The University of Osaka
Institutional Knowledge Archive

Title	CATV伝送路における歪の統計的性質と伝送品質に関する研究
Author(s)	前田, 和貴
Citation	大阪大学, 2001, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3184498
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

The University of Osaka

ＣＡＴＶ伝送路における歪の統計的性質と伝送品質に関する研究

平成１２年１２月

前田　和貴

謝辞

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科にて行った研究成果をまとめたものであり、本研究を遂行するにあたり、一貫して懇篤なる御指導、御鞭撻を賜りました大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士に衷心より謝恩の意を表します。

本論文をまとめるに際し、懇切丁寧な御教示、御助言を賜りました大阪大学大学院工学研究科教授森永規彦博士に深く感謝の意を表します。

本論文に対して有益なる御検討、御助言を賜りました大阪大学大学院工学研究科教授塩澤俊之博士、同教授前田肇博士、同教授北山研一博士、大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士に謹んで感謝の意を表します。

本研究の遂行にあたり、一貫して直接の懇切なる御指導を頂いた大阪大学大学院工学研究科助教授塚本勝俊博士に衷心より感謝の意を表します。

日頃、御指導を頂く、松下電器産業株式会社常務取締役の三木弼一氏、同社取締役の櫛木好明氏、同社副理事の菅野昌志氏、同社前マルチメディア開発センター所長（現ＤＴＶネットワークソリューションセンター所長）の中島不二雄博士、同社デジタルネットワーク開発センター所長の森仁氏に厚く感謝の意を表します。

本研究の遂行および論文をとりまとめるに際し御指導、御討論頂きました、松下電器産業株式会社のデジタルネットワーク開発センター通信グループ主担当の水野治展氏、同センター通信第一チームリーダの森倉晋氏、同センター通信第４チームリーダの大植裕司氏、同センター主席技師の布施優氏、同センター主席技師の高井均氏、同センター主任技師の浦部嘉夫博士、同センター主任技師の山本浩明氏、同センター主任技師の横田博史氏、同センター主任技師の古澤佐登志氏、同センター主任技師の笹井裕之氏、同センター技師の増田浩一氏、同社カーマルチメディア開発センター主担当の市田健成氏、同社AVC社ＡＶＣ商品開発センター副参事の中田裕章氏、同社ネットワーク事業推進部技師の宮脇剛氏、並びにデジタルネットワーク開発センター通信グループの関係各位に心より感謝の意を表します。

また、光伝送システム開発およびシステム仕様検討において御指導、御検討を頂きました松下通信工業株式会社の大阪開発センター所長の三浦裕氏、同センター主担当の藤戸克

行博士、同センターリーダの内海邦昭氏、同センター技師の工藤義春氏、同社ネットワークソリューション研究所主担当の北地西峰氏、同センターリーダの浅野弘明氏、同センター主任技師の長井哲也氏、同社コミュニケーションシステム事業部課長の真田猛氏、同事業部主任技師の田辺学氏、同社AVシステム事業部主任技師の篠崎聡氏に心より感謝の意を表します。

光伝送システムに使用するレーザの御提供およびレーザ性能側からの御検討を賜りました松下電子工業株式会社の松井康博士、宇野智昭博士、石野正人博士、雄谷順氏、竹中直樹氏、大塚伸之博士（現松下電器産業先端技術研究所）に心より感謝の意を表します。

本研究は以上のほか、前所属の株式会社東芝小向工場においてご指導頂いた方々を初めてとして、数多くの方々の御指導と御協力に達成されたものでありここに謹んで感謝の意を表します。

最後に、本研究の遂行、論文の作成にあたり筆者を支えて頂きました妻美紀、大知、大聖、そして父梧郎、母照美、義父服部忠、義母愛子に心から感謝いたします。

内容梗概

本論文は、CATV用途を想定したデジタル変調信号とAM-VSB信号を同時に配信可能な伝送技術に関する研究成果をまとめたものであり、以下の7章より構成されている。

第1章は序論であり、背景となる研究分野に関して、状況および問題点を述べ、本研究の占める位置、目的、意義を明確にする。

第2章では、SCM光伝送における歪の振幅の統計的性質について詳細を述べる。具体的には筆者が発見したクリッピングによるインパルス雑音の測定結果およびその統計モデルの導出を示す。

第3章では、同軸伝送路で発生する歪の振幅の統計的性質について詳細を述べる。具体的には複合相互変調歪の発生メカニズムおよびその振幅分布の評価方法、評価結果を示すとともに、複合相互変調歪の振幅分布モデルとしてワイブル分布が適用できることを明らかにする。

第4章では、SCM光伝送におけるデジタルチャンネルの伝送品質の実験結果を提示し、第2章で得られた光伝送路での歪振幅の統計モデルを用いた解析手法の提案を行い。実験結果と解析結果を比較する。また、実験と実際のシステムとの相違を鑑み、実システムにおけるデジタルチャンネルの伝送品質、AM-VSB信号と多値QAM信号の変調度配分について示す。

第5章では、同軸伝送路でのデジタルチャンネル伝送品質に関する実験結果の提示、第3章で得られた同軸伝送路での歪振幅の統計モデルを用いた解析手法の提案と実験結果と解析結果の比較を示す。

第6章では、クリッピング歪による誤り発生特性および複合相互変調歪による誤り発生特性の実験結果を示す。クリッピング歪による誤り発生にRiceのフェージング間隔モデルを応用したモデルを提案する。そのモデルによる解析結果と測定結果を比較し、同モデルの有効性を示す。

第7章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

目次

第1章　序論

1.1　本研究の背景と目的　1

1.2　本研究の概要　6

第2章　光伝送路で発生する歪の統計的性質

2.1　緒言　8

2.2　クリッピングによるインパルス雑音　10

2.2.1　レーザでの周波数多重信号のクリッピング　10

2.2.2　クリッピングによるインパルス雑音の実験系　11

2.2.3　クリッピングによるインパルス雑音の測定結果　12

2.3　クリッピング歪の統計モデル　19

2.3.1　特性関数　19

2.3.2　確率密度関数　26

2.4　結言　29

第3章　同軸伝送路で発生する歪の統計的性質

3.1　緒言　30

3.2　複合相互変調歪　32

3.2.1　複合相互変調歪の発生メカニズム　32

3.2.2　振幅分布評価方法　35

3.3　複合相互変調歪の統計モデル　36

3.3.1　振幅分布測定　36

3.3.2　振幅分布モデルと評価結果の比較検討　40

3.4　結言　46

第4章　光伝送路でのデジタルチャンネルの伝送品質

4.1　緒言　47

4.2　多値直交振幅変調信号のビット誤り率　50

4.2.1　ビット誤り率の測定系　50

4.2.2　ビット誤り率の測定結果　54

4.3　ビット誤り率解析方法の提案　62

4.3.1　ビット誤り率解析方法　62

4.3.2　インパルス指数　65

4.3.3　クリッピング歪量の推定　67

4.3.4　ビット誤り率測定結果と理論値の比較検討　73

4.4　実システムにおけるデジタルチャンネルの伝送品質　79

4.4.1　実験系と実システムの相違　79

4.4.2　実システムにおけるビット誤り率の推定　82

4.4.3　AM映像信号と64QAM信号の変調度配分　88

4.5　結言　95

第5章　同軸伝送路でのデジタルチャンネルの伝送品質

5.1　緒言　97

5.2　多値直交振幅変調信号のビット誤り率　99

5.2.1　ビット誤り率の測定系　99

5.2.2　ビット誤り率の測定結果　100

5.3　ビット誤り率解析方法の提案　102

5.3.1　ビット誤り率解析方法　102

5.3.2　ビット誤り率測定結果と理論値の比較検討　104

5.4　結言　109

第6章　デジタルチャンネルにおける誤り発生特性

6.1　緒言　110

6.2　DAVIC仕様の誤り訂正方式　112

6.3　誤り訂正後のビット誤り率　115
6.3.1　光伝送路で発生する誤りに対する訂正後ビット誤り率　115
6.3.2　同軸伝送路で発生する誤りに対する訂正後ビット誤り率　116
6.4　同軸伝送路での誤り発生測定結果　119
6.4.1　評価方法　119
6.4.2　実験系と実験方法　121
6.4.3　測定結果　125
6.4.4　誤りを訂正できない理由　130
6.5　光伝送路での誤り発生特性測定結果　136
6.5.1　評価方法　136
6.5.2　実験系と実験方法　136
6.5.3　測定結果　139
6.6　誤り発生モデル　148
6.6.1　誤り発生のメカニズム　148
6.6.2　解析手法　151
6.6.3　解析結果と測定値の比較　154
6.7　結言　158
第7章　結論　160

参考文献　163
本論文に関連する原著論文　168

第1章　序論

1.1　本研究の背景と目的

近年のデジタル信号処理の進展は画期的であり、現在では誰でもが容易に家庭でPC（Personal Computer)やDVD（Digital Versatile Disc）プレーヤを用いてデジタル映像を視聴し、処理することができるようになっている。このような映像のデジタル化は、1980年代後半のMEPG（Motion Picture Expert Group）1によるPC上で使える映像圧縮方式の標準化に端を発している。1990年代になると、テレビ放送と同等以上の品質を有する圧縮デジタル映像の国際標準規格を策定するMPEG2の活動が開始し、新たなデジタル映像圧縮規格が制定された。その結果、現在のDVD、CS（Communication Satellite）デジタル放送等、多くのシステムにMPEG2フォーマットが用いられている[1]-[3]。

本研究の適用先であるCATV（Cable Television）においても、1990年代初頭からデジタル映像配信サービスを行うことが提案され、端末、局設備、伝送路の研究・開発が盛んになされた[4]-[10]。また、それに数年先立ち、CATVでは従来の同軸線による伝送路の一部を光ファイバに置き換えるHFC（Hybrid Fiber & Coaxial）方式が提案され、その要素技術であるSCM（Sub-carrier Multiplex）光伝送方式が研究・開発されていた[11]-[16]。

CATVでは同軸伝送路に挿入される中継アンプにおいて、雑音および歪が累積し、信号品質が伝送距離とともに劣化する。全ての伝送路を同軸線および中継アンプで構成すると、局の近傍と遠方の加入者では同じ料金を払っているにも拘わらず、享受できる映像品質に格差が生じる可能性がある。その対応策として考え出されたのがHFCである[12]-[14]。HFCを採用したCATVでは、200～500程度の加入者毎に分割されたCATVのサービスエリアに対し、映像信号を個別に光ファイバで供給する。このため、光伝送の長距離性を活かせ、ファイバの終端にあるノードには高品質な映像信号が供給される。さらに、光ファイバ伝送が不得意とする信号の分配は各分割エリアのノードから既存の同軸伝送路を用いることにより、各加入者へ高品質な映像信号を配信することが可能となる。このように、HFCは異なる2つの伝送媒体の弱点を相互補完し、全体として最適な伝送路を構成する方式である。

HFCの同軸伝送路には既存のシステム資源を流用することができ、比較的低コストで大

幅なサービスの拡張および伝送品質の向上が望めるため、国内外のCATVに盛んに導入されている。さらに、HFCでは同軸伝送路が光ファイバによりアイソレートされるので、双方向サービスをする場合に問題となっている上り信号伝送の流合雑音の影響を緩和することができる[17],[18]。それに加えて、通信用の帯域が限られていても分割エリア内の200～500加入者で通信帯域を共有することができるので、十分なスループットを期待できる。

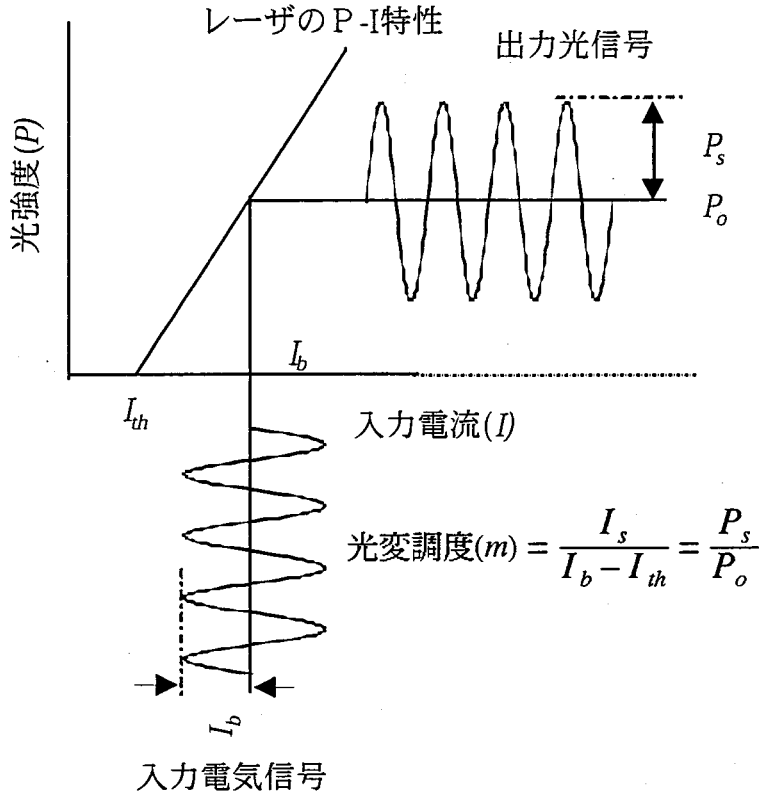


図1-1　SCM光伝送の原理

HFCで用いられるSCM光伝送の動作原理は、図1-1に示すように非常にシンプルである。入力信号の変調信号（RF信号）のレベル変動に伴いレーザーへの入力電流が変化し、出力光強度が変調され、RF信号が直接、光信号に変換される[11]。このような光伝送方式は光を主搬送波として考えると、RF信号が副搬送波信号（サブキャリア）と見なせるため、サブキャリア・マルチプレックス（Sub-carrier Multiplex）光伝送と呼ばれている。ここで、受光電力（P_o）に対するRF信号の光電力（P_s）の比を光変調度（OMI：Optical Modulation Index）と定義し、光強度変調された信号の大きさを規定する。さらに、複数のRF信号を周波数多重す伝送する場合には、信号振幅が確率的な振る舞いをするため、その大きさを表す目安として総合実効光変調度を用いる。これは、伝送信号である周波数

多重信号振幅が正規分布するとした時の信号振幅の標準偏差に相当し、RF信号の光変調度と伝送される信号数の平方根の積で表される。

光強度変調信号は基本モードのみが伝搬し、モード雑音のないSM（Single Mode）ファイバで伝送され、受光器で再び光強度を電流に変換することにより元の変調信号を取り出すことができる。光源であるレーザーには、直線性が良く、相対強度雑音（RIN：Relative Intensity Noise）が小さく、高出力が得られることが望まれるため、MQW（Multi Quantum Well）DFB-LD（Distributed Feedback Laser Diode）が用いられる。さらに、光ファイバでの伝搬光の多重反射や光ファイバ中の屈折率の揺らぎによるレイリー散乱によりRINが劣化するので[19],[20]、光ファイバの接続、使用するコネクタの反射特性については十分に配慮するとともに、スペクトル線幅が広く、チャープ量の少ない光源を用いることが好ましいとされている[21], [22]。

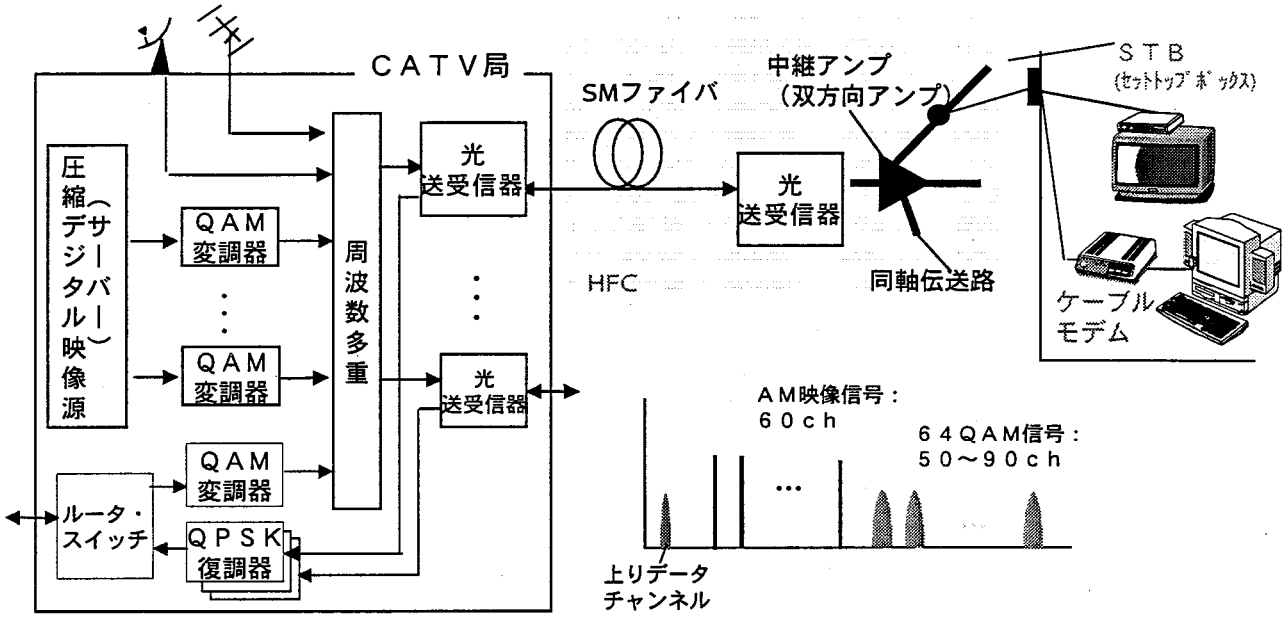


図1-2　アナログ・デジタルハイブリッド伝送とCATV

HFCを採用したCATVでは信号は周波数多重されるので光ファイバの広帯域性を利用し、図1-2に示すように現行の映像（アナログ映像）配信サービスより高い周波数領域においてデジタル変調信号、具体的には多値直交振幅変調（M-QAM : M-ary Quadrature Amplitude Modulation）信号を伝送することができる。このような方式を採用すれば、アナログ映像配信サービスを中止することなく、デジタル映像信号によるサービス拡張が可

能となる。この伝送を我々はアナログ・デジタルハイブリッド光伝送（ハイブリッド光伝送）と名付け、1991年に提案した。近年では、このデジタルチャンネルと前述の通信機能を組み合わせることにより、CATVによるインターネットアクセスサービスが実用化され始めている[23]。標準化の完了したCATVによるインターネットアクセス規格であるDOCSIS（Data Over Cable Service Interface Specification）のケーブルモデムを用いると、最大で30Mbpsの伝送速度を利用可能なことから[24]、CATVは電話線に代わる安価で高速な加入者アクセスシステムとして期待されている。

現行CATVでは多数の残留側波帯振幅変調（VSB-AM：Vestigial Sideband Amplitude Modulation）変調によるアナログ映像信号（AM映像信号）を一括して光信号に変換して伝送する。このようなSCM光伝送では、レーザのRIN、光ファイバ内でのノイズ劣化、受光器での熱雑音等により信号のCNRが決定される。また、CATVの伝送帯域は数オクターブにもおよび、レーザーの非線形性により多重信号を一括して光信号に変換する場合に、伝送帯域内に偶数次、奇数次の相互変調歪が発生する[25]。さらに、限られたレーザーの入力ダイナミックレンジ内でより多くの信号を伝送しようとすると、レーザーしきい値において多重信号振幅の一部がクリップされることによる発生するクリッピング歪が発生し、この歪量が究極的には伝送チャンネル数を決定する[26]。これらがSCM光伝送において伝送品質を決定する主要因であり、これらとAM映像信号の画質については、様々な評価を経て所要伝送品質との関係が明確化されており、仕様や評価方法が確立されている[13]。しかし、M-QAM信号を伝送した場合の所要伝送品質、評価方法についての十分な検討はなされいない。また、光伝送装置の設計および、性能評価にはM-QAM信号のビット誤り率を机上で計算できることが望まれ、そのためには光伝送パラメータだけによりビット誤り率の推定が可能な理論解析手法が必要不可欠である。

一方、同軸伝送路に挿入された電気増幅器（トランクアンプ）においても、その非線形性により、複数のキャリア周波数の組み合わせで発生する偶数次、奇数次の相互変調歪（Inter Modulation）が同一周波数に落ち込み、それらが加算されて複雑な歪を形成する。このような歪は複合相互変調歪と呼ばれ、AM映像信号の画質との関係については、早くから議論されており明確な所要値が規定されている[27]。また、この複合相互変調歪の統

計的性質については、トーン信号となる相互変調歪とは異なり、雑音的な性質を示すことが指摘されているが[28],[29]、実際にその特性についての測定、定量的な評価および統計的性質については不明である。複合相互変調歪の統計的性質を明らかにできれば、歪電力と信号電力比(DUR : Desired signal and undesired singal power ratio)からM-QAM信号のビット誤り率の推定が可能になる。したがって、複合相互変調歪の統計的性質および、これに対するM-QAM信号のビット誤り率を推定できる理論解析手法を明らかにし、同軸伝送路の設計および評価をより容易にすることが望まれる。

CATVでは通常の熱雑音以外に、上記に示したクリッピング歪に起因する誤り、複合相互変調歪に起因する誤りが発生する。これらの誤りを発生する要因となる歪ついては、伝送チャンネル数を確保するため、一定量以下になる条件のもとで許容されている。結果として、これらの歪による誤りが発生することを前提に、誤り訂正によりデジタルチャンネルの伝送品質を確保する必要がある。CATVにおけるデジタル変調信号の伝送規格は国内外で制定されており[30]-[32]、例えばDAVIC（Digital Audio-Visual Council）[30]においては、使用する誤り訂正方式が規定されている。しかし、これらの誤り訂正については、CATVの伝送路での誤りの発生特性を十分に議論して決められたものではない。例えば、DAVIC規格では２種類の誤り訂正方式が規定されているが、その一方は先に規格化が完了していた欧州のデジタルTV放送規格で決められた誤り訂正方式[33]を採用しており、日本のCATV規格もそれをほぼ踏襲している[32]。しかし、最適な誤り訂正を決定するためには、これらの誤りの発生特性についての検討が必要不可欠である。そこで、これらの既定の誤り訂正の性能評価をするためにも、CATV伝送路におけるM-QAM信号の誤り発生特性を明らかにする必要がある。

1.2　本研究の概要

本研究では、先ず、SCM光伝送における歪の統計的特性およびデジタルチャンネル（M-QAM信号）の伝送品質について検討する。AM映像信号を伝送するSCM光伝送での歪、CNRの所要値はそれぞれ-60dBc以下、51dB以上と非常に厳しいものであるが[13]、このような性能はM-QAM信号を合わせて伝送しても低下させることはできない。したがって、ハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号の帯域内の歪特性としては、AM映像チャンネルと同等の性能が期待できる。M-QAM信号は、所要CNRがAM映像信号よりも小さく、また、誤り訂正が使用できるため、品質の達成と言う観点からはAM映像信号に比べ多くの利点を有している。SCM光伝送において、既にAM映像信号の高品質伝送が実現されていることを鑑みると、デジタル方式においても同様に高品質な伝送が容易に実現できることが期待できる。しかし、実際のSCM光伝送路におけるデジタル変調信号の伝送は実証されておらず、その伝送性能の定量化はなされていない。そこで、SCM光伝送でのデジタル変調信号の伝送を実験的に検証し、クリッピング歪がインパルス雑音と類似に振る舞うことを示す。また、その統計的性質にMiddletonのクラスAインパルス雑音モデル[34]が適用できることを解析的に明らかにする。

一方、主に同軸伝送路で発生する複合相互変調歪についても、デジタル変調信号伝送の観点からは、その特性についての定量的な測定、評価がなされておらず、統計的性質についても全く議論がなされていない。そこで、複合相互変調歪の発生メカニズムおよびその振幅分布の測定方法、評価結果を示すとともに、その振幅分布モデルとしてワイブル分布[35]が適用できることを明らかにする。

クリッピング歪は先に述べたようにインパルス雑音的な性質を有している。雷や自動車のイグニッションノイズ等のインパルス雑音に対するデジタル変調信号の伝送品質については多くの検討がなされており、ビット誤り率はCNRに対してフロア特性を有することが指摘されている[34],[36]-[40]。そこで、SCM光伝送におけるデジタル変調信号の伝送において、クリッピング歪に対するビット誤り率についての測定結果を示す。さらに、光伝送パラメータとクリッピング歪振幅の統計モデルのパラメータとの関係の明確化と、それに基づくビット誤り率の理論解析方法を提案し、先に示した測定結果と比較検討する。光伝

送パラメータとクリッピング歪モデルのパラメータとの関係の明確化の過程では、歪のインパルス性を考慮し、クリッピング歪電力の計算手法の有効性および従来の測定値の補正方法を明らかにする。

一般的にSCM光伝送における伝送品質の評価では、AM映像信号を無変調キャリア信号で代用しているが、実システムにおいてはAM-VSB変調されいる。このため実験における伝送条件は実システム比べクリッピングの発生には厳しく、実システムでは実験結果よりビット誤り率の劣化は緩和されるとの予想が示されている[41]-[43]。そこで、実験と実システムとの条件の相違を鑑み、ビット誤り率解析手法の拡張を行い、実システムにおける64QAM信号の伝送品質、AM映像信号と64QAM信号の光変調度配分に対する理論的検討を加える。

筆者らはCATV伝送装置におけるデジタル変調信号のビット誤り率の測定を通して、複合相互変調歪に対するビット誤り率が正規分布モデルの場合と異なることを認識していた。そこで、CATV伝送装置において発生する複合相互変調歪の振幅分布にワイブル分布が適用できることを明らかにするとともに、このように特殊な振幅分布の雑音に対するデジタル変調信号のビット誤り率の理論解析方法および歪量とビット誤り率の関係について明確化する。

前述のようにCATVにおいてデジタル変調信号を伝送する場合には、誤りが発生することを前提とし、その対応を誤り訂正に求めることが有効である。DAVIC規格では誤り訂正方式としてリードソロモン符号とラムゼイIIIの畳込みインタリーブの採用が規定されているが[30]、残念ながら、これらは先述のCATV伝送路特有の誤りを十分に考慮して決められているものとは言い難い。特に、クリッピング歪による誤りについてはバースト性を有し、上記の誤り訂正の有効性については十分な議論が必要である。ここでは、クリッピング歪および複合相互変調歪により発生する誤りに対する上記の誤り訂正の訂正能力を示し、これらの誤りに対しては誤り訂正が有効に機能しないことを示す。さらに、クリッピング歪および複合相互変調歪による誤り発生特性を実験により明らかにし、それらが非常に強いバースト性を有することを示す。また、クリッピング歪による誤り発生のモデルを提案し、そのモデルに解析結果と測定結果を比較し、同モデルの有効性を示す。

第2章　SCM光伝送における歪の統計的性質

2.1　緒言

通常の無線通信システムでは複数の信号を一括して送受信する場合でも伝送帯域はオクターブ内であり、伝送品質の検討に当たっては偶数次の歪について考慮されることはない。一方、CATVでは、数オクターブの周波数多重信号を一括して伝送するため、偶数次、奇数次の両方の歪について検討する必要があり、この意味でCATVにおける信号伝送は特殊であると言える。SCM光伝送で発生する歪は主に、電気信号を光信号に変換するレーザで発生する（図2-1）。また、多数の信号を周波数多重し一括して伝送するため、異なる周波数の組み合わせで発生する相互変調歪が多数、同一の周波数に落ち、複雑な複合相互変調歪を発生する。これは2次歪がComposite Second Order(CSO)、3次歪がComposite Triple Beat(CTB)と呼ばれている[25]。

SCM光伝送におけるレーザで発生する歪はその原理上、2次の歪が支配的である[25]。このため、HFCの伝送路を採用した場合には、同軸伝送路だけで構成される場合よりも2次歪が厳しく、これを十分に考慮する必要がある。

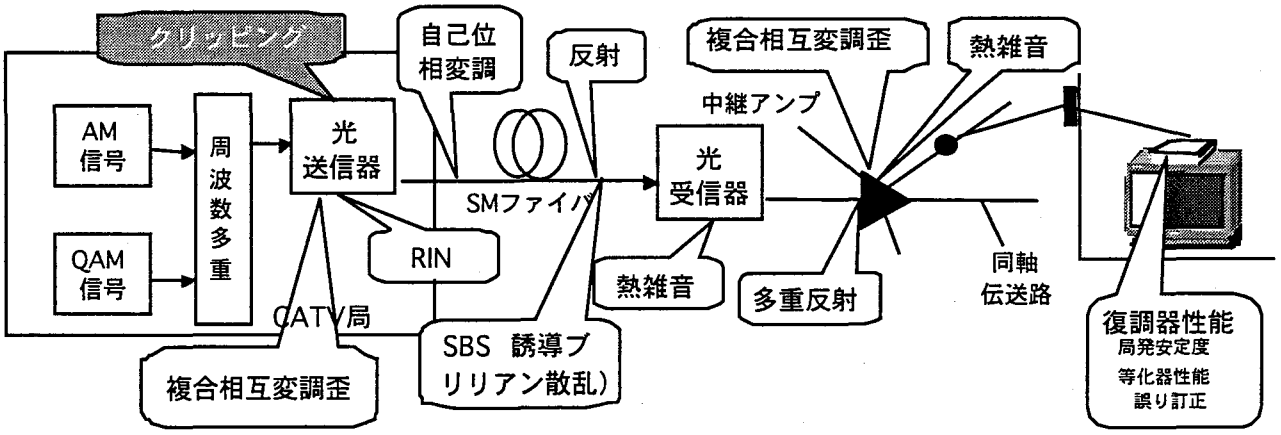


図2-1　CATV伝送路における品質劣化要因

ところで、SCM光伝送においてAM映像信号を多重して伝送する場合には、通常の非線形とは別にレーザにおけるクリッピングを考慮する必要がある[26]。原理的には伝送する信号の光変調度の和が1を超える場合にクリッピングが発生することになるが、AM映像信号を周波数多重しSCM光伝送する場合、AM映像信号の所要CNRと伝送チャンネル数を

確保するため、クリッピングが発生する条件で信号が伝送されている。ただし、クリッピング歪の平均量がクリッピング以外の非直線性による歪よりも小さくなる範囲に光変調度を設定するため、その影響を無視できると見なされている。

SCM光伝送おけるAM映像信号の画質と歪の関係については十分な議論がなされ、クリッピング歪を含む光伝送路で発生する歪量と主観評価による画質との関連性が定量化されている[13]。ただし、この場合の歪量はスペクトラムアナライザの平均電力により評価されており、その時間的な振幅変動特性や振幅分布特性については詳細な議論がなされていない。

本章では、スペクトラムアナライザを用いたクリッピング歪の測定手法の提案および測定結果を示し、クリッピング歪がインパルス雑音に類似した振る舞いを示すことを明らかにする。さらに、Middleton[36]およびFurutsu[37]の古典的論文を参考に、クリッピング歪について、その生成過程を考慮した統計モデルを理論的に導出し、その振幅分布がMiddletonのクラスAモデルに従うことを示す。

2.2　クリッピングによるインパルス雑音

2.2.1　レーザでの周波数多重信号のクリッピング

周波数多重信号の振幅は図2-2に示すようにランダムに変動し、瞬時的ではあるが非常に大きな振幅値を有する。クリッピングはこのような周波数多重信号でレーザ光を強度変調し伝送する場合に、周波数多重信号の振幅値がレーザのしきい値電流を瞬時的に割り込む現象である。クリッピングにより周波数多重信号の振幅に不連続が生じ、歪が発生する。

前述のようにSCM光伝送では、AM映像信号の所要CNRと伝送チャンネル数を確保するため、クリッピングの発生は映像画質に影響を及ぼさない範囲で許容されている。一方、ハイブリッド光伝送はSCM光伝送にさらにデジタル変調信号を周波数多重する方式であるため、一般的にクリッピングが発生する条件でデジタル変調信号が伝送される。ただし、クリッピング歪の平均量がレーザにおけるクリッピング以外の非直線性による歪よりも小さくなる範囲に光変調度を設定し、スペクトラムアナライザにおいて平均歪量を測定した場合にはその影響を無視することができるレベルに押さえ込まれている。

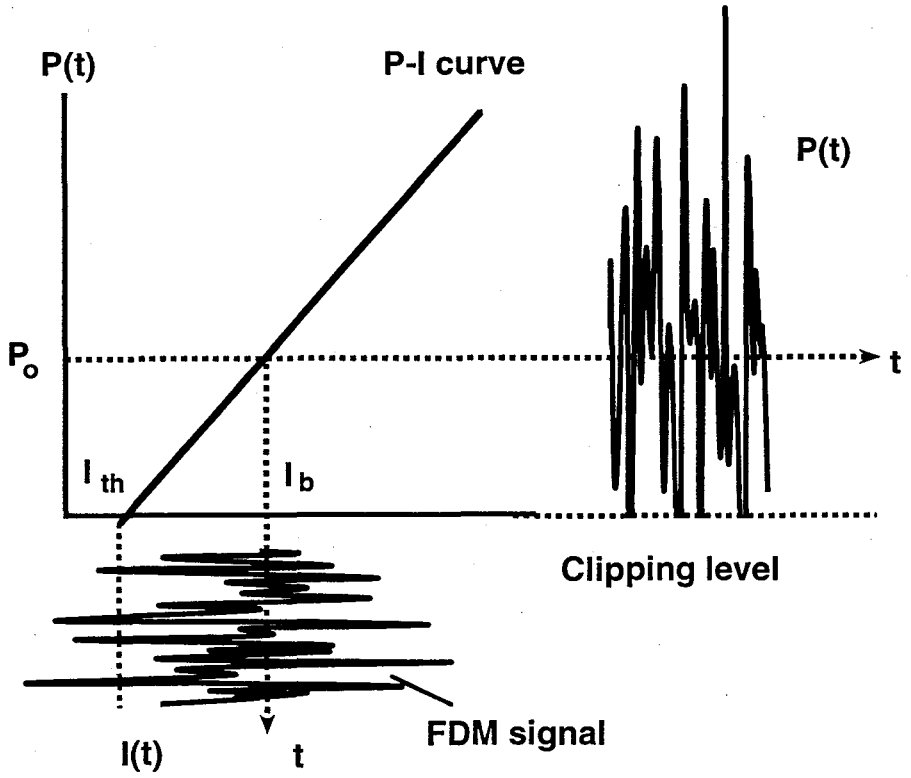


図2-2　レーザにおけるFDM信号のクリッピング

2.2.2　クリッピングによるインパルス雑音の実験系

クリッピング歪はインパルス性を有するが、このような特性は図2-3に示す実験系においてスペクトラムアナライザで容易に観測できる。

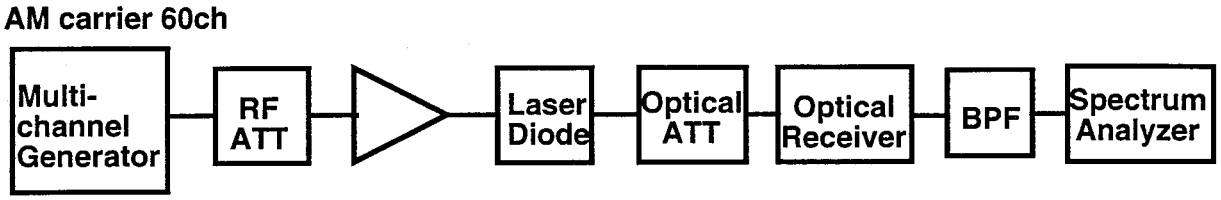


図2-3　実験系　クリッピング歪の測定

具体的にはスペクトラムアナライザをゼロ・スパンモードに設定し、信号が伝送されていないチャンネルの雑音レベルの時間変動を観測する方法、または、チャンネル内のスペクトラムを平均モードおよびピーク値で観測する方法がある。

表2-1に示す条件におけるチャンネル内（6MHz）の雑音レベルの時間変動およびスペクトラムを観測した。なお、実験ではAM映像信号として無変調のAMキャリア信号を用いた。

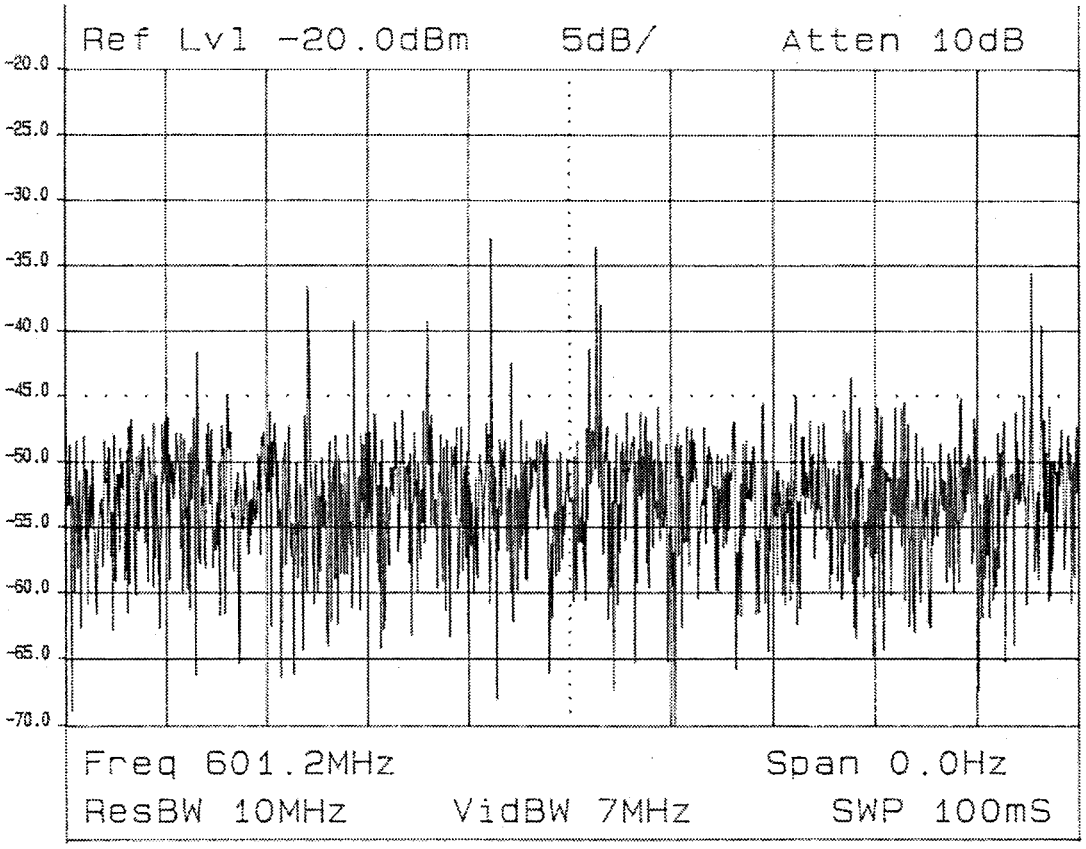
表2-1　伝送パラメータ

AMキャリア数	60
AMキャリア周波数	91.25～445.25MHz
AMキャリア光変調度	4.0, 5.5
雑音観測周波数	601.25, 751.25, 901.25MHz
レーザバイアス値	50.0mA
受光電力	-1.0dBm

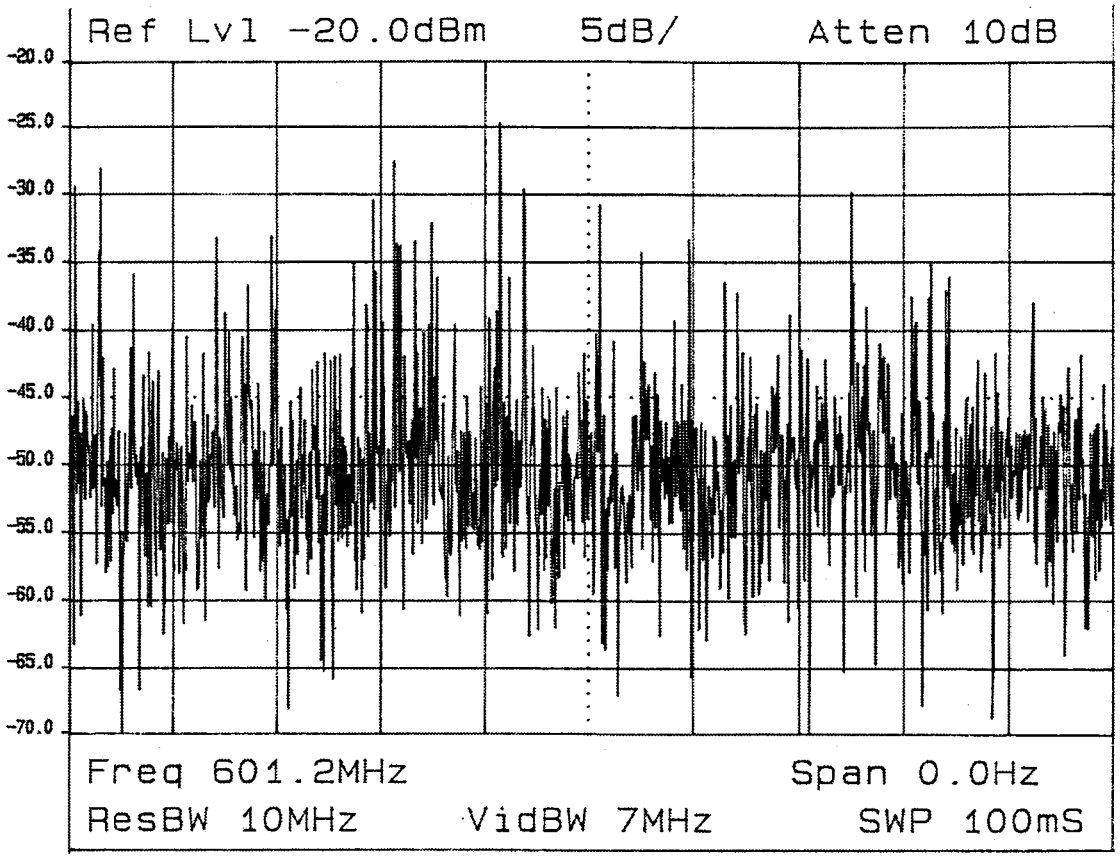
2.2.3　クリッピングによるインパルス雑音の測定結果

図2-4には表2-1に示した各周波数において、AMキャリアの光変調度を変えたときのチャンネル内の雑音レベルの時間変動を示す。スペクトラムアナライザでは包絡線検波出力を参照して信号測定を行うため、ゼロスパンモードにおける出力レベルの時間波形を観測することができる。また、スペクトラムアナライザの分解能を10MHz、ビデオ帯域幅を7MHzに設定し、チャンネル内の全雑音および歪の振る舞いを測定できるように配慮している。

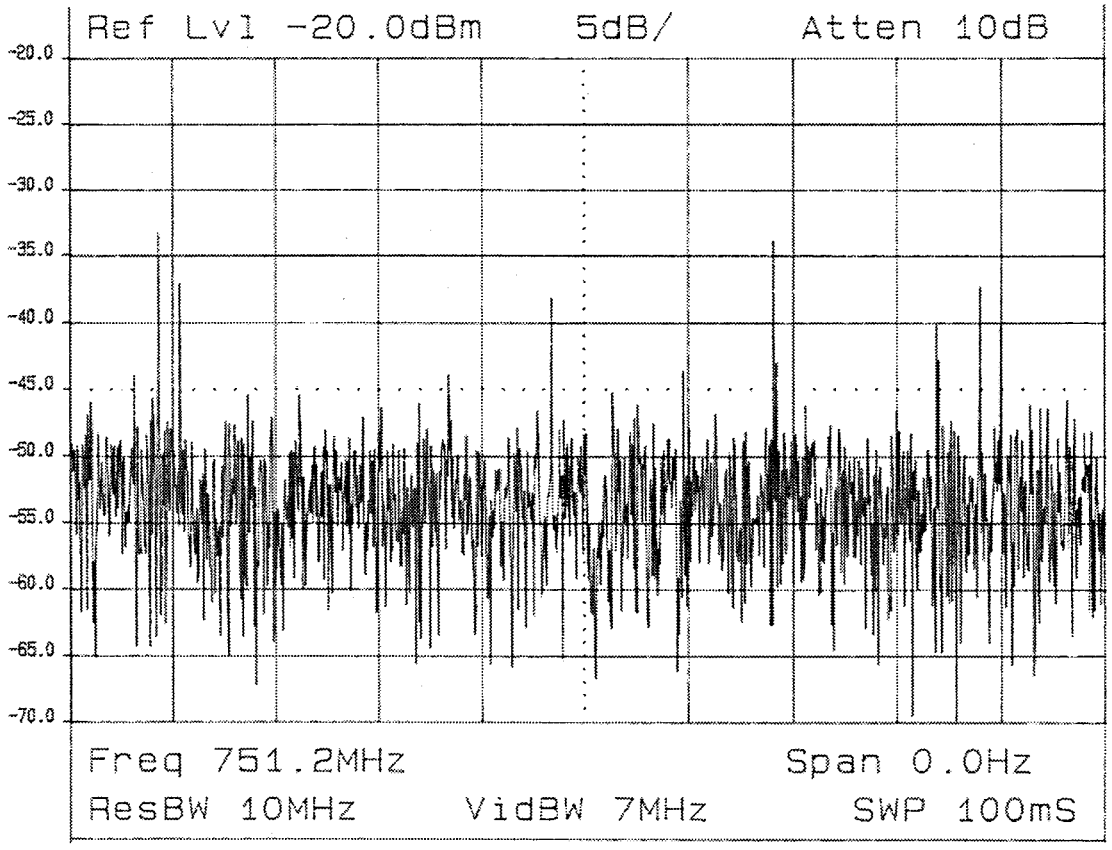
測定結果には、いずれもインパルス状の大きなレベル変動を確認できる。熱雑音の振幅分布特性を考えると、このようなインパルス状のレベル変動は不自然であり、熱雑音とは全く特性の異なる雑音成分が付加されていることが分かる。また、観測結果から、インパルスの発生頻度はAMキャリアの光変調度に伴って増大することが分かる。クリッピングは光変調度に比例して発生頻度が増すため、これらがクリッピングにより発生していることは明らかである。さらに、インパルス状のレベル変動はAMキャリアの最大搬送波周波数の2倍以上の周波数である901.25MHzでも観測され、非常に広い帯域に及んでいる。



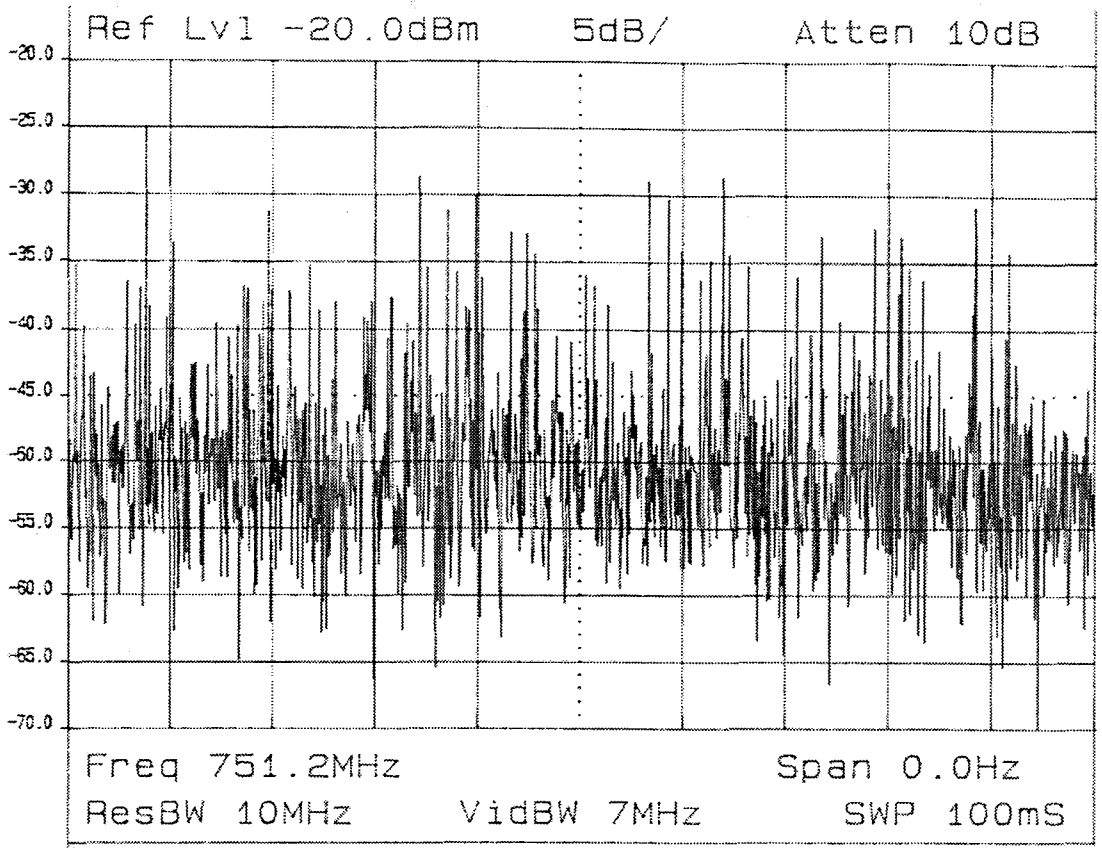
(a)　周波数：601.25MHz、AMキャリア光変調度：4.0%ch



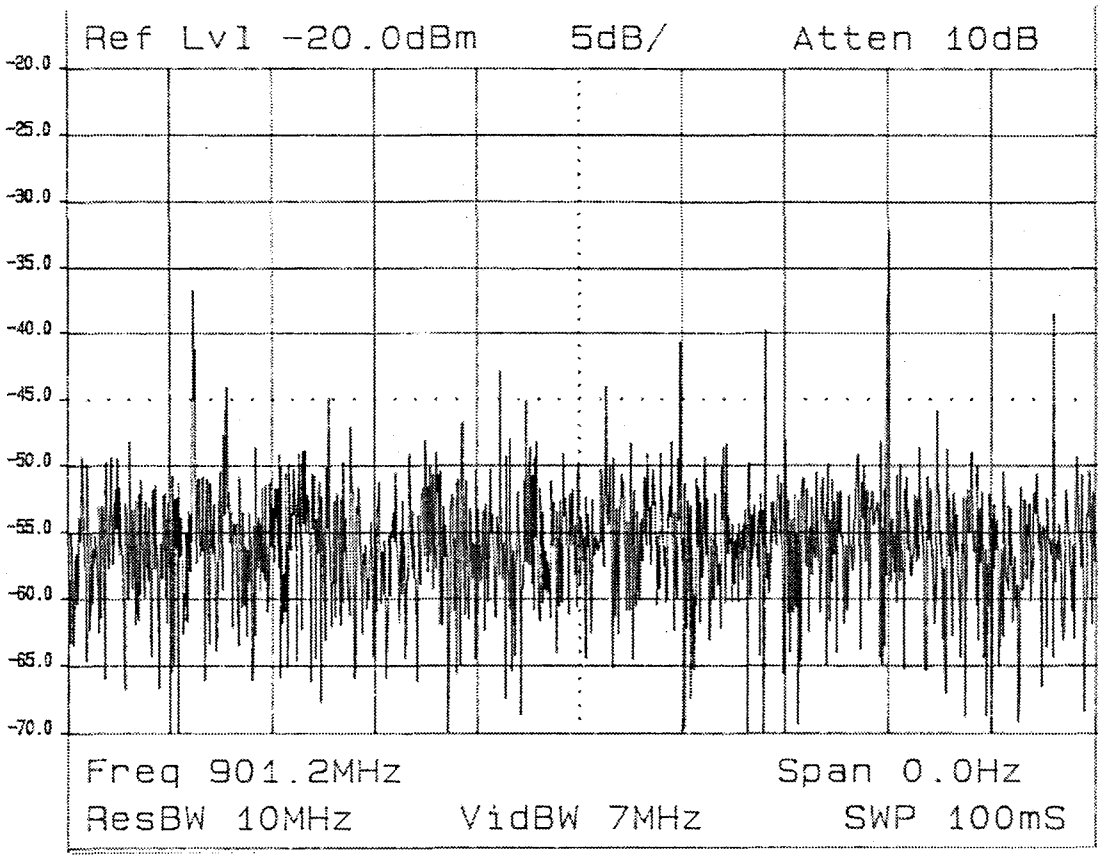
(b) 周波数：601.25MHz、AMキャリア光変調度：5.5%ch



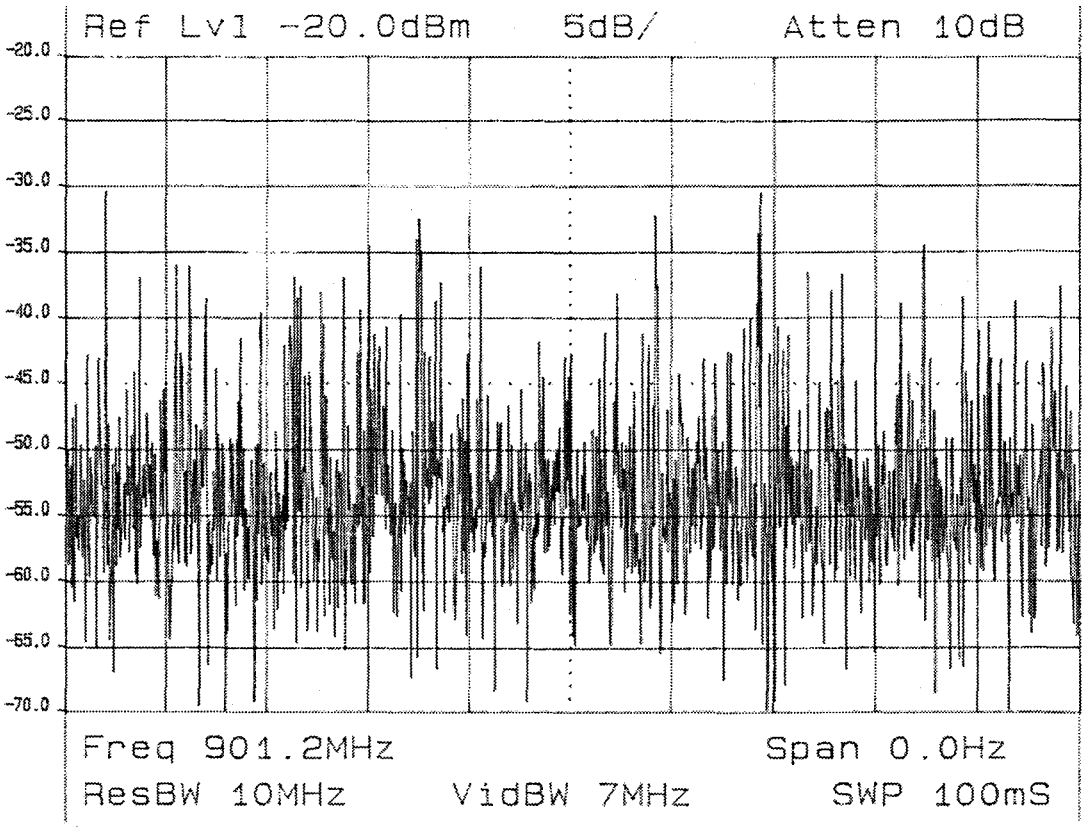
(c) 周波数：751.25MHz、AMキャリア光変調度：4.0%ch



(d) 周波数：751.25MHz、AMキャリア光変調度：5.5%ch



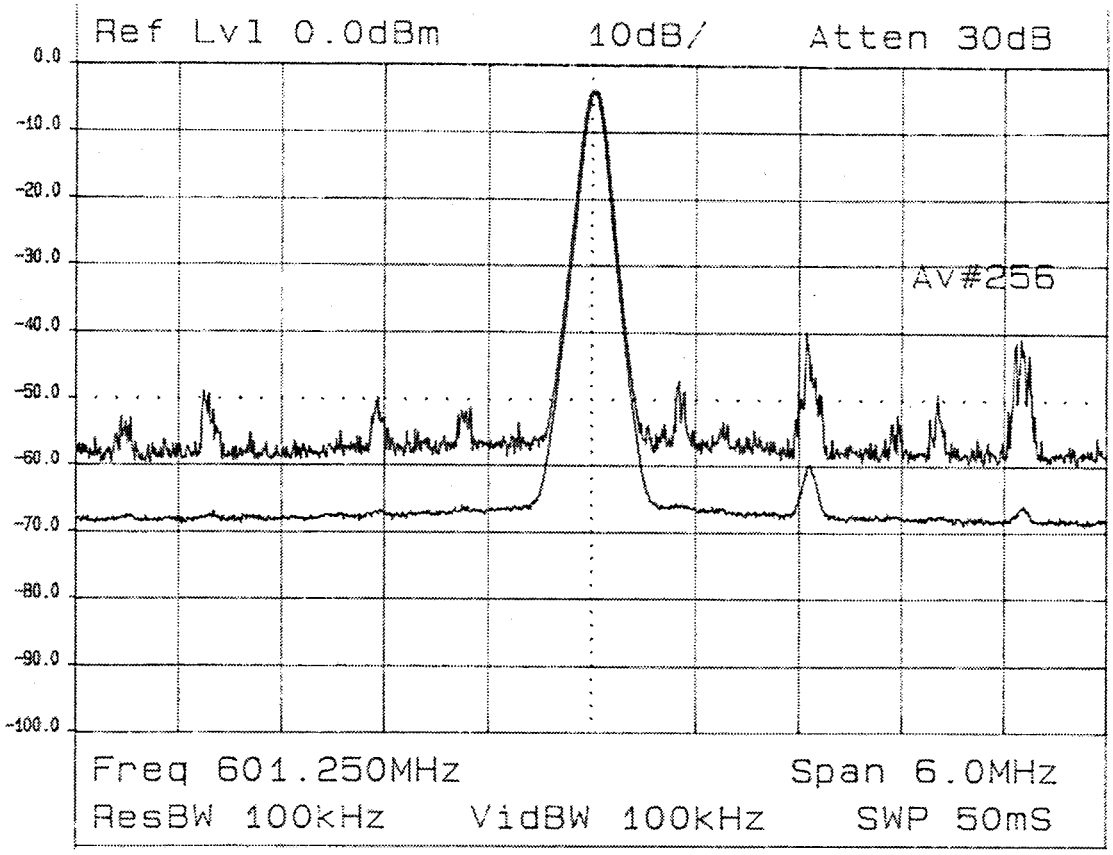
(e) 周波数：901.25MHz、AMキャリア光変調度：4.0%ch



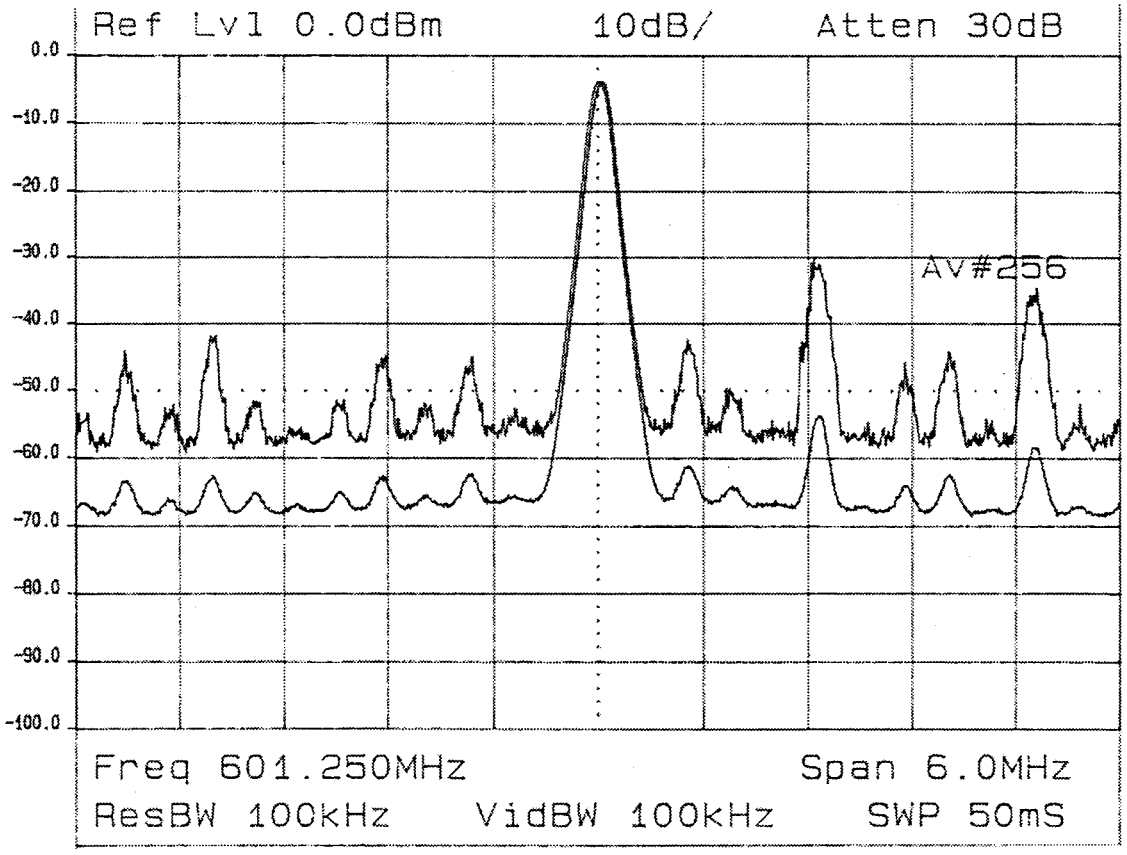
(f) 周波数：901.25MHz、AMキャリア光変調度：5.5%ch

図2-4　AMキャリアの光変調度に対するチャンネル内の雑音レベルの時間変動

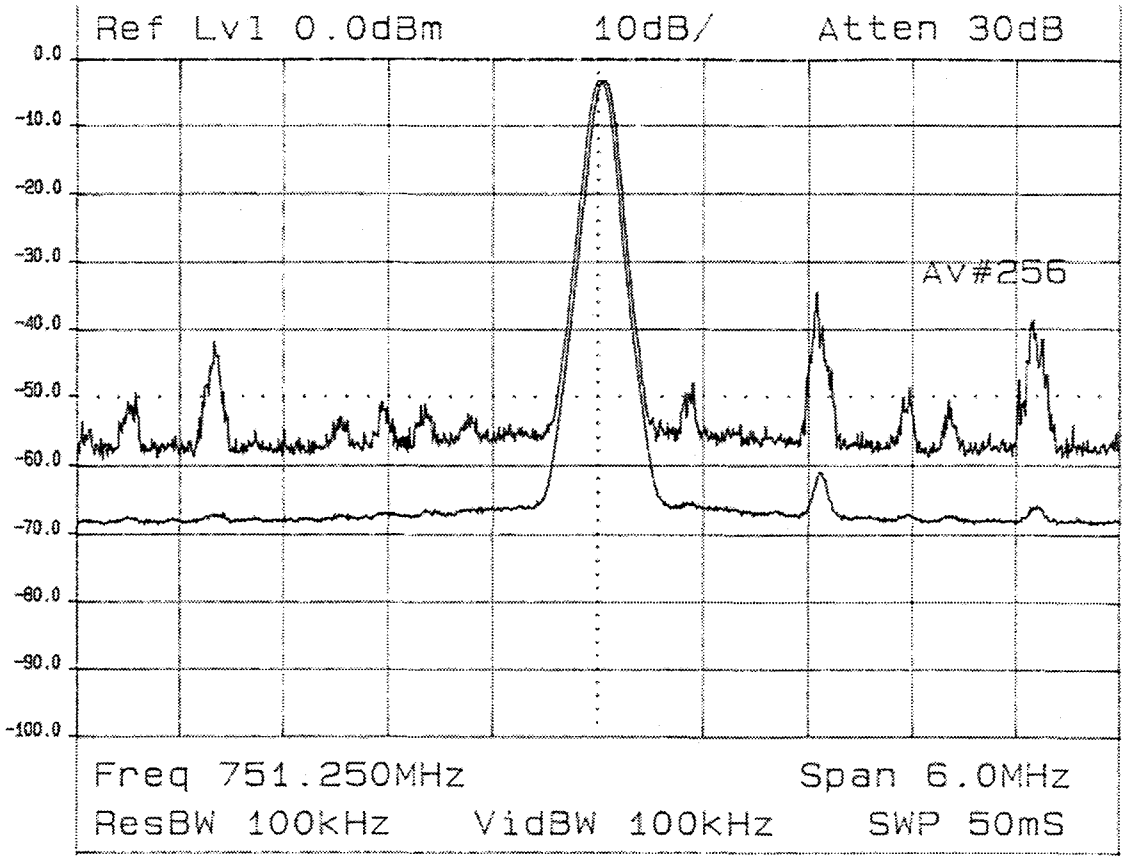
図2-5は、チャンネル内のスペクトラムを示しており、中央の信号成分はAMキャリアである。下方の値はチャンネル内の雑音および歪を含む信号の平均電力を示し、上方の値は瞬時電力の最大値の累積を示している。図2-5の何れにおいても平均電力で歪を評価した場合には、AMキャリアと歪の電力比は最悪の場合でも50dB程度である。しかし、瞬時電力で歪を評価した場合には、この比は最悪で30dBを割り込んでいる。また、平均電力では雑音電力以下となり全く観測されない周波数に、大きな歪成分が確認できる。これらはクリッピングが発生した時に瞬時的に発生すると考えられる。なお、最大値の測定では、スペクトラムアナライザのスイープと歪の発生タイミングが一致した場合のみ電力が測定されるため、測定時間により結果が異なる。したがって、このような測定により得られた結果はインパルス雑音の発生を定性的に示すものとしては有効であるが、測定値自体については有効性が少ない。



