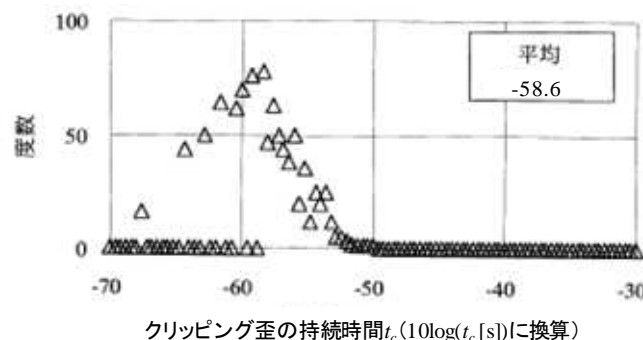
$$S(t) = m_o \sum_{k=0}^{N-1} \cos\{2\pi(f_0 + k \cdot \Delta f + \delta f_k)t + \phi_k\} \quad (3-1)$$



(a) 周波数偏差の標準偏差 5 kHz (総サンプル 57)



(b) 周波数偏差の標準偏差 10 kHz (総サンプル 252)

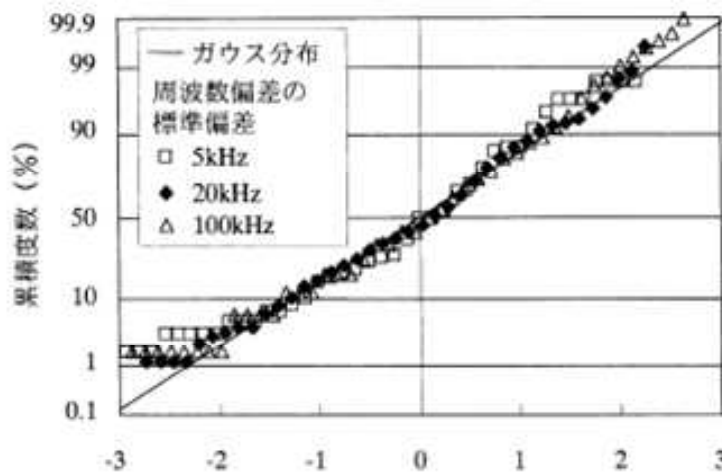


(c) 周波数偏差の標準偏差 20 kHz (総サンプル 951)

図 3-3 クリッピング歪の持続時間 (対数換算値) の度数分布 (シミュレーション)

と表せる. ここで  $\Delta f = 6 \text{ MHz}$ ,  $N = 25$  である.  $f_0 = 283.25 \text{ MHz}$  とし,  $\delta f_k$  は標準偏差  $\sigma_f$  のガウス分布に,  $\phi_k$  は  $0 \sim 2\pi$  の一様分布に従うものとする.  $m_0$  はアナログ映像搬送波一波あたりの光変調度である.  $S(t) = 1$  が LD の閾値に相当する.  $S(t)$  をサンプルレート  $3 \text{ GHz}$  で  $500$  点 ( $166.6 \text{ ns}$ ) 計算し, 閾値である  $1$  を越える状態の有無を判定する. これを繰り返して, 「閾値越えあり」の状態が何周期分続いたかを測定し, (続いた周期数)  $\times$  ( $166.6 \text{ ns}$ ) をクリッピング歪の持続時間とする. 観測時間は  $5 \text{ ms}$  とした. 光変調度を  $9.42 \text{ \%/ch}$  ( $m_0 = 0.0942$ ) に閾値を設定した場合のクリッピング歪の持続時間  $t_c$  の度数分布を図 3-3 に示す. 持続時間の単位は  $t_c \text{ [s]} \Leftrightarrow 10 \log(t_c \text{ [s]})$  により対数換算値で表している. 図 3-3 よりアナログ映像搬送波の周波数偏差のばらつきに依存して持続時間 (対数換算値) の平均値が変化していることがわかる. また, それぞれの累積度数を正規確率紙上に表示すると図 3-4 のようになり, アナログ映像搬送波の周波数偏差のばらつきが異なっても, 分布型としてはほぼガウス分布で近似できる.

次に, アナログ映像搬送波の周波数偏差の標準偏差  $\sigma_f$  と対数換算値で表したクリッピング歪の持続時間  $10 \log(t_c)$  の平均値 (以下, 平均持続時間 (対数換算値の平均値) と呼ぶ) の関係を図 3-5 に示す. 光変調度をパラメータとして変化させた. クリッピング歪の平均持続時間 (対数換算値の平均値) を  $t_a$ , アナログ映像搬送波の周波数偏差の標準偏差を  $\sigma_f$  (Hz) とすると, シミュレーション結果は  $t_a = -10 \log(10\sigma_f)$  の直線に沿っている. シミュレーション値は  $\sigma_f = 2 \text{ kHz}$ ,  $10 \text{ kHz}$  を除いて光変調度が高くなるほど平均持続時間は長くなっているが,  $t_a = -10 \log(10\sigma_f)$  との差は,  $\pm 3.1 \text{ dB s}$  以内であり,  $\sigma_f$  への依存度と比べて光変調度への依存度は小さいと言える. これは, クリッピングされている状態から波形が崩れてクリッピング状態でなくなるまでの時間 (=クリッピング歪の持続時間) が



クリッピング歪の持続時間  $t_c$  ( $10 \log(t_c \text{ [s]})$ ) に換算して標準偏差で規格化)

図 3-4 クリッピング歪の持続時間 (対数換算値) の累積度数分布 (シミュレーション)

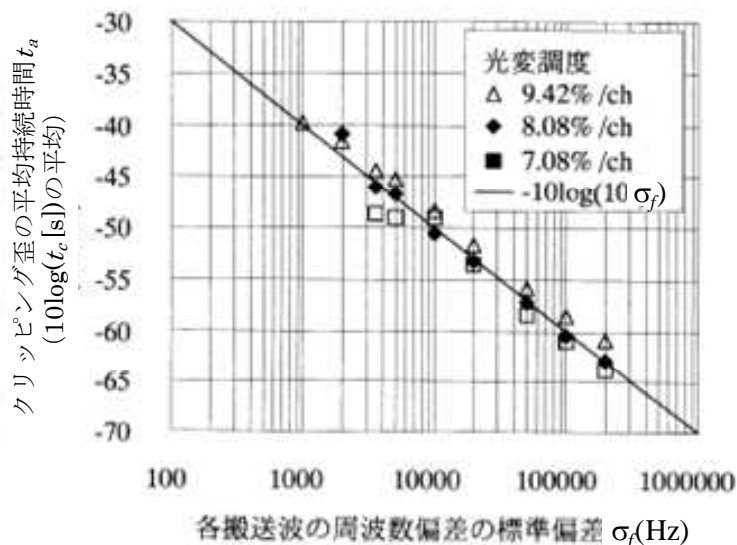


図 3-5 各搬送波の周波数偏差の標準偏差とクリッピング歪の平均持続時間の関係 (シミュレーション)

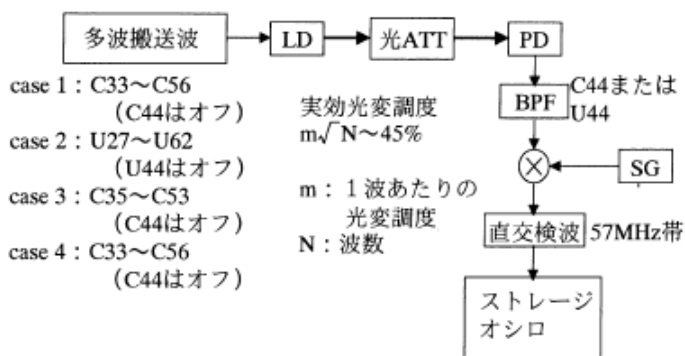


図 3-6 クリッピング歪の持続時間の測定系

ほぼアナログ映像搬送波の周波数偏差のばらつきで決まるためと考えられる。なお、クリッピングの発生する頻度については光変調度に大きく依存することが容易に想像されるが、これはシミュレーションによって確認されている。

### 3.3. クリッピング歪の持続時間の測定

#### 3.3.1. 実験構成

クリッピング歪の持続時間測定のための実験システムを図 3-6 に示す。シミュレーションでは LD でのクリッピングの有無を計算したが、実験では直接クリッピングの有無は測定できないのでクリッピングにより発生する歪を測定した。シミュレーション結果と比較するため、搬送波の周波数偏差の標準偏差  $\sigma_f$  が異なる 4 通り (case 1~case 4) の多波信号源

(無変調) を用いた. それぞれの場合の搬送波の周波数偏差の分布を図 3-7 に示す.

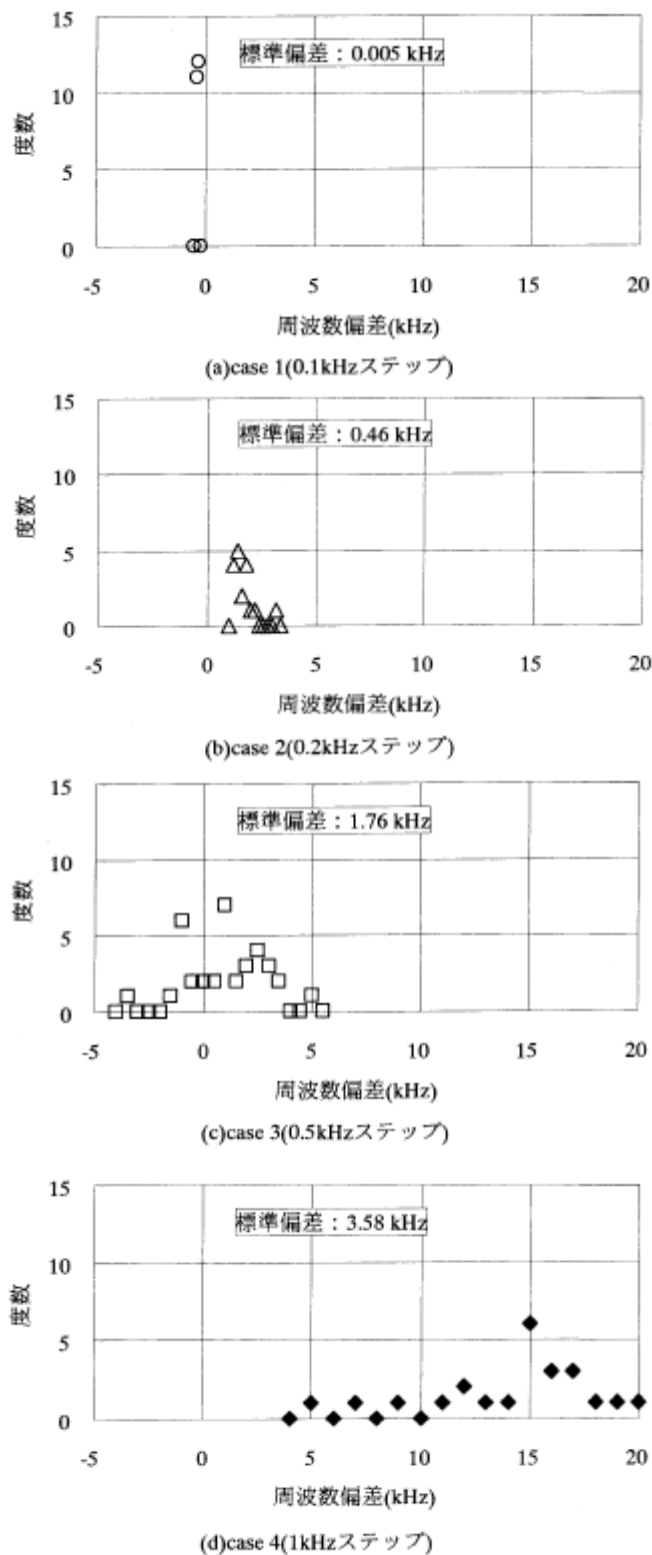
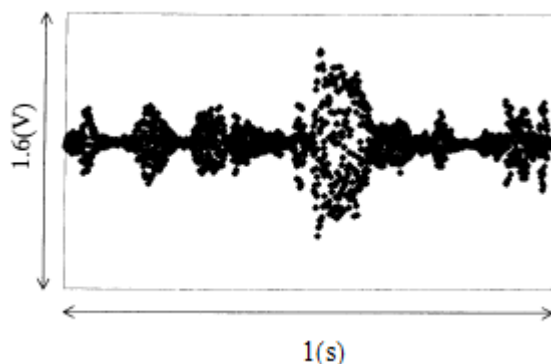


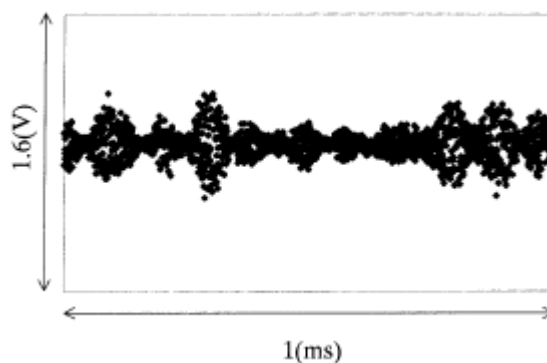
図 3-7 クリッピング歪の持続時間の度数分布

国内規格では周波数偏差は $\pm 20$  kHz以内と規定されているが、case 1 から case 4 の各信号源はこの規格を満たしている。また、3.2.2 節のシミュレーションにおいて、クリッピング歪の持続時間は光変調度にはほとんど依存しないことが確認されているので、光変調度を高め (9.3 %/ch) に設定して歪波形が白色ガウス雑音 (これは受光電力で決まり実効光変調度に依存しない) に埋もれないようにした。クリッピング歪は周波数配列の中心付近 (case 1, 3, 4 では C44 チャンネル, case 2 では U44 チャンネル) に発生する成分を取り出し、その歪を C44 チャンネルの時は 405.25 MHz の, U44 チャンネルの時は 713.25 MHz のローカル信号で 57 MHz 帯の IF 信号に周波数変換した。この IF 信号を直交検波してデジタル信号のベースバンドに重畳する歪成分を取り出す。これをストレージオシロスコープに取り込んだ。ストレージオシロスコープの分解能を 10 ビット, サンプルング周波数は 4 MHz とし, 2000 ポイント分 (500 $\mu$ s) のデータを複数回取り込んだ。持続時間が長くて包絡線を観測しきれない場合にはサンプルングレートを落としその分 1 回の取り込み時間を長くした。

### 3.3.2. 実験結果とシミュレーション結果の比較



(a) 周波数偏差：小

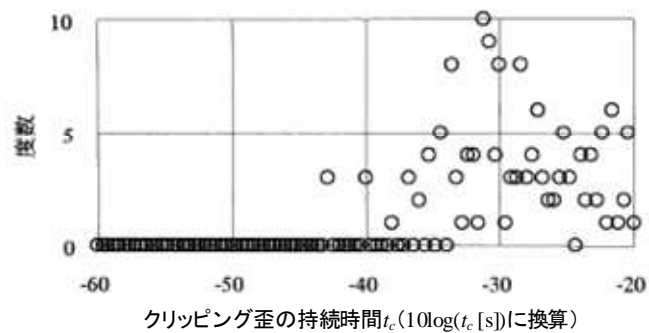


(b) 周波数偏差：大

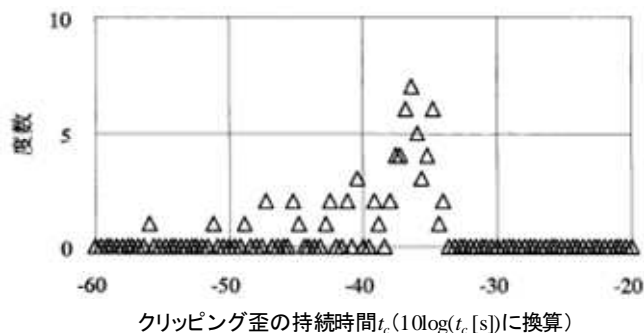
図 3-8 周波数偏差の違いによるクリッピング歪の時間波形の違い

周波数偏差のばらつきの大きさを変えて観測されたクリッピング歪の波形の例を図 3-8 (a), (b) に示す. 図 3-8 (a), (b) を比較すると周波数偏差のばらつきによりクリッピング歪の持続時間が大きく異なる様子がわかる. 測定したデータの絶対値をとり, これに移動平均 (8 サンプル) を施して得られた包絡線からそれぞれクリッピング歪の持続時間を求めた. 光変調度を下げてもクリッピング歪が発生しないようにして求めた白色ガウス雑音波形の包絡線の平均値の 2 倍を閾値とし, これを越えた分をクリッピング歪と見なして持続時間を算出した. また, 2 つの歪の間隔が  $5 \mu\text{s}$  以下の場合にはこれを 1 つの歪として扱った. 上記の方法で求めたクリッピング歪の持続時間 (対数換算値) の度数分布を図 3-9 に示す. シミュレーションの場合と同様にアナログ映像搬送波の周波数偏差のばらつきを小さくしていくとクリッピング歪の持続時間が長くなっていく傾向が見られる. それぞれの累積度数を正規確率紙上に表示したものを図 3-10 に, アナログ映像搬送波の周波数偏差の標準偏差  $\sigma_f$  とクリッピング歪の平均持続時間 (対数換算値の平均値)  $t_a$  の関係を図 3-11 に示す. 持続時間の分布はシミュレーションの場合と異なり若干ガウス分布からのかい離が見られるが, 周波数偏差と歪の平均持続時間の関係はシミュレーションで得られた  $t_a = -10 \log(10\sigma_f)$  の関係を満たし, よく対応していることがわかる. この関係を基にして SCM 伝送される各アナログ映像搬送波の周波数偏差からクリッピング歪の平均持続時間を推定することが可能である. 歪の持続時間がシミュレーションの場合と異なりガウス分布と乖離している原因としては, 白色ガウス雑音とクリッピング歪の分離が正確にできないこと, シミュレーションと異なり周波数偏差の分布がガウス分布でないことが考えられる.

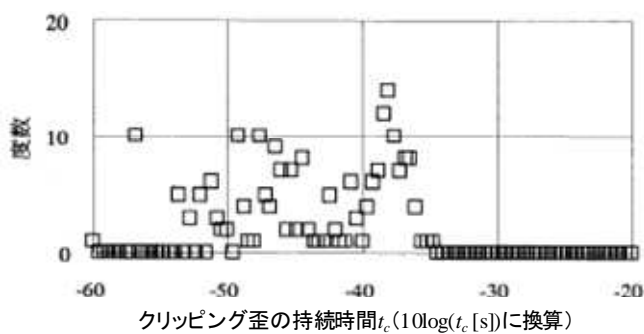




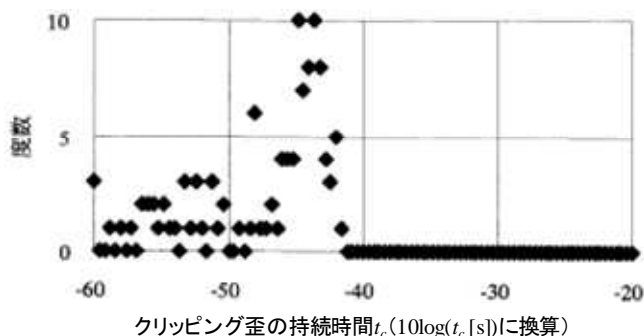
(a) case 1 (総数152)



(b) case 2 (総数63)

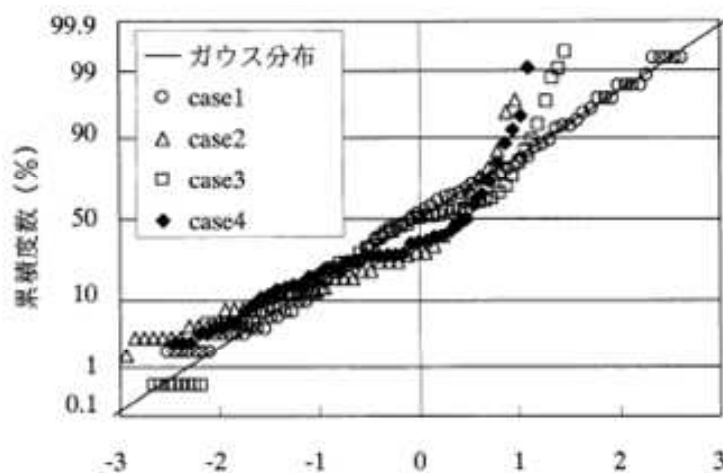


(c) case 3 (総数214)



(d) case 4 (総数112)

図 3-9 クリッピング歪の持続時間 (対数換算値) の度数分布 (実験)



クリッピング歪の持続時間 $t_c$ ( $10\log(t_c$  [s])に換算して標準偏差で規格化)

図 3-10 クリッピング歪の持続時間（対数換算値）の累積度数分布  
（実験）

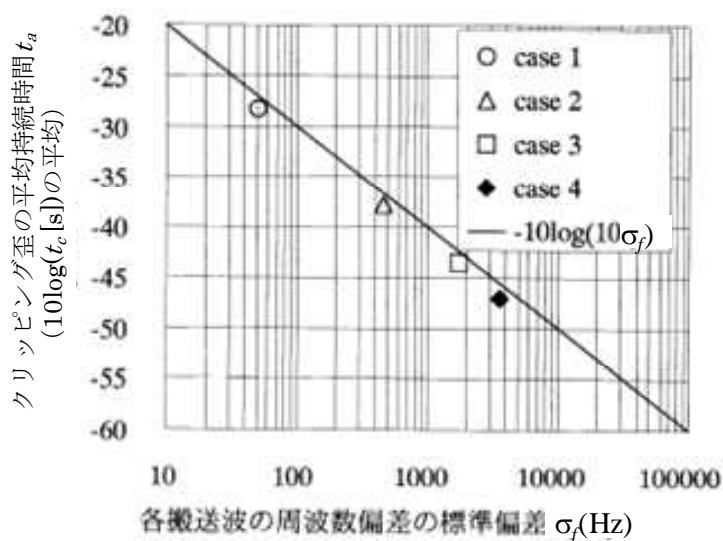


図 3-11 各搬送波の周波数偏差の標準偏差とクリッピング歪の平均持続時間の関係  
（実験）

### 3.4. クリッピング歪のバースト性が QAM 信号の誤り率特性に与える影響

VS-B-AM/QAM ハイブリッド SCM 光伝送では、クリッピング歪が発生した期間においては、バースト状の符号誤りが生じ易くなっていると考えられる。そこで、クリッピング歪の持続時間特性が 64QAM 信号の誤り訂正に及ぼす影響について基礎的な検討を行った。

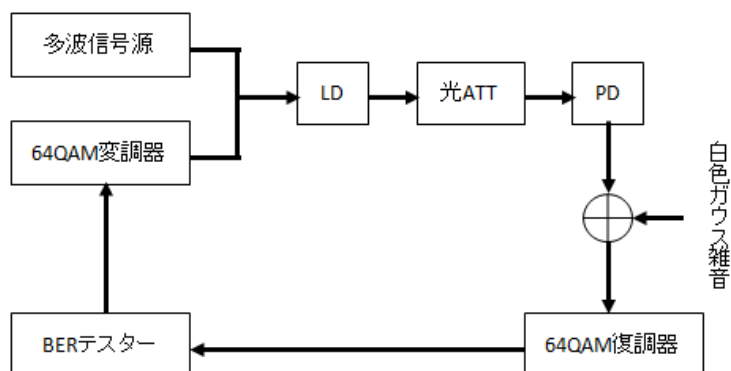
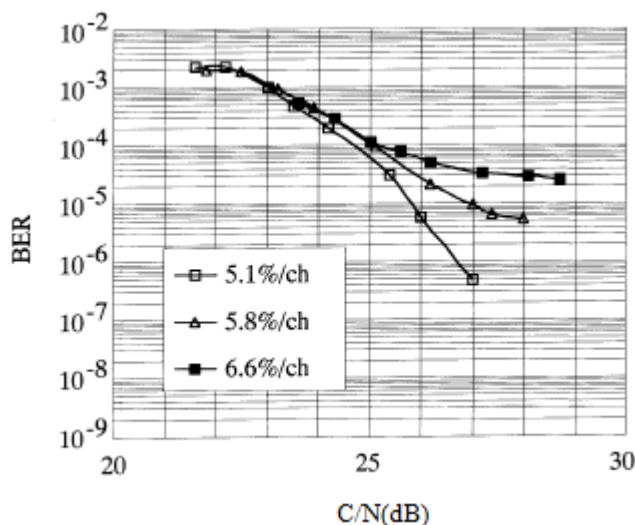


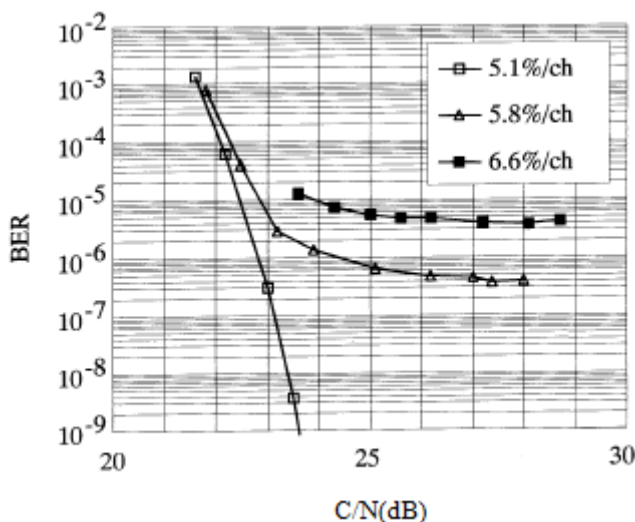
図 3-12 クリッピング歪に対する 64QAM 伝送特性の測定系統

まず、光変調度をパラメータとして C/N 対ビット誤り率特性を測定した。実験系統を図 3-12 に示す。ここでは図 3-7 の case 4 の多波信号源を用い、空きチャンネルである C44 チャンネルに 64QAM 信号を多重して LD を変調し、伝送特性を測定した。光減衰器（光 ATT）を調整し、受光電力は 2 dBm とした。光伝送系で発生する妨害の他に 64QAM 復調器への入力信号に白色ガウス雑音を加えることで C/N を変化させた。64QAM 信号の平均電力はアナログ映像搬送波 1 波の電力に対して -11.5 dB とした。

アナログ映像搬送波から生じるクリッピング歪のスペクトルは相互変調歪のように特定の周波数に集中しているため、クリッピング歪電力を含まない白色ガウス雑音電力を測定することができる。64QAM の変調諸元は第 2 章で述べたとおりで、国内規格に準拠したものである。64QAM 復調器側で誤り訂正「あり」と「なし」の両者についてそれぞれのビット誤り率を測定して比較した。ゲート時間はおよそ 5 分とした。測定結果を図 3-13 に示す。同図 (a) から、光変調度が高いほどクリッピング歪による誤りが増加することがわかる。同図 (a), (b) を比較すると誤り訂正なしで同じ誤り率でも光変調度が高いほど誤り訂正後の誤り率が大きい。これらから、誤り訂正なしの誤り率が同じでもその原因が白色ガウス雑音かクリッピング歪かによって誤り訂正後の誤り率に大きな差がでることが確認できる。



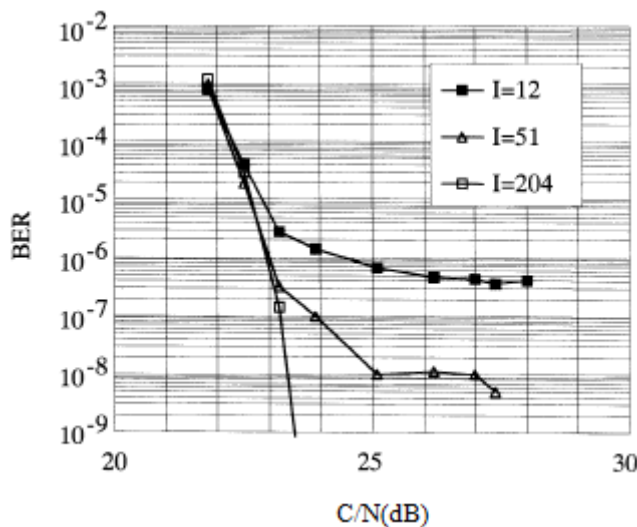
(a) 誤り訂正なし



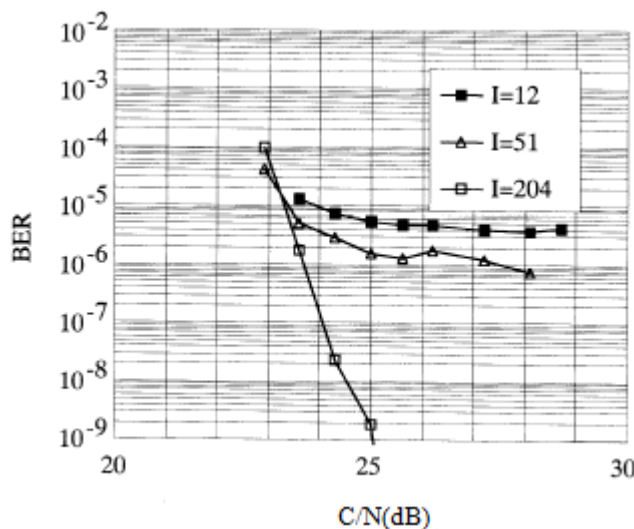
(b) 誤り訂正あり

図 3-13 クリッピング歪による C/N 対 BER 特性の劣化  
(インターリーブの深さ I=12, FDM 信号源 : case 4)