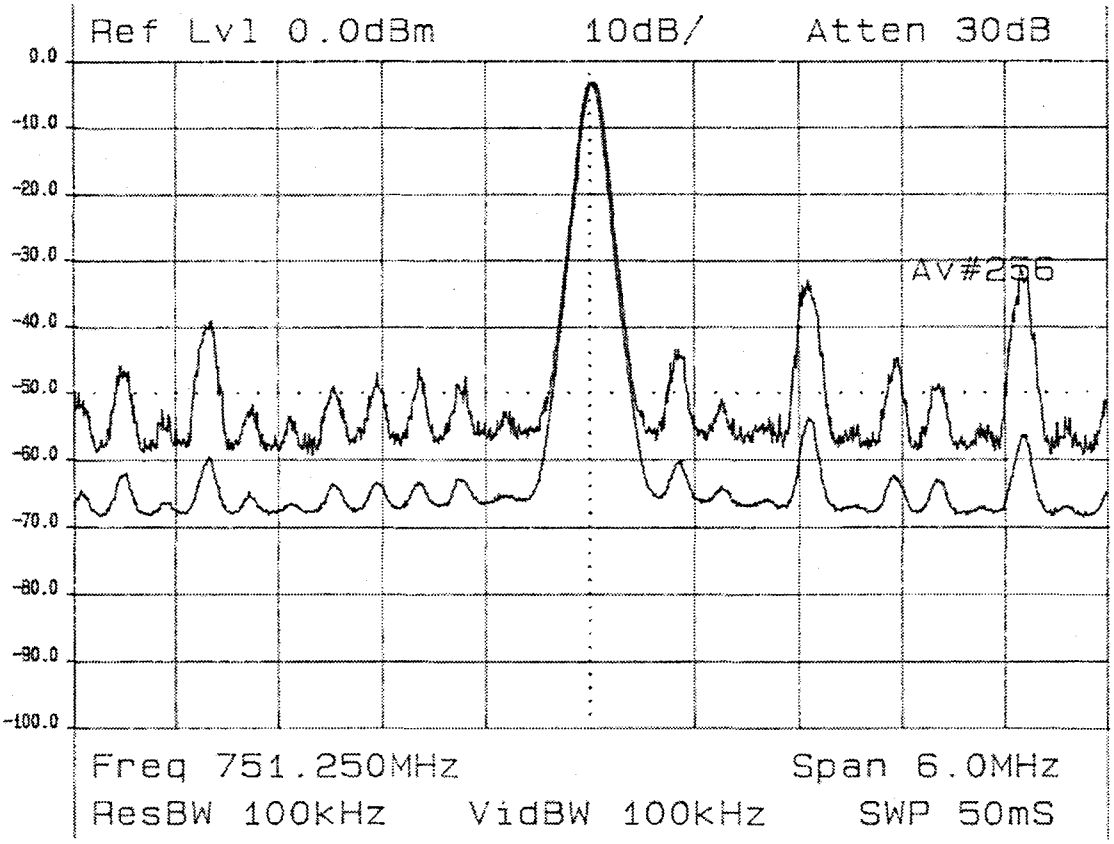
(a)　周波数：601.25MHz、AMキャリア光変調度：4.0%ch



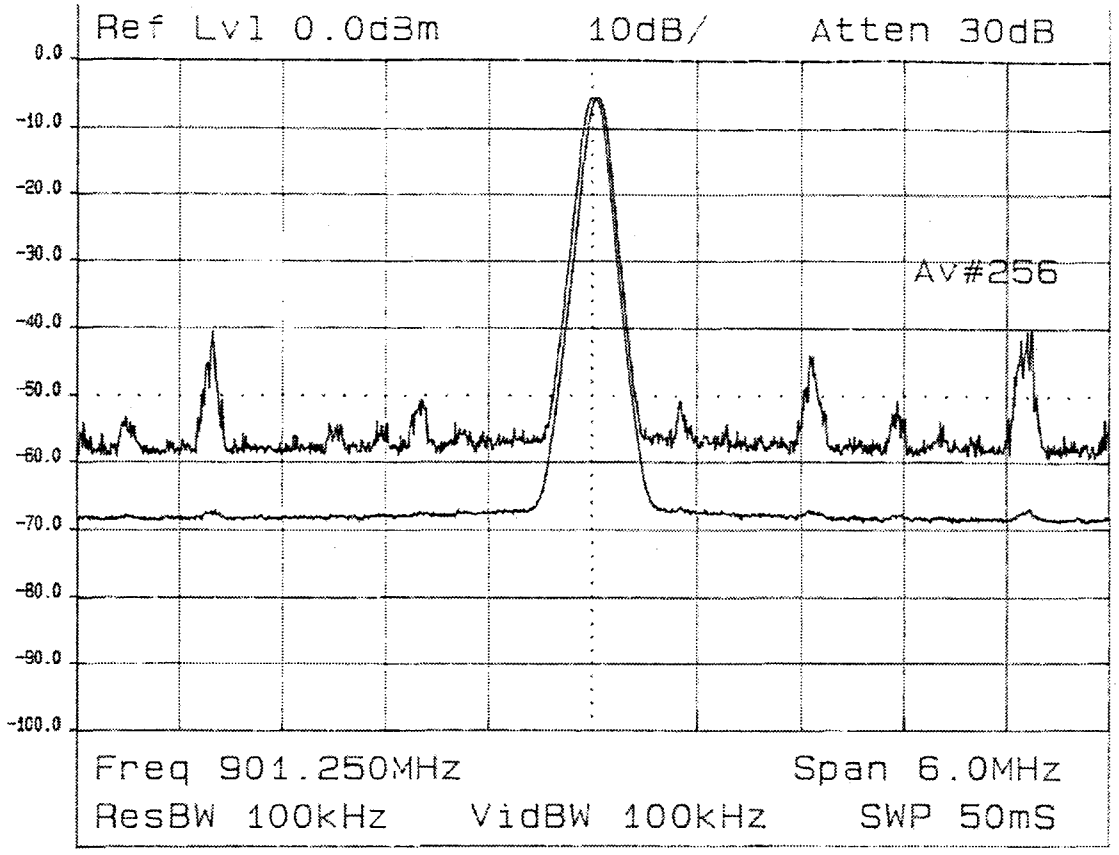
(b)　周波数：601.25MHz、AMキャリア光変調度：5.5%ch



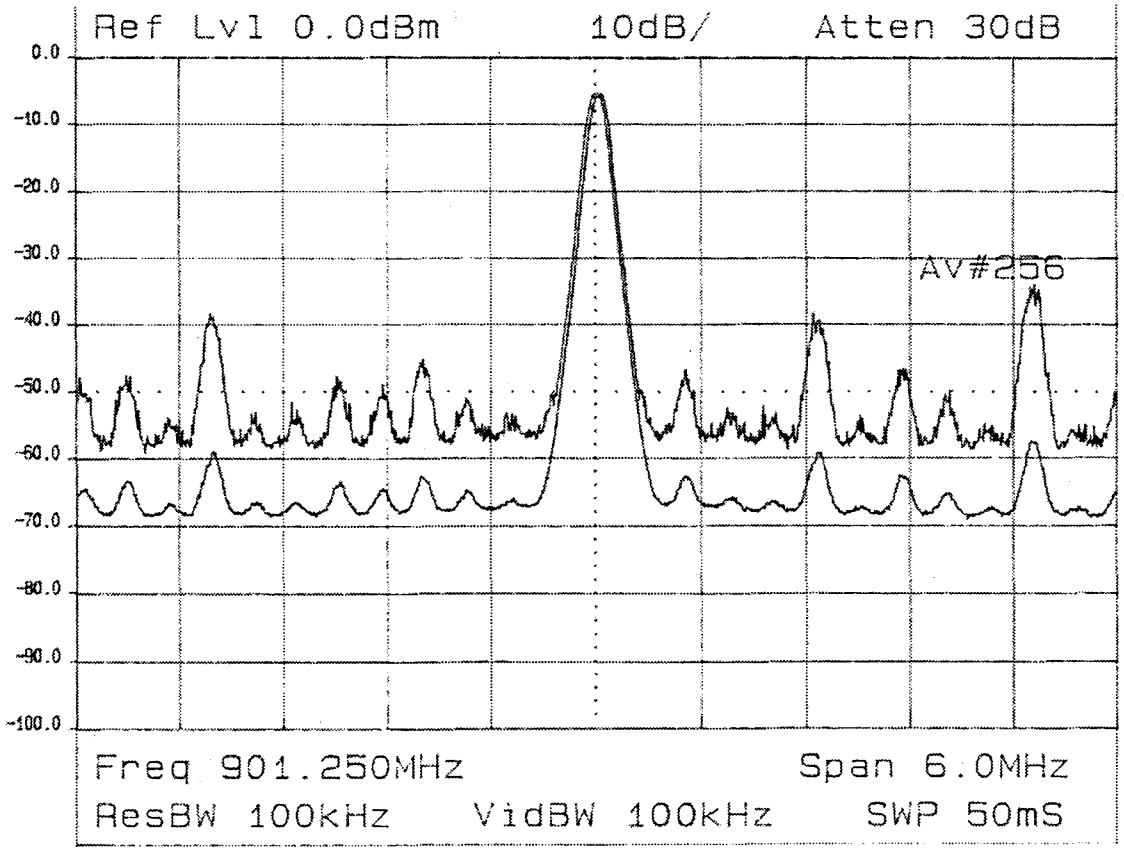
(c) 周波数：751.25MHz、AMキャリア光変調度：4.0%ch



(d)周波数：751.25MHz、AMキャリア光変調度：5.5%ch



(e) 周波数：901.25MHz、AMキャリア光変調度：4.0%ch



(f) 周波数：901.25MHz、AMキャリア光変調度：5.5%ch

図2-5　M-QAM信号チャンネル内の歪スペクトラムの平均値とピーク保持値

2.3 クリッピング歪の統計モデル

2.3.1 特性関数

SCM光伝送において、チャンネル内の歪は各キャリアの組合わせから発生する奇数次、偶数次の相互変調歪のうち、特定の周波数帯域に落ち込む成分が加算されたものである。多重信号から発生する相互変調歪は少しづつ周波数がずれているため、図2-6の３次の複合相互変調歪（CTB：Composite Triple Beat）の拡大図（高分解での測定結果）に示すように単純なトーン信号とはならず、帯域制限された雑音のようになっている。

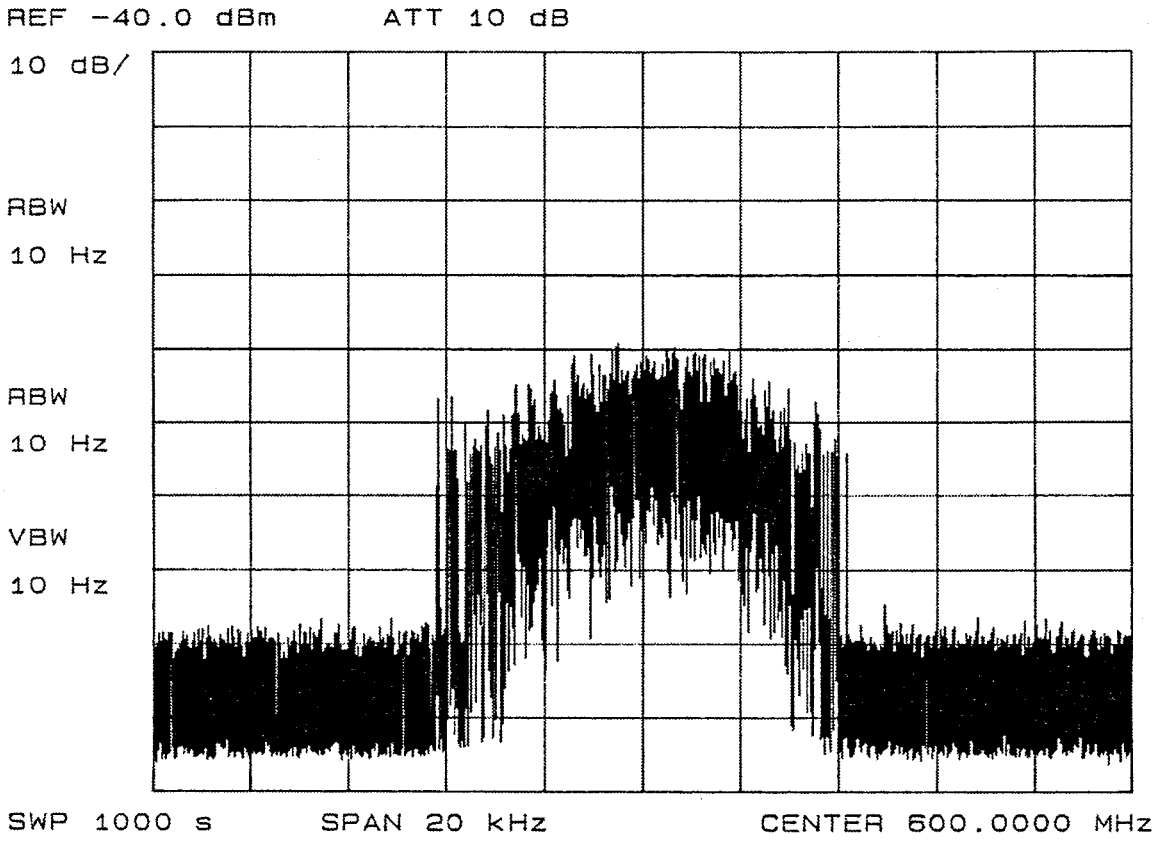
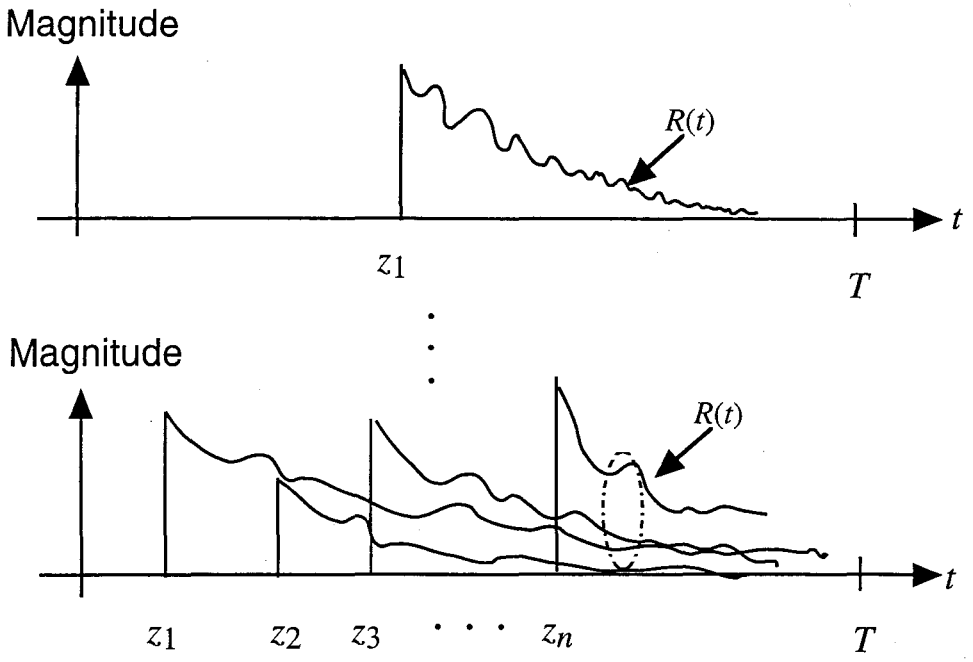


図2-6　高分解でのCTBの測定結果

クリッピング歪も同じ多重信号から発生しているため、複数のトーン信号から形成されると考えられる。そこで、歪の現れる各周波数帯の一つに着目し、その周波数帯に落ちるクリッピング歪を中心周波数f_dの狭帯域雑音であると仮定し、時刻$t=0$に発生したクリッピングに起因して、周波数f_dに発生する歪を次式で表す。

$$\boldsymbol{r}(t) = \begin{cases} a\,\rho(t)\cos(2\pi f_d t - \psi) & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \tag{2.1}$$

ここで、$\rho(t)$は正規化された包絡線であり、aはランダム振幅、ψはランダム位相であり、互いに独立である。



(a) Clipping distortion behaviors in (0, T)

図2-7　クリッピング歪の発生

図2-7に示すように、時間区間$[t\text{-}T, t]$にn個のクリッピングが時刻$z_1, z_2, \cdots, z_n$に発生した場合、合成歪雑音過程$R(t)$は、

$$\begin{aligned} R(t) &= \sum_{i=1}^{n} \boldsymbol{r}_i(t-\boldsymbol{z}_i) \\ &= \sum_{i=1}^{n} a_i\, \rho(t-\boldsymbol{z}_i) \cos\left[2\pi f_d(t-\boldsymbol{z}_i) - \psi_i\right] \end{aligned} \tag{2. 2}$$

と表すことができる。ここで、各クリッピングにより発生する歪$\boldsymbol{r}_i(t\text{-}z_i)$は互いに独立とする。さらに、$\{a_i\}$、$\{z_i\}$、$\{y_i\}$は異なる$i$に対して独立であり、かつ、同じ確率密度関数を有すると仮定する。すなわち、

$$\begin{aligned} w_{a_1}(a) &= w_{a_2}(a) = \cdots = w_{a_n}(a) = w(a) \\ w_{\psi_1}(\psi) &= w_{\psi_2}(\psi) = \cdots = w_{\psi_n}(\psi) = w(\psi) \\ w_{z_1}(z) &= w_{z_2}(z) = \cdots = w_{z_n}(z) = w(z) \end{aligned} \tag{2. 3}$$

である。さて、確率過程$R(t)$の特性関数$\Phi_R(\lambda, t)$は、

$$\Phi_R(\lambda, t) = E_R\left[e^{j\lambda R(t)}\right]$$

$$= \left\langle \exp\left(j\lambda \sum_{i=1}^{n} a_i \, \rho(t - z_i) \cos\{2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i\} \right) \right\rangle_{n, \{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}} \tag{2.4}$$

となる、ここで、$E_*[\bullet]$、$\langle\bullet\rangle_*$は、確率変数*による•の統計的平均を表す。

あるクリッピングの個数nに対して、$\{a_i, z_i, \psi_i\}$ $(i = 1, 2, \cdots, n)$による平均をとると、

$$\Phi_R(\lambda, t) = E_n\left[\left\langle \exp\left\{ j\lambda \sum_{i=1}^{n} a_i \, \rho(t - z_i) \cos\{2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i\} \right\} \right\rangle_{\{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}} \right] \tag{2.5}$$

となり、$\{a_i\}$、$\{z_i\}$、$\{\psi_i\}$は異なるiに対して独立であるから、

$$\Phi_R(\lambda, t) = E_n\left[\prod_{i=1}^{n} \left\langle \exp\left\{ j\lambda a_i \, \rho(t - z_i) \cos\{2\pi f_d(t - z_i) - \psi_i\} \right\} \right\rangle_{\{a_i\}, \{z_i\}, \{\psi_i\}} \right] \tag{2.6}$$

となる。ここで、式(2.3)より、$\Phi_R(\lambda, t)$は次式となる。

$$\Phi_R(\lambda, t) = E_n\left[\left\{ \Phi_r(\lambda, t) \right\}^n \right] \tag{2.7}$$

$$\Phi_r(\lambda, t) = \left\langle \exp\left(j\lambda \, a \, \rho(t - z) \cos\{2\pi f_d(t - z) - \psi\} \right) \right\rangle_{a, z, \psi} \tag{2.8}$$

さて、クリッピングの発生がポアソン過程に従うと仮定し[44]、時間区間[0, T]のクリッピングの生起数nの確率分布を、その時間区間内におけるクリッピングの平均生起数kを持つポアソン分布

$$w(n) = \frac{k^n}{n!} e^{-k} \tag{2.9}$$

で与える。ここで、kは、νをクリッピングの発生頻度とすると、

$$k = \nu T \tag{2.10}$$

である。式(2.8)、(2.9)、(2.10)より、$\Phi_R(\lambda, t)$は、

$$\Phi_R(\lambda, t) = E_n\left[\left\{ \Phi_r(\lambda, t) \right\}^n \right]$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{k^n}{n!} e^{-kt} \left\{ \Phi_r(\lambda, t) \right\}^n$$

$$= \exp\left(\nu T\left\{\Phi_r(\lambda, t) - 1\right\}\right) \tag{2.11}$$

と表される、次に式(2.8)の$\Phi_r(\lambda, t)$を導出する。ψは一様分布に従い、$2\pi f_d(t - z_i) - \psi = \psi'$と表すと、$\psi'$も一様分布に従うので、$\Phi_r(\lambda, t)$は、

$$\Phi_r(\lambda, t) = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} d\psi' \left\langle \exp\left\{ j\lambda\, a\, \rho(t-z) \cos\psi' \right\} \right\rangle_{a,z}$$

$$= \left\langle J_0\left[\lambda a\, \rho(t-z)\right] \right\rangle_{a,z} \tag{2.12}$$

クリッピングの生起が時間[t-T, t]でポアソン分布に従うと仮定すると、式(2.3)、(2.11)、(2.12)より、

$$\Phi_R(\lambda, t) = \exp\left[\nu T\left\{\int_0^{\infty} w(a) da \int_{t-T}^{t} J_0\left\{\lambda\, a\, \rho(t-z)\right\} \frac{1}{T} dz - 1\right\}\right]$$

$$= \exp\left[\nu \int_0^{\infty} w(a) da \int_{t-T}^{t} J_0\left\{\lambda a\, \rho(t-z) - 1\right\} dz\right] \tag{2.13}$$

となる。これより、SCM光伝送におけるクリッピング歪振幅$R(t)$の特性関数が明らかになったが、これは、Furutsuの文献[37]におけるインパルス雑音の特性関数と同等の結果を得たことになる。一方、Middletonの論文[36]では、クラスBインパルス雑音の特性関数として次式を与えている。

$$\Phi(\lambda) = \exp\left\{ A_B \int_0^{\infty} \left\langle\, [J_0(\lambda r) - 1]\, dt \right\rangle_{\tilde{\lambda}, a} \right\} \tag{2.14}$$

ここで、A_Bはインパルス指数、$\tilde{\lambda}$はインパルス雑音源の空間的な広がりを示す指数を示す。SCM光伝送系におけるクリッピング歪の発生には発生源の空間的な広がりが関与する余地はないので、式(2.13)はこのクラスBインパルス雑音モデルにおいて雑音源の時間的な発生場所のみを考慮し、空間的広がりを考慮しない場合に一致している。

次に、式(2.13)で表される$R(t)$の特性関数を簡略化するために、包絡線$\rho(t)$を仮定する。

$$\rho(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \tag{2.15}$$

ただし、$1/\alpha$は雑音振幅の時定数である。$\alpha(t - z) = t'$なる変数変換を行い、$\alpha T >> 1$と仮定すると、特性関数$\Phi_R(\lambda, t)$は時刻tとは無関係となり、

$$\Phi_R(\lambda) \approx \exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\int_0^\infty [J_0(\lambda\langle a\rangle e^{-t'}) - 1]\, dt'\right\} \tag{2.16}$$

と近似することができる。ただし、$\langle a\rangle$はクリッピング歪の振幅の平均値である。

さて、Bessel関数（$J_i[z]$）のべき級数展開は[45]、

$$J_i[z] = \left(\frac{z}{2}\right)^i \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z/2)^{2n}}{n!\Gamma(i+n+1)} \tag{2.17}$$

である。ここで、$\Gamma[\bullet]$はガンマ関数である。したがって、0次のBessel関数（$J_0[z]$）のべき級数展開は、

$$J_0[z] = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z/2)^{2n}}{(n!)\Gamma(n+1)} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (z/2)^{2n}}{(n!)^2} \tag{2.18}$$

である。上式を式(2.16)に代入すると、

$$\Phi_R(\lambda) = \exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\int_0^\infty J_0(\lambda\langle \boldsymbol{a}\rangle e^{-t'}) - 1 dt'\right\}$$

$$= \exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-1)^n(\lambda\langle a\rangle/2)^{2n}}{(n!)^2}\int_0^\infty e^{-2nt'} - 1 dt'\right\}$$

$$= \exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n(\lambda\langle a\rangle/2)^{2n}}{(n!)^2}\int_0^\infty e^{-2nt'} dt'\right\}$$

$$= \exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n(\lambda\langle a\rangle/2)^{2n}}{2n\,(n!)^2}\right\}$$

$$= \exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n(\lambda\langle a\rangle/2)^{2n}}{2n\,(n!)^2} + 1 - 1\right]\right\}$$

$$= \exp\left\{-\frac{\nu}{\alpha}+\frac{\nu}{\alpha}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(-1)^n(\lambda\langle a\rangle/2)^{2n}}{2n\,(n!)^2}+1\right]\right\}$$

$$= \exp\left\{-\frac{\nu}{\alpha}+\frac{\nu}{\alpha}\exp\left(-\frac{\lambda^2\langle a\rangle^2}{4}\right)^n\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\left(-\frac{\lambda\langle a\rangle}{2}\right)^{2k}\right]\right\} \tag{2.19}$$

ここで、$C_k(\bullet)$は余剰項である。クリッピング歪に熱雑音（電力＝$\sigma_G{}^2$）が加算された時の特性関数を$\Phi(\lambda)_{R+G}$とすると、

$$\Phi(\lambda)_{R+G} = \exp\left\{-\sigma_G^2\frac{\lambda^2}{2}-\frac{\nu}{\alpha}+\frac{\nu}{\alpha}\exp\left(-\frac{\lambda^2\langle a\rangle^2}{4}\right)\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\left(\lambda^{2k}\right)\right]\right\}$$

$$= e^{-\frac{\nu}{\alpha}}\exp\left(-\sigma_G^2\frac{\lambda^2}{2}\right)\exp\left\{\frac{\nu}{\alpha}\exp\left(-\frac{\lambda^2\langle a\rangle^2}{4}\right)\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\left(\lambda^{2k}\right)\right]\right\}$$

$$= e^{-\frac{\nu}{\alpha}}\exp\left(-\sigma_G^2\frac{\lambda^2}{2}\right)\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\left\{\frac{\nu}{\alpha}\exp\left(-\frac{\lambda^2\langle a\rangle^2}{4}\right)\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\left(\lambda^{2k}\right)\right]\right\}^m}{m!}$$

$$= e^{-\frac{\nu}{\alpha}}\exp\left(-\sigma_G^2\frac{\lambda^2}{2}\right)\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\frac{\nu}{\alpha}^m}{m!}\exp\left(-m\frac{\lambda^2\langle a\rangle^2}{4}\right)\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}C_k\left(\lambda^{2k}\right)\right]^m \tag{2.20}$$

本結果は文献[36]P. 72、式(2. 78)と同一である。さて、式(2. 20)の余剰項は分布関数の尖度に係る補正項であるが、文献[36]と同様にこれら項を無視すれば、熱雑音にクリッピング歪が加算された時の特性関数として次式を得る。

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-\frac{\nu}{\alpha}}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\frac{\nu}{\alpha}^m}{m!}\exp\left\{\left(-\sigma_G^2-m\frac{\langle a\rangle^2}{2}\right)\frac{\lambda^2}{2}\right\} \tag{2.21}$$

クリッピング歪電力（$\sigma_A{}^2$）は時間長$1/\alpha$内に発生するクリッピングの平均個数を考慮すればよいので、

$$\sigma_A^2 = \nu \frac{\langle a \rangle^2}{2\alpha} \tag{2.22}$$

したがって、式(2.21)は次式となる。

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-\frac{\nu}{\alpha}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\frac{\nu}{\alpha}^m}{m!} \exp\left\{ \left(-\sigma_G^2 - m \frac{\langle a \rangle^2}{2} \right) \frac{\lambda^2}{2} \right\}$$

$$= e^{-\frac{\nu}{\alpha}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\frac{\nu}{\alpha}^m}{m!} \exp\left\{ -\left(\sigma_G^2 + m \frac{\sigma_A^2}{\nu/\alpha} \right) \frac{\lambda^2}{2} \right\}$$

$$= e^{-\frac{\nu}{\alpha}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\frac{\nu}{\alpha}^m}{m!} \exp\left\{ \frac{-\left(\sigma_G^2 + m \frac{\sigma_A^2}{\nu/\alpha} \right)}{\left(\sigma_G^2 + \sigma_A^2 \right)} \left(\sigma_G^2 + \sigma_A^2 \right) \frac{\lambda^2}{2} \right\}$$

$$= e^{-\frac{\nu}{\alpha}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\frac{\nu}{\alpha}^m}{m!} \exp\left\{ \frac{-\left(\frac{\sigma_G^2}{\sigma_A^2} + \frac{m}{\nu/\alpha} \right)}{1 + \frac{\sigma_G^2}{\sigma_A^2}} \left(\sigma_G^2 + \sigma_A^2 \right) \frac{\lambda^2}{2} \right\} \tag{2.23}$$

ここで、$\sigma_A{}^2 + \sigma_G{}^2 = N$、$\sigma_G{}^2/\sigma_A{}^2 = \Gamma'$、インパルス指数として$A = \nu/\alpha$とすると最終的に次式を得る。

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left\{ -\frac{\left(\Gamma' + \frac{m}{A} \right)}{\Gamma' + 1} \frac{N\lambda^2}{2} \right\} \tag{2.24}$$

これは、MiddletonのクラスAモデルの特性関数である。先に、クリッピング歪はMiddletonのクラスBモデルの特性関数において雑音源の空間的分布の要因を無視した特別なモデルであるとしたが、結局、MiddletonのクラスAモデルとなる。

2.3.2 確率密度関数

(1) 振幅分布関数、累積確率

確率密度関数は特性関数のフーリエ変換で与えられ、雑音ベクトルを$\boldsymbol{R}$ =(x, y) とすると以下の式となる[36], [37]。

$$f(\boldsymbol{R}) = \frac{1}{(2\pi)^2}\iint_{-\infty}^{\infty}(d\lambda)\exp\left(j(\lambda\boldsymbol{R})\right)\Phi_R(\lambda) \tag{2.25}$$

ここで、Rは雑音振幅であり、ϕは雑音の位相とし、確率変数(x, y)を$(R\cos\phi\ ,\ R\sin\phi)$に変換すると、変換後の確率密度関数は、

$$f(R, \phi) = f(x, y)\begin{vmatrix} \dfrac{dx}{dR} & \dfrac{dx}{d\phi} \\ \dfrac{dy}{dR} & \dfrac{dy}{d\phi} \end{vmatrix}$$

$$= R\,P(R\cos\phi, R\sin\phi) \tag{2.26}$$

$\lambda = (\lambda\cos\varphi\ ,\lambda\sin\varphi)$とすると、$d\lambda = \lambda d\lambda d\varphi$であるので、式(2.25)は下式となる。

$$f(R, \varphi) = \frac{R}{(2\pi)^2}\int_0^{\infty}\lambda\,\Phi_R(\lambda)\,d\lambda\int_0^{2\pi}\exp\left[j(\lambda\cos\varphi\,R\cos\phi + \lambda\sin\varphi\,R\sin\phi)\right]d\varphi$$

$$= \frac{R}{(2\pi)^2}\int_0^{\infty}\lambda\,\Phi_R(\lambda)\,d\lambda\int_0^{2\pi}\exp\left[j(\lambda\,R\cos(\varphi-\phi))\right]d\varphi$$

$$= \frac{R}{(2\pi)^2}\int_0^{\infty}\lambda\,\Phi_R(\lambda)\,d\lambda\int_0^{2\pi}\exp\left[j(\lambda\,R\cos(\varphi-\phi))\right]d\varphi$$

$$= \frac{R}{(2\pi)}\int_0^{\infty}\lambda\,J_0(\lambda\,R)\,\Phi_R(\lambda)d\lambda \tag{2.27}$$

さらに、Rとϕは互いに独立であるので、振幅分布関数として最終的に、

$$f(R) = \int_{-\infty}^{\infty}\lambda\,R\,J_0(\lambda\,R)\,\Phi_R(\lambda)\,d\lambda \tag{2.28}$$

を得る。また、振幅がある一定の振幅値R_0以下となる累積確率（$F(R_0)$）は、

$$F(R_0) = \int_0^{R_0} f(R)\,dR \tag{2.29}$$

ここで、以下の関係を用いると$F(R_0)$は、

$$\int_0^{z} z\,J_0(z)\,dz = z\,J_1(z) \tag{2.30}$$

$$F(R_0) = R_0 \int_0^\infty J_1(\lambda R_0)\, \Phi_R(\lambda) d\lambda \tag{2.31}$$

となり、振幅がある一定の振幅値R_0を越える累積確率$P_0(R > R_0)$として下式を得る。

$$P_0(R > R_0) = 1 - F(R_0) = 1 - R_0 \int_0^\infty J_1(\lambda R_0)\, \Phi_R(\lambda) d\lambda \tag{2.32}$$

(2) 簡略化した特性関数を考慮した確率密度関数

クリッピング歪の振幅分布を与える特性関数として式(2.24)を既に得ている。これを、以下に示す。

$$\Phi(\lambda)_{R+G} \approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left\{ -\sigma_m^2 \frac{N\lambda^2}{2} \right\} \quad ; \quad \sigma_m^2 = \frac{\left(\Gamma' + \frac{m}{A}\right)}{\Gamma' + 1} \tag{2.33}$$

式(2.33)を式(2.32)に代入すると、

$$P_0(R > R_0) = 1 - R_0 e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \int_0^\infty J_1(\lambda R_0) \exp\left\{ -\sigma_m^2 \frac{N\lambda^2}{2} \right\} d\lambda \tag{2.34}$$

数学公式集[45]より、

$$\int_0^\infty J_\nu(x\, b)\, x^{\mu-1} e^{-a^2 x^2} dx = \frac{\Gamma[(\nu+\mu)/2]\, b^\nu}{2^{\nu+1} a^{\nu+\mu} \Gamma[(\nu+1)]} \cdot {}_1F_1\left(\frac{\nu+\mu}{2} ; \nu+1 ; -\frac{b^2}{4a^2} \right) \tag{2.35}$$

ここで、${}_1F_1(\alpha; \gamma; z)$は合流型超幾何関数である。今回は式(2.35)において、$\mu = 1, \nu = 1$の場合であるから、

$$P_0(R > R_0) \approx 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{R_0^2}{2N\sigma_m^2} \cdot {}_1F_1\left(1 ; 2 ; -\frac{R_0^2}{2N\sigma_m^2} \right) \tag{2.36}$$

となる。一方、${}_1F_1(1; 2; -x) = (1-e^{-x})/x$ となるため、式(2.36)は、

$$P_0(R > R_0) \approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \exp\left(-\frac{R_0^2}{2N\sigma_m^2} \right) \tag{2.37}$$

となる。したがって、振幅分布関数（$f(R)$）は、

$$f(R) = \frac{\partial P_0(R)}{\partial R} \approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{R}{N\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2N\sigma_m^2} \right) \tag{2.38}$$

クリッピング歪の振幅値(R)と位相(ϕ)とその雑音の直交成分(x, y)の関係は以下に示す通りである。

$$R = \sqrt{x^2 + y^2}\ ,\ \ \phi = \tan^{-1} x / y \tag{2.39}$$

確率変数(x, y)は$(R\cos\phi\ ,\ R\sin\phi)$であるので、式(2.26)から、

$$f(R, \phi) = R\, f(x, y) \tag{2.40}$$

クリッピング歪の位相(ϕ)は一様分布し、Rとϕが互いに独立であるため、

$$\begin{aligned} f(R, \phi) &= f(R)\, f(\phi) \\ &\approx \frac{1}{2\pi} e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{R}{N\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2N\sigma_m^2}\right) \end{aligned} \tag{2.41}$$

式(2.40)と式(2.41)より、

$$f(x, y) \approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{2\pi N\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2N\sigma_m^2}\right) \tag{2.42}$$

したがって、確率密度関数として最終的に下式を得る。

$$\begin{aligned} f(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y)\, dy \\ &\approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{2\pi N\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sqrt{2N\sigma_m^2}}\right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{y^2}{\sqrt{2N\sigma_m^2}}\right) \\ &\approx e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi N\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{\sqrt{2N\sigma_m^2}}\right) \end{aligned} \tag{2.43}$$

2.4 結言

本章では、スペクトラムアナライザを用いたクリッピング歪の評価手法を提案した。SCM光伝送では、クリッピング歪が大きなレベル変動を有することをスペクトラムアナライザの2つの測定モードの観測結果より明らかにした。特に、スペクトラムアナライザをゼロスパンモードに設定し、雑音の包絡線検波波形を観測した場合には、明確にインパルス状に発生する歪が観測され、インパルス雑音に類似の性質を有することが分かる。このインパルス状の大きなレベル変動の発生頻度はAMキャリア信号の光変調度に比例して多くなり、AM映像信号の伝送帯域の2倍以上の周波数においても現れ、非常に広い帯域に亘っていることを明らかにした。

クリッピング歪が帯域制限された雑音と同様の特性を持つことが複合相互変調歪のスペクトラムの特徴から推察できる。そこで、クリッピングの発生がポアソン分布すると仮定し、クリッピング歪の振幅分布にMiddletonのクラスAモデルが適用できることを解析的に実証した。この振幅分布モデルを用いて、4章でクリッピング歪に対するデジタル変調信号のビット誤り率の解析手法、ビット誤り率の測定値と理論値との比較検討を行う。

なお、クリッピング歪の振幅分布関数の導出時において導出を容易にするため、特性関数の補正項を無視した。無視した項は4次以上のモーメントに関与し、これは特性関数の尖度を与える。したがって、これらの補正項を無視することにより歪振幅の大きな場合の特性に誤差が生じる可能性があり、これについても4章で議論を加える。

第3章　同軸伝送路で発生する歪の統計的性質

3.1　緒言

同軸伝送路で発生する歪は主に伝送路に挿入された増幅器で発生する。増幅器で発生する歪はその原理上、2次よりも3次の相互変調歪が支配的である[25]。さらに、周波数多重信号からの歪は、異なる周波数の組み合わせで発生する相互変調歪が多数、同一の周波数に落ちることにより形成される。これらは複合相互変調歪と呼ばれ、2次歪はComposite Second Order (CSO)、3次歪はComposite Triple Beat(CTB)と区別されている。また、同軸伝送路では、多くの増幅器がカスケードに接続されているため、それぞれの増幅器で発生する歪が累積し、さらに大きな歪となる。もちろん、ハイブリッド光伝送でもレーザの非線形性により複合相互変調歪が発生する。しかし、同軸伝送路の増幅器で発生するレベルよりも小さく、複合相互変調歪は同軸伝送路で発生する歪と考えてよい。

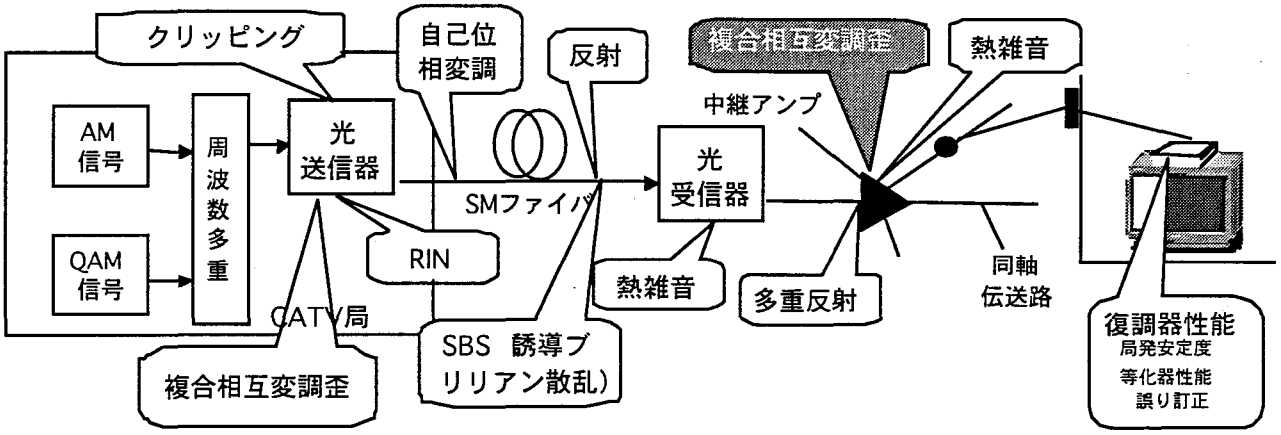


図3-1　CATV伝送路における品質劣化要因

元来、M-QAM信号は大容量の無線幹線への適用が主であり[46]、CATVのような有線伝送路における伝送品質についての検討はほとんどなされていなかった。ただし、CATVではAM映像信号を40dB以上のCNRで伝送することが要求されており[27]、それよりも小さな所要CNRですみ、また、誤り訂正が使用できるM-QAM信号の伝送およびその品質については、楽観的に考えられていた。しかし、その後の研究で図3-1に示すように、従来システムでは問題とならなかった伝送路における反射等がM-QAM信号の伝送特性に著しい影響を及ぼし、M-QAM信号の伝送品質については当初考えられていたほど、楽観的なも

のではないことが明らかになった[47]。特に、同軸伝送路の反射によるビット誤り率の劣化については、精力的に測定、評価され[48]、その結果に基づき、現在実用化されている全てのCATV用のQAM復調LSIには波形等化器が採用されている。

一方、複合相互変調歪については古くから検討されており、AM映像信号に対する伝送仕様は既に確定しているが、M-QAM信号に対する仕様については十分な議論がなされていない。また、複合相互変調歪の振幅については雑音に似た性質を有すると言われているが、必ずしもガウス分布を適用できないとの指摘があり[28], [29]、その分布モデルおよびビット誤り率の計算方法には検討の余地が残されている。

本章では、複合相互変調歪がレーダークラッタの形成[49]に類似することに着目した。スペクトラムアナライザを用いた複合相互変調歪の振幅分布の評価手法を提案し、それによる測定結果を示すとともに、振幅分布がワイブル分布[35]でモデル化することができることを明らかにする。また、CSOの場合にワイブル分布のパラメータであるスキューネスが2.3となり、ガウス分布よりも大きな振幅の出現確率が小さくなり、CTBにはスキューネスを1.5とすることが妥当であり、ガウス分布よりも大きな振幅の出現確率が大きくなることを示す。

3.2　複合相互変調歪

3.2.1　複合相互変調歪の発生メカニズム

CATVの伝送路における増幅器では数オクターブにまたがる周波数多重信号を一括して増幅するため、その非線形性により複雑な複合相互変調歪を発生する。このような複合相互変調歪は、Nチャンネルの信号からなる周波数多重信号の奇数次、偶数次の相互変調歪で同一の周波数に落ち込む成分（トーン信号）が加算されたものである。具体的には、それぞれの次数で以下のような周波数の組み合わせとなる。

2次歪：

$$f_{d(2)} = \pm f_i \pm f_j \quad (i \neq j, i \leq N, j \leq N) \tag{3.1}$$

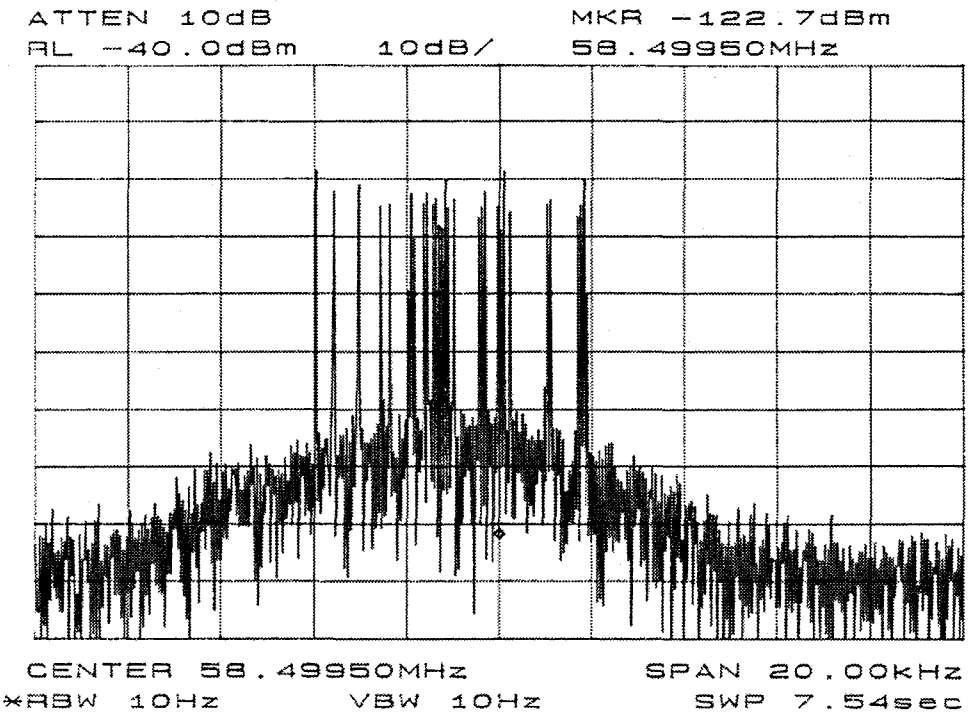
3次歪：

$$\begin{aligned} f_{d(3)} &= \pm f_i \pm f_j \pm f_k \, (i \neq j \neq k, i \leq N, j \leq N, k \leq N) \\ f_{d(3)} &= \pm 2 f_i \pm f_j \quad (i \neq j, i \leq N, j \leq N) \end{aligned} \tag{3.2}$$

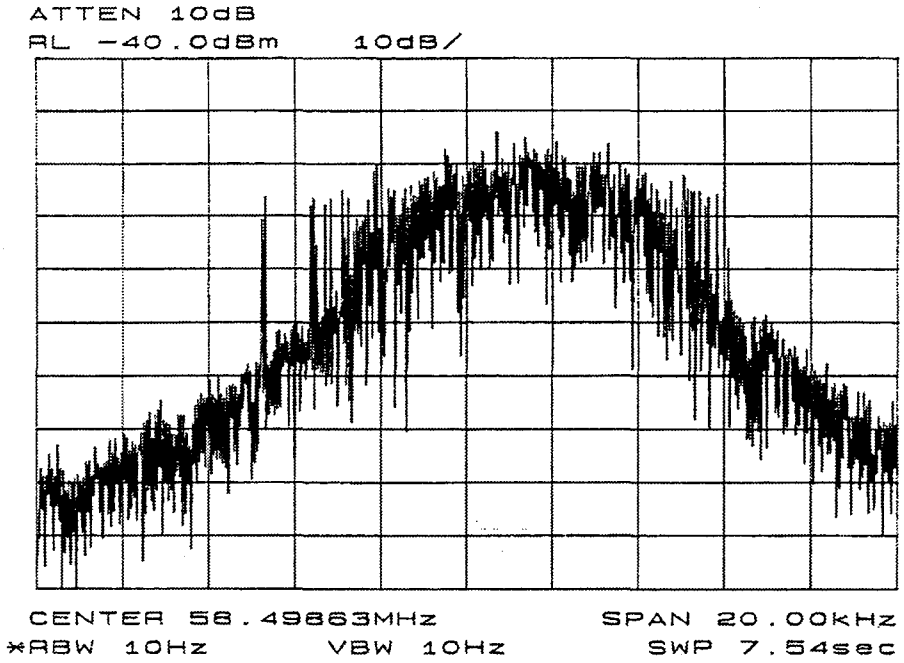
ここで、f_i、f_j、f_kは各チャンネルのキャリア周波数である。実際には、これ以上の次数の歪も複合相互変調歪の形成には関与しているが、通常、発生する歪レベルの大きな2次、3次歪を考える。

キャリアが等間隔に配置された周波数多重信号の場合には、複合相互変調歪は、それぞれ決まった周波数間隔に現れ、CATVでは1.25MHz間隔に歪成分が出現する。ところが、実際の信号を考えると、各キャリアの周波数が等間隔であると言っても、それぞれの周波数設定精度により周波数のばらつきがあり、図3-2に示すように実際の複合相互変調歪は、少しづつ周波数がずれた、各次数の相互変調歪がベクトル加算されたものとなる。

図3-2(a)に示すようにCSOの拡大スペクトラムを見ると、せいぜい数十本のトーン信号（相互変調歪）が加算された周波数多重信号に見える。一方、図3-2(b)のCTBの拡大スペクトラムを見ると、数千本以上のトーン信号が重なり合って、帯域制限した雑音の様に見える。ただし、これらのトーン信号はその形成のメカニズム上、同一の周波数成分を含む組み合わせが存在し、それぞれが緩やかな相関を有しており、簡単に雑音と同様の特性を有すると結論づけることには疑問がある。



(a) CSOの歪スペクトラム

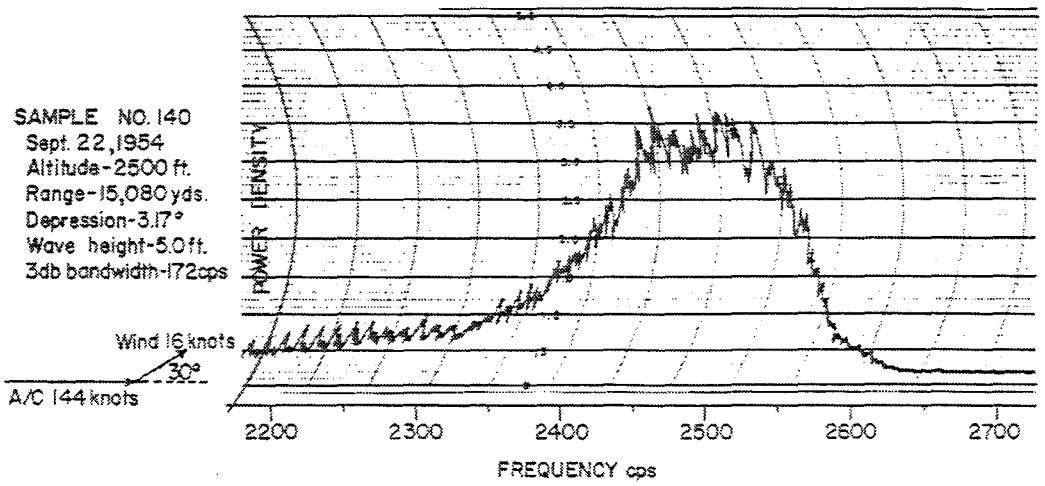


(b) CTBの歪スペクトラム

図3-2 高分解での歪スペクトラム

そこで、複合相互変調歪の振幅分布を考えるに際して、類似の形成メカニズムを有するレーダーにおけるクラッターを考えた。レーダーは無変調パルス信号を空間に放射し、そのエコーを捉えて航空機等を探知するシステムである。ここで、地上や海上からのエコー

がクラッターである。これらは探知する目標に対しては不要な信号であり、それぞれ、グランドクラッター、シークラッターと呼ばれている[34]。レーダーでは一定の繰り返しを有する無変調パルスを用いるため、その送信スペクトラムは線スペクトラムとなる。一方、海上からのエコーにおいて一つの線スペクトラム成分がどのように観測されるかを図3-3に示す[49]。



(b) MEDIUM SEA STATE

図3-3　シークラッターのスペクトラム

海上では風等により海面がざわつき、わずかなドップラーが発生し、それらはアンテナのメインローブがなめる海面の各部分で異なっている。このため、エコー信号は純粋な線スペクトラムにはならず、図3-3に示すように海面の様々な部分での異なるドップラーを有する線スペクトラムが合わさったスペクトラムを構成する。図3-2(b)と図3-3を比較すれば分かるように、クラッターを構成する線スペクトラム成分の形状はCTBとよく似たスペクトラムを形成し、また、ぞれぞれのトーン信号（線スペクトラム）は相関を有していることも類似している。クラッターの振幅分布についての研究の歴史は古く、様々な分布が提案されており、対数正規分布やワイブル分布がよく知られている[34]。そこで、上記に示した複合相互変調歪とクラッターの形成上の類似を考慮し、複合相互変調歪の分布に対してワイブル分布の適用の可否を検討する。

3.2.2 振幅分布評価方法

ワイブル分布は式（3.3）で表される[34]。この分布は、スキューネス（Skewness）と言うパラメータを有し、これが2の場合にはレイリー分布となり、また、2より小さな場合にはガウス雑音より高い尖頭値を有する分布となる。

$$P(r) = a\,b^{-a}\,r^{a-1}\exp\left[-\left(\frac{r}{b}\right)^{a}\right] \qquad (r \geq 0) \tag{3.3}$$

ここで、a がスキューネスであり、b はスケールファクターで分布の大きさを示す指標である。

式(3.3)のままでは、測定値を評価することが困難であるため、取扱い易いように変形する[50]。式(3.3)を積分すると、

$$Y = a\,X - a \cdot \ln b \tag{3.4}$$

ここで、

$$Y = \ln\left[\ln\left\{1 - \int_0^r P(r)\,dr\right\}\right] \tag{3.5}$$

ln[•]は自然対数であり、さらに、

$$X = \ln[r] \tag{3.6}$$

である。

3.3　複合相互変調歪の統計モデル

3.3.1　振幅分布測定

(1) 実験系

振幅分布を測定するための実験系を図3-4に示す。実験系では、マルチチャンネル信号発生器からの周波数多重信号をA級増幅器に入力し歪を発生する。それを狭帯域のフィルターに入力し、複合相互変調歪を抽出する。これを周波数変換し、スペクトラムアナライザに入力する。スペクトラムアナライザはゼロスパンモードに設定されており、この時の歪の包絡線検波波形が出力として得られる。スペクトラムアナライザは包絡線検波波形をサンプリングして、そのレベルを出力するので、これを収集して振幅分布特性を評価する。

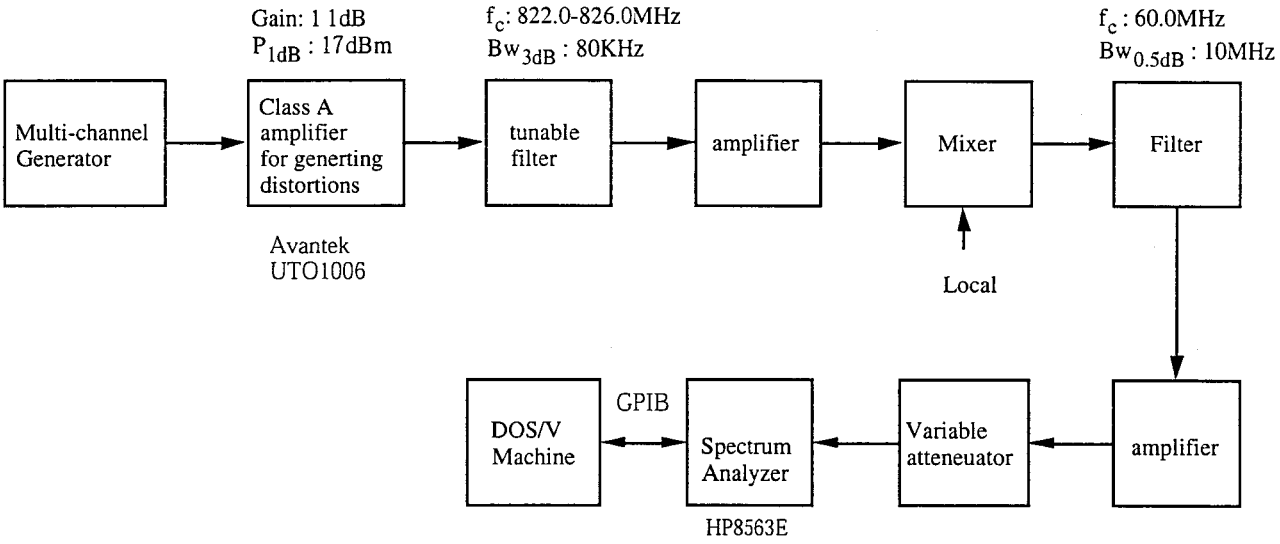


図3-4　歪振幅分布特性測定系

(2) 複合相互変調歪の発生

複合相互変調歪は、先に述べたようにマルチチャンネル信号発生器からの周波数多重信号をA級増幅器に入力して発生する。出力信号にはキャリア信号とともに多数の複合相互変調歪が含まれるので、図3-5に示す帯域通過特性を有する狭帯域のチューナブルフィルターによりCSO、CTBを単独に抽出する。狭帯域フィルターの可変幅が小さく（約4MHz）、ある程度の電力を有する複合相互変調歪を作るために、CSOとCTBで異なる周

波数帯の周波数多重信号を用いる。実験系では、図3-6に示すように、一本の歪を抽出することができている。

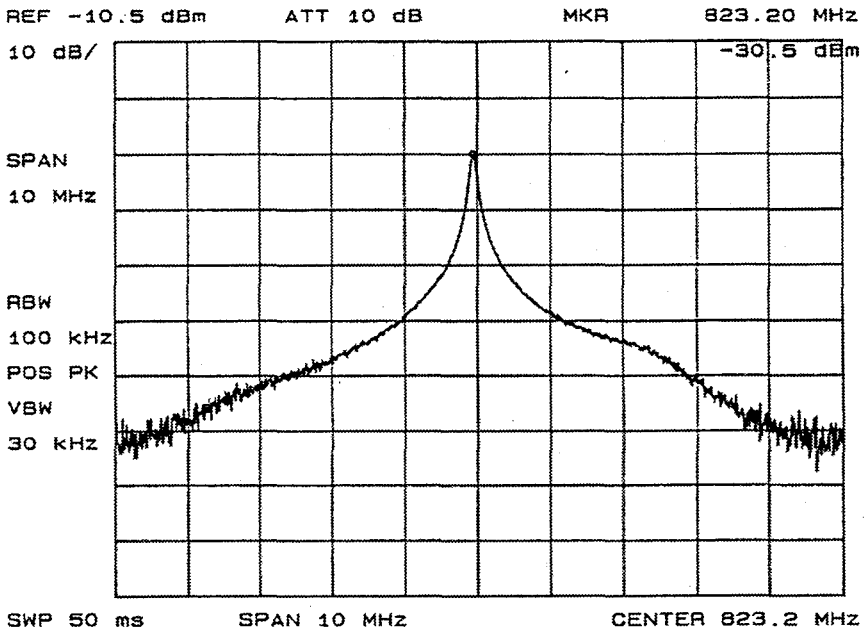


図3-5　tunable filter（狭帯域のフィルター）の減衰特性

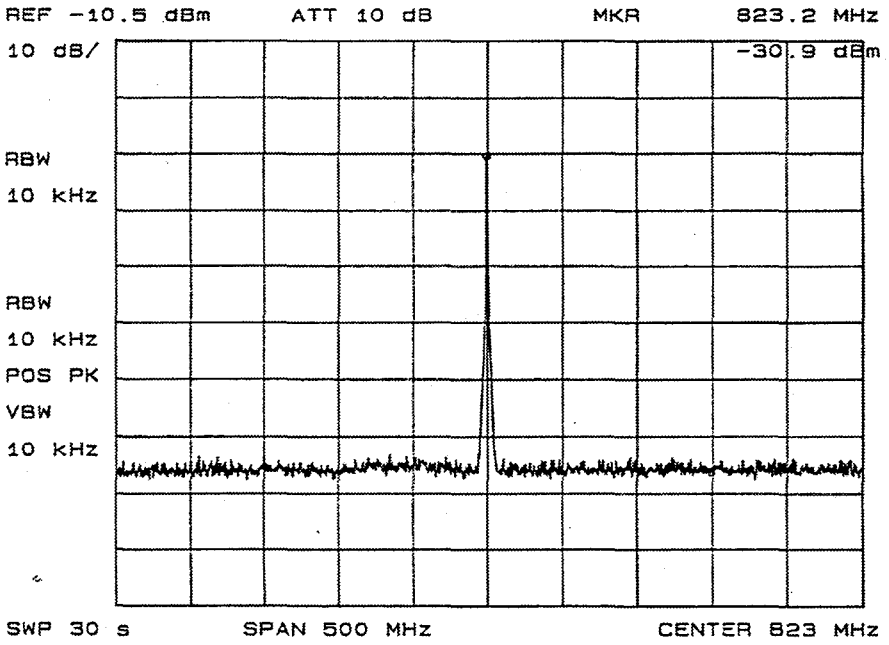


図3-6　抽出した歪（CTB）の例

今回は、歪発生用のA級増幅器における出力バックオフレベルを変更し振幅分布を測定した。歪の発生条件を表3-1に示す。

表3-1　歪の発生条件

項目		CSO	CTB
歪発生用アンプ		UTO1006(Avantek)	
1dBｹﾞｲﾝｺﾝﾌﾟﾚｯｼｮﾝ出力電力(dBm)		>17	
利得(dB)		>11	
歪発生用周波数多重信号(MHz)		91.25-643.25	589.25-997.25 (811.25-829.25ｵﾌ)
チャンネル数		92	60
周波数配置		米国CATV標準（6MHz間隔）	
歪発生周波数(MHz)		824.50	823.25
歪周波数変換局発周波数(MHz)		766.00	764.75
評価時歪周波数(MHz)		58.50	
歪電力(dBm)/ 出力ﾊﾞｯｸｵﾌ=P_{1dB}-P_{fdm}(dBm) [ｷｬﾘｱ電力(dBm)] P_{1dB}：1dBｹﾞｲﾝｺﾝﾌﾟﾚｯｼｮﾝ電力 P_{fdm}：多重信号平均電力	測定(1)	-27.5 / 2[-4]	-28.0 / 2[-4]
	測定(2)	-27.2 / 6[-8]	-27.0 / 6[-8]
	測定(3)	-28.0/ 12[-14]	-28.0 / 12[-14]
	測定(4)	-31.0 / 16[-18]	-31.5 / 16[-18]

(3) スペクトラムアナライザの設定

抽出した複合相互変調歪を振幅検波するために、スペクトラムアナライザを用いた。スペクトラムアナライザは信号の測定ために包絡線検波結果を用いており、ゼロスパンモードに設定することにより振幅検波器となる。ただし、通常の設定ではログアンプの出力を振幅検波しているので、正確な振幅値を得るためにリニアーモードに設定する。スペクトラムアナライザは600個の振幅のサンプル値をスイープ毎に出力するので、振幅値の統計的性質を十分に評価可能なサンプル数を自動計測により収集し、その結果に基づき振幅分布を評価する。なお、測定は歪振幅の統計的性質は定常であるとの仮定に基づいている。表3-2に測定時のスペクトラムアナライザの設定を示す。また、振幅分布比較の基準とし

てガウス雑音（熱雑音）を測定する。この時は、歪の発生部を雑音発生器に変更し、雑音電力を-77.0dBm/Hz（-27dBm@帯域幅100kHz）に設定する。

（4）測定手順

・CSO、CTBを発生させるため、マルチチャンネル信号発生器にて表3-1に示す周波数多重信号を発生させる。

・マルチチャンネル信号発生器のレベル減衰器の減衰量を出力バックオフレベルが2dBの場合に0dBに設定する。なお、出力バックオフレベルの変更はこの減衰量の変更により行う。