クリッピング歪が主な誤りの原因の場合、case 4 では、図 3-11 の結果からクリッピング歪の平均持続時間を真値になおすと  $25 \mu\text{s}$  となる。QAM 号のシンボルレートは  $5.274 \text{ Mbaud}$  であるから、歪の持続時間が  $25 \mu\text{s}$  の場合、誤りが生じやすい期間が 130 シンボル (約 98 バイト相当) 以上続くことになる。一方インターリーブの深さは 12 なので、このときにはデインターリーブ処理後においてクリッピング歪の影響を受けたバイトが 8 バイト以上になるブロック (204 バイト) が存在することになる。(204, 188) リードソロモン符号では 204 バイトのブロック中 8 バイトまでの訂正能力しかないので、誤り訂正ができない状況が発生する。



(a) 光変調度 5.8 %/ch の場合



(b) 光変調度 6.6 %/ch の場合

図 3-14 クリッピング歪による誤りに対するインターリーブの効果  
(FDM 信号源 : case 4)

さらに確認のためインターリーブの深さ、アナログ映像搬送波の周波数偏差のばらつきを変えて実験を行った。まず case 4 の多波信号源を用いてインターリーブの深さ  $I$  を 12, 51, 204 と変化させたときの QAM 信号の誤り率特性を図 3-14 に示す ( $I=51, 204$  の場合は有線テレビジョン放送法施行規則には準拠しない)。 $I=51$  の場合には誤り率のフロアを 1 桁程度改善でき、 $I=204$  の場合にはフロア特性がほぼ解消されている。すなわち  $I=204$  とすればクリッピングによる連続誤りをランダム誤りに近づけ、誤り訂正が効くようにできることがわかる。これは図 3-7 case 4 では  $I=204$  を越える持続時間の歪は観測されていないことと対応している。

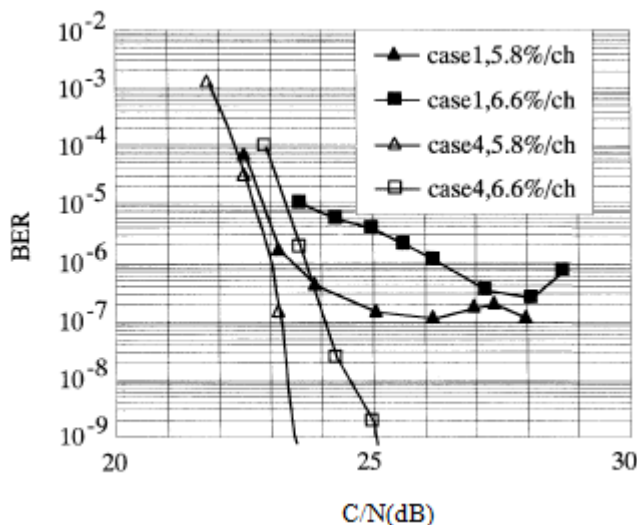


図 3-15 各搬送波の周波数偏差を変えた場合の C/N 対 BER 特性

次に周波数のばらつきを変えた実験の結果として、 $I=204$  とし、多波信号源を case 1, case 4 とした場合の誤り率特性を図 3-15 に示す。光変調度が 5.8%, 6.6% とともに、case 1 では case 4 と比較して周波数偏差のばらつきが小さくクリッピング歪の持続時間が長くなるため、 $I=204$  を越えるバースト誤りが生じており訂正しきれない状況が生じていることが観察できる。なお、図 3-14, 3-15 においても、光変調度が高いほど誤り率が劣化しているが、これは先に述べたように光変調度が高いほどクリッピング歪の発生頻度が大きくなるのが主な原因と考えられる。

また、無変調の多波信号源によるクリッピング歪が主な誤りの原因である場合に、インターリーブの深さと、歪の平均持続時間（対数換算値の平均値） $t_a$  の関係がどのような場合に誤り訂正が効果的かについて考察する。インターリーブの深さを  $I$  とすると、デインターリーブ処理後においてクリッピング歪の影響を受けたバイトが 8 バイトあるブロック（204 バイト）が必ず存在するようなクリッピング歪の持続時間  $T_f$  は、 $I \times 8$  バイト伝送するのにかかる時間なので、 $T_f = (I \times 8 \times 8) / (31.644 \times 10^6) \text{ s}$  である。この時間と比べてクリッピング歪の平均持続時間を真値になおした値  $T (= 1 / (10\sigma_f) \text{ s})$  が充分短ければよい。 $I = 204$  の時  $T_f = 413.6 \mu\text{s}$ 、 $I = 51$  の時  $T_f = 103.1 \mu\text{s}$  であり、case 4 では  $T = 25 \mu\text{s}$  である。図 3-14 では  $I = 204$  のとき誤り訂正が有効に機能し、 $I = 51$  では不十分なことから、誤り訂正が効果的に動作するには  $T$  の値が  $T_f$  の値の  $1/5 \sim 1/20$  程度であればよいと考えられる。

### 3.5. 搬送波位相制御によるアナログ信号のピーク低減

前節までは多波のアナログ信号の合計が LD の閾値特性でクリッピングされることによ

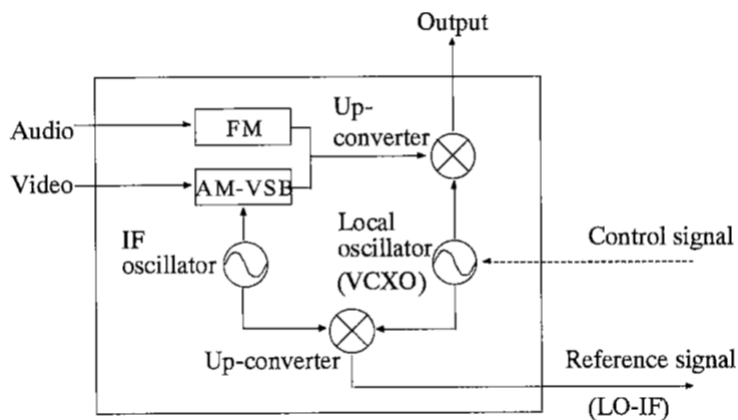
る歪の持続時間に着目してその性質を明らかにし、対策についてはデジタル信号の誤り訂正による手法を検討した。本節では、アナログ信号合計のピークを低減する手法について検討を行う。

### 3.5.1. 搬送波位相制御法

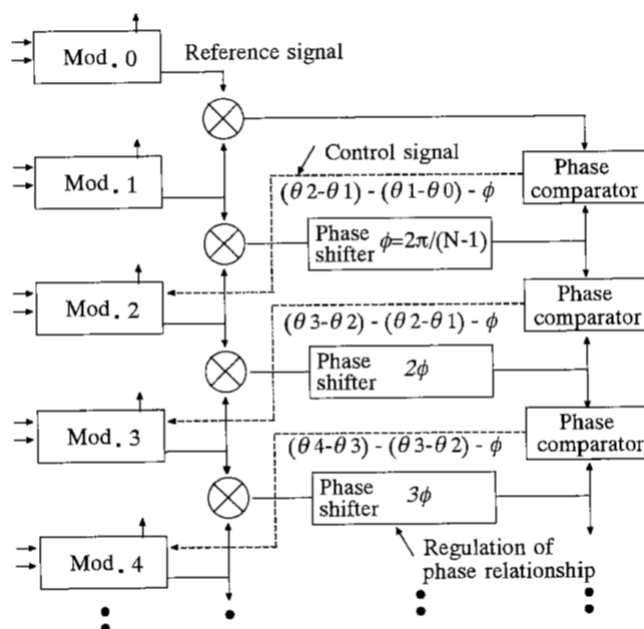
共通の発振器に同期させることにより等周波数間隔となるように制御した等振幅のサイン波の合計の振幅は、式(3-1)で $\delta f_k = 0$ としたものとなる。この振幅のピークを最小にする初期位相 $\phi_k$ の組み合わせの一般解は知られていないが、文献[37]によれば、以下の関係を満たすとき、ピークが低減できる。

$$(\phi_{k+2} - \phi_{k+1}) - (\phi_{k+1} - \phi_k) = \frac{2\pi}{N-1} \quad (3-2)$$

上記の関係を、等チャンネル間隔のアナログ信号を含むケーブルテレビ伝送で実現するため、図 3-16 に示す構成の VSB-AM 変調器を用いて式(3-2)の関係を満たすように制御を行う。各変調器は図 3-16(a)に示す構成をしており、各変調器からは無変調 IF と局部発振器 (LO) のビートを制御の参照信号として出力する。変調器 0 および変調器 1 の LO の VCXO は共通の水晶で PLL 制御する。図 3-16(b)に示すように、変調器 2 以降については、 $(k+2)$  番目の変調器の LO の VCXO は $(k+1)$ および $(k)$ 番目の変調器をもとに制御していく。具体的には、変調器 $(k+2)$ の参照信号出力と変調器 $(k+1)$ の参照信号出力の差周波数信号、および変調器 $(k+1)$ の参照信号出力と変調器 $(k)$ の参照信号出力の差周波数信号を取り出し、この差周波数信号同士の位相比較を行って位相差 $(\phi_{k+2} - \phi_{k+1}) - (\phi_{k+1} - \phi_k)$ に比例した出力を取り出す。これが一定値になるように変調器 $(k+2)$ の LO にフィードバックする。



(a) 変調器の構成



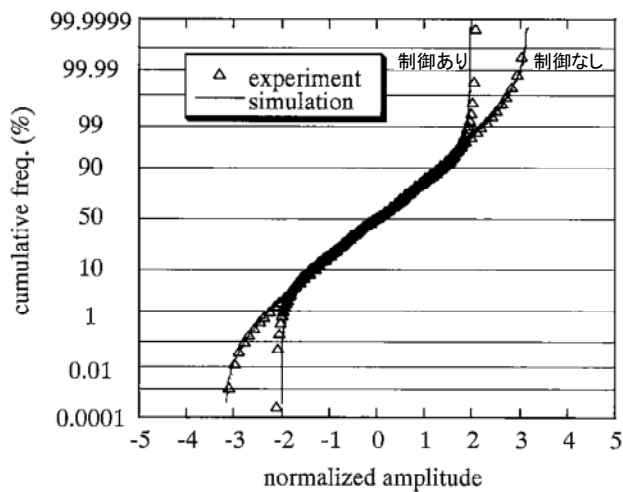
(b) 位相制御回路の構成

図 3-16 搬送波位相制御法

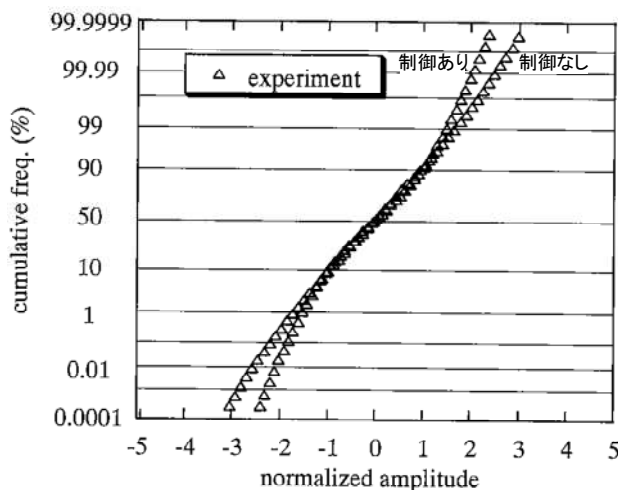
### 3.5.2. 搬送波位相制御法の実験による評価

提案した位相制御法により周波数多重信号の合成振幅の分布の範囲がどの程度狭くなるかについて、ストレージオシロスコープを用いて測定した。253.25 MHz～277.25 MHz に 6 MHz 間隔で配列した 5 波の無変調 VSB-AM 映像搬送波（音声搬送波なし）について合成振幅の累積度数分布を測定し、位相制御のある場合とない場合（個別制御）について比較した。振幅方向の分解能は 8 ビット、サンプル数は  $10^8$  で、測定時間は 5 時間程度である。結果を図 3-17(a)に示す。位相制御を行った場合、行わない場合と比べて振幅の最大値が小さくなっていることがわかる。また、比較のため、計算機シミュレーションの結果





(a) 映像搬送波無変調，音声搬送波なし



(b) 映像搬送波カラーバー変調，音声搬送波あり (-14 dB)

図 3-17 FDM された信号の振幅累積度数分布の位相制御による変化  
(横軸は標準偏差で規格化)

を示す。シミュレーション結果とも良く一致していることがわかる。

次に、映像搬送波を VSB-AM 変調し、音声搬送波を追加 ( $V/A = 14$  dB) した時に、位相制御法の効果があるかを検証した。映像変調信号にはカラーバー信号を用いた。結果を図 3-17 (b)に示す。VSB-AM 変調や音声搬送波により効果の大きさは小さくなっているが、振幅低減効果が減少すると考えられるが、この場合でもクリッピング歪を抑える効果があることがわかる。また、位相制御に起因する画質劣化は発生しないことを確認した。

### 3.6. むすび

VSB-AM 多波中に QAM 信号を多重する SCM ハイブリッド光伝送で問題となる可能性のあるクリッピング歪（周波数多重された信号がレーザダイオード (LD) でクリップされて発生する非線形歪）について検討した。これまでクリッピング歪の時間軸方向の統計的性質に関してほとんど検討されていないが、QAM 信号の誤り率特性に影響を与える重要なパラメータであるため、本論文では、信号映像搬送波の周波数偏差のばらつきの大きさに着目し、これを変化させてクリッピング歪の持続時間特性についてシミュレーションおよび実験を行った。その結果、歪の平均持続時間は映像搬送波の周波数偏差の標準偏差に逆比例することを明らかにした。また、クリッピング歪の持続時間が QAM 信号の誤り率特性に与える影響について検討し、歪の持続時間の平均値に比べて、インターリーブの拡散時間を 5~20 倍とすることで BER 特性を改善できることを示した。さらに、VSB-AM 信号の映像搬送波の位相を制御することで、クリッピング歪を発生しづらくできることを示した。

## 第4章 ケーブルテレビ向け 1024QAM 復調技術

### 4.1. はじめに

本章では、デジタルケーブルテレビの1ch(6MHz帯域幅)あたりの伝送容量の拡大を目指して、1024QAM伝送方式について検討し、ケーブルテレビに適用可能な1024QAM受信機の構成について明らかにする。

以下の各節では、まず、デジタルケーブルテレビ用に検討した大容量伝送方式について概観して、デジタルケーブルテレビ伝送方式の国際標準であるITU-T Rec. J.83[20]の日本向け規格であるAnnex Cの64, 256QAM方式を1024QAMに拡張した伝送方式に着目した理由を述べる。

1024QAM方式は64, 256QAM方式よりも、反射妨害によるシンボル間干渉(ISI: Inter-Symbol Interference)や、位相雑音が誤り率へ大きく影響するので、実用化に向けては、等化方式や、チューナの位相雑音対策が課題となる。

ISI対策については、適応等化器が必須の要素技術であり、等化器を収束させるためには既知のトレーニング系列を利用する手法が、実現が容易である。しかし、ケーブルテレビ受信機では、伝送容量を大きく取るため、トレーニング系列を用いないブラインド等化が望ましい。ケーブルテレビ用1024QAMとしては、文献[38]に、受信ICの構成が記述されている。また、文献[39]では、ソフトウェア復調の手法を用いて装置化による固定劣化の検討が行われている。しかし、ケーブル伝送路での反射によるISIや、ヘッドエンドのアップコンバータと受信機のチューナの周波数オフセットがある場合の、復調特性については検討されていない。そこで、トレーニング系列を用いない1024QAM伝送のための、ISIや周波数オフセットを考慮したブライド復調器について明らかにする。まずケーブルネットワークでの1024QAM伝送で考慮すべきISIを明らかにし、1024QAMに適応可能な復調アルゴリズムについて述べる。次に、計算機シミュレーションにより、復調アルゴリズムの評価を行う。

位相雑音対策については、これまでに、誤り訂正符号を強化することで位相雑音対策として効果のあることが報告されているが[40]、今回は誤り訂正を強化するための冗長さの増加を抑え、シンボル判定の方法を工夫することで改善効果を得る手法を検討した。まず、位相雑音の影響についてモデル化して定式化を行う。次に、シンボル誤り率を低減する判定しきい値線を導出し、これに基づいてシンボル判定領域の形を変形する方法について提案する。最後に、シミュレーションおよび試作機を用いた伝送実験を行い、提案方法の有効性を示す。

## 4.2. デジタルケーブルテレビのための大容量伝送方式

第2章で述べたように、現在、国内で規格化されているデジタルケーブルテレビの伝送方式は、トレーニング系列を用いない単一搬送波の 64, 256QAM 変調方式であり、6 MHz の伝送帯域でそれぞれ約 30 Mbps、約 40 Mbps の伝送容量を有している。また、平成 23 年総務省令第 95 号[11]の技術基準に基づいてアナログ放送（VSB-AM（Vestigial Side-Band Amplitude Modulation）信号）とデジタル放送（64, 256QAM 信号および OFDM 信号）を周波数多重で伝送するための技術的条件が規定されている[12,41,42]。アナログ放送をケーブルテレビで伝送する際の加入者宅での C/N（Carrier to Noise ratio）の目標性能値は 43 dB である[19]。このアナログ放送をすべてデジタル放送に置き換えた場合には、置き換えたデジタル信号について同程度の C/N が期待できる。

ケーブルテレビの大容量伝送方式として、例えば、DVB（Digital Video Broadcasting Project）がデジタルケーブルテレビの伝送容量を拡大するために開発した DVB-C2 方式[23]や ITU-T が宅内ネットワーク用に開発した G.9960[43]の変調方式などを利用することも考えられるが、現在規格化されている 64, 256QAM 信号も受信可能な後方互換性のある受信機を実現するために復調回路で共用できる部分の多い方式とすることが、メリットがあると考えられる。そこで、64, 256QAM 方式を拡張して 1024QAM まで多値化する手法の検討を行う。64, 256QAM 方式では誤り訂正符号として短縮化リードソロモン符号 RS（204, 188）を用いており、訂正前の BER（Bit Error Ratio：ビット誤り率）が  $10^{-4}$  以下の場合に訂正後の BER を擬似エラーフリーとなる  $10^{-12}$  以下にすることができ、十分に満足できる伝送品質が得られる。1024QAM では理論的には C/N 37 dB 弱で訂正後の BER を  $10^{-12}$  以下にすることができ、伝送容量としては、ロールオフ率 13% で約 48 Mbps、4% では約 53 Mbps を得ることができる。伝送容量約 53 Mbps を得ることができれば BS デジタル放送の 1 中継器分の情報（52.17 Mbps）を 6 MHz で伝送できる可能性がある。

以下では、次に説明する送信信号を用いるものとする。1024QAM のシンボル  $a(n)$  ( $=a_I(n) + ja_Q(n)$ ,  $n$  は自然数で、時系列で何番目のシンボルかを表す)は正方形のコンスタレーションで、 $a_I(n)$  および  $a_Q(n)$  は  $\pm 1/31, \pm 3/31, \pm 5/31, \dots, \pm 31/31$  の 32 通りの値を取る。トレーニング系列を用いない変調方式では、受信機で再生される搬送波の位相に  $90^\circ$  の不確定性（4 通り）があるので、シンボルマッピングは回転対称の配置とした。具体的には、文献[20] Annex C と同様に、 $I$ - $Q$  平面の 4 つの象限のシンボルマッピング（10 ビットシンボルの下位 8 ビットと信号点との対応関係）はそれぞれ回転対称の関係にある配置とし、10 ビットシンボルの上位 2 ビットは差動符号化したうえで 4 つの象限のいずれかに対応するようにマッピングする。これにより 4 通りのいずれの位相になっても正しくビットが復元できる。エネルギー拡散、誤り訂正、インターリーブについても文献[20] Annex C と同様に行う。また、ロールオフ率 13% でシンボルレート 5.274 Mbaud、ある

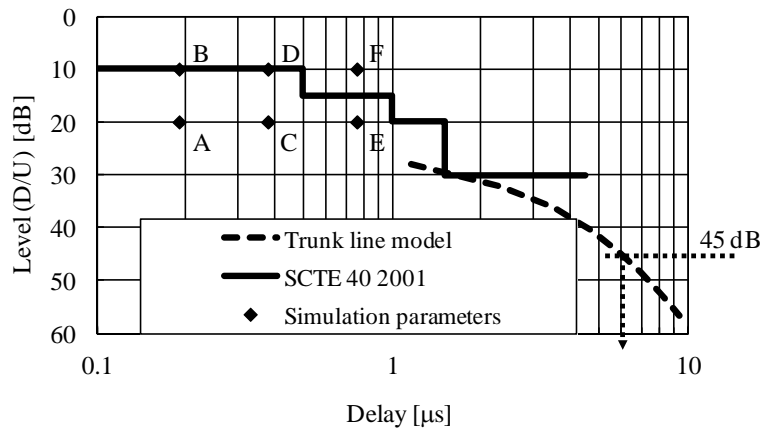


図 4-1 デジタルケーブルテレビの反射の規制値と幹線系の反射モデル

いはロールオフ率 4 %でシンボルレート 5.769 Mbaud のパラメータを用いる (付録 4A 参照).

### 4.3. ブラインド等化方式

本節では、ケーブルテレビ用 1024QAM 方式に適用可能なブラインド等化方式についての検討結果について述べる.

#### 4.3.1. 反射波の等化

ケーブルテレビでは、遅延時間の短い反射は分配系の終端されていない端子などでのインピーダンス不整合で生じる. 図 4-1 に SCTE (The Society of Cable Telecommunications Engineers : 北米の CATV 通信技術者協会) での規制値を例として示す.

遅延時間の長い反射は幹線増幅器間で発生すると考えられ, トータルの反射減衰量  $TRL$  (dB) は増幅器での反射減衰量を  $RL$  (dB), ケーブルでの減衰量を  $CL$  (dB/km), ケーブル長を  $L$  (km) とすると,

$$TRL = 2(RL + CL \times L) \quad (4-1)$$

と表せる [44]. 文献 [45] のデータから  $TRL$  の小さくなるパラメータを選んで,  $RL : 12$  dB,  $CL : 13.4$  dB/km とし, 伝播遅延時間を  $3.83 \mu\text{s}/\text{km}$  とすると, 反射波の遅延時間とレベルの関係は図 4-1 (破線) となる. 一方,  $BER=10^{-4}$  で等価  $C/N$  劣化が  $0.5$  dB となる反射波の  $D/U$  (Desired to Undesired signal ratio) を計算機シミュレーションにより求めると, 1024QAM では  $45$  dB となる.  $D/U < 45$  dB の反射波を等化するには遅延時間が  $6 \mu\text{s}$

以下の反射波に対応する必要がある。QAM のシンボルレートを日本の 64QAM 方式と同じく 5.274 Mbaud とすると遅延時間 6  $\mu$ s は 32 シンボル分となる。

上記のような遅延時間の長い反射波に対応する必要があるため、等化器の構成は、最尤系列推定法と比べて回路規模が小さく、線形等化器と比べて残留 ISI の少ない判定帰還型等化器とする。適応アルゴリズムは実装が容易な確率勾配型アルゴリズム[46]を前提として検討する。

### 4.3.2. 従来の復調器

QAM 復調では、AGC (Auto Gain Control), タイミング再生回路, 搬送波再生回路, 等化器をブラインドで収束させる必要がある。以下では、このうち搬送波再生回路, 等化器について 1024QAM への適用可能性について検討する。従来の 64, 256QAM 用復調 LSI の搬送波再生回路および判定帰還等化器 (DFE: Decision Feed-back Equalizer) の一般的なブロック構成を図 4-2 に示す。搬送波再生回路は、位相回転器, 位相検出器, ループフィルタ, デジタル VCO (Voltage Controlled Oscillator), から構成される。DFE は、Feed-Forward FIR Filter (FFF), Feed-Back FIR Filter (FBF), 判定器から構成されている。タイミング再生回路での最適位相からのずれを吸収するため、FFF は、タップ間隔がシンボル周期の 1/2 の FSE (Fractionally Spaced Equalizer) としている。搬送波再生回路に判定値を利用するため、搬送波再生回路を等化器の FFF の後に置く構成となっている。搬送波再生回路, DFE は下記に示す 3 つのステップで収束させる[47,48]。

第 1 ステップでは、FFF のタップ係数を、受信信号の位相が不確定な状態で動作可能な Godard' s CMA (Constant Modulus Algorithm) [49]により収束させて ISI を小さくする。一般に確率勾配型のタップ係数更新アルゴリズムでは、FFF のタップ係数ベクトル

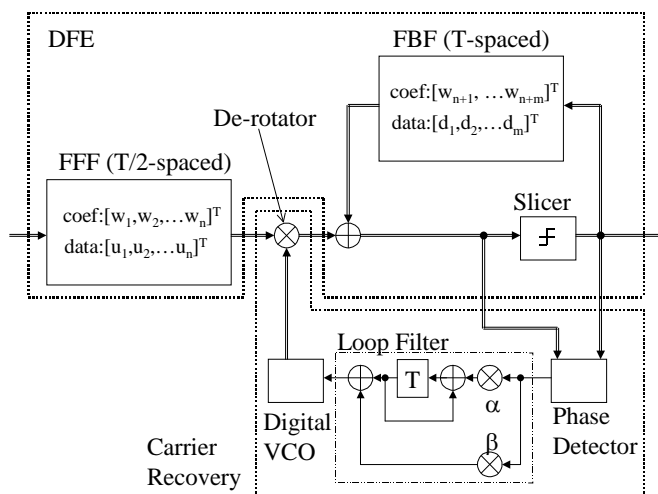


図 4-2 従来の 64, 256QAM 向け復調 LSI での搬送波再生, 等化部分のブロック図

$w_F(n)$ の更新式は,

$$w_F(n+1) = w_F(n) - \mu e(n) x_F^*(n) \quad (4-2)$$

と表せる. ここで  $x_F(n)$  は入力信号ベクトル,  $\mu$  はステップサイズ,  $e(n)$  は複素誤差信号である. CMA では,

$$e(n) = y_F(n)(|y_F(n)|^2 - R) \quad (4-3)$$

$$y_F(n) = x_F^T(n) w_F(n) \quad (4-4)$$

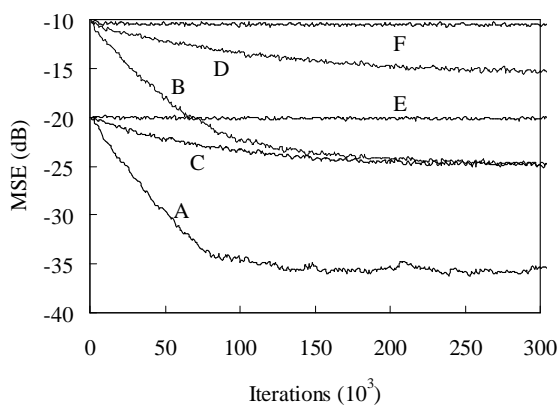
$$R = E(|a(n)|^4)/E(|a(n)|^2) \quad (4-5)$$

であり,  $y_F(n)$  は等化器出力, 定数  $R$  は 1024QAM では 955 である. また,  $E(*)$  は,  $*$  の期待値を表す. 初期状態では FFF の中央のタップ係数を 1, 他のタップ係数を 0 とする.

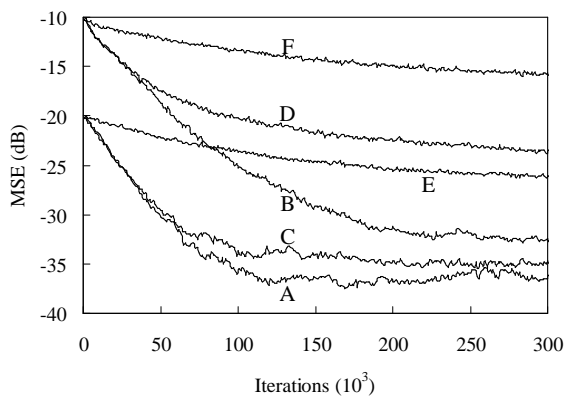
第 2 ステップでは, 搬送波再生回路を判定指向で動作させる. 収束特性を改善するため “stop-and go” アルゴリズム[50]等を判定指向の位相誤差検出回路に適用する場合もある.