・局発信号発生用の信号発生器をONにし、周波数をCSOの場合に766.0MHz、CTBの場合に764.75MHzに設定する。

・スペクトラムアナライザを表3-2に示すパラメータに設定する。

・振幅値を収集するための自動計測プログラムの開始する。

表3-2　スペクトラムアナライザの設定

設定項目	設定値
モード	レベル測定：リニアー、ゼロスパンモード
中心周波数(MHz)	58.5
スパン(MHz)	0
分解能(kHz)	100
ビデオバンド帯域(kHz)	100
スイープ時間(ms)	50
リファレンス（電圧）(mV)	50　（表3-1測定（4）以外、対雑音特性を含む。） 30　（表3-1測定（4））
評価サンプル数	約250万サンプル/1評価（600サンプル/1スイープ）

3.3.2　振幅分布モデルと測定結果の比較検討

(1) 熱雑音の振幅分布

図3-7に測定結果より求めた熱雑音の振幅分布にレイリー分布による直線を併記して示す。図3-7に示すように、雑音の振幅分布の傾きはほぼ2で、理論通りレイリー分布しており、今回の評価方法が正しいことが分かる。なお、測定時の雑音レベルは、測定手順に示したように-77.0dBm/Hzである。

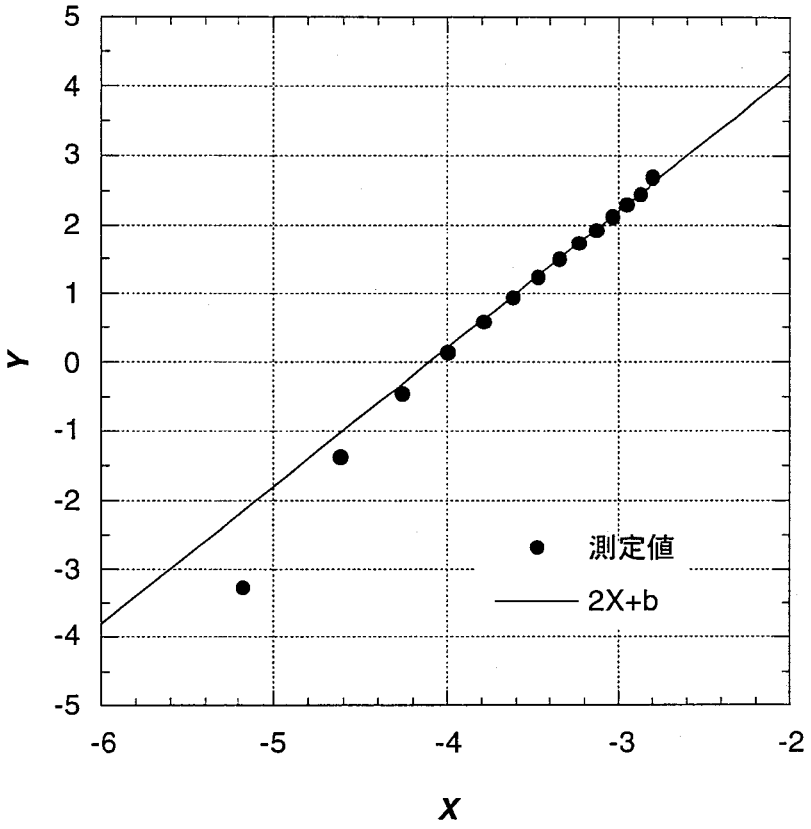
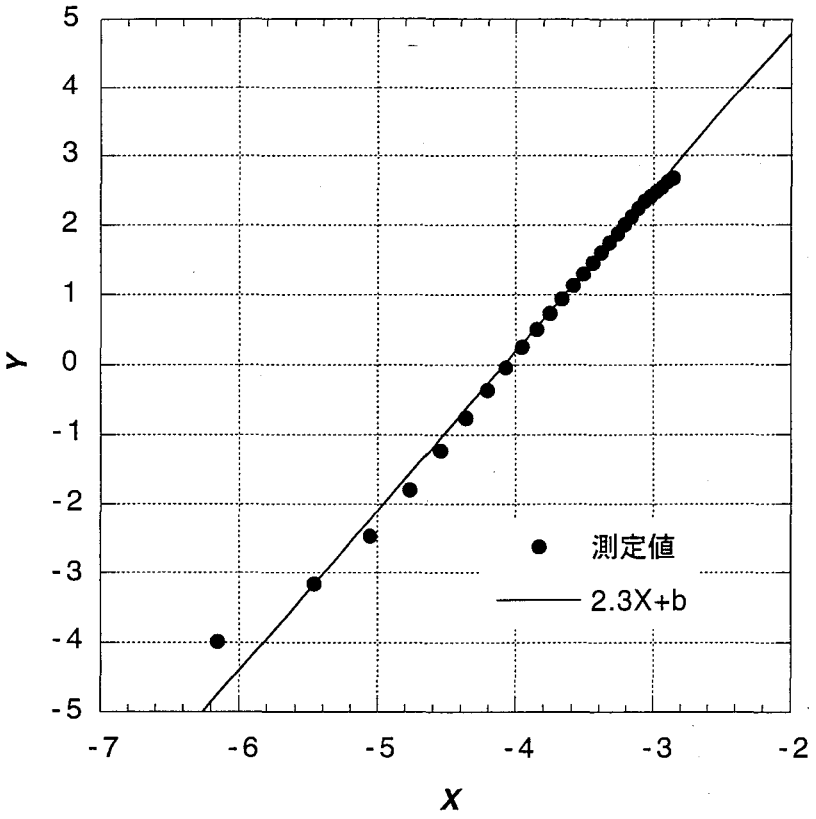


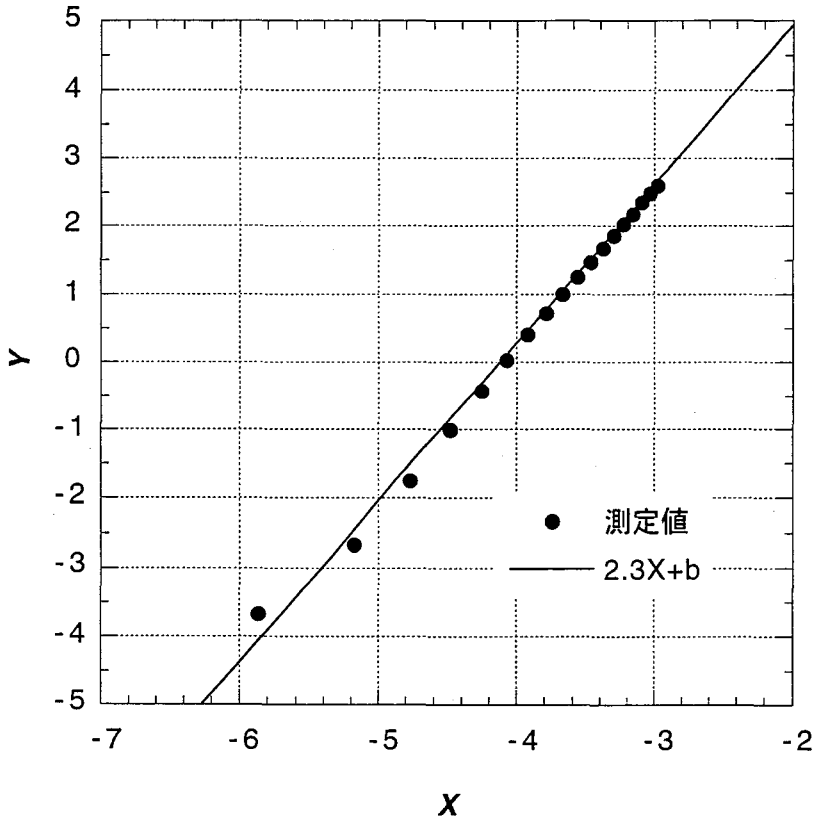
図3-7　雑音の振幅分布

(2) 複合相互変調歪（CSO、CTB）の振幅分布

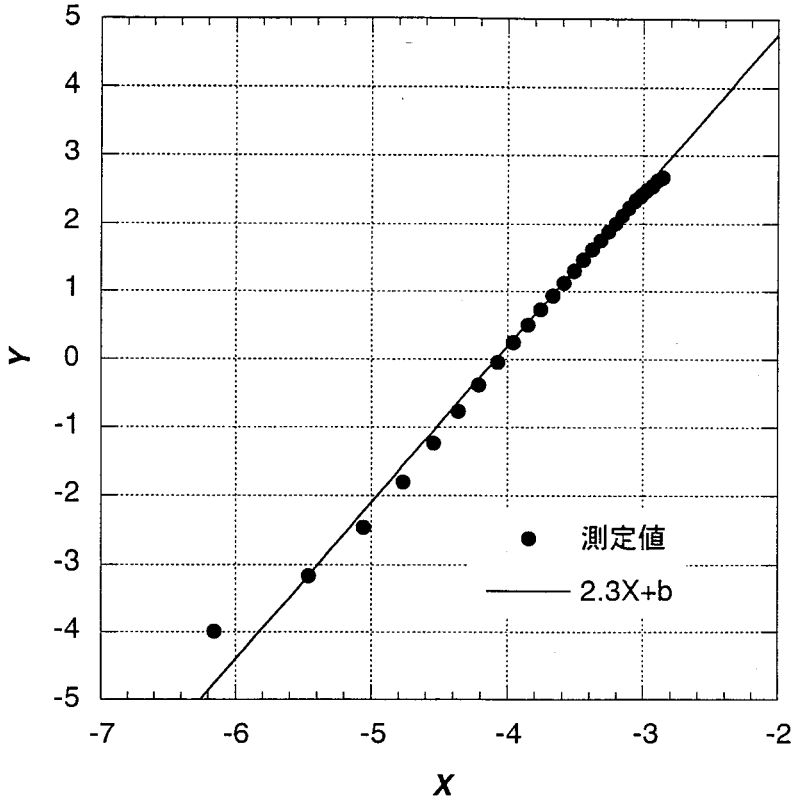
図3-8、図3-9には表3-1の条件で、増幅器の1dB利得低下時の出力電力（1dBゲイン・コンプレッション出力電力）に対する出力バックオフレベルを変えた場合のCSO、CTBの振幅分布特性と、その結果から得られる適当な傾きを与えた式(3.4)で与えられる直線を重ねて示す。



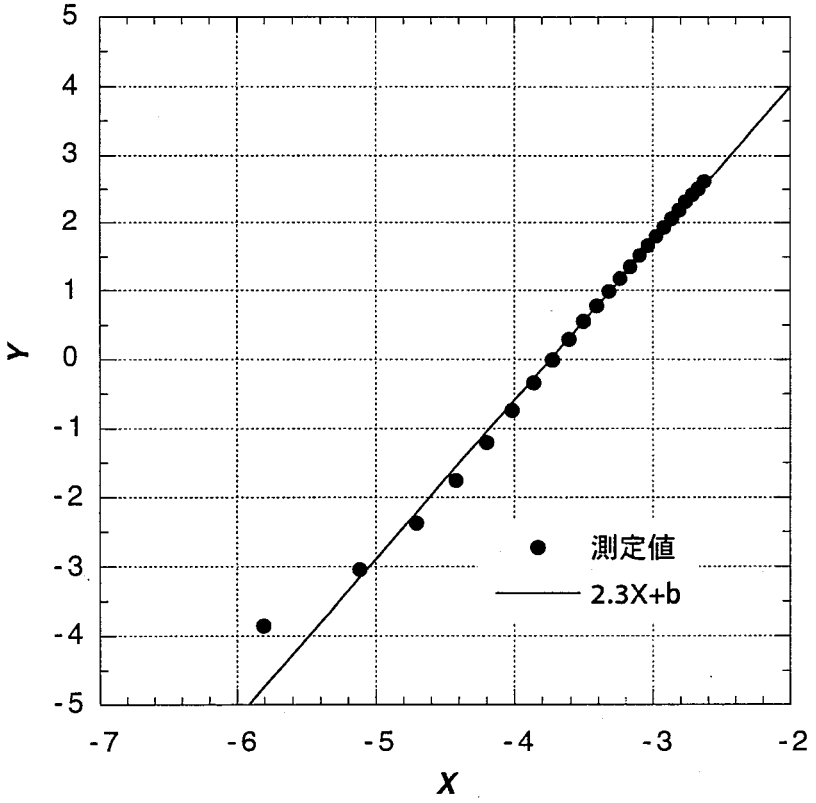
(a)　出力バックオフレベル：16dB



(b)　出力バックオフレベル：12dB

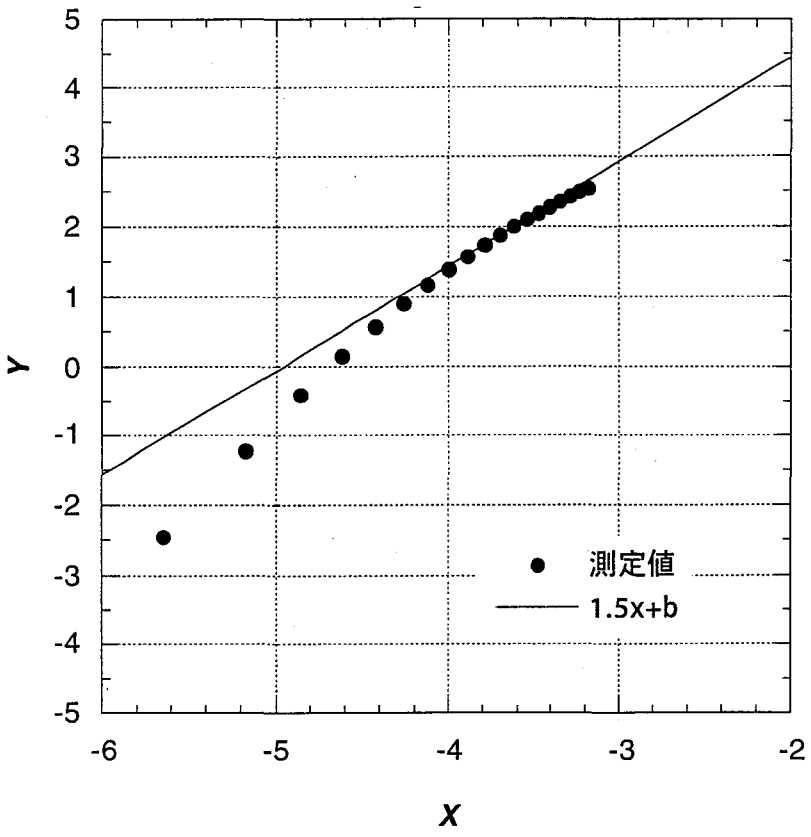


(c)　出力バックオフレベル：6dB

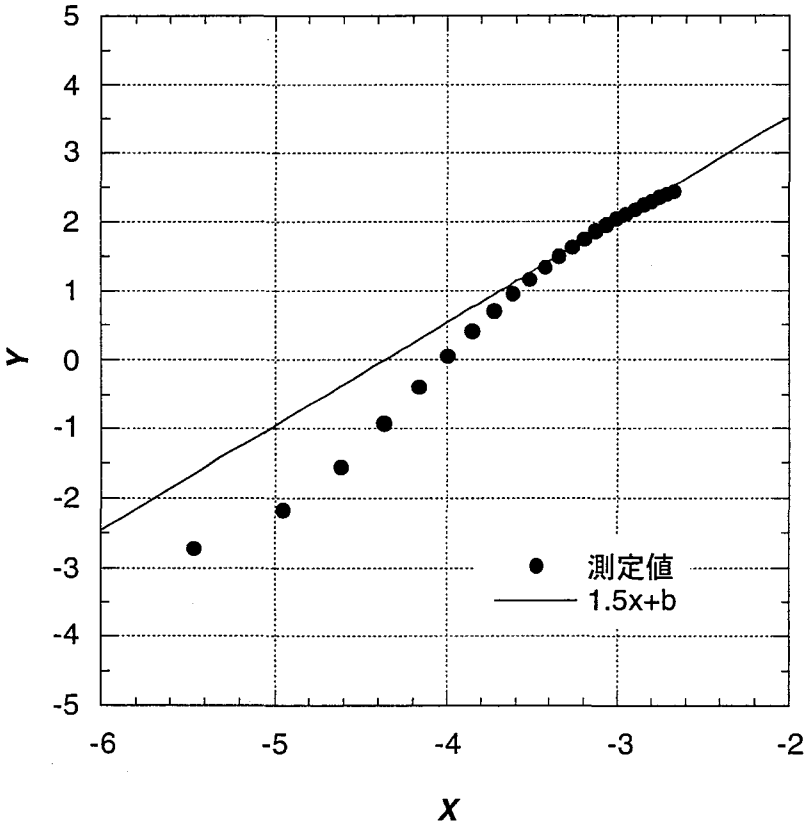


(d)　出力バックオフレベル：2dB

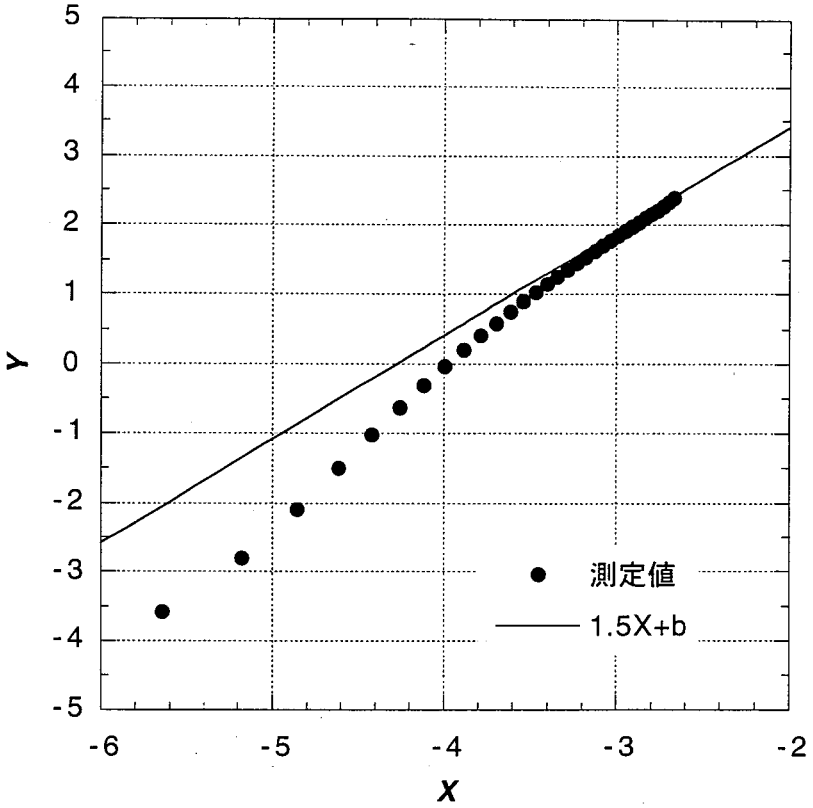
図3-8　CSOの振幅分布



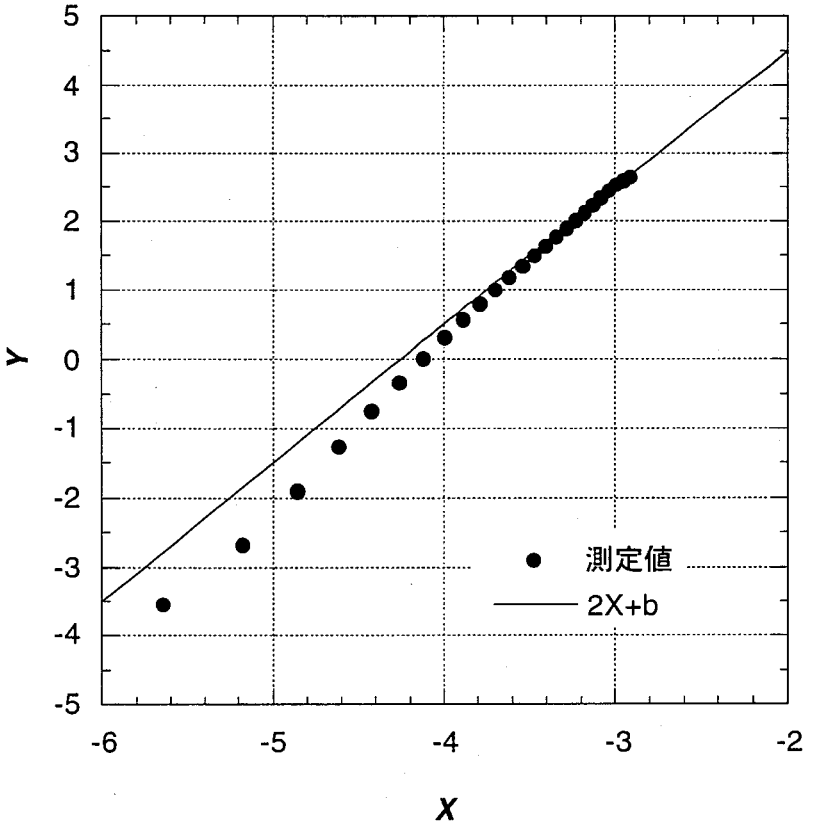
(a)　出力バックオフレベル：16dB



(b)　出力バックオフレベル：12dB



(c)　出力バックオフレベル：6dB



(d)　出力バックオフレベル：2dB

図3-9　CTBの振幅分布

図3-8に示すように、CSOは振幅分布の傾きはほぼ2.3となり、ガウス雑音よりも大きな振幅の出現確率が小さくなる。また、この測定では、振幅分布は出力バックオフレベル、振幅値によらずほぼ一定の特性を示している。

図3-9(a)～(c)に示すように、CTBの場合には傾きが振幅により変化する。出力バックオフレベルが2dB以外の場合には、振幅の大きな領域で傾きが1.5となる。ビット誤り率には、振幅の大きな領域の振る舞いがより強く影響するためこの特性が非常に重要である。一般的にCATV伝送路に挿入されるトランクアンプの出力バックオフレベルは6dB以上に設定されるので、CTBの振幅分布としてはスキューネス1.5のワイブル分布を採用することが妥当であると考えられる。

注目すべき特性としては、図3-9(d)の出力出力バックオフレベルが2dBの場合の振幅分布特性である。CATVシステムでは、通常、このような設定で信号が増幅されることは無いが、この場合、振幅分布がレイリー分布に近づくことが分かる。このようは特性はショット雑音において、発生頻度が大きくなった場合に正規分布になることと同様の理由で、アンプの飽和特性により頻繁に多重信号振幅がクリップされ、このような要因による歪が非常に大きな頻度で発生するからであると考えられる。

3.4 結言

複合相互変調歪の発生メカニズムとレーダーにおけるクラッターの発生の類似性を基に、複合相互変調歪の振幅分布にワイブル分布の適用を検討した。複合相互変調歪振幅の統計的性質が定常であると仮定し、スペクトラムアナライザによる振幅分布の測定方法を提案し、実際のCSO、CTBの振幅分布特性を測定し、ワイブル分布に一致することを明らかにした。

測定結果より、CSOとCTBではワイブル分布のスキューネスが異なっており、CSOでは2.3、CTBでは1.5が適用できることを明らかにした。これより、従来から定性的に指摘されていたことではあるが、複合相互変調歪の統計的性質はガウス分布とは異なることを定量的に実証できた。さらに、CSOはガウス分布よりも大きな振幅の出現確率が小さくなり、CTBは逆に大きくなる。このような特性は、デジタル変調信号のビット誤り率で考えると、CSOによるビット誤り率は熱雑音に対するビット誤り率特性よりも内側に、CTBによるビット誤り率は外側になると考えられる。このようなビット誤り率特性およびワイブル分布によるビット誤り率の理論解析については5章で詳細に述べる。

第4章　光伝送路でのデジタルチャンネルの伝送品質

4.1　緒言

SCM光伝送で発生する歪は主に、電気信号を光信号に変換するレーザで発生する（図4-1）。ところで、SCM光伝送においてAM映像信号を多重して伝送する場合には、通常の非線形とは別にレーザにおけるクリッピングを考慮する必要がある。原理的には伝送する信号の光変調度の和が1を超える場合にクリッピングが発生することになるが、AM映像信号を周波数多重し光伝送する場合、AM映像信号の所要CNRと伝送チャンネル数を確保するため、通常はクリッピングが発生する条件で信号が伝送されている。ただし、クリッピング歪の平均量がレーザにおけるクリッピング以外の非直線性による歪よりも小さくなる範囲に光変調度を設定するため、その影響を無視することができると見なされていた。しかし、2章においてSCM光伝送ではクリッピングにより発生する歪がインパルス雑音に類似の特性を示すことを明らかにした。さらに、その振幅分布特性としてMiddletonのクラスA雑音モデルが適用できることを導出した。

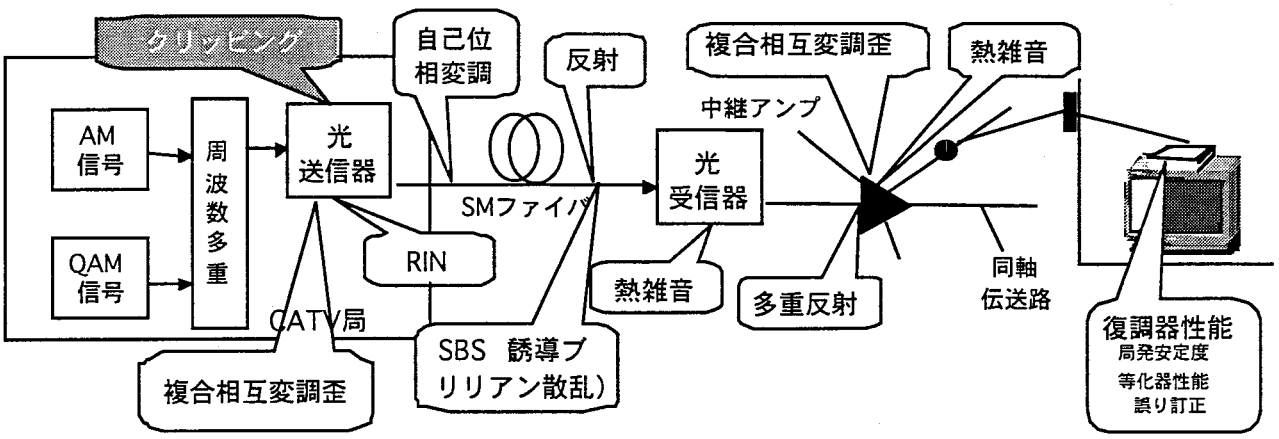


図4-1　CATV伝送路における品質劣化要因

図4-1に示したHFC（Hybrid Fiber Coaxial）を採用したCATVでは信号は周波数多重されるので光ファイバの広帯域性を利用し、現行のAM映像サービスの帯域より高い周波数領域においてデジタル変調信号、具体的には64/256値の直交振幅変調信号（64/256-QAM信号）を伝送することが可能である。このような伝送方式がアナログ・デジタルハイブリッド光伝送（ハイブリッド光伝送）であり、2章で示したクリッピング歪はハイブリッド光伝送で伝送されるM-QAM信号の伝送品質に重大な影響を及ぼすことは容易に推察でき

る。

一般的なインパルス雑音に対するM-QAM信号のビット誤り率は、CNRに対して単調に低下せずフロア特性を示すことが指摘されている[39]。このため、ハイブリッド光伝送におけるクリッピング歪に対するビット誤り率特性についても測定値および理論解析を基に検証する必要がある。そこで、ハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号、QPSK信号のビット誤り率を、同時に伝送するキャリアの光変調度を変えて測定する。さらに、ハイブリッド光伝送において光変調度を極端な過変調に設定した場合のビット誤り率特性も興味のあるところであり、このような条件におけるQSPK信号のビット誤り率の測定を実施し、測定結果を示す。

2章においてクリッピング歪の振幅分布として求めたMiddletonのクラスA雑音モデルにおけるM-QAM信号のビット誤り率の理論式を導出する。SCM光伝送でのM-QAM信号の伝送品質の評価、推定では、理論式中のパラメータとSCM光伝送パラメータとの関係を明確にし、光伝送パラメータによりビット誤り率が推定できるべきである。そこで、MiddletonのクラスA雑音モデルのパラメータのうち、インパルス指数とインパルス雑音電力に相当するクリッピング歪量に関する導出方法については特別に検討する。

先ず、インパルス指数であるが、2章のクリッピング歪の振幅分布関数導出ではインパルス指数をクリッピングの発生密度を関連付けたが、ここでは、SCM光伝送で伝送する多重信号の特性を考慮して、それが信号の光変調度、信号数およびキャリア周波数から導出できることを示す。一方、クリッピング歪量については様々な測定結果が示されているが、クリッピング歪とレーザ等の非線形性により発生する歪を分離することは不可能であり、純粋なクリッピング歪量を求めるためには、理論解析による計算値を用いるべきである。ところで、クリッピング歪量の理論値については、従来から様々な手法が提案されている[26],[51]-[54]。ここでは、クリッピング歪振幅がインパルス性を有することから、従来のスペクトラムアナライザによるクリッピング歪量の測定値には大きな誤差が含まれることを明らかにするとともに、この誤差を考慮した歪量の測定値と理論値とを比較し、歪量の推定として最も適当な理論値を示す。以上の結果を基にハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号のビット誤り率の解析手法を提案する。この解析手法に基づくビット誤り率

の理論値と測定値を比較検討し、提案した解析手法が妥当であることを示す。

ところで、上記の実験による検討では、伝送される信号は無変調キャリア信号により模擬されている。ところが、実際に伝送される信号はAM変調およびQAM変調されており、この場合の多重信号の振幅は無変調キャリアの多重信号よりも小さくなる。結果として、M-QAM信号のビット誤り率の劣化は無変調キャリア信号による評価よりも軽減されるとの指摘がなされている[41],[42]。しかし、多数の独立したAM映像信号を用意した実験は困難であり、実際の変調信号の多重信号に対するM-QAM信号のビット誤り率の理論解析手法が必要である。そこで、変調信号に対するビット誤り率特性を解析手法を提案し、文献[55]における実システムでのビット誤り率特性と比較し、本解析手法の妥当性を検証する。さらに、実システムにおいては、AM映像信号の所要CNR、所要歪量およびM-QAM信号のビット誤り率に基づき、各信号の最適光変調度配分を決定する必要がある。そこで、提案した実システムにおけるビット誤り率の解析手法を基にAM映像信号と64QAM信号の光変調度の設定範囲を明らかにする。

4.2　多値直交振幅変調信号のビット誤り率

4.2.1　ビット誤り率の測定系

(1) 実験系

図4-2の実験系を用いてM-QAM/QPSK信号のビット誤り率を測定した。キャリアの多重信号に1波のM-QAM/QPSK信号を多重し、光伝送している。レーザは1.3μm-DFBレーザを使用し、光減衰器で受光レベルを0dBmに設定した。M-QAM信号は、ビットレート16.0Mbps、ロールオフ率0.5の16QAM信号およびビットレート31.644Mbps、ロールオフ率0.13の64QAM信号である。また、QPSK信号は、搬送波周波数140.25MHz、ビットレート37.8Mbps、ロールオフ率0.3である。さらに、キャリアの多重信号はM-QAM信号のビット誤り率測定時は91.25MHz～445.25MHz（キャリア間隔：6MHz）の60チャンネルのAMキャリア信号、QPSK信号のビット誤り率測定時は512.44MHz～2392.08MHz（キャリア間隔：38.36MHz）の50チャンネルの衛星放送のIF信号の周波数配置を拡張したキャリア信号を用いた。

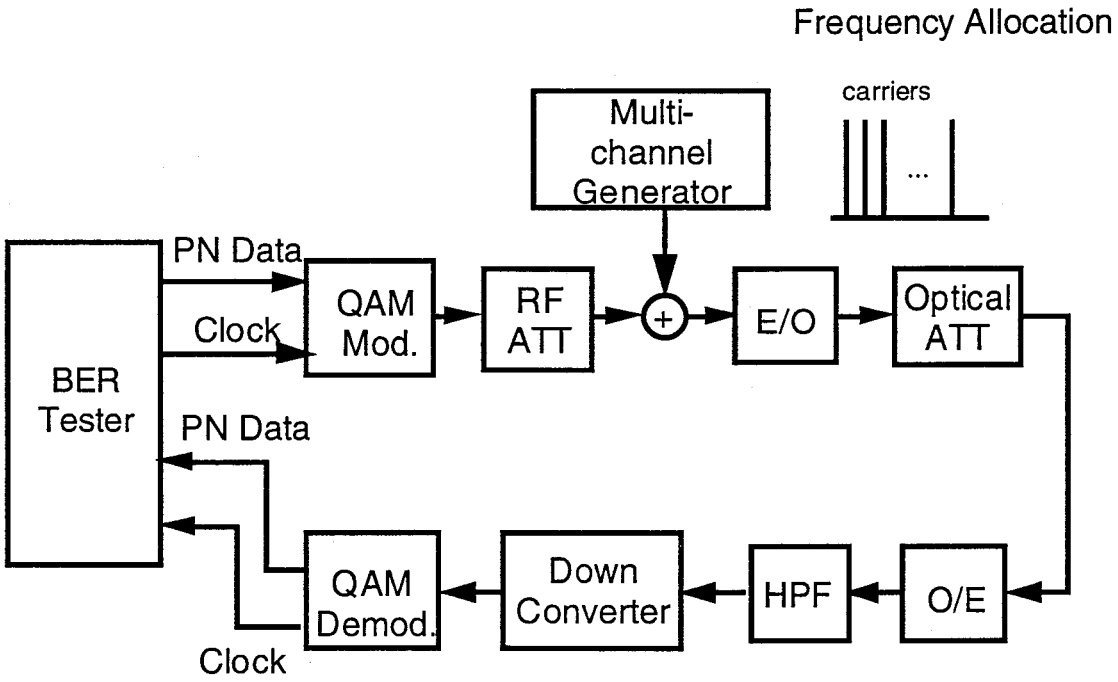


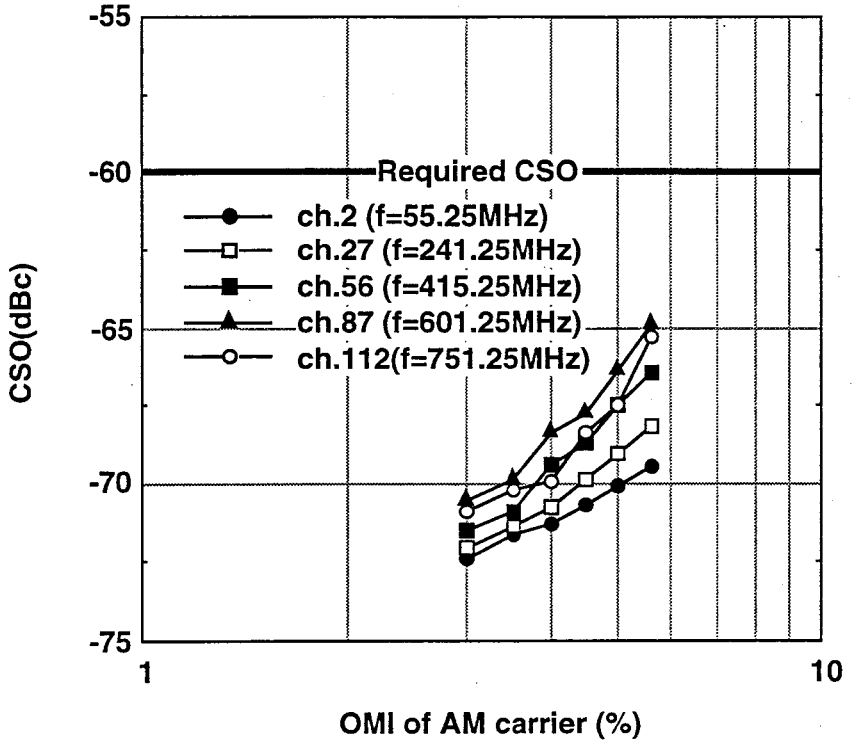
図4-2　実験系　ビット誤り率の測定

(2) 実験系の歪特性

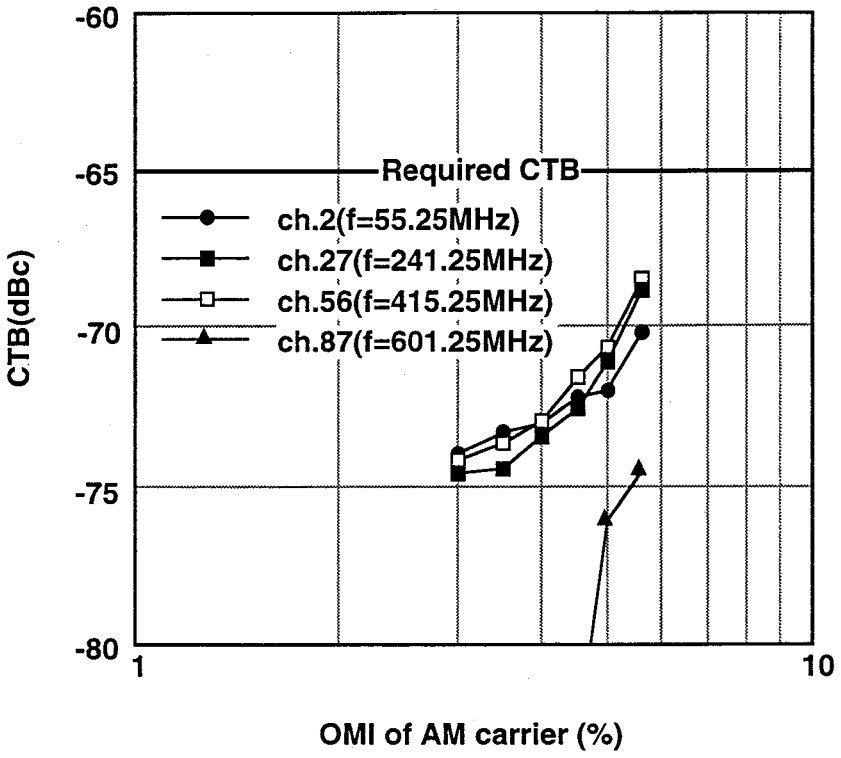
図4-2の実験系において60チャンネルのAMキャリアおよび、50チャンネルのFMキャリ

ア伝送時における、各キャリアの光変調度（OMI：Optical Modulation Index）に対する歪特性(CSO、CTB）を、従来からAM映像信号の伝送評価で用いられているスペクトラムアナライザにおける平均電力で測定した。歪量を測定した周波数は、AM映像信号伝送帯域内のch.2（55.25MHz）、ch.27（241.25MHz）、ch.56（415.25MHz）、M-QAM信号伝送帯域内のch.87（601.24MHz）、ch.112（751.25MHz）である。

60チャンネルのAMキャリアにより発生する歪の測定結果を図4-3に示す。測定したAMキャリアの光変調度において、CSO、CTBともに所要品質を満足している。また、M-QAM信号の伝送帯域における歪は非常に小さくCTBは、搬送波周波数が751.25MHz以上において測定不可能であった。さらに、歪が測定できた場合においても、AM映像信号伝送帯域の歪量と同等か、それ以下であり、歪量はM-QAMチャンネル内の総雑音電力に比べ10dB以下になっている。



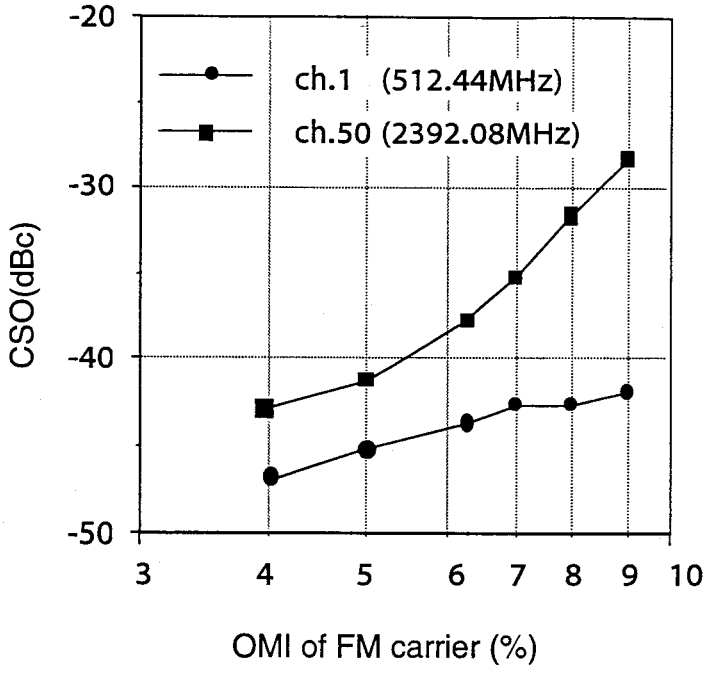
(a)　2次歪特性



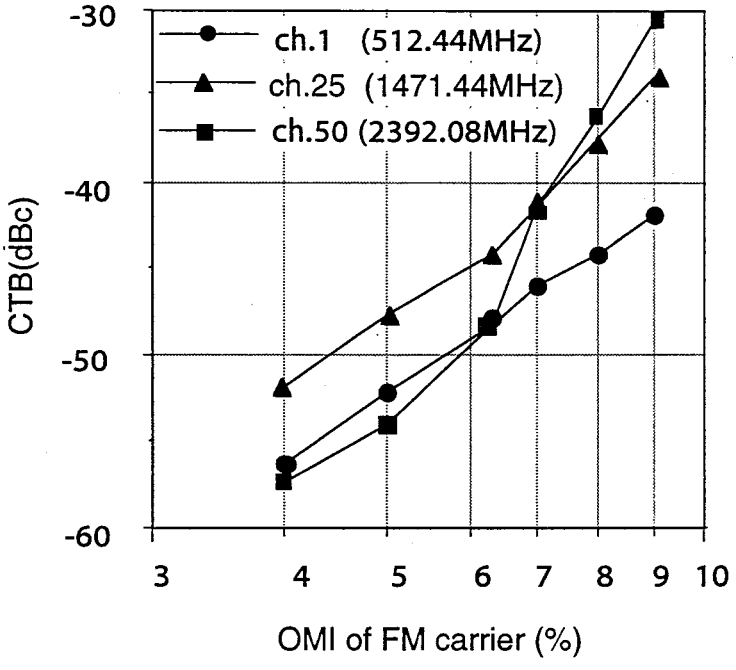
(b) 3次歪特性

図4-3　実験系の歪み特性　AMキャリア

50チャンネルのFMキャリアにより発生する歪の測定結果を図4-4に示す。測定した周波数は、FM信号伝送帯域内のch.1（512.44MHz）、ch.25（1471.44MHz）、ch.50（2392.08MHz）である。SCM光伝送において、FM信号に対する一般的な歪量の要求値は無いが、衛星放送におけるFM信号の所要CNRが14dB程度であることを考えると[56]、キャリア当たりの光変調度として10%以上を設定することも不可能ではない。さらに、このような歪環境下におけるQPSK信号の伝送は、その所要CNRを考えると、容易に所要誤り率を達成できると推察される。



(a)　2次歪特性



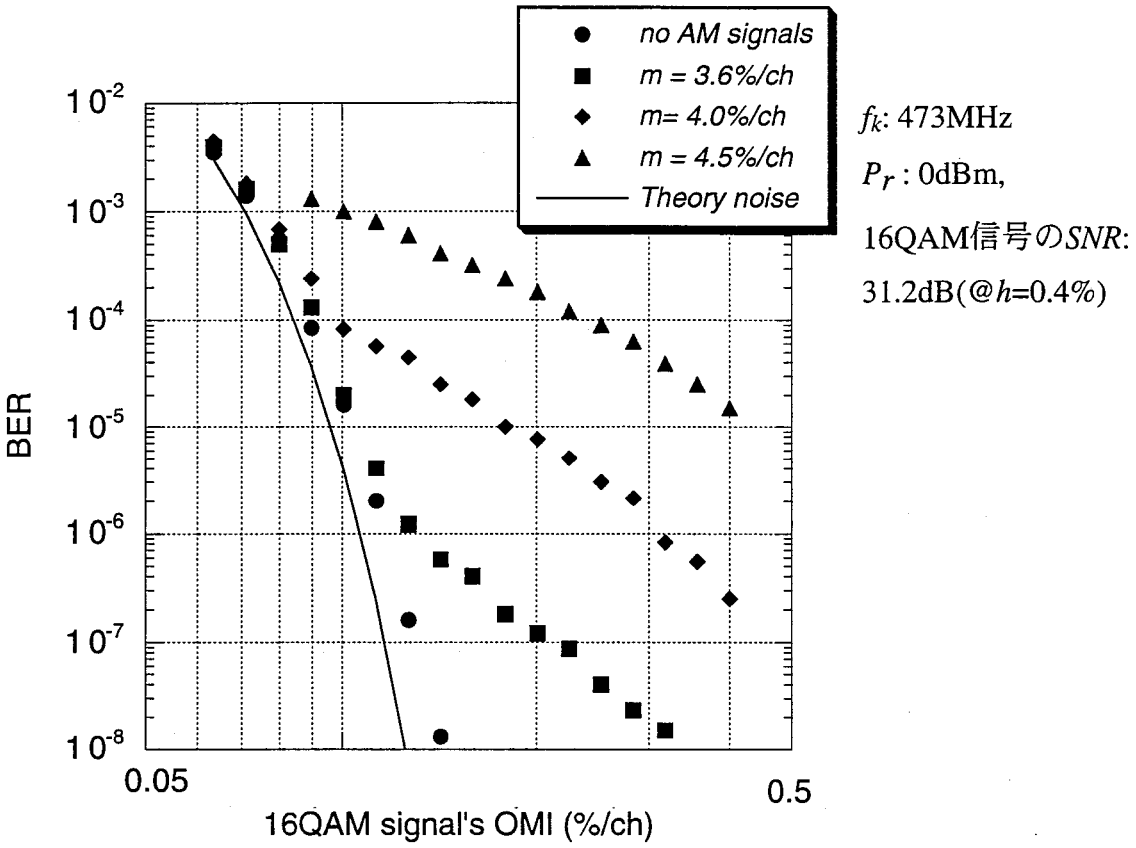
(b) 3次歪特性

図4-4　実験系の歪み特性　FMキャリア

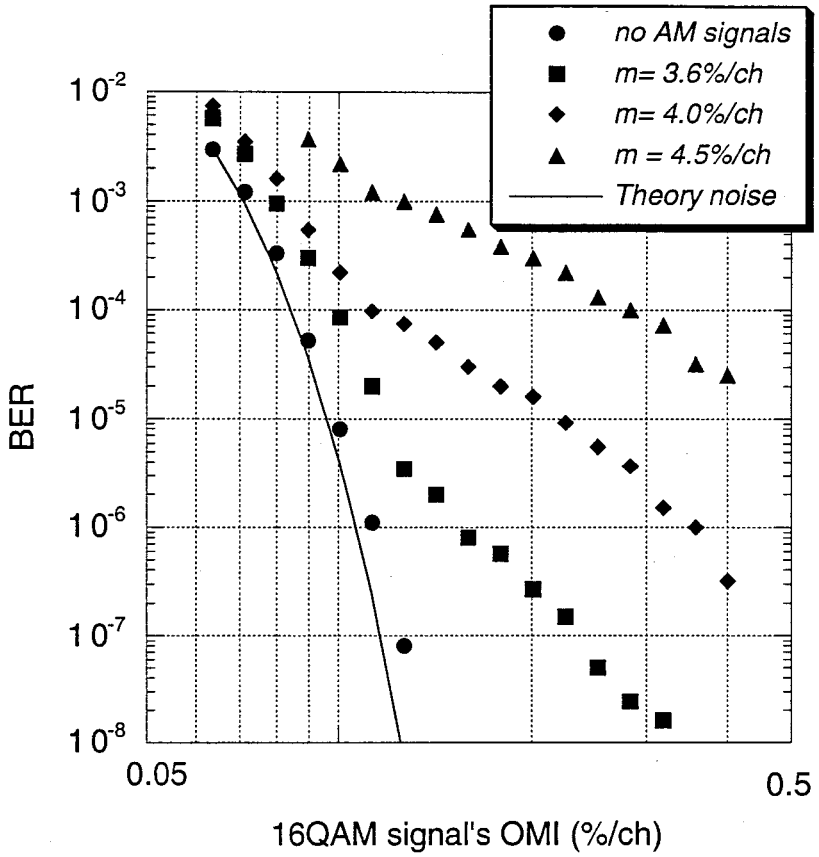
4.2.2　ビット誤り率の測定結果

(1) M-QAM信号のビット誤り率特性

図4-2に示した実験系において、AMキャリアの光変調度（m）を3.6%/ch、4.0%/ch、4.5%/chとした場合の16/64QAM信号のOMI（光変調度：h）および搬送波周波数（f_k）に対するビット誤り率（BER）の測定結果を図4-5、図4-6に示す。



(a)　16QAM信号の搬送波周波数　473MHz



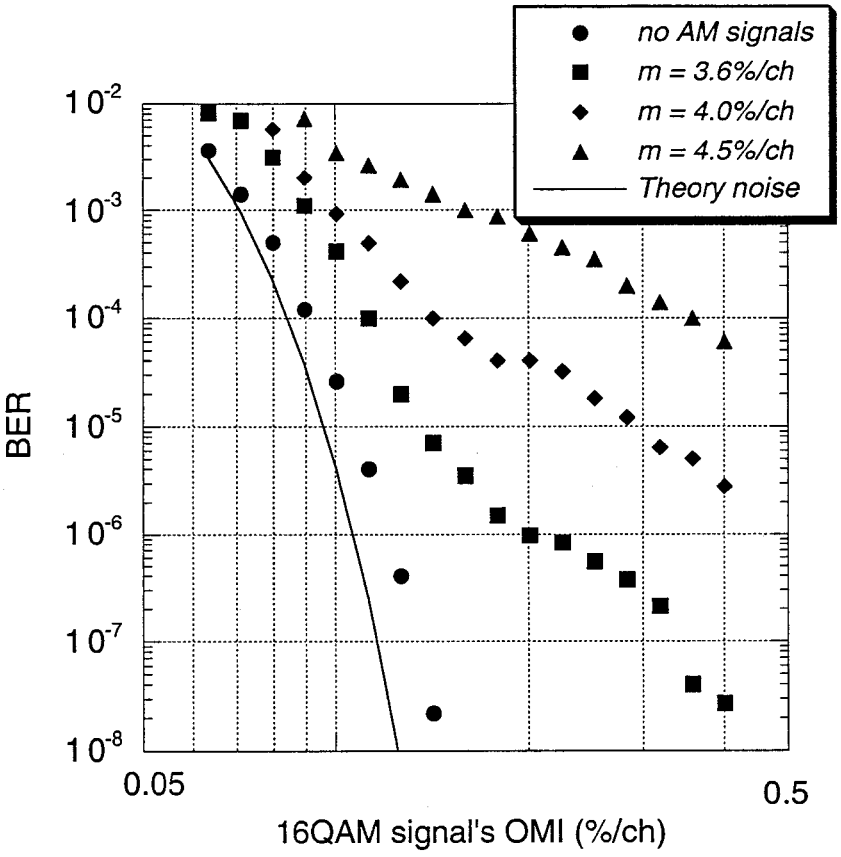
f_k: 599MHz

P_r : 0dBm,

16QAM信号のSNR:

31.1dB(@h = 0.4%)

(b)　16QAM信号の搬送波周波数　599MHz



f_k: 749MHz

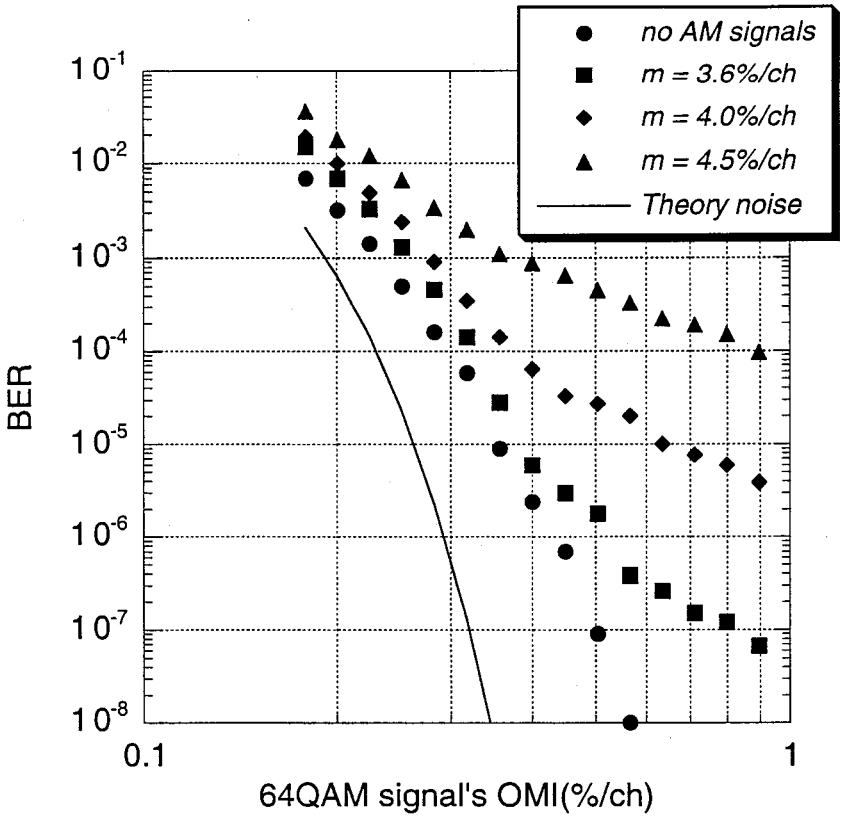
P_r : 0dBm,

16QAM信号のSNR:

31.3dB(@h = 0.4%)

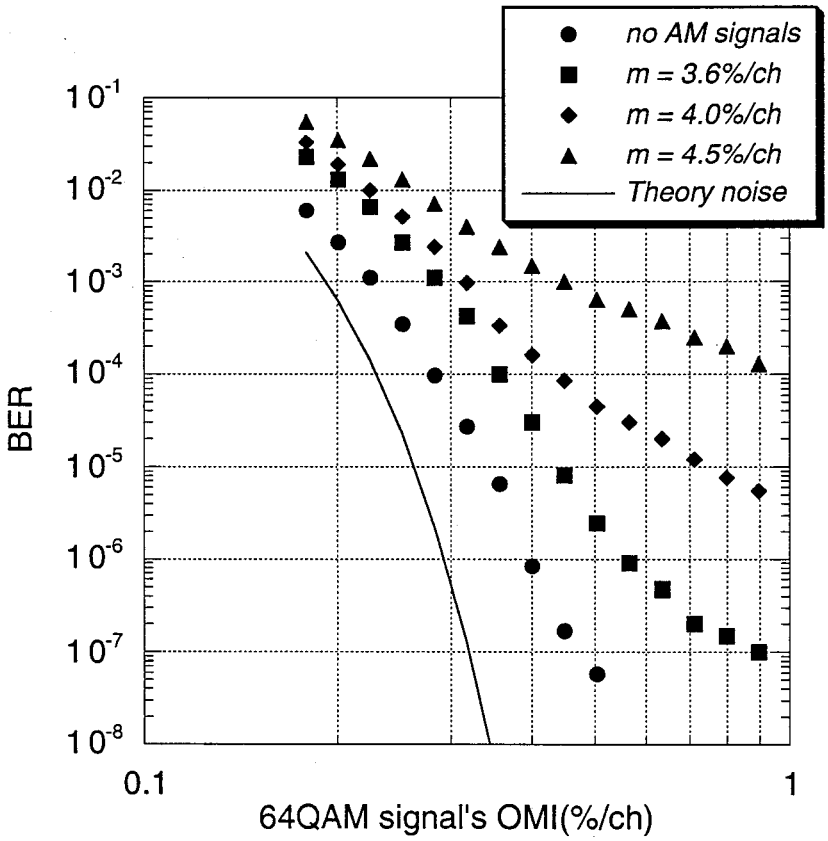
(c)　16QAM信号の搬送波周波数　749MHz

図4-5　SCM光伝送における16QAM信号のビット誤り率特性



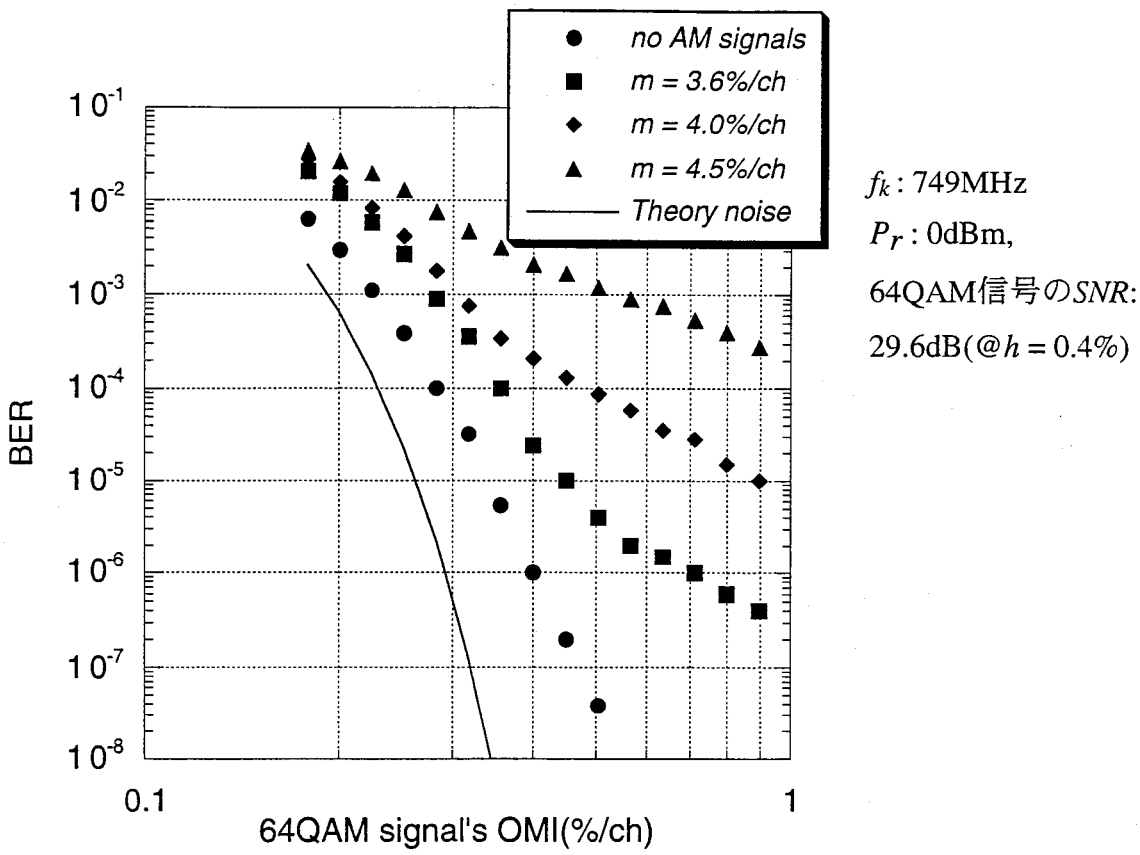
f_k : 473MHz
P_r : 0dBm,
64QAM信号のSNR:
29.7dB(@h = 0.4%)

(a)　64QAM信号の搬送波周波数　473MHz



f_k : 599MHz
P_r : 0dBm,
64QAM信号のSNR:
29.7dB(@h = 0.4%)

(b)　64QAM信号の搬送波周波数　599MHz



(c)　64QAM信号の搬送波周波数　749MHz

図4-6　SCM光伝送における64QAM信号のビット誤り率（BER）特性

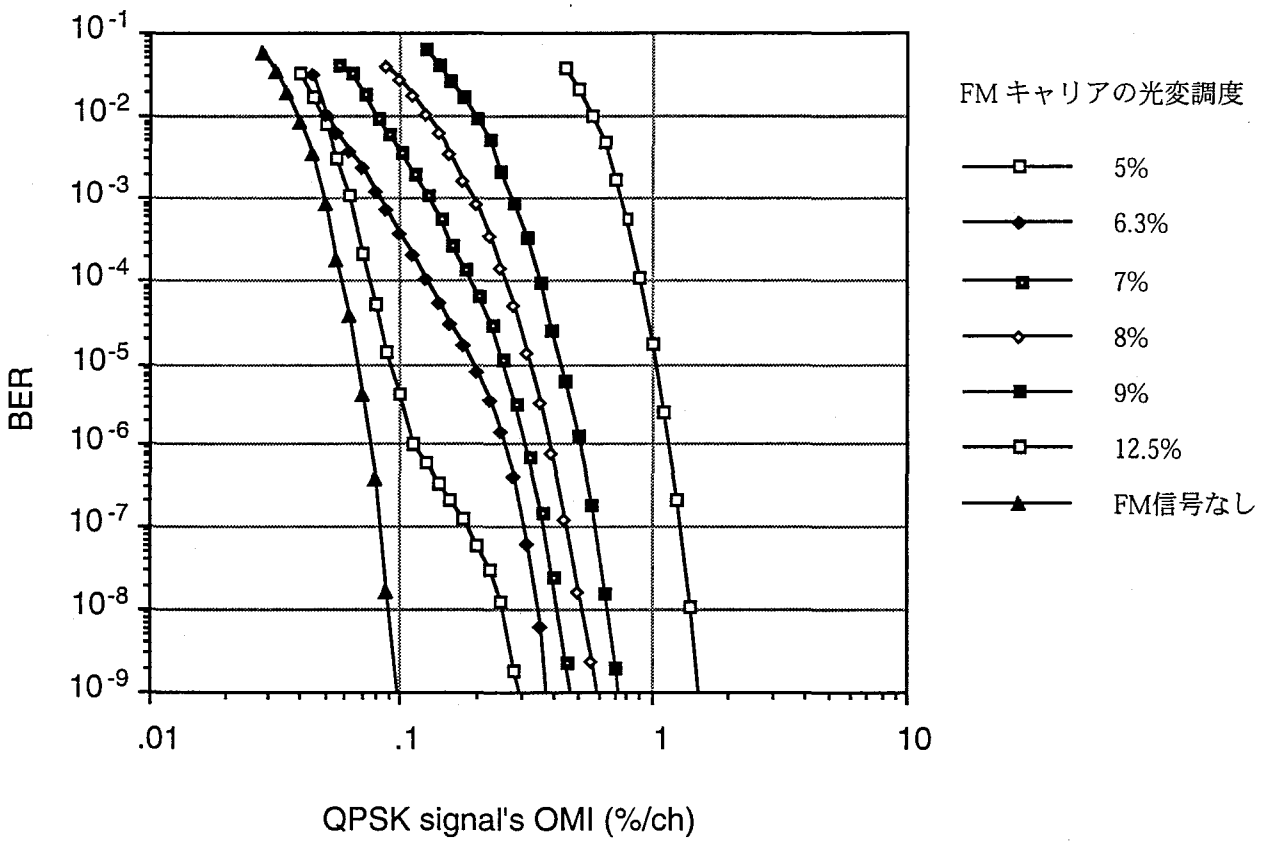
図4-3示したように、SCM光伝送でのM-QAM信号チャンネル内における平均歪量は、AMキャリアの光変調度が5%以下において65dB以下となっており、チャンネル内の雑音電力よりも10dB以下に抑えられている。それにも拘わらず、図4-5、4-6において16、64QAM信号とも光変調度を大きくしてもビット誤り率が改善されないフロア的な特性を示し、さらに、AMキャリアの光変調度に伴いビット誤り率が劣化している。また、ビット誤り率のフロア特性はM-QAM信号チャンネルに関係無く、全ての測定周波数で見られ、その特性もほぼ同等である。これらのビット誤り率特性は、2章においてスペクトラムアナライザにより確認したクリッピング歪の発生の特性と一致している。なお、64QAM信号のビット誤り率特性において、熱雑音に対するビット誤り率の測定値と理論値に大きな乖離が見られるが、これは、実験に用いた復調器の固定劣化によるものである。

(2)QPSK信号のビット誤り率特性

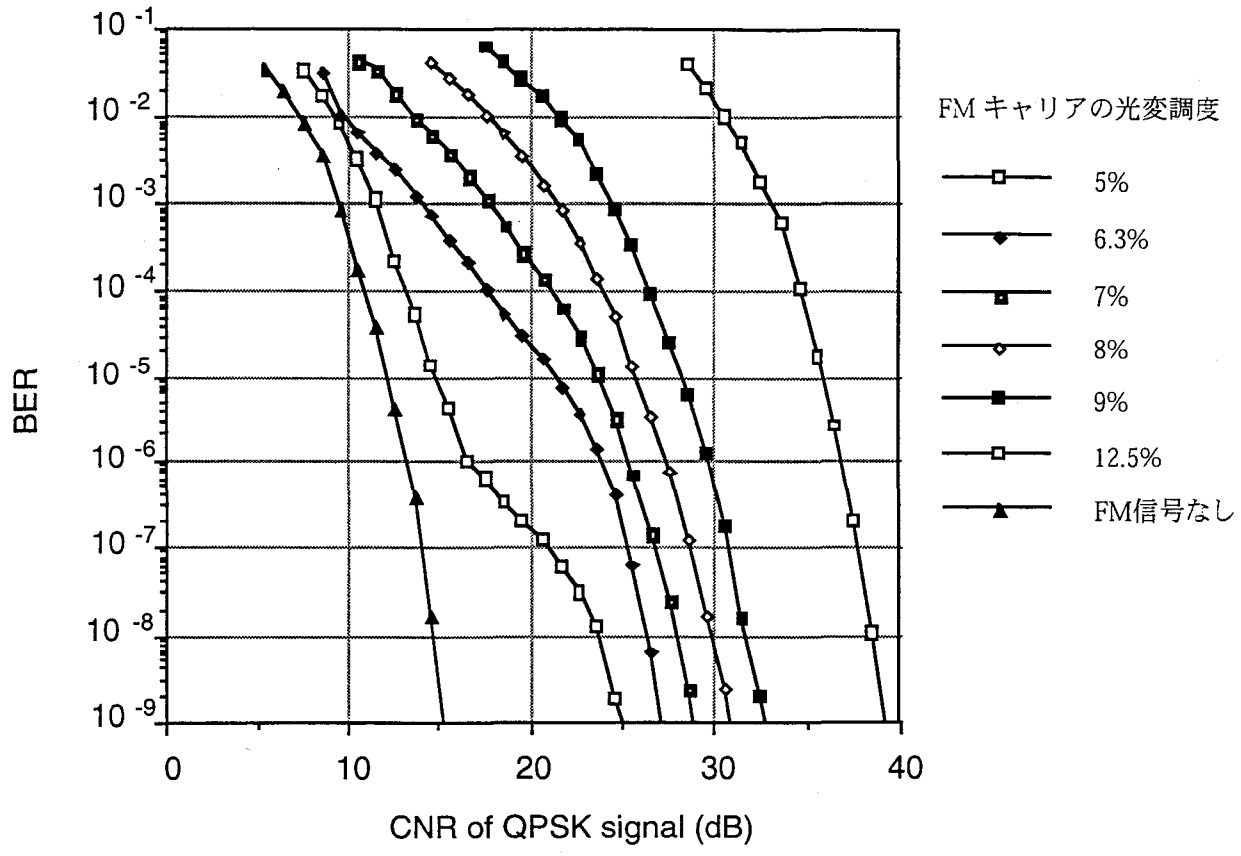
受光電力0dBmにおいて、FMキャリアの光変調度を変えたときのQSPK信号のビット誤り率特性を図4-7に示す。測定において、FMキャリアの光変調度を表4-1に示すように設定した。なお、図4-7(a)に横軸をQPSK信号の光変調度にした特性を、図4-7(b)では光変調度をQPSK信号のCNRに換算した特性をそれぞれ示す。

表4-1　測定時のFMキャリアの光変調度

FMキャリアの光変調度(%)	5.0	6.3	7.0	8.0	9.0	12.5
総合実効光変調度	0.25	0.315	0.35	0.40	0.45	0.625



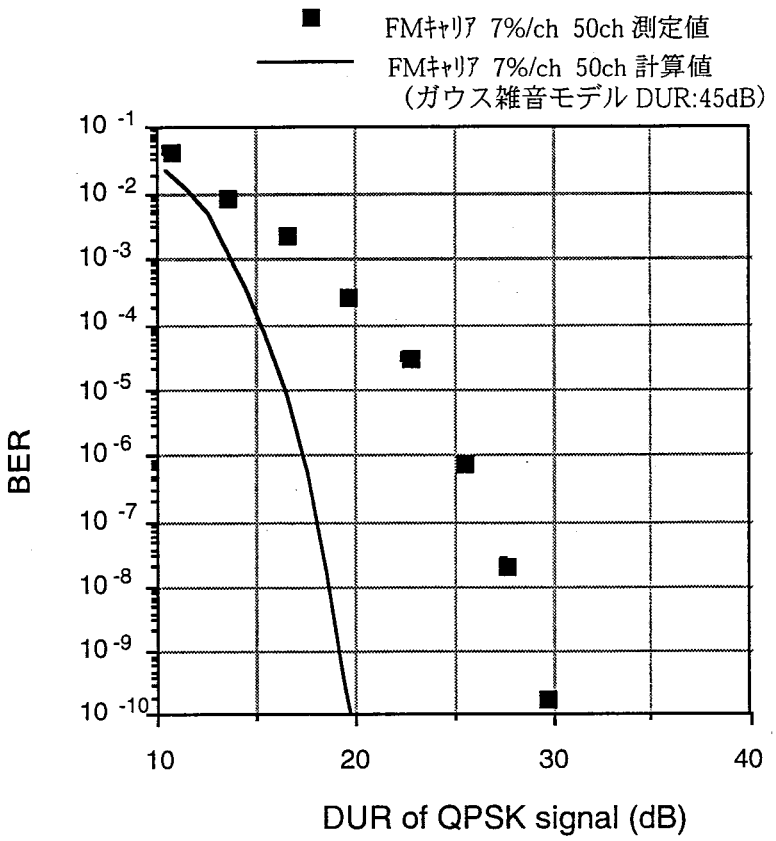
(a)　光変調度に対するQPSK信号のビット誤り率特性



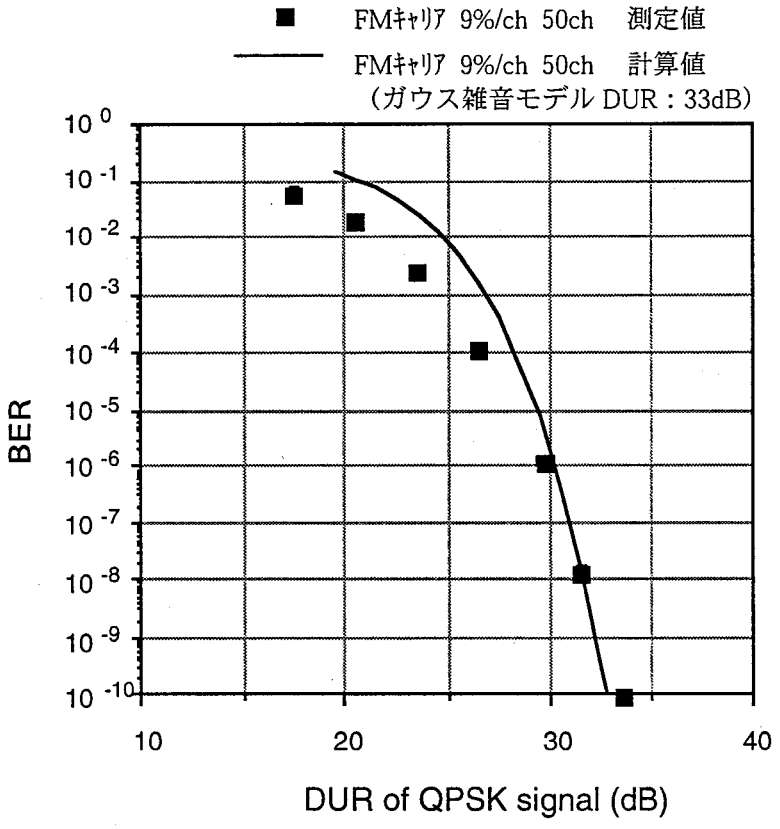
(b)　CNRに対するQPSK信号のビット誤り率特性

図4-7　FM信号キャリアとQPSK信号のSCM光伝送時のビット誤り率（BER）特性

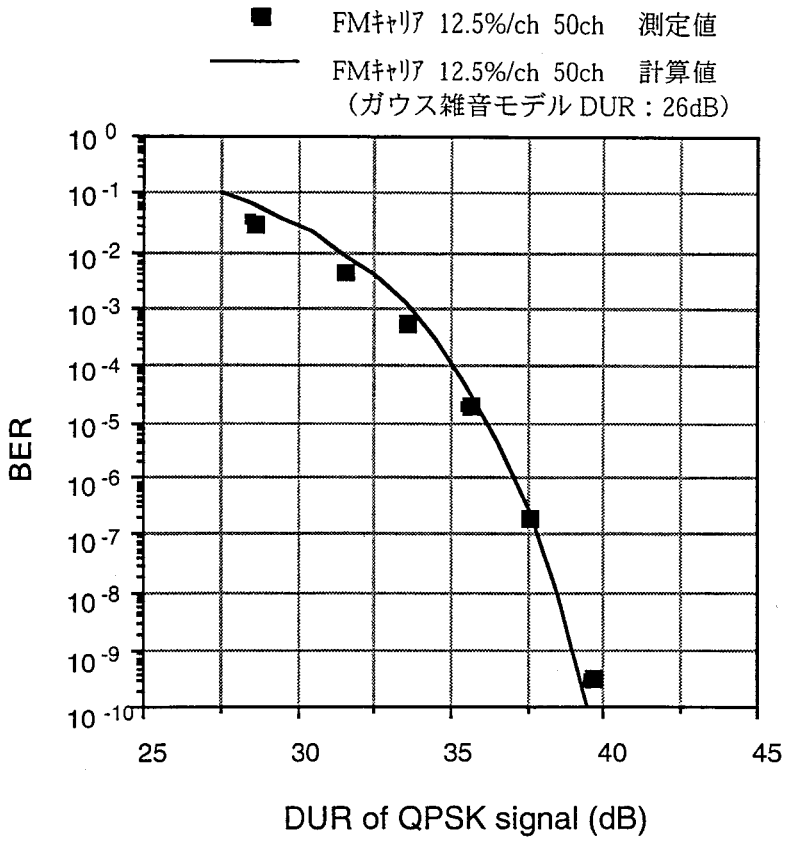
多重するFMキャリアの光変調度が5.0%/ch.、6.3%/ch.場合には、QPSK信号のビット誤り率は光変調度（CNR）に対しフロア特性を示す。しかし、FMキャリアの光変調度を上げた場合には、ビット誤り率のフロア特性は認められず、熱雑音に対する特性と同様の傾向を示す。また、FMキャリアの光変調度が大きくなるにつれ、ビット誤り率のカーブが右側に移行する。これは、QPSK信号チャンネル内の歪が雑音レベルよりも大きく、QPSK信号の光変調度が一定の大きさに達するまでは歪とQPSK信号の電力比が復調を可能とするレベルに達しないためである。FMキャリアの光変調度を非常に大きくした場合には、クリッピングの発生確率が極端に大きくなる。今回の実験で明らかなように光変調度が大きな領域では、歪の統計的性質はインパルス性が失われ、ガウス雑音に似た性質に近づいてくると考えられる。上記の仮定を検証するため、QPSK信号の伝送帯域内の歪の振幅分布が正規分布すると仮定し、帯域内の歪量とQPSK信号電力の比（DUR）より、ビット誤り率を計算した。図4-8に計算結果と測定結果を示す。



(a)　FMキャリア光変調度　7%、総合実効光変調度　0.35



(b)　FMキャリア光変調度　9%、総合実効光変調度　0.45



(c) FMキャリア光変調度 12.5%、総合実効光変調度 0.625

図4-8 ガウス分布モデルによるビット誤り率（BER）の計算値と測定値

図4-8(a)に示すようにFMキャリアの光変調度が7.0%の場合には、ガウス雑音を想定したビット誤り率の理論値に対し測定値は大きく外側に外れており、インパルス雑音的な特性を有する歪の影響が伺える。しかし、ビット誤り率特性は変調度が大きくなるにつれて、ガウス雑音モデルに近づいており、FMキャリアの光変調度が12.5%のとき、歪の振幅分布モデルは完全にガウス分布であると言える。この様な傾向は、インパルス雑音においてインパルス指数が極端に大きな場合に、その特性がガウス雑音に近づくと言う指摘[36],[37]に一致するものである。

4.3 ビット誤り率解析方法の提案

4.3.1 ビット誤り率解析方法

(1) ビット誤り率

ハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号のビット誤り率を式(2.43)に示した確率密度関数より導出する。M-QAM信号のI軸またはQ軸においてシンボル誤りが発生する確率（P_e）を式(4.1)に示す。

$$P_e = (1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) P_d \tag{4.1}$$

ここで、P_dはガウス雑音（n_G）とクリッピング歪（n_I）がしきい値（d）を超える確率であり、次式で与えられる。

$$P_d = P_r(n_G + n_I > d) \tag{4.2}$$

さらに、式(4.2)におけるしきい値（d）は次式で与えられる。

$$d = \sqrt{\frac{3T_s}{M-1} P_{ave}} \tag{4.3}$$

ただし、P_{ave}は平均受信電力である。以上の関係よりM-QAM信号のI軸またはQ軸において誤りが発生する確率（P_e）として次式を得る。

$$P_e = 2(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) \int_d^{\infty} f(x)\, dx$$

$$= (1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{2}{\sqrt{2\pi N \sigma_j^2}} \int_d^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2N\sigma_j^2}\right) dx$$

$$= (1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \mathrm{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{N\sigma_j^2}}\right)$$

$$= (1 - \frac{1}{M}) e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{3}{M^2-1} \frac{P_{ave} T_s}{2N}} \frac{1}{\sigma_j}\right)$$

$$= (1 - \frac{1}{M})\, e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\,DUR}{2\left(M^2 - 1\right)}}\ \frac{1}{\sigma_j} \right) \tag{4.4}$$

さらに、、M-QAM信号のシンボル誤り率（P_s）はI、Q軸いずれかで誤る場合を考慮すればよいので

$$P_s = 2\,P_e \tag{4.5}$$

一方、M-QAM信号のビットマッピングに一般的なグレイ符号を使用した場合のビット誤り率（P_b）は以下のようになる。

$$P_b = \frac{P_s}{\log_2\left[\sqrt{M}\right]} \tag{4.6}$$

したがって、最終的にM-QAM信号のビット誤り率（P_b）として式（4.7）を得る。

$$P_b = \frac{2}{\log_2\left(\sqrt{M}\right)} (1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!}\ \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\,DUR}{2(M\text{-}1)}}\ \frac{1}{\sigma_j} \right) \tag{4.7}$$

なお、ハイブリッド光伝送においては、インパルス指数が小さく、式（4.7）の高次の項については無視することができる。ビット誤り率の計算には、最初の4項程度を考慮するだけで十分である。

(2) SCM光伝送における各パラメータの導出

式(4.7)において、Aはインパルス指数である。SCM光伝送におけるインパルス指数はクリッピングの発生と関連しており、これは伝送する信号の光変調度から求めることが可能である。なお、導出の詳細は4.3.2で述べる。　DURはM-QAM信号の平均電力とチャンネル内のガウス雑音とクリッピング歪の平均電力和の比、σ_j^2は以下の式で与えられる。

$$\sigma_j^2 = \frac{j/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'} \tag{4.8}$$

$$\Gamma' = \frac{CNLD}{CNR_{AM}} \tag{4.9}$$

式(4. 9)において　CNR_{AM}はAMキャリア電力とチャンネル内の熱雑音電力の比であり、$CNLD$はAMキャリア電力とチャンネル内のクリッピング歪平均電力の比である。SCM光伝送では、CNR_{AM}は(4. 10)で与えれる[57]。

$$CNR_{AM} = 10\log\left(\frac{(m\,\eta'\,P_r)^2}{2[\,2\,e\,P_r + I_n^2 + (\eta'\,P_r)^2\,RIN\,]\,B}\right) \tag{4. 10}$$

ここで、eは電子電荷（1.602e-19C)、P_rは平均受光電力、mはAMキャリアの光変調度、η'は受光素子の変換効率、RINはレーザの相対強度雑音密度、Bは等価雑音帯域、I_nは受光器の等価雑音電流密度であり、それぞれの値は真数である。なお、$CNLD$については、様々な理論式が提案されており、いずれの理論式を用いるべきであるかについては4. 3. 3で検討を加える。

4.3.2 インパルス指数

SCM光伝送におけるインパルス指数は、2章で示したように周波数多重信号（$\boldsymbol{x}[t]$）とレーザのしきい値との交差密度とクリッピング歪の持続時間（$1/\alpha = T_s$ ：M-QAM信号のシンボル時間）の積で定義される。周波数多重信号の振幅値がレーザのしきい値との交差密度（ν）は式(4.11)で与えられる[58]。

$$\nu = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{-R''(0)}{R(0)}}\exp\left[\frac{-1}{2R(0)}\right] \tag{4.11}$$

一方、ハイブリッド光伝送の多重信号（$\boldsymbol{x}[t]$）は、

$$\boldsymbol{x}[t] = \sum_{i=1}^{N_A} \boldsymbol{m}_i[t]\cos\left[\omega_i t + \varphi_i + \Theta_i\right] + \sum_{k=1}^{N_Q} \boldsymbol{h}_k[t]\cos\left[\psi_k t + \phi_k + \Phi_k\right] \tag{4.12}$$

ここで、$\boldsymbol{m}_i[t]$はAM映像信号の光変調度、$\boldsymbol{h}_k[t]$はM-QAM信号の光変調度、N_AはAM映像信号数、N_QはM-QAM映像信号数、ω_i、ψ_kは、AMキャリアおよびM-QAMキャリアの角速度、φ_i、ϕ_kはAMキャリアおよびM-QAMキャリアの初期位相で互いにランダムである。Θ_i、Φ_kはAM映像信号およびM-QAM信号の変調時の位相変動および各キャリアの発振器の周波数安定度で与えられる周波数の変動によるキャリア位相変動であり、平均値0で$-\pi$からπで一様分布する確率変数である。

$\boldsymbol{x}[t]$の自己相関（$R_{\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}}[t]$）は、

$$R_{xx}[\tau] = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A} R_{m_i m_i}[\tau]\cos\left[\omega_i \tau\right] + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q} R_{h_k h_k}[\tau]\cos\left[\psi_k \tau\right] \tag{4.13}$$

したがって、t=0の場合に、

$$R[0] = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A} R_{m_i m_i}[0] + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q} R_{h_k h_k}[0] = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A} \overline{m_i}^2 + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q} \overline{h_i}^2 \tag{4.14}$$

ここで$\overline{m_i}$、$\overline{h_i}$は各光変調度の平均値である。一方、$\boldsymbol{x}'[t]$は存在し、以下のようになる。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{x}'[t] = &\sum_{i=1}^{N_A} \boldsymbol{m}_i'[t]\cos\left[\omega_i t + \varphi_i + \Theta_i\right] - \omega_i \boldsymbol{m}_i[t]\sin\left[\omega_i t + \varphi_i + \Phi_i\right] \\ &+ \sum_{k=1}^{N_Q} \boldsymbol{h}_k'[t]\cos\left[\psi_k t + \phi_k + \Theta_k\right] - \omega_k \boldsymbol{h}_k[t]\sin\left[\psi_k t + \phi_k + \Phi_k\right]\end{aligned} \tag{4.15}$$

$\boldsymbol{x}'[t]$の自己相関（$R_{\boldsymbol{x}'\boldsymbol{x}'}[t]$）は、

$$R_{x'x'}[\tau]=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A}R_{m'_im'_i}[\tau]\cos\left[\omega_i\tau\right]+\omega_i^2R_{m_im_i}[\tau]\cos\left[\omega_i\tau\right]+2\,\omega_iR_{m'_im_i}[\tau]\sin\left[\omega_i\tau\right]$$
$$+\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q}R_{h'_kh'_k}[\tau]\cos\left[\psi_k\tau\right]+\psi_k^2R_{h_kh_k}[\tau]\cos\left[\psi_k\tau\right]+2\,\psi_kR_{h'_kh_k}[\tau]\sin\left[\psi_k\tau\right] \tag{4.16}$$

τ=0の場合は、

$$R_{x'x'}[0]=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A}R_{m'_im'_i}[0]+\omega_i^2R_{m_im_i}[0]+\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q}R_{h'_kh'_k}[0]+\psi_k^2R_{h_kh_k}[0]$$
$$=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A}\overline{m'_i}^2+\omega_i^2\overline{m_i}^2+\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q}\overline{h'_k}^2+\omega_k^2\overline{h_i}^2 \tag{4.17}$$

となる。ここで、$\overline{m'_i}^2$、$\overline{h'_k}^2$は各信号の光変調度の時間微分値の自乗平均である。$\overline{m'_i}^2$および$\overline{h'_k}^2$は、$\omega_i^2\overline{m_i}^2$および$\psi_k^2\overline{h_k}^2$に比べて十分に小さいので、

$$R''[0]=-R_{x'x'}[0]\approx-\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N_A}\omega_i^2\overline{m_i}^2-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N_Q}\psi_k^2\overline{h_k}^2 \tag{4.18}$$

となる。さらに、(4. 11)、(4. 14)、(4. 18)およびω_i=2πf_i、ψ_k=2πf_kより、クリッピングの発生密度として(4. 19)を得る。

$$\nu\approx\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_A}f_i^2\overline{m_i}^2+\sum_{k=1}^{N_Q}f_k^2\overline{h_k}^2}{\sum_{i=1}^{N_A}\overline{m_i}^2+\sum_{k=1}^{N_Q}\overline{h_i}^2}}\exp\left[\frac{-1}{\sum_{i=1}^{N_A}\overline{m_i}^2+\sum_{k=1}^{N_Q}\overline{h_i}^2}\right] \tag{4.19}$$

ここで、f_i、f_kはAMキャリアおよびM-QAMキャリア周波数である。2章に示したようにインパルス指数（A）はνとM-QAM信号のシンボル時間(T_s)の積であり、

$$A=\nu T_s\approx\frac{\sum_{i=1}^{N_A}f_i^2\overline{m_i}^2+\sum_{k=1}^{N_Q}f_k^2\overline{h_k}^2}{\sum_{i=1}^{N_A}\overline{m_i}^2+\sum_{k=1}^{N_Q}\overline{h_i}^2}T_s\exp\left[\frac{-1}{\sum_{i=1}^{N_A}\overline{m_i}^2+\sum_{k=1}^{N_Q}\overline{h_i}^2}\right] \tag{4.20}$$

となる。今回の実験のように、無変調キャリア信号の多重信号の場合、それぞれの信号でキャリアレベルは全て同等であるとすれば、各光変調度を$\overline{m_i}=m$、$\overline{h_k}=h$とすると、

$$A=\sqrt{\frac{m^2\sum_{i=1}^{N_A}f_i^2+h^2\sum_{k=1}^{N_Q}f_k^2}{m^2N_A+h^2N_Q}}\,T_s\exp\left[\frac{-1}{m^2N_A+h^2N_Q}\right] \tag{4.21}$$

となる。

4.3.3 クリッピング歪量の推定

クリッピング歪量の理論値については、従来より様々な議論が重ねられてきている[26], [51]-[54]。AM映像信号チャンネル内の総歪量を求めるSalehの式が最初に提案された[26]。

$$CNLD = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\ \mu^{-3}\, e^{1/2\mu^2} \tag{4.22}$$

ここで、μは多重信号の総合実効光変調度である。さらに、DarcieがSalehの式を基に、(4.23)を提案した[52]。

$$CNLD = \sqrt{2\pi}\ \mu^{-3}\,(1+6\mu^2)e^{1/2\mu^2} \tag{4.23}$$

しかし、上記の理論値とCATV用SCM光伝送装置における歪（CSO、CTB）の測定結果には乖離が見られる。これに対して、[53]の解析手法では理論値として式(4.24)が提示されており、CSO、CTBをそれぞれ求めることができる。

$$CNLD_{\nu}^{(k)}dl=(4n)^{k-1}\pi(\chi^{(k)}k!)^{2}\cdot\frac{\exp\left(1/\mu^2\right)}{H_{k-1}^{2}\left(1/\sqrt{2}\mu\right)D_{\nu}^{(k)}} \tag{4.24}$$

ここで、$H_k(\bullet)$はエルミート関数、$D_{\nu}^{(k)}$は搬送波周波数（ν）のM-QAM信号帯域内のk次の複合相互変調歪を構成するトーン数である。

文献[53]では、理論値と測定結果は非常によく一致することが示されているが、この文献の後に発表された同筆者らによる文献[54]では文献[53]の解析方法についての問題点が指摘されている。このように歪量の理論的な解析方法は古くから議論されているテーマであるが、明確な結論には至っていない。

ところで、これら理論値と比較されている歪量はスペクトラムアナライザの平均値を用いている。しかし、スペクトラムアナライザによる電力測定では、信号の振幅が確率的に変動する場合には正確な値を得ることが不可能となり、電力の真値を求めるためには適当な補正が必要となる[59]。例えば、信号振幅が確率的に変動する最も代表的な例は雑音であるが、スペクトラムアナライザではガウス雑音振幅に対する適当な補正を施した雑音測定のモードを有している。しかし、信号振幅がインパルス雑音的な分布をする場合におけ

るスペクトラムアナライザの表示電力から真値への補正に関しては従来からほとんど議論されていないため、インパルス雑音的な振幅分布を有する信号電力測定時の適当な補正量および補正を施した電力と理論値との比較検討が必要不可欠である。そこで、本項では、クリッピング歪電力の理論値とスペクトラムアナライザにおける電力表示値の比較を行い、測定値に対する補正量を明らかにするとともに、最も適当な歪量の理論値を明らかにする。

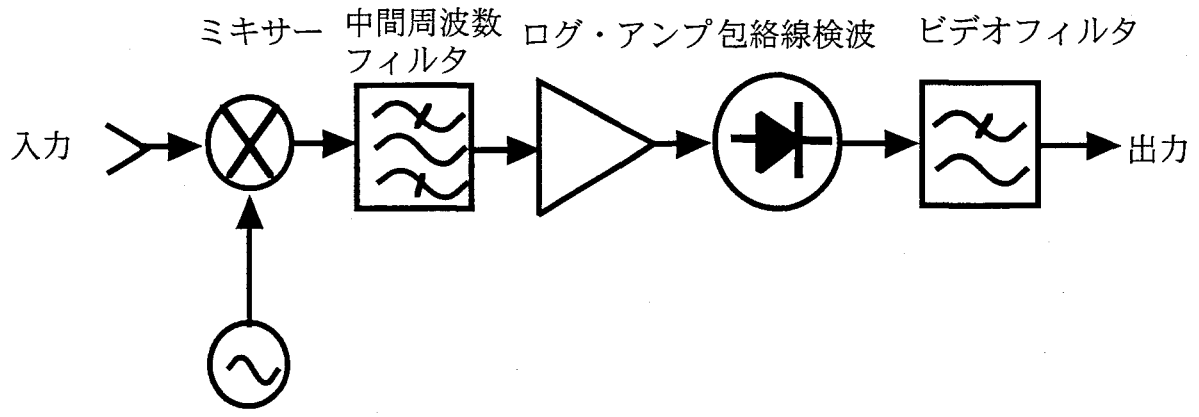


図4-9　スペクトラムアナライザの信号処理系

さて、スペクトラムアナライザは図4-9に示すように、入力信号をログアンプで増幅し、包絡線検波したのち平均化してレベルをCRT上に表示する[59]。ここで、ログアンプの出力の検波電圧（V）は入力信号電圧をvとすると

$$V' = \ln(v) \tag{4.25}$$

となる。したがって、ログアンプの出力の包絡線検波信号の平均電圧V_{ND}は、信号の振幅分布関数を$f(\bullet)$とすれば、次式で表される。

$$V_{ND} = \int_0^{\infty} V' \cdot f(V')\, dV' \tag{4.26}$$

式(2.43)のクリッピング歪振幅の確率密度関数における歪のrms値を正規化し、式(4.26)に代入すると、V_{ND}は、

$$V_{ND} = \int_0^{\infty} \ln(v) \left(e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{v}{\sigma_j^2} \exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma_j^2} \right) \right) dv$$

$$= \frac{e^{-A}}{2}\sum_{j=0}^{\infty}\frac{A^j}{j!}\left\{-\gamma + \ln\left(2\,\sigma_j^2\right)\right\} \tag{4.27}$$

となる。ここで、γはオイラーガンマ定数である[17]。一方、rms値が1の正弦波の包絡線は$\sqrt{2}$であるので、ログアンプ出力における検波信号の平均電圧（V_{SD}）は、

$$V_{SD} = \ln\sqrt{2} \tag{4.28}$$

となる。スペクトラムアナライザは、正弦波電力を正確に測定するように校正されているため、V_{SD}とV_{ND}の差を取ればスペクトラムアナライザでの測定補正量(ε)が求められる。

$$\varepsilon = 20\log(e)\left(V_{SD} - V_{ND}\right) \approx 8.68\left[\ln\sqrt{2} - \frac{e^{-A}}{2}\sum_{j=0}^{\infty}\frac{A^j}{j!}\left\{-\gamma + \ln\left(2\,\sigma_j^2\right)\right\}\right] \tag{4.29}$$

上記の結果を用いて、インパルス指数（A）を0.1、0.01、0.001とし、Γ'と表示値に対する加法性ガウス雑音とクリッピング歪との電力比の補正量の関係を求めた。結果を図4-10に示す。

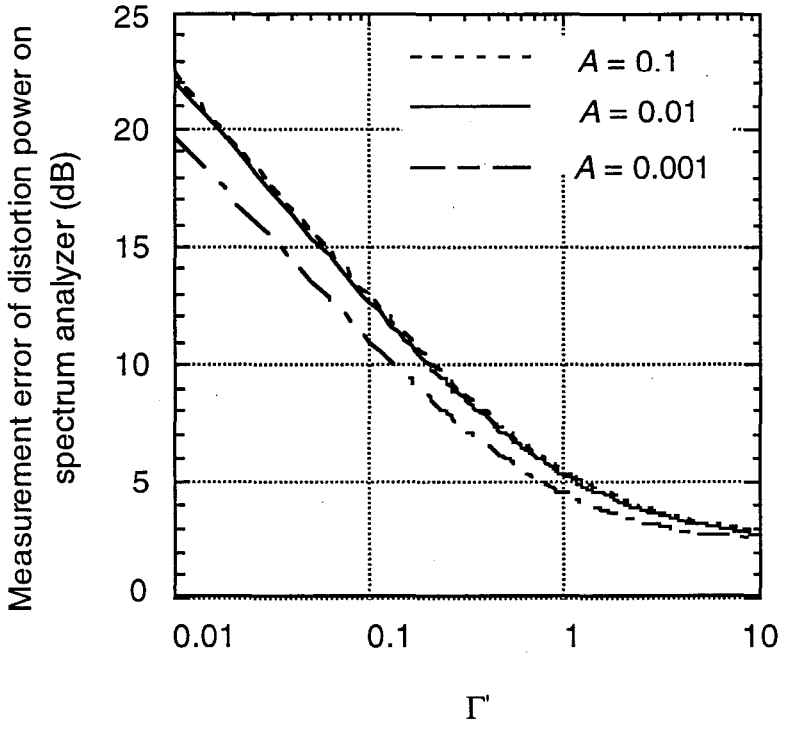


図4-10　クリッピング歪電力測定補正量

図4-10から分かるように、Γ'が小さくなれば表示値に対する補正量が大きくなる。つまり、Γ'が小さい場合には熱雑音に比べて歪量が大きくなり、大振幅が現れる確率がより大

きくなる。スペクトラムアナライザ内のログアンプでは、大振幅の信号を圧縮して増幅するので、その平均値を参照すると測定結果は実際の値よりも小さく表示される。

CATV用のSCM光伝送装置のAM像信号伝送では、歪量としてCSOで-60dBc以下、CTBで-65dBc以下が要求される。さらに、映像帯域(4.2MHz)におけるCNRとしては51dB以上が要求される。両者の関係とチャンネルの帯域幅で考えるとΓ'は10程度になるが、これでは加法性ガウス雑音電力を大きく見積もり過ぎている。即ち、雑音電力の算出の帯域幅としてはAM映像信号の映像帯域ではなく、測定時におけるスペクトラムアナライザの分解能を採用すべきであり、経験上、その値としては100～200kHzである。この帯域幅で再度Γ'を考えると1以下となり、上記の場合のSCM光伝送の総合実効光変調度を考慮すると、インパルス指数Aは0.01以下となる。したがって、図4-10から表示値に対する補正量としては+10dB以上あると考えられる。

そこで、実際のSCM光伝送におけるスペクトラムアナライザの歪量の表示値と理論値とを比較する。文献[55]にある歪量の表示値（測定値）に補正後の歪量およびSaleh、Darcieの理論値を重ねて図4-11に示す。尚、AMキャリアの光変調度（m）が5.0%におけるCN比は53.0dB（雑音帯域：4.2MHz）であり、Γ'算出に必要な雑音電力算出のための雑音帯域幅は、スペクトラムアナライザの分解能(100kHz)を用いた。

従来より、Saleh、Darcieの理論値と測定値の差が大きいことが指摘されていたが、図4-11の補正前の歪量と理論値にはそれを示す大きな差が見られる。しかし、測定値に対して補正後の値は、mが4～6%において、Darcieの理論値とよく一致する、なお、このような光変調度は、CATV用の光伝送装置において一般的に設定される値であり、本論文で導出した補正量を用いることによりDarcieの式による歪量の測定が概ね有効であることが分かる。すなわち、従来指摘されていた理論値と測定値の差は、歪の振幅がインパルス雑音的に分布することに対して、スペクトラムアナライザの測定値を正確に取り扱っていなかったことに起因することが分かる。しかし、光変調度が大きくなると理論値との差が再び拡大し、特に、m=6.3%より大きな光変調度では補正後の値がそれ以下の光変調度の補正後の値よりも減少している。

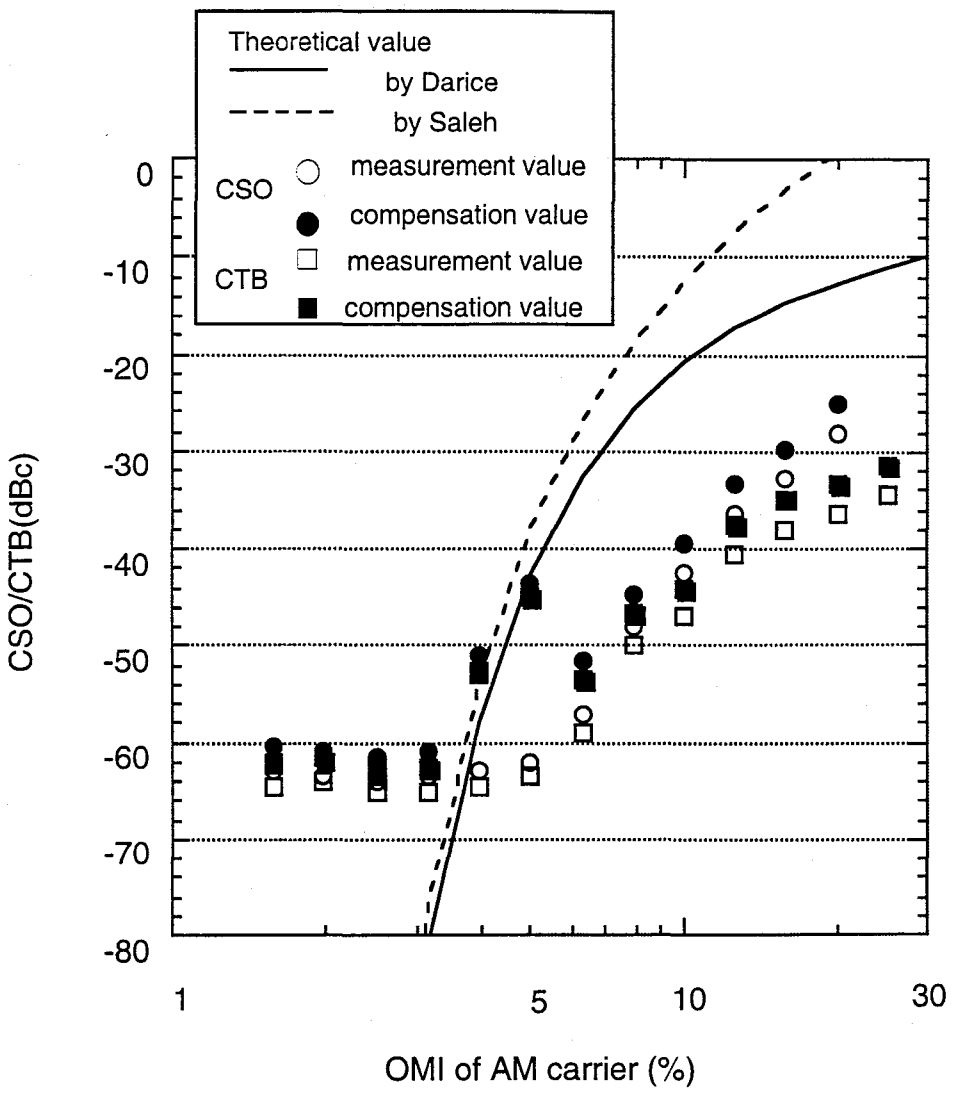


図4-11　ＳＣＭ光伝送における歪量の測定値と理論値

mに対する、Aおよび表示値と実際の値との誤差（実線）を図4-12に示す。尚、Aは2章でインパルス指数を議論した場合の値と同一である。図4-12に示すように、光変調度が小さくクリッピング歪の影響が少ない場合には、熱雑音の特性が現れるため、測定値と実際の値の差は2.5dBとなる。クリッピング歪の影響が支配的になるに従い誤差が大きくなる。SCM光伝送で通常設定される光変調度近傍に最大値があり、その時の誤差は15dBを超える値となる。今回示した誤差の理論計算では、インパルス指数が１よりも少し小さな値から誤差が急激に小さくなる（網掛けで示した領域）。前章の振幅分布モデルの導出に示したように、このような領域ではクラスAの振幅分布モデル自体が成立しなくなることにより補正量が減少し、急激に測定値との差が拡大する。したがって、本補正手段が有効な範囲はせいぜいインパルス指数が1以下の範囲であると考えられ、それ以上の過変調領

域における補正手段については、さらに検討が必要である。

ただし、先に述べたように通常のCATVにおいて重要な光変調度はクリッピングの影響が現れ始める領域であり、そのような光変調度においては、Dariceの式による歪量が妥当であり、ビット誤り率の理論解析には本式を用いることにする。

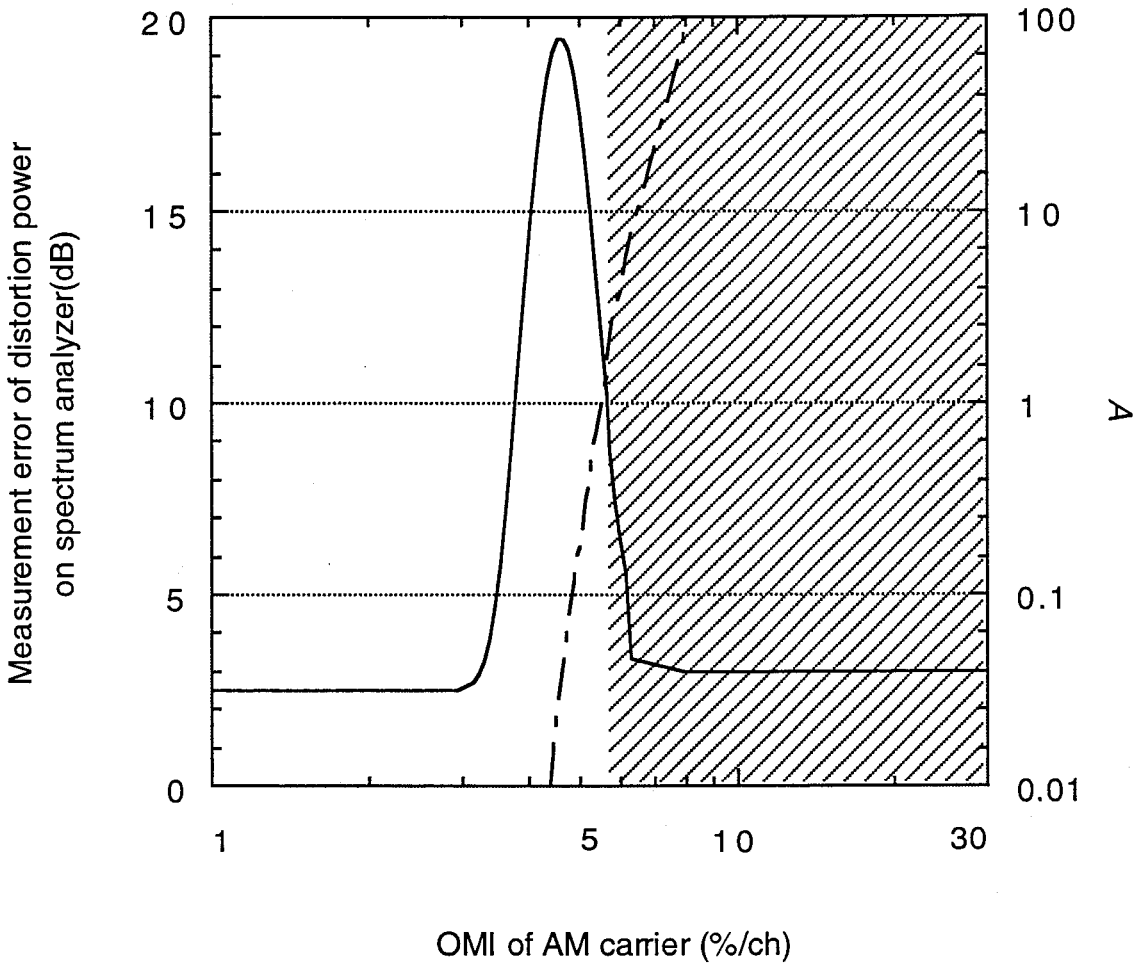


図4-12　映像キャリアの光変調度に対する測定誤差とインパルス指数

4.3.4　ビット誤り率測定結果と理論値の比較検討

(1)　歪量の理論値によるビット誤り率の相違と測定値との比較

前節で示したSalehとDacieの理論式より求めた歪量によりビット誤り率計算し測定値と比較する。比較に用いたビット誤り率は図4-5(b)に示した搬送波周波数が599MHzにおける16QAM信号でAMキャリアの光変調度は4.0%の場合である。比較結果を図4-13に示す。

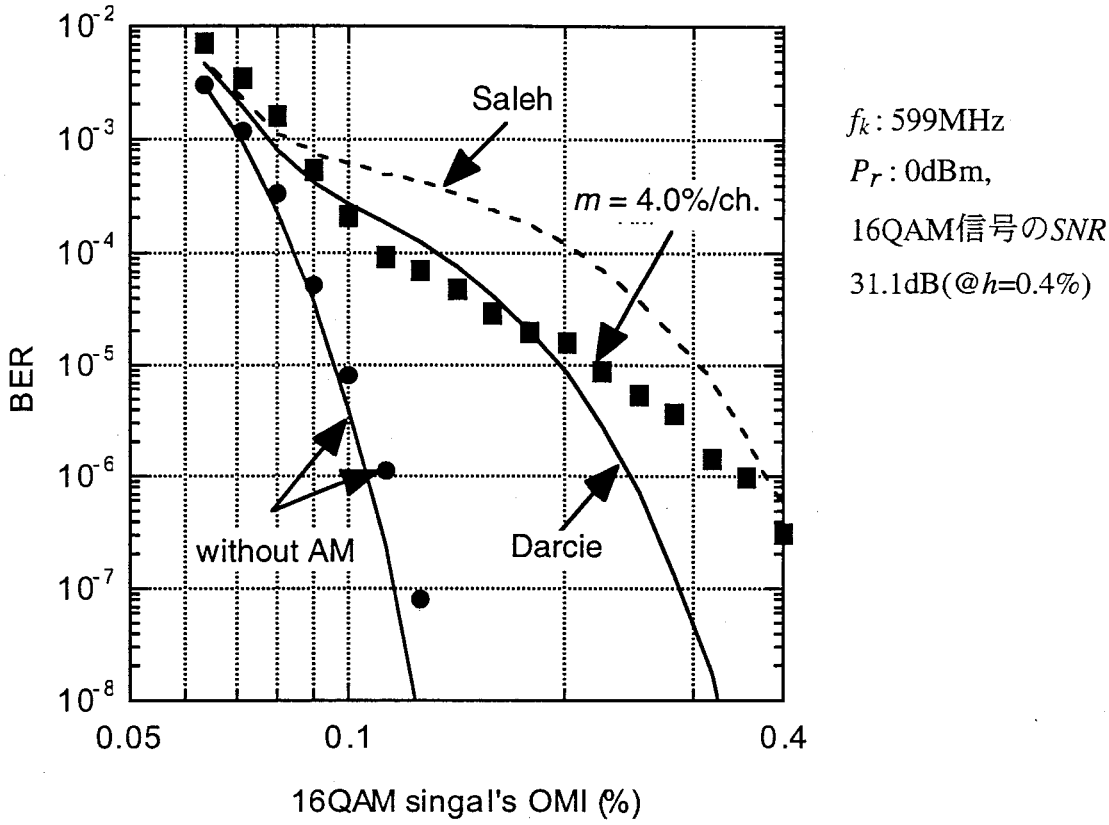
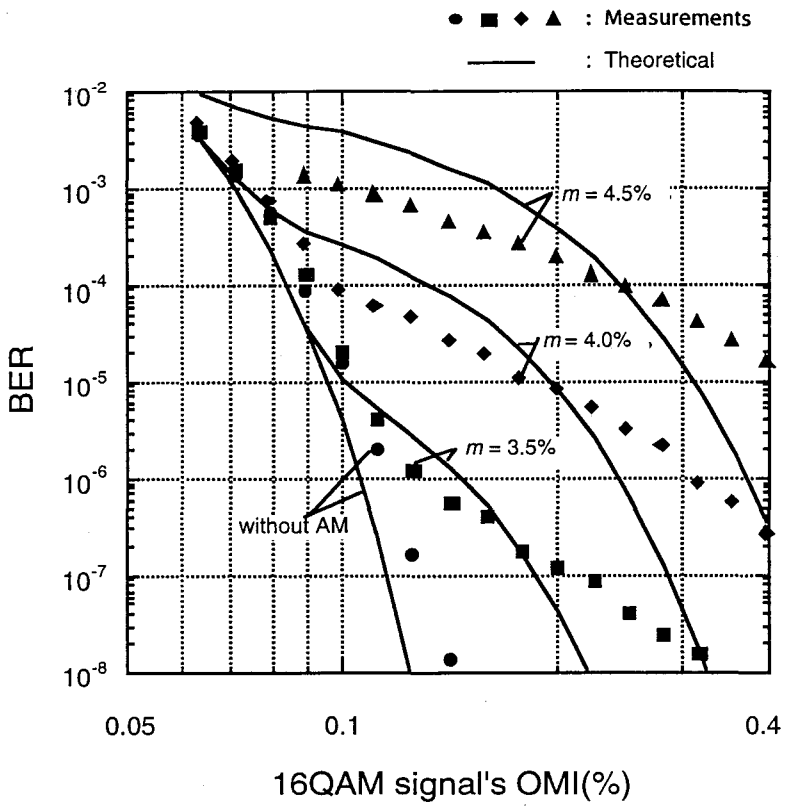


図4-13　歪量の算出方法の相違によるビット誤り率（BER）理論値の相違

Salehの式による歪量の計算値を用いた場合では、ビット誤り率の理論値は実際よりも悪い値が得られている。一方、Darcieの式では理論値と測定値はほぼ一致しており、ビット誤り率の理論値と測定値の関係からも歪量の算出には同式が適していることが分かる。

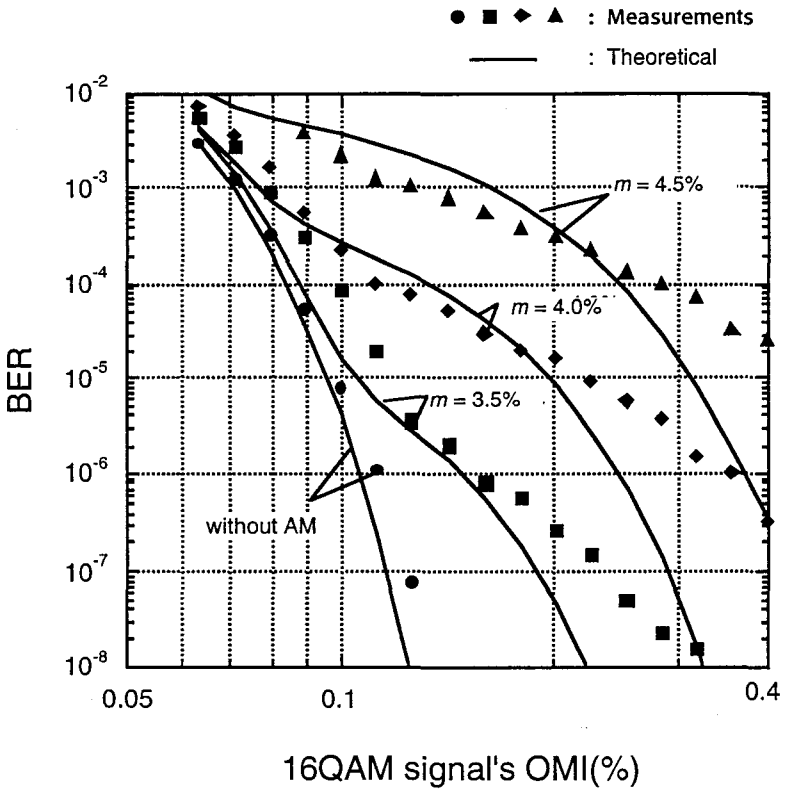
(2)　測定値と理論値

16/64QAM信号の搬送波周波数が467MHz、617MHzおよび767MHzの場合のビット誤り率の測定値と理論値との比較を図4-14、図4-15に示す。



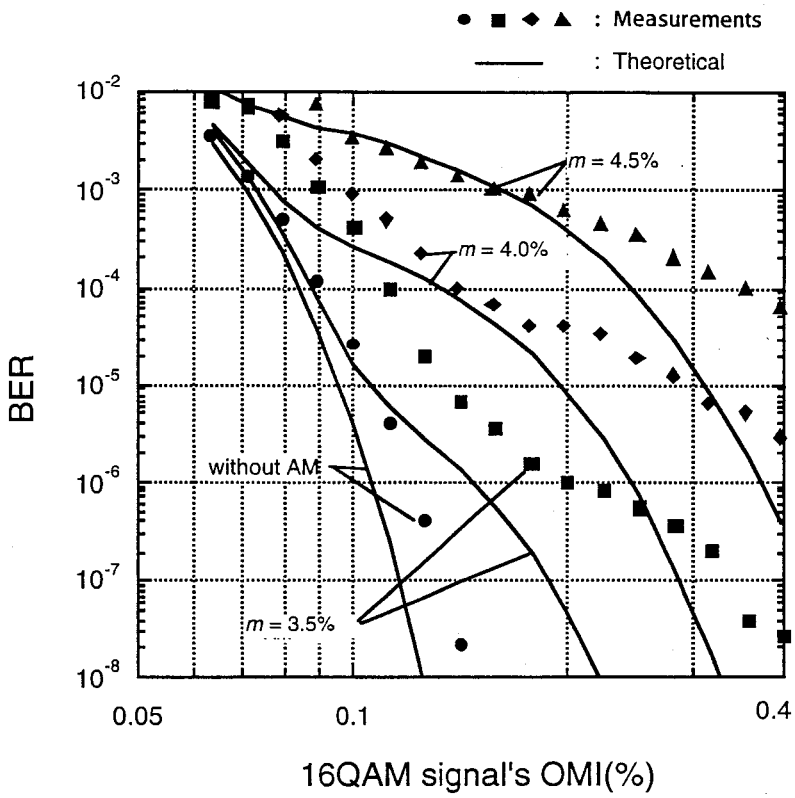
f_k : 473MHz
P_r : 0dBm,
16QAM信号のSNR:
31.2dB(@h = 0.4%)

(a) 16QAM信号の搬送波周波数 473MHz



f_k : 599MHz
P_r : 0dBm,
16QAM信号のSNR:
31.1dB(@h = 0.4%)

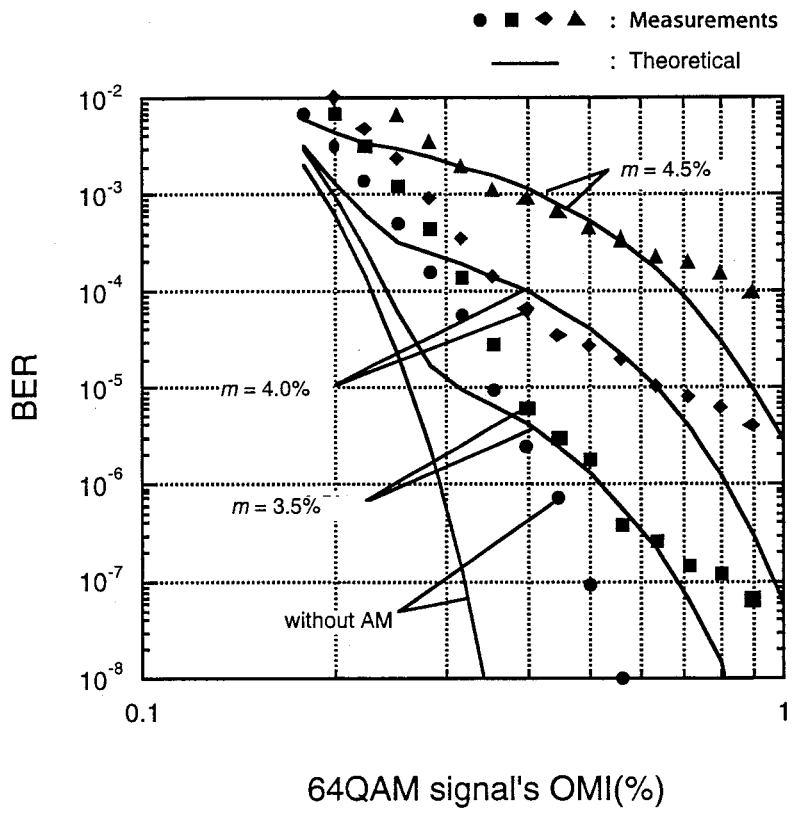
(c) 16QAM信号の搬送波周波数 599MHz



f_k : 749MHz
P_r : 0dBm,
16QAM信号のSNR:
31.3dB(@h = 0.4%)

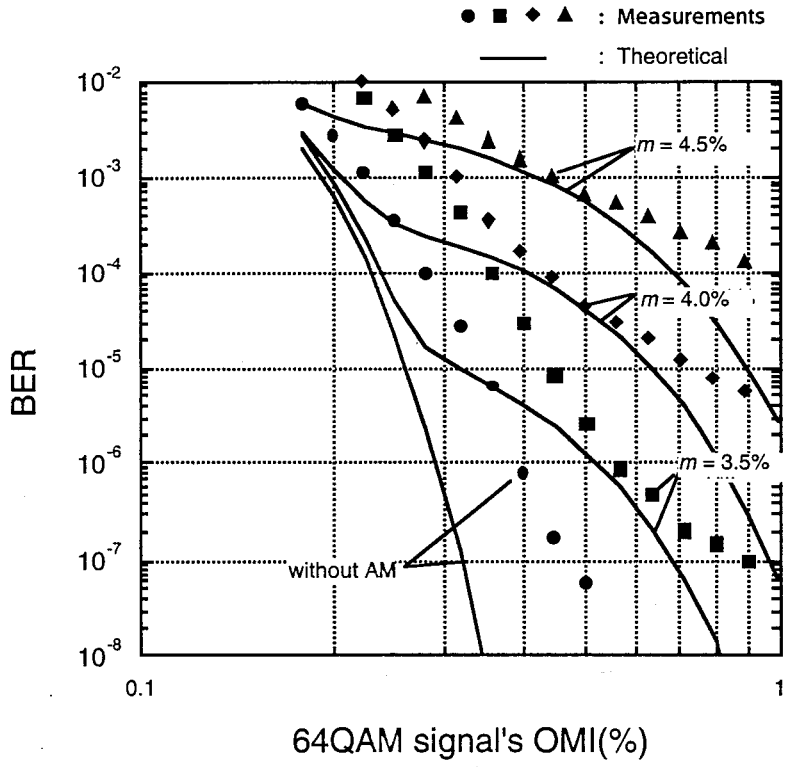
(c)　16QAM信号の搬送波周波数　749MHz

図 4-14　SCM光伝送における16QAM信号のビット誤り率（BER）特性



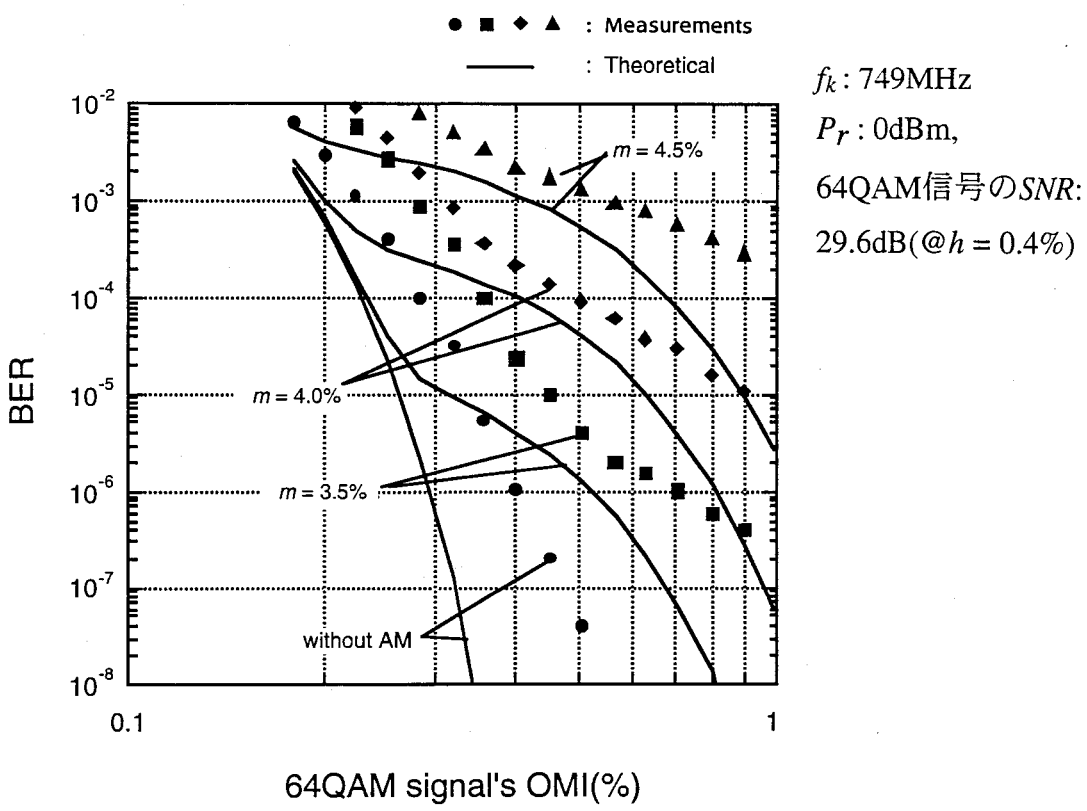
f_k : 473MHz
P_r : 0dBm,
64QAM信号のSNR:
29.7dB(@h = 0.4%)

(a)　64QAM信号の搬送波周波数　473MHz



f_k : 599MHz
P_r : 0dBm,
64QAM信号のSNR:
29.7dB(@h = 0.4%)

(b)　64QAM信号の搬送波周波数　599MHz



(c)　64QAM信号の搬送波周波数　749MHz

図 4-15　SCM光伝送における64QAM信号のビット誤り率（BER）特性

それぞれの変調方式で理論値は測定値をほぼ再現しており、本解析方法はハイブリッド光伝送におけるビット誤り率の推定手段として有望である。特に、両変調方式とも、搬送波周波数の低い場合、例えば、16QAM信号の搬送周波数473MHz、617MHz、64QAMの搬送波周波数473MHzにおいては、理論値と測定値はほぼ良好な一致を示している。

しかし、M-QAM信号の搬送波周波数が高い場合には、測定値と理論値の誤差が広がる傾向を示している。また、両変調方式ともM-QAM信号の光変調度が大きくなるにしたがって、測定値と理論値との誤差が広がる。M-QAM信号の搬送波周波数により測定値と理論値の誤差が拡大する原因については、今回の解析に用いたDarcieのクリッピング歪量の計算が、歪量の周波数特性を考慮していないことによるものと考えられる。実際の伝送では各チャンネルに発生する歪は発生する周波数により構成するトーン数が異なるため、歪量も変化すると考えられる。しかし、今回の歪量の計算では、全チャンネルに対し均一な値を与えるため、周波数によるビット誤り率の相違を正確に再現できていない。

後者は特性関数（式(2. 21)）導出時において、補正項を無視したことに起因すると考えられる。即ち、補正項は分布関数の4次以上の偶数次のモーメントに関与している。これは、分布関数の尖度を与え、確率分布の裾の広がりを規定する要因であるが、この項を無視したため、実際の特性よりも確率分布の裾の尾が引かず、低下したためであると考えられる。したがって、厳密にはクリッピング歪の振幅分布には、補正項を考慮した関数を採用する必要がある。MiddletonのクラスAモデルによる振幅分布は、ガウス分布の変形で与えられ、解析的に扱いやすいが、厳密にはクリッピング歪の特性を再現するものではないと考えられる。

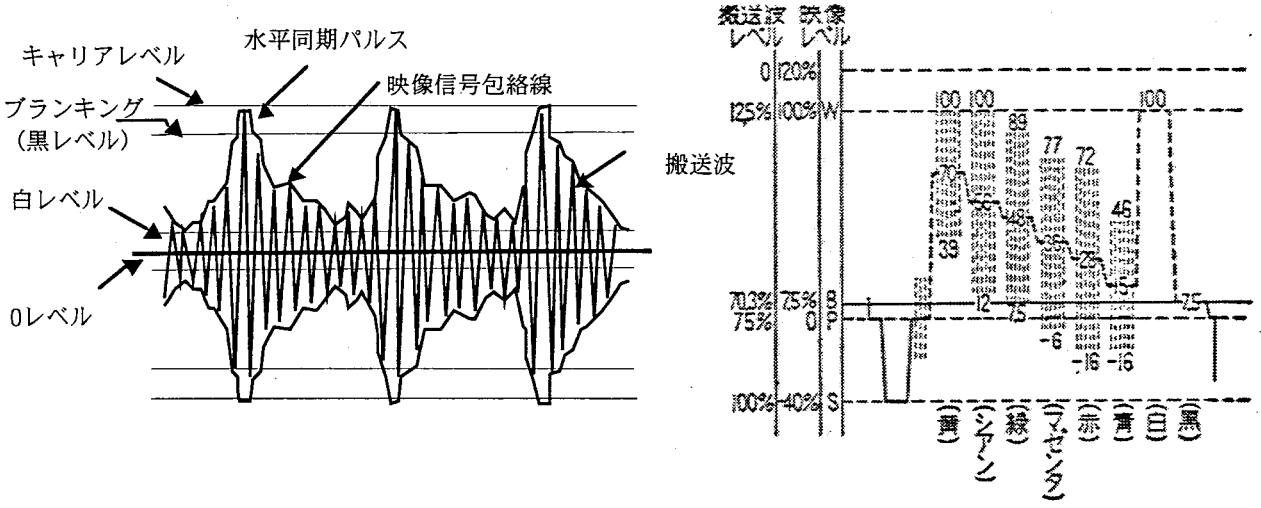
さらに、光変調度が小さな場合、すなわち、ビット誤り率の決定に際し、クリッピング歪よりもガウス雑音が支配的であると考えられる領域において、64QAM信号のビット誤り率の測定値に顕著な劣化が認められる。64QAM信号の場合については復調器の固定損失が大きく、この領域ではもともと、理論値と測定値は完全に一致しないが、ハイブリッド伝送における理論値と測定値の誤差には固定損失に加え、異なる要因があるとも考えられる。