最終ステップでは, DFE を判定指向で動作させる. すなわち等化器出力とそのシンボル判定値との誤差を利用して LMS (Least Mean Square) アルゴリズムで DFE の係数更新を行う.

この時, FBF に入力される判定値の大半が正しければ, DFE は収束する. DFE の収束には, 第 2 ステップ後に搬送波再生回路 の後ろで SER (Symbol Error Rate) を  $10^{-1} \sim 10^{-2}$  程度, すなわち 1024QAM では BER を  $10^{-2}$  以下にする必要がある[51]. そこで, 上述のアルゴリズムの 1024QAM への適応可能性を検証するため, 第 1 ステップでの FFF 出力での残留 ISI, および第 2 ステップでの搬送波再生回路出力での BER を, 複数の反射モデル (2 波モデルで反射波の遅延時間と D/U を変えたもの) についてシミュレーションにより求めた. シミュレーションは倍精度浮動小数点演算により行った. 図 4-3 は, FFF の収束特性を表す図である. 横軸を係数更新回数, 縦軸を平均 2 乗誤差 (MSE: Mean Square Error) とし, タイミング再生, 搬送波再生は理想的とした. MSE は  $E(|a(n)|^2)$  で規格化している. また, 表 4-1 に第 2 ステップでの BER を示す. 図 4-3 および表 4-1 より, 反射波の遅延時間が FFF のタップ長で決まる許容範囲を越える場合 (例えば図 4-3(a) での 'C' の状態) や, 遅延時間が許容範囲内でもレベルの高い反射波がある場合 (例えば図 4-3(a) での 'B' の状態) には, 第 1 ステップ後の MSE が大きく, 第 2 ステップ後の BER も  $10^{-2}$  より大きくなることがわかる. その結果, 最終ステップで DFE を収束させることができなくなり, 上述の反射モデルでは, 従来のアルゴリズムは 1024QAM に適用できないことがわかる.



(a) 7-tap FFF



(b) 15-tap FFF

- A: Delay = 1 symbol, D/U = 20 dB
- B: Delay = 1 symbol, D/U = 10 dB
- C: Delay = 2 symbol, D/U = 20 dB
- D: Delay = 2 symbol, D/U = 10 dB
- E: Delay = 4 symbol, D/U = 20 dB
- F: Delay = 4 symbol, D/U = 10 dB

図 4-3 FFF の収束特性 (等化係数の更新ステップサイズ  $\mu=5.0 \times 10^{-11}$ ).

表 4-1 収束プロセス第 2 ステップにおける BER

(図 4-2 でのループフィルタ係数  $\alpha = 2^{-25}$ ,  $\beta = 2^{-18}$ ,  $\mu = 5.0 \times 10^{-11}$ ).

	7-tap FFF	15-tap FFF
A	$2 \times 10^{-5}$	$8 \times 10^{-6}$
B	$1 \times 10^{-1}$	$5 \times 10^{-4}$
C	$7 \times 10^{-2}$	$2 \times 10^{-5}$
D	$2 \times 10^{-1}$	$1 \times 10^{-1}$
E	$2 \times 10^{-1}$	$7 \times 10^{-2}$
F	$3 \times 10^{-1}$	$2 \times 10^{-1}$



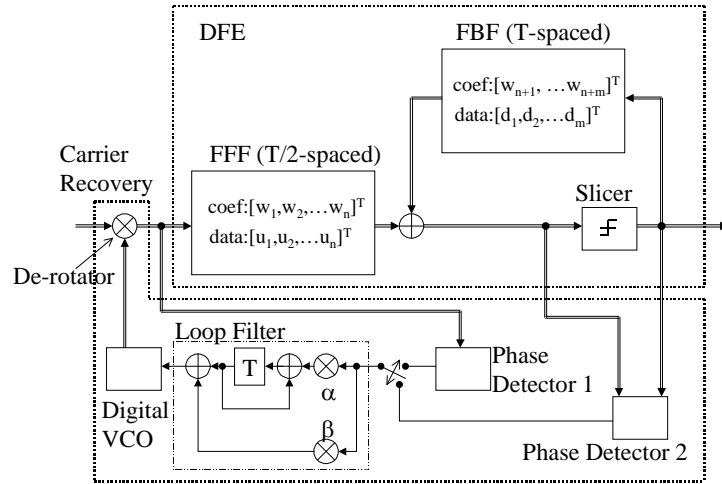


図 4-4 提案する 1024QAM 向け復調回路のブロック図

### 4.3.3. 提案する復調器

上記の問題を考慮し、図 4-4 に示す構成の、搬送波再生、および DFE を開発した。搬送波再生については、判定値を用いないアルゴリズムを用い、DFE のタップ係数更新に MCMA (Modified CMA) アルゴリズム[52]を用いる。搬送波再生、および判定帰還等化器の収束は、以下の 3つのステップで行われる。

第 1 ステップでは、搬送波再生部により粗く位相を合わせておく。これにより DFE の係数更新に MCMA アルゴリズムを適用できる。搬送波再生部ではコスト型 (非判定指向) [46]の位相検出器を用い、その出力をループフィルタに通してデジタル VCO を制御する。想定する反射妨害は希望波に対して  $-10\text{dB}$  以下であり、変調の多値数が大きい場合に非判定指向アルゴリズムで達成できる性能を満たせる値となっている [53]。収束速度を高めるため、動作開始時にはループゲインを大きくしておき、収束が進んだ段階でループゲインを切り替えても良い。位相検出器の出力は、搬送波再生部の出力を  $q(n) (= q_I(n) + jq_Q(n))$  として、 $q_I(n)q_Q(n)(q_I^2(n) - q_Q^2(n))$  である。

第 2 ステップでは、DFE のタップ係数を MCMA アルゴリズムにより収束させる。DFE のタップ係数ベクトル  $\mathbf{w}(n)$  の更新式は、以下のように表せる。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu e(n) \mathbf{x}^*(n), \quad (4-6)$$

$$e(n) = y_I(n)(y_I^2(n) - M_I) + jy_Q(n)(y_Q^2(n) - M_Q), \quad (4-7)$$

$$y(n) = y_I(n) + jy_Q(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n), \quad (4-8)$$

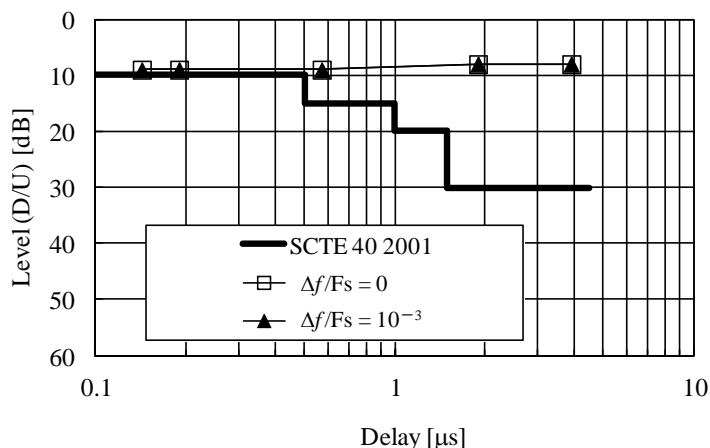


図 4-5 提案した復調回路での収束特性の評価 (シミュレーション)  
 (図 4-4 でのループフィルタ係数  $\alpha = 2^{-46}$ ,  $\beta = 2^{-34}$ ,  $\mu = 2.0 \times 10^{-10}$ ).

ここで,  $\mathbf{w}(n) = [w_1, w_2, \dots, w_{n+m}]^T$ , タップ入力ベクトル  $\mathbf{x}(n) = [u_1, \dots, u_m, d_1, \dots, d_m]^T$  とし  
 ステップサイズ  $\mu$  等化器出力  $y(n)$  とする. MCMA では, 収束の初期段階では,

$$M_i = E(|a_i(n)|^4) / E(|a_i(n)|^2)^2, \quad (4-9)$$

とし, 収束が進んだ状態では

$$M_i = |\hat{a}_i(n)|^2, \quad (4-10)$$

とする. ここで,  $\hat{a}_i(n)$  は  $y_i(n)$  ( $i = I$  or  $Q$ ) に最も近いシンボルを表す. 1024QAM では  
 (4-9) 式の  $M_i$  は 613 である. 初期状態では, FFF の中央タップ係数のみ 1 とし, 他のタッ  
 プ係数は 0 とする. MCMA は, 収束が進んだ状態で (4-10) 式に切り替えることで多値 QAM  
 信号においても残留 ISI を低減することができる [52].

第 3 ステップでは, 搬送波再生部および DFE を判定指向で動作させる. すなわち等化  
 器出力とそのシンボル判定値との誤差を利用して搬送波再生部および DFE を動作させる.

上記の復調アルゴリズムをシミュレーションにより評価する. C/N を 40 dB とし, 希望  
 波 1 波, 反射波 1 波の 2 波モデルで, 反射波の遅延時間を変えて, アルゴリズムが収束可  
 能な所要 D/U を計算機シミュレーションにより求めた. FFF のタップ数を 7, FBF のタ  
 プ数を 32 とし, 搬送波の周波数オフセット  $\Delta f / F_s$  ( $F_s$ : シンボルレート) は 0, または  $10^{-3}$  の 2  
 通りについて評価した. 周波数オフセットに対するキャプチャレンジを広げるため, 搬送波再生回  
 路のループゲインは,  $\alpha = 2^{-38}$ ,  $\beta = 2^{-30}$  で動作開始し, 段階的に切り替えて第 2 ステップでは  $\alpha =$

$2^{-46}$ ,  $\beta=2^{-34}$ とした。図 4-5 に結果を示す。上記のアルゴリズムは周波数オフセットがあっても遅延の大きい反射を等化することができるがわかる。

#### 4.3.4. 試作した 1024QAM 復調器の特性

上記のアルゴリズムを採用した復調器を試作し、評価実験を行った。試作したハードウェアの構成を図 4-6 に示す。シンボルレート周波数を  $F_s$  として、中心周波数  $2F_s$  の IF 信号を、 $8F_s$  のサンプリングレート、分解能 14 ビットで A/D 変換し、直交復調後、15 タップのローパスフィルタを通して、 $4F_s$  にダウンサンプリングする。64 タップのロールオフフィルタ（ロールオフ率 13%）を通した後、タイミング再生、搬送波再生、等化を行う。タイミング再生は、文献[54]に示される方法を用いる。タイミング誤差検出はゼロクロス法を用い、リサンブラは 15 タップの all pass filter で、タップ係数を位相量に応じて 4096 通りから選択する方式とした。搬送波再生部の位相分解能は 12 ビット、DFE のタップ数は、FFF を 7、FBF を 32 とした。ハードウェアで用いられる乗算器のビット幅は 18 ビットである。

このハードウェアについて、C/N を 40 dB とし、希望波 1 波、反射波 1 波の 2 波モデルで、反射波の遅延時間と、アルゴリズムが収束可能な所要 D/U の関係を実験により求めた。実験系統図を図 4-7 に示す。QAM 信号を 623 MHz に周波数変換し、2 系統の光伝送系で 2 波モデルの遅延時間、およびレベルを調整し、ガウス雑音を加えてから受信する。周波数オフセットは 0 Hz の場合と、10 kHz の場合について実験を行った。実験結果を図 4-8 に示す。上記のアルゴリズムを用いることにより、1024QAM 信号について、長い遅延波まで等化可能なことがハードウェアにより検証できた。

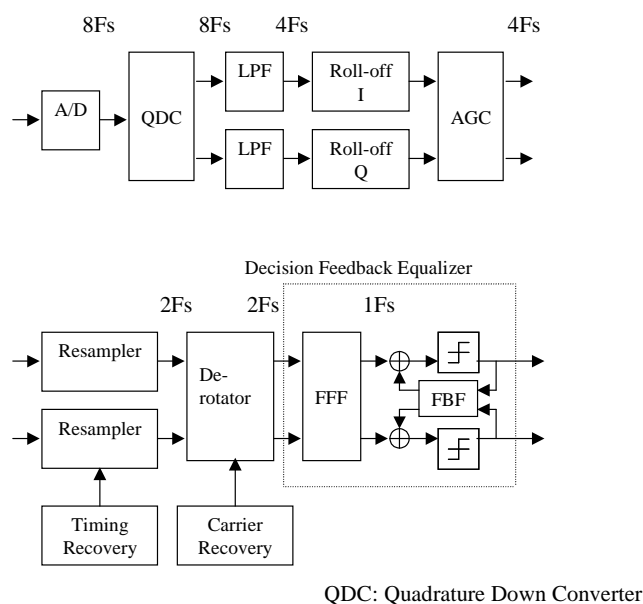


図 4-6 試作した復調器のブロック図

#### 第4章 ケーブルテレビ向け 1024QAM 復調技術

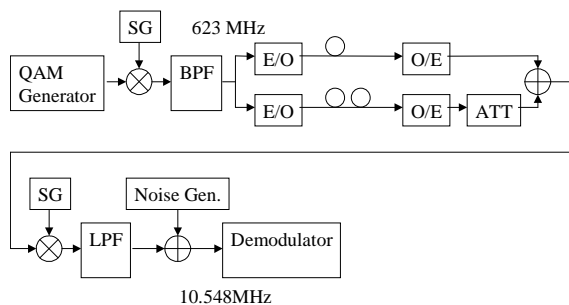


図 4-7 等化可能な D/U を求めるための実験系統図

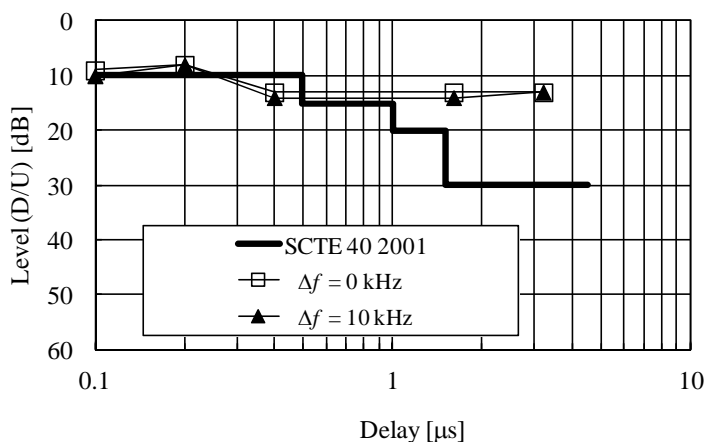


図 4-8 試作機での等化可能な D/U

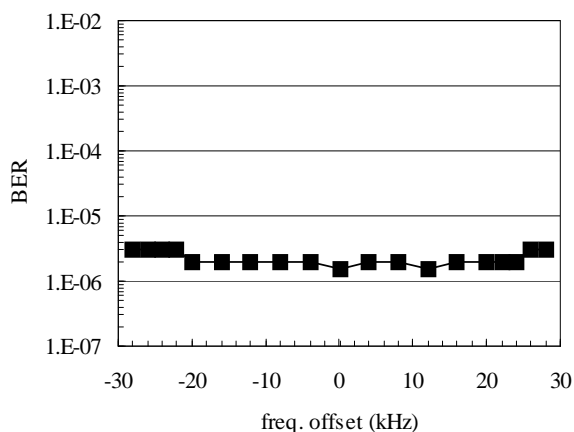
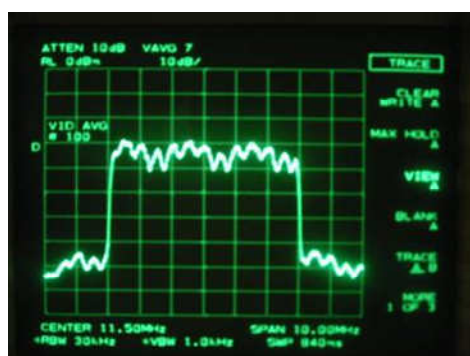
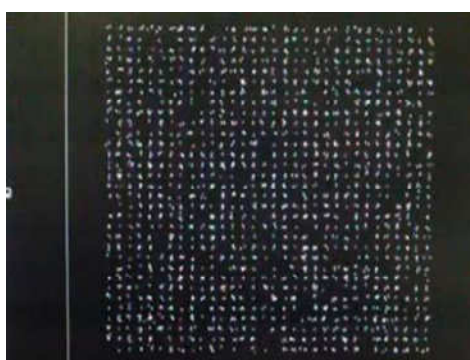


図 4-9 周波数誤差と BER の関係

次に、遅延時間  $0.2 \mu\text{s}$ 、D/U: 10 dB の反射がある状態で、周波数オフセットを変化させて、BER の変化を測定した。C/N は 40 dB とした。結果を図 4-9 に示す。有線テレビジョン放送法施行規則では、 $\pm 20 \text{ kHz}$  の周波数オフセットが認められているが、その範囲内で上記アルゴリズムにより劣化なく復調できることが確認できた。また、単一の反射波



(a) 反射妨害がある場合のスペクトラム



(b) 等化後の 1024QAM のコンスタレーション

図 4-10 遅延時間  $0.5\mu\text{s}$  および  $2.0\mu\text{s}$  で  $-10\text{ dB}$  の反射妨害のある場合の等化動作例

でなく複数の反射がある場合の動作確認として、遅延時間  $0.5\mu\text{s}$  および  $2.0\mu\text{s}$  で  $-10\text{ dB}$  の 2 波の反射妨害のある場合でも等化できることを試作機で確認した。結果を図 4-10 に示す。

#### 4.4. 位相雑音の影響を軽減する復調方法

図 4-11 に示すように、位相雑音が存在する場合には受信信号のコンスタレーションが円周方向に揺らぐので、多値化によって隣接するシンボル間の距離が近づくと、受信機のチューナなどの位相雑音が BER に大きく影響するという課題がある。本節では、復調側の工夫で位相雑音の影響を軽減する手法について述べる。

##### 4.4.1. 位相雑音の影響を受けた誤差信号のモデル化

図 4-12 に同期検波を行う受信機のモデルを示す。このモデルを用いて位相雑音が受信信号へ及ぼす影響について述べる。解析を簡単にするために、位相雑音の連続したサンプル値は互いに独立、再生された搬送波の周波数誤差はなし、シンボルを再生するタイミン

グは正確であると仮定する。

チューナで周波数変換された IF 信号（復調回路への入力）は(4-11)式で表せる。

$$x(t) = \hat{x}(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \theta(t))} + \hat{n}(t) \cdot e^{j\omega_0 t}, \quad (4-11)$$

ここで、 $\hat{x}(t) (= x_I(n) + jx_Q(n))$ は複素ベースバンド信号、 $\hat{n}(t) (= n_I(n) + jn_Q(n))$ は複素白色ガウス雑音、 $\omega_0/2\pi$ は IF 周波数、 $\theta(t)$ はチューナの位相雑音である。図 4-11 の位相誤差検出回路の出力 $c(t)$ は

$$c(t) = e^{-j(\omega_0 t + \tilde{\theta}(t))}, \quad (4-12)$$



図 4-11 位相雑音がある場合の 64 QAM の受信コンスタレーションの例

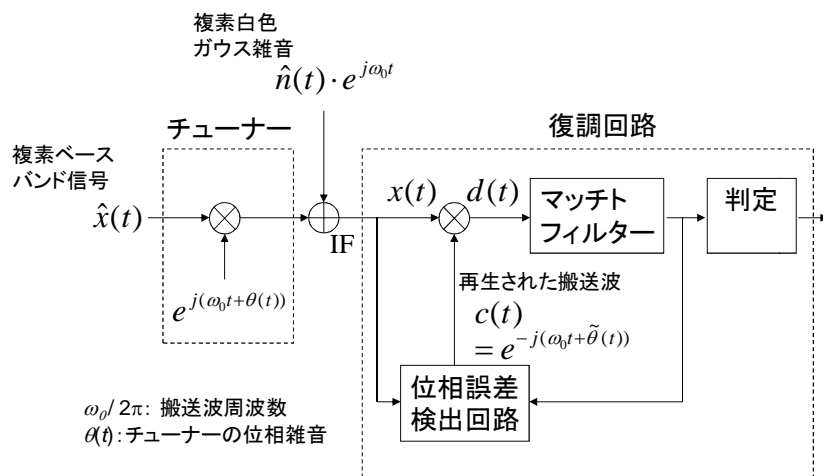


図 4-12 同期検波を行う受信機のモデル

と表せる．ここで， $\tilde{\theta}(t)$ は $\theta(t)$ の推定値である．(4-11)式および(4-12)式より復調信号は

$$\begin{aligned} d(t) &= x(t) \cdot c(t) \\ &= \hat{x}(t) \cdot e^{j(\theta(t)-\tilde{\theta}(t))} + \hat{n}(t) \cdot e^{-j\tilde{\theta}(t)}, \end{aligned} \quad (4-13)$$

となり，これがマッチトフィルタを通して検出される．従って，誤差信号は

$$\begin{aligned} e(t) &= d(t) - \hat{x}(t) \\ &= \hat{x}(t) \cdot \{e^{j(\varepsilon(t))} - 1\} + \hat{n}(t) \cdot e^{-j\tilde{\theta}(t)}, \end{aligned} \quad (4-14)$$

となる．ここで

$$\varepsilon(t) = \theta(t) - \tilde{\theta}(t), \quad (4-15)$$

は残留位相雑音であり， $\varepsilon(t) \ll 1$ のとき，

$$e(t) \approx \hat{x}(t) \cdot j\varepsilon(t) + \hat{n}(t) \cdot e^{-j\tilde{\theta}(t)}, \quad (4-16)$$

と近似できる．上式の右辺第1項は残留位相雑音による誤差，第2項は熱雑音による誤差を表す．ここで $\hat{\theta}(t)$ がシンボル周期程度の時間では大きく変動せず， $\hat{n}(t)$ と相関のない確率過程であれば，(4-16)式の第2項は複素ガウス過程とみなせる．また，十分に狭帯域化された確率過程はガウス過程と見なせるので[55]， $\varepsilon(t)$ も実ガウス過程と見なすことができる．以上の仮定をおくと，ある観測されたシンボル $a = a_I + ja_Q$ に注目したとき，その誤差信号は2つのガウス過程の和であり，(4-16)式の第1項はベクトル $(a_I, a_Q)$ に直交した向きを持ち，分散が $(a_I^2 + a_Q^2)$ に比例した大きさを持つ実ガウス過程，(4-16)式の第2項は等方性の分布で，分散が $\hat{n}(t)$ の分散と同じ複素ガウス過程となる．すなわち，熱雑音だけでは受信信号（復調信号 $d(t)$ のシンボルタイミングでのサンプル値）の送信シンボルからのずれは $I$ - $Q$ 平面上で等方性の分布を持つが，位相雑音の影響によってずれの分布が円周方向（ $I$ - $Q$ 平面上のシンボル点と原点を結ぶ直線に直交する方向）に引き伸ばされることになる．

#### 4.4.2. QAM 復調回路のシンボル判定領域

位相雑音の影響を軽減するために効果的なシンボル判定領域を考察する．熱雑音は $I$ - $Q$ 平面上で等方性の分布を持つので，従来は正方形のシンボル判定領域が用いられていた．

位相雑音は熱雑音による誤差の分布を  $I$ - $Q$  平面上で円周方向に引き伸ばすので、BER 特性の劣化を軽減するために、分布の形に応じてシンボル判定領域の形を変形することとする。

議論を簡単にするために、2つの隣接するシンボル間での誤り率を最小にする判定領域の境界を考える。ここで、2つのシンボル（シンボル $A_s$ とシンボル $B_s$ ）間の距離は原点からの距離と比較して十分に小さく、各シンボルに対する雑音分布の確率密度関数はそれぞれ(4-17)式で近似できると仮定する。

$$f_N(u, v) = \frac{1}{2\pi P_n Q_n} e^{-j\left\{\frac{(u-u_N)^2}{2P_n^2} + \frac{(v-v_N)^2}{2Q_n^2}\right\}}, \quad (N \text{は} A_s \text{または} B_s) \quad (4-17)$$

ここで、 $u$ - $v$  座標系は、図 4-13 に示すように、シンボル $A_s$ とシンボル $B_s$ を結ぶ線分の中点を原点とする座標系で、 $u$  軸はこの原点と  $I$ - $Q$  平面の原点を結ぶ直線で、向きを  $I$ - $Q$  平面の原点が負の向きになるように設定する。 $v$  軸は  $u$  軸に垂直な直線で、 $I$ - $Q$  平面の原点から反時計回りの向きを正とする。 $(u_N, v_N)$ はシンボル $N$ の座標であり、 $N$ は $A_s$ または $B_s$ である。 $Q_n^2$ は  $u$ - $v$  座標系における  $v$  軸方向の位相雑音と熱雑音の合計の分散を表す。また、 $P_n^2$ は  $u$  軸方向の熱雑音の分散、すなわち式(4-16)でいえば $(a_I, a_Q)$ 方向の分散に対応した量である。

図 4-10 に示した 64 QAM の受信コンスタレーションからもわかるように、位相雑音による誤差の影響は、シンボルの振幅に比例して大きくなるので、信号配置の最も外側に存在するシンボルに対する影響が重要である。本節で検討する 1024QAM では  $32 \times 32$  の信号点があるので、最外周に位置する信号点とその内側に位置する信号点の振幅値の差の割合は最大で  $2/31$  である。この場合、位相雑音が熱雑音による誤差の分布を  $I$ - $Q$  平面上で円周方向に引き伸ばす効果の程度は、2つのシンボル間で大差ないと考えられる。そこで、図 4-12 におけるシンボル $A_s$ とシンボル $B_s$ の位相雑音の影響を、 $R_0 \gg d$  ( $d$ はシンボル $A_s$ とシンボル $B_s$ の距離) の条件下では、二つのシンボルの中間点での値で代表させることがで

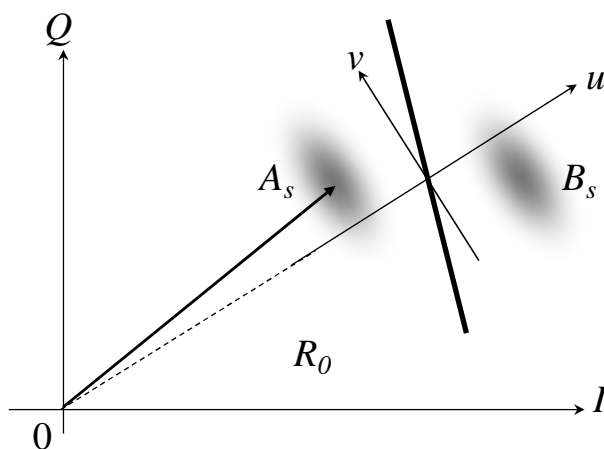


図 4-13 シンボル A, B 間の閾値を決める際の雑音分布のモデル



きる。このとき、位相雑音の影響の大きさを熱雑音の大きさを正規化するためのパラメータを $\alpha(\geq 0)$ 、 $I$ - $Q$  平面の原点とシンボル間の midpoint との距離を $R_0$ とすると

$$Q_n^2 = (1 + \alpha R_0^2) P_n^2 \geq P_n^2 \quad (4-18)$$

の関係がある。上式から同じ $\alpha$ の値であっても $R_0$ によって位相雑音の比率が変化する、すなわち、判定するシンボルが $I$ - $Q$  平面の原点から離れるに従い ( $R_0 \rightarrow$  大)、位相雑音の影響が大きくなるのがわかる。 $u$ - $v$  座標系で見た雑音分布は 4.4.1 節で述べたように  $u$ ,  $v$  が無相関の 2 次元ガウス分布であり、 $v$  方向の分散は  $u$  方向の分散に対して  $R_0$  の 2 乗に比例する成分が加わった形となる。

誤り率を最小とする最大事後確率 (MAP : Maximum A-posteriori Probability) 受信のしきい値線は、事前確率が等しいと仮定すれば、確率密度が同じ値となる点の集合、すなわち

$$f_{A_s}(u, v) = f_{B_s}(u, v) \quad (4-19)$$

の解として求まる。この方程式の解は  $u$ - $v$  座標系の原点を通る直線

$$\frac{\Delta u}{P_n^2} u + \frac{\Delta v}{Q_n^2} v = 0 \quad (4-20)$$

である (付録 4B 参照)。ここで、 $\Delta u$ ,  $\Delta v$  はシンボル間の座標差

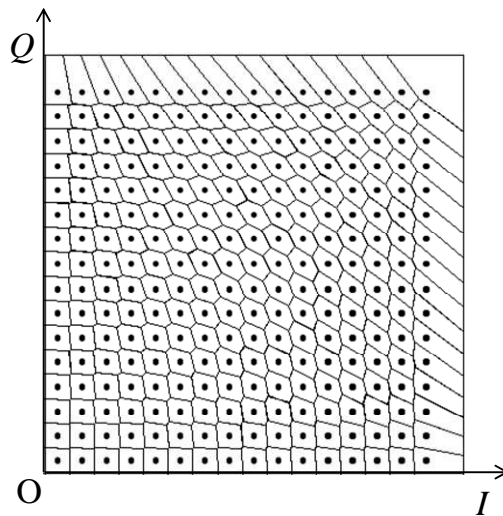


図 4-14 1024 QAM のシンボル判定領域 (第 1 象限) の例

$$\Delta u = 2u_{B_s} = -2u_{A_s} \tag{4-21}$$

$$\Delta v = 2v_{B_s} = -2v_{A_s} \tag{4-22}$$

である。

$I$ - $Q$  平面上的の任意のシンボルとそれに隣接するシンボルとの間のしきい値線を(4-20)式で求め、任意のシンボルの判定領域をそれらのしきい値線で囲まれた領域とする。図 4-14 に 1024QAM の判定領域の例を示す。なお、この例では、最外周のシンボルの判定領域を  $I$  方向、 $Q$  方向共に 65/62 で制限している。

しきい値線で囲まれた領域の一部を拡大すると、図 4-15 に示すように、縦方向および横方向に隣接する 3 つのシンボル間の 3 本のしきい値線は 1 点で交わらない。そのため、 $I$ - $Q$  平面には上記の判定領域に含まれない領域が存在するが、判定領域に含まれない領域に含まれる受信信号は  $I$ - $Q$  平面上でユークリッド距離の最も近いシンボルに判定することとする。なお、ユークリッド距離の最も近いシンボルに判定する手法は従来の手法そのものである。

以上のシンボル判定法を、以下、多角形領域判定と呼ぶこととする。

#### 4.4.3. シミュレーションによる評価

位相雑音を有する搬送波に対して、多角形領域判定を用いた場合と従来の正方形の判定領域を用いた場合（以下、正方形領域判定）の SER（シンボル誤り率）をシミュレーションを行って比較する。位相雑音は  $1/f$  特性を持つピンク雑音とした。(4-18)式の  $\alpha$  をパラメータとして C/N 対 SER をシミュレーションした。結果を図 4-16 に示す。ここで、位相雑

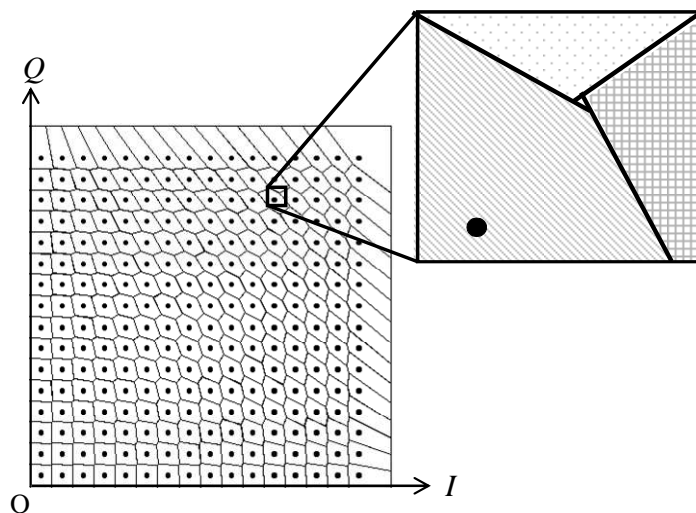
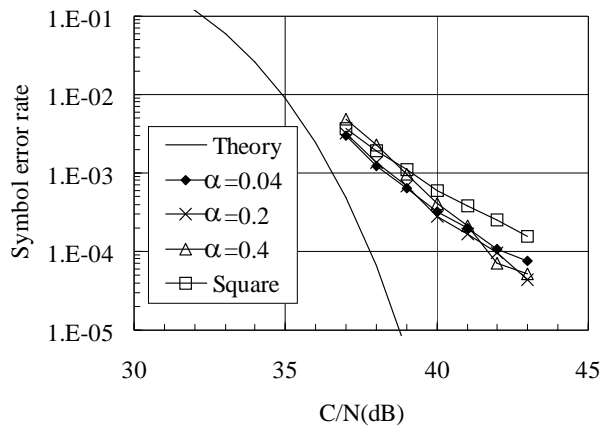


図 4-15 隣接する 3 つのシンボルの境界領域の拡大図

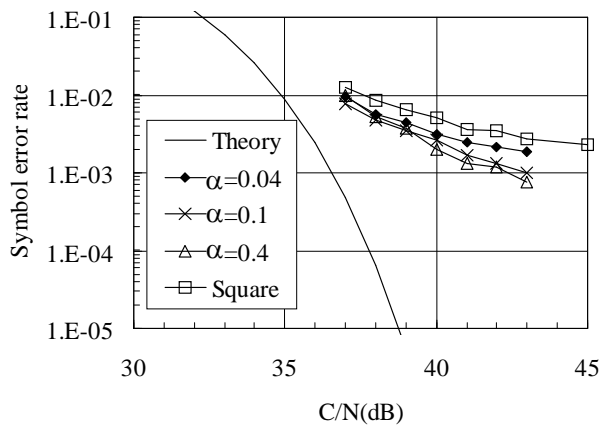
音の大きさを 10 kHz オフセットで、 $-95.5 \text{ dBc/Hz}$  または  $-92.5 \text{ dBc/Hz}$  に設定した。これらは市販チューナ (ISDB-T 用) の実測値を参考に設定した値である。比較のために正方形領域判定の場合の結果も示した。また、位相雑音が存在しない場合の理論値  $S_{ER}$  は (4-23) 式を用いて算出した [56]。ここで、 $\text{erfc}$  は誤差補関数、 $C/N$  は dB 値を表す。

$$S_{ER} = \frac{31}{16} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{C/N}{10^{10} \cdot 682}} \right) \quad (4-23)$$

所要シンボル誤り率を  $10^{-3}$  とした場合 (既存の 64QAM の規格と同じリードソロモン符号による誤り訂正を想定)、位相雑音が  $-95.5 \text{ dBc/Hz}$  のとき  $\alpha=0.04 \sim 0.2$  で所要  $C/N$  の 1 dB 程度の改善が、 $-92.5 \text{ dBc/Hz}$  のとき  $\alpha=0.1 \sim 0.4$  で所要  $C/N$  の 2 dB 以上の改善が見



(a) 10 kHz オフセットで  $-95.5 \text{ dBc/Hz}$  の位相雑音



(b) 10 kHz オフセットで  $-92.5 \text{ dBc/Hz}$  の位相雑音

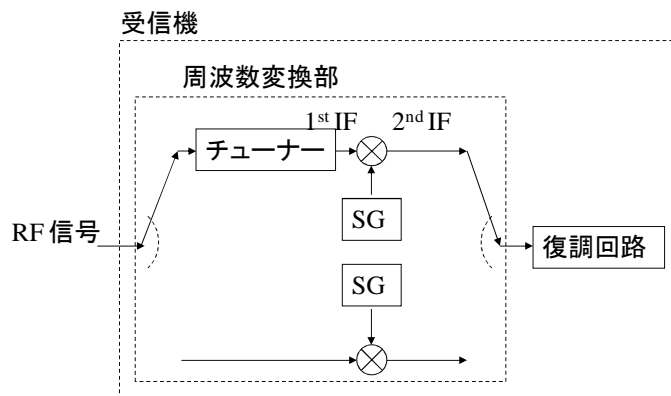
図 4-16  $\alpha$  をパラメータとして計算した  $C/N$  対シンボル誤り率特性

込めるという結果が得られた。すなわち、多角形領域判定を行うことで位相雑音による BER 特性の劣化を軽減できること、位相雑音量に多少影響されるものの、多角形領域判定の効果は $\alpha$ の値に大きくは依存しないことがわかった。したがって、チューナの特性毎に、また、受信 C/N (熱雑音量) 毎に、 $\alpha$ を微調整する必要はないと考えられる。

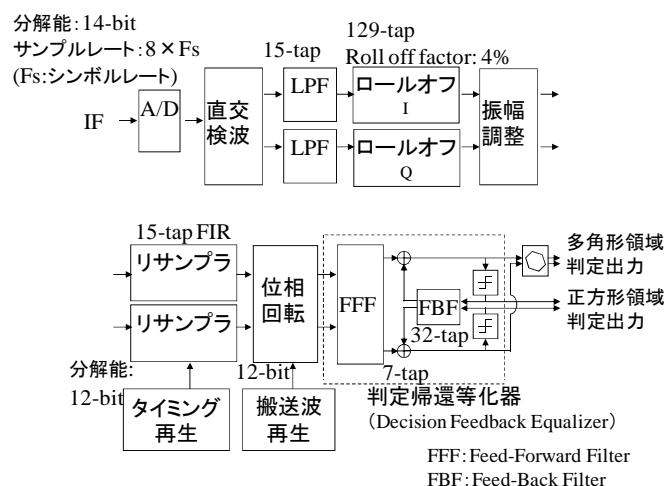
#### 4.4.4. 試作受信機による性能評価

##### 4.4.4.1. 試作受信機

試作受信機の構成を図 4-17(a)に、復調回路の構成を図 4-16 (b)に示す。チューナの位相雑音の影響を調べるために、RF 信号の周波数を IF 帯へ変換する方法を 2 通り検討した。第 1 の方法は、市販のチューナを用いて第 1 IF (57MHz) へ周波数変換した後、SG (Signal Generator) とミキサーを用いて第 2 IF (11.538MHz) へ 2 段階で周波数変換する方法で

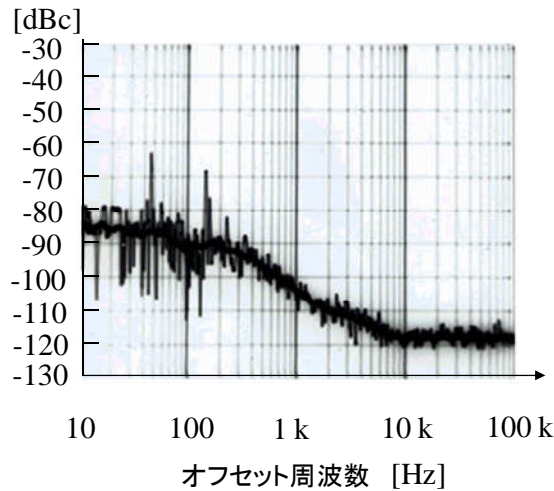


(a) 試作受信機の全体構成

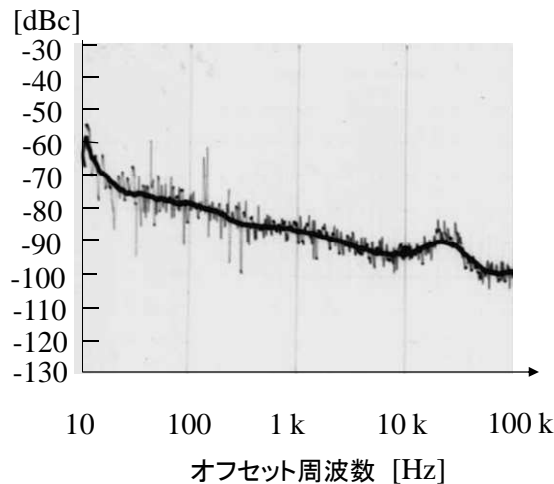


(b) 復調回路の構成

図 4-17 試作機の構成



(a) SG



(b) チューナ

図 4-18 受信機の周波数変換に用いた機器の位相雑音特性

ある。第 2 の方法は、SG とミキサを用いて、RF 信号を第 2 IF (11.538MHz) へ直接周波数変換する方法である。市販のチューナと SG の位相雑音特性を図 4-18 に示す。SG の位相雑音はチューナの位相雑音より十分小さいことが確認できる。市販のチューナの位相雑音はほぼ  $1/f$  特性であり、10kHz オフセットで約  $-92\text{dBc/Hz}$  である。

復調回路では、図 4-17 (b) に示すように、まず、入力される第 2 IF 信号を第 2 IF の中心周波数の 4 倍 (=シンボルレートの 8 倍) のサンプルレートで A/D 変換する。次に、LFP を通した後にサンプルレートを半分にしてロールオフフィルタ (付録 C 参照) を通して波形整形を行い、ゲイン調整を行う。その後、リサンプリングを用いてタイミング再生を行い、更に搬送波再生と等化を行う構成である。判定回路は多角形領域判定と正方形領域判定を切り替え可能となっている。図 4-6 との違いは、ロールオフフィルタと、多角形領域判定

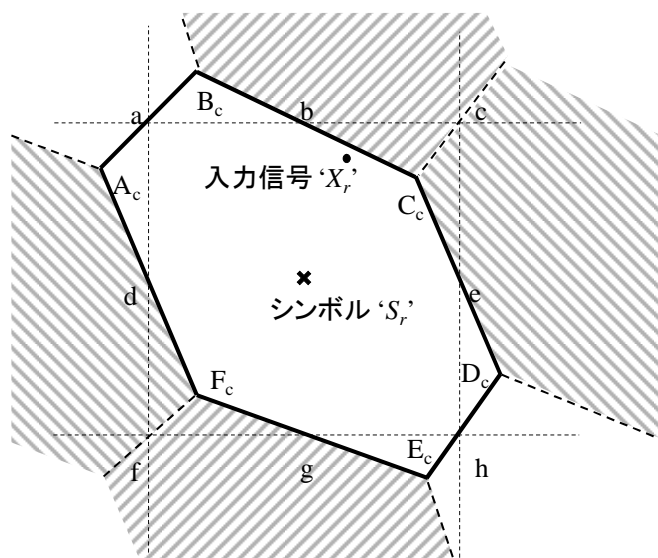


図 4-19 従来の正方形判定領域と多角形判定領域の関係

機能がある点である。なお、試作復調回路では多角形領域判定は最終出力にのみ使用し、フィードバック系には利用していない。多角形領域判定には処理時間分の遅れが生じるため、フィードバック系への利用については今後の課題である。

図 4-19 を用いて、多角形領域判定を行う手順を説明する。なお、図 4-19 は  $I$ - $Q$  平面を表しており、判定回路の入力信号を  $X_r$  で表している。

第 1 ステップでは、入力信号  $X_r$  にユークリッド距離で最も近いシンボルを見つける。図 4-19 の例で最も近いシンボルは  $S_r$  である。入力信号  $X_r$  を最も近いシンボル  $S_r$  であると判定する方法は従来の正方形領域判定と同じである。

第 2 ステップでは、 $I$  方向および  $Q$  方向に隣接する 4 つのシンボルのいずれかの判定領域（図 4-18 の斜線部の領域）に、入力信号が含まれるのかを判定する。 $I$  方向および  $Q$  方向に隣接する 4 つのシンボルだけを考慮すればよい理由は、図 4-19 に示すように、多角形の判定領域が正方形の判定領域である四角形の頂点  $a, c, f, h$  および各辺の midpoint  $b, e, g, d$  のいずれかを通る直線で囲まれた多角形であり、正方形の判定領域からはみ出す領域は隣接した 4 つのシンボルだけであること、また、逆に、シンボル  $S_r$  以外のシンボルの判定領域で、シンボル  $S_r$  の正方形判定領域  $acfh$  に重なることのあるシンボルは  $I$  方向および  $Q$  方向に隣接した 4 つのシンボルだけであることによる。多角形領域の内か外かの判定は以下のように行う。まず、判定領域の頂点  $A_c, B_c, C_c, D_c, E_c, F_c$  の座標をメモリから読み出す。次に、入力信号  $X_r$  と判定領域の頂点を結ぶベクトルを求め、隣り合う頂点のベクトル（例えば  $\overrightarrow{X_r A_c}$  と  $\overrightarrow{X_r B_c}$ ）の外積演算を反時計回りに順次行い（次は  $\overrightarrow{X_r B_c}$  と  $\overrightarrow{X_r C_c}$ 、 $\dots$ ）、6 つの外積のベクトルの向き（符号で判定）がすべて同じ場合にシンボル  $X_r$  は判定領域  $A_c B_c C_c D_c E_c F_c$  の内側にあると判定する。隣接した 4 つのシンボルのいずれかのシンボルの判

定領域の内側にあるかどうかの判定を行い、いずれかのシンボルの判定領域の内側と判定された場合にはそのシンボルを判定値として出力する。いずれのシンボルの判定領域にも含まれないと判定された場合には、第1ステップで見つけたユークリッド距離の最も近いシンボルを判定値として出力する。

#### 4.4.4.2. 伝送実験による評価

実際のケーブルテレビ施設を使って 1024QAM 信号を伝送し、試作機で受信する伝送実験を行った。実験を行なった施設では 36 チャンネルの放送を行なっており、光伝送部分は 6.9 km の HFC(Hybrid Fiber-Coaxial)システムである。施設の構成を図 4-20 に示す。1024QAM の伝送実験は UHF 18ch (中心周波数 623 MHz) を利用して行なった。図 4-19 に示す測定点の位置にある加入者端子 (保安器出力) で測定した受信 C/N (復調回路入力の C/N) は 45 dB 以上、チャンネル内の周波数特性から推定した反射波のレベルは -25 dB 以下と良好な伝送路であった。

受信側で熱雑音を加えて測定した C/N 対 BER 特性の測定結果を図 4-21 に示す。周波数変換に SG だけを用いた場合には、C/N が 38 dB で BER は  $1 \times 10^{-4}$  以下であった。また、位相雑音が存在しない場合の理論値からの劣化は 2 dB 以下であった。ここで、理論値  $B_{ER}$  は(4-24)式を用いて算出した[57]。

$$B_{ER} = \frac{9}{40} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{10^{\frac{C/N}{10}}}{682}} \right) \quad (4-24)$$

市販のチューナで IF 帯に変換した信号を用い、多角形領域判定を行った場合には、C/N が 43 dB で BER が  $1 \times 10^{-4}$  以下となる見通しを得た。市販のチューナの位相雑音は SG の位相雑音より大きいですが、多角形領域判定を行うことによって、SG だけを用いた場合と比較して 5 dB の劣化に抑えることができた。また、従来の正方形領域判定の場合と比較

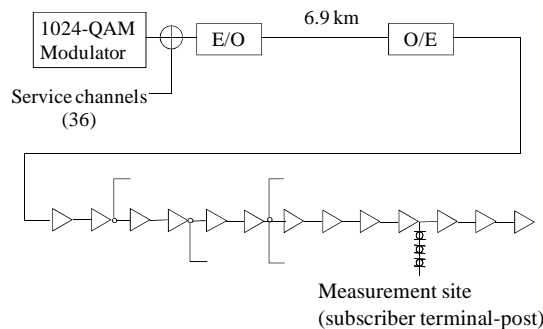


図 4-20 実験を行ったケーブルテレビ伝送路の構成

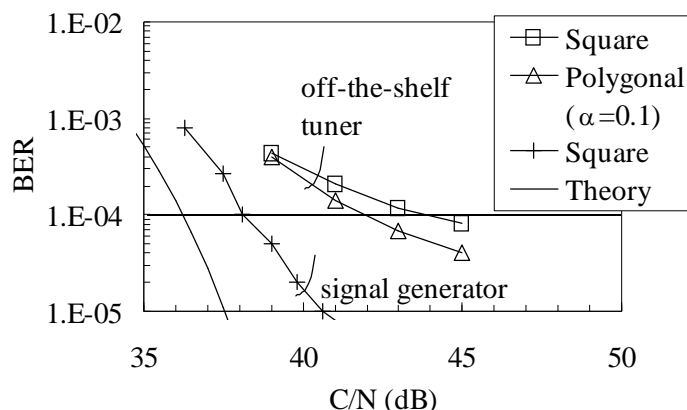


図 4-21 C/N 対 BER の測定結果

して 2 dB 以上の改善ができた. 5.2 節で述べたように, C/N 43 dB はアナログ放送における目標値であり, アナログ放送終了後に置き換えることで, 1024QAM 伝送を実現できる可能性があると言える.

#### 4.5. むすび

ケーブルテレビの 1 チャンネル (6 MHz) あたりの伝送容量を拡大するため, 1024QAM 伝送方式の検討を行った. 現行の方式との後方互換性を考慮して, 従来の 64, 256QAM 方式を多値化する方針とし, 多値化する際に課題となる反射妨害の影響, チューナの位相雑音の影響を復調回路側で軽減する手法を開発した. 反射妨害対策では, 従来の 64, 256QAM 向けの LSI で採用されていたブラインド等化アルゴリズムを見直し, 誤差信号の選択方法, 収束させるステップを改善することで想定すべき反射妨害を等化可能なことを示した. 位相雑音対策では, QAM 復調回路のシンボル判定領域の形を変形することで, 多値化に際して課題となる位相雑音による BER 特性の劣化を軽減する手法を開発した. 位相雑音の影響をモデル化して, 隣接シンボル間の判定しきい値線 (直線) を求め, 各直線で囲まれた多角形領域をシンボル判定領域とする. 典型的な位相雑音環境において 1024QAM の特性の改善に効果があることをシミュレーションで示し, 実際に商用で使われているケーブルテレビ施設で試作機を用いた実験を行い, その効果を確認した. 開発した QAM 復調技術を用いることにより, BS デジタル放送の 1 中継器分の情報 (約 52 Mbps) をケーブルテレビ 1 ch で伝送可能であり, 周波数利用効率の向上が期待できる. なお, 本章では非線形の影響については考慮していないが, 多波信号を一括して扱う場合は第 3 章での扱いと同様, 相互変調歪として帯域内に入ってくる妨害成分を考えればよく, 非線形による歪は 1 波毎には扱わない. 特に多波が全てデジタル変調の場合, 妨害は白色ガウス雑音として扱うことができる [58].



## 付録 4A

国内で採用されている 64, 256QAM 変調方式のロールオフ率は 13 %, シンボルレートは 5.274 Mbaud であるが, 今回の 1024QAM の検討ではロールオフ率を 4 %, シンボルレートを 5.769 Mbaud とした. その理由は以下のとおりである. BS デジタル放送では 48 TS パケット周期のフレーム構造を用いて 1 中継器で複数の MPEG-2 TS の伝送 (48 TS の合計レートは最大 52.17 Mbps) が可能である [85, 86]. ケーブルテレビでは BS デジタル放送を再送信するために, 64, 256QAM 信号で複数の TS を伝送するフレーム構造が規格化されている [90, 91, 93]. このフレーム構造は 52 TS パケットと 1 ヘッダーパケットから成る 53 パケット周期となっている. そこで, 1024QAM では 96 TS パケットと 1 パケットヘッダーから成る 97 パケット周期のフレーム構造を採用することとした. このフレーム構造で BS デジタル放送の 1 中継器分の情報を伝送するためには, 誤り訂正を除いた伝送レートで  $52.17 \times 97/96 = 52.71344$  Mbps が必要であり, 誤り訂正を考慮すると 5.72 Mbaud 以上のシンボルレートが必要である. このシンボルレートを 6 MHz に収めるためには, 4.8 % 以下のロールオフ率にすればよく, 今回はロールオフ率を 4 %, シンボルレートを 5.769 Mbaud とした.

## 付録 4B

(4-19) 式に (4-17) 式を代入し, 両辺に  $2\pi P_n Q_n$  を掛けて対数を取ると,

$$\frac{(u-u_{A_s})^2}{2P_n^2} + \frac{(v-v_{A_s})^2}{2Q_n^2} = \frac{(u-u_{B_s})^2}{2P_n^2} + \frac{(v-v_{B_s})^2}{2Q_n^2},$$

となる. 両辺を展開して,  $u_{B_s} = -u_{A_s}$ ,  $v_{B_s} = -v_{A_s}$  であることに注意して整理すると (4-20) 式になる.

## 付録 4C

小さなロールオフ率で固定劣化を抑えるためには, ロールオフフィルタのタップ数を増やす必要がある. そこで, タップ数をパラメータとして, ロールオフ率を 4 % とした場合の C/N 対 BER を計算した. 図 4-C1 に示すように, ロールオフフィルタのタップ数が 129 の場合に固定劣化を 2 dB 程度にすることができる.

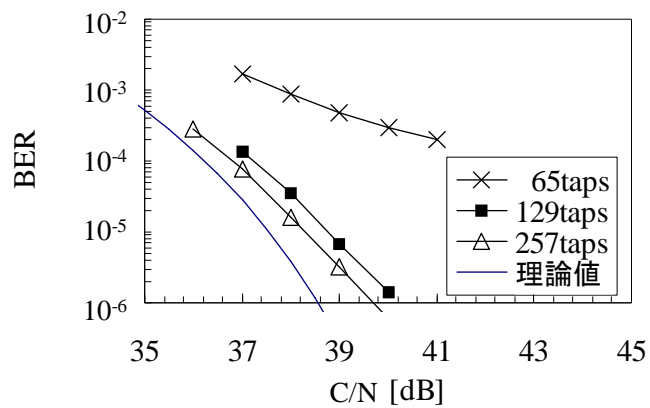


図 4-C1 ロールオフ率 4%のロールオフフィルタの  
タップ数を変化させた時の C/N 対 BER

## 第5章 地上デジタルテレビ信号と共存可能な 宅内同軸網向け大容量分配伝送方式

### 6.1. まえがき

第2章で述べたように、FTTHによるケーブルテレビの伝送方式としては、双方向サービスについては通信事業者と同じくE-PON (Ethernet-Passive Optical Network) を利用し、映像配信はSCM (Sub-Carrier Multiplexing) 方式を用い、それぞれを異なる光波長あるいは光ファイバで多重伝送する方式が一般的である[59]。FTTHでの双方向通信では、E-PONの次の技術として10GE-PONが既に規格化されている[4]。また、映像伝送についてもHDTV (High Definition TV) の次としてUHDTV (Ultra High Definition TV) の実用化・普及に関して検討が行われている[60]。そのため通信系と同様に、映像配信についても伝送路の更なる大容量化が求められており、ベースバンドデジタル信号を光伝送することで大容量デジタル放送の伝送を実現する技術が検討されている[61-63,9]。しかし、既存マンションなど各世帯まで光ファイバの敷設されていない集合住宅への展開が課題の一つとなっている。

ベースバンド光伝送による大容量映像配信の適用範囲を光ファイバ配線のない建物にも拡大するためには、宅内、棟内の同軸ケーブル網 (TVアンテナ用ケーブル) でUHF帯の帯域の一部を使用して大容量伝送を可能とする新たな伝送方式とその装置が必要である。このとき、UHF帯の地上デジタル放送との共存も想定した伝送方式とする必要がある。これまで宅内同軸網向け大容量伝送装置としてはホームネットワーク用の例 (例えば[43,64]) があるが、これらは送信側に伝送路の状況を通知するために双方向通信が必要な方式であり[43,65]、伝送路にブースタ (一般的に片方向通信路) がある場合には適用できない。そこで本章では、地上デジタル放送との共存が可能であり、ブースタがあっても適用できる片方向通信で放送型の宅内同軸網向け大容量伝送方式を目指す。伝送速度としては1 Gbps以上が技術目標である。さらに、これに用いる宅内受信機の低価格化をめざし、宅内同軸網での反射妨害に対応するための等化器も含めて低演算量で十分な効果を有する受信装置の構成を明らかにすることも重要である。UHF帯での大容量伝送では信号の比帯域が大きくなるため、中間周波数帯 (IF) を用いるヘテロダイン受信ではなくダイレクトコンバージョン受信が望ましい。しかし、直接変換 (ダイレクトコンバージョン) 受信では漏洩した局部発振波が自己検波によって直流 (DC) オフセット妨害となるため、DCオフセット妨害への対策も考慮する必要がある。

本章は以上の課題をクリアする宅内同軸網向け大容量伝送方式の提案と、宅内に設置する受信装置の実現技術について述べるものであり、その構成は以下の通りである。5.2 節では建物内に配線されている同軸ケーブル網を利用して映像配信用信号を一括して伝送する際の要求条件を整理するとともに、Filter-Bank based Multi-Carrier (FBMC) 変調方式を用いる手法で要求条件を満たせる可能性があることを示す。5.3 節では、上記 FBMC 変調方式を用いる方法と、無線 LAN や地上デジタル放送など多数のシステムで実績のある OFDM 変調方式を用いる方法を比較し、要求条件に照らし合わせて FBMC 変調方式が優位であることを実験結果をまじえて示す。5.4 節では、FBMC 変調方式を用いる宅内同軸網向け伝送方式における受信機の低価格化を目指し、受信機で RF 信号をダイレクトコンバージョン受信する際に問題となる DC オフセット妨害の影響を簡易に低減する手法を示す。DC オフセット妨害対策としては HPF (High Pass Filter) を用いる手法[66]が一般的であるが、サブキャリア毎の等化が必要な FBMC 変調方式への適用については検討されていないため、単純な RC フィルタによる HPF の使用には課題があることを示すとともに、低演算量の信号処理と組み合わせることで簡易な構成で十分な効果が得られることを示す。最後にまとめと今後の課題を述べる。