4.4　実システムにおけるデジタルチャンネルの伝送品質

4.4.1　実験系と実システムの相違

今までの検討では、伝送される信号は無変調キャリア信号により模擬されている。ところが、実際のシステムでは信号はAM変調およびQAM変調されており、この場合の多重信号の振幅は無変調キャリアの多重信号よりも小さくなる。結果として、M-QAM信号のビット誤り率の劣化は、無変調キャリア信号による評価よりも軽減されるとの指摘がなされている[41]-[43]。しかし、多数の独立したAM映像信号を用意した実験は困難であり、実際のシステムにおけるビット誤り率の検討には、実際の変調信号の多重信号に対するM-QAM信号のビット誤り率の理論解析手法が必要である。さらに、実システムにおいては、AM映像信号の所要CNR、所要歪量およびM-QAM信号のビット誤り率に基づき、各信号の最適光変調度配分を決定する必要がある。

M-QAM信号の平均振幅は相数によって変化し、光変調度は$\overline{h_i} = PF_Q h$となる。ここで、PF_QはM-QAM信号の無変調時のキャリアレベルと平均値との差であり、例えば、64QAM信号では、約0.66（-3.67dB）である。一方、AM映像信号の場合には、図4-16に示すNTSC規格の映像信号の特性[60]を考慮する必要がある。



(a) 搬送波信号および変調振幅特性　　(b) 映像振幅（75%変調カラーバー）

図4-16　NTSC規格映像信号の振幅特性

AM映像信号は負変調で、その平均電力は無変調時のキャリアレベルよりも小さくな

る。映像信号の平均レベルは黒の場合に最も大きくなり、同期尖頭値に対しての差（PF_A）は約0.71である。したがって、実際のAM映像信号の多重信号は、全ての信号が黒画面の場合に最も振幅値が大きくなり、クリッピングの発生にとって最も厳しい条件となる。一方、実際のAM映像信号振幅の統計的な性質については明確なモデルが無いが、変調時のAM映像信号の平均電力が無変調キャリア信号の電力に対し6～7dB程度小さくなるとされている[61]。この場合のPF_Aは0.45～0.5である。

全てのAM映像信号が以上のような振幅特性を有し、かつ、AM映像信号の水平同期パルスの発生タイミングがランダムであると仮定すれば、式(4. 20)から変調信号の多重信号のインパルス指数は以下のようになる。

$$A = \sqrt{\frac{\left(PF_A m\right)^2 \sum_{i=1}^{N_A} f_i^2 + \left(PF_Q h\right)^2 \sum_{k=1}^{N_Q} f_k^2}{\left(PF_A m\right)^2 N_A + \left(PF_Q h\right)^2 N_Q}} \; T_s \exp\left[\frac{-1}{\left(PF_A m\right)^2 N_A + \left(PF_Q h\right)^2 N_Q}\right] \tag{4. 30}$$

一方、文献[42]では実験データと共にPF_Aついての詳細な議論がある。この文献では変調信号と無変調キャリアに対する64QAM信号のビット誤り率特性を比較検討するとともに、米国におけるCATV用光伝送装置において広く採用されている 自動利得制御（AGC : Auto Gain Control）機能とそれがクリッピングの発生に及ぼす影響についても述べている。このような光伝送装置におけるAGCは、変調により低下するAM映像信号レベルを補償するものであり、変調によって低下するレベル差（PF_A）を$PF_A^{1/2}$分、増幅する。AGC機能が働いている場合には、無変調キャリアの光変調度（m）が6.0%および7.0%におけるクリッピング歪レベルが、それぞれAM変調時の変調度m = 8.6%（無変調キャリアに比べて3.2dB増加）およびm = 10.3%（無変調キャリアに比べて3.24dB増加）の場合に等しいとされている。これは、図4-16示す変調特性を考慮して得た6～7dB程度に近い値である。

次に、文献[42]に示された40チャンネルのAM-VSB変調信号およびAMキャリア信号を多重した場合におけるM-QAM信号のビット誤り率特性と、ビット誤り率の解析手法に上記のインパルス指数を適用した場合の理論値との比較を図4-17に示す。

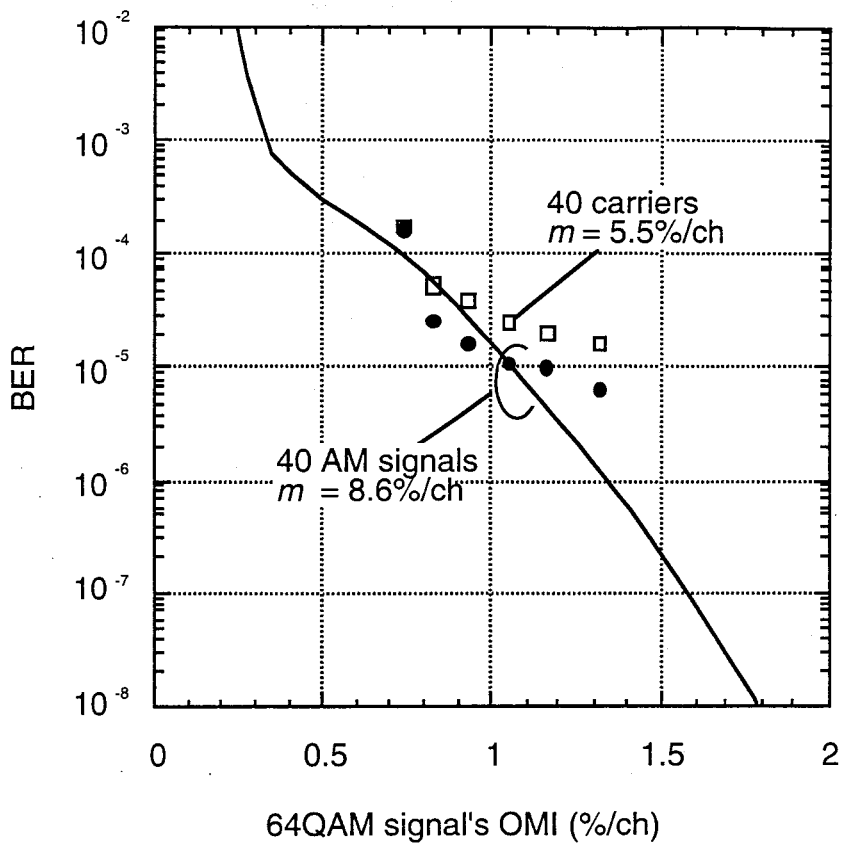


図4-17　AM-VSB変調信号とAMキャリアに対するビット誤り率（BER）特性の相違

これまでの議論から、AM-VSB信号の光変調度を8.6%に設定した場合におけるビット誤り率と無変調キャリアの光変調度を5.5%に設定した時のビット誤り率は、これらの光変調度の相違が約3.9dBであることから一致すると考えられる。実際の測定結果では、変調時のビット誤り率は無変調キャリアの光変調度が5.5%の場合よりも小さく、レベル差に換算すると約4.5dB程度となる。このようなレベル差を式(4. 30)に代入しビット誤り率を算出すれば、図4-17にあるように、両者は大まかではあるが一致することが分かる。このように、VSB-AM信号の変調特性を考慮し、PF_A値として、光送信機にAGC機能が無い場合には6～9dB、AGC機能を有する場合には3～4.5dB程度とし、インパルス指数を算出することにより、実際のCATVにおけるM-QAM信号のビット誤り率を推定することが可能となる。

4.4.2 実システムにおけるビット誤り率の推定

図4-18に示すようなAM映像信号とM-QAM信号のハイブリッド光伝送のモデルを考える。なお、周波数配置は日本のCATVの規格を考慮しており、AM映像信号のチャンネル数（N_A）は60でキャリア周波数は91.25MHz～451.25MHz、64QAM信号のチャンネル数（N_Q）は50でキャリア周波数は461～755MHzである。光源は1.3μm帯のDFBレーザを用い、発光電力は7dBm、相対強度雑音レベル密度は-150dB/Hzである。受光器には、PIN-PDの受光素子を用い、変換効率は0.8A/W、入力換算等価雑音電流密度は8pA/$\sqrt{\mathrm{Hz}}$である。なお、今回検討するE/OはAM変調信号レベルを補償するAGC機能は有さないものとする。

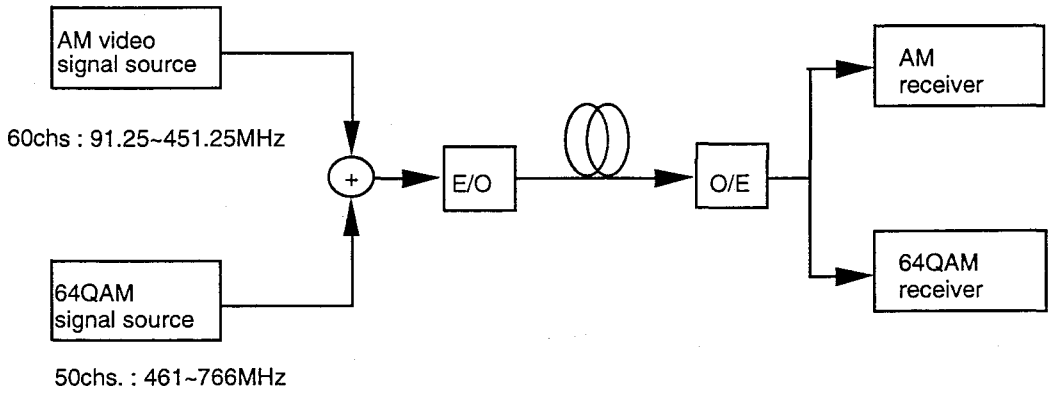
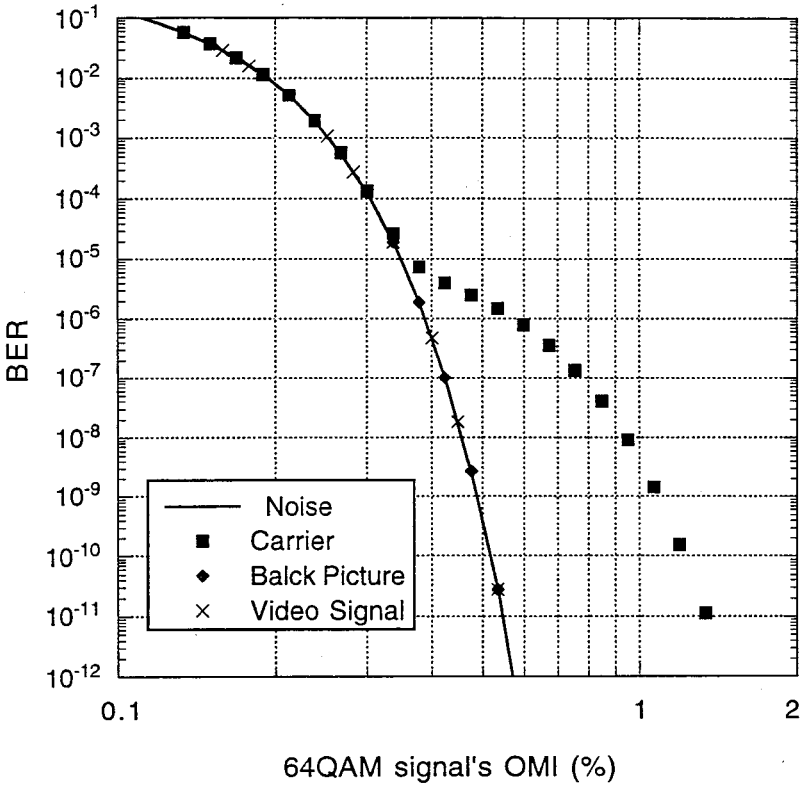


図4-18　ハイブリッド伝送モデル

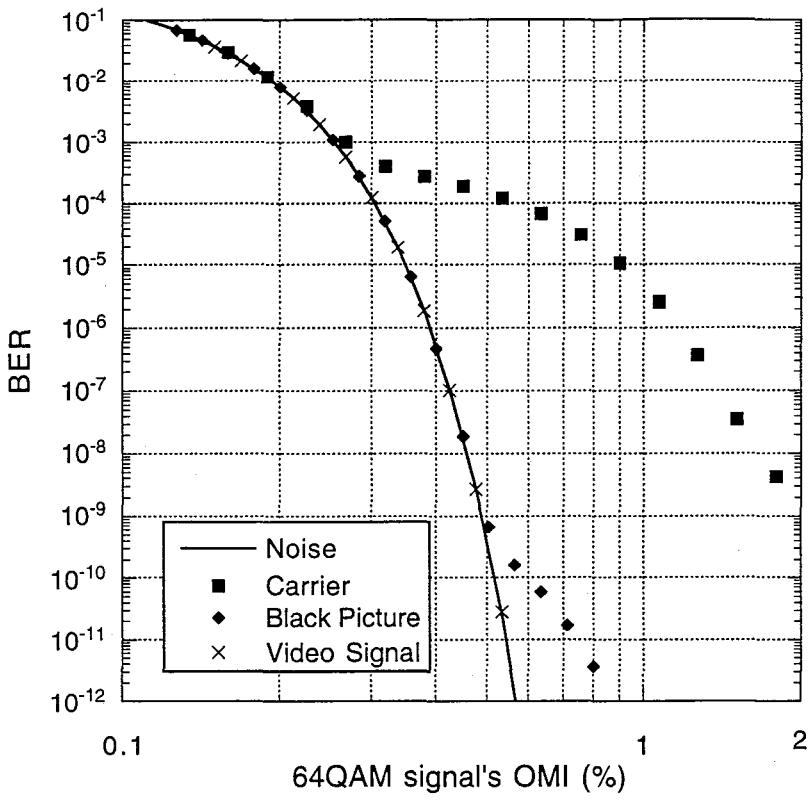
4.3章の解析手法による64QAM信号のビット誤り率をそれぞれ、無変調キャリア、黒画面映像信号、実映像信号を想定して算出した。その時のAM映像信号の光変調度を表4-2に示し、解析結果を図4-19に示す。ここで、受光電力は-1.0dBm、また、64QAM信号はDAVIC仕様[14]に準拠し、さらに、AM映像信号の光変調度は同期尖頭時のレベルにより与えられるとした。また、多重信号の総合実効光変調度の算出に当たっては、キャリアおよび変調信号の平均振幅を用いた。

図4-2　ビット誤り率の評価パラメータ

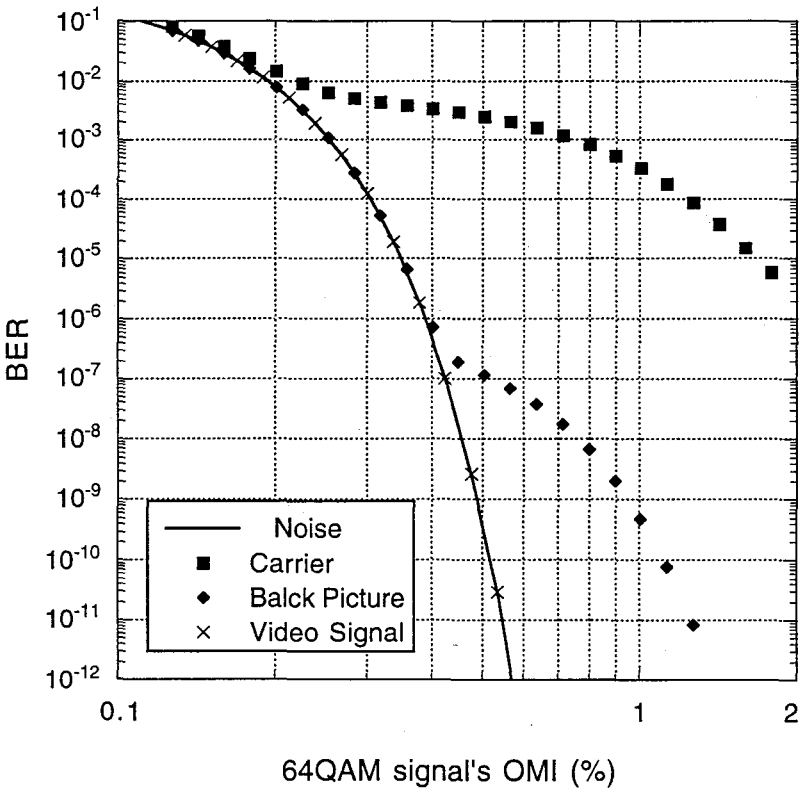
AM映像信号 光変調度(%/ch.)	信号の形態	
	AM映像信号	64QAM信号
3.5, 4.0, 4.5, 5.0	キャリア	キャリア
	黒画面	変調信号
	映像信号	変調信号



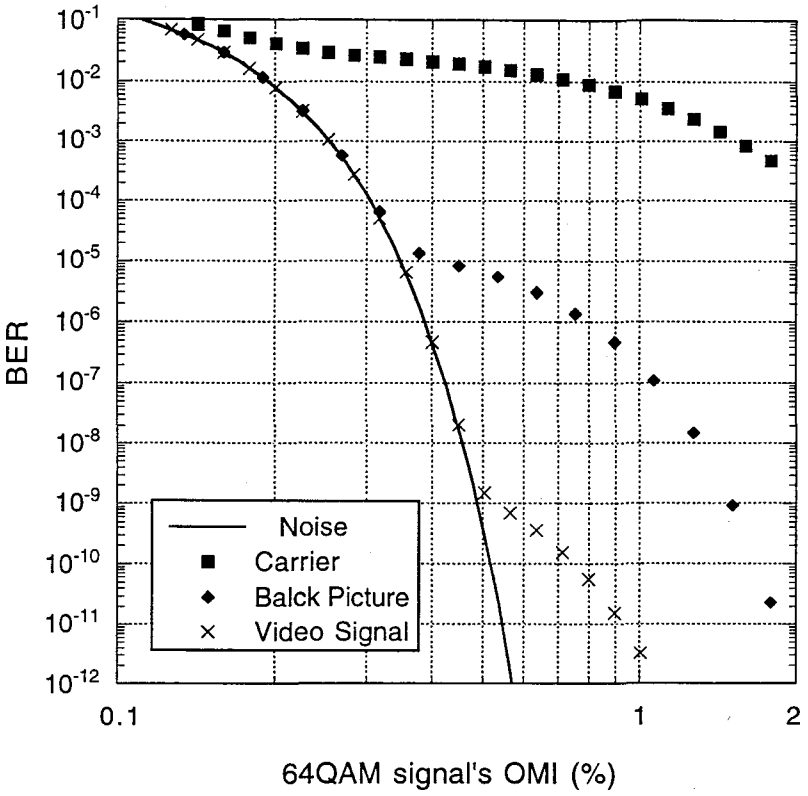
(a)　AMキャリアの光変調度3.5%



(b)　AMキャリアの光変調度4.0%



(c)　AMキャリアの光変調度4.5%



(d)　AMキャリアの光変調度5.0%

図4-19　AM映像信号の光変調度に対する64QAM信号のビット誤り率（BER）特性

図4-19に示すように、無変調キャリアの場合には、いずれのAM映像信号の光変調度においてもクリッピングの影響がビット誤り率特性を支配するため、64QAM信号の光変調度を上げてもビット誤り率は低下せずフロア特性を示す。64QAM信号の光変調度が1%におけるビット誤り率は、AM映像信号の光変調度が3.5%において10^{-9}、5.0%では約6×10^{-3}まで劣化している。ハイブリッド光伝送ではAM映像信号のCNRマージンを確保するためAM映像信号の光変調度は可能な限り上げたいが、このように大きなAM映像信号の光変調度では64QAM信号のビット誤り率の劣化が激しく、64QAM信号の伝送が困難になるという結論に達してしまう。一方、変調時に最も大きな振幅値を与える黒画面を想定した場合には、クリッピング歪の影響が大幅に緩和され、AM映像信号の光変調度が3.5%におけるクリッピングの影響はビット誤り率が10^{-12}でも確認できない。また、AM映像信号の光変調度が5.0%においても、64QAM信号の光変調度が1.5%以上であれば、10^{-9}以下のビッ

ト誤り率が得られる。さらに、実際のAM映像信号が同期尖頭レベルに対して平均電力が6dB小さいと想定した場合には、AM映像信号の光変調度が5.0%においても、ビット誤り率が10^{-9}以上の範囲でクリッピング歪の影響は無視でき、ハイブリッド伝送時のビット誤り率はガウス雑音に対するビット誤り率に一致する。

このように、変調信号とキャリア信号とでは、光変調度に対するビット誤り率が大きく異なる。そこで、AM映像信号の光変調度のビット誤り率への影響をより明確にするため、無変調キャリア信号、黒画面およびAM映像信号の光変調度に対して、64QAM信号の光変調度が0.5、1.0、1.5%（CNR_{QAM}はぞれぞれ32.7、38.7、42.2dB）の場合のビット誤り率を比較検討した。それぞれの条件におけるビット誤り率特性を図4-20に示す。

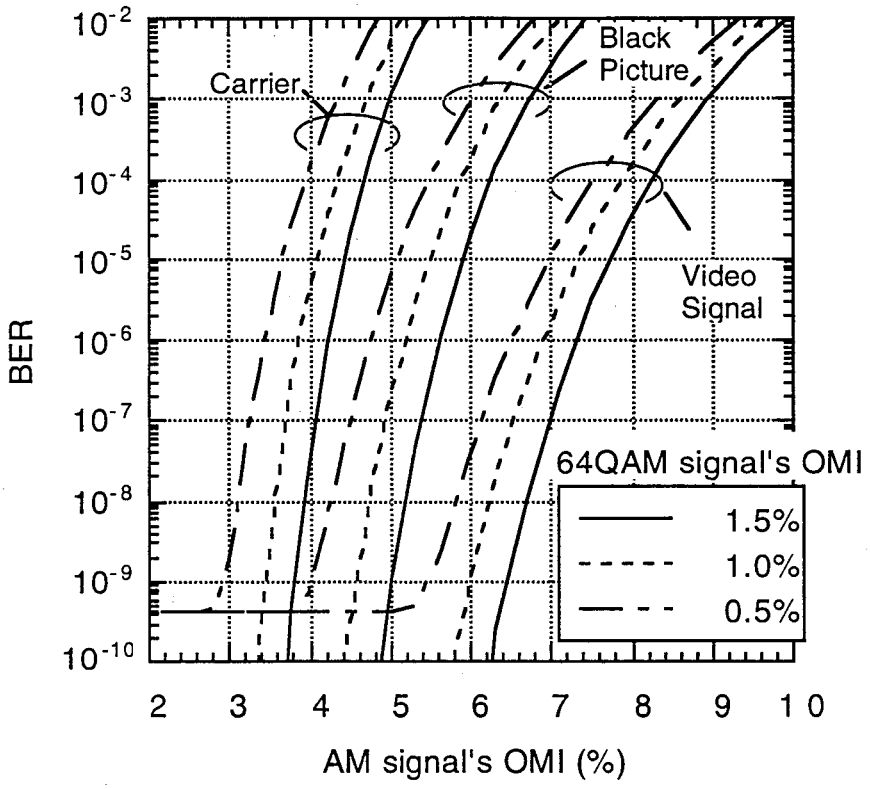


図4-20　AM映像信号の光変調度に対するビット誤り率（BER）特性

無変調キャリア信号では、3%台のAM映像信号の光変調度においてクリッピング歪の影響が現れ、光変調度が5.0%では64QAM信号の光変調度が1.5%でもビット誤り率は約10^{-3}程度にしか達しない。一方、黒画面を想定した場合には、1.5%の64QAM信号の光変調度に対して約10^{-9}、映像信号の場合には10^{-10}以下となり、ビット誤り率に大きな相違がある。SCM光伝送において実効上設定可能なAMキャリアの光変調度（我々の経験では5%以

下）に対して、実際のAM映像信号ではクリッピング歪の影響は無視できる。ビット誤り率が10^{-9}となるAM映像信号の光変調度は、無変調キャリア信号の場合に対して黒画面を想定した映像信号の光変調度は1%以上、実際の映像信号は約3%大きな光変調度が許容される。AM映像信号の光変調の設定にとって、3%の相違は所要CNRを達成する上で非常に重要である。

無変調キャリアを用いたM-QAM信号のビット誤り率の評価では、クリッピングの発生条件が実際のシステムに対して厳しく、所要ビット誤り率を達成するためにAM映像信号の光変調度の設定範囲を必要以上に制約する。結果として、AM映像信号の光変調度にはより小さな値が要求され、AM映像信号の所要CNRの達成にとって厳しい光変調度が要求されることになる。CATV用SCM光伝送装置の伝送品質の評価において、無変調キャリアを用いて評価する手法は、AM映像信号の品質評価を考慮したものであり、64QAM信号の伝送品質評価についての詳細な議論はされていない。無変調キャリアによるビット誤り率の評価方法を全面的に否定する訳ではないが、必要以上に厳しい条件で性能を求めれば、機器、部品コストの上昇を招くだけでなく、本来であれば当然得られるAM映像信号の伝送マージン等が失われることになる。したがって、ハイブリッド光伝送における64QAM信号のビット誤り率の評価では最悪条件として無変調キャリアではなく、黒画面の映像信号もしくは、AM映像信号の伝送品質を評価する場合の光変調度に対して3dB低い光変調度によりビット誤り率の評価を行うべきであると考える。また、AM映像信号と64QAM信号の変調度配分についても、AM映像信号帯域のCNRおよび歪量と所要ビット誤り率を考え合わせ最適値を決定すべきである。

4.4.3 AM映像信号と64QAM信号の変調度配分

前記の議論を踏まえ、図4-18に示したハイブリッド伝送の光変調度の設定範囲を検討する。各信号の光変調度の設定限界は、次の条件を満足する範囲となる。(a) AM映像信号の最小光変調度：無変調キャリア信号に対して所要CNRを満足する最小光変調度、(b) AM映像信号および64QAM信号の最大光変調度：AM映像信号および64QAM信号に無変調キャリア信号を想定し、AM映像信号チャンネルの歪量が所要値を満足する最大光変調度、(c) 64QAM信号の最小光変調度：所要ビット誤り率を満足する光変調度である。

(1) 光変調度の設定限界

(a) AM映像信号の最小光変調度

AM映像信号の所要CNRから最小光変調度が求められる。ここで、光伝送装置におけるAM映像信号の所要CNRの考え方は従来の規定を踏襲する。CNRは無変調キャリアと雑音レベルの電力比で与えられるとし、その算出には式(4.10)を用いる。ここで、無変調キャリアは映像信号による変調を止めた場合の搬送波のレベルであり、実際の映像信号において最大値を与える同期尖頭パルス時のレベルと同等である。光伝送におけるAM映像信号の所要CNRは、この無変調キャリア信号に対して51dB以上と規定される。表4-3に示す光伝送パラメータにおける、受光電力と光変調度に対するAM映像信号のCNR特性を図4-21に示す。

表4-3 光伝送パラメータ

発光電力	7.7dBm
レーザバイアス値	50.0mA
受光電力(P_r)	0, -1.0, -2.0dBm
レーザの相対雑音強度(RIN)	-150dB/Hz
等価入力換算雑音電流密度(I_n)	8.0pA/√Hz
受光素子の量子効率(η')	0.80A/W
等価雑音帯域幅(B)	4.2MHz

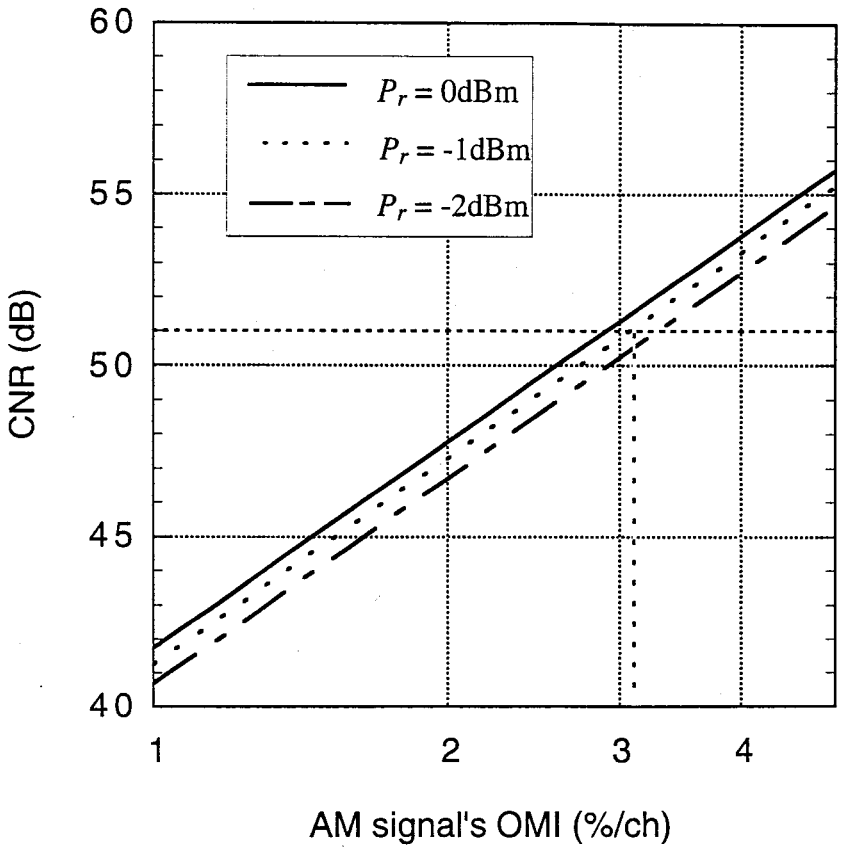


図4-21　SCM光伝送でのAM映像信号のCNR

図4-21に示すように所要CNR≥51dBを満足する光変調度は受光電力により変化するが、受光電力として-1dBmを想定すれば、AM映像信号の最小光変調度（m）は以下のようになる。

$$m = 3.1 \quad (\%) \tag{4.24}$$

(b) AM映像信号チャンネル内の歪量による光変調度の設定限界

AM映像信号の歪量は従来の規定を踏襲した場合、無変調キャリア信号に対してCSO、CTBをそれぞれ、-60dBc、-65dBc以下である。この条件を満足する光変調度は、ハイブリッド伝送のE/Oに使用されるレーザの非線形性により変化するが、先ずは、一般的に入手可能なDFBレーザ（松下電子工業製：MD173AZ0533）の実際の歪特性を参照し、検討する。無変調キャリア60波をSCM光伝送した場合のAM映像信号帯域内の歪量を測定した

結果を図4-22に示す。一般に、歪量の評価には、多重信号数とチャンネル当たりの光変調度で与えられる総合実効光変調度（μ）が用いられるが、図4-22から所要歪量を満足する無変調キャリアの光変調度の最大値は5.0%であり、この場合の実効総合光変調度は、

case1：　チャンネル内歪量（測定値）　-60dBc（CSO）または-65dBc(CTB)

実効総合光変調度(μ)　0.274

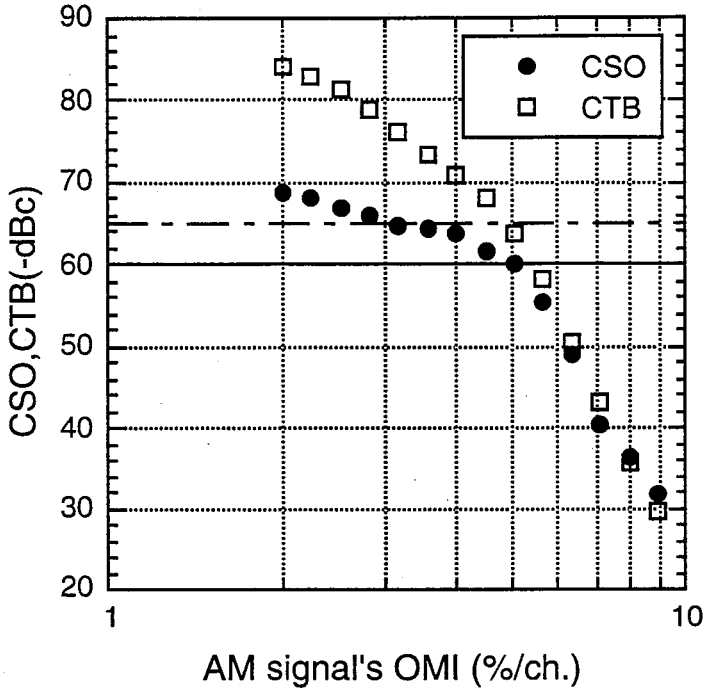


図4-22　AM映像信号チャンネルの歪特性（60チャンネル時、最悪チャンネル）

図4-22の歪測定結果はスペクトラムアナライザにおける平均電力である。したがって、クリッピング歪電力は実際よりも小さく測定される。4.3.2で述べたようにクリッピング歪電力として、式(4.23)の結果を採用することもできる。式(4.23)による総合実効光変調度に対する歪量を図4-23に示し、それに基づき光変調度の範囲を検討する。式(4.23)の結果はAM映像信号チャンネル内の総歪電力を与える。このため、現行規定の歪量を勘案し、これをチャンネル内の総歪量に変換する必要がある。ここでは、チャンネル内の歪量として、CSOと同等の-60dBcを想定し、これより総合実効光変調度を算出した。それぞれの所要歪量を満足できる最大の実効総合光変調度は以下に示すとおりである。

case2：　所要チャンネル内総歪量　-60dBc　　実効総合光変調度(μ)　0.245

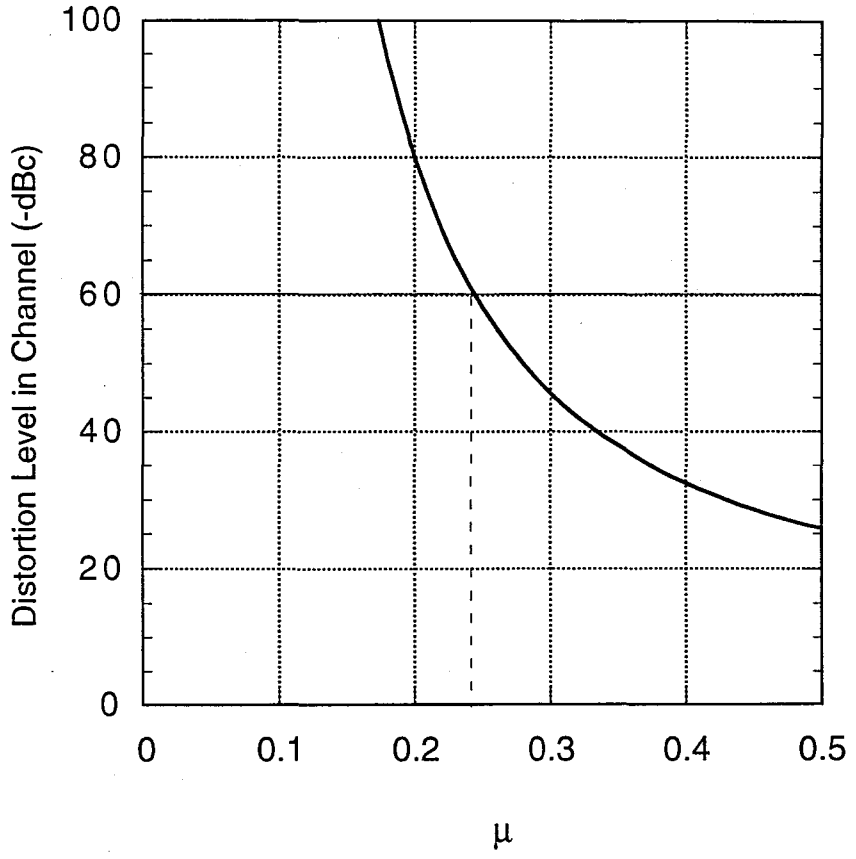


図4-23　総合実効光変調度と歪量

AM映像信号チャンネル内の歪量による光変調度の設定限界については以上の2つの場合を比較することにする。ところで、ハイブリッド光伝送ではAM映像信号だけでなく、64QAM信号も同時に多重され、光強度信号に変換され伝送される。光伝送装置の歪量は多重信号の大きさにより決定されるので、ハイブリッド光伝送における総合実効光変調度がAM映像信号のみの光伝送において歪量の所要値を満足する実効総合光変調度以下であれば、同様にAM映像信号チャンネル内の歪量を保証すると考える。その場合のAM映像信号および64QAM信号の光変調度（それぞれ、m、h）の設定範囲は以下の式で与えられる。

case1：　$$\mu=\sqrt{\frac{m^2 N_A+h^2 N_Q}{2}} \leq 0.274 \qquad (4.25)$$

case2：　$$\mu=\sqrt{\frac{m^2 N_A+h^2 N_Q}{2}} \leq 0.245 \qquad (4.26)$$

(c) 64QAM信号のビット誤り率による光変調度の設定限界

64QAM信号の光変調度の検討には、所要ビット誤り率および64QAM信号の諸元が必要となるが、今回の検討ではこれらはDAVIC仕様[30]に基づくものとする。DAVIC仕様では、誤り訂正にリードソロモン符号（204, 188）および深さ12の畳み込みインタリーブが採用されており、64QAM信号のビット誤り率として10^{-12}以下が要求されている。ハイブリッド光伝送において、このような誤り訂正を採用した場合のビット誤り率特性については6章で詳細に検討している。ここでは、結果の提示が相前後することになるが、6章に示した訂正能力を考慮の上で所要訂正前ビット誤り率を決定し、それに基づき光変調度を検討する。

誤り訂正前の所要ビット誤り率の検討には、6章の図6-4のSCM光伝送における64QAM信号の訂正前後のビット誤り率の測定結果を用いる。図6-4に示すようにガウス雑音による誤りに対しては、訂正後のビット誤り率は訂正前のビット誤り率が10^{-3}以下になると、訂正後のビット誤り率は急激に改善されており、誤り訂正が非常に効果的であることが分かる。しかし、クリッピング歪による誤りに対しては、訂正前後のビット誤り率にほとんど変化が無く、誤り訂正の効果が期待できない。したがって、クリッピング歪による誤りに対して訂正前の所要ビット誤り率を低く設定することが有効であると考えられる。このようなクリッピング歪により発生する誤りのバースト性を考慮し、訂正後においてビット誤り率10^{-12}以下を達成できる訂正前のビット誤り率として10^{-9}を規定する。64QAM信号の光変調度の設定範囲は、この訂正前ビット誤り率を達成することを条件とし、本章に示した解析手法より求める。

(2) 光変調度の設定範囲

(1) に示した条件を満足するAM映像信号および64QAM信号の光変調度の設定範囲を、映像信号に無変調キャリアを想定した場合と映像信号に黒画面を想定した場合の両者について図4-24に示す。なお、図4-24における光変調度はそれぞれの変調信号の無変調キャリアの光変調度である。

無変調キャリアを想定した場合にはクリッピング歪の影響が大きく、64QAM信号には

大きな光変調度が要求される。例えば、歪量をDarcieの式により見積もれば（case2）、64QAM信号の訂正前所要ビット誤り率を達成できるAM映像信号の光変調度の最大値は約4%、この場合の64QAM信号の光変調度は約2%の光変調度が必要である。日本のCATVでは、64QAM信号のキャリアレベルをAMキャリアに対して6dB以下とすることが規定されており[18]、この制約を考えれば実質的な光変調度の設定範囲はさらに小さくなり、4%を越えるAM映像信号の光変調度を設定できないことになる。

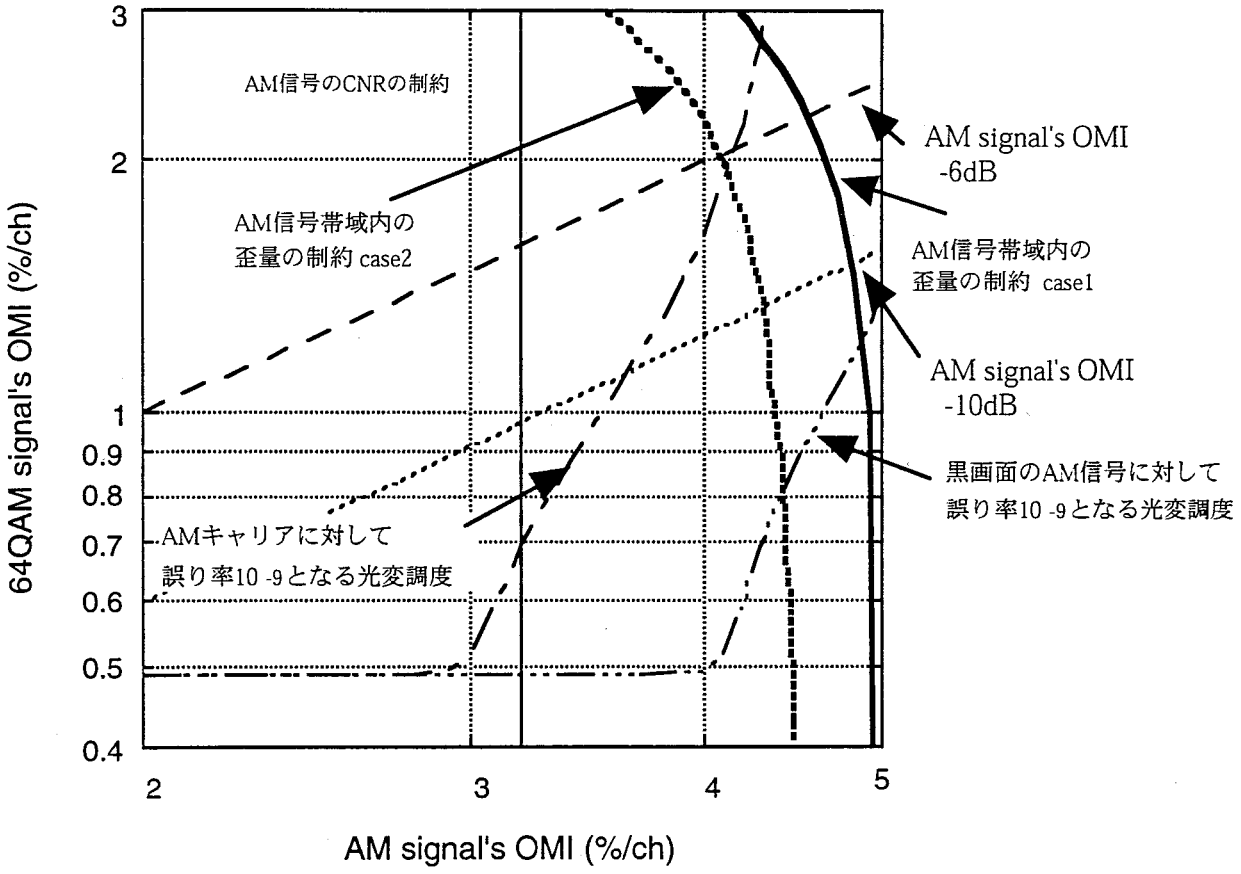


図4-24　光変調度の設定範囲

一方、黒画面を想定した場合は、64QAM信号のビット誤り率による光変調度の制約が大幅に緩和され光変調度の設定範囲が拡大されている。また、AM映像信号の光変調度もほぼ歪量の制約により制限される値まで設定可能となり、AM映像信号のSCM伝送での光変調度の設定限界をハイブリッド光伝送にそのまま適用することができる。実際の映像信号を用いた場合には、さらにクリッピングの影響がさらに緩和されるため、ビット誤り率による光変調度の制約は考慮しなくても良い。

一方、歪量をDarcieの式で見積もった場合と測定値を用いた場合では、AM映像信号の光変調度の設定範囲に大きな差が生じる。前述のようにAM映像信号には大きなCNRが要求されるため、できる限り大きな光変調度を割り当てたいが、前述のようにスペクトラムアナライザの平均電力測定の誤差もあり、Dariceの式による計算結果を採用する方が安全であると考えられる。

4.5 結言

ハイブリッド光伝送においてクリッピング歪がある場合のデジタル変調信号（M-QAM/QPSK信号）のビット誤り率を測定し、光変調度に対してビット誤り率がフロア特性を有することを明らかにした。このようなフロア特性はデジタル変調信号の搬送波周波数に依らず、広い周波数に亘り、ほぼ同等の特性を示す。これは、2章で検討したクリッピングによるインパルス雑音の発生特性に一致するものである。また、ビット誤り率は同時に伝送するAMキャリアの光変調度に比例してより顕著なフロア特性を示す。さらに、光変調度を極端な過変調状態に設定し、QPSK信号のビット誤り率を測定した。この場合にはクリッピングの発生が恒常的に生じ、インパルス雑音のモデルにおいて非常にインパルス指数が大きな場合に相当するが、ビット誤り率特性はガウス雑音の場合に一致する。これは、インパルス雑音モデルにおいて、極端に大きなインパルス指数に対しては振幅分布がガウス分布となるとの指摘に一致するものである。

クリッピング歪に対するビット誤り率の解析方法として、2章で検討したクラスAモデルを採用した解析方法を提案した。本解析手法により求められる理論値は、測定値とほぼ一致し、大まかではあるがハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号のビット誤り率の推定を可能にする。

さらに本章では、実際の変調信号が多重された場合の64QAM信号のビット誤り率の解析手法を提案し、クリッピング歪に起因するビット誤り率の劣化が無変調キャリアの場合よりも大幅に緩和されることを実証した。クリッピング歪の発生頻度（インパルス指数）はAM映像信号の平均レベルにより決定される。したがって、従来のように伝送する信号に無変調キャリアを用いたビット誤り率の測定では、クリッピングの発生条件が厳しすぎ、伝送信号の光変調度が必要以上に制約されることになる。このため、ハイブリッド光伝送における64QAM信号の伝送品質を評価する信号として、従来から用いられている水平同期パルス時のレベルを有する無変調キャリアよりも、実際の変調信号において最も平均レベルが大きくなる黒画面の映像信号、もしくはこれと同等のレベルを有するキャリア信号を用いる方が妥当であることを明らかにした。

最後に、ハイブリッド光伝送における各変調信号の所要伝送品質を想定し、各光変調度

の設定範囲を検討した。伝送信号にキャリアを想定した場合には、光変調度の設定範囲はビット誤り率により制限されるため各信号の光変調度が制約され、設定可能範囲は小さくなる。しかし、変調信号では光変調度の設定範囲は大幅に拡張され、より実効的な値が得られている。

第5章　同軸伝送路でのデジタルチャンネルの伝送品質

5.1　緒言

同軸伝送路で発生する歪は主に増幅器（トランクアンプ）で発生する（図5-1）。このような増幅器の非線形性により発生する歪は複合相互変調歪と呼ばれ、2次歪はComposite Second Order (CSO)、3次歪はComposite Triple Beat (CTB)と区別されている[27]。また、同軸伝送路では、多くの増幅器がカスケードに接続されているため、それぞれの増幅器で発生する歪が累積し、さらに大きな歪となる。もちろん、光伝送でもレーザの非線形性により複合相互変調歪が発生する。しかし、同軸伝送路の増幅器で発生するレベルよりも小さく、複合変調変調歪は同軸伝送路で発生する歪と考えてよい。

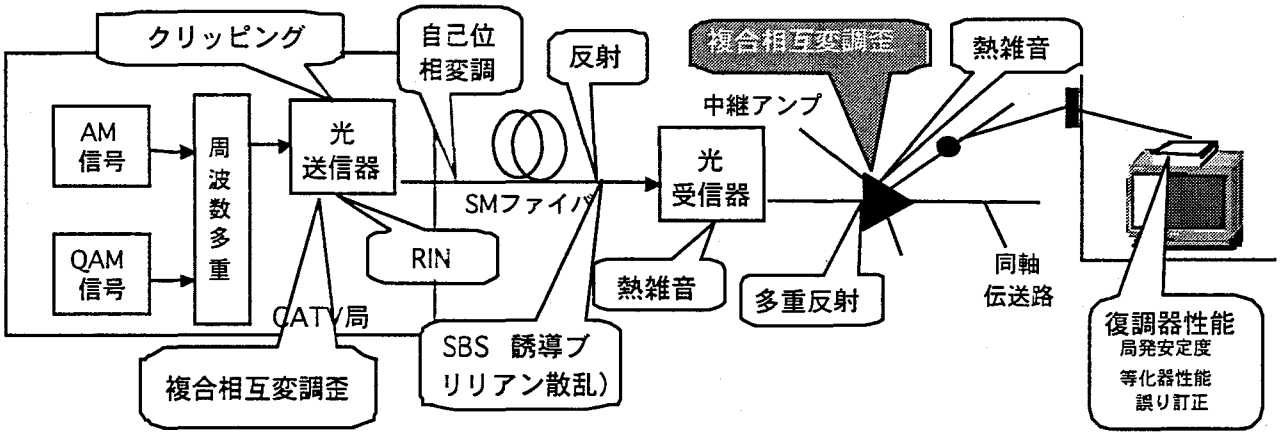


図5-1　CATV伝送路における品質劣化要因

複合相互変調歪については古くから検討されており、AM映像信号に対する仕様については既に確定しているが、デジタル変調信号に対する仕様については十分な議論が尽くされていない。3章ではCATVの同軸伝送路において発生する複合相互変調歪の振幅分布にワイブル分布が適用できることを導出した。これにより従来からの複合相互変調歪の統計的性質に関する定性的な指摘については、明確な解答を得た。

CATVにおけるデジタルチャンネルの歪量の配分設計には、歪量に基づくM-QAM信号のビット誤り率の推定が必要となる。これにより、伝送システム性能の評価においてもM-QAM信号のビット誤り率を測定しなくても、スペクトラムアナライザにより歪量を測定することによりビット誤り率を予測することが可能となる。

本章では、3章に示した条件で複合相互変調歪を発生させ、そのレベルを変えて16QAM信号のビット誤り率特性を測定する。さらに、ワイブル分布で与えられる雑音成分のビット誤り率の解析式を導出し、16QAM信号のビット誤り率の測定結果と本解析式による理論値とを比較検討する。

5.2　多値直交振幅変調信号のビット誤り率

5.2.1　ビット誤り率の測定系

ビット誤り率測定の実験系を図5-2に示す。

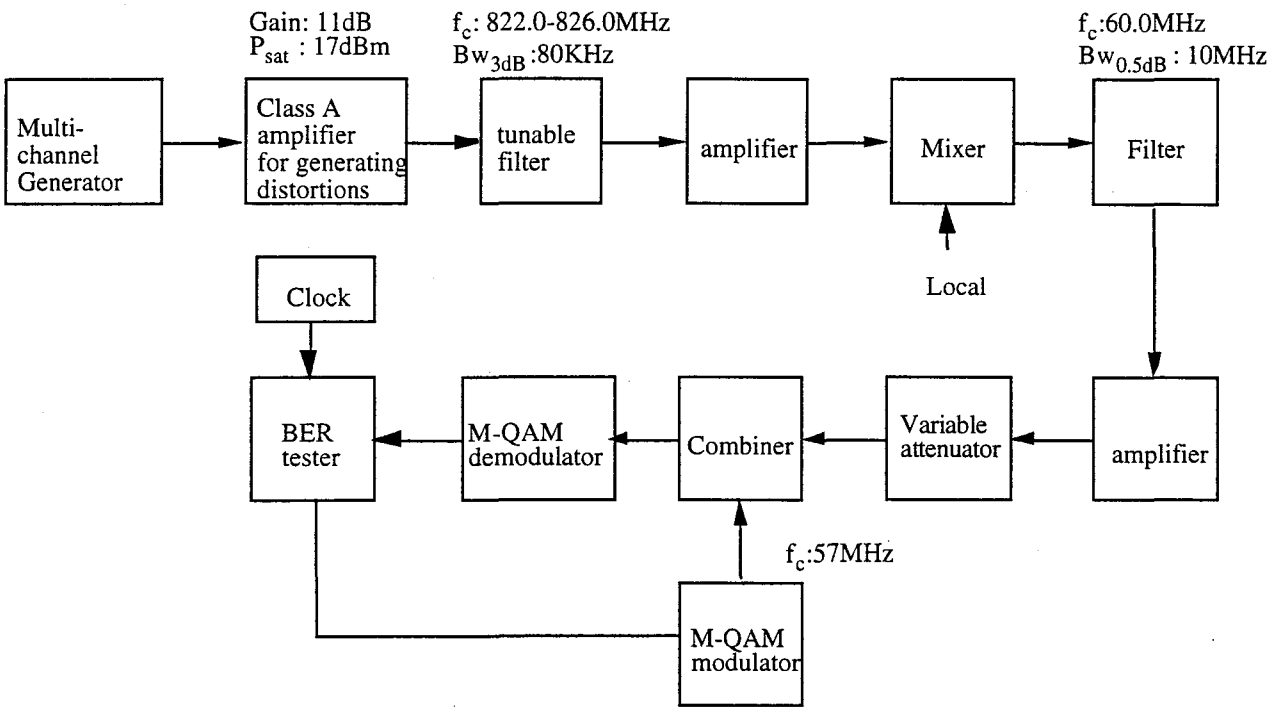


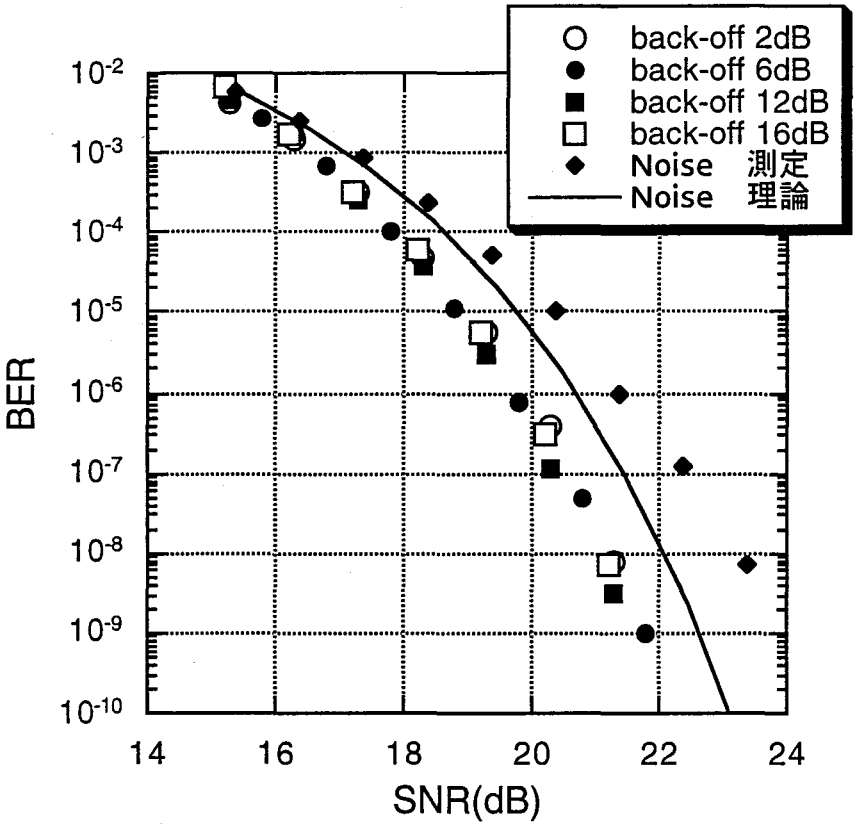
図5-2　ビット誤り率測定実験系

3章に示した条件で発生させた歪とM-QAM信号を加算する。ここでは、M-QAM信号として変復調器の固定劣化が小さく、測定値と理論値との差が小さな16QAM信号を用いた。16QAM信号は、データレートが16Mbps、ロールオフ50%、周波数は中間周波数の57MHzである。測定に中間周波数の信号を用いたのは、チューナ等によるビット誤り率の劣化を最小限に抑えるためである。さらに、16QAM信号のレベルを固定し、可変減衰器で歪レベルを変更することによりCNRを変更し、それに対するビット誤り率を測定する。ただし、正確な基準の歪量を得るため歪電力は電力計を用いて測定した。

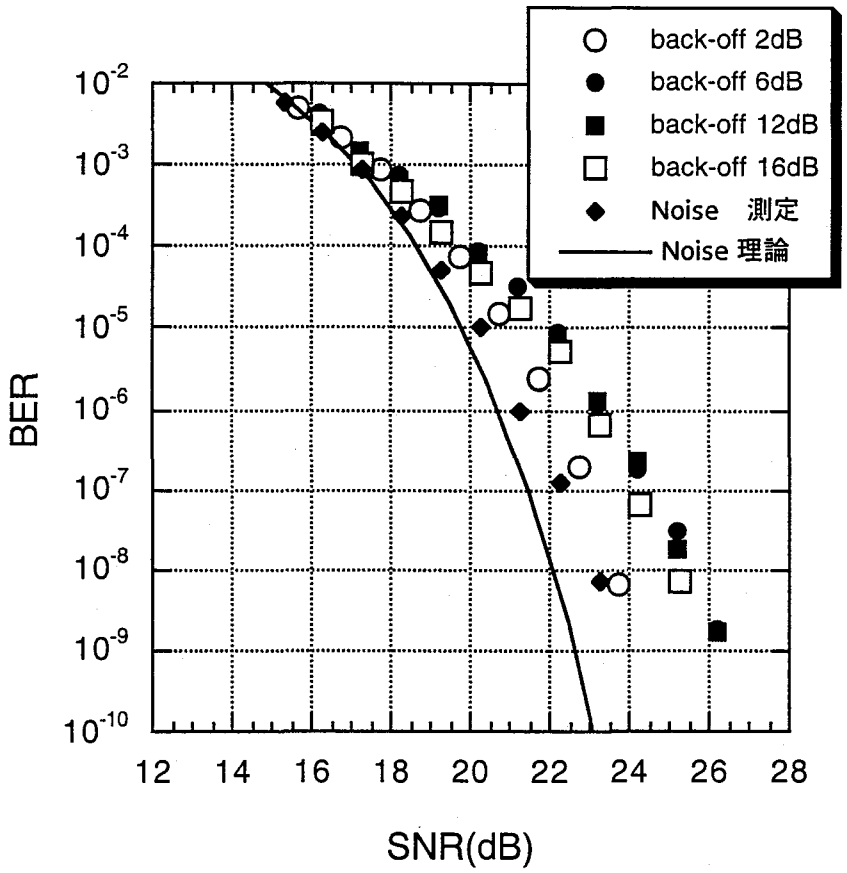
5.2.2 ビット誤り率の測定結果

図5-3にCSOおよびCTBに対する16QAM信号のビット誤り率測定結果と熱雑音に対するビット誤り率を重ねて示す。

CSOに対するビット誤り率特性は熱雑音に対するビット誤り率よりも内側になっており、振幅分布特性の測定結果に一致している。また、出力バックオフレベルに対する相違も無く、同一のビット誤り率特性が得られた。一方、CTBに対するビット誤り率特性は熱雑音に対するビット誤り率よりも外側になっており、これも、振幅分布特性の測定結果に一致している。出力バックオフレベルに対する特性は2dB以外の場合を除き同一のビット誤り率が得られた。出力バックオフレベルが2dBのビット誤り率は熱雑音とほぼ同一の特性となっており、これも、振幅分布特性の評価結果に一致している。



(a) CSOに対するビット誤り率特性



(b) CTBに対するビット誤り率特性

図5-3 複合相互変調歪に対するビット誤り率（BER）特性

5.3　ビット誤り率解析方法の提案

5.3.1　ビット誤り率解析方法

式（3.3）のワイブル分布を適用した場合のビット誤り率の解析方法を示す。M-QAM信号のビット誤り率の計算には、振幅分布ではなく、これを直交検波したときの直交成分の確率密度が必要である。振幅（r）をベクトル表現すると、$r=u+jv$となる。ここで、u、vはワイブル変数の直交成分である、したがって、u、vの結合確率密度$P(u, v)$は、

$$P(u,v)=\frac{1}{2}\frac{a}{2\pi\sigma^2}\left(u^2+v^2\right)^{a/2-1}\exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}\left(u^2+v^2\right)^{a/2}\right] \tag{5.1}$$

である[62]。ここで、σ^2は歪の電力に関連する変数であり、スケールファクターa、bを用いて$2\sigma^2=b^a$で与えられる。a, bと歪電力に関する関係は、

$$E\left[\left|r^2\right|\right]=E\left[\left|u^2+v^2\right|\right]=\frac{2b^2}{a}\Gamma\left[\frac{2}{a}\right] \tag{5.2}$$

ここで、$\Gamma[\bullet]$はガンマ関数。$E[|r^2|]$は歪の雑音電力であり、$E[|u^2+v^2|]=E[u^2]+E[v^2]$となる。$u$、$v$が同一の分散値（電力）$N_0$を有するとすれば、$E[|r^2|]$は以下の式で与えられる。

$$E\left[\left|r^2\right|\right]=2N_0 \tag{5.3}$$

式（5.2）と式（5.3）を式（5.1）に代入すると、結合確率密度は、

$$P(u,v)=\frac{a}{2}\frac{\left(u^2+v^2\right)^{a/2-1}}{\pi\left\{\dfrac{aN_0}{\Gamma(2/a)}\right\}^{a/2}}\exp\left[-\frac{1}{\left\{\dfrac{aN_0}{\Gamma(2/a)}\right\}^{a/2}}\left(u^2+v^2\right)^{a/2}\right] \tag{5.4}$$

となる。u、vの密度関数は、結合確率密度関数の周辺確率密度で与えられ、

$$P(u)=P(v)=\int_{-\infty}^{\infty}P(u,v)\,du \tag{5.5}$$

である。この積分は、一般的には解析的に解くことができないが、数値解析によりその値を求めることが可能である。式（5.5）の結果を用いたM-QAM信号のビット誤り率の計算式を示す。グレイ符号を採用したM-QAM信号のビット誤り率は（P_b）以下のようになる。

$$P_b = \frac{1}{\log_2\left[\sqrt{M}\right]}\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)P_d \tag{5.6}$$

ここで、P_dは不要信号の直交振幅（n）がM-QAM信号の各レベル間のしきい値電圧（d）を超える確率であり、

$$P_d = P_r\left(|n| > d\right) \tag{5.7}$$

したがって、M-QAM信号のビット誤り率（P_b）は、

$$P_b = \frac{2}{\log_2\left[\sqrt{M}\right]}\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)\int_d^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{a}{2}\frac{\left(u^2+v^2\right)^{a/2-1}}{\pi\left\{\frac{a\,N_0}{\Gamma(2/a)}\right\}^{a/2}}\exp\left[-\frac{1}{\left\{\frac{a\,N_0}{\Gamma(2/a)}\right\}^{a/2}}\left(u^2+v^2\right)^{a/2}\right] \tag{5.8}$$

ここで、$x = u(kN_0)^{1/2}$、 $y = v(kN_0)^{1/2}$を代入し、さらに、$k=a/\Gamma(2/a)$の関係より、最終的にビット誤り率として、

$$P_b = \frac{1}{\log_2\left[\sqrt{M}\right]}\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)\int_{\frac{d}{\sqrt{kN_0}}}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{a}{\pi}\left(x^2+y^2\right)^{a/2-1}\exp\left[-\left(x^2+y^2\right)^{a/2}\right]dxdy \tag{5.9}$$