## 6.2. 宅内同軸網伝送に対する要求条件と変調方式の検討

本節では建物内に配線されている同軸ケーブルを利用して映像配信用信号を一括して伝送する際の要求条件を整理するとともに、この要求条件を満たす変調方式について考察する。

### 6.2.1. 宅内同軸網伝送に対する要求条件の整理

宅内、棟内の同軸ケーブル網での大容量伝送装置の適用例を図 5-1 に示す。FTTH シス

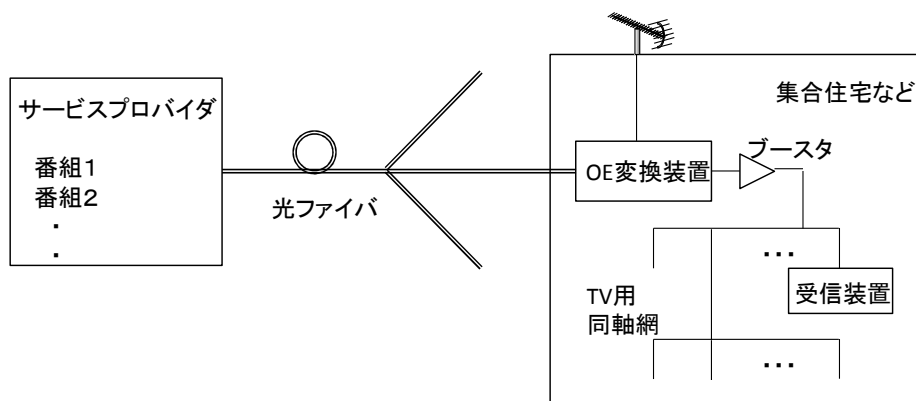
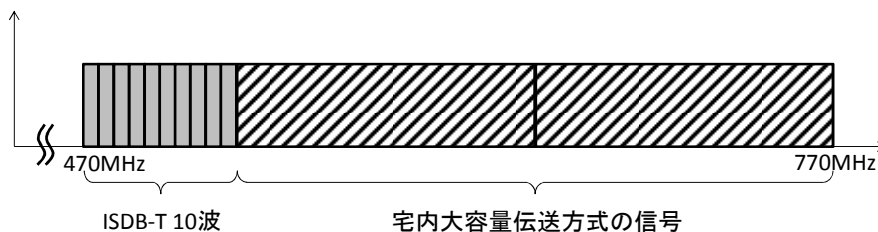


図 5-1 宅内・棟内の同軸ケーブル網での大容量伝送装置の適用例

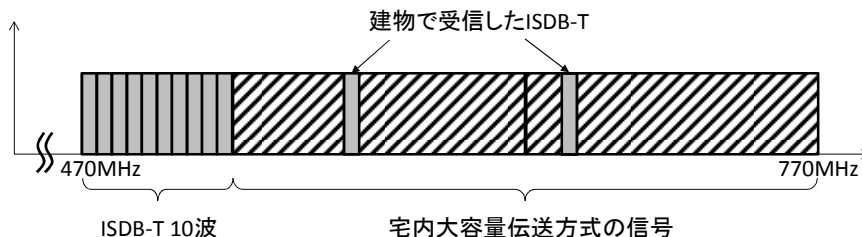
テムで 1 Gbps のベースバンド信号としてサービスプロバイダから送られてくる番組（例えば MPEG-2 TS (Moving Picture Experts Group-Phase 2 Transport Stream) 形式のスーパーハイビジョン や 4k 番組など）を，建物の入り口において同軸ケーブルで伝送可能な形式に変換して各部屋まで配信する．その際，既存のテレビ受信機向けに建物の入り口で一部の TS を地上デジタル放送 (ISDB-T) 変調信号に変換して[67]同時に流せること，同軸網には片方向型の UHF 帯ブースタがあることなど既存の設備環境を想定して，要求条件を以下の通りとする．（付録 5A 参照）

- (1) UHF 帯で伝送容量 1 Gbps 以上を得られること．
- (2) ISDB-T 信号 10 波と UHF 帯で共存できること．
- (3) D/U 24 dB 以上，反射点までの距離 60 m（遅延時間約 0.23  $\mu$ s）以内の反射を有する遅延プロファイルを持つ反射妨害に対応可能であること．
- (4) 遅延波妨害の等化なども含め放送型の片方向通信路で実現可能であること．
- (5) 周波数利用効率が低いこと．
- (6) 送受信装置の低価格化が見込めること．

また，ISDB-T 信号としては，FTTH システム上を MPEG-2 TS 形式でベースバンド伝送されてきた信号の一部を，既存のテレビ受信機向けに ISDB-T 形式に変換し，図 5-2(a) に示すように UHF 帯の端に配置してその他の UHF 帯域で宅内大容量伝送方式の信号を



(a) ISDB-T 信号 10 波と隣接するケース



(b) 上記に加えて大容量伝送方式信号の帯域の一部で ISDB-T 信号を伝送するケース

図 5-2 ISDB-T 信号との共存

流す場合を主に想定するが、図 5-2(b)に示すように、上記以外の、例えば建物でアンテナ受信した UHF 帯の ISDB-T 信号と共存することも考慮するものとする。この場合、アンテナ受信した ISDB-T 信号と重なるサブキャリアは送信しない運用も可能とする必要があるが、(5) の条件を満たすためには、

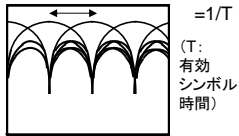
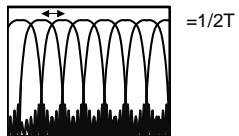
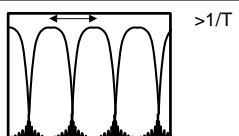
(5) 建物で受信した ISDB-T 信号とのガードバンドを狭くできること。

も考慮すべき条件となる。

### 6.2.2. 変調方式の検討

上記の要求条件を満たすため、470 MHz～770 MHz の UHF 帯で 6 MHz 帯域の ISDB-T 信号 10 波を伝送した残りの 240 MHz を使用することにする。要求速度は 1 Gbps 以上であるから、周波数利用効率は 4.167 bit/s/Hz となる。この 240 MHz の帯域を 120 MHz ずつに分けた二つのブロックで伝送することとする。これは送受信装置の実装を容易にし、低価格化を図るためである。受信側で 240 MHz の帯域を一括して処理するとすると、変調方式の如何にかかわらず、現在および近い将来入手しやすいデジタル信号処理デバイスや A/D 変換器に対して要求性能が高いと考えられる。帯域を二ブロックに分けて並列に処理することで、後述するように、中間周波数 (IF: Intermediate Frequency) を用いず直接直交復調するダイレクトコンバージョン受信の場合の I, Q 各信号を A/D 変換するサンプリングレートを 200 MHz 以下に抑えられるので、デバイスの選択肢が広がり、低価格

表 5-1 マルチキャリア変調方式の分類

方式	スペクトル例	メリット	デメリット
OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex)	 =1/T (T: 有効シンボル時間)	Guard Interval (GI) 期間内の反射は容易に等化可能	GIが必要な分だけ周波数利用効率が劣化
最大間引き FBMC (Filter-Bank Multi-Carrier)	 =1/2T	最大間引き、かつGI不要で周波数利用効率を高くできる	サブキャリア等化器が必要な分演算量が増加
FMT (Filtered Multitone)	 >1/T	サブキャリアのスペクトルが限定されておりスペクトル管理が容易 (隣接とのクロストークなど)	最大間引きでない分だけ周波数利用効率が劣化

文献[68]より

化が見込める。

次に、各ブロックに使用する変調方式であるが、帯域の一部について建物で受信した ISDB-T 信号を伝送させ、ISDB-T 信号と重なるサブキャリアは送信しない運用を可能にするには、周波数帯域の変更の自由度の高いマルチキャリア変調方式が適している。マルチキャリア変調方式は、表 5-1 に示すように大きく 3 つに分類でき、それぞれに特徴がある。本論文では、UHF 帯の限られた帯域で 1 Gbps 以上の伝送速度を達成するため周波数利用効率をできるだけ高くする必要がある。そこで一般的な OFDM と比較して、ガードインターバル (GI: Guard Interval) (CP: Cyclic Prefix とも呼ぶ) が不要で、かつサイドローブの減衰が速いため隣接する別の信号とのガードバンドを小さくできる、最大間引きの FBMC 変調方式を候補として検討する。

FBMC 変調方式 (FBMC/Offset-QAM (OQAM) や Wavelet OFDM と呼ばれる場合もある) は、伝送路が理想的な時に VSB-PAM (Vestigial SideBand – Pulse Amplitude Modulation) 信号をシンボル間干渉 (ISI) やキャリア間干渉 (ICI) のない (=完全再構成) 範囲で可能な限り高密度に配置するマルチキャリア変調方式として当初検討され[69]、その後、QAM に拡張する方法が提案された[70]。ここでは文献[69]の系統を FBMC/VSB-PAM と呼び、文献[70]の系統を FBMC/OQAM と呼ぶこととする。キャリア番号を  $k$ 、シンボル番号を  $n$ 、シンボルを  $s_k[n]$ 、シンボル間隔を  $T$ 、フィルタバンクのプロトタイプフィルタのインパルス応答を  $h(t)$  とすると、複素ベースバンド連続信号  $v(t)$  は、FBMC/VSB-PAM に対しては実数のシンボルを考え、FBMC/OQAM に対しては複素数のシンボル ( $s_k[n] = s_k^I[n] + js_k^Q[n]$ ) を考えることで、それぞれ以下のように表わせる。

FBMC/VSB-PAM :

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_k[n] h(t - nT) e^{j\left(\frac{\pi}{2T}\right)(t-nT)} e^{jk\left(\frac{\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-j)^n s_k[n] h(t - nT) e^{j\left(\frac{\pi}{2T}\right)t} e^{jk\left(\frac{\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)}, \end{aligned} \quad (5-1)$$

FBMC /OQAM :

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( s_k^I[n] h(t - nT) + js_k^Q[n] h\left(t - \frac{T}{2} - nT\right) \right) \\ &\quad \times e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)}, \end{aligned} \quad (5-2)$$

ここで前者について偶数番目のシンボルと奇数番目のシンボルに分けて、さらに  $T$  を  $T/2$  に置き換えると、式(5-1)は

$$\begin{aligned}
 v(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-j)^{2m} s_k[2m] h\left(t - \frac{(2m)T}{2}\right) \\
 &\quad \times e^{j\left(\frac{\pi}{T}\right)t} e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}\right)t + \frac{\pi}{2}} \\
 &+ \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-j)^{2m+1} s_k[2m+1] h\left(t - \frac{(2m+1)T}{2}\right) \\
 &\quad \times e^{j\left(\frac{\pi}{T}\right)t} e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}\right)t + \frac{\pi}{2}} \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left( (-1)^m s_k[2m] h(t - mT) \right. \\
 &\quad \left. + j(-1)^{m+1} s_k[2m+1] h\left(t - \frac{T}{2} - nT\right) \right) \\
 &\quad \times e^{j\left(\frac{\pi}{T}\right)t} e^{jk\left(\frac{2\pi}{T}\right)t + \frac{\pi}{2}}, \tag{5-3}
 \end{aligned}$$

と変形できる。式(5-2)と式(5-3)を比較すると  $s_k^I[n] = (-1)^m s_k[2m]$  ,  $s_k^Q[n] = (-1)^{m+1} s_k[2m+1]$  となるようにマッピングすれば  $\times e^{j(\pi/T)t}$  の周波数シフト分の違いとなる[71]。つまり FBMC/OQAM は DC に対応するサブキャリア ( $k=0$  の項) を持つのに対して, FBMC/VSB-AM は周波数シフトを受けたことにより DC 成分を持たないという特徴を持つ。DC に対応するサブキャリアは復調時の DC オフセットの影響を受けて特性が劣化しやすいため, 本検討では, DC に対応するサブキャリアのない FBMC/VSB-PAM の信号形式を用いることとする。FBMC/VSB-PAM 信号は離散時間信号処理ではコサイン変調フィルタバンク (Cosine Modulated Filter Bank: CMFB) を利用することで, 効率良く生成できることが知られている[72]。

FBMC 変調方式で求められる完全再構成条件を満たすプロトタイプフィルタとしては, ナイキストフィルタ, IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) フィルタ[73], エルミート関数フィルタ[74], といったものが知られている。一方, 宅内同軸網では隣接信号とのガードバンドを小さくできることが望ましく, できる限り周波数方向の広がりが少ないフィルタが必要である。さらにそのような特性が少ないタップ数で実現できることが宅内送受信装置の簡易化・低廉化のために要求される。そこで本検討では完全再構成条件は満たさなくとも, 少ないタップ数で近似した特性が得られるフィルタを用いることとした。以下の検討では, ISI 電力と ICI 電力, およびフィルタの遮断領域の電力を重み付け加算したものを評価関数とし, 評価関数が小さくなるフィルタの係数を再帰的に計算する文献[75]のアルゴリズムで実現したフィルタを用いることとした。



### 6.2.3. サブキャリア間隔と等化性能

宅内同軸伝送網を考えた場合、一般的に増幅器（ブースタ）や分配器のインピーダンス不整合等によって発生する反射妨害がシンボル間干渉を引き起こし、伝送特性を劣化させるので対策が必要である。本検討では伝送速度が 1 Gbps 以上の広帯域信号を扱うので、FBMC 変調方式などマルチキャリア伝送方式においてサブキャリア数を増やすことでシンボル間干渉の影響を抑圧しようとする、膨大なサブキャリア数が必要となって現実的ではない。そこで等化器の適用を検討する。

FBMC 変調方式の等化方法としては、ISI に加えて ICI に対応する成分も持たせて、シンボルレートで等化を行う手法と、オーバーサンプルで動作し、ICI 対応成分不要のサブキャリア内で完結した等化を行う手法とがある。プロトタイプフィルタの周波数方向の広がり小さく隣接するサブキャリア以外からの干渉を考慮しなくてよい場合、オーバーサンプルレートは 2 倍で良く、CMFB をベースとして、復調側で効率よく 2 倍のオーバーサンプル信号を取り出せるフィルタバンクの構成法が文献[76]で示されており、以下ではこれをベースにサブキャリア間隔と等化性能を検討する。

等化は実現が比較的容易でかつ十分な効果が得られる 3 タップの複素 FIR (Finite Impulse Response) 形式の等化器をサブキャリア毎に用いるものとする。等化係数を求めるアルゴリズムについては、文献[76]では MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準と、周波数軸上の 3 点の伝送路応答のみを逆特性で補正する ZF (Zero Forced) 基準が比較され、伝送路特性が Rec. ITU-R M.1225 の Vehicular-A 遅延プロファイルの場合には BER 特性に差がないことが示されている。複素 3 タップの等化係数を求める場合、MMSE では  $6 \times 6$  行列の逆行列を求める必要があるが、文献[77]で  $2 \times 2$  行列の逆行列演算を利用して周波数応答を推定して ZF 基準で等化係数を求める手法が提案されており、本検討でも演算量の観点から文献[77]の手法を利用することとする。この手法は、各サブキャリアについて複素 3 タップの等化係数を求める場合に、各サブキャリアの中心周波数に対する 1 ポイントと、隣接するサブキャリアとの境界にあたる中間地点の周波数に対する 2 ポイントとの合計 3 ポイントの周波数特性を用いて ZF 基準で等化係数を求めるものである。この時、中心周波数の周波数特性は MMSE 基準で複素 1 タップ等化器の係数を算出することにより求め、中間地点の周波数に対する 2 ポイントは中心周波数の特性から内挿して求める。複素 1 タップ等化器の係数は  $2 \times 2$  行列の逆行列演算で求められるため、 $6 \times 6$  行列の逆行列演算を行う手法やサブキャリア間隔の 2 倍の精度で周波数特性を把握する回路を別途設ける手法より演算量を削減することができる。

表 5-2 シミュレーション諸元

Filter-Bank サイズ	256	128
サブキャリア間隔 $f_c$	0.75 MHz	1.5 MHz
帯域幅	120 MHz	
サンプリングレート $f_s$	192 MHz	
入力シンボル	8-PAM	
重複係数	4	
フレーム長	1000 シンボル	
プリアンブル長 $L_p$	10, または 30 シンボル	
伝送路	遅延 0.23 $\mu$ s, D/U 24 dB の 2 波モデル	

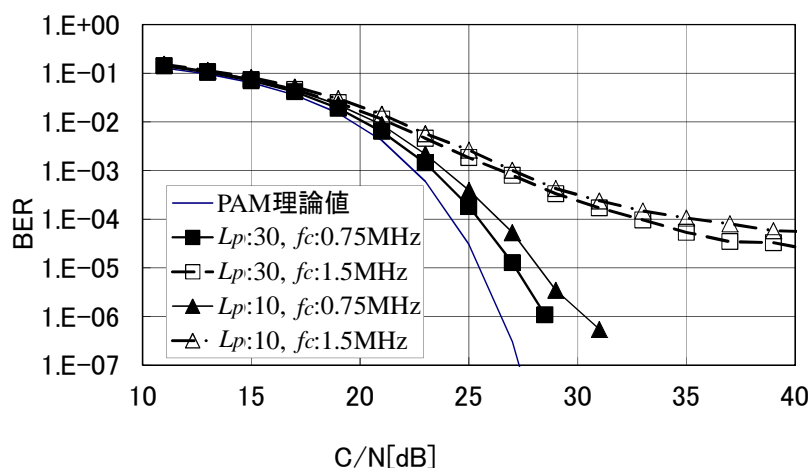


図 5-3 サブキャリア間隔 $f_c$ とプリアンブル長 $L_p$ を変化させた場合の C/N 対 BER 特性

以上の検討をもとに表 5-2 のパラメータで C/N 比対 BER 特性の計算機シミュレーションを行った。ISDB-T 信号との共存を周波数軸上で効率よく実現するため、サブキャリア間隔 $f_c$ は ISDB-T 信号のチャンネル間隔 6 MHz の整数分の 1 とし、かつ遅延 0.23  $\mu$ s の反射波を 3 タップで等化することを考慮し、0.75 MHz と 1.5 MHz について検討することとした。FBMC のプロトタイプフィルタのサンプリングレート $f_s$  (=フィルタバンク処理のクロックレート) は、現在および近い将来入手しやすいデジタル信号処理デバイスや A-D 変換器のレートも考慮して 120 MHz  $\ll$   $f_s$  < 200 MHz を満たすこととする。プロトタイプフィルタの係数はインパルス応答長がシンボル間隔の 4 倍 (重複係数=4) でストップバンドの減衰量が 50 dB となるように文献[75]のアルゴリズムで求めた。等化器はサブキャリア毎に複素 3 タップの FIR 形式の等化器を用いた。フレーム長 1000 シンボルは ISDB-T のシンボル間隔と同程度になるよう選択した。フレームはプリアンブル部分とデータ部分

で構成され、受信側では既知のプリアンブルを用いて等化係数を求める。

サブキャリア間隔 $f_c$ とプリアンブル長 $L_p$ を変化させた場合の C/N 対 BER 特性シミュレーション結果を図 5-3 に示す。ここで図 5-3 の PAM 理論値は、AWGN 環境下での 8-PAM 同期検波 (Gray マッピング) の理論値 (C/N ~ 10dB 以上で成り立つ近似式) であり、64QAM 同期検波 (Gray マッピング) の理論値 (C/N ~ 10dB 以上で成り立つ近似式) と等しい[78]。宅内同軸網は雑音が比較的少ないことから、周波数利用効率が高くできる冗長さの少ない誤り訂正(例えば(255,239)リードソロモン符号など)の使用を想定する。この場合、誤り訂正前の伝送路の所要ビット誤り率は  $10^{-4}$  程度であるので、この誤り率で比較すると、 $f_c$  が 1.5 MHz の FBMC 変調方式では 3 点の周波数応答を基にした等化の誤差が大きく BER 特性が劣化しているが、 $f_c$  が 0.75 MHz であればプリアンブル長 $L_p$ が 10 でも理論値に対して約 2dB の劣化で伝送可能であり、十分な等化性能が得られることがわかる。

次に伝送容量について検討する。 $f_c = 0.75$  MHz,  $L_p = 10$  の FBMC 変調方式において、Filter-Bank サイズから決まる 256 のサブキャリアのうち、帯域を 120 MHz に収めるために中心から数えて 79 番目以降のサブキャリア両側計 100 個、および後述するように DC オフセット対策で最も中心寄りのサブキャリア 2 個、の合計 102 個のサブキャリアを不使用とすると、使用可能なキャリア数は 154 となる。計 240 MHz の帯域を用いると、1.5 M:(サブキャリアあたりのシンボルレート)  $\times$  154:(120 MHz あたりのサブキャリア数)  $\times$  3:(ビット/シンボル = 8-PAM の伝送効率)  $\times$  0.99:(プリアンブル除去後の帯域効率)  $\times$  2 (:240 MHz / 120 MHz) = 1372 Mbps の伝送速度が得られ、誤り訂正用冗長ビットが加わっても 1 Gbps を充分確保できる。以上のように、検討した方式は、5-2 節の要求条件 (1) (3) (4) を満たすことができる。

### 6.3. ISDB-T 信号との共存に関する検討

本節では ISDB-T 信号への与干渉という観点で提案方式と OFDM 変調方式の比較を行う。ISDB-T 信号への与干渉には 2 種類の妨害が含まれる。そのひとつは変調方式の設計で決まる帯域外放射であり、他の妨害は提案方式の信号がブースタの非線形の影響によって歪んだ結果、隣接帯域に歪成分が放射されることによって生ずる。この 2 つの妨害は合成されて ISDB-T 信号への妨害信号となるが、ブースタへの入力信号レベルが小さければ後者の妨害は小さく、前者の妨害の影響が主である。一方、ブースタへの入力信号レベルが大きくなると非線形による妨害が支配的になる。以下では妨害の評価指標としては ISDB-T の MER (Modulation Error Ratio) を用いる。

提案方式と OFDM 変調方式の比較にあたっては、両者のオーバーヘッド比率がほぼ同じ条件となるよう設定した。FBMC 変調方式のひとつの特徴は、OFDM 変調方式で必要となる GI が不要なことであるが、その替り、等化のためのプリアンブルを必要とする。これらオーバーヘッドの占める時間比率は共に周波数利用効率を低下させる。FBMC 変調

方式のプリアンブル比率は 5.2.3 のプリアンブル長をパラメータとした C/N 対 BER 特性の検討結果から 1% (フレーム長 1000 シンボルに対してプリアンブル 10 シンボル) とした。OFDM 信号に必要なオーバーヘッドは GI とパイロット信号の 2 つがあるが、同じ環境の遅延波に対応するため必要な GI 長 (0.23  $\mu$ s) を設定した場合に GI 比率が 1% 以下を満足するよう、サブキャリア数を 5000 以上とした (サブキャリア数の増加は、位相雑音には弱くなることにつながるため FFT サイズ 8192 を想定した)。OFDM ではパイロット信号サブキャリアも必要であるが、その必要量はシステムごとに異なるためここでは含めていない。なお、FBMC 変調方式で CMFB を用いた場合のサブキャリア間隔は (有効) シンボル期間を  $T$  として  $(1/2T)$  であるのに対し、OFDM は  $(1/T)$  であるので、両者で同じ伝送速度を得るためには、OFDM のサブキャリア変調の伝送効率 (ビット/シンボル) は FBMC-CMFB の 2 倍とする必要がある。このためサブキャリアの変調方式は FBMC-CMFB が 8-PAM (3 ビット/シンボル) の場合、OFDM は 64QAM (6 ビット/シンボル) とする必要がある。

ISDB-T の MER は受信機入力で 25 dB が目安とされている[79]。アンテナ受信した直後の ISDB-T 信号の MER を 30 dB 以上と仮定すると、提案方式あるいは比較する OFDM 変調方式の信号とともに宅内同軸伝送することによる ISDB-T 信号の劣化を MER で 30

表 5-3 実験諸元

使用ブースタ	ブースタ A	ブースタ B
	定格出力： 120 dB $\mu$ V ゲイン： 43~48 dB	定格出力： 110 dB $\mu$ V ゲイン： 38~42 dB
ISDB-T 信号の ch	UHF 42 ch (1 波の場合)， UHF 33~42 ch (10 波)	
FBMC 信号	中心周波数：710 MHz +530 MHz (2 波目) サブキャリア間隔：0.75 MHz サブキャリア数：158 サブキャリア変調：8-PAM	
OFDM 信号	中心周波数：710 MHz サブキャリア間隔：(192/8192) MHz サブキャリア数：5055 サブキャリア変調：64QAM	

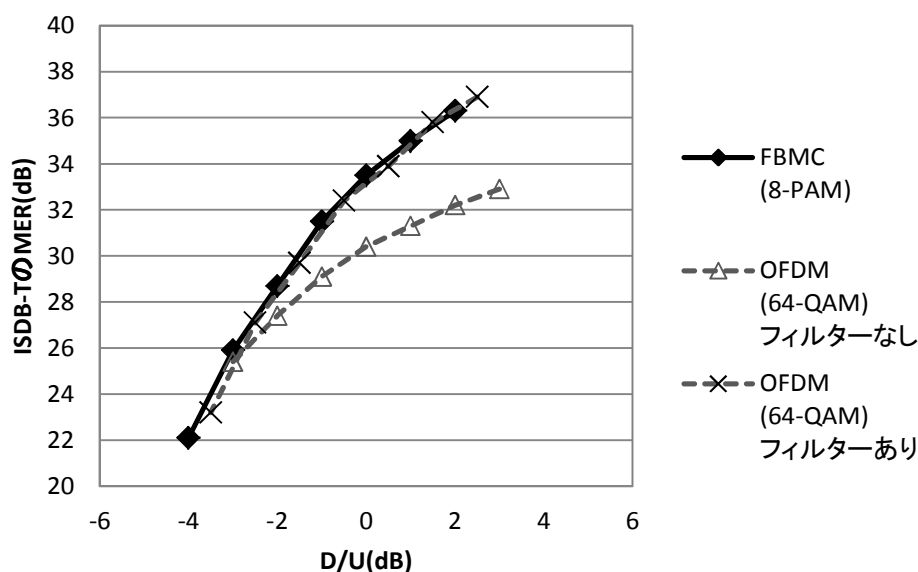


図 5-4 ブースタ (Amp\_A) を用いて伝送した場合の ISDB-T 信号に対する与干渉特性

dB に抑えれば、上記劣化との電力合成で 27 dB 以上の MER が得られ、2 dB 以上のマージンが見込めるので、今回の与干渉特性の評価では ISDB-T の MER を 30 dB 以上とすることを目標とする。

まず基本的な特性比較のため、ISDB-T 信号 1 波と、帯域幅 120 MHz の FBMC 信号または OFDM 信号 1 波を宅内向けブースタ 1 台で増幅して隣接伝送させた場合の影響を実験により評価した。実験の諸元を表 5-3 に示す。なお、OFDM 信号のサブキャリア数は、サンプリングレートを FBMC 信号と同じく 192 MHz とした場合に 120 MHz の帯域幅(ただし FBMC 信号と同様帯域端から 0.75 MHz 幅内のサブキャリアは不使用)となるように選択した。ISDB-T 信号のレベルは、ブースタのアナログ信号を入力する場合の定格の -10dB に設定し、FBMC 信号または OFDM 信号のレベルを変化させたときの ISDB-T 信号の MER の変化を測定した。

ISDB-T 信号を希望波、FBMC 信号または OFDM 信号を妨害波としたときの D/U を横軸にして MER を測定した結果を図 5-4 に示す。ここで ISDB-T と、FBMC 信号または OFDM 信号の 1 Hz あたりの電力密度が等しい場合を D/U = 0 dB とし、そこから FBMC 信号または OFDM 信号のレベルを変化させることとした (FBMC 信号または OFDM 信号の 1 Hz あたりの電力密度が 1dB 高いと D/U = -1 dB)。D/U が大きい、すなわち妨害波レベルが小さい場合、非線形歪の帯域外放射レベルは低く、変調方式で決まる帯域外放射で主に MER が決定されると考えられる。実験結果では D/U が -2 dB 以上で FBMC 信号は OFDM 信号に比べて大きな MER が得られた。MER: 30 dB を得るための D/U で比較すると、OFDM は FBMC に比べて 2 dB 程度劣化していることがわかる。