一方、 $2d$ はM-QAM信号の各状態の最小間隔であり、dは以下の式で与えられる。

$$d = \sqrt{\frac{3T_s}{M^2-1}P_{ave}} \tag{5.10}$$

ここで、P_{ave}はM-QAM信号の平均電力であり、T_sはM-QAM信号のシンボル時間なので、

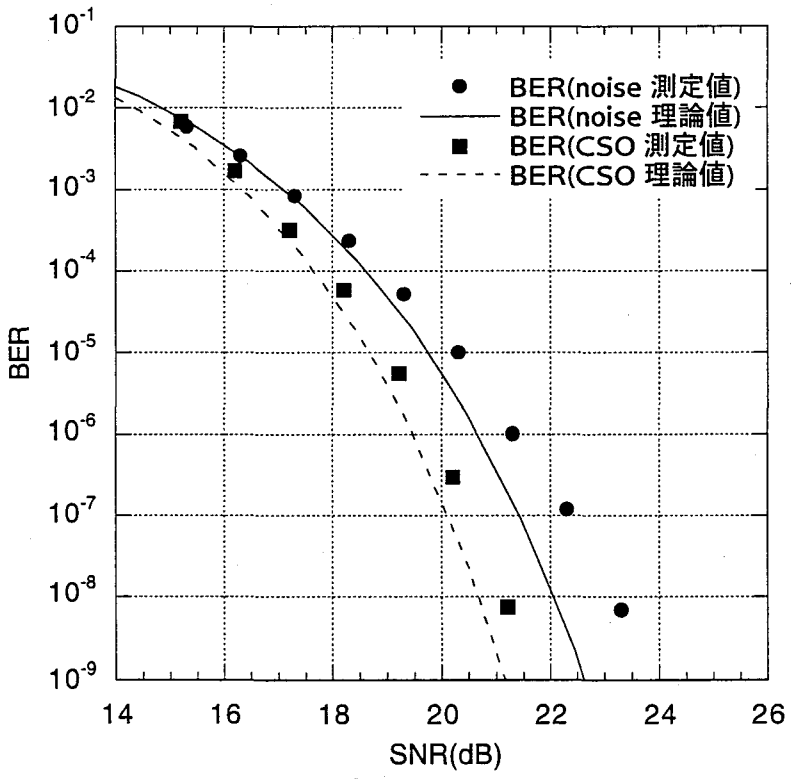
$$\frac{d}{\sqrt{kN_0}} = \sqrt{\frac{3T_s P_{ave}}{k\left(M^2-1\right)N_0}}$$

$$= \sqrt{\frac{3\cdot\Gamma(2/a)\cdot DUR}{a\left(M^2-1\right)}} \tag{5.11}$$

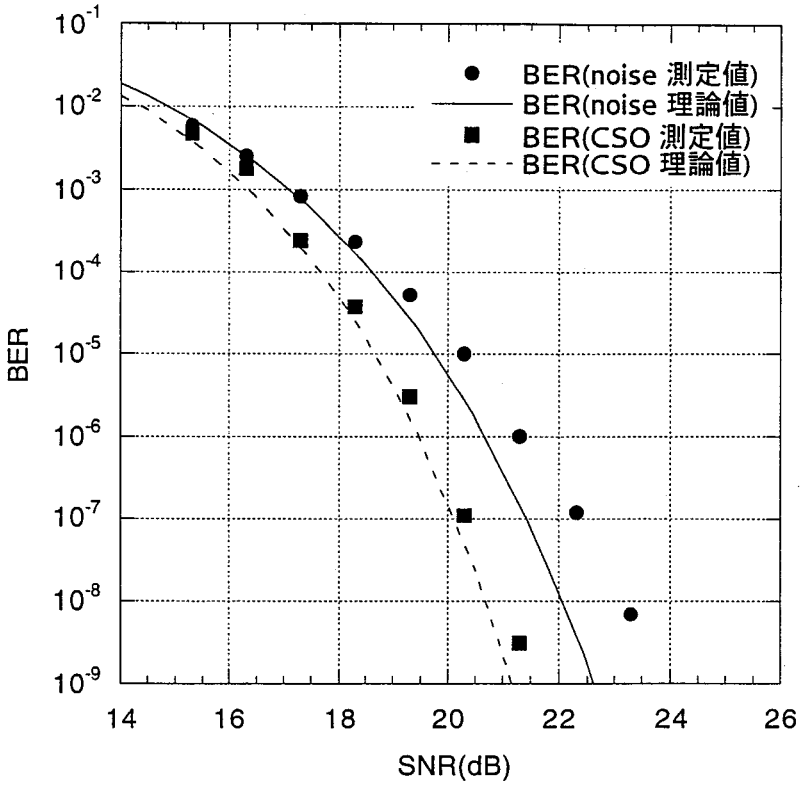
となる。

5.3.2 ビット誤り率測定結果と理論値の比較検討

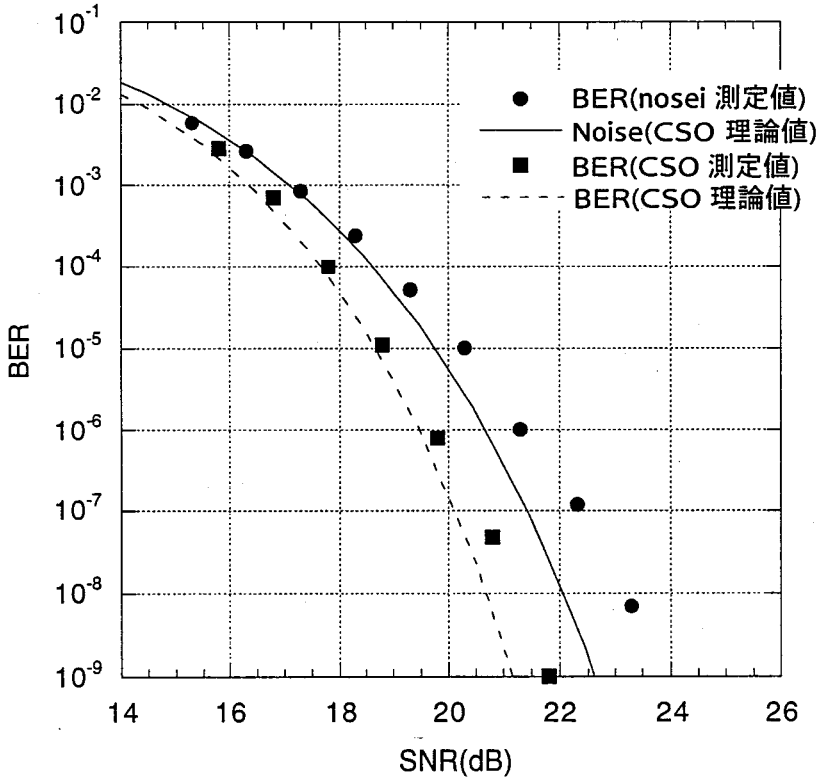
図5-4、5-5にビット誤り率の測定結果とビット誤り率の理論値を示す。ビット誤り率はそれぞれの歪の発生条件で、理論値とほぼ一致していることが分かる。ビット誤り率の小さな場合に理論値と測定値が離れる傾向が見られるが、このような傾向は雑音に対するビット誤り率特性でも見られることから、16QAM変復調器の固定劣化によるものと思われる。また、CTBに対するビット誤り率では、測定値が理論値よりも良くなっている場合があるが、これは、3章に示したように、スキューネスが振幅値により変化しており、振幅が小さな領域では、振幅分布特性がガウス雑音の特性に近づいているためであると考えられる。



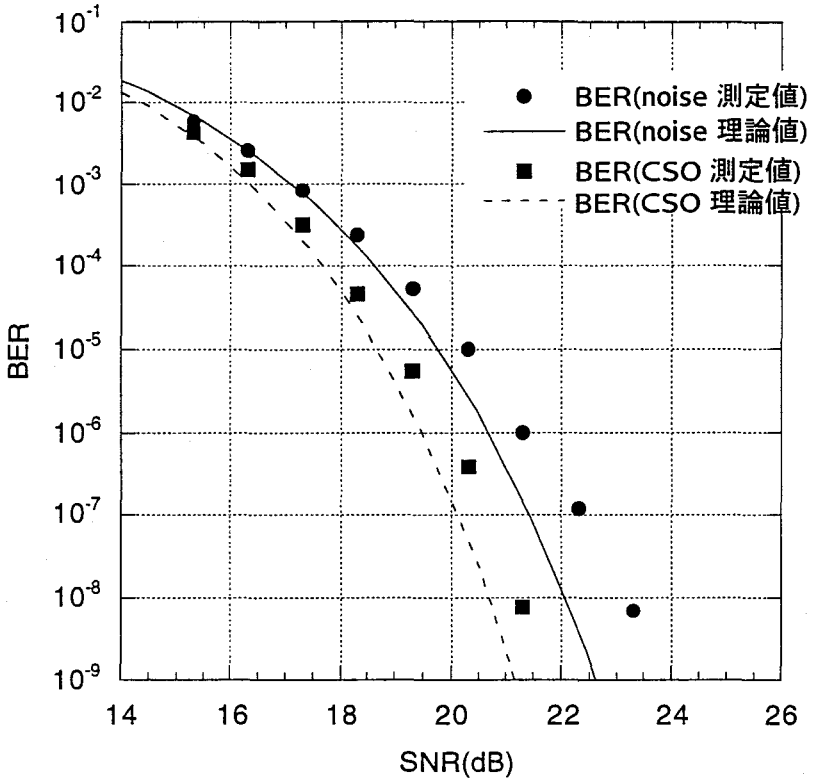
(a)出力バックオフレベル　16dB



(b)　出力バックオフレベル　12dB

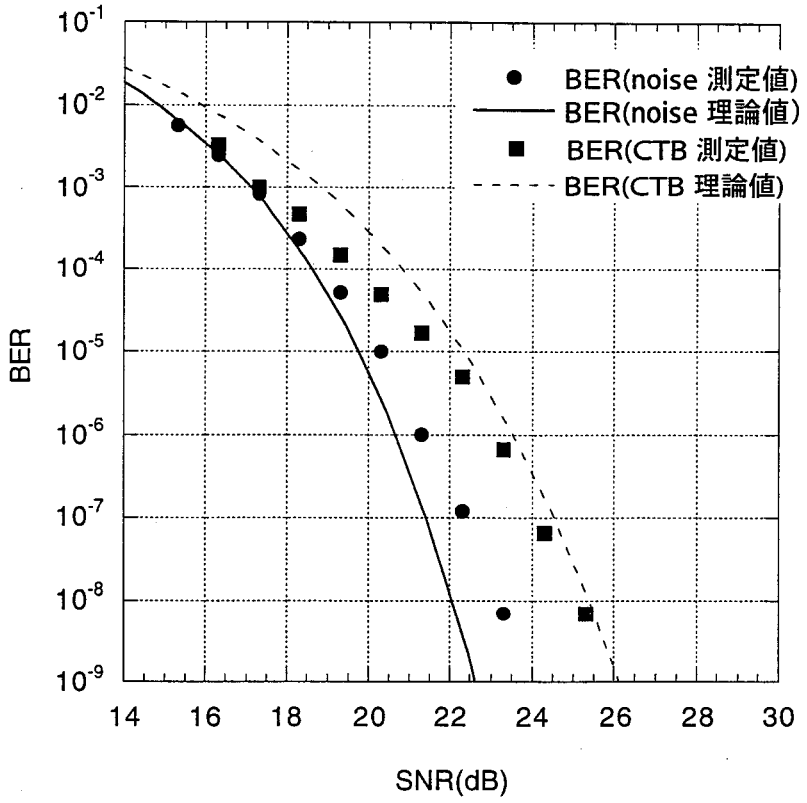


(c)　出力バックオフレベル　6dB

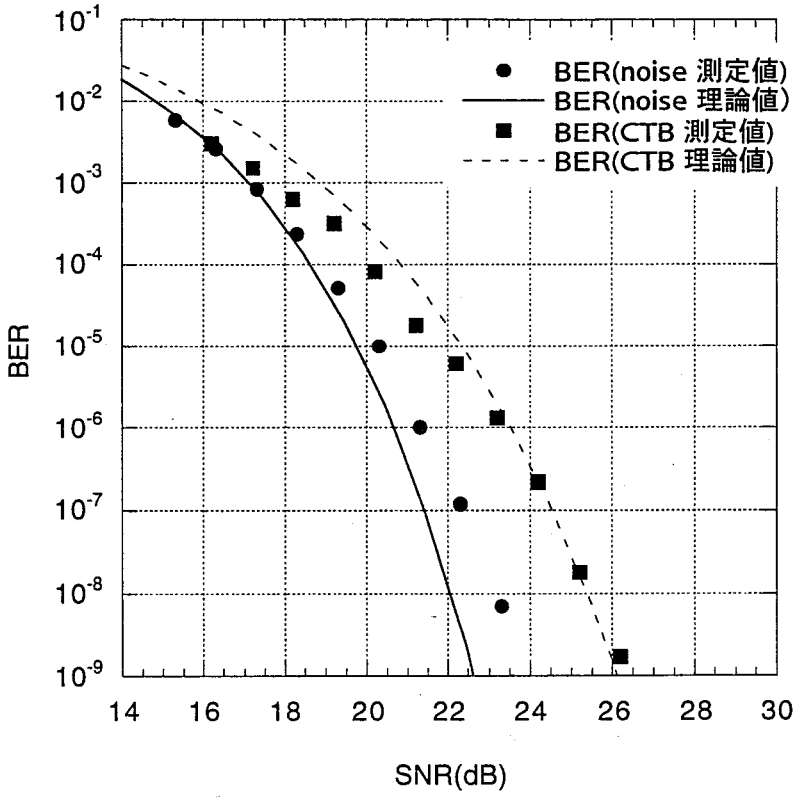


(d)　出力バックオフレベル　2dB

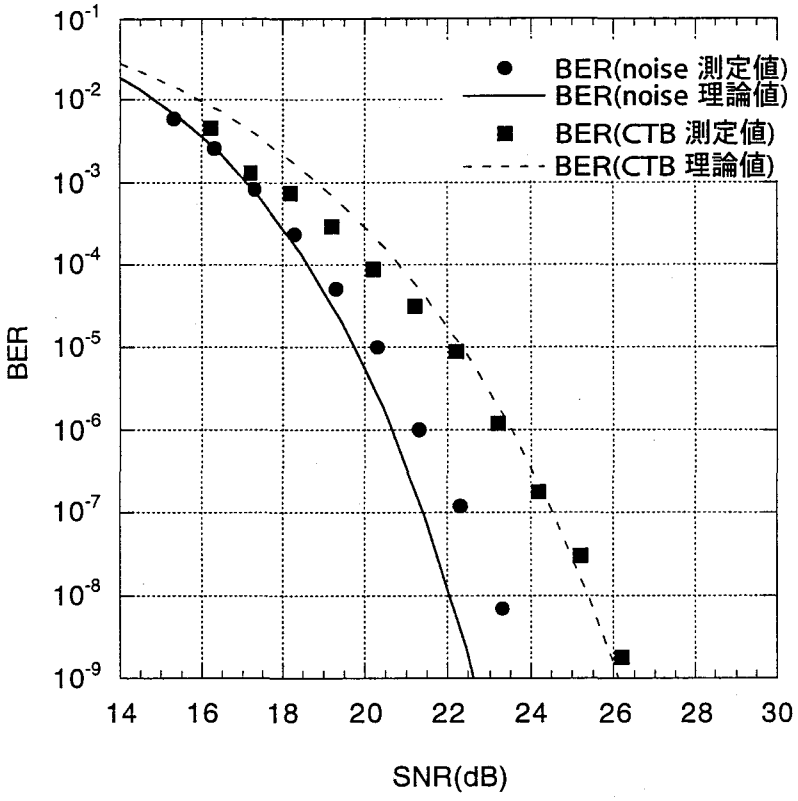
図5-4　CSOに対する誤り率の測定値と理論値



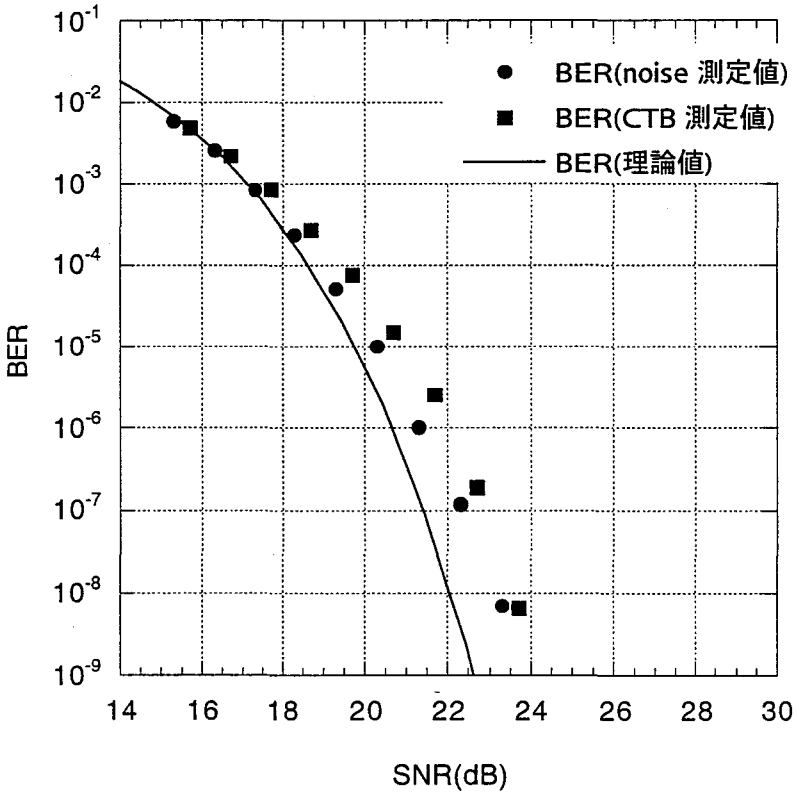
(a)　出力バックオフレベル　16dB



(b)　出力バックオフレベル　12dB



(c)　出力バックオフレベル　6dB



(d)　出力バックオフレベル　2dB

図5-5　CTBに対するビット誤り率（BER）の測定値と理論値

5.4 結言

本章では、複合相互変調歪に対する16QAM信号のビット誤り率を測定した。ビット誤り率特性はCSOでは熱雑音の特性よりも内側に、CTBでは外側になることを明らかにした。このような特性は、3章に示した振幅分布の測定結果に一致するものである。複合相互変調歪の振幅分特性にワイブル分布が適用できることを用いて、M-QAM信号のビット誤り率の解析手法を提案した。16QAM信号のビット誤り率の測定値と提案した解析手法による理論値は良く一致し、本解析手法が有効であることを示した。

実際のCATVでは、M-QAM信号チャンネル内には複数の複合相互変調歪が発生する。それぞれの複合相互変調歪には互いに相関が無いため、これらが加算された場合の振幅分布はよりガウス分布に近づくと考えられる。ただし、伝送路の歪設計およびそれに基づくビット誤り率の推定には、最悪の場合を想定するべきであり、CTBの振幅分布モデルを用いることにより、歪に対して達成可能なビット誤り率を保証することができることができる。また、本解析はCATVに限らず多チャンネルの信号を一括して増幅したり、光信号に変換する移動体通信用の光リンク並びに衛星放送のトランスポンダー等にも応用可能であると考えられる。

今回の検討では、どのようなメカニズムで歪の振幅分布がワイブル分布を示すかについては未検討である。また、歪発生用の増幅器の相違、多チャンネル信号発生器による分布特性の相違についても未解明の部分が残っている。今後はこれらの点についてさらに検討を進める必要がある。

第6章　誤り発生特性

6.1　緒言

CATVの伝送路における誤り発生の要因には熱雑音等のガウス雑音並びに複合相互変調歪、クリッピング歪の非ガウス性雑音が考えらる。4章で明らかにしたように、ハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号のビット誤り率はクリッピング歪の影響によりフロア特性を示す。一方、5章では複合相互変調歪によるビット誤り率特性を評価し、ガウス雑音によるビット誤り率特性とは異なった特性を示すことを明らかにした。

このような誤りを発生する要因はCATVでの信号伝送では不可避であり、その対応としては、上記の歪をビット誤り率に対して影響が無いレベルに抑えることが考えられる。しかし、CATVシステムでは、このような条件を達成するためには、伝送する信号数を大幅に減らすことになり現実的ではない。したがって、一定の不要信号電力とそれによるビット誤り率の劣化を容認し、ビット誤り率の達成には誤り訂正により対処することが有効である。

既に、CATVにおけるM-QAM信号の伝送方式が規定されており、そこでは誤り訂正方式についても規定されている[30]-[32]。しかし、規定された誤り訂正は、CATVの伝送路で発生する特有の誤りの特性を十分に議論して決められたものではない。例えば、DAVIC規格[30]における誤り訂正の方式は2つあるが、その一方は先に規格化が完了していたDigital Video Broadcasting(DVB) [33]で決められた方式をほぼ踏襲しており、日本の規格[32]もそれと同じ方式が採用されている。しかし、CATVの伝送路における最適な誤り訂正を決定するためには、クリッピング歪および複合相互変調歪による誤り発生特性についての検討が必要不可欠である。

さらに、我々の従来の研究も含めて、クリッピング歪よる誤りのバースト性が指摘されている。上記の誤り訂正ではバースト誤りに対応できるように、インタリーブ機能を有しており、一定のバースト誤りに対しては誤り訂正が有効に作用すると考えられるが、実際のクリッピング歪および複合相互変調歪に対する誤り訂正能力の評価はなされていない。誤り訂正能力の評価および最適な誤り訂正パラメータの設計、CATVにおける伝送パラメータの設計および伝送品質の評価には、誤りのバースト性の定量的な特性並びに、それを

推定可能なバースト誤り長のモデルを明らかにする必要がある。

本章では、複合相互変調歪およびクリッピング歪による誤りに対するDAVIC準拠の誤り訂正方式の訂正前後のビット誤り率を測定し、訂正能力を明らかにする。また、DAVICの誤り訂正のフレームを基準とし、そのフレームを構成するバイトが誤る統計的特性をフレーム内の誤りバイト数の発生確率で評価し、複合相互変調歪およびクリッピング歪による誤りの発生特性を明らかにする。さらに、その評価で明らかになった誤りのバースト性の原因について検討する。特に、クリッピング歪による誤りについては、発生モデルを提案するとともに、測定結果と比較し、その有効性を検証する。

6.2 DAVIC仕様の誤り訂正方式

DAVICでの規定では表6-1に示す誤り訂正を採用し、実際に図6-1に示す系で信号の処理を行う。誤り訂正としては、（204, 188）リードソロモン符号と、指数（I）12の畳み込みインターリーブを採用している[30]。

表6-1　誤り訂正方式

項目	諸元
訂正符号	リードソロモン
データ数	188 byte
冗長データ数	16 byte
訂正能力	8 byte
インターリーブ	畳み込み (Ramsey Type III　図6-2参照)
インデックス（I）	12
デプス・パラメータ（M）	17
インリーブの深さ（$M \times I+1$）	205
完全訂正連続バイト	96

表6-1に示したように、伝送フォーマットはMPEG2の画像データに誤り訂正用の冗長データを付加した204バイトが1単位（フレーム）となっている。このフレーム中の誤りバイトが8以下であれば、誤りを完全に訂正することができる。さらに、図6-2に示すインタリーブが採用されており、連続する誤りバイトが96（12×8）バイト以下であればインタリーブ後のフレーム内の誤りバイトは8以下となるため誤りを完全に訂正できる。

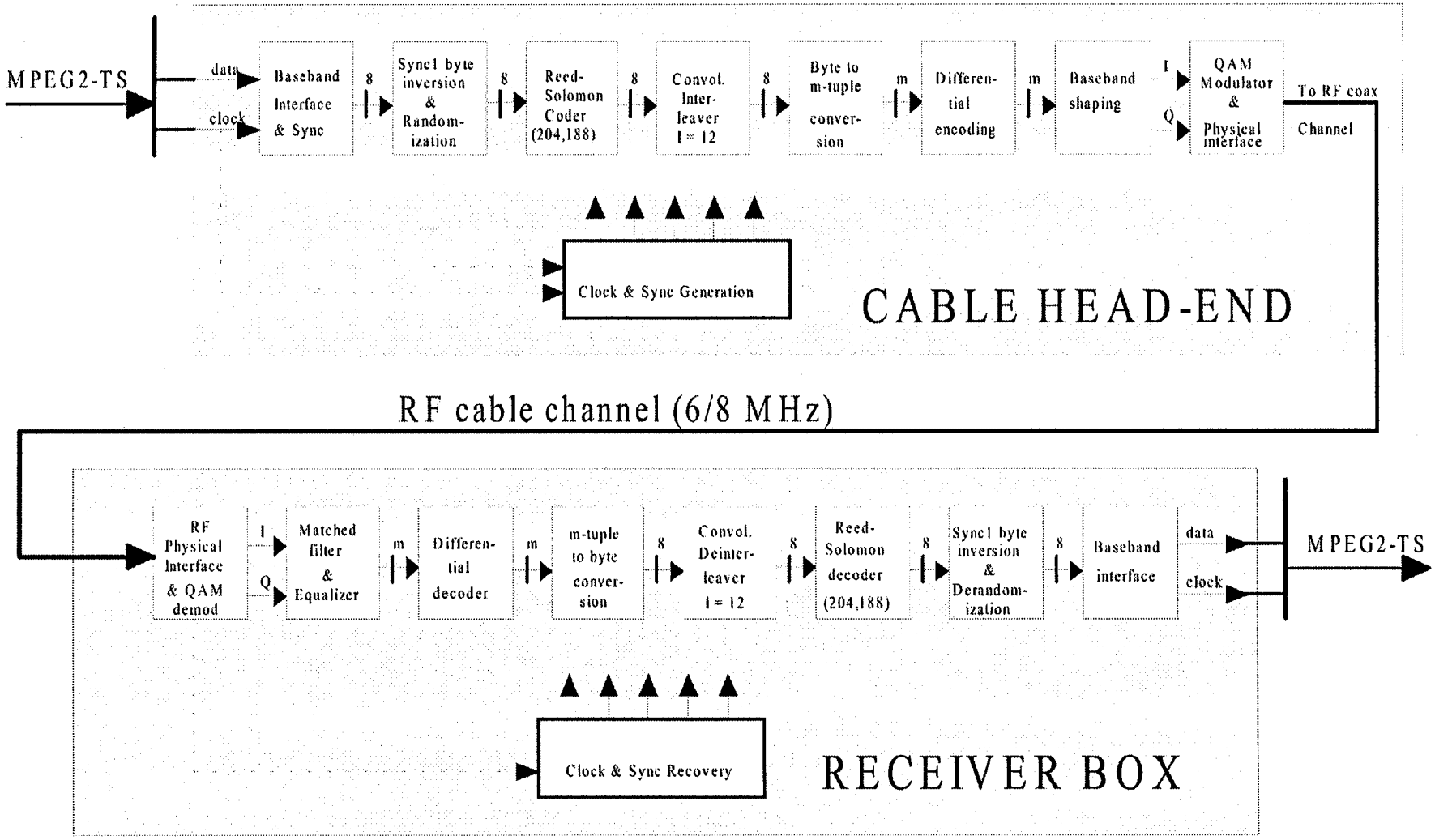


図6-1　誤り訂正信号処理系

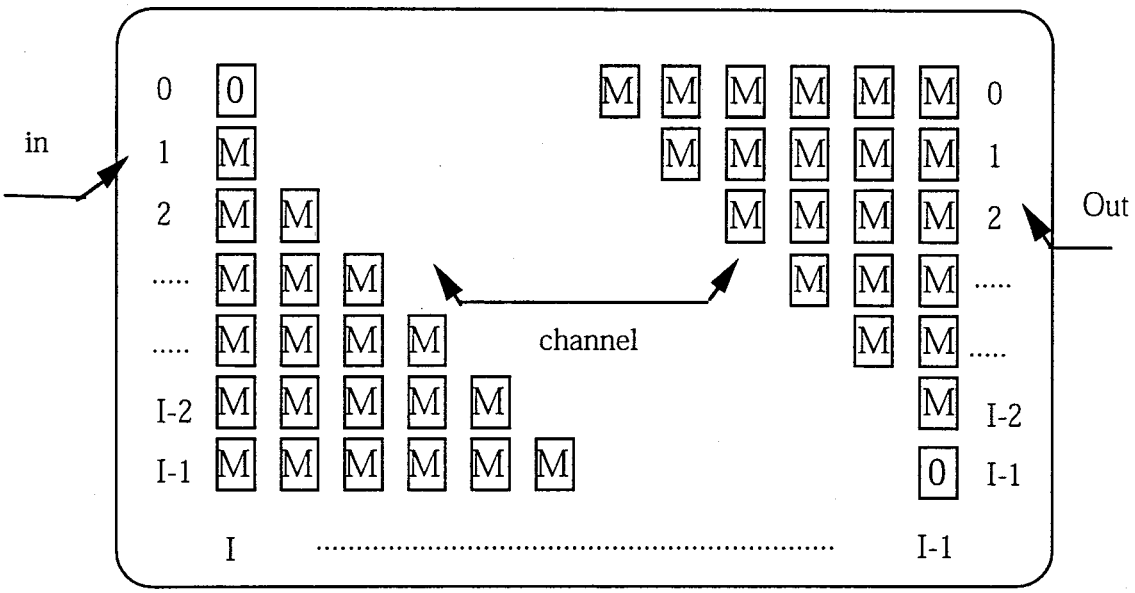


図6-2　インタリーブの方式

図6-3に表3-1の誤り訂正を採用した場合の伝送フレームを示す。

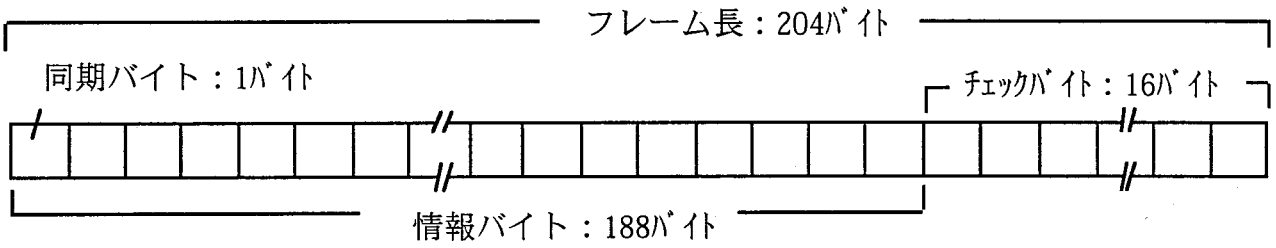


図6-3　伝送フレーム

6.3　誤り訂正後のビット誤り率

6.3.1　光伝送路で発生する誤りに対する訂正後ビット誤り率

図4-2に示した実験系で、DAVIC仕様の64QAM信号と同仕様の誤り訂正方式を採用した変復調器を用い、訂正前後でのビット誤り率特性を測定した。AMキャリアの光変調度を3.6%/ch、4.0%/ch、4.5%/chとした場合の64QAM信号（キャリア周波数599MHz)の訂正前後のビット誤り率を図6-4に示す。

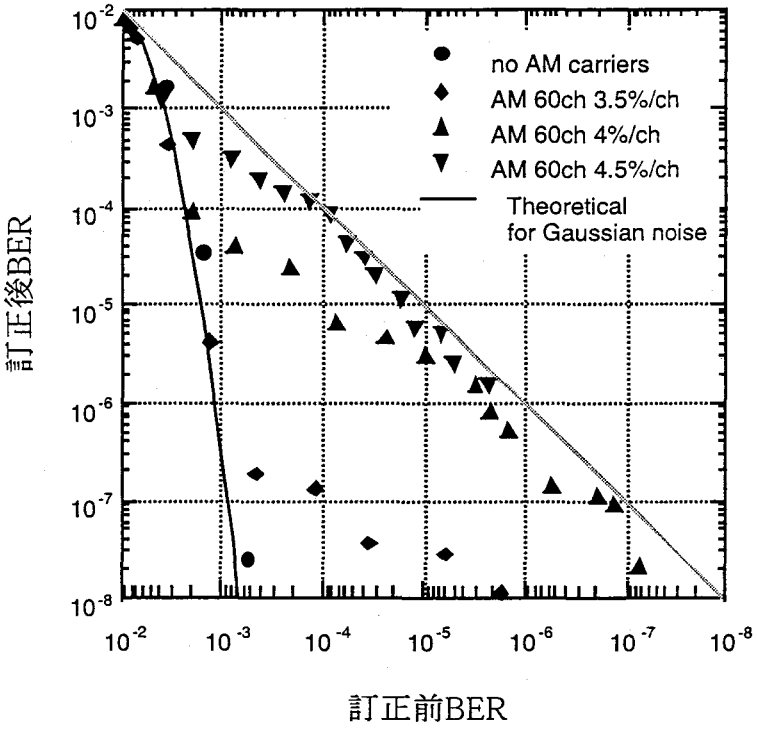


図6-4　クリッピング歪による誤りに対するDAVIC仕様誤り訂正の誤り訂正能力

熱雑音により発生するランダム誤りに対しては、誤り訂正が有効に機能し、ビット誤り率が10^{-3}前後で急速に訂正後ビット誤り率が改善され、10^{-4}オーダーのビット誤り率を得れば、訂正後のビット誤り率としてエラーフリーを達成する。一方、ハイブリッド光伝送においては、いずれの場合もクリッピングが発生しており、その影響がビット誤り率特性に現れている。AMキャリアの光変調度を大きくすると、クリッピング歪による誤りがより支配的になり、同時に誤り訂正の効果も失われている。いずれにしても、このような誤りの残留はDAVICの誤り訂正で規定されたインターリーブ長を遙かに越えるバースト誤りが発生するためと考えられる。

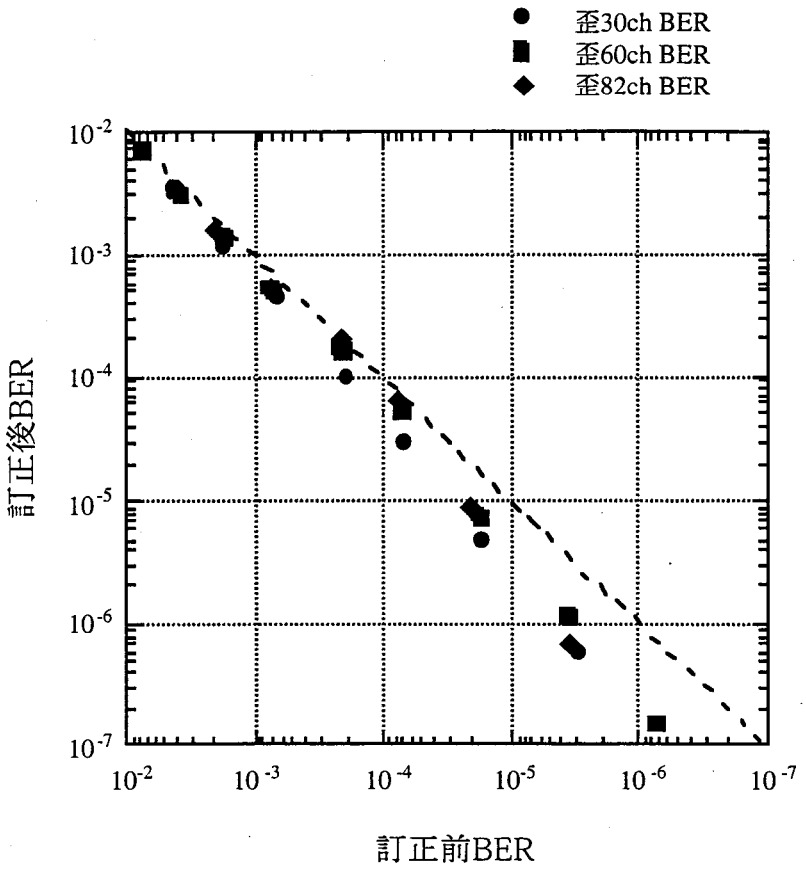
6.3.2　同軸伝送路で発生する誤りに対する訂正後ビット誤り率

図5-2において16QAM変復調器をDAVIC仕様の64QAM信号と同仕様の誤り訂正方式を採用した変復調器に交換し、誤り訂正前後でのビット誤り率特性を測定した。測定手順は次の通りである。マルチチャンネル信号発生器からの多重信号をA級増幅器に入力し、その出力から表6-2に示す周波数の複合相互変調歪を抽出する。64QAM信号のレベルを固定し、その帯域内に抽出した歪を加算する。可変減衰器により歪電力を変えてDURを設定し、誤り訂正をON・OFFに切り替え、ビット誤り率を測定する。なお、この場合、歪電力に対して、受信機雑音電力は最悪の場合でも-20dB以下に設定されており、受信機雑音のビット誤り率への影響は無視できる。

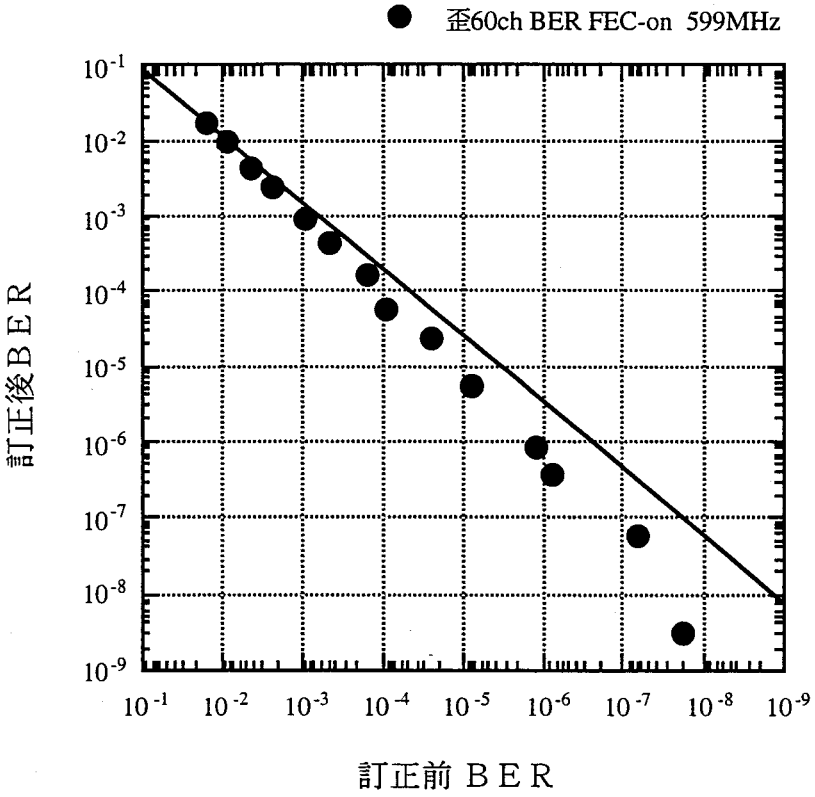
表6-2　歪の発生条件

歪	歪周波数(MHz)	多重信号周波数(MHz)	多重信号数
CSO	824.50	91.25～595.25 91.25～445.25 91.25～445.25	85 60 30（1chおき）
CTB	823.25	589.25-997.25	60

CSO、CTBに対する誤り訂正前後のビット誤り率の関係を図6-5に示す。複合相互変調歪により発生する誤りに対しては、DAVIC仕様の誤り訂正はほとんど機能せず、誤りを訂正できないことが分かる。前述のようにDAVIC仕様の誤り訂正では、ランダム誤りに対して訂正前で10^{-3}程度のビット誤り率であれば、訂正後に10^{-9}以下のビット誤り率が得られる。しかし、ここに示すように複合相互変調歪の誤りに対しても訂正後に誤りが残留することから、インターリーブの有効長を越えるバースト誤りが発生しており、強いバースト性を有していると推察される。



(a) CSO



(b) CTB

図6-5　複合相互変調歪による誤りに対する誤り訂正前後のビット誤り率（BER）の関係

次に、熱雑音のみ、CTBのみ、および熱雑音電力に対するCTBのレベルを0dB、-3dB、-6dB、-10dB、-20dBと変化させた場合の誤り訂正能力を図6-6に示す。なお、CTBの発生条件は表6-2の通りであり、64QAM信号の搬送波周波数は599MHzである。

図6-6から分かるように、CTBレベルが雑音に対し6dB以下の場合に誤り訂正が機能し始める。また、CTBレベルが雑音に対して-20dB以下の場合には、ほぼCTBの影響を無視できる。CATVの伝送路では雑音に対する歪量が-10dB程度となるため、訂正前のビット誤り率がある一定の低さ、例えば、10^{-9}程度に達していなければ、訂正後にも誤りが残留することが考えられる。なお、このような誤りの発生特性については次章で詳細に検討する。

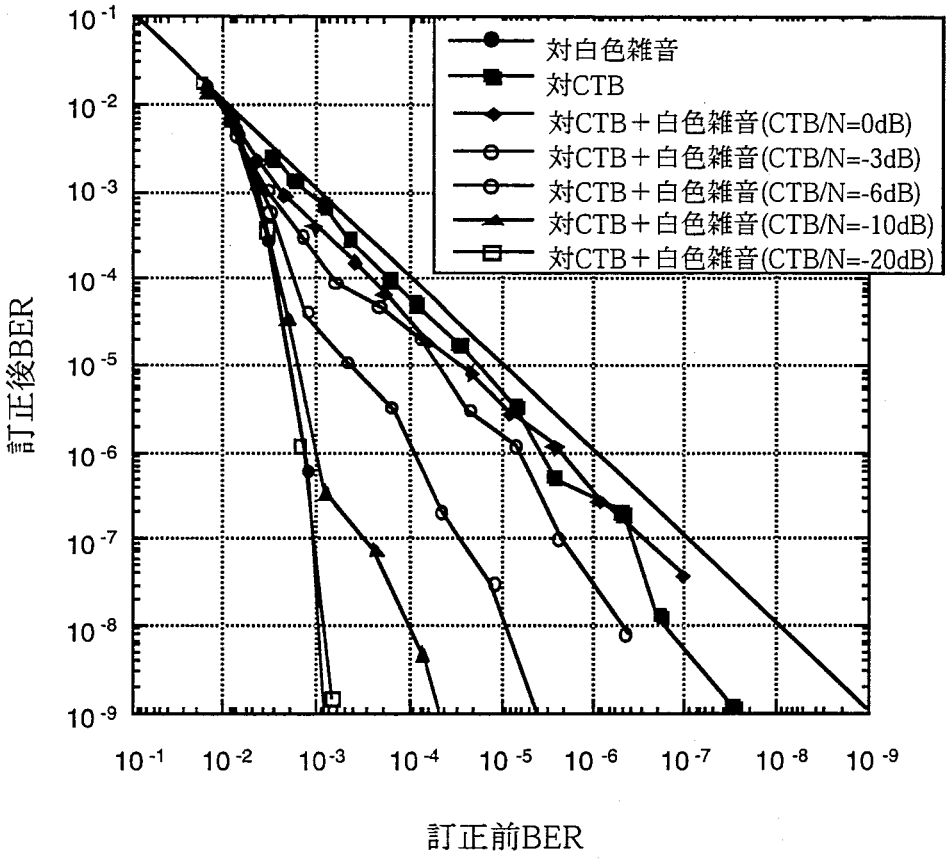


図6-6　CTBと誤り訂正能力

6.4　同軸伝送路での誤り発生測定結果

6.4.1　測定方法

6.3.2で示した誤り訂正前後のビット誤り率の測定結果は複合相互変調歪による誤りが強いバースト性を有することを示唆している。そこで、バースト的に誤りが発生することを確かめるため、誤りバーストの発生頻度について測定する。測定は、DAVIC仕様の誤り訂正を用いることを前提とし、伝送フレーム内に発生する誤り数の出現頻度により行った。測定内容を図6-7に模式的に示す。

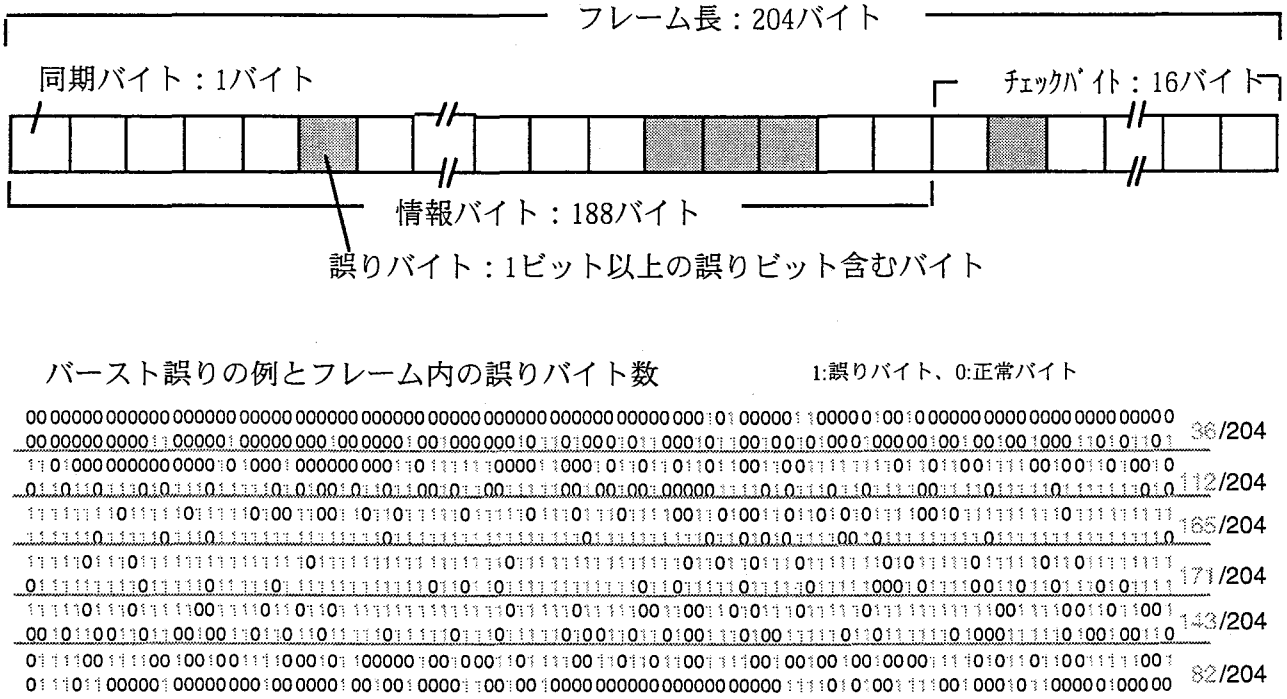


図6-7　誤り発生特性の測定内容

復調器出力を204バイトのフレームに分割し、誤り発生特性を測定した。測定条件を表6-3に示す。

表6-3　誤り発生特性の測定条件

歪	歪周波数 (MHz)	BER (1min)	信号電力 (dBm)	歪電力 (dBm)	雑音電力 (dBm/Hz)	SIR (dB)	SNR (dB)
CSO	599	1.1e-4	-24.9	-55.2	-132.2	30.3	40.1
		1.5e-5	-24.5	-57.5	-132.2	33.0	40.3
	600	1.3e-4	-24.4	-55.5	-132.2	31.1	40.4
		1.3e-5	-25.3	-58.0	-132.2	32.7	39.5
CTB	599	1.7e-4	-24.7	-57.0	-132.2	32.3	40.1
		1.3e-5	-24.6	-59.1	-138.1	34.5	46.3
	600	1.5e-4	-24.5	-58.0	-132.2	33.5	40.5
		1.5e-5	-23.8	-58.7	-135.6	34.9	44.6

SIR：Signal to Interference Signal Power Ratio

BER ：ビット誤り率

6.4.2　実験系と実験方法

(1) 全体系統図

誤り発生特性の測定に用いた実験系を図6-8に示す。

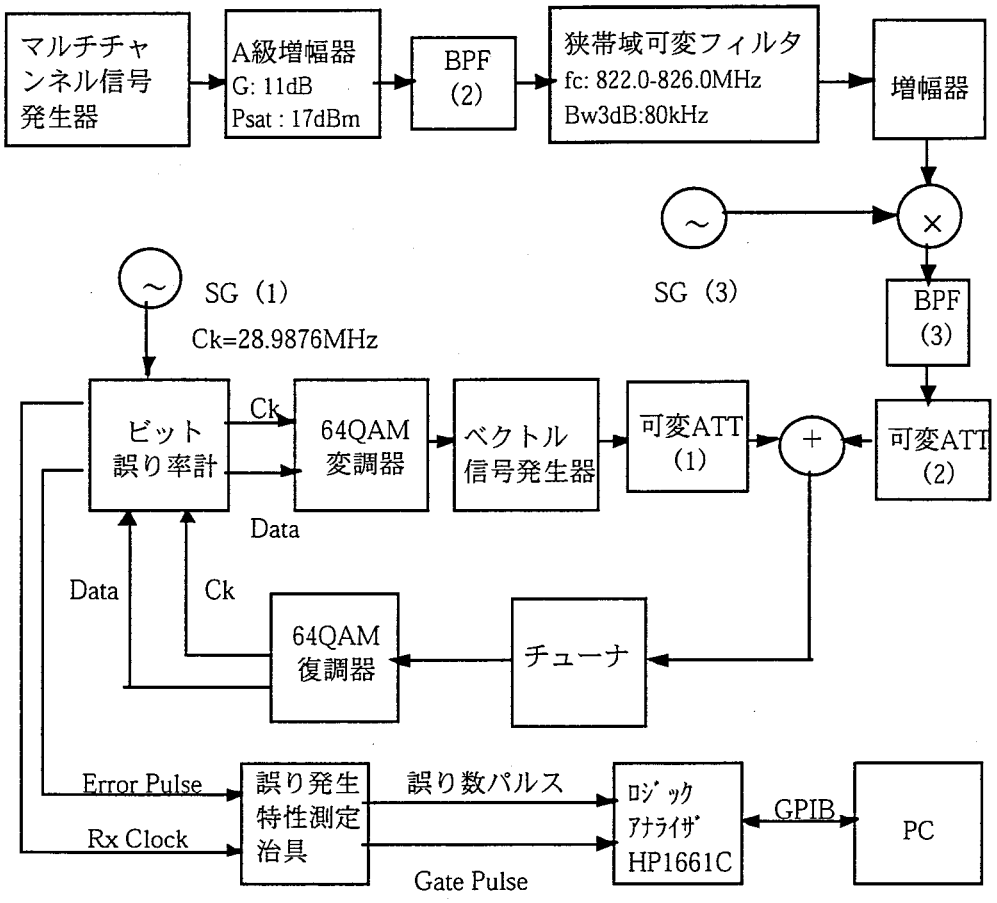


図6-8　実験系

(2) 誤り発生特性測定治具

誤り発生特性測定治具は今回の測定のために作成した専用測定治具であるので、その接続、治具の回路構成、および動作原理について述べる。

ビット誤り率計、誤り発生特性測定治具、ロジックアナライザの接続を図6-9に示す。

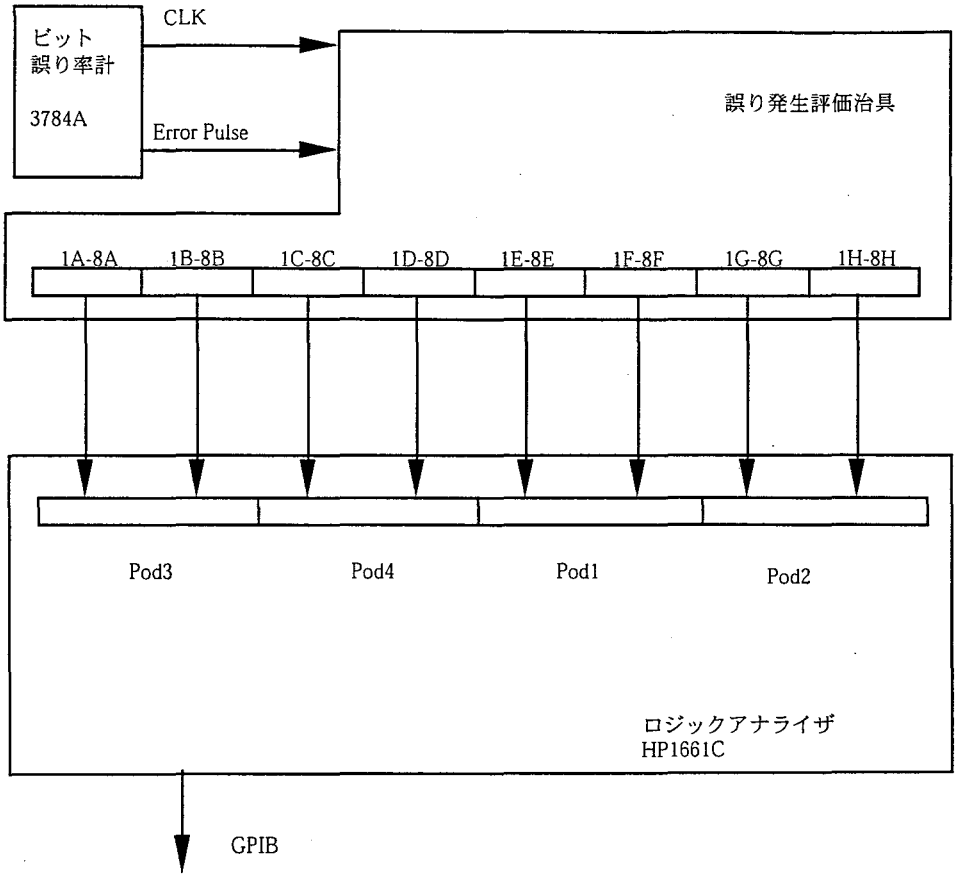


図6-9　ビット誤り率計、誤り発生特性測定治具、ロジックアナライザの接続

誤り発生特性測定治具の機能ブロックを図6-10に示し、その動作は以下で述べる。

・ビット誤り率計の裏面パネル出力のエラーパルスとクロックを誤り発生特性測定治具のにそれぞれ接続する。

・ビット誤り率計から、誤りが発生した場合にクロックに同期して誤り発生パルスが出力される。

・クロック・トリガー発生回路で同期クロックを基に、バイトクロック（C_{by}　＝同期クロック×8分周）、フレームパルス（P_{bl}=C_{by}×信号フォーマット長:204バイト）、ラッチパルス（$P_l = P_{bl}$×8）を発生する。

・エラーパルスを含むデータは、8ビットシフトレジスターに入力され、バイトクロックによりパラレルの8ビットデータに変換される。

・変換された8ビットデータの論理和をとり、誤りバイトを検出する。

・誤りバイトはエラーカウント部に入力し、1フレームにおける誤りバイトの数がカウントされる。

・カウント結果はフレームパルスにより、出力レジスターにラッチされる。

・出力レジスターは8個有り、一回の計測で8フレームの誤りバイト数を保持する。

・ラッチパルスはロジックアナライザの入力トリガーであり、8個のカウント結果がステートモードに設定したロジックアナライザに記憶される。

・ロジックアナライザは上記動作を繰り返す。

・ロジックアナライザは8000×8個のデータをストアーすると、GPIB上にデータを出力し、これをPCのハードディスクが記憶する。なお、ロジックアナライザの動作は、自動計測プログラムで制御される。

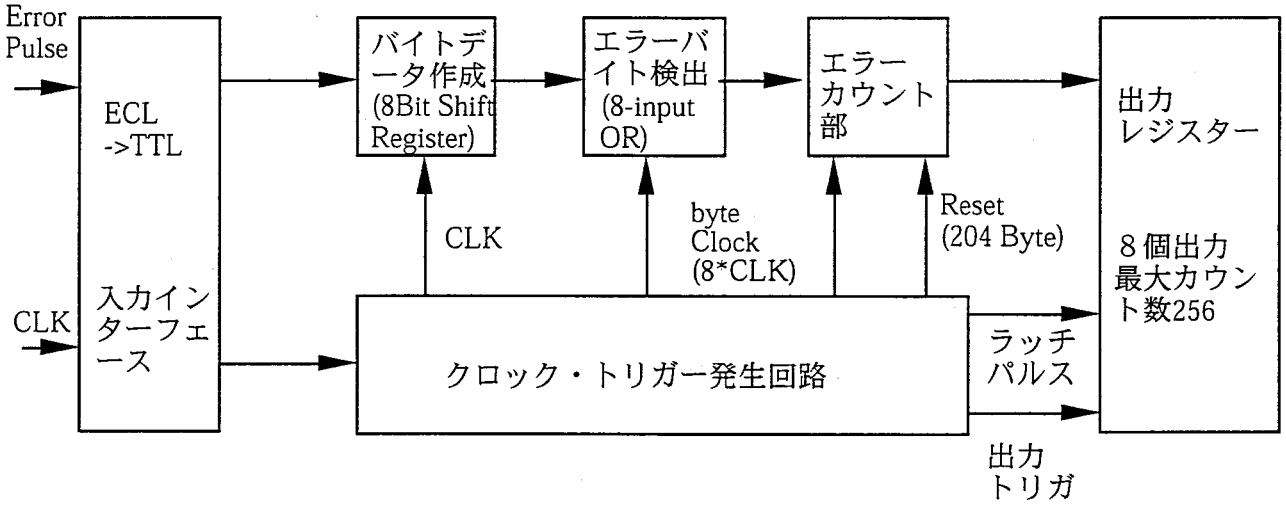


図6-10　誤り発生特性測定治具機能ブロック図

(2)　実験方法

・図6-8、図6-9に示すように各構成品を接続する。

・可変減衰器（可変ATT(2)）の減衰量により歪電力を調整し、測定対象とするビット誤り率（約10^{-4}、10^{-5}）に設定する。

・PCで自動計測プログラムを立ち上げ、自動計測を開始する。

(3) 実験系の機能検証

実験系の動作を確認するため、先ず、熱雑音に対する誤りの発生特性を測定した。熱雑音に対する誤りはランダムに発生すると考えられる。ここで、nバイトの伝送フレームを考えた場合、その内で発生する誤りバイトの数（m）出現確率は以下で与えられる。

$$P(m,n)=\frac{n!}{m!\,(n-m)!}P_B^m(1-P_B)^{n-m} \tag{6.1}$$

ここで、P_Bは誤りバイトの発生確率である。ビット誤り率をP_bとし、$P_b \ll 1$があればP_Bは以下で与えられる。

$$P_B \approx e^{-8P_b} \tag{6.2}$$

64QAM信号の1チャンネル伝送で、ビット誤り率が5.6×10^{-4}の場合の誤りバイト数の発生確率を図6-11に示す。測定値と理論値は非常に良く一致している。これより、測定系が正常に動作していると判断できる。

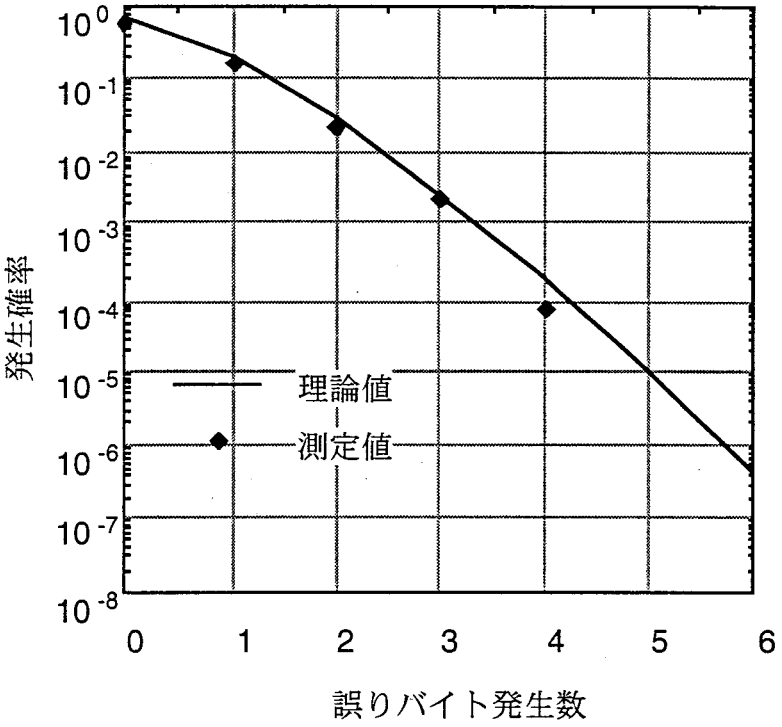


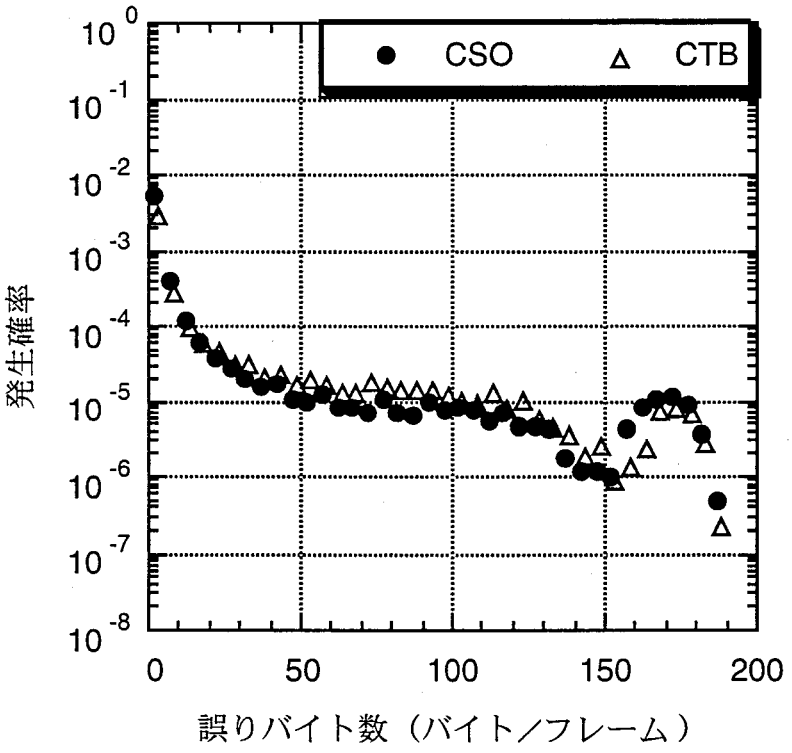
図6-11　16QAM1波伝送時の誤りバイト数の発生頻度

6.4.3 測定結果

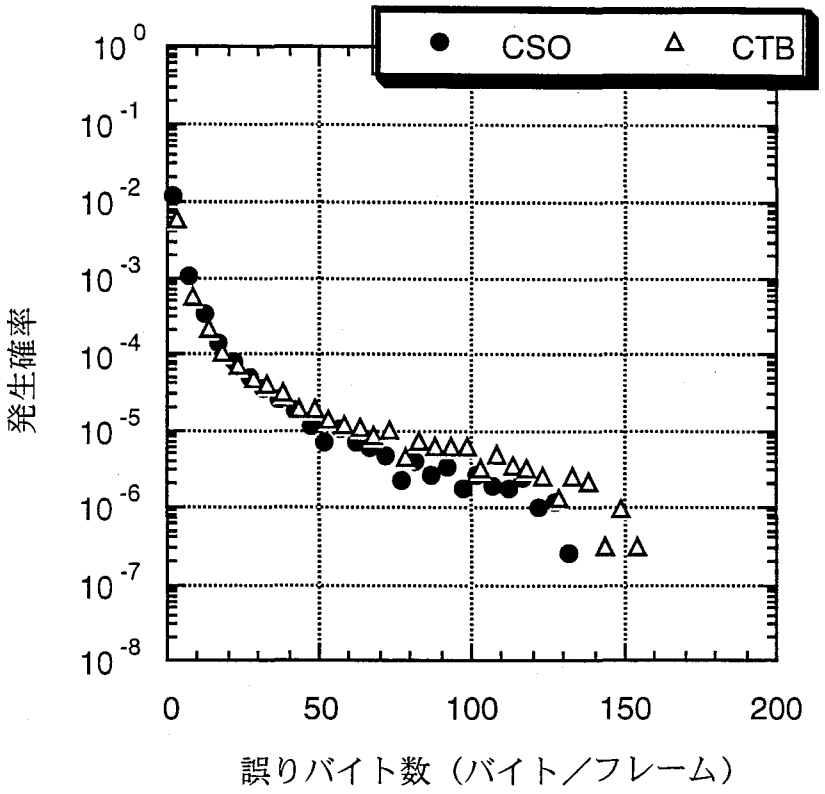
表6-3に示した測定条件での誤り発生特性を測定した。測定結果を以下に示す。

(1) 誤り発生特性のCSOとCTBでの相違

同一の周波数およびビット誤り率でのCSO、CTBの誤り発生特性の相違を図6-12に示す。搬送波周波数と歪周波数が重なっている場合には、CSO、CTBともに、誤り発生特性は同様の特性を示す。誤りバイト数が150～200の間で誤り発生確率にピークが見られるが、これは搬送波周波数と歪の周波数が一致しているため、復調時にコスタスループが歪の影響を受け、同期外れに近い状態となり、より多くの誤りが発生していると考えられる。一方、歪の周波数を搬送波からずらした場合には同期外れのような現象は起こらず、200バイト近傍の誤り発生確率にピークは見られない。