これは通常の OFDM 変調方式では FFT 時の窓関数として矩形窓を使用するので FBMC 変調方式に比べて変調スペクトルのサイドローブの減衰が遅く、帯域外放射が大きいことが原因と考えられる。そこで確認のため、OFDM 信号の発生時に、隣接帯域への放射を阻止するためのフィルタを追加した場合を測定して図 5-4 中に示した。この隣接帯域放射阻止用フィルタは、等価低域遮断周波数 59.25 MHz、遮断域 60 MHz 以上、遮断域の減衰量 50 dB 以上の極めて急峻な特性を有する等リップルフィルタを OFDM 信号の複素包絡線 I、Q 成分それぞれにかけることで実現した。このフィルタにより D/U が -2 dB 以上での MER は改善され、FBMC 信号と同等となることがわかる。したがって、D/U が -2 dB 以上での OFDM の劣化の理由は、変調スペクトルのサイドローブの抑圧度の違いにあると言える。

一方、非線形歪が支配的な D/U の領域 (-3 dB 以下) では OFDM 信号の隣接帯域放射阻止用フィルタの有無にかかわらず、FBMC 信号との特性に差は見られない。このことから両者の非線形歪による妨害に大きな違いはないと言える。

隣接帯域放射阻止用フィルタを追加することで OFDM 信号の与干渉特性を改善することは一応可能ではあるが、一部のサブキャリアを送信せずに、その帯域に ISDB-T 信号を挿入する図 5-2(b)のケースでは、挿入帯域が建物ごとに様々であるため、このような急峻な特性のフィルタを個々にカスタマイズして適用することはコスト面から極めて困難である。その場合、ガードバンド無しの OFDM 信号では図 5-4 のフィルタなしの OFDM 信号の特性と同様に MER が劣化すると考えられ、ガードバンドが必要となる。以上から、ブースタでの非線形歪の影響の観点では FBMC 信号と OFDM 信号では与干渉特性に差がないが、ISDB-T 信号と隣接伝送する場合の周波数利用率の観点からはガードバンドを小さくできる FBMC 変調方式の方が適していると言える。

次に実際の運用環境に近い条件でブースタの違いや周波数配置による違いの影響を確認するため、表 5-3 に示すブースタ (Amp\_A) とこれと特性の異なるブースタ (Amp\_B) を用い、ISDB-T 10 波 (33 ch から 42 ch) を 120 MHz 幅の FBMC 信号 2 波で挟んだ周波数配置で伝送し、FBMC 2 波のレベルを変化させたときの ISDB-T 信号の MER の変化の様子を調べた。この周波数配置を設定した理由は、ブースタが奇数次の非線形性を多く持つため中心ほど歪成分が多く合成電力が高くなるためである。結果を図 5-5 に示す。ブースタによって若干特性が異なるが、ISDB-T 信号中心部のチャンネル (37 ch) と FBMC 信号に隣接するチャンネル (42 ch) では、チャンネル位置による MER の違いはないことがわかる。また FBMC 信号と ISDB-T 信号を合わせた総キャリア数が増加したため劣化量は図 5-4 の結果より増えているが、目標値である MER 30 dB を D/U=0 dB で達成できている。これは実運用時に近い条件で FBMC 変調方式を用いるシステムが MER の目標値を満足できることを示している。

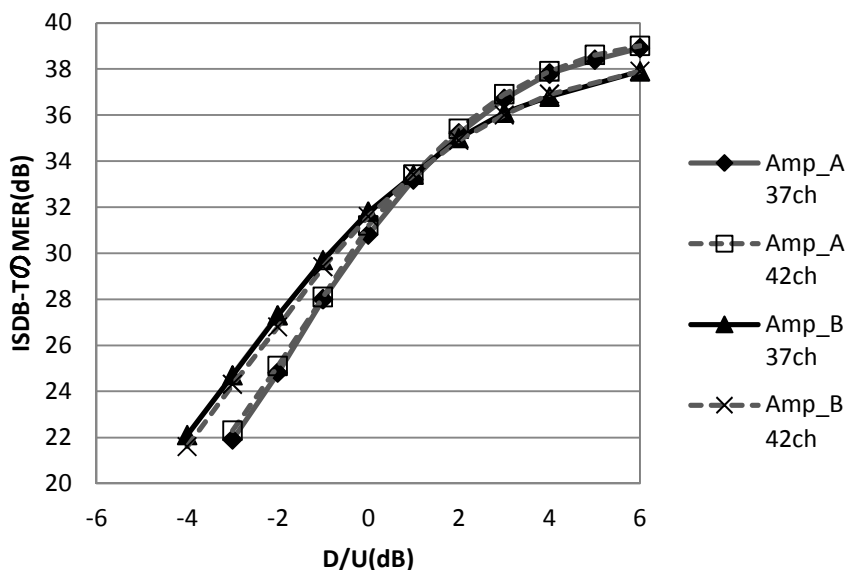


図 5-5 ISDB-T 信号に対する与干渉特性に対するチャンネル配置，およびブースタの影響

#### 6.4. 低廉化を目指した復調器の構成法

マルチキャリア変調信号の復調装置としては、ダイレクトコンバージョン方式の受信回路を用いたものが多くの無線システムにて実用化されている。ダイレクトコンバージョン方式では、ヘテロダイン方式にて必要な中間周波数帯 (IF) のバンドパスフィルタ (SAW フィルタ等) が不要であり、全半導体集積化に適した (つまり低廉化可能な) 構成とすることができる。特に今回検討しているような比帯域の広い信号の場合、IF の帯域が RF 信号帯域、ベースバンド信号帯域と重なってしまうため、ダイレクトコンバージョン方式の受信回路が望ましい。

しかし、ダイレクトコンバージョン方式では受信周波数と局部発振周波数が同じであるため、漏洩した局部発振波が自己検波によって直流 (DC) オフセットとなる。このため、DC オフセット妨害の解決が課題である。その簡易な解決法としては、HPF (High Pass Filter : 高域通過フィルタ) を用いて DC オフセットを除去する手法が用いられている。この手法は、例えば W-CDMA 用受信機等で実用化されており、遮断周波数がベースバンド IQ 信号帯域の 1% 程度の HPF (1 次 RC フィルタの特性を有するフィルタ) を用いている例がある[66]。

5-2 節での検討の結果選択した FBMC 変調方式にダイレクトコンバージョン受信回路を適用した場合の等化器も含めた受信装置の構成を図 5-6 に示す。5-2 節で検討した等化方式を用いる場合、DC オフセットを除去するための HPF の影響で、直流付近のサブキャリアについては内挿による周波数特性の推定精度が劣化して等化係数の誤差が大きくなり、

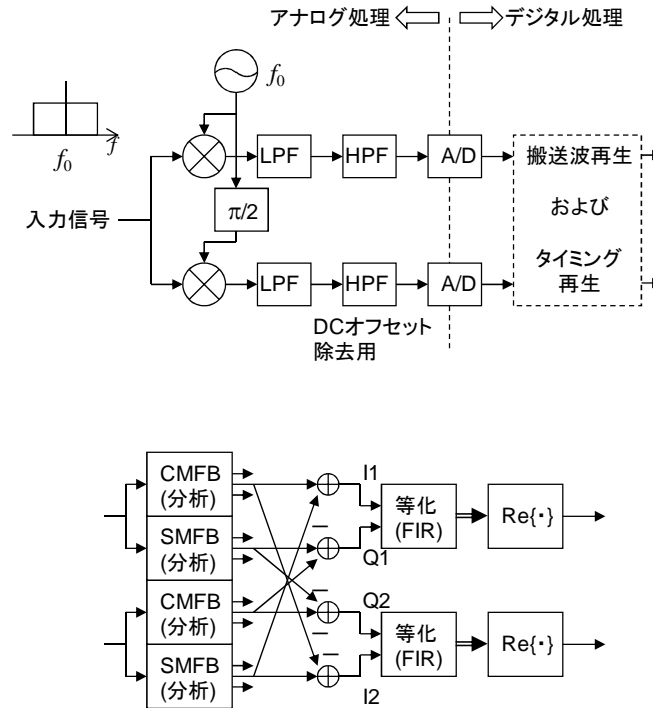


図 5-6 HPF で DC オフセットを除去する受信装置の構成

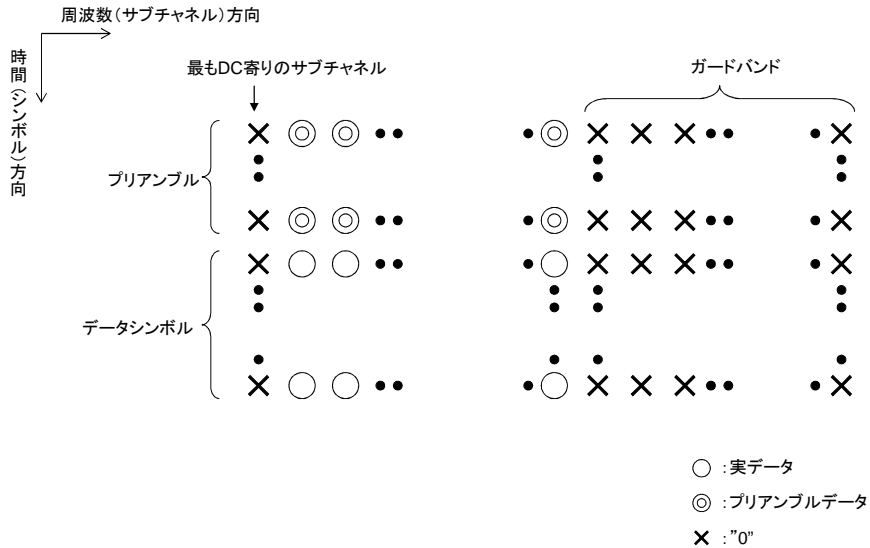


図 5-7 従来のプリアンブルおよびデータシンボルのサブチャネル (I 成分及び Q 成分) への配置イメージ (HPF の影響を考慮して、DC 寄りのサブチャネルを使用しない場合)

BER 特性が劣化するという問題が発生する可能性がある。

そこで上記の問題を軽減するため、周波数特性推定の精度を向上できるプリアンブル配置と推定方法を提案する。従来は図 5-7 に示すようにプリアンブルは実データを伝送する



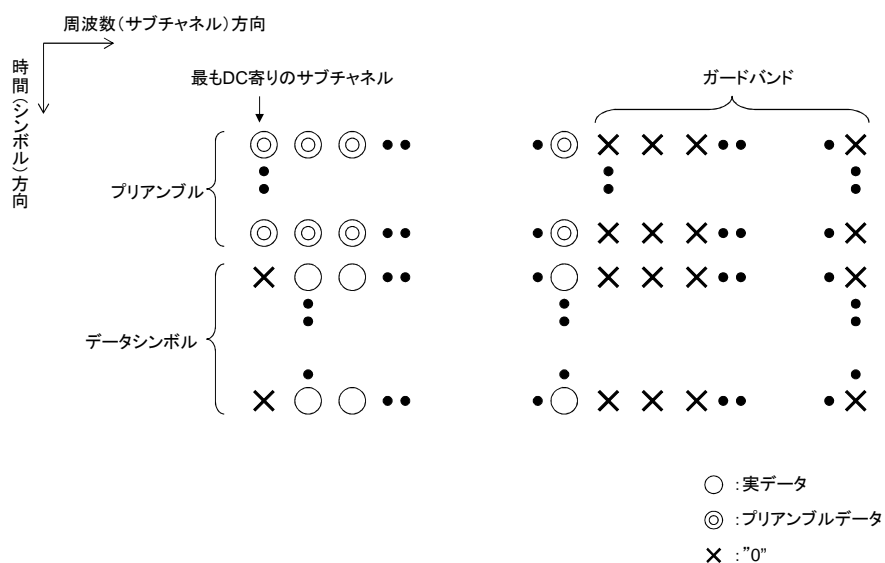


図 5-8 プリアンブルを実データより外側 (DC 寄り) のサブチャネルに  
拡大して配置する方法

サブキャリアのみに配置され、それ以外のサブキャリアについては、プリアンブル区間においても”0”が挿入されていた。しかしDCオフセット除去のためのHPFが存在するとそのカットオフ周波数以下の周波数特性は急激に変化する。この領域での推定制度を改善するため、本提案では図5-8に示すように、実データを伝送するサブキャリア以外の直流に近いサブキャリアにもプリアンブルを配置し、この拡張されたプリアンブルを含めて有効なプリアンブルのある各サブキャリアの中心周波数での周波数応答を求める。それらを線形補間することでフィルタバンクの周波数分解能より高い分解能で伝送路の周波数応答を求める。

この時、大きく周波数特性が変化する直流付近の部分については図5-9に示すように、隣接する二つのサブキャリアの中心周波数での周波数応答だけでなく、さらに一つ隣のサブキャリアを含めた三つのサブキャリアの中心周波数での周波数応答を用いて推定することとする。具体的には二つのサブキャリアの中心周波数での周波数応答の内挿により求まる周波数応答(図中の○)と、周波数変化の少ない側(HPFの影響を想定した場合は直流から離れた側)からの外挿により求まる周波数応答(図中の×)の重みつき算術平均を取ることを提案する。ここで、重みつき算術平均の重みは任意に設定することができるが、以下ではひとつの決定法について述べる。

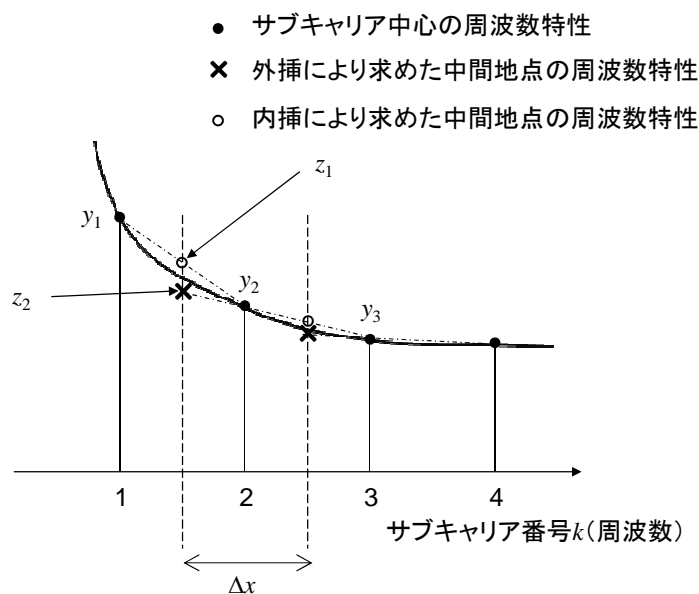


図 5-9 隣接サブチャネルの中間の周波数特性の算出方法

直流に近い領域での周波数特性は、1次 RC-HPF の影響が大きく、1次 RC-HPF の周波数特性を補正する等化器の周波数特性は  $y = a/x + b$  の曲線で近似できると仮定する。ここで  $x$  は周波数、 $y$  は等化器の伝達関数、 $a$ 、 $b$  は定数を表す。サブキャリアの周波数間隔を  $\Delta x$ 、あるサブキャリアの周波数を  $x_2$  として、図 5-9 に示すように、

$$y_1 = \frac{a}{x_2 - \Delta x} + b \tag{5-4}$$

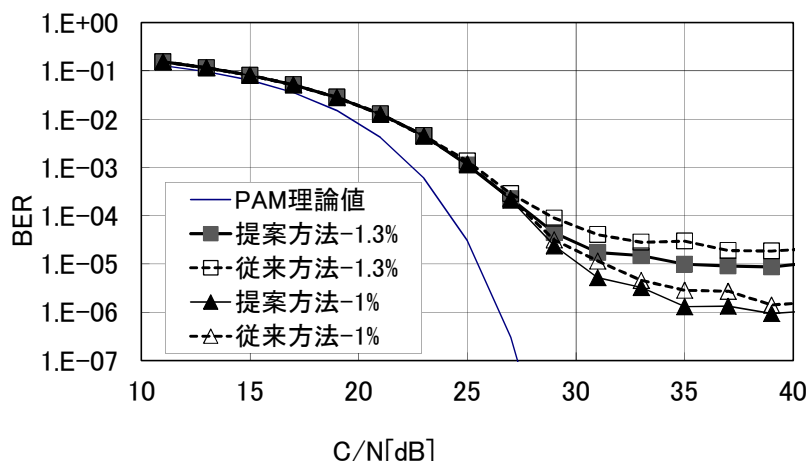
$$y_2 = \frac{a}{x_2} + b \tag{5-5}$$

$$y_3 = \frac{a}{x_2 + \Delta x} + b \tag{5-6}$$

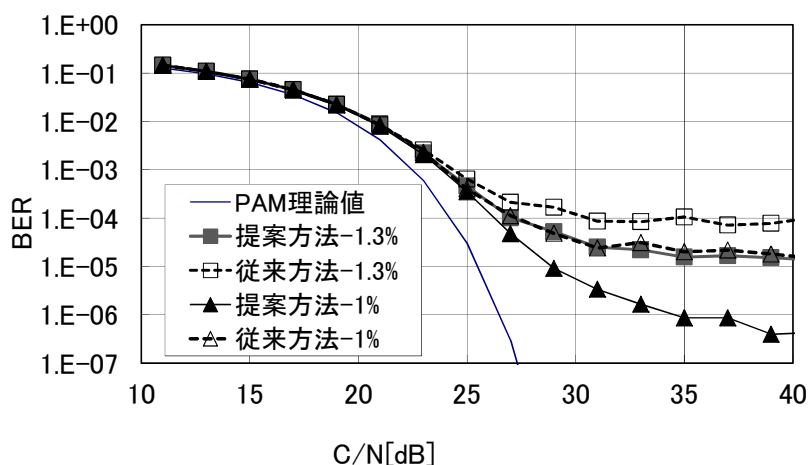
として、

$$y_4 = \frac{a}{x_2 - \Delta x/2} + b \tag{5-7}$$

を  $y_1$  と  $y_2$  からの内挿  $z_1 = (y_1 + y_2)/2$  と、 $y_2$  と  $y_3$  からの外挿  $z_2 = (3y_2 - y_3)/2$  とから求めることとする。内挿と外挿の重み付けのパラメータを  $A_p$  ( $0 \leq A_p \leq 1$ ) とすると



(a) 反射波の遅延 0.035  $\mu\text{s}$ 、レベル -10 dB



(b) 反射波の遅延 0.23  $\mu\text{s}$ 、レベル -24 dB

図 5-10 提案する方法での C/N 対 BER 特性と従来方式の比較  
(入力データが 8-PAM、2 波モデル、プリアンプル長 10)

$$y_4 - \{A_p \cdot z_1 + (1 - A_p) \cdot z_2\} = \frac{x_2 \cdot \Delta x^2 \left(\frac{3}{2} - 2A_p\right) + \Delta x^3 \left(A_p - \frac{3}{2}\right)}{2x_2(x_2^2 - \Delta x)(x_2 - \Delta x/2)} \quad (5-8)$$

となり、これが 0 になるように  $A_p$  を決めることとする。サブキャリア番号  $k = 0$  と  $k = 1$  のサブキャリアの中間の周波数応答を求める場合は、 $x_2 : \Delta x = 3 : 2$  なので  $A_p = 3/8$  の時 (つまり重みが(外挿):(内挿)= 5:3 の時) に(3)式の値が 0 になる。  $k = 1$  と  $k = 2$  のサブキャリアの中間の周波数応答を求める場合は、 $x_2 : \Delta x = 5 : 2$  なので  $A_p = 9/16$  の時 (つまり重みが(外挿):(内挿)= 7:9 の時) に上式の値が 0 になる。

この周波数応答推定法を用いてサブキャリア毎の等化器の係数を求め、等化を行った場合の BER 特性を従来の 2 点間の内挿のみを利用する方法[77] (以下、従来法と記述) と比

較して図 5-10 に示す．ここで，図中のパラメータ 1 %，1.3 %は使用した HPF の遮断周波数が信号帯域の何パーセントにあたるかを示している（数値の選定理由は後述）．入力データは 8-PAM，伝送路のインパルス応答は 2 波モデルで，(a)は反射波の遅延が 0.035  $\mu\text{s}$  でレベルが -10 dB の場合，(b)は反射波の遅延が 0.23  $\mu\text{s}$ ，レベルが -24 dB の場合である．内挿と外挿の重み付き算術平均については， $k = 0$  と  $k = 1$  のサブキャリアの中間の周波数応答を近似する場合は重み付けパラメータを  $A_p = 3/8$  とし， $k = 1$  と  $k = 2$  のサブキャリアの中間の周波数応答を近似する場合は  $A_p = 9/16$  とした．また  $k = 2$  と  $k = 3$  のサブキャリアの中間の周波数応答は  $A_p = 1/2$  の重みとした．それ以外は両側のサブキャリアの中心周波数での周波数応答から内挿で求めた．

HPF の遮断周波数をベースバンド帯域幅の 1 %で設計し，製造誤差（チップ上にキャパシタンスを形成すると 3 割程度の誤差が生じ得る[80]）でカットオフ周波数が 1.3 %に増加した場合を考える．誤り訂正前の所要 BER を  $10^{-4}$  とすると，(b)の場合，従来法では図 5-10 に示すように，BER:  $10^{-4}$  で比較して 3dB 以上の劣化が生ずる．提案手法を用いると同一条件下で図 5-10(a)では 0.5 dB 以上，(b)では 3 dB 以上改善できることがわかる．(b)の場合の HPF 遮断周波数と BER= $10^{-4}$  での固定劣化量の関係を図 5-11 に示す．遮断周波数が低い方にずれた場合も劣化を増加させることはない．

このように提案手法では定数との乗算，加減算演算，2 のべき乗での除算（ビットシフト）の追加により，簡易な DC オフセット対策である HPF による方法を用いる場合の劣化要因を改善することができる．これにより受信機の低価格化が期待できる．

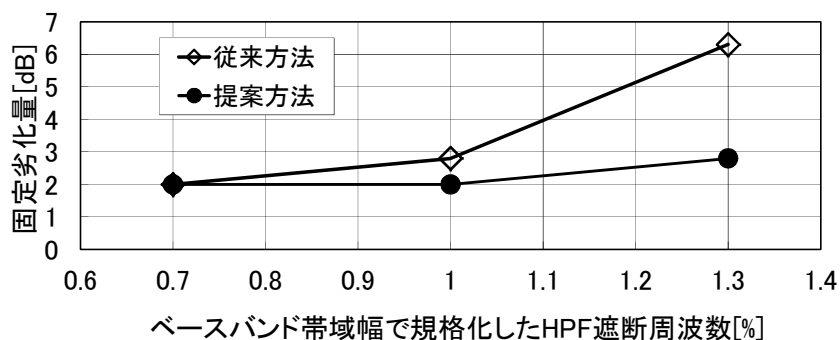


図 5-11 HPF 遮断周波数と固定劣化量の関係

## 6.5. むすび

ベースバンド光伝送による大容量映像配信の適用範囲を光ファイバ配線のない建物にも拡大するため，UHF 帯で地上デジタル放送との共存を想定した放送型の宅内同軸網向け大容量伝送方式を検討した．周波数利用効率の良い FBMC 方式を用いることで，宅内で

の反射妨害に対する耐性や伝送容量などの要求条件を満たすシステムを設計できることを示した。また、地上デジタル放送の与干渉の観点から OFDM 方式との比較を行い、提案方式の有効性を示した。さらに、受信機の低価格化を目指し、受信機で RF 信号をダイレクトコンバージョン受信する際に問題となる直流オフセット妨害の影響を低減するために、単純な RC フィルタによる HPF と低演算量の信号処理を組み合わせる手法を示し、簡易な構成で十分な効果が得られることを示した。

今後は、ISDB-T 信号からの被干渉の影響の検討や、今回の検討では考慮していない搬送波同期やシンボル同期の影響も含めたハードウェアによる検証を行う予定である。

## 付録 5A

要求条件(1)～(6)の設定理由について補足する。

- (1) 放送サービスのベースバンド伝送に、普及している E-PON 技術を利用することを想定して、伝送容量 1 Gbps 以上とした。
- (2) 東京スカイツリーから発射予定の 8 波に放送大学、自主放送各 1 波を加えた 10 波の ISDB-T 信号の伝送を想定した。
- (3) 対象とする建物内の同軸伝送設備としては、文献[81,82]をもとに、図 5-A1 に示すモデルとする。ブースタ間の距離は 60 m 以下、最終段ブースタから受信端末までが 40 m 以下なので、遅延プロファイルは 60 m 以下を考えればよいことになる。壁面端子での反射減衰量を 9 dB とし、分配器などで 15 dB の減衰量で結合することを想定して D/U は 24 dB 以上としている。さらに、2 波以上の反射がある場合は遠い反射は、各部屋に信号を分配するための直列ユニット（または分配器）を通過した先からの反射と考えられるので、ここでの検討では直列ユニットの挿入損として 5 dB ずつ減衰することを想定している。
- (4) 放送サービス用途であり、また建物内のブースタは一般的に双方向伝送には対応していないため、precoding など双方向伝送を前提とした技術は用いないこととする。
- (5) 周波数利用効率が高い方が同じ帯域内に多くのサービスを多重できるため条件として挙げた。
- (6) A/D 変換や信号処理デバイスに求められる性能が低い方が望ましいため条件として挙げた。

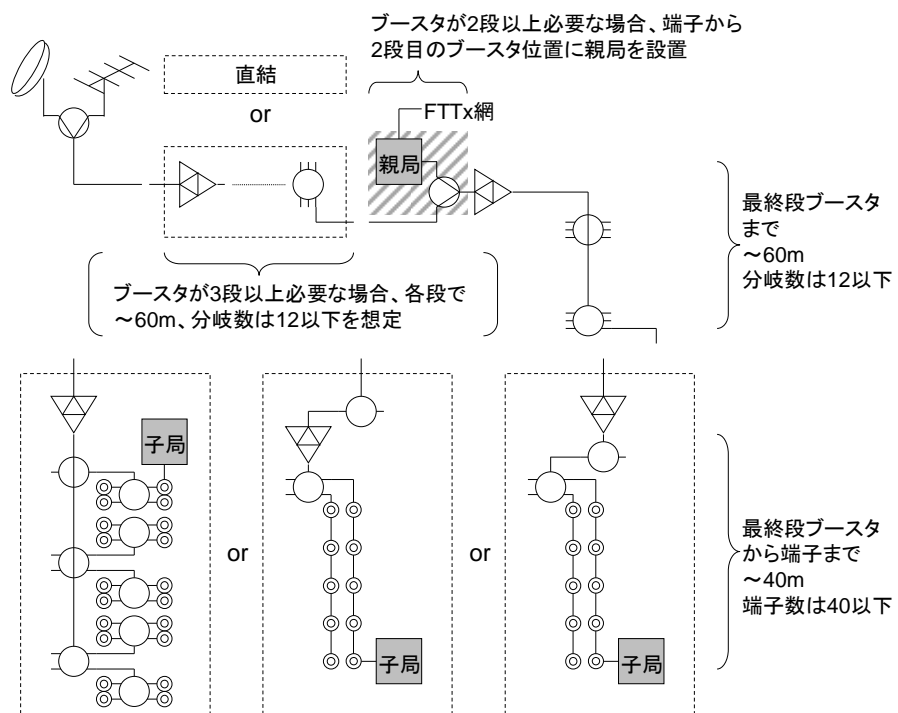


図 5-A1 想定する宅内同軸伝送路

## 第6章 複数 TS 伝送方式

### 6.1. まえがき

BS デジタル放送や地上デジタル放送など他メディアのサービスをケーブルテレビで効率良く再送信する技術は重要な課題である。BS デジタル放送や地上デジタル放送は、映像、音声、データを MPEG-2 TS[10]（以下、TS）の形式で多重して伝送しているが、これらをケーブルテレビで再送信するには、ヘッドエンド処理の負荷の軽減および事業者の独立性の確保などの観点から、複数の TS を 1 つの TS に再多重したりせずに伝送することが望ましい。この際に、TS パケットを下位層にマッピングすることで複数の TS を多重する仕組みにより、各搬送波に 1TS ずつ割り当てるより伝送効率を良くすることができる。本章では、複数の TS を多重するための下位層について検討し、それを元にケーブルテレビにおける複数 TS 伝送方式を実現する際に必要な、多重方式、多重フレームのヘッダ構造、および NIT（Network Information Table：受信機で、どの伝送路でどの TS が送られているかを知るための情報）で使われる分配システム記述子について、提案する。

### 6.2. 複数 TS 多重方式の検討

複数の TS を多重するために TS パケットをマッピングする下位層として、ケーブルテレビで採用可能なものを以下にあげて比較した。ケーブルテレビでは 6 MHz（従来通り）または 12 MHz（2 チャンネル分）の帯域が利用できるものとする。

方式 (a)：ITU-T Rec. J.83 の伝送路符号化を利用できる独自の多重フレームを作成する

方式 (図 6-1) [83,84]：提案方式

方式 (b)：BS デジタル放送の多重フレーム（及びスーパーフレーム）、伝送路符号化を利用する方式 (図 6-2)：BS フレーム方式

方式 (図 6-2)：BS フレーム方式

方式 (c)：ATM の VC（Virtual Channel）多重を利用する方式 (図 6-3)：ATM 方式

方式 (d)：IP のマルチキャストアドレスを利用する方式 (図 6-4)：IP 方式

方式 (a)（提案方式）では下位層としてパケット列に周期構造を持たせてフレームを作り、そこに複数の TS を多重する。図 6-1 に示すように多重フレームのヘッダも TS パケット形式とすることで伝送路符号化と多重を切り離すことができる。そのため物理層に ITU-T Rec.J.83 [17]（国内であれば Annex C）準拠の方式が利用できる。1 フレーム中

の packets 数  $N$  を適当に選べば BS デジタル放送や地上デジタル放送を再送信する際の周波数利用効率を高くできる可能性がある。また、6 MHz 帯域では[20]に準拠した復調 LSI が既にある。

方式 (b) (BS フレーム方式) では、方式 (a) と同様に下位層として packets 列に周期構造を持たせてフレームを作るが、図 6-2 に示すように 48 TS packets で 1 フレームを作り、BS と同じく ARIB STD-B20[85,86]に準拠した方法で TS packets, TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) 情報を伝送路符号化する。フレーム中の相対的な位置 (スロット) で複数の TS を区別できる。ケーブルテレビでは階層変調は行わないため、読出し方向を変えてインターリーブの深さを BS に対して 48 倍することができる。TS packets の周期バイトを除いた部分に TMCC などの付加情報を多重するので多重効率は高い。ただし BS デジタル放送のスロットと対応させるには 12 MHz の帯域を必要とする。帯域 12 MHz で伝送可能な情報レートは BS デジタル放送の情報レートより大きい、その差の部分に他の情報を入れたりすることができないため周波数利用効率は必ずしも高くない。また BS デジタル放送との整合性から多重 TS 数は最大 8 と

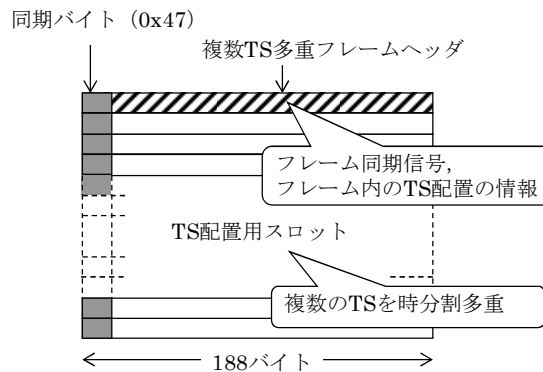


図 6-1 方式 (a) による複数 TS の多重化

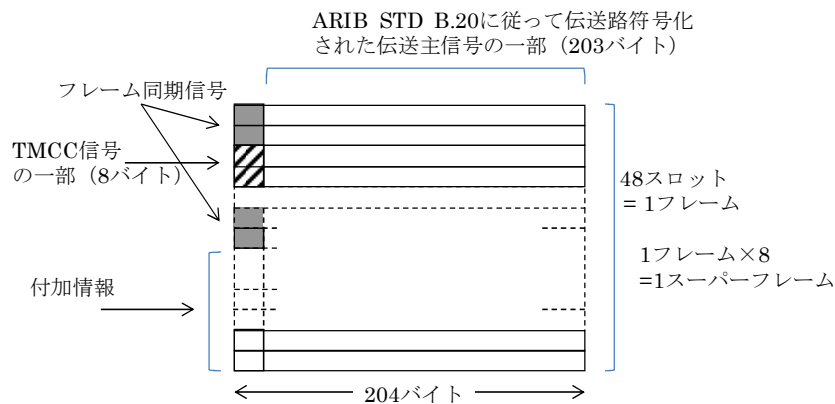


図 6-2 方式 (b) による複数 TS の多重化



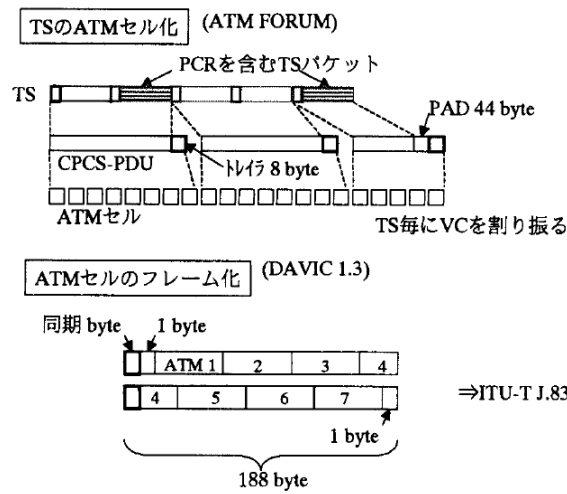


図 6-3 方式 (c) による複数 TS の多重化

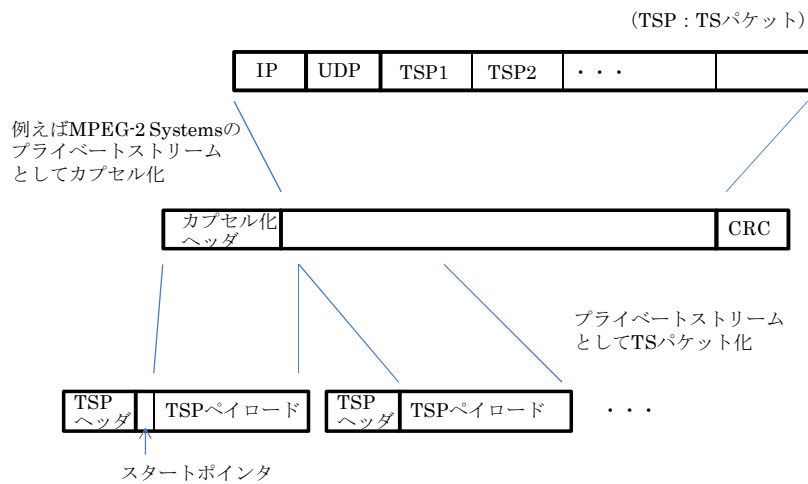


図 6-4 方式 (d) による複数 TS の多重化

なる。

方式 (c) (ATM 方式) では PVC (Permanent Virtual Channel) 接続を用いて制御データを伝送し受信側ではこれに基づいて VC を選択する。図 6-3 に示すように TS を ATM セル化し、物理層に対応させるため ATM セルをフレーム化する。ATM セルを利用した多重のため通信系の規格との整合性が高いが、多重効率は 7/8 以下と低い。

方式 (d) (IP 方式) では図 6-4 に示すように複数の TS を IP マルチキャストのマルチキャストアドレスなどを用いて多重分離することとし、その IP を TS 化してケーブルテレビで伝送する。IP を TS 化して伝送する手法はいくつか提案されている[87]。IP を利用した多重のため通信系の規格との整合性が高いが、多重効率は IP 系のヘッダのオーバーヘッドが大きいため、低い。

表 6-1 各方式の特徴比較

	提案方式	BSフレーム	ATM	IP
既存規格との整合性	○	○	○	○
周波数利用効率	◎	○	△	△
多重TS数の柔軟性	○	△	◎	◎

検討した各方式の特徴を表 6-1 にまとめる。以上の比較の結果、及び実現の容易さの観点から、方式 (a) (提案方式) が現実的と考えられる。そこで以下では方式 (b) に基づいてフレームやヘッダの構造について考察した。

### 6.3. ヘッダの構造

ここでは方式(a) (提案方式) の多重フレーム (以下 TSMF(Transport Streams Multiplexing Frame : 複数 TS 多重フレーム) という) のヘッダ構造について検討する。ヘッダについての構造上の制約条件は、

- ・先頭バイトが 47(hex) で、開始される 188 バイトのデータであること
- ・フレーム同期が検出できること
- ・複数の TS のフレーム内配置情報を含むこと

である。この制約条件を満たせる TSMF ヘッダ構造の例を表 6-2 に示す。以下でフレームは (N+1) 個のパケットで構成され、最大 TS 多重数は  $M=2^m$  個とする (m : 自然数)。ここで示す TSMF ヘッダは先頭の 4 バイトを TS パケットと同じ形式とし、PID に特定の値を割り当てることとした。これによりフレーム構造のあり、なしが容易に判別できるため、ケーブル局で TSMF を使うチャンネルと使わないチャンネルを混在させても、両方に対応する受信機を作ることができる。TS パケット形式の 4 バイトに続いて 2 バイトのフレーム同期信号を入れる。TS を分離するためのフレーム内 TS 配置情報は、パケット番号毎の相対 TS 番号、及び、相対 TS 番号と、TS\_id (国内では original\_network\_id との組み合わせでユニークとなるよう割り当てられる番号) の関係の対応表からなっており、BS デジタル放送と同様に相対 TS 番号を利用した間接指定の方法を取っている。この方法は、最大 TS 多重数 M が 32 程度までなら (N にも拠るが) パケット毎に TS\_id を記述する直接指定の方法より必要な bit 数が少なくなる。狭帯域地上デジタル放送 (ISDB-Tsb[88]) の再送信を考慮しでも、帯域 6 MHz のケーブルテレビでは  $M=16$ 、帯域 12 MHz のケーブルテレビでは  $M=32$  で充分と考えられるため上記の通り、間接指定とした。

表 6-2 TSMF ヘッダの構成例

データ構造	ビット数	備考
header(){		
sync_byte	8	パケット同期 (47 (hex))
transport_error_indicator	1	"0"
payload_unit_start_indicator	1	"0"
transport_priority	1	"1"
PID	13	TBD(TSMF ヘッダ用)
transport_scrambling_control	2	"00"
adaptation_field_control	2	"01"
continuity_counter	4	連続性カウンタ
frame_sync	16	フレーム同期
version_number	4	更新時 +1
frame_type	4	多重フレーム形式(m、N に応じて指定)
frame_length	12	フレーム長 N
max_TS	4	最大 TS 数指標 $m(2^m=M)$
relative_TS_number_table	$m \times N$	相対 TS 番号-パケット番号対応表
reserved	R	リザーブ( $R=\{8-(m \times N \bmod 8)\} \bmod 8$ )
TS_id_table	$16 \times (2^m)$	TS_id-相対 TS 番号対応表
hierarchical_indicator	$(2^m)$	高階層誤り指示 (最大 TS 数分)
emergency_indicator	1	緊急警報放送制御指示
NIT_flag	1	NIT 有効、無効 (TS 毎に必要?)
reserved_future_use	13	将来使用のためリザーブ
private_data_flag	1	プライベートデータの有無
private_data	$1384 - \{17 \times (2^m) + mN + R\}$	プライベートデータ
CRC	32	誤り検出
}		

TSMF ヘッダでは、フレーム同期信号、TS を分離するためのフレーム内 TS 配置情報のほか、多重フレーム形式、高階層誤り指示、緊急警報放送制御指示、NIT が有効かどうかの情報、を伝送することとした。多重フレーム形式は、物理層に応じてフレーム長など複数のパラメータが存在する場合に容易にフレーム形式の種別が判別できるようにするための情報である。高階層誤り指示は、BS デジタル放送再送信の際にケーブルヘッドエンドで高階層が誤っていることを受信機に知らせるための情報である。これにより受信機側で低階層に切替えたり、高階層が遮断している旨を表示したりすることができる。緊急警報放送制御指示は、BS、地上デジタル放送再送信の際に緊急警報放送にも対応できるようにするための情報である。NIT 有効、無効の情報は、NIT の書換えが行われたかどうかを NIT を見に行かなくてもわかるようにするための情報である。NIT の書換えを行わずに再送信するためには、文献 [89] に示されるように受信機がネットワーク情報を取得する手段を持つことが必要である。

このヘッダ構造では、CRC による誤り検出のみで、誤り訂正は行っておらず、物理層のリードソロモン符号(204,188) が唯一の誤り訂正となっている。TS パケットの配置がフレームごとに異ならない運用であれば、個別の誤り訂正は不要と考える。

#### 6.4. 分配システム記述子

ヘッドエンドで NIT を書き換える場合には、分配システム記述子の規定が必要である。

表 6-3 ケーブル分配システム記述子の修正例

データ構造	ビット数	備考
delivery_system_descriptor(){		合計 13 バイト
descriptor_tag	8	0x44
descriptor_length	8	
frequency	32	
reserved_future_use	7 (*)	将来使用のためリザーブ(all"1")
TSMF_flag	1	複数 TS 伝送ありの場合"0"
frame_type	4	TSMF_flag="1"の場合は無効(->0xF)
FEC_outer	4	外符号誤り訂正の種別
modulation	8	変調多値数
symbol_rate	28	
FEC_inner	4	畳込符号化率
}		

その際に必要な情報は“複数 TS 伝送が行われている”という情報である。従来のケーブル分配システム記述子と両立性を保ったまま、複数 TS 伝送用に拡張した分配システム記述子のデータ構造例を表 6-3 に示す。

従来の分配システム記述子で“将来のためのリザーブ”とされていた 12bit (表 6-3 中の(\*)部分)のうち、複数 TS 伝送のあり、なしを示すために 1bit, “あり”の場合に TSMF のフレーム形式を表すために 4bit, 割り当てる。また、これだけでは TSMF に対応していない受信機にとっては NIT からでは受信できるチャンネルかどうか識別できないので、FEC\_outer の利用されていない値に“リードソロモン符号かつ複数 TS 伝送あり”, “誤り訂正なしかつ複数 TS 伝送あり”を割り振る。こうすることで非対応受信機からは誤り訂正の種別がわからないことになり、そのチャンネルは受信対象でないことがわかる。

## 6.5. 適用例

前節まで述べた TSMF を利用した複数 TS 多重方式は、変調方式や伝送路符号化といった物理層とは切り離して説明してきた。ここでは ITU-T Rec. J.83 Annex C に準拠した帯域 6 MHz の 64QAM 方式、それを帯域 12 MHz に拡張した方式、及びそれらをそれぞれ 256QAM に拡張した方式、の 4 通りについてのパラメータを検討する。

### 6.5.1. フレーム長の検討

BS デジタル放送の再送信の際に効率の良いフレーム長を考える。BS デジタル放送の 1 スロット分の情報を送るのに必要な伝送速度を、TSMF の  $X_p$  パケット ( $X_p$ : 自然数) で得ることとする。TSMF の 1 パケット分の情報レート(TS レート)を  $a_r$  [Mbps], BS の 1 スロット分の情報レートを  $b_r$  [Mbps](=52.17/48~1.087[Mbps]) とすると、

$$b_r \leq X_p a_r \tag{6-1}$$

を満たす必要がある。ここでケーブルテレビの1チャンネル(1搬送波)でBSの $Y_p$ スロット分( $Y_p$ :自然数)を伝送することを考える。ケーブルテレビの1チャンネル(1搬送波)の伝送レートを $c_r$  [Mbps] とすると、TSMFのヘッダの大きさはTSパケット1個分としているので、

$$(X_p Y_p + 1) a_r = c_r \quad (6-2)$$

の関係を満たせば良い。

(6-1), (6-2) 式より $a_r$ を消して $Y_p$ について整理すると、

$$Y_p \leq \frac{X_p c_r - b_r}{X_p b_r} = \frac{c_r}{b_r} - \frac{1}{X_p} \quad (6-3)$$

の関係が得られる。以下ではそれぞれの場合について $X_p$ ,  $Y_p$ の組を決定する。

帯域6 MHz, 64QAMの場合は、 $c_r=31.644 \times 188/204 \sim 29.162$  Mbps (シンボルレート5.274 Mboud) とすると、

$$Y_p \leq \frac{c_r}{b_r} - \frac{1}{X_p} \cong 26.831 - \frac{1}{X_p} \quad (6-4)$$

が得られ、 $X_p > 0$  なので $Y_p$ は26以下の自然数となる。伝送効率の点からは、 $Y_p$ は大きいほど良いので $Y_p=26$ とする。(6-3)式より、

$$\begin{aligned} X_p Y_p b_r &= 26 X_p b_r \leq X_p c_r - b_r \\ X_p &\geq \frac{b_r}{c_r - 26 b_r} \cong 1.203 \end{aligned} \quad (6-5)$$

となる。 $(X_p Y_p + 1)$ はTSMFの周期であり小さい方が同期確立までの時間が短くなるので、 $X_p=2$ を選ぶ。以上より、TSMFのフレーム構造としては $X_p Y_p = N = 52$ で、フレーム長は53 TSパケット分となる。

同様に、「帯域12 MHz, 64QAMの場合」「帯域6 MHz, 256QAMの場合」「帯域12 MHz, 256QAMの場合」について求めた結果を表6-4にまとめる。フレーム長は100 TSパケットを超えない範囲で求めた。最大TS多重数は狭帯域地上デジタル放送が帯域6 MHzで13 TSとなる可能性があることから、表の値とする。このパラメータでは、TSMFフレーム内のTS配置情報は6.3節で提案した通り、相対TS番号を用いる間接指定の方がTS\_id

表 6-4 各変調方式に対応するパラメータ例

	フレーム長	フレーム周期	最大TS数
6 MHz 64QAM	53パケット (N=52)	~2.7 ms	16 (m=4)
6 MHz 256QAM	71パケット (N=70)	~2.7 ms	16 (m=4)
12 MHz 64QAM	53パケット (N=52)	~1.4 ms	32 (m=5)
12 MHz 256QAM	71パケット (N=70)	~1.4 ms	32 (m=5)

表 6-5 伝送容量の比較

	地上デジタル (13 seg)	地上デジタル (1 seg)	BS (1TS: Max 24 slots)	BS (1TS: Max 48 slots)	CS (符号化率 3/4)	CS (符号化率 7/8)
6 MHz 64QAM	◎ 『1』	◎ 『13』	○ (26 slots可)	/	△ (フレームなし)	/
6 MHz 256QAM	◎ 『1』	◎ 『17』	○ (35 slots可)	/	◎ 『1』	◎ 『1』
12 MHz 64QAM	◎ 『2』	◎ 『26』	◎ 『1』	◎ 『1』	◎ 『1』	◎ 『1』
12 MHz 256QAM	◎ 『2』	◎ 『35』	◎ 『1』	◎ 『1』	◎ 『2』	◎ 『2』

を直接指定する方法より必要な bit 数が少なくなる。フレーム周期は約 1.4 ms~2.7 ms であり、BS のスーパーフレーム周期約 11.1 ms、地上のフレーム周期約 53 ms~257 ms より短くなっている。

### 6.5.2. 各フレーム構造での伝送容量

上記の TSMF を用いた場合において、地上、BS、CS の各デジタル放送再送信の可能性を伝送容量の観点から表 6-5 にまとめる。ここで『』内の数字はケーブルテレビの 1 チャンネル (1 搬送波) に各メディアをいくつ多重できるかを表し、“(26 スロット可)” は BS の 26 スロット分まで伝送できるという意味を表す。地上デジタルの再送信では複数あるパラメータの内、最大の情報レートのを想定しており、広帯域は 13 セグメント、狭帯域は 1 セグメントである。帯域 6 MHz、64QAM でも狭帯域地上デジタル放送を 13 多重できるので、OFDM 信号のまま送信する場合と同様の帯域利用効率が得られる。ここで、再送信の際の速度差 (各メディアを TSMF に当てはめた時の伝送レートの差) はヘッドエンドにおいてヌルパケットで調整し、PCR (Program Clock Reference : 受信側でクロック

ク再生するための TS 上の情報) を打ちかえることを想定している。BS デジタル放送は各 TS の最大レートが 24 スロット以下になるよう運用制限をしているため、ケーブルテレビで最も実現性の高い 6 MHz 帯域幅の、64QAM においても、主要なサービスの再送信が可能である。

## 6.6. むすび

BS デジタル放送や地上デジタル放送を効率良くケーブルテレビで再送信するために、ケーブルテレビの 1 搬送波で複数の TS を伝送する方法を提案した。本方法では、TS パケット列に周期フレーム構造を持たせて複数の TS をパケット単位で多重し、フレームのヘッダにおいて、受信機で多重信号から希望 TS を取り出すための情報を伝送する。その際に、BS デジタル放送や地上デジタル放送の再送信の際に必要な緊急警報放送起動フラグなどの情報を送ることができる。複数の TS を多重する仕組みを物理伝送方式（伝送路符号化方式、変調方式など）から独立した上位のプロトコルとしているので、既に規格化されている ITU-Tec. J.83 Annex C に準拠した物理伝送方式やそれを 12 MHz 帯域に拡張したような新しい物理伝送方式に適用することが可能という特徴がある。

ここで提案した方式は、その後日本 CATV 技術協会において規格化され[90,91]、国内では BS デジタル放送や地上デジタル放送の再送信に使用されている[92]。また ITU-T でも規格化されて[94]、国際標準になっている。

## 第7章 結論

### 7.1. 本研究のまとめ

ケーブルテレビシステムや FTTH (Fiber To The Home) システムの家庭への普及が急速に進むとともに、多チャンネル放送サービスの充実や、より広帯域な 4k/8k UHDTV (Ultra High Definition TeleVision) の導入が検討されるなど放送サービスの高度化が図られてきている。将来、更に高度化、多様化するシステムを実現するには、デジタルケーブルテレビ伝送技術の高効率化、高品質化に向けた技術検討が必要である。本研究では光伝送する際の非線形歪の影響の検討、サービスを柔軟に多重する技術の検討、帯域あたりの伝送効率を高める技術の検討、FTTH で建物まで来た信号を光化されていない建物内で効率よく伝送する技術の検討を行い、それらを統合することにより、現在主流の光・同軸ハイブリッド網、現在普及が進みつつあり将来主流になると目される FTTH 網のそれぞれにおいて、放送分配用の伝送システムの高効率化・高品質化に対応できる見通しを得た。

以下、章毎にまとめを行う。

第3章では、ケーブルテレビシステムの幹線系で主流となっているサブキャリア多重 (SCM) 光伝送について、レーザダイオード (LD) への入力信号が LD の閾値でクリップされることにより広い周波数範囲にわたってインパルス的な歪が発生し、デジタル信号の誤り特性を劣化させる可能性があるため、これに関して対策法を検討した。具体的には、2015年まで多くのケーブルテレビシステムで採用される残留側波帯振幅変調 (VSB-AM) と直交振幅変調 (QAM) の二種類の信号を混在させるハイブリッド SCM 光伝送環境において、インパルス歪の時間軸方向の統計的性質およびそれに影響を与えるパラメータに関して検討し、歪の持続時間を変化させる要因として VSB-AM 信号の映像搬送波の周波数偏差 (周波数の規定値からのずれ) に注目して持続時間との関係を明らかにした。さらに、上記の周波数偏差に対応して、QAM 信号の誤り訂正が有効に機能するインターリーブの深さを明らかにした。また、インパルス歪の発生を抑えるための、VSB-AM 信号の映像搬送波の位相制御法について提案し、その効果を検証した。

第4章では、既存の 64QAM を用いたシステムと後方互換性のあるセットトップボックス (STB) を構成を用いて、伝送路の大容量化を図るため、シングルキャリアの 1024QAM 方式について、主に復調方式の考察を行った。伝送容量や後方互換性の観点から 1024QAM 方式でもトレーニング系列を用いない方が望ましいが、変調多値数が増すと、一つには伝送路中での反射妨害が課題となってくる。そこでブラインド等化を用いた復調アルゴリズムの検討とハードウェア化の可能性を検証し、反射妨害や周波数誤差については 64QAM



向けの規格をそのまま適用できる（つまり既存のケーブル伝送路を変更する必要のない）ことを示した。変調多値数が増す場合のもう一つの課題は、受信機チューナの位相雑音であるが、シンボル判定の方法を工夫することで改善効果を得る手法を開発した。位相雑音の影響をモデル化してシンボル誤り率を低減する判定しきい値線を明らかにし、その結果に基づいてシンボル判定領域の形を変形する方法を提案した。さらに、シミュレーションおよび試作機を用いた伝送実験を行って上記変形手法の有効性を示した。

第5章では、アクセス網の光化が進んでいるものの、集合住宅などで建物内の光化が困難な施設もあるため、そういった施設向けの大容量伝送方式の検討を行った。建物内の同軸（アンテナケーブル）網の利用を想定し、また、将来のサービスの多様化、高度化を考慮して、ケーブルテレビで使われている6MHz間隔のチャンネル構成とせずにFTTHからのデジタル信号（例として1Gbps）をできるだけ簡易な変復調器構成で伝送する手法について検討し、周波数利用効率の良いFBMC方式を用いることで、宅内での反射妨害に対する耐性や伝送容量などの要求条件を満たすシステムを設計できることを示した。また、地上デジタル放送の与干渉の観点からOFDM方式との比較を行い、提案方式の有効性を示した。さらに、受信機の低価格化を目指し、受信機でRF信号を直接変換（ダイレクトコンバージョン）受信する際に問題となる直流オフセット妨害の影響を低減するために、単純なRCフィルタによるHPFと低演算量の信号処理を組み合わせる手法を示し、簡易な構成で十分な効果が得られることを示した。

第6章では、より柔軟なサービスを可能とすることを目指して、様々なレートのTSを簡易に多重する方法を検討した。既存のデジタル放送システムは映像、音声、データをMPEG-2 TS（以下、TSと記述）の形式で多重して伝送するシステムとなっており、地上波、衛星など伝送路の特性に応じてTSを送る方式が決められている。放送システムごとにTSのレートが決まってしまうため、伝送路とは独立にTSのレートを変更できればサービス多重の柔軟性を増すことができる。具体的には、国内のデジタルケーブルテレビシステムについては欧州のシステムを流用する形でチャンネル当たり6MHzの帯域で一つのTSを64QAM変調を用いて伝送する規格が1994年に定められていたが、TSパケット形式のヘッダを利用してフレーム構成を導入することで、単一のTSの伝送用に用意された伝送路符号化方式、変調方式をそのまま（上記ケーブル用の伝送方式に限らず）利用できる複数TS伝送方式を開発した。これによりシステムの柔軟性を高めることができる。また、この方式は国内のBSデジタル放送、地上デジタル放送のケーブル再送信方式として実用化され、2011年7月時点で1100万台以上対応受信機が出荷されている。

## 7.2. 今後の展望

本研究のうち、第4章で検討した位相雑音対策の考え方は、今回検討したケーブル用1024QAM受信の判定領域修正への利用の他に、符号化変調された信号の受信において尤

## 第7章 結論

度を求める際に位相雑音を考慮に入れる手法へも応用可能と考える。

さらに、第5章で検討した宅内同軸網向け大容量伝送方式は、実用化に向けて更なる検討が必要であるが、FTTHによるケーブルテレビの更なる高度化に向けて、10 Gbps 伝送も実用化の域に入っている通信系のバイナリー伝送の時間軸多重(TDM)伝送方式を取り込んでいくには必須の技術であると考えられる。FTTHによるケーブルテレビにTDM伝送を取り込むには、さらに、SCM伝送によるRF信号の伝送から、容易にマイグレーションしていける技術の開発が必要である。

第6章で提案した複数TS多重フレームは、BSデジタル放送、地上デジタル放送のケーブル再送信に適用されただけでなく、その後、広帯域CSデジタル放送のケーブル再送信向けに開発されたTS分割伝送方式の基盤になった。また、将来の4k/8k UHDTVのケーブル伝送に向け、ケーブルテレビの1チャンネルに収まらない大容量TSの伝送に複数のチャンネル(搬送波)を束ねて利用する手法が検討されているが、そこでも複数TS多重フレームを利用して分割、合成を行う方法が検討されている。