(a) 歪周波数599MHz（搬送波と同一）、ビット誤り率 約10^{-4}

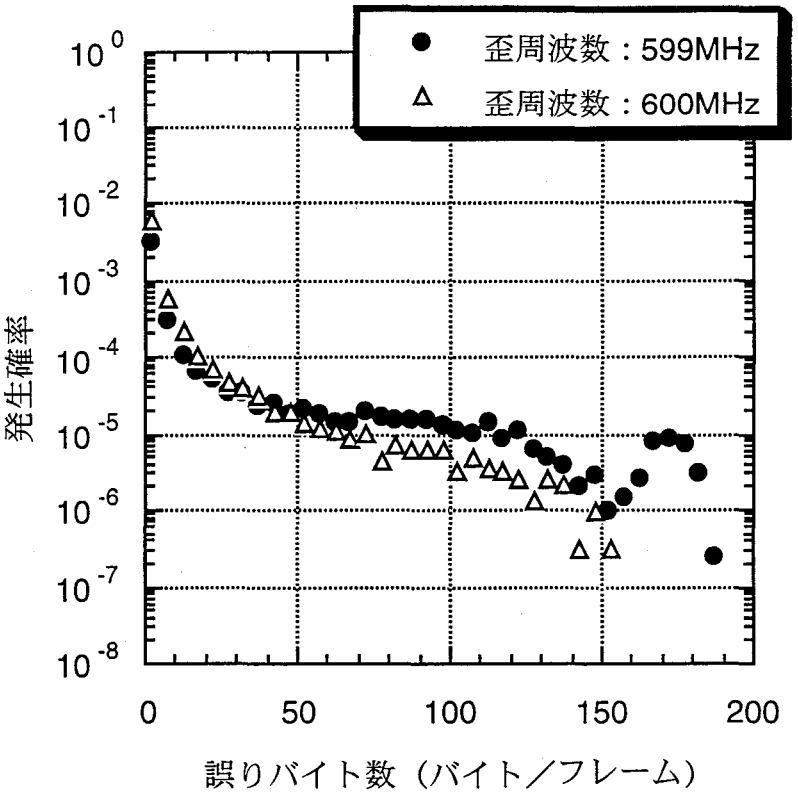


(b)　歪周波数600MHz、ビット誤り率　約10^{-4}

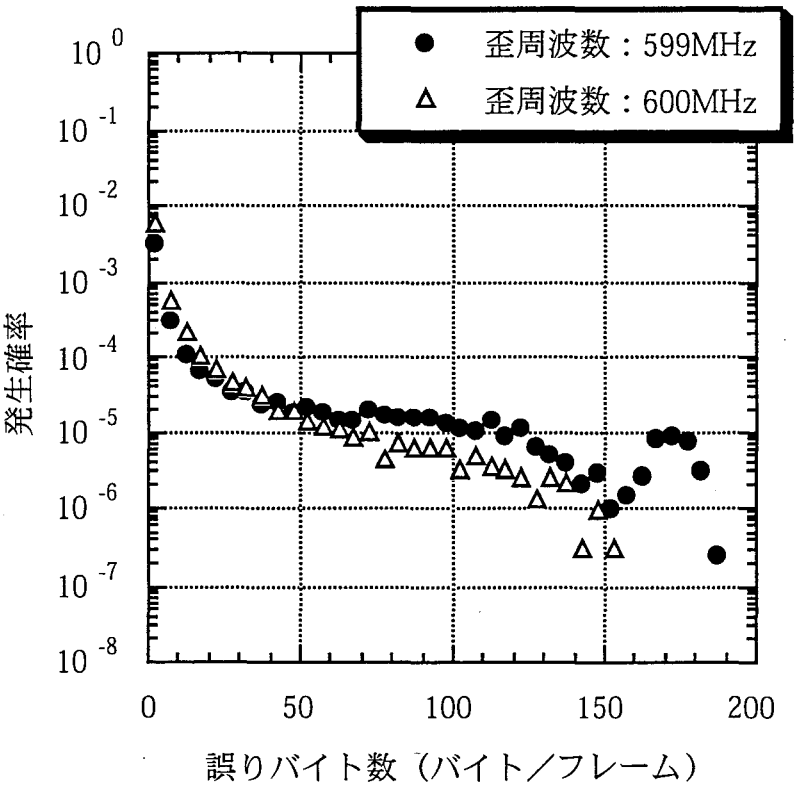
図6-12　複合相互変調歪の誤り発生特性

(2) 歪周波数による誤り発生特性の相違

歪周波数が搬送波に重なった場合の誤り発生特性を明確にするため、歪周波数による誤り発生特性の相違を図6-13示す。CSO、CTBとも各ビット誤り率において同様の特性を示している。歪周波数が599MHzではバイト数が150以上でピークが見れられるが、前述と同様、これはコスタスループの不安定による同期外れに似た現象により非常に長いバースト誤りが発生しているためであると考えられる。一方、歪周波数が600MHzでは誤りのバイト数の発生確率において、150以上のピークは見られない。しかし、誤りバイト数が100以下の場合には、誤り発生確率は両者ともほぼ一致しており、コスタスループの不安定による要因が無ければ、誤り発生確率に周波数依存性は無いと考えられる。



(a)　CSO、ビット誤り率　約10^{-4}

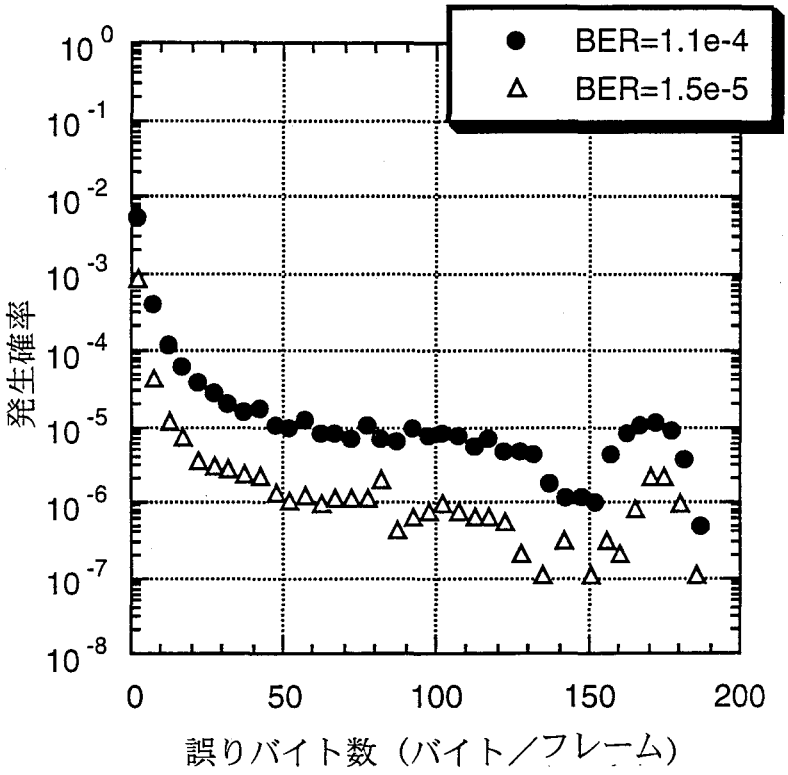


(b)　CTB、ビット誤り率　約10^{-4}

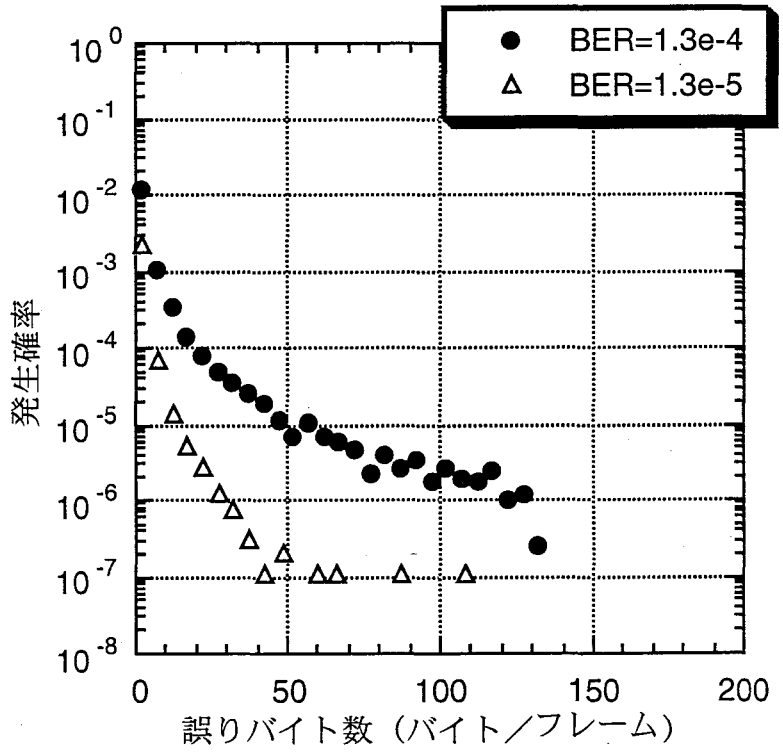
図6-13　複合相互変調歪の誤り発生特性の周波数依存性

(3) 誤り発生特性のビット誤り率依存性

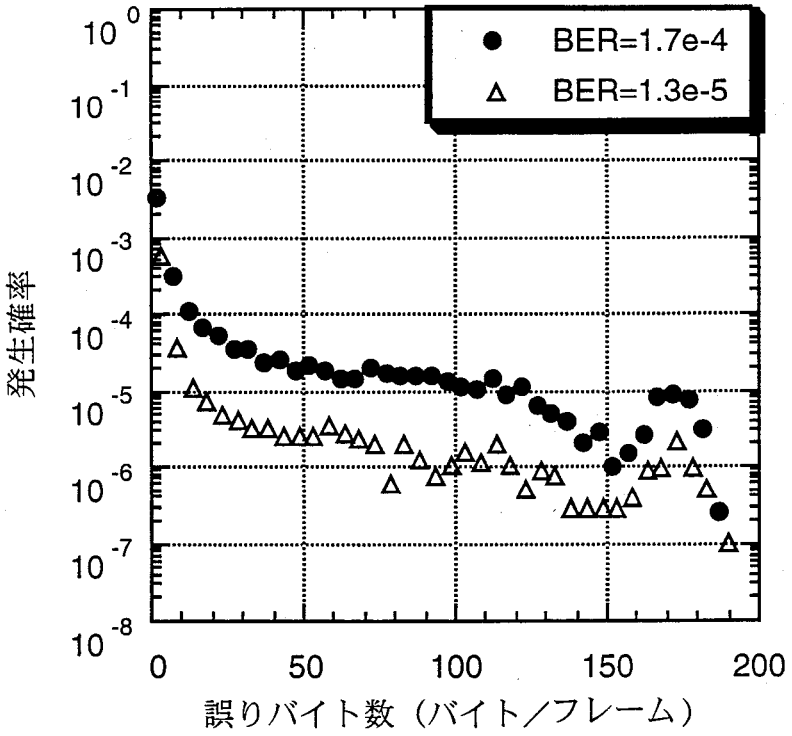
誤り発生特性のビット誤り率依存性を図6-14に示す。誤り発生特性において、フロア領域の特性にビット誤り率による相違が見られる。



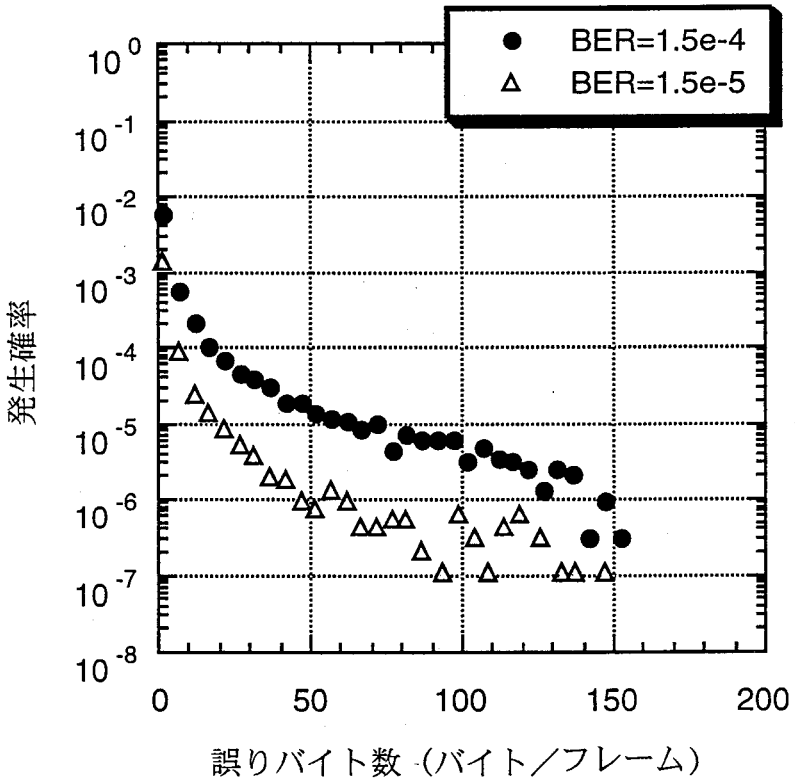
(a) CSO、歪周波数599MHz（搬送波周波数と同一）



(b) CSO、歪周波数600MHz



(c)　CTB、歪周波数599MHz（搬送波周波数と同一）



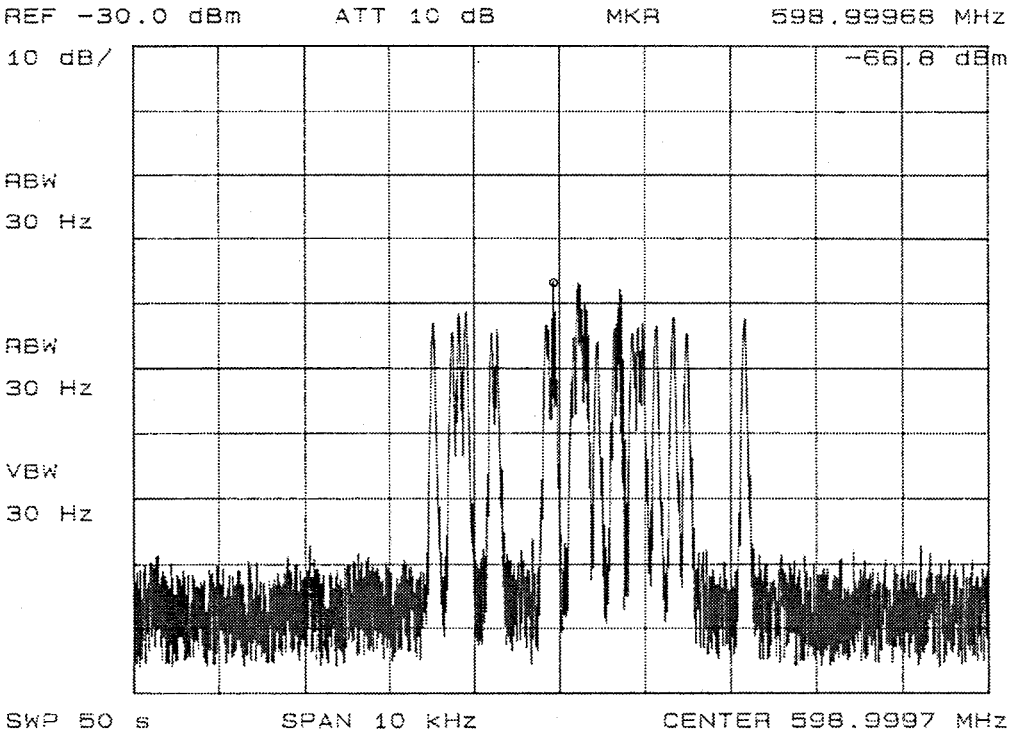
(d) CTB、歪周波数600MHz

図6-14　複合相互変調歪の誤り発生特性のビット誤り率依存性

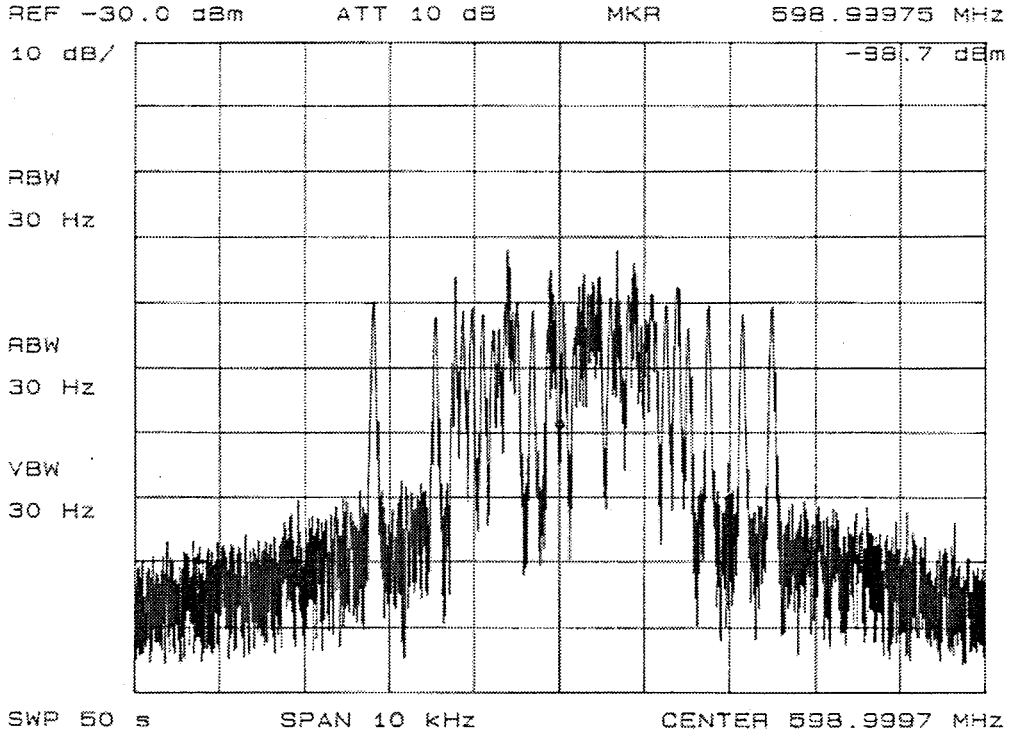
6.4.4　誤りを訂正できない理由

複合相互変調歪は狭帯域の雑音と同様のスペクトラムを有しており、その振幅の統計的性質は3章で述べたようにワイブル分布に従う。一方、振幅の時間変動は複合相互変調歪のスペクトラムの最大周波数よりも長い周期を有するため、振幅が誤りを発生するレベルに達した場合には、そのレベルが複数のシンボルに渡り維持されることになり、誤りがバースト的に生じることになると考えられる。

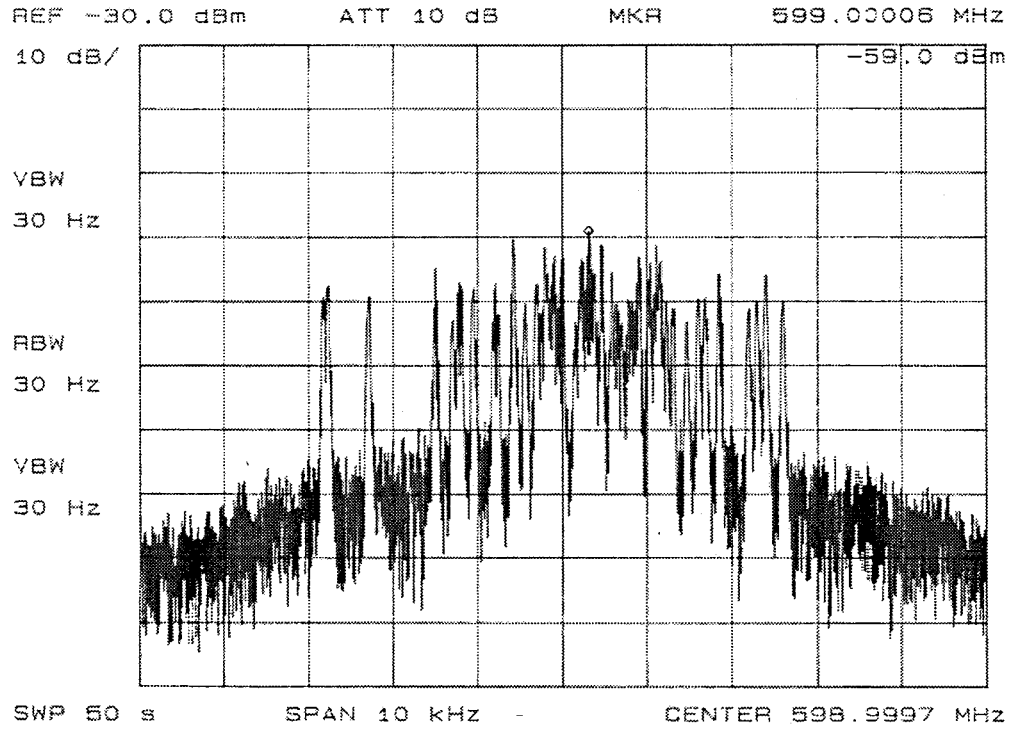
図6-15に示すように、CSOのスペクトラムは主に２次の相互変調歪成分のトーン信号から構成される周波数多重信号となる。チャンネル数が増えるに従って、歪の発生源であるマルチチャンネル信号発生器の各周波数のばらつきにより複合相互変調歪の帯域が大きくなるが、その帯域はほぼ4kHzに集中し、その振幅は250μs(=1/4kHz) 以下でゆっくりと変動すると考えられる



(a)　30キャリアによるCSO



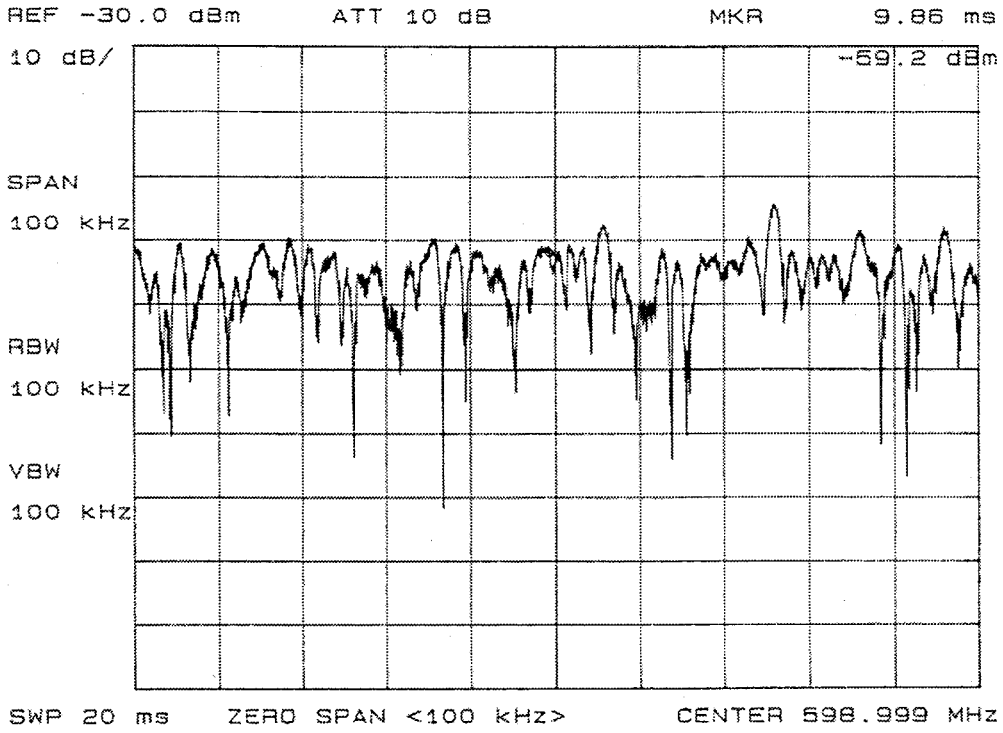
(b)　60キャリアによるCSO



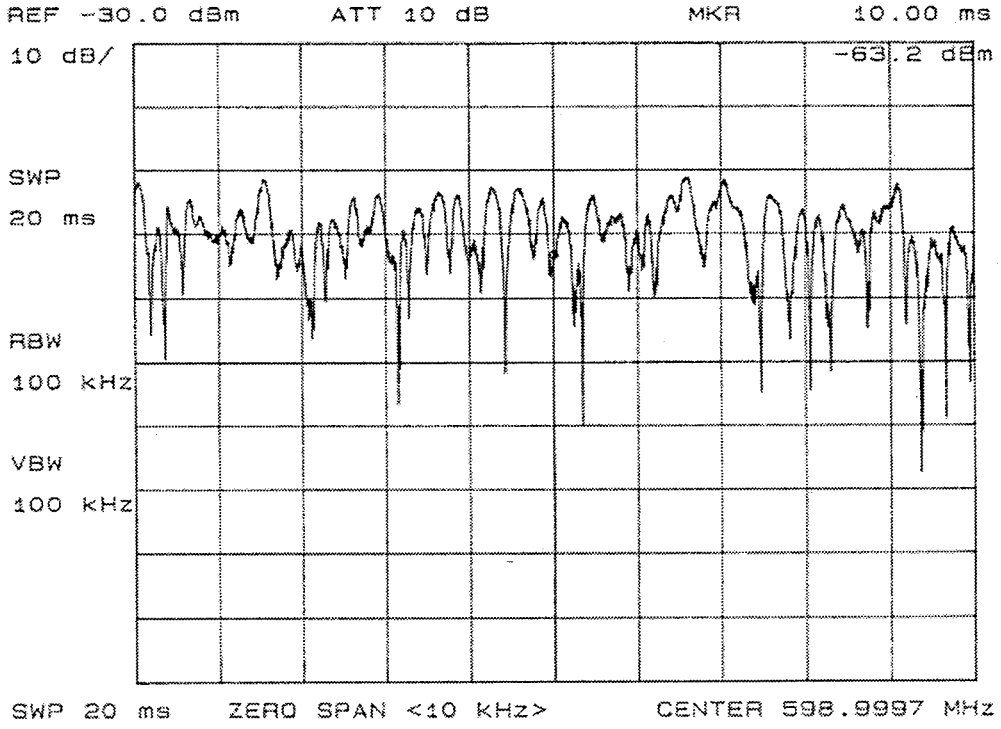
(c)　82キャリアによるCSO

図6-15　高分解能測定時におけるCSOのスペクトラム

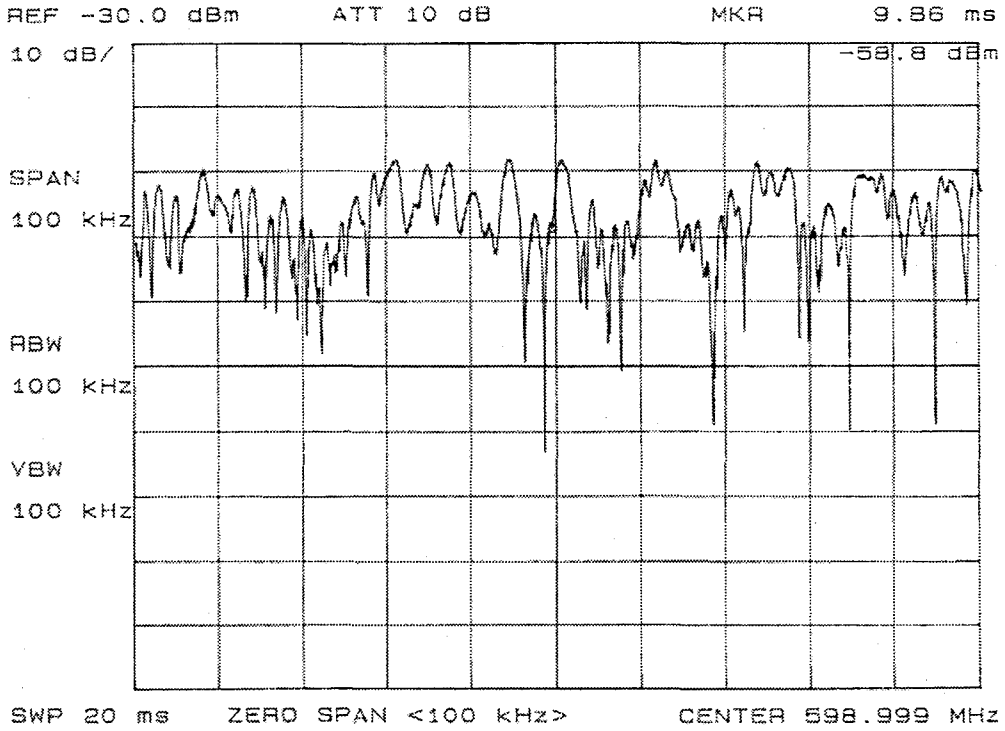
図6-16にスペクトラムアナライザの測定モードをゼロスパンモードに設定し、複合相互変調歪振幅の時間変動を観測した結果を示す。なお、歪のスペクトラムを完全に取り込むため、スペクトラムアナライザの分解能は100kHzに設定した。



(a)　30キャリアによるCSO



(b)　60キャリアによるCSO



(c) 82キャリアによるCSO

図6-16 CSO振幅値の時間変動

複合相互変調歪の振幅は、約4kHz（250μsec）程度の周期でゆっくりと変動している。また、歪を発生するキャリア数を増やすとCSOの帯域が広がり、振幅変動に周期の短いリップルが観測される。CSOの振幅は確率的に分布しており、大きな振幅に達した場合にはそのレベルが数百シンボルにわたり保持されることになり、誤りはバースト状に発生することになる。このような誤りバーストはインターリーブで分散させることができず、誤り訂正が機能しなくなると考えられる。また、図6-16に示すようにCSO振幅の時間変動は、振幅変動は非常に大きな落ち込みを示しフェージングチャンネルの振幅の時間変動に類似しているものがある。フェージングの影響を受けた信号は、非常に多くのパスからの受信信号が重なり合い、かつ、移動体にて受信される場合には、到来方向によりドップラー成分が異なるため、CSOのスペクトラムと同様であるとも考えられる。このような、誤り発生特性へのフェージングモデルの適用は、次のクリッピング歪による誤り発生特性における解析に応用する。

CTBのスペクトラム、振幅の時間変動を図6-17、6-18に示す。

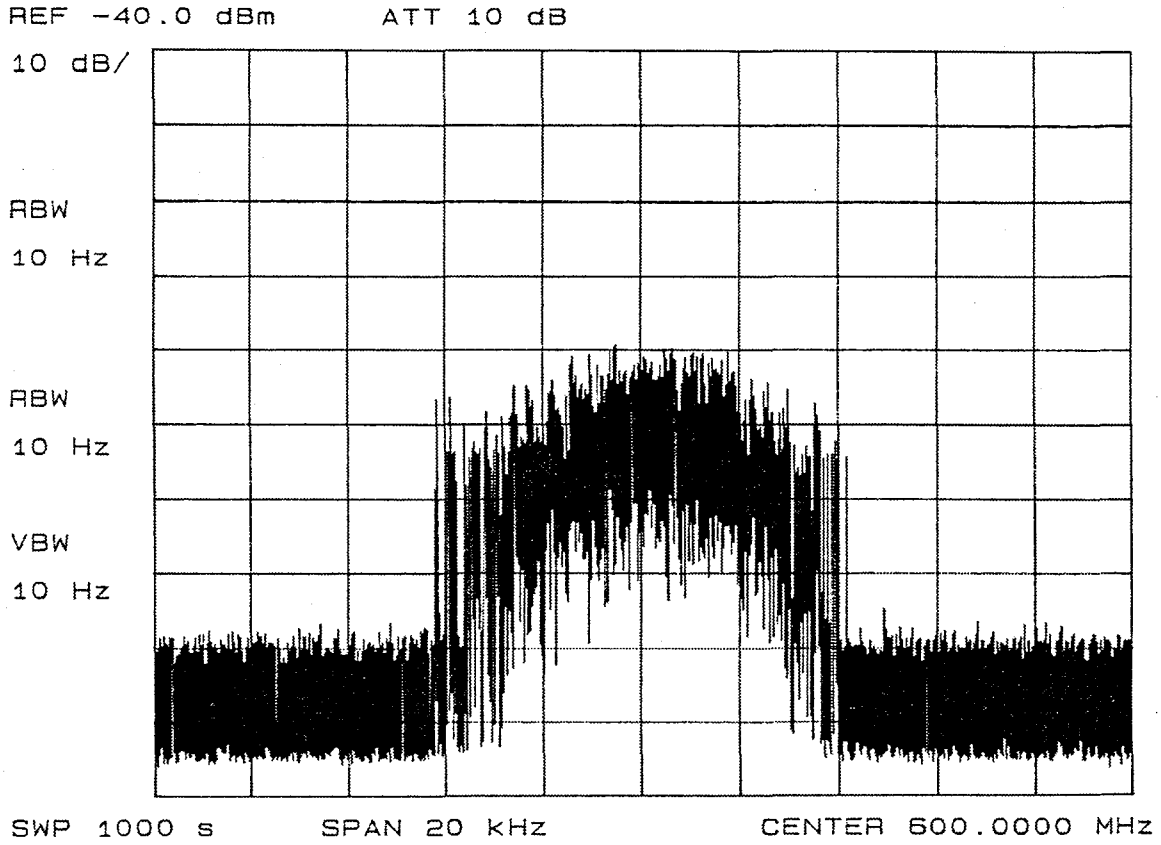


図6-17　CTBのスペクトラム（60キャリアによるCTB）

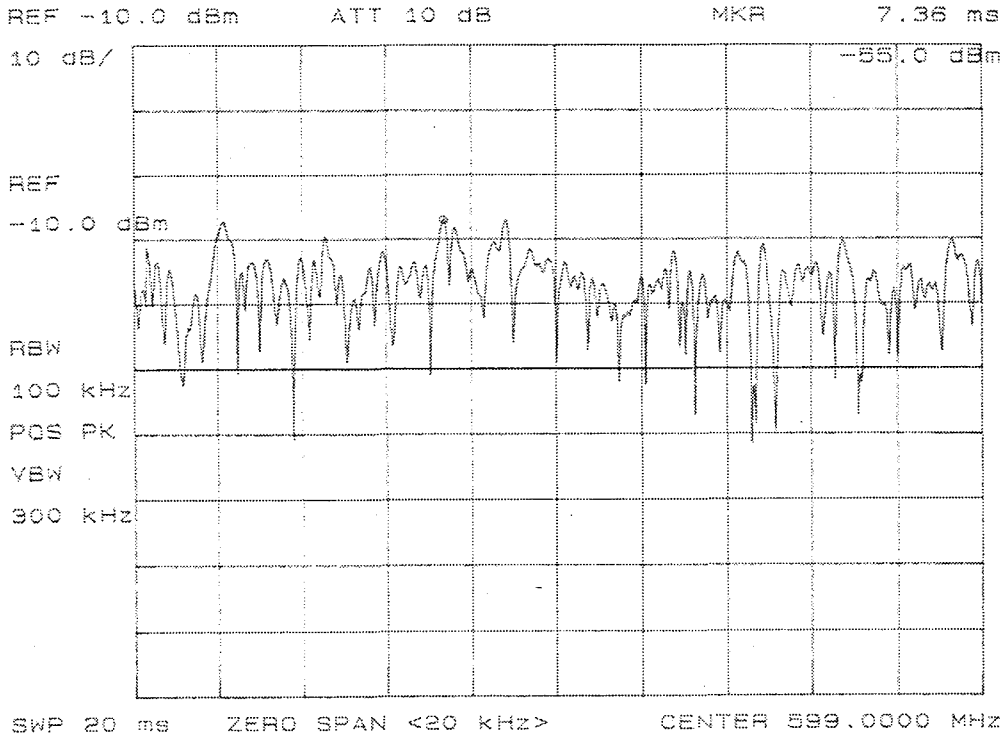


図6-18　CTBの振幅値の時間変動（60キャリアによるCTB）

CTBはCSOに比べ相互変調歪の数が格段に多く、CSOのように相互変調歪の単独成分を確認できない。しかし、スペクトラムの形状はCSOと同等であり、その帯域も4kHz程度であり、CTBの振幅変動もCSOと同等の振舞いを示す。このため、CSOの場合と同等の理由により誤り訂正が有効に作用しないと考えられる。

6.5　光伝送路での誤り発生特性測定結果

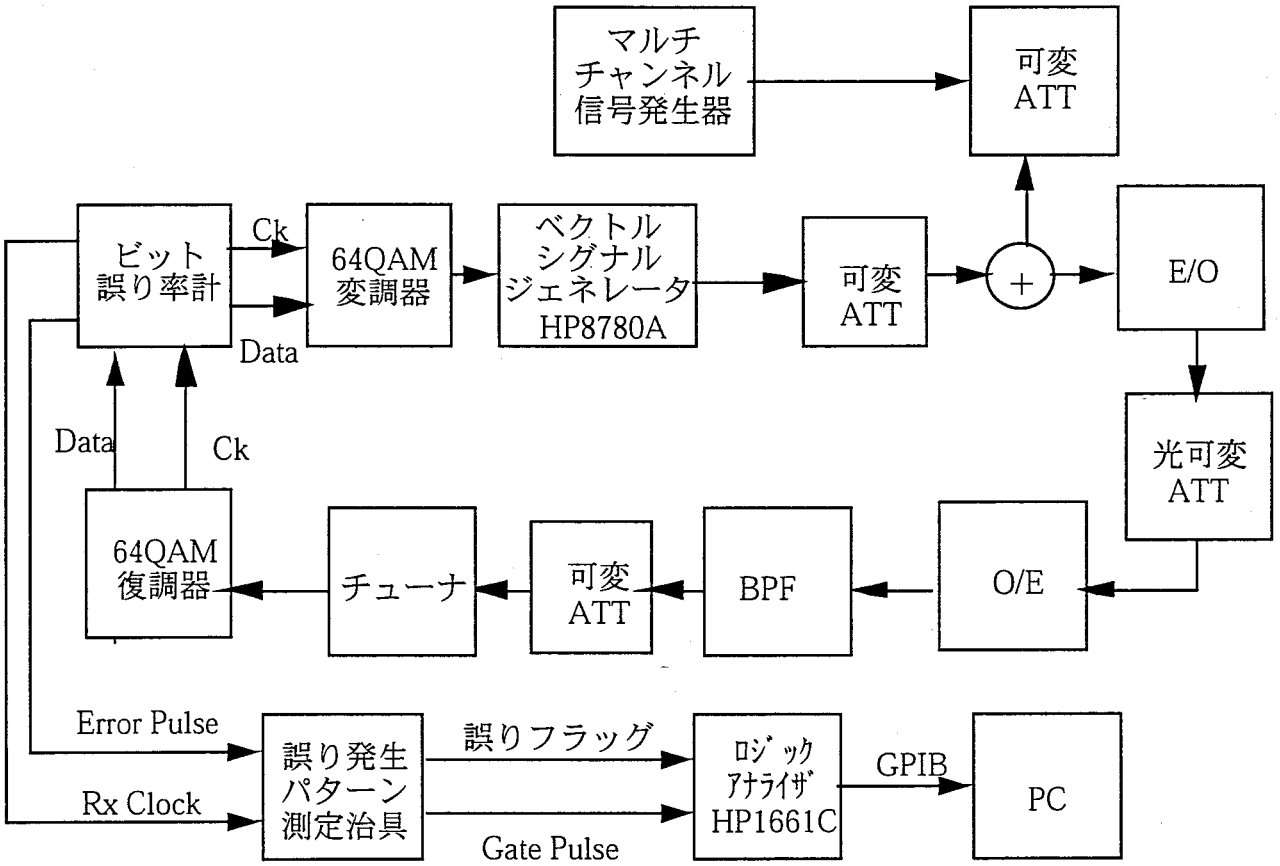
6.5.1　測定方法

6.3.1で示した誤り訂正前後のビット誤り率の測定結果はクリッピング歪による誤りが強いバースト性を有することを示唆している。実際にバースト的に誤りが発生することを確かめるため64QAM復調器出力における誤り発生パターンを確認する。さらに、誤り発生特性として誤りバーストの発生頻度について測定する。誤り発生特性の測定は、DAVIC仕様の誤り訂正を用いることを前提とし、伝送フレーム内に発生する誤り数の出現頻度により測定した。なお、測定内容は6.4の同軸伝送路での誤り発生特性と同一であり、ここでは説明を省略する。

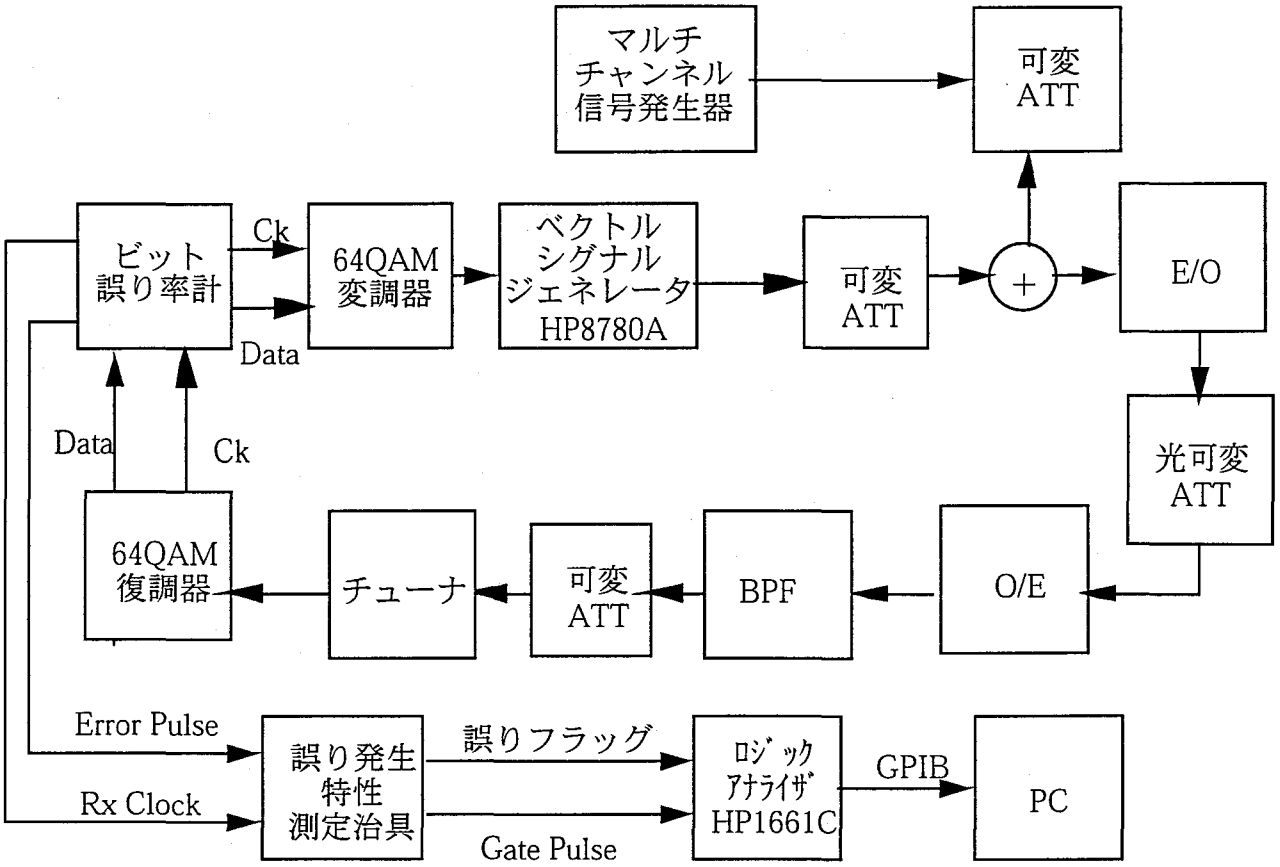
6.5.2　実験系と実験方法

(1) 全体系統図

誤り発生パターンと誤り発生特性の測定に用いた実験系をそれぞれ図6-19(a)、(b)に示す。



(a)　誤り発生パターン　実験系



(b)　誤り発生特性　実験系

図6-19　クリッピングによる誤りの発生特性測定の実験系

(2) 誤り発生パターン測定治具

図6-19(a)における誤り発生パターン測定治具は今回の測定のために作成した専用測定治具であるので、その接続、治具の回路構成、およびその動作について述べる。なお、図6-19(b)における誤り発生特性測定治具については、6. 4. 2で説明したものと同じである。

誤り発生パターン測定治具の機能ブロックを図6-20に示す。この誤り発生パターン測定治具の動作は以下の通りである。

・ビット誤り率計から、誤りが発生した場合にクロックに同期して誤り発生パルスが出力される。

・クロック・トリガー発生回路で同期クロックを基に、バイトクロック（8分周）、ラッチパルス、出力トリガーを発生する。

・エラーパルスを含むデータは、8ビットシフトレジスターに入力され、8ビットパラレルデータに変換される。

・変換された8ビットデータの論理和を取り、誤りビットを1ビット以上含む場合誤りバイトと判定し

誤りフラッグを発生する。

・誤りフラッグおよび正常時のデータは出力レジスターで64個ラッチされ、それが出力トリガーと共に、ロジックアナライザに出力される。

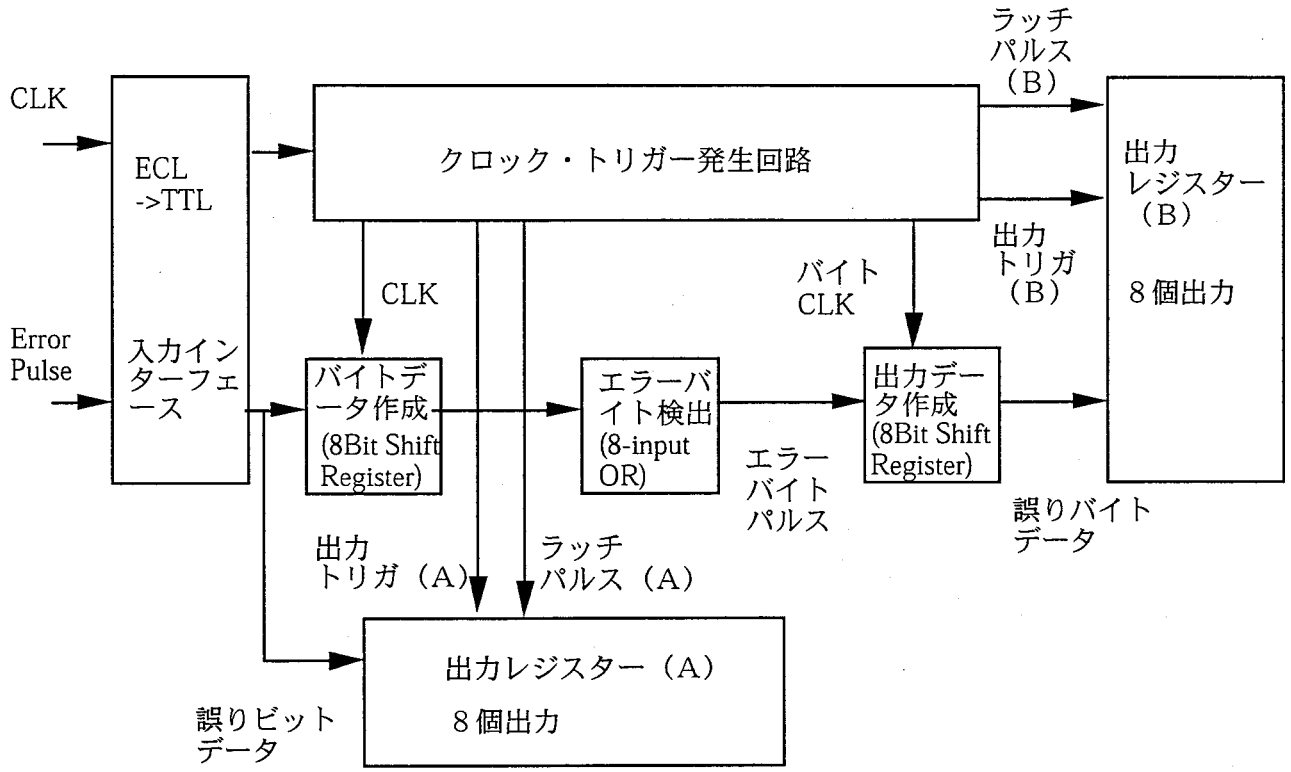


図6-20　誤り発生パターン測定治具機能ブロック図

6.5.3 測定結果

(1) 誤り発生パターン

図6-19(a)の実験系によりバースト誤りが発生していることを表6-4に示す条件で確認する。

表6-4 誤りパターン測定条件

項目	評価条件	備考
AMキャリア数	60	91.25～451.25MHz
AM光変調度	4%/ch	
64QAM搬送波周波数	599MHz	
64QAMビット誤り率	1.5×10^{-5}	
64QAMのCNR	40.9dB	
評価母数	131000連続バイト×100回	

バースト的に発生している誤りの例を図6-21に示す。なお、図6-21において、0、1のキャラクターは1バイトを示し、0は正常バイト（誤りビットを含まないバイト）、1は誤りバイト（1ビット以上の誤りビットを含むバイト）を示す。

```
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000010100000110000010010000000000000000
0000000000000000000011000001000000000100000010010000001011010001011000101100 10
0101000100000100100100100011010110111010000000000000010100010000000001101111
1100001100010110110110110011001111111101101100111100100110100100110110111
0101110111110101001011011001011001111100100100100000111101011101101111001
1110111110111111101011111111011111011111010011001101101111101111101110 1
1101111001101001101101010111100101111111101111111111111111011110111011
1111111111111011111111111111111011111111111111110110110111011111110101
1111011111011011111111011111111101111101111101111111111111101101101111 1
1111111011011111011111011111000101111001101101110101111111101110111110
0111101101101111111111111111011111011111001100110101110111110111111111
1001111001101100100101100110110010011011011011111011111011101111110100110
1101001110100111110110111111010001111101001001100111100111100100100111 0
0010110000010010001101111001101101100111100100100100100001111010110110011 1
1100101110110000010000000010000001001001000011001001000000000000000000000111
1010100111100100010110000010000000000000010000000100100000000100000000000000
0000000000000000000100001100100000000000000000000100010110000010000000101100100000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000100100000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
```

(a) 非常に長い誤りバースト

0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000001000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000010000000
0000100100000100000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000001100000100000000000000000000000000010000100000000101100101100000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000010000000000000010000
0000000000011010000000000000100000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000010
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000
0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000

(b)　短い誤りバースト

図6-21　誤り発生パターン例

図6-21に示すように連続して誤りが発生していることが確認できた。反面、測定サンプルのうちほとんどの場合で誤りが発生されないことも確認できた。誤りの発生がランダムであれば、ビット誤り率が10^{-5}程度において、バイトに誤りを含む確率（P_{eb}）は以下の式で表される。

$$P_{eb} = 1-(1-10^{-5})^{8}=8\times10^{-5} \tag{6.3}$$

例えば、ランダム誤りであれば、誤りバイトが3バイト連続して現れる確率（P_{eb3}）は、

$$P_{eb3} = P_{eb}^{3}= 5.1\times10^{-12} \tag{6.4}$$

となる。取得した評価母数を考慮すると、評価全体で、3バイト連続誤りの発生数（N_{eb3t}）は、

$$N_{eb3t} = (131000-3)\times100\times5.1\times10^{-12}=6.7\times10^{-5} \tag{6.5}$$

となり、ほとんど確認されないはずである。一方、10^{-5}程度のビット誤り率の場合、単独の誤りバイトの発生数（N_{ebT}）は以下のようになる。

$$N_{ebT} = (131000-3)\times100\times8\times10^{-5}=1048 \tag{6.6}$$

誤り発生がランダムであれば、かなりの数の単独誤りバイトが確認できるはずであるが、クリッピング歪による誤りには、このような数の単独誤りバイトは確認できず、バー

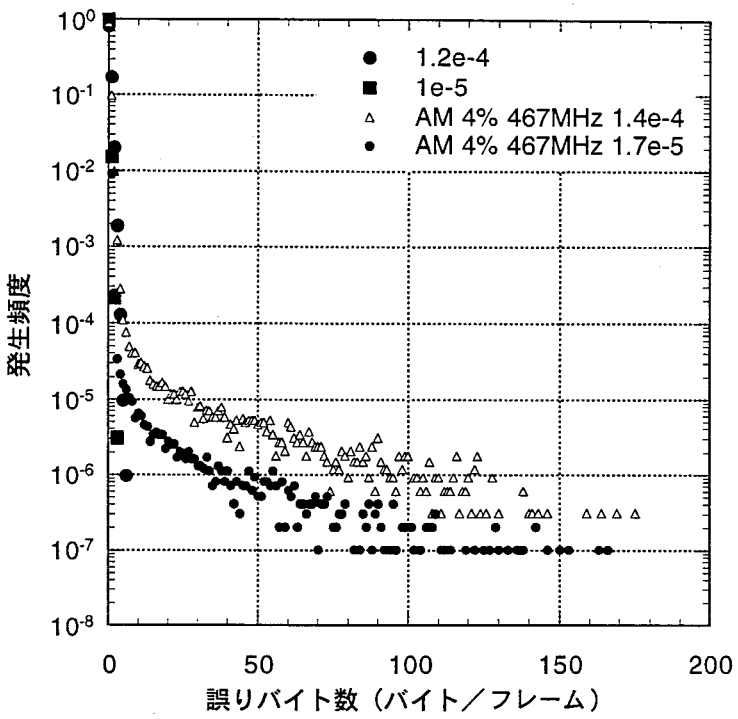
スト誤りが全体のビット誤り率を決定していると考えてられる。さらに、注目すべきは、図6-21(a)の誤りバーストである。誤りバーストの始点・終点を定義するのは困難であるが、図中の最初に出現する誤りバイトから最後の誤りバイトまでをバーストと考えると、その長さは1000バイト以上あり、DAVIC仕様の誤り訂正が対応可能なバースト長をはるかに超えている。

(2) 誤り発生特性

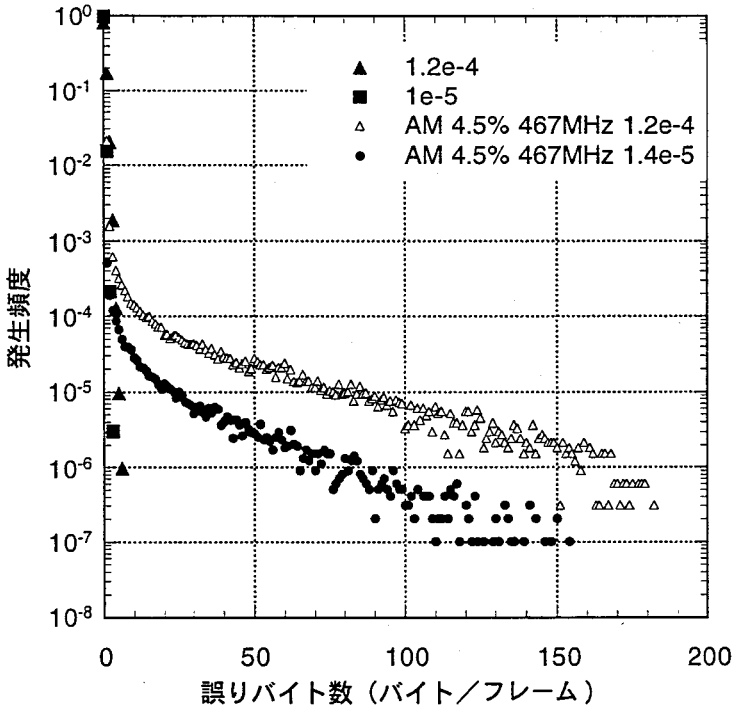
6.5.2に示す手順で表6-5に示した各条件における誤り発生特性を測定した。64QAM信号の各搬送波周波数において、AMキャリアの光変調度に対する測定結果を図6-22に示す。

表6-5 誤り発生得性の測定パラメータ

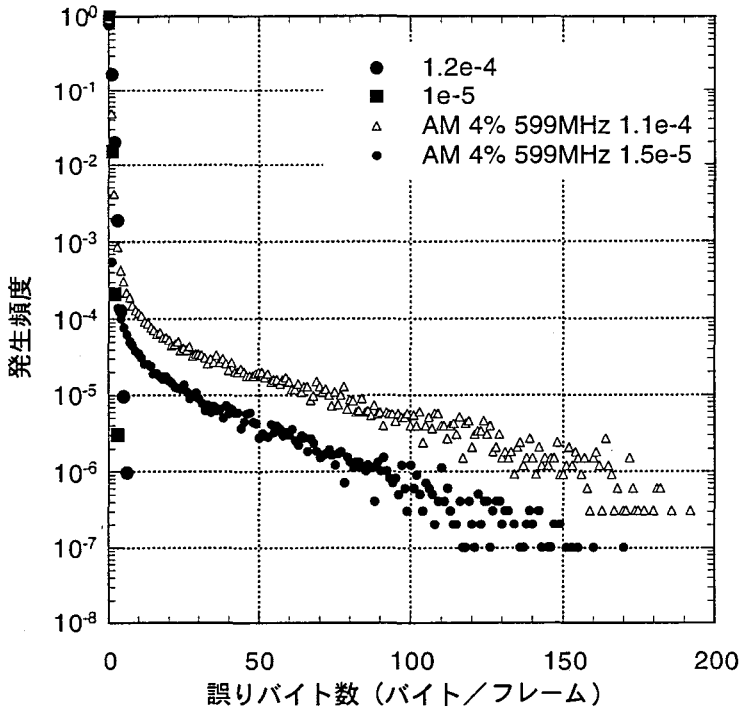
条件	64QAM信号				AMキャリア光変調度 (%/ch)	実効総合光変調度
	BER	CNR (dB)	光変調度 (%)	搬送波周波数 (MHz)		
1	1.4e-4	31.4	0.36	467	4.0	0.31
2	1.1e-4	32.1	0.42	599		
3	1.5e-4	30.2	0.30	749		
4	1.2e-4	33.8	0.48	467	4.5	0.35
5	1.5e-4	36.3	0.64	599		
6	1.2e-4	34.7	0.54	749		
7	1.7e-5	33.3	0.45	467	4.0	0.31
8	1.5e-5	38.9	0.86	599		
9	1.4e-5	32.8	0.45	749		
10	1.5e-5	40.0	1.00	467	4.5	0.35
11	1.3e-5	40.5	1.30	599		
12	1.4e-5	40.3	1.12	749		



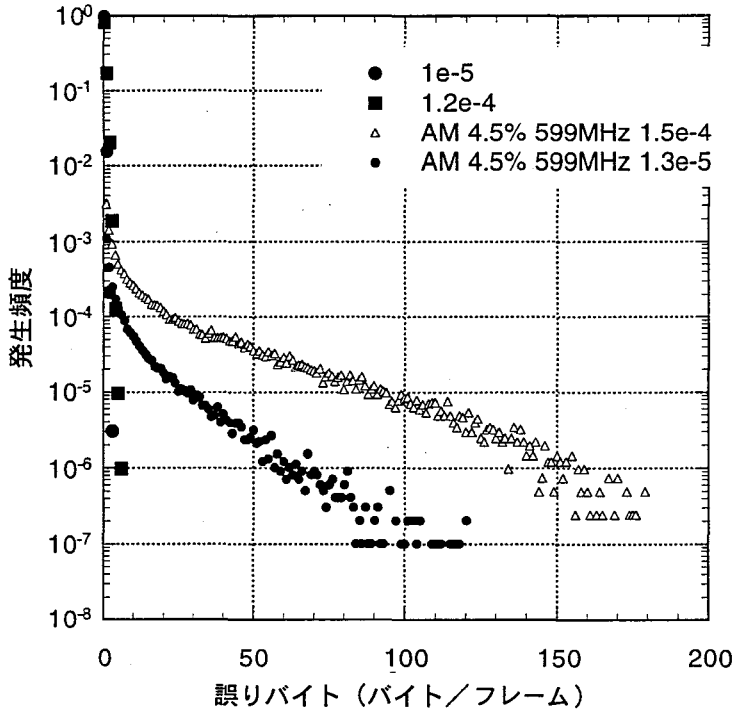
(a)　AMキャリア光変調度　4.0%、搬送波周波数　467MHz



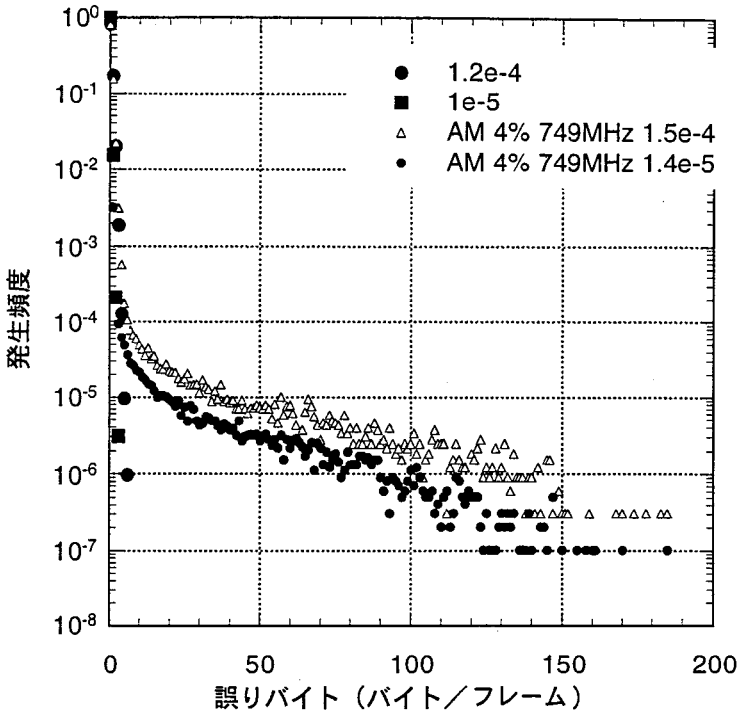
(b)　AMキャリア光変調度　4.5%、搬送波周波数　467MHz



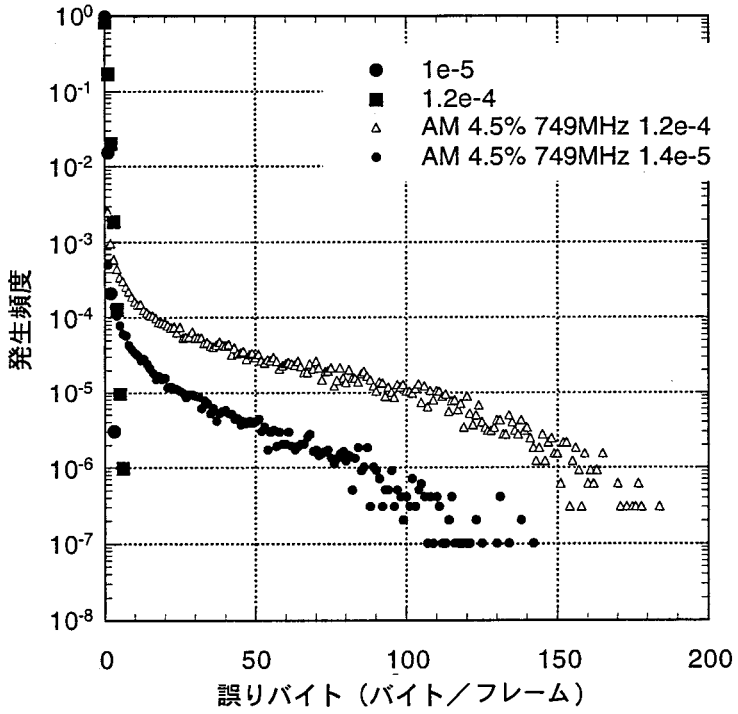
(c)　AMキャリア光変調度　4.0%、搬送波周波数　599MHz



(d)　AMキャリア光変調度　4.5%、搬送波周波数　599MHz



(e)　AMキャリア光変調度　4.0%、搬送波周波数　749MHz



(f)　AMキャリア光変調度　4.5%、搬送波周波数　749MHz

図6-22　クリッピング歪による誤り発生特性のビット誤り率依存性

熱雑音に対する誤りの場合には、伝送フレーム内に発生する誤りバイト数の発生頻度は誤りバイト数に対して急激に低下し、4バイト以上の誤りが発生する確率は10^{-6}以下となる。一方、ハイブリッド光伝送においては、いずれの測定条件においても、クリッピングが発生しており、クリッピング歪がビット誤り率特性を支配している。この場合、伝送フレーム内に発生する誤りバイト数の発生頻度は誤りバイト数に対して緩やかに減少し、100を越える誤りバイト数も一定の確率で存在している。今回は評価母数の関係で、10^{-7}以下の発生頻度の特性は測定できなかったが、実際にインタリーブの有効長を越える誤り（96バイト以上）がかなりの確率で伝送フレーム内に発生することが明らかになった。

次に、64QAM信号の搬送波周波数の相違による特性の比較をするため、64QAM信号の光変調度およびビット誤り率を固定した場合の誤り発生特性を示す。測定結果を図6-23に示す。

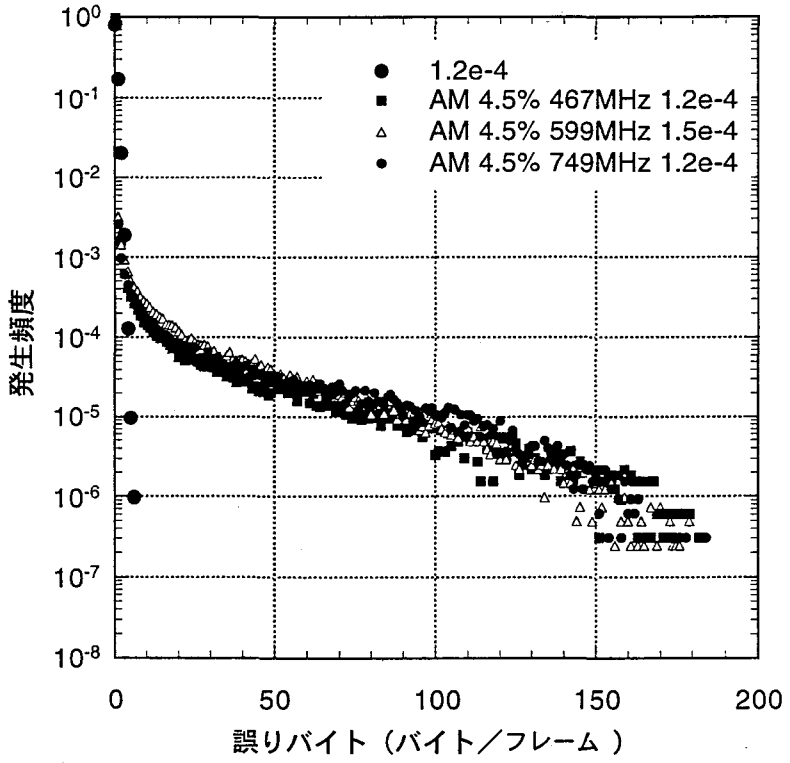
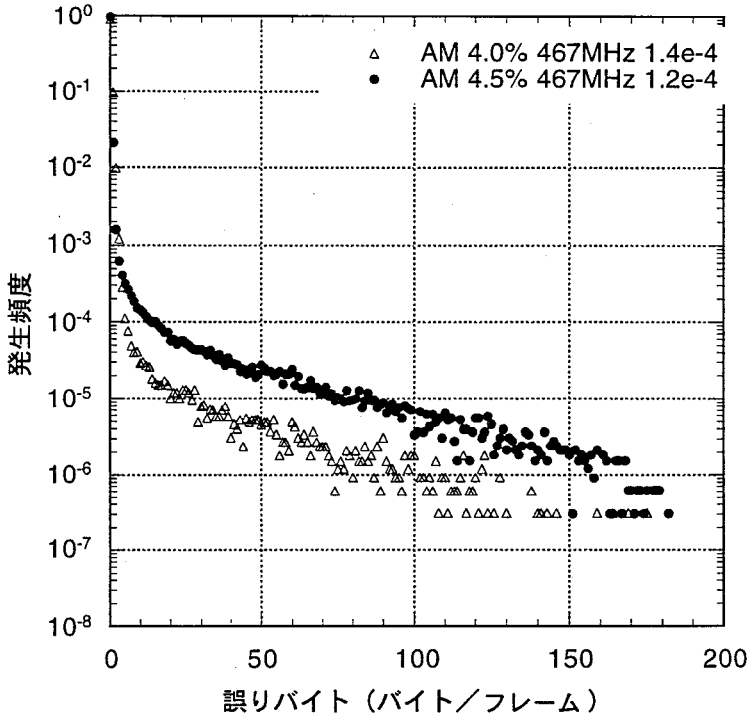


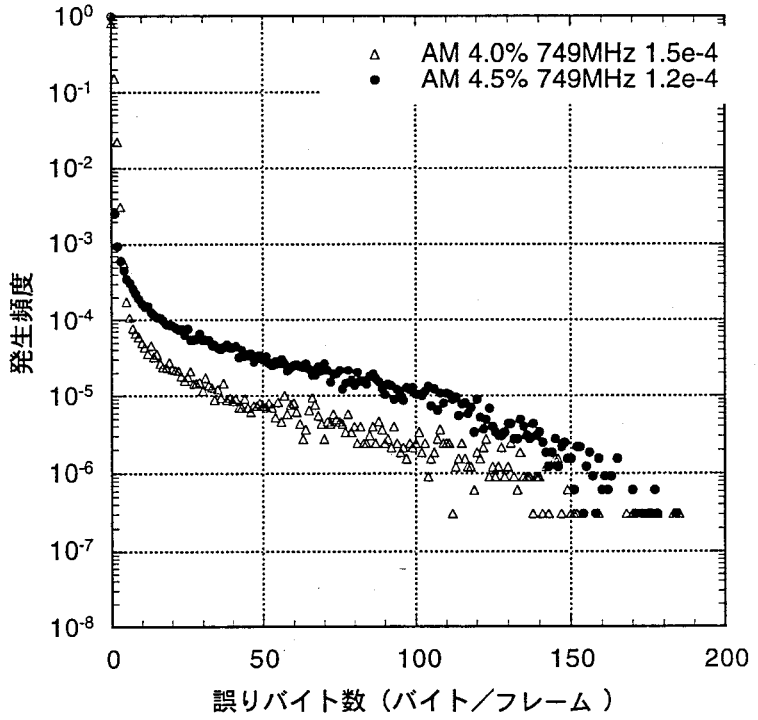
図6-23　誤り発生特性の周波数依存性　ビット誤り率　約10^{-4}、AM光変調度4.5%/ch

図6-23より分かるように、ビット誤り率が約10^{-4}の場合に、周波数に対して多少のばらつきが認められるが、バーストの発生特性は周波数には関係なくほぼ一定であることが分

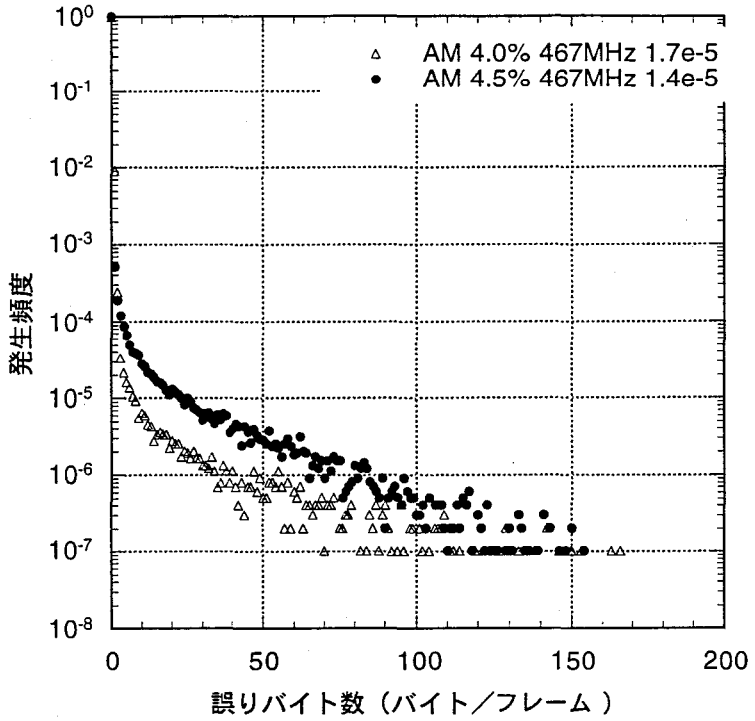
かる。これは、クリッピング歪が広い周波数でビット誤り率を決定する測定結果に一致している。次に、ビット誤り率、周波数を一定にし、光変調度が異なる場合の発生特性を比較した。この場合の誤り発生特性を図6-24に示す。



(a)　ビット誤り率　約10^{-4}、64QAM搬送波周波数　467MHz



(b)　ビット誤り率　約10^{-4}、64QAM搬送波周波数　749MHz



(c)　ビット誤り率　約10^{-5}、64QAM搬送波周波数　467MHz

図6-24　誤り発生特性のAMキャリアの光変調度依存性

誤り発生特性は同時に伝送されるAMキャリアの光変調度に依存し、光変調度が小さな方がバースト性が緩和されている。これは、伝送路における誤りが熱雑音とクリッピング歪で決定され、光変調度によりその2つの要因の影響度が変わるためである。ビット誤り率を一定で考えた場合に、光変調度が小さな場合には表6-5から明らかなように、必要とされるM-QAM信号の光変調度が小さく、結果としてCNRは小さくなる。このため、熱雑音によるランダムな誤りがより多く出現し、バースト性が弱まる。逆に、光変調度が大きな場合には、必要とされるM-QAM信号の光変調度が大きくなり、熱雑音の影響が弱まり、バースト性が強まる。

6.6 誤り発生モデル

6.6.1 誤り発生のメカニズム

クリッピング歪による誤り発生のメカニズムについては、次のように考えられる。既に述べたように、誤りはクリッピングによるインパルス雑音によるものである。クリッピングの発生と誤り発生は密接に関連しており、クリッピングの発生特性は多重信号の振幅変動に依存する。今回の測定は、AM映像信号にマルチチャンネル信号発生器からのキャリア信号を代用しているので、このキャリア信号の多重信号の振幅変動を考えてみる。

従来、マルチチャンネル信号発生器からのキャリアの位相関係はランダムであり、それ故、多重信号の振幅は正規分布するものと考えていた。しかし、実際のマルチチャンネル信号発生器の信号の特性を考えると、このような仮定は巨視的には正しいが、微視的には異なる特性が観察される。

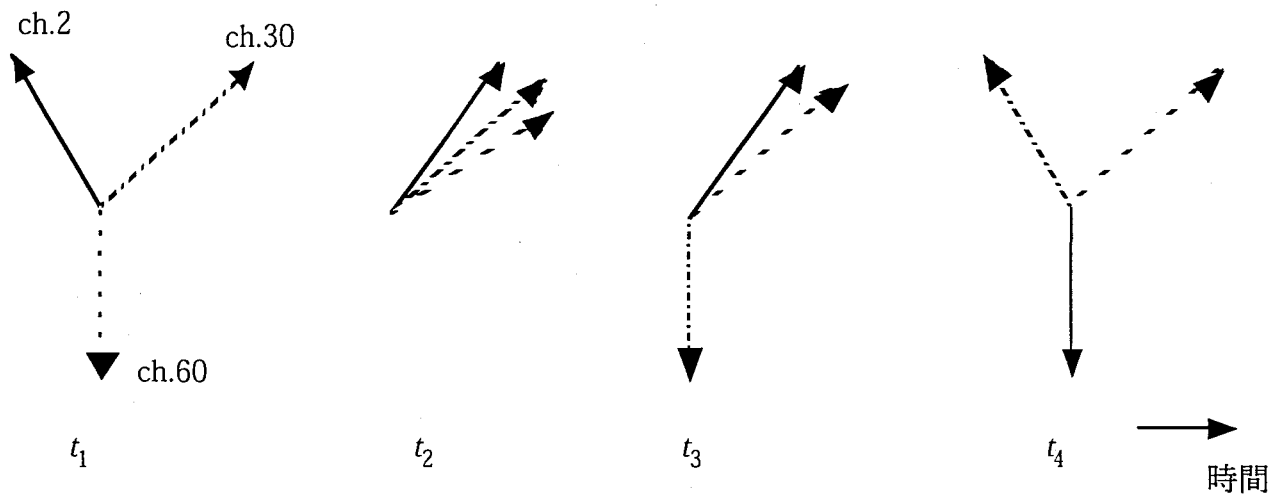
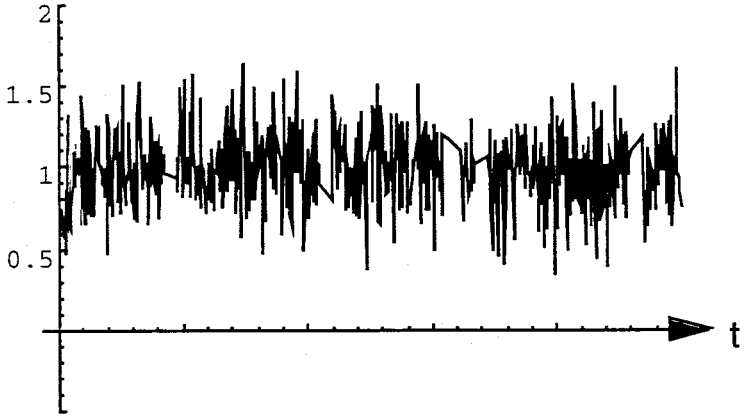


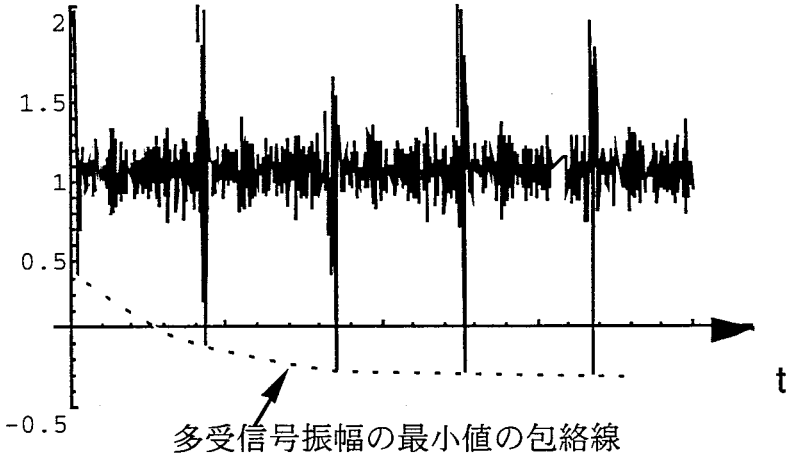
図6-25　マルチチャンネル信号の出力キャリアベクトルの例

キャリアを発生する発振器の設定周波数の誤差、周波数安定度により各キャリア位相時間的に変動するため、図6-25に示すようにそれらの関係が一定に保たれない。各キャリアの位相関係は多重信号の振幅変動を決定するため、キャリアの位相関係が時間的に変化すれば、多重信号の振幅も時間的に変動する。さらに、各キャリアの位相がランダムに変動しても、ある一定数のキャリアの位相が同一になることがあり（t_2, t_3）、この場合、多重信号の振幅が非常に大きくなる。各キャリアの位相と多重信号の振幅の時間変動を図6-26に示す。ここで、多重信号の多重数は60、振幅値はレーザーのバイアス値で正規化されており、それぞれの光変調度が4%に相当する。因みに、振幅が0を割り込む状態がクリッ

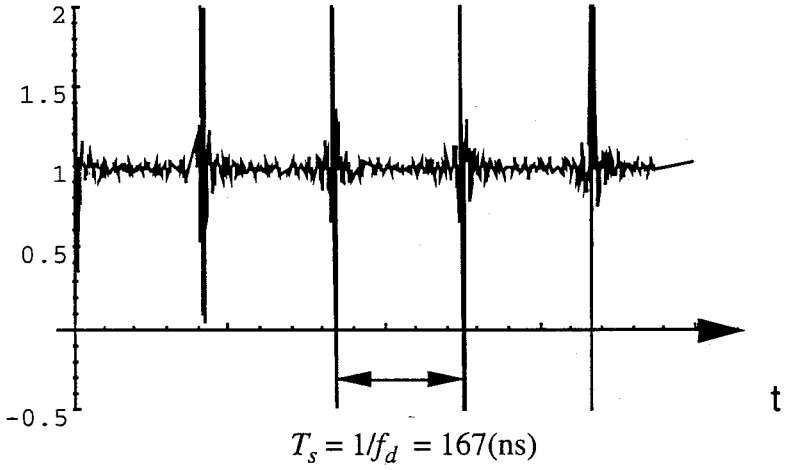
ピングである。



(a)　位相：ランダム



(b) 40キャリアが同一位相 ($\theta = \pi/5$)



(c) 全てのキャリアが同一位相 ($\theta = \pi/5$)

図6-26　多重振幅の位相関係と振幅の時間変動

図6-26（a）に示すように、各キャリアの位相がランダムの場合には、多重信号の振幅はバイアス近傍に集中し、大きな振幅は出現しない。しかし、各キャリア位相が揃うと、振幅の時間変動は周期性を示し、多重信号の周波数間隔の逆数で与えられる時間間隔で非常に大きな振幅が出現し、クリッピングを生じる。一旦、各キャリアの位相関係が揃うと、しばらくの間このような状態が保持される。即ち、各キャリアの位相はその発振器の安定度で変動しているため、このような状態が解消されるには、安定度の逆数で与えられる周期の数10%程度の時間を有すると考えられる。例えば、60チャンネルのキャリアでは、中間のキャリア周波数は約250MHzである。一方、今回使用したマルチチャンネル信号発生器の安定度は10^{-5}程度であるので、その位相変動周期 (T_P) は、

位相変動周期 (T_P) ＝(キャリア周波数×周波数安定度)$^{-1}$

$$= (250 \times 10^6 \times 10^{-5})^{-1} = 400\ (\mu\mathrm{sec}) \qquad (6.7)$$

である。

これが、60キャリアの位相関係の変動の平均的周期であるとし、全キャリアの位相の相関がその半分の時間保持されると仮定すれば、各キャリアの位相が再びランダムな状態になるまでの時間は、200μsecとなる。一方、伝送する64QAM信号の1シンボルの時間は、約200nsec（1/5MHz）であるため、多重信号の位相が揃った期間に存在する64QAM信号のシンボルは1000個以上に及ぶ。

このように多重信号の位相が揃った状態では、クリッピングが図6-26(b)、(c)に示したように周期的に発生する。振幅がクリップされる時間は非常に短いが、各キャリアの位相関係が揃っている間、連続してクリッピング歪が発生する。さらに、このクリッピング歪は、64QAM受信器の中間周波数フィルターもしくはベースバンド部のロールオフフィルターで平滑化されるため、上記に示したように64QAM信号のシンボル時間に比べれば非常に長い時間に亘り、妨害成分が持続することになる。

6.6.2 クリッピング歪による誤り発生モデル

ハイブリッド光伝送において、主としてクリッピングの原因となるAMキャリアの周波数多重信号の波形を($\boldsymbol{x}[t]$)とすると、

$$\boldsymbol{x}[t]=\sum_{i=1}^{N} m\cos\left[2\pi f_i t+\varphi_i\right] \tag{6.8}$$

ここで、mは各AMキャリアの光変調度、NはAMチャンネル数である。また、f_iはAMキャリア周波数、φ_i は各キャリアの初期位相である。ハイブリッド光伝送において、周波数の配置は基本的には6MHz毎であるが、実際には発振器の周波数精度に伴う誤差(ε_i)、および発振器の安定性に伴う位相雑音 ($\xi_i[t]$) が存在する。したがって、これらの要因を考慮すると、$\boldsymbol{x}[t]$は

$$\boldsymbol{x}[t]=\sum_{i=1}^{N} m\cos\left[2\pi\left(f_0+f_d(i-1)+\varepsilon_i\right)t+\xi_i[t]+\varphi_i\right] \tag{6.9}$$

である。さらに、$\boldsymbol{x}[t]$の包絡線を考えると、

$$\boldsymbol{R}[t]=\frac{N}{2}m^2+\frac{N}{2}m^2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\cos\left[2\pi\left\{f_d(i-j)+(\varepsilon_i-\varepsilon_j)\right\}t+(\xi_i[t]-\xi_j[t])+(\varphi_i-\varphi_j)\right] \quad (i\neq j) \tag{6.10}$$

式(6.10)にあるように、包絡線波形 ($\boldsymbol{R}[t]$) は主としてAMキャリア周波数の間隔と位相により決定される。もし、キャリア周波数の設定誤差および位相雑音が無いとすると、包絡線は周波数間隔と初期位相により決まり、各位相間の関係は時間的に不変となり、その波形は周期性有する波形となる。しかし、前述のように、各キャリアの位相関係は周波数設定誤差および位相雑音により緩やかに変化し、各位相の関係が揃うような場合が出現する（図6-26(b)、(c)）。このような状態が出現する確率は非常に低いが、位相関係が揃った状態に陥ると、それらが再びランダムな状態に戻るには、各キャリアの周波数誤差幅の逆数で与えられる時間以上が必要となり。M-QAM信号のシンボル時間に比べると非常に長い時間を要する。このような波形変動時間を検討するために、式(6.10)の包絡線を考える。

$$A[t]=\frac{N^2}{4}m^4+\frac{N^2}{4}m^4\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{N}\cos\left[2\pi(\varepsilon_i-\varepsilon_j+\varepsilon_k-\varepsilon_l)t+(\xi_i[t]-\xi_j[t]+\xi_k[t]-\xi_l[t])+(\varphi_i-\varphi_j+\varphi_k-\varphi_l)\right]$$
$$(i\neq j,\ k\neq l) \tag{6.11}$$

これは、多重信号の最低値の包絡線波形を与える。(6. 11)に示すように、この包絡線の帯域は周波数設定誤差および周波数安定度による。実際のCATVに仕様では、周波数安定度よりも周波数設定誤差の方が大きく、周波数設定誤差がこの包絡線の帯域を支配する。さらに、(6. 11)を見ると2つの周波数設定誤差の和によりその帯域が決定されるが、後述するように、これはCSOの帯域を用いて推定が可能である。

さて、上記のようなクリッピング歪による誤り発生の解析にあたり、伝送フレーム内にn_e以上の誤りバイトが発生する確率を考え、その確率を$F_i[n_e]$と表す。さて、周波数多重信号波形($\boldsymbol{x}[t]$)は正規分布することが知られている[26], [63]。したがって、 $\boldsymbol{x}[t]$の包絡線波形 ($\boldsymbol{R}[t]$) はレイリー分布すると考えられる。クリッピングは包絡線の最小値がレーザのしきい値電流以下に落ち込む場合に発生する。$\boldsymbol{R}[t]$がそのような状態に留まる時間を考えるために、包絡線の T_s 毎の最小値の包絡線（$\boldsymbol{A}[t]$）がレイリー分布すると仮定する。ここで、クリッピングを生じる状態に周波数多重振幅がある時間は、$\boldsymbol{A}[t]$があるしきい値レベル(R)以上に留まっている時間となる。これをモデル化するために、S. O. Riceの古典的論文にあるフェージング間隔の分布を考える[64]。

SCM光伝送では伝送する信号の光変調度はバイアス電流で正規化されており、クリッピングが発生するレベルは$R = 1$となる。したがって、レイリー分布する包絡線のレベルが1以上にt秒留まっている確率$F_i[u]$は、文献[64]の(22)で与えられ、

$$F_i[u] = \exp[-u] \tag{6. 12}$$

$$u = \frac{\tau}{\bar{t}} \tag{6. 13}$$

ここで、$\bar{t}$ は周波数多重信号の包絡線の最小値がしきい値以下に留まる時間であり、それは以下の式で与えられる。

$$\bar{t} = \frac{\mu}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \tag{6. 14}$$

ここで、σはの$\boldsymbol{A}[t]$帯域の半値幅、 μは周波数多重信号の正規化した平均レベルであり、以下で与えられる。

$$\mu = m\sqrt{\frac{N}{2}} \tag{6.15}$$

(6.12)は文献[8]の(86)では、　t秒以上包絡線があるレベル以下に留まる確率である。一方、包絡線があるレベル以上に留まる確率は(86)の積分範囲を逆にすることで与えられ、結局これは(6.12)となる。ここで、tはn_eを用いて以下の式で与えれる。

$$\tau = n_e t_b \tag{6.16}$$

ここで、t_bは1バイトの時間長である。さらに、$F_i[u]$は大まかには$F_i[n_e]$となり、(6.16)を代入すると、

$$F_i[n_e] = \exp\left(-\frac{n_e t_b}{\bar{t}}\right) \tag{6.17}$$

となる。

6.6.3 解析結果と測定値の比較

図6-24(a)を用いて解析結果と測定値の比較を行う。ところで、図6-24(a)は誤りバイト数の発生確率と伝送フレーム内に発生する誤りバイト数(n_e)の関係を示したものであるが、それでは、特性の検討に不都合があるので、同じ測定結果を誤りバイト数の出現数(n_a)と誤りバイト数(n_e)の関係に変更したものを図6-27に示す。

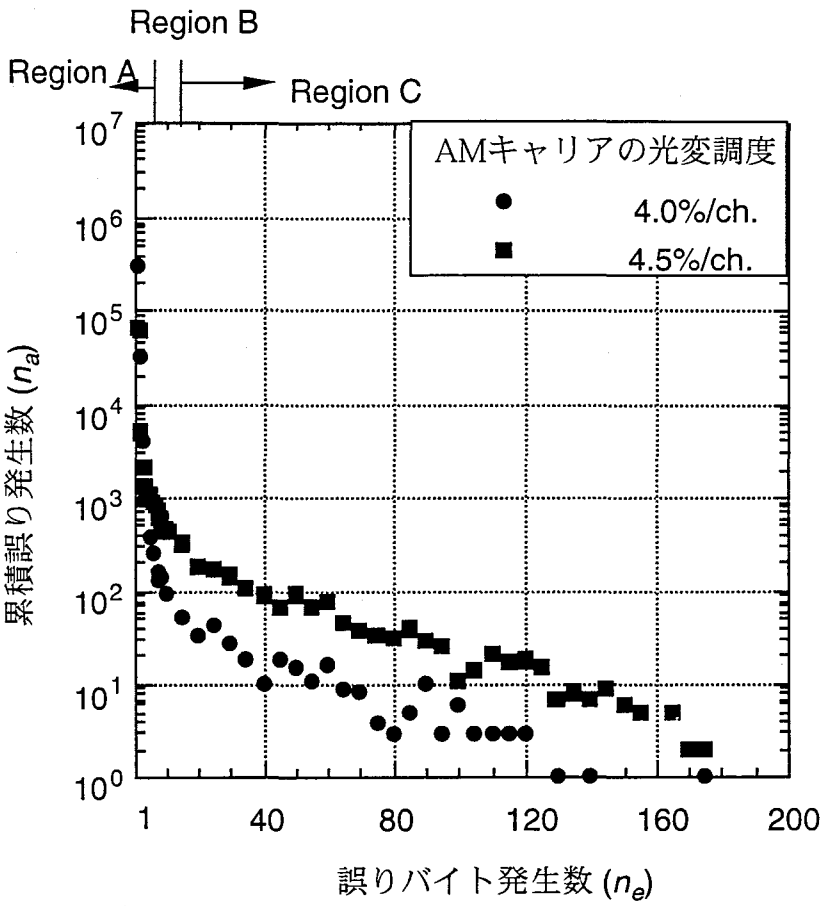


図6-27 誤りバイト発生数と累積発生

さて、誤りの発生には、独立した2つの要因が関与している。図6-27に示すように、誤りバイトの出現数が少なく、5以下の場合（Region A）では、その誤りの発生は主に熱雑音によるものである。一方、誤りバイト出現数が多くなりバースト特性を示す部分（誤りバイト数が15以上：Region C）では、クリッピング歪による誤りである。さらに、それらの間（Region B）は両方が影響している領域であると考えられる。今回の解析ではクリッピングに起因する誤りのみを考慮するので、誤りバイト数が15以上の領域についてのみ検討を加える。そこで、誤りバイト数が15以上の領域の特性について抽出し、さらにn_e以上

のn_aの累積加算数(n_b)とn_eの関係を図6-28に示す。図6-28に示すように、累積加算数(n_b)とn_eの関係は直線に乗っており、誤り発生特性には何らかの法則性があると推察される。

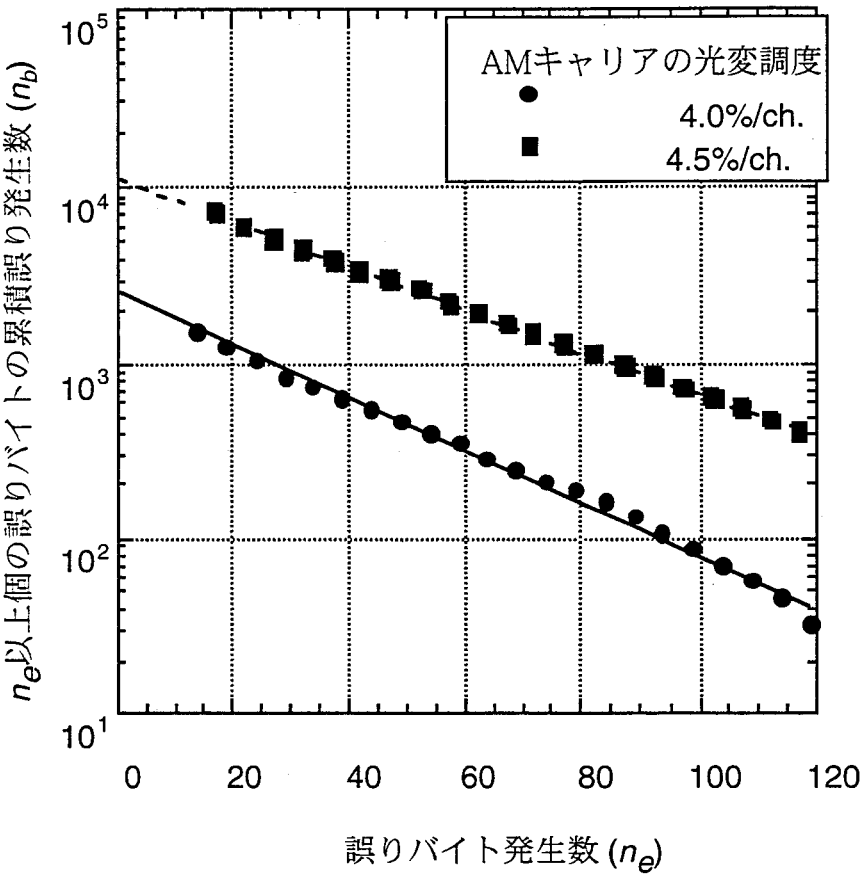


図6-28　誤りバイト発生数と累積発生数（Region C）

誤り発生特性の議論をする前に、先ず誤り発生の統計的性質を決定するために重要なパラメータであるσの推定を行う。σは式(6. 11)に示したように、伝送キャリアのうちで4つのキャリア組み合わせを選んだ時に、この4つのキャリアの周波数設定誤差できまる。しかし、信号発生器のキャリア周波数を詳細に測定することは非常に手間がかかるため、今回はσの推定にCSOの帯域を用いる。先に述べたように、CSOは2次相互変調歪(IM2)が集合した歪であり、伝送帯域でのIM2は主に、2つのキャリア周波数の差（f_i - f_j）より発生する。周波数の組み合わせはCSOの現れる周波数により決まるが、ここでは図6-29に示す12MHzに落ちるCSOを参考にし、e_i - e_jの帯域幅を先ず推定し、これを6kHzとした。σの帯域幅は先程述べたように、$e_i - e_j + e_k - e_l$,のばらつきにより与えられる。そこで、この帯域

幅の概値としてこのCSOの帯域の2倍を見積もりσを12kHzとした。

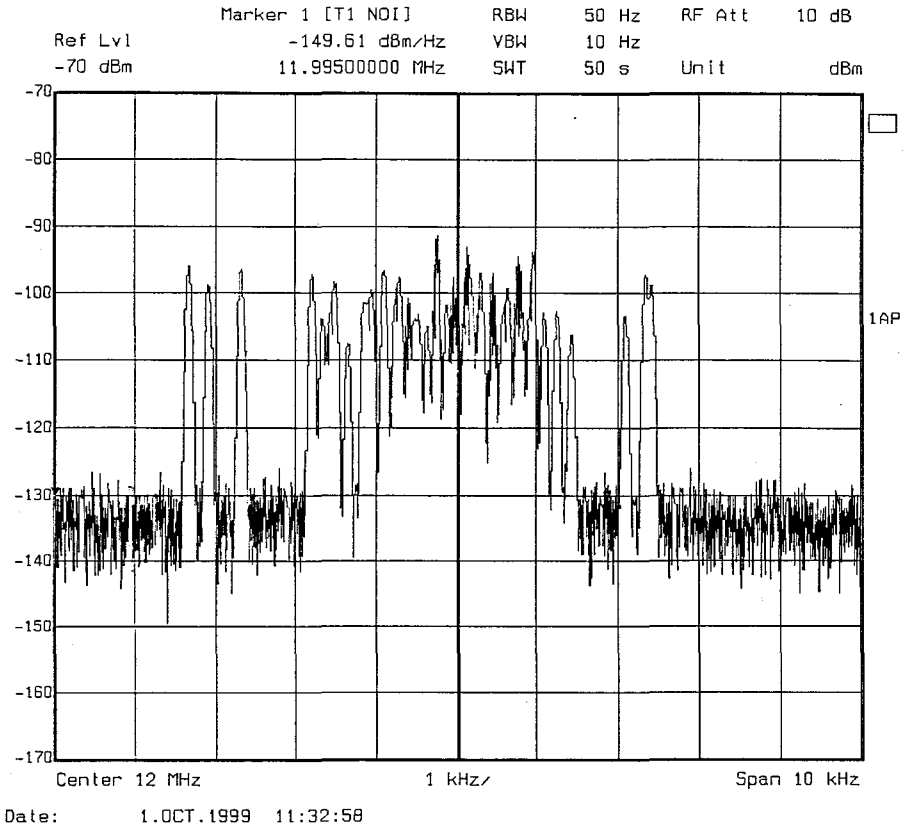


図6-29　12MHzに発生するCSOスペクトラム（高分解の測定時）

図6-28の誤りバイト数(n_e)の累積発生個数を用いて、クリッピングによる誤り発生特性($F_i[n_e]$)を計算する。$F_i[n_e]$の算出には全てのn_eについての累積発生個数が必要となるが、$n_e < 15$では純粋にクリッピングによる誤りではないと考えられるため、その領域での累積個数については$n_e > 15$の累積個数からの外挿した値を用いる。さて、計算結果を図6-30に示す。ここで、●は$m = 4.0\%$の誤り発生特性を、■は$m = 4.5\%$の特性を示す。一方、誤り発生特性の計算結果は、式(6. 17)と上記に示したσ（12.0kHz）を用いて算出した。

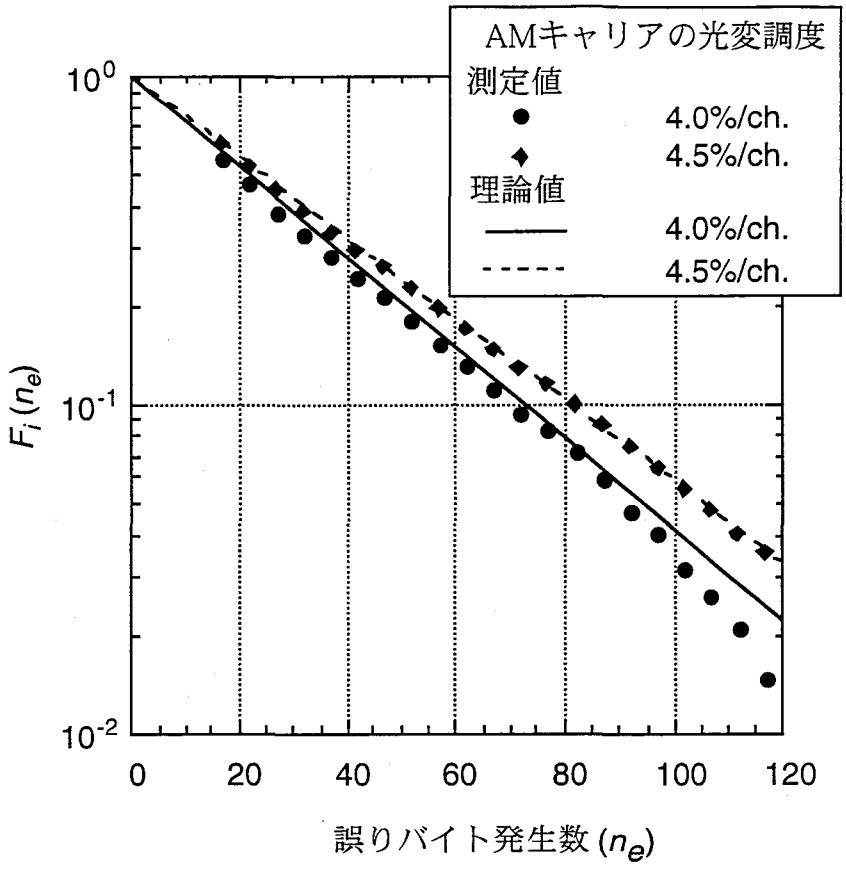


図6-30　クリッピングによる誤り発生特性とその理論値

図6-30に示すように、測定値と理論値は良く一致しており、多重信号の包絡線の最低値の包絡線をレイリー分布と仮定し、Riceのレイリーフェージング間隔を応用した誤りバーストのモデルがほぼ妥当であることを実証することができた。バースト長はAMキャリアの光変調度、即ち総合実効変調度（μ）に依存することを6.5.3の測定結果を通して確認していたが、このような特性を理論解析上からも確認することができた。

また、エラーバースト長はσにも依存する。したがって、信号発生器の周波数設定誤差が多くなれば、バースト特性が緩和されることになる。実際のシステムではAMキャリアは変調されており、音声副搬送波も多重されている。このため、σはより広がる方向になると考えられ、誤りバースト長は短くなると考えられる。

6.7 結言

クリッピング歪および複合相互変調歪による誤りに対して、DAVICで規定される誤り訂正の有/無でのビット誤り率を測定した。複合相互変調歪による誤りに対しては、誤り訂正前後でほとんどビット誤り率の改善は見られず、DAVICの誤り訂正は有効に機能しないことを確認した。

これらによるM-QAM信号の誤りに対してDAVIC仕様の誤り訂正が有効に機能しないことを確認するため、誤りの発生パターンの測定および統計的な誤り発生特性を測定した。誤り発生特性の測定の結果、複合相互変調歪およびクリッピング歪ともに、DAVIC仕様の誤り訂正に採用されるインターリーブ長を越える誤りバーストが発生していることが確認できた。

本章では誤りがバースト性を有するメカニズムについても検討した。複合相互変調歪による誤りの発生は、狭帯域の雑音が信号帯域内に存在する場合の誤り特性で説明できる。狭帯域雑音の振幅変動はその帯域に依存し、雑音帯域が信号帯域に比べて非常に小さい場合に、雑音の振幅変動が信号のシンボル速度に比べて非常に長くなる。一旦、雑音の振幅が誤りを発生するレベルを超えると、その状態を抜け出すまでに、数十以上の信号シンボルを必要とするため誤りがバースト性を有することになる。

一方、クリッピング歪の場合には、多重信号の振幅値がクリップされる状態となっている期間が誤りのバースト性に寄与している。インパルス雑音の発生はクリッピングによるものであるが、クリッピングは多重信号の振幅の一部がレーザのしきい値レベルを割り込むことにより起きる。多重信号のキャリアの周波数設定精度および位相雑音により、多重信号振幅の包絡線はゆっくりと変動し、これにより多重信号振幅がクリップされる状態への遷移もゆっくりと起きる。このような特性については、Riceのフェージング間隔モデルを応用してモデル化することを提案し、提案したモデルにより得られたクリッピング歪による誤りの発生の理論値は測定結果とよく一致した。

クリッピングによる誤り発生を回避するためには、同時に伝送するAM映像信号の光変調度を下げることが有効であるが、これは、AM映像信号のCNRの低下を招く、したがって、このような誤りに対しては誤り訂正を強化することが必要である。このため、誤り訂

正で採用するインターリーブ長を変えた場合の訂正能力、AM映像信号の変調特性を考慮した場合のクリッピングの発生とビット誤り率特性等に関する詳しい検討が必要である。

第7章　結論

本研究は、CATVの伝送路における歪の統計的性質と伝送品質に関する研究成果をまとめたものである。

先ず、光伝送路における歪の統計的性質とデジタル変調信号の伝送品質について検討し、クリッピングにより発生する歪の特性を評価し、その振幅値の統計モデルを提案した。さらに、クリッピング歪に対するM-QAM信号のビット誤り率の評価と、ビット誤り率解析手法の提案を行った。また、変調信号を伝送する実システムにおけるM-QAM信号のビット誤り率の解析手法の提案およびキャリアを用いる実験結果との比較検討および、実際の光伝送路におけるAM-VSB信号とM-QAM信号の光変調度配分を検討した。クリッピング歪による誤りに対するDAVICに規定される誤り訂正性能の評価と誤り発生モデルの提案を行った。

次に、同軸伝送路における歪の統計的性質とデジタル変調信号の伝送品質について検討し、複合相互変調歪の特性を測定し、その振幅値の統計モデルを提案し、複合相互変調歪に対するM-QAM信号のビット誤り率の評価とビット誤り率解析手法の提案を行った。さらに、複合相互変調歪による誤りに対するDAVICに規定される誤り訂正性能の評価を行った。

最後に、同軸伝送路および光伝送路でのデジタル変調信号の誤りの発生特性について検討し、複合相互変調歪に対するM-QAM信号の誤り発生特性の評価および、クリッピング歪に対するM-QAM信号の誤り発生特性の評価と誤り発生モデルの提案を行った。

以下に、2章から6章において記述した成果を総括して結論とする。

1. 光伝送路における歪の統計的性質とデジタル変調信号の伝送品質について実験ならびに解析を行い、以下のことを明らかにした。

(1) スペクトラムアナライザによるクリッピング歪の観測手法を提案し、クリッピング歪が非常に大きなピークを有するインパルス状に発生し、広い帯域に及んでいることを測定結果より明らかにした。また、クリッピングによるインパルス雑音の発生は、光変調度

に依存しており、光伝送における総合実効光変調度を上げると、それに伴い発生頻度が大きくなる。

(2) クリッピング歪の振幅分布にMiddletonのクラスAモデルを適用することを提案して、それが解析的に導出できることを実証した。

(3) ハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号の伝送品質に関して、MiddletonのクラスAモデルによるビット誤り率の解析手法を提案し、解析式中の各パラメータと光伝送パラメータの関係を明らかにした。同解析手法により光伝送パラメータだけで、M-QAM信号のビット誤り率の推定を可能にした。

(4) 変調信号を伝送する実システムと無変調キャリア信号（正弦波）を用いる実験系では、クリッピングによるインパルス雑音の発生頻度が異なることを解析的に実証し、実システムの場合にはクリッピング歪の影響が緩和され、M-QAM信号のビット誤り率が改善されることを明らかにした。

(5) 実システムにおけるAM映像信号と64QAM信号の変調度配分を明らかにし、キャリアによる実験系で求めた値よりも大きな値を64QAM信号に配分することが可能になることを明らかにした。

(6) 実験系で発生するクリッピング歪による誤りにはDAVIC仕様の誤り訂正は有効に機能しないことを明らかにした。

2. 同軸伝送路における歪の統計的性質とデジタル変調信号の伝送品質について実験ならびに解析を行い、以下のことを明らかにした。

(1) 複合相互変調歪とレーダでのクラッタの類似を鑑み、複合相互変調歪の振幅分布にワイブル分布を適用することを提案した。さらに、スペクトラムアナライザを用いた複合相互変調歪の測定手法を提案し、複合相互変調歪の振幅分布にワイブル分布が適用できることを実証した。また、CSOとCTBで異なる振幅分布特性を示し、それぞれのスキューネスが2.3、1.5となることを明らかにした。これは、CSOではガウス雑音よりも大きな振幅の出現確率が小さく、CTBでは逆に大きくなる。

(2) 振幅がワイブル分布する歪に対するM-QAM信号のビット誤り率の解析手法を提案す

るとともに、測定データと比較し、提案した解析手法の有効性を実証した。

(3) 複合相互変調歪による誤りにはDAVIC仕様の誤り訂正は有効に機能しないことが明らかにした。

3. 同軸伝送路および光伝送路で発生する誤りの発生特性について実験ならびに解析を行い、以下のことを明らかにした。

(1) 複合相互変調歪による誤り発生が強いバースト性を示すことを測定により明らかにし、CATVにおけるデジタル変調信号の伝送規格を定めるDAVICで規定されるインタリーブを越えるバースト誤りが発生することを確認した。

(2) 複合相互変調歪による誤りの発生メカニズムが狭帯域雑音による誤り発生メカニズムで説明できることを、スペクトラムアナライザによる複合相互変調歪の時間波形を用いて実証した。

(3) クリッピング歪による誤り発生が強いバースト性を示すことを測定により明らかにし、実際にDAVICで規定されるインタリーブを越えるバースト誤りが発生することを確認した。

(4) クリッピング歪による誤りの発生メカニズムを周波数多重信号の包絡線の変動とクリッピングが生起する関係から説明できることを示した。

(5) クリッピング歪による誤りの発生にRiceのレイリーフェージング間隔を応用したモデルを提案し、測定データと解析結果を比較検討し、提案したモデルの有効性を確認した。

参考文献

[1] 安田　浩："システムAVの基礎となるMPEG、10Mb/s目標の次期活動も開始"，日経ニューメディア、1991特別版

[2]加藤雅弘：　"MPEG2の基本仕様が決まり年内にはLSIが続々登場,"　日経ｴﾚｸﾄﾛﾆｸｽ、pp. 56-61, Aug. (1993)

[3] "ﾒﾃﾞｨｱ融合を促す画像・音声のﾃﾞｼﾞﾀﾙ化,"　日経ﾆｭｰﾒﾃﾞｨｱ 1991 特別版

[4] J. A. Mattson, "Specifying AM fiber system performance," 1990 NCTA technical papers, pp. 181-189, 1990

[5] R. B. Lee, "High data rate VSB modem for cable applications including HDTV: Description and performance", 1994 NCTA Technical Paper pp. 274-282(1994)

[6] M. Thapar, B. Koerner, "Architectures for Video Servers", 1994 NCTA Technical papers, 141-148

[7] I. Yamashita, et al., "Fiber-Optics Subcarrier Net-work Systems Field Trial", NTT Review, Vol. 4, No. 2 1992

[8] E. Kondo et al., "PDS Fiber-Optics Development and Multimedia Field Trial" 6th. OAN 1. 3

[9] W. S. Ciciora, "Scenarios For Compressed Video in Cable practice", 1991 NCTA Technical papers 123-128

[10] J. A. Mattson, "Fiber to Feeder Design Study," 1991 NCTA Technical Paper 309-319

[11] 中田　他：　"CATV用光ﾌｧｲﾊﾞﾊﾞｯｸﾎﾞｰﾝ," TV学会技術報告, Vol. 13,No51,pp53-58

[12] J. A. Chiddix, "AM video on fiber in CATV systems: need and implementation," IEEE Journal in Selected Areas communications, vol. 8, No. 9, pp. 1229-1239, Sept. 1990

[13] J. A. Chiddix, J. A. Vaughan and R. W. Walfe, "The Use of Fiber Optics in Cable Communication Networks", J. of Lightwave Technol., vol. 11, no. 1, pp. 154-166, Jan. 1993

[14] 藤戸　他："VHF帯周波数多重光伝送装置,"　National Tech. Rept. 27, No. 5, pp. 673-684(1981)

[15] J. A. Chiddix. et al., "Fiber backbone multichannel AM video trucking," Technical Digest of 16th. International TV symposium, pp. 205～216(1989)

[16] K. Fujito "Analog Optical Transmission for CATV" IOOC/ECOC '91 Tech. Digest vol. 2, We. C8. 1, pp. 117-127(1191)

[17]　古家　秀司：　"光・同軸ハイブリッドCATVシステム,"　光通信技術の最新資料集

（株）オプトロニクス社　pp. 14-19　(1995)

[18] 郵政省報道資料 ： マルチメディア時代におけるケーブルテレビシステムに関する調査研究会報告書, http://www.mpt.go.jp/pressrelease/japanese/housou/970321j702.html#1

[19] S. Wu, A. Yariv, H. Blauvelt and N. Kwong, "Thoeritical and experimental investigation of conversion of phase noise to intensity noise by Rayleigh cattering in optical fibers," Appl. Phys. Lett., Vol. 59, No. 10 , pp. 1156-1158 (1991)

[20] W. I. Way, et al., Multiple-reflection-induced intensity noise studies in a lightwave system for multichannel AM-VSB television signal distribution," IEEE Photon. technol. Lett., Vol. 2 No. 5, pp. 991-995 (1991)

[21] 山本、田辺、中田、藤戸、松井： "光伝送路内の多重反射によって生じる変調歪" 電子情報通信学会秋期全国大会予稿集　B-727　(1990)

[22] M. M. Choy, et al., " Interferomatic conversion of laser phase noise to intensity noise by single-mode fiber-optic components," Electron. Lett., Vol. 23, No. 21, pp. 1151-1152 (1987)

[23] 大沢、丸山、真野、中野： "CATVインターネット技術動向・市場動向," 信学技報, CQ2000-8, pp. 47-52, 2000 May

[24] Data-Over-Cable Service Interface Specifications ver1.0, Radio Frequency Interface Specification, SP-RFI-I05-991,

[25] J. A. Mattson, "Specifying AM fiber system performance," 1990 NCTA technical papers, pp. 181-189, 1990

[26] A. A. M. Saleh, "Fundamental limit on number of channels in subcarrier-multiplex lightwave CATV system," Electron. Lett., vol. 25, no. 12,pp. 776-777 (1989)

[27] 泉　武博　監修：　（社）日本電子機械工業会　CATV技術委員会編　“ケーブルテレビ入門　ー基礎から応用までー，”コロナ社，pp. 198 &　pp. 306，(1994)

[28] J. Hamilton and D. Stoneback, "The effect of digital carriers on analog CATV distribution systems" 1993 NCTA technical papers, pp. 100-115, 1993

[29] R. S. Prodan, M. Chelemal, T. H. Williams and C. M. Chamberlain, "Cable system transient impairment characterization" 1994 NCTA technical papers, pp. 263-268, 1994

[30] DAVIC 1.4.1 Specification Part 08, "Lower Layer Protocols And Physical Interfaces," pp. 87-99, 1999

[31] "デジタル有線テレビジョン放送　既設設備への導入," JCTEA　TR-001、（社）日本CATV技術協会技術資料

[32] "Digital multi-programme systems for television, sound and data services for cable distribution," ITU-T J. 83

[33] "Digital broadcasting systems for television, sound and data services ; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, " Draft pr ETS 300 744, ETSI, Mar. 1996

[34] D. Middleton："Statical-physical model of an electro-magnetics interference", IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-19, 3, pp. 106-127(Aug. 1977)

[35] M. I. Skolnic, Introduction to Radar Systems, McGraw Hill international, pp. 470-412

[36] D. Middleton, "Statistical-Physical Models of Man-Made and Natural Radio Noise Part II: First Order Probability Models of the Envelop and Phase," Office of Telecommunications, Technical Report OT-74-36, April 1974

[37] K. Furutsu and T. Ishida, "On the Theory of Amplitude Distribution of Impulsive Random Noise, " J. Appl. Phys., vol. 32, no. 7, pp. 1206-1221, July 1961

[38] 柳瀬、森永、滑川： "インパルス性雑音環境下における最適受信機の誤り率特性," Vol. EMCJ86-13, pp. 33-40

[39] Seo J-S, Cho S-J, K. Feher, "Impact of Non-Gaussian Impulsive Noise on the Performance of High-LEvel QAM," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 31, No. 2, pp. 177-180 (May 1989)

[40] P. A. Bello and R. Esposito, " A New Method for Calculating Probabilities of Errors Due to Impulsive Noise," IEEE Trans. Commun. Theory, com-17, No. 3, pp. 368-379(June 1969)

[41] S. S. Wagner, "Recent Progress in fiber/coax local access networks," OFC '95 Technical digest paper TuK1, pp. 50-51, Feb. 1995

[42] S. S. Wagner, E. Chapuran and R. C. Menendez, "Effect of Analog Video Modulation on Laser Clipping Noise in Optical Video-Distribution Networks, " IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 8, no. 2, pp. 275-277, Feb. 1996

[43] S. Ovadia, H. Dai, C. Lin and W. T. Anderson, "Performance of Hybrid Multichannel AM/256-QAM Video Lightwave Transmission Systems," IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 7, no. 11, pp. 1351-1353, Nov. 1995

[44] J. E. Mazo, "Asymptotic Distortion Spectrum of Clipped, dc-Biased, Gaussian Noise," IEEE Trans. Commun., vol. 40, no. 8, pp. 1339-1344, Aug. 1992

[45] 森口、宇田川、一松： 岩波数学公式 I , III、 東京：岩波書店 1956

[46] 村瀬武弘："ディジタル・マイクロ波，衛星通信編 （その3） 超多値変調への挑戦 世界に冠たる256QAM式," 電気通信, Vol. 56, No. 561, pp. 2-18, 1993

[47] R. S. Prodan, "Analysis of cable system digital transmission characteristics," 1994 NCTA Technical Paper pp. 254-262(1994)

[48] "Digital Transmission Characterization of Cable Television Systems," Cable Television Laboratories, Inc., Nov. 1994

[49] D. J. Povejsil, R. S. Raven, and P. Waterman, Airborne radar, New Jersey: D. Van Nostrand Company, INC., 1961, pp. 217-220

[50] Y. Kato and H. Iwabuchi, "Log-Normal and Weibull-Distributed Sea Clutter," IEICE Trans vol. E71, No. 1, pp. 4-7, Jan. 1988

[51] K. Alameh, and R. A. Minasian, "Optimum optical modulation index of laser transmitters in SCM systems," Electron. Lett., vol. 27, no. 14, pp. 1273-1275 (1990)

[52] T. E. Darcie, "Subcarrier Multiplexing for Light-wave Networks and Video Distribution Systems", IEEE J. Sel. Areas Commun., 8, 7, pp. 1240-1249, (July 1990)

[53] N. J. Frigo, Mary R Phillips, and George E. Bodeep, "Clipping Distortion in Lightwave CATV Systems: Models, Simulations, and Measurements", IEEE J. of Lightwave Technol., Vol. 11, No. 1, pp. 138-146(Jan. 1993)

[54] J. E. Mazo and N. J. Frigo, " On a Method for Calculating the Strength of Intermodulation Distortion and Products," IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 2/3/4, pp. 1475-1477, Fib./ Mar. /April 1994

[55] 田辺，貝田，中田，藤戸，宇野，松井： “80チャネルAM-FDM TV 信号光伝送装置”， National Techical Report, vol. 36, no. 6, pp. 742-748, June 1990

[56] 遠藤敬二、泉武博： 改訂放送衛星の基礎知識 東京：兼六館出版（株） pp. 74-75 (1983)

[57] 藤戸、西野、内海、中田、市田："他チャンネルTV信号広帯域光伝送装置," National Techical Report, vol. 33, no. 6, pp. 715-722, June 1987

[58] A. Papoulis, 垣原、根本訳：パポリス応用確率論２ 確率過程、 東海大学出版、pp. 146 - 149, (1989)

[59] Spectrum Analyzer Series Application Note 150-4, "Spectrum Analysis, Noise Measurement," Hewlett Packard, pp. 26-27, April 1974

[60] 日本放送協会編 ： “カラーテレビジョン” 日本放送協会，pp. 570-571, (1961)

[61] B. Schodowski, "Converter noise measurement definitions and conversion derivations," 1990 NCTA Technical Papers , 1990, pp. 225-232

[62] A. Farina, A. Russo, F. Scannapieco and S. Barbarossa, "Theory of radar detection in coherent

Weibull Clutter," IEE Proceedings, vol. 134, Pt. F, No. 2, April 1987

[63] M. Maeda, M. Yamamoto, "FM-FDM optical CATV transmission experiment and system design for MUSE HDTV signal," IEEE J. on Selected Areas in Communications Vol. 8, No. 7, pp. 1257-1267 Sept. 1990

[64] S. O. Rice, "Distribution of the Duration of Fades in Radio Transmission," Bell Syst. Tech. J., vol. 37, pp. 581-635, May 1958

本論文に関連する原著論文

A. 論文

1. 前田和貴、布施優、内海邦昭、中田裕章、藤戸克行："クリッピングによるインパルス性ひずみを考慮した アナログ/デジタルハイブリッド光伝送におけるM-QAM信号の伝送品質の解析," 電子情報通信学会論文誌, Vol. 80-B-I, No. 5, pp. 266 - 273, 1997

("Error of Interference of Impulse noise Induced by Clipping on BER of M-QAM Signal in Analog/Digital Hybrid Optical Transmission Systems," Electronics and Communications in Japan, part 1 Vol. 81, No. 8, pp. 266-273, 1998)

2. K. Maeda, S. Morikura, "Study of BER of 64-QAM Signal and OMI-Window of Feasible Operation in Analog/ Digital Hybrid SCM Transmission systems," Journal of Lightwave Technology, Vol. 17, No. 6, pp. 1011 - 1017, 1999

3. K. Maeda, K. Utsumi, "Bit-Error Rate of M-QAM Signal and Its Analysis model for Composite Distortions in AM/QAM hybrid Transmission," IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 8, pp. 1173 - 1180, 1999

4. K. Maeda, S. Komaki, "Error Statistics of 64-QAM signal in AM/64-QAM Hybrid Optical Transmission ," Journal of Lightwave Technology, Vol. 18, No. 10, pp. 1348 - 1354, OCT. 2000

5. 布施優、工藤義春、前田和貴、雄谷順、石野正人、藤戸克行："150chAM/QAMハイブリッド信号の128光分配システムの開発," 電子情報通信学会論文誌, Vol. J78-B-I, pp. 553-562 1995"

B. レター

1. K. Maeda, H. Nakata, K. Fujito, "Analysis of BER of 16QAM signal in AM/16QAM hybrid optical transmission system," Electron. Lett., Vol. 29, No. 7, pp. 640 - 642, 1993

2. K. Maeda, H. Nakata, K. Fujito, "Error Statistic of QAM Channel in AM/QAM Hybrid Optical Transmission," IEEE Photonics Tech. Lett., Vol. 8, No. 10, pp. 1403 - 1405, 1996

C. 国際学会発表

1. K. Maeda, N. Ishiyama, H. Nakata, K. Fujito, "BER characteristics of 16QAM in an AM/16QAM hybrid optical transmission system," OFC/IOOC '93 Technical digests, Thl2, pp. 220 - 221, 1993

2. K. Maeda, M. Fuse, K. Fujito, "Ultrahigh channel capacity CATV systems," OFC '96 Technical digests, WN3 (Invited paper), pp.197-198, 1996

3. K. Maeda, K. Masuda, K. Utsumi, K. Fujito, "Transmission quality and Error Statistics of 64QAM signal in AM/64QAM hybrid optical transmission," 8th. OAN Technical digests, 1997

4. K. Maeda, S. Morikura, "A novel BER analysis method of 64QAM signal in AM/M-QAM hybrid optical transmission," SPIE Asia Pacific Symposium Optoelectoronics, pp. 49 - 56, 1998

5. K. Maeda, K. Masuda, M. Fuse, H. Nakata, K. Fujito, "Transmission quality of digital signal using M-VSB-ASK for digitally modulation method in analog/digital hybrid optical transmission," 6th. OAN Technical digests, 32.1-32.7, 1994

6. M. Fuse, Y. Kudo, K. Maeda, H. Nakata, K. Fujito,"128 Optical Distribution System of 150ch AM/QAM Hybrid Signals," ECOC/IOOC'94, pp. 45-48, 1994"

7. K. Fujito, M. Fuse, K. Maeda, "AM/Digital Multi-Channel Optical Video Distribution," ECOC'95 Tu.L.3.6 (Invited paper), pp. 367-373, 1995

D. 国内研究会

1. 前田和貴、石山直樹、中田裕章、藤戸克行："AM/16QAMハイブリッドSCM光伝送における16QAM伝送特性の検討," 電子情報通信学会研究会, OCS/CS92-7, 1992

2. 前田和貴、布施優、工藤義春、中田裕章、藤戸克行："150ch AM/16QAM ハイブリッド光伝送システムの開発," 電子情報通信学会研究会, OCS93-97, pp. 23-32, 1994

3. 前田和貴、内海邦昭："複合相互変調歪の振幅分布モデルとM-QAM信号の誤り率の解析," 電子情報通信学会　研究会, CS/OCS97-30, pp. 31-36, 1997

4. 前田和貴、森倉晋："光CATVにおける64QAM信号の伝送品質の解析," 映像メディア学会 技術報告, ROFT '98-39, Vol. 22, No. 27, pp. 13-18, 1998

5. K. Maeda, "Error statistics of 64-QAM signal in AM/64-QAM hybrid optical transmission," Japan-Korea Joint Workshop on Microwave Photonics, Poster session, Feb. 2000

6. 前田和貴、布施優、増田浩一、工藤義春、藤戸克行："QAM500ch光伝送の伝送特性の検討," 電子情報通信学会研究会, CS/OCS94-98, pp. 7-12, 1995"

7. 久保田昌夫、松岡温雄、須藤茂男、前田和貴、布施優、工藤義春："FM/QPSKハイブリッド光伝送方式の検討,"電子情報通信学会研究会," CS/OCS 94-13, pp. 17-22, 1994

8. 布施優、工藤義春、前田和貴、雄谷順、石野正人、中田裕章、藤戸克行："150ch. AM/QAMハイブリッド信号の128分配システムの検討," 電子情報通信学会研究会 OCS94-2, pp. 9-15, 1994/5

9. 工藤義春、布施優、石井義一、前田和貴、内海邦昭、藤戸克行："広帯域FM変調技術を用いた64QAM光伝送特性の検討," 電子情報通信学会研究会,OCS96-70, pp. 71-76 1996

E. 各種学会年次大会

1. 前田和貴、藤戸克行："AM/QAMハイブリッド光伝送におけるQAM伝送特性の検討," 1991 テレビジョン学会 年次大会, 予稿集 pp. 473-474, 1991

2. 前田和貴、石山直樹、篠崎聡、中田裕章、藤戸克行："AM/16QAMハイブリッドSCM光伝送システムの16QAM伝送特性に対する波長分散の影響の評価," 1992 電子情報通信学会 秋季大会 4-108, 1992

3. 前田和貴、石山直樹、篠崎聡、中田裕章、藤戸克行："AM/16QAM光伝送における16QAM信号の誤り率の解析," 1993 電子情報通信学会 春季大会 4-135, 1993

4. 前田和貴、布施優、藤戸克行、長井哲也："アナログ・デジタルハイブリッド光伝送におけるインパルス歪みによる誤り発生パターンの検討," 1995電子情報通信学会 総合大会 B-1124, 1995

5. 前田和貴、笹井裕之、内海邦昭、藤戸克行："デジタル変調信号の誤り率特性の検討 -ハイブリッド光伝送における複合相互変調歪みの影響-," 1995電子情報通信学会 総合大会 B-1218, 1996

6. 前田和貴、内海邦昭、藤戸克行："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," 1997 電子情報通信学会 総合大会 B-10-101, 1997

7. 前田和貴、内海邦昭："3次複合相互変調歪（CTB）の振幅分布と64QAM信号の誤り率特性," 1997 電子情報通信学会 ソサイエティ大会 B-10-172, 1997

8. 前田和貴、森倉晋："アナログ・デジタルハイブリッド光伝送における64QAM信号の誤

り率の理論検討," 1998 電子情報通信学会 総合大会 B-10-167, 1998

9. 増田浩一、前田和貴、内海邦昭、藤戸克行："オンデマンドHFC-CATV用AM/64QAM波長多重伝送方式の検討," 1995 電子情報通信学会 ソサイエティ大会 B-681, 1995

10. 工藤義春、前田和貴、布施優、内海邦昭、藤戸克行："広帯域FM変調形光映像伝送方式の検討 広帯域FM変調した64QAM信号の誤り率特性," 1996 電子情報通信学会 ソサイエティ大会 B-1010, 1996