これらの技術開発により、ケーブルテレビ伝送の更なる高効率化・高品質化が進展していくことを期待する。

## 参考文献

- [1] 総務省, “ケーブルテレビの現状”, 平成 25 年 10 月.
- [2] 総務省, “電気通信サービスの加入契約数等の状況”, 平成 25 年 6 月.
- [3] IEEE 802.3ah-2004, “Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for Subscriber Access Networks,” (2004).
- [4] IEEE 802.3av-2009, “Physical Layer Specifications and Management Parameters for 10 Gb/s Passive Optical Networks,” (2009).
- [5] CableLabs, “Data Over Cable Service Interface Specifications; DOCSIS 3.0 Physical Layer Specification,” CM-SP-PHYv3.0-I11-130808, (2013).
- [6] 中須英輔, “スーパーハイビジョン”, 映像情報メディア学会誌, vol.65, no.9, pp. 1276-1281, (2011).
- [7] 総務省, 放送サービスの高度化に関する検討会, “放送サービスの高度化に関する検討会 これまでの検討結果について取りまとめ”, 平成 25 年 6 月 11 日.
- [8] 伊東晋, “ケーブルテレビのデジタル化の経緯と発展動向”, NHK 技研 R&D, no.127, p.2-3, (2011).
- [9] T. Kusakabe, T. Kurakake and K. Oyamada, “A Study of the Optical Distribution Costs of Multichannel Baseband Digital Broadcasts over a Fibre-To-The-Home Network,” The 14th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) 2009, ThD4, (2009).
- [10] ISO/IEC 13818-1, "Information Technology-Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio Information-Part1:Systems" (2013).
- [11] 平成 23 年総務省令第 95 号, “有線一般放送の品質に関する技術基準を定める省令” (2011).
- [12] 杉本, “5 章 ケーブルテレビジョン,” 電子情報通信学会『知識の森』 (<http://www.ieice-hbkb.org/>), 5 群-8 編.
- [13] 勢濃, 泉, 矢野, 今田, 村中, 駒崎, “ケーブルテレビ事業者向け FTTH システム,” SEI テクニカルレビュー, vol.183, pp.30-37, (2013).
- [14] ITU-T Rec. G.983.3, “A Broadband Optical Access System with Increased Service Capability by Wavelength Allocation”, (2001).
- [15] JCTEA STD-014-3.0, “光ネットワークとその機器” (2007).
- [16] Rec. ITU-R BT.1701-1, “Characteristics of Radiated Signals of Conventional Analogue Television Systems,” (2005).
- [17] ITU-T Rec. J.83, “Digital Multi-Programme Systems for Television, Sound and

- Data Services for Cable Distribution,” (2007).
- [18] Rec. ITU-R BT.1306 System C, “Error-Correction, Data Framing, Modulation and Emission Methods for Digital Terrestrial Television Broadcasting,” (2011).
- [19] IEC60728-1, “Cable Networks for Television Signals, Sound Signals and Interactive Services-Part 1; System Performance of Forward Paths,” (2007).
- [20] ITU-T Rec. J.186, “Transmission Equipment for Multi-Channel Television Signals over Optical Access Networks by Sub-Carrier Multiplexing (SCM),” (2008).
- [21] ITU-T Rec. J.185, “Transmission Equipment for Transferring Multi-Channel Television Signals over Optical Access Networks by FM Conversion,” (2012).
- [22] ETSI EN 300 429, “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Cable Systems,” (1998).
- [23] ETSI EN 302 769, “Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure, Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Transmission System for Cable Systems (DVB-C2),” (2011).
- [24] CableLabs, “Data Over Cable Service Interface Specifications; DOCSIS 3.1 Physical Layer Specification,” CM-SP-PHYv3.1-I02-140320, (2014).
- [25] 内藤 整, “システム多重化”, 電子情報通信学会「知識ベース」2 群-5 編-12 章
- [26] K. Maeda, H. Nakata and K. Fujito, “Analysis of BER of 16QAM Signal in AM / 16 QAM Hybrid Optical Transmission System,” *Electron. Lett.*, vol.29, no.7, pp. 640 - 642, (1993).
- [27] X. Lu, G. E. Bodeep and T. E. Darcie, “Clipping-Induced Impulse Noise and its Effect on Bit-Error Rate Performance in AM-VSB/64QAM Hybrid Lightwave Systems,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.6, no.7, pp. 866 - 868, (1994).
- [28] K. Pham, J. Conradi, G. Cormack, B. Thomas and C. A. Anderson, “Impact of Noise and Nonlinear Distortion due to Clipping on the BER Performance of a 64 - QAM Signal in Hybrid AM-VSB/QAM Optical Fiber Transmission System,” *J. Lightwave Technol.*, vol.13, no.11, pp. 2197 - 2201, (1995).
- [29] Q. Shi, “Asymptotic Clipping Noise Distribution and its Impact on M - ary QAM Transmission over Optical Fiber,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.43, no.6, pp. 2077-2084, (1995).
- [30] G. R. Joyce and R. Olshansky, “Multichannel 64 - QAM Transmission in AM /Digital and All-Digital Hybrid Fiber-Coax Based Video Dial-Tone Systems,” *IEEE J. Selec. Areas Commun.*, vol.14, no.6, pp.1062 -1065, (1996).
- [31] Q. Pan and R. J. Green, “Amplitude Density of Infrequent Clipping Impulse Noise and Bit - Error Rate Impairment in AM-VSB / M - QAM Hybrid Lightwave Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.44, no.10, pp.1329-1334, (1996).

- [32] S. Lai and J. Conradi :“Theoretical and Experimental Analysis Clipping-Induced Impulsive Noise in Subcarrier Multiplexed Lightwave system,” *J. Lightwave Technol.*, vol.15, no.1, pp. 20 - 30, (1997).
- [33] 首藤, 川辺, 米田, “AM / QAM -SCM 伝送系におけるクリッピング雑音による符号誤り率特性”, *信学’ 94 春大*, B -1127.
- [34] 倉掛, 前田, 朴, 村上, “光ケーブル TV におけるクリッピング歪の性質”, *テレビ学技報告 ROFT ’ 96-53*, pp. 73-76, (1996).
- [35] 倉掛, 伊藤, 中村, “光ケーブル TV におけるクリッピング歪の持続時間特性”, *映情学技報 ROFT ’ 97-79*, pp.83-88, (1997).
- [36] 前田, 内海, 藤戸, “ハイブリッド光伝送における 64QAM 信号の誤りに対する訂正能力と誤り発生特性の検討”, ’ 97 信学総大, B -10 -101.
- [37] 檜橋, 野島, “マルチトーン信号のピーク対平均電力比 (PAPR) を低減する初期位相設定法”, *信学会論文誌 B-II*, vol.J78-B-II, no.11, pp.663-671, (1995).
- [38] L. K. Tan, J. S. Putnam, F. Lu, L. J. D’Luna, D.W. Mueller, K. R. Kindsfater, K. B. Cameron, R. B. Joshi, R. A. Hawley, and H. Samueli, “A 70-Mb/s Variable-Rate 1024 QAM Cable Receiver IC with Integrated 10-b ADC and FEC Decoder,” *IEEE Jour. of Solid State Circuits*, vol. 32, no. 12, pp. 2205-2218, (1998).
- [39] N. Nakamura, T. Kurakake, K. Oyamada, and S. Itoh, “Performance Evaluation of 1024 QAM Signal Transmission in Cable Television Distribution Systems by Software Demodulation Method,” *8th IEEE International Conference on Communications Systems (ICCS 2002)*, 2A-05-02, (2002).
- [40] T. Minowa, H. Ochiai, and H. Imai, “Phase-noise Effects on Turbo Trellis-coded Modulation over M-ary Coherent Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 8, pp. 1333–1343, (2004).
- [41] 野田, 原田, 宮沢, 石黒, 西山, 清水, 伊東 : “デジタル有線テレビジョン放送方式の伝送実験と伝送路所要性能の検討,” *映情学誌*, vol.51, no.9, pp.1509-1516, (1997).
- [42] 中村, 野田, 大須賀, 原田, 石黒, 武永, 都竹, 伊東 : “地上デジタルテレビジョン放送用信号のケーブルテレビ伝送実験と伝送路所要性能の検討,” *映情学誌* vol.54, no.11, pp.1559-1567, (2000).
- [43] ITU-T Rec. G.9960, “Unified High-Speed Wire-Line Based Home Networking Transceivers - System Architecture and Physical Layer Specification,” (2010).
- [44] SCTE 40 2001, “Digital Cable Network Interface Standard.”
- [45] SCTE DVS338, “Evaluation of 256QAM performance limits,” (2000).
- [46] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, (1989).
- [47] N. Jablon, “Joint blind equalization, carrier recovery and timing recovery for high-order QAM signal constellations,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 40, pp.

- 1383–1397, (1992).
- [48] C. Hwang and D. W. Lin, “Joint Low-Complexity Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery with Application to Cable Modem Transmission,” *IEICE Trans.*, vol. E82-B, no. 1, pp.120-128, (1999).
- [49] D. N. Godard, “Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communications Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 8, pp. 1867–1875, (1980).
- [50] G. Picchi and G. Prati, “Blind Equalization and Carrier Recovery Using a “Stop-and-Go” Decision-Directed Algorithm,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 9, pp. 877-887, (1987).
- [51] J. R. Treichler, M. G. Larimore, and J. C. Harp, “Practical Blind Demodulators for High-Order QAM Signals,” *Proc. of IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1907-1926, (1998).
- [52] K. N. OH, “A Single/Multilevel Modulus Algorithm for Blind Equalization of QAM Signals,” *IEICE Trans.* vol. E80-A, no. 6, pp.1033-1038, (1997).
- [53] M. Moeneclaey and G. de Jonghe, “ML-Oriented NDA Carrier Synchronization for General Rotationally Symmetric Signal Constellations,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 8, pp. 2531–2533, (1994).
- [54] F. M. Gardner, “Interpolation in Digital Modems – Part I: Fundamentals,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 501-507,(1993).
- [55] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, “Simulation of Communication Systems, 2nd ed.,” Kluwer Academic, New York, (2000).
- [56] 田中, “デジタル通信技術” 東海大学出版会 (1986).
- [57] 斉藤, “デジタル無線通信の変復調” 電子情報通信学会 (1996).
- [58] 永塚 守, 都竹 愛一郎, “増幅器による OFDM 信号の劣化と非線形特性の測定法,” *映像情報メディア学会誌*, vol. 53, no. 11, pp. 1550-1556, (1999).
- [59] 日本ケーブルラボ, プレスリリース “PON 相互接続検討 WG・TG が発足,” [http://www.jlabs.or.jp/tst/wp-content/uploads/press\\_20120822\\_02.pdf](http://www.jlabs.or.jp/tst/wp-content/uploads/press_20120822_02.pdf)
- [60] Rec. ITU-R BT.2020, “Parameter Values for Ultra-High Definition Television Systems for Production and International Programme Exchange,” (2012).
- [61] 日下部武志, 倉掛卓也, 中村直義, 小山田公之, “ベースバンド時分割多重によるデジタル放送の一括再送信方式の検討,” *映情学技報*, BCT2006-80, pp.21-24 (2006).
- [62] 倉掛卓也, 日下部武志, 中村直義, 小山田公之, “イーサネットフレームを用いたデジタル放送のベースバンド一括再送信システム,” *映情学技報*, BCT2006-80, pp.25-28 (2006).
- [63] 日下部武志, 倉掛卓也, 中村直義, 小山田公之, “フレーム構造を用いた同期多重によるデジタル放送のベースバンド一括再送信システム,” *映情学技報*, BCT2006-159,

- pp.31-36 (2006).
- [64] SCTE Implication Paper, “Deploying Enhanced Media Services with MoCA,”  
[http://www.mocalliance.org/marketing/white\\_papers/Spirent\\_white\\_paper.pdf](http://www.mocalliance.org/marketing/white_papers/Spirent_white_paper.pdf)
- [65] K. Laudel and Y. Guo, “Coaxial Network Communication Node and Methods for Communicating Multimedia over a Coaxial Network with Reduced-Length Cyclic Prefixes,” Patent US8121023
- [66] J. Ryyänen, K. Kivekäs, J. Jussila, Lauri Sumanen, A. Pärssinen, and K. A. I. Halonen, “A Single-Chip Multimode Receiver for GSM900, DCS1800, PCS1900, and WCDMA,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.38, no.4, pp.594-602, (2003).
- [67] 日下部武志, 倉掛卓也, 小山田公之, “デジタル放送のベースバンド一括再送信システムにおける宅内再変調方式,” 2008年映メ年次大会 20-1, (2008).
- [68] G. Cherubini, E. Eleftheriou, and S. Ölçer, “Filtered Multitone Modulation for Very High-Speed Digital Subscriber Lines,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1016–1028, (2002).
- [69] R. W. Chang, “High-Speed Multichannel Data Transmission with Bandlimited Orthogonal Signals,” *The Bell System Technical Journal*, vol.45, pp.1775-1796, (1966).
- [70] B. R. Saltzberg, “Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System,” *IEEE Transactions on Communications Technology*, vol.15, no.6, pp.805-811, (1967).
- [71] B. Farhang-Boroujeny, and C. H. Yuen, “Cosine Modulated and Offset QAM Filter Bank Multicarrier Techniques: A Continuous-Time Prospect,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol.2010, Article ID 165654, 16 pages (2010).
- [72] S. D. Sandberg, and M. A. Tzannes, “Overlapped Discrete Multitone Modulation for High-Speed Copper Wire Communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.13, pp.1571–1585 (1995)
- [73] M. Alard, “Construction of a Multicarrier Signal,” Patent WO 96/35278
- [74] R. Haas, and J.-C. Belfiore, “A Time-Frequency Well-Localized Pulse for Multiple Carrier Transmission,” *Wireless Personal Communications*, vol.5, no.1, pp.1-18 (1997).
- [75] L. Lin and B. Farhang-Boroujeny, “Cosine Modulated Multitone for Very High-Speed Digital Subscriber Lines,” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol.2006, Article ID 19329, 16 pages (2006).
- [76] T. Ihalainen, T. Hidalgo Stitz, M. Rinne, and M. Renfors, “Channel Equalization in Filter Bank Based Multicarrier Modulation for Wireless Communications,”

- EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol.2007, Article ID 49389, 18 pages (2007).
- [77] K. Izumi, D. Umehara, and S. Denno, "Performance Evaluation of Wavelet OFDM Using ASCET," 11th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC 2007), pp.245-250, MAR 26-28, Pisa ITALY (2007).
- [78] K. Cho and D. Yoon, "On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations," IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 7, pp. 1074-1080, (2002).
- [79] テレビ受信向上委員会, "地上デジタル放送の受信知識," <http://tv-koujou.com/03chishiki/01tideji/tideji-01.html>
- [80] 渡辺理, 伊藤類, 三枝茂人, 新井正, 板倉哲郎, "WCDMA ダイレクトコンバージョン受信機に適したカットオフ周波数オートチューニングの最適化," 信学技報, ICD 2006-148 (2006).
- [81] (社) 日本 CATV 技術協会 "集合住宅のデジタル伝送ハンドブック" (Mar. 2002).
- [82] 住宅・都市整備公団, "公団住宅におけるテレビ共同受信システムの計画・設計・施工・管理の手引き" (May 1996).
- [83] 特許第 3051729 号, "複数のトランスポートストリームの多重化装置および分離装置"
- [84] 倉掛, 中村, 前田, 小山田, 宮沢, "ケーブルテレビ複数 MPEG-TS 多重方式の一提案," 映情学技報, vol.23, no.48, pp.7-12 (1999).
- [85] ARIB STD-B20, "衛星デジタル放送の伝送方式" (1998).
- [86] Rec. ITU-R BO.1408, "Transmission System for Advanced Multimedia Services Provided by Integrated Services Digital Broadcasting in a Broadcasting-satellite Channel," (1999).
- [87] 青木 (秀一), 青木 (勝典), 山本, "デジタル放送における IP パケット伝送方式の伝送特性評価," 映像情報メディア学会誌 vol.64, no.7, pp.1020-1028 (2010).
- [88] ARIB STD-B29, "地上デジタル音声放送の伝送方式" (2005).
- [89] ARIB STD-B10, "デジタル放送に使用する番組配列情報" 付属 第 4 章 (2010).
- [90] JCTEA STD-002, "デジタル有線テレビジョン放送 多重化装置" (2012).
- [91] JCTEA STD-007, "デジタル有線テレビジョン放送 デジタルケーブルテレビジョン受信装置" (2013).
- [92] 黒田, 小山田, "放送のデジタル化とケーブルテレビ", NHK技研 R&D, no.127, (2011).
- [93] ITU-T Rec. J.183, "Time Division Multiplexing of Multiple MPEG-2 Transport Streams over Cable Television Systems," (2001).



# List of Publications

## 関連論文

### Journal Papers:

1. 倉掛卓也、伊藤泰宏、中村直義、小山田公之, “光ケーブルテレビシステムにおけるクリッピング歪の持続時間特性とデジタル伝送特性に与える影響,” *映情メ学誌*, vol. 52, no. 11, pp. 1682-1689, Nov. 1998. (第3章に関連)
2. T. Kurakake, N. Nakamura and K. Oyamada, “1024-QAM demodulator robust to phase noise of cable STB tuners,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.51, no.2, pp. 413-418, May 2005. (第4章に関連)
3. 倉掛卓也、日下部武志、小山田公之、山尾泰, “宅内同軸網におけるフィルタバンクマルチキャリア伝送と DC オフセット妨害軽減法を用いた地上デジタルテレビ放送共存大容量分配伝送,” *映情メ学誌*, vol.68, no.5, p.J192-J201, May 2014. (第5章に関連)

### Journal Letter:

1. T. Kurakake, M. Maeda, N. Nakamura, Y. Ito and K. Oyamada, “Reducing Clipping-induced Distortion in an Optical Cable TV System by Using Carrier Phase Locking,” *IEICE Transactions on Communications*, vol.E81-B, no.10, pp.1941-1943, Oct. 1998. (第3章に関連)

## 発表論文

### Journal Papers:

1. 中村直義, 倉掛卓也, 小山田公之, 伊東晋, “ケーブルテレビの 1024 QAM 変復調器における固定劣化のシミュレーション,” 映情メ学誌, vol.56, no.2, pp.297-301, 2002.
2. 中村直義, 倉掛卓也, 小山田公之, “ケーブルテレビ伝送 4096 QAM 受信機用タイミング再生機能の評価,” 映情メ学誌, vol.60, no.1, pp.82-85, 2006.
3. 中村直義, 倉掛卓也, 小山田公之, 伊東晋, “ケーブルテレビ用 1024 QAM 伝送装置の開発,” 映情メ学誌, vol.58, no.10, pp.1421-1428, 2004.
4. 中村直義, 倉掛卓也, 小山田公之, “非線形素子を通過した OFDM 信号の三次ひずみの累積分布関数の近似,” 信学論 B, vol.J88-B, no.10, pp.2110-2114, 2005.
5. 中村直義, 倉掛卓也, 小山田公之, “OFDM 信号の三次相互変調ひずみ妨害を受けるシングルキャリア QAM 信号の BER 特性,” 信学論 B, vol.J89-B, no.6, pp.1014-1018, 2006.
6. Y. Hakamada, N. Nakamura, T. Kurakake, T. Kusakabe and K. Oyamada, “UHDTV (8K) Distribution Technology and Field Trial on Cable Television Networks,” *ITE Transactions on Media Technology and Applications*, vol.2, no.1, pp.2-7, 2014.
7. T. Kusakabe, T. Kurakake, K. Oyamada, and Y. Fujita, “Evaluation of optical network of multichannel baseband digital broadcasts over FTTH,” *ITE Transactions on Media Technology and Applications*, (to be published soon) .

### Journal Letters:

1. N. Nakamura, T. Kurakake, Y. Ito, M. Maeda and K. Oyamada, “Amplitude probability distribution of intermodulation distortion in multi-channel digital optical cable transmission,” *IEICE transactions on communication*, vol.E82-B, no.8, pp.1154-1161 and vol.E82-C, no.8, pp.1420-1427, 1999.
2. T. Kusakabe, T. Kurakake, K. Oyamada, and Y. Fujita, “Time-division multiplexing method for transmitting digital broadcasts over FTTH,” *IEICE Communications Express*, vol.2, no.10, pp.428-434, 2013.

### International Conference Papers:

1. T. Kurakake, N. Nakamura and K. Oyamada, “A Blind 1024-QAM Demodulator for Cable Television,” *2004 International Zurich Seminar on Communications (IZS) Proceedings*, pp. 136-139, Feb. 2004. (第4章に関連)
2. N. Nakamura, Y. I to, T. Kurakake and K. Oyamada, “The effect of 3rd order

intermodulation distortion on QAM digital set - top-box in cable TV systems ,” 1998IEEE International Conference on Consumer Electronics ( ICCE '98) digest ,pp.368-369, 1998.

3. N. Nakamura, Y. I to, T. Kurakake and K. Oyamada, “Amplitude distributions of intermodulation distortion in FM/digital multichannel Optical cable Television systems ,” Third Optoelectronics and Communications Conference (OECC '98) digest ,pp.320-321, 1998.
4. N. Nakamura, T. Kurakake, K. Oyamada, and S. Itoh, “Performance evaluation of 1024QAM signal transmission in cable television distribution systems by software demodulation method,” 8th IEEE International Conference on Communications Systems ( ICCS2002) , 2A-05-02, 2002.
5. T. Kurakake, N. Nakamura and K. Oyamada, “1024-QAM demodulator robust to phase noise of cable STB tuners,” IEEE International Conference on Consumer Electronics 2005, Jan. 2005.
6. T. Kusakabe, T. Kurakake and K. Oyamada, “A study of the Optical Distribution Costs of Multichannel Baseband Digital Broadcasts over a Fibre-To-The-Home network”, The 14th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) 2009, ThD4, 2009.
7. T. Kusakabe, T. Kurakake, K. Oyamada and Y. Fujita, “A study of the optical distribution costs of multichannel baseband digital broadcasts over a FTTH network”, Society of Motion Picture and Television Engineers (SMPTE) 2012 Annual Technical Conference, TS9-2-EBI: Evolving Broadcast Infrastructure (Part 1), 2012.
8. Y. Hakamada, N. Nakamura, K. Oyamada, T. Kurakake and T. Kusakabe: "An UHDTV cable television distribution in combinations of multiple 64 and 256 QAM channels", IEEE International Conference on Consumer Electronics 2013 (ICCE 2013) pp.490-491, Jan. 2013.

### **Domestic Workshop Papers:**

1. 倉掛卓也、中村直義、前田幹夫、小山田公之、宮沢寛, “ケーブルテレビ複数 MPEG-TS 多重方式の一提案,” 映情メ学技報 ROFT99-71, BCS99-33, vol.23, no.48, pp.7-12, Jul. 1999 (第6章に関連)
2. 倉掛卓也、前田幹夫、朴鎮雨、村上清志、 “光ケーブル TV におけるクリッピング歪の性質,” TV 学技報 ROFT96-53, vol.20, no.10, pp.73-76 ,1994
3. 倉掛卓也、前田幹夫、伊藤泰宏、小山田公之、“搬送波位相同期による光ケーブル TV のクリッピング歪低減,” 信学技報 OCS96-69, vol.96, no.366, pp.65-70 ,1996
4. 倉掛卓也、中村直義、伊藤泰宏、 “光ケーブル TV におけるクリッピング歪の持続時間特性,” 映情メ学技報 ROFT97-79, vol.21, no.56, p.83-88, 1997.

5. 中村直義、伊藤泰宏、倉掛卓也、小山田公之、“多チャンネルデジタルケーブルテレビにおける相互変調歪の振幅分布とデジタル信号への影響,” 信学技報 OCS '97-27, pp.15-20, 1997.
6. 倉掛卓也、中原俊二、中村直義、小山田公之、“ケーブルテレビにおける OFDM 信号と QAM 信号の隣接チャンネル干渉評価,” 映情メ学技報 BCS98-34, ROFT98-63, vol.22, no.41, p.31-36, 1998.
7. 中村直義、倉掛卓也、前田幹夫、小山田公之、宮沢寛、“複数 MPEG-TS ケーブルテレビ伝送実験,” 映情メ学技報 ROFT '99-72, vol.23, no.48, pp.13-18, 1999
8. 中村直義、倉掛卓也、小山田公之、伊東晋、“ケーブルテレビの 1024 QAM 変復調器における固定劣化量シミュレーション,” 映情メ学技報 ITE Tech. Report , Vol .25,BCS2001-29, ROFT2001-69, pp.31-36, 2001
9. 中村直義、倉掛卓也、小山田公之、伊東晋、“1024 QAM のケーブル伝送と蓄積保存された IF データからのソフトウェアによる復調実験,” 映情メ学技報 ITE Tech.Report t , vol.26, no.53, BCS2002-28, ROFT2002-70, pp.1-4, 2002
10. 中村直義、倉掛卓也、小山田公之、伊東晋、“ケーブル伝送用 1024 QAM 信号変復調器の開発,” 映情メ学技報 ITE Tech. Report vol.26, no.67, BCS2002-45,ROFT2002-113 pp.29-32, 2002
11. 倉掛卓也、中村直義、小山田公之、“ブラインド等化を用いた 1024QAM 復調器,” 信学技報 CS2003-29, RCS2003-53, vol.103, no.125, pp.55-60, 2003
12. 中村直義、倉掛卓也、小山田公之、伊東晋、“ケーブル伝送 1024 QAM 信号への干渉- 183 -妨害等の影響,” 映情メ学技報 ITE Tech. Report , vol.27, no.14, BCS2003-5,RFO2003-28 pp.1-4, 2003
13. 中村直義、倉掛卓也、小山田公之、“4096 QAM 信号のケーブルテレビ伝送とソフトウェアによる復調実験,” 映情メ学技報 ITE Tech. Report , vol .27, no.44, BCT2003-8,pp.5-8, 2003
14. 倉掛卓也、中村直義、小山田公之、“ケーブルテレビ用 1024QAM 受信機の開発,” 映情メ学技報 BCT2004-74, vol.28, no.33, pp.13-16, 2004
15. 倉掛卓也、日下部武志、中村直義、小山田公之、“イーサネットフレームを用いたデジタル放送のベースバンド一括再送信システム,” 映情メ学技報 BCT2006-81, vol.30, no.40, pp.25-28, 2006.
16. 日下部武志、倉掛卓也、中村直義、小山田公之、“ベースバンド時分割多重によるデジタル放送の一括再送信方式の検討”, 映像情報メディア学会技術報告, vol.30, no.40, pp.21-24, 2006
17. 日下部武志、倉掛卓也、小山田公之、“フレーム構造を用いた同期多重によるデジタル放送のベースバンド一括再送信システム”, 映像情報メディア学会技術報告, vol.30, no.67,pp.31-36, 2006

18. 日下部武志、倉掛卓也、小山田公之、“デジタル放送のベースバンド伝送方式における光分配システム構成の検討”，映像情報メディア学会技術報告, vol.32, no.52, pp.79-84, 2008

## 謝辞

本論文をまとめるにあたり，電気通信大学大学院情報理工学研究科・山尾泰教授から終始暖かく，御指導，御鞭撻を賜った。

電気通信大学大学院情報理工学研究科・本城和彦教授，同・唐沢好男教授，同・小島年春准教授，同・藤井威生准教授には学位論文の審査を頂き，細部にわたって有効適切な助言とご指導を賜った。

本研究は日本放送協会放送技術研究所ならびに電気通信大学大学院博士後期課程においてその機会を与えられて実施した研究の成果をまとめたものである。内海要三氏(元 光・無線研究部部長)，宮澤寛氏(元 デジタルネットワーク研究部部長)，村上清志氏(元 デジタルネットワーク研究部部長)，佐々木誠氏(元 デジタルネットワーク研究部部長)，藤田欣裕氏(愛媛大学教授，元 ネットワークシステム部長)，黒田徹氏(放送技術研究所所長，元 放送ネットワーク研究部部長)には，ケーブルテレビの高効率化，高品質化に関する研究の機会をいただき，常に激励と共に，研究の進め方について適切な御指導，御配慮をいただいた。また，西村昌一氏(元 仙台放送局技術部長)，制野敏光氏(仙台放送局技術部長)，宮崎修氏(元 仙台放送局技術部専任部長)には常に激励と共に，様々な御配慮をいただいた。

研究を遂行するにあたり有益な議論，理論解析ならびに実験への御指導，御協力をいただいた小山田公之氏(上級研究員)，前田幹夫氏(工学院大学教授，元 主任研究員)，伊藤泰宏氏(NES 送受信技術センター長，元 主任研究員)，山本真氏(ハイブリッド放送システム研究部長)，濱住啓之氏(上級研究員)，遠藤洋介氏(上級研究員)，中村直義氏(上級研究員)，古田浩之氏(広島放送局技術部副部長，元 主任研究員)，中戸川剛氏(研究員)，日下部武志氏(松山放送局技術部，元 研究員)，袴田義孝氏(研究員)に心より謝意を表す。

ケーブルテレビの商用施設における 1024 QAM 伝送実験を行うにあたっては，イツ・コミュニケーションズ株式会社，エルシーブイ株式会社の全面的な御協力を得ることができたことにより実験は成功した。関係各位に感謝申し上げたい。

最後に，休日の時間を私自身のために確保して，研究成果を論文としてまとめることができたのも，家族の協力と犠牲によるものであったことを記し，妻と子供達に感謝したい。