

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	光スペクトル拡散による同一波長帯光多重化技術に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	山本浩明
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3635号, 授与年月日:2002年12月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3635号, Conferred date:2002/12/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

光スペクトル拡散による同一波長帯
光多重化技術に関する研究

山 本 浩 明

本研究の概要

本研究は、副搬送波多重(SCM)アクセス方式を用いた N 対 1 のパッシブ光ネットワークにおいて、同一波長帯光信号の多重化方式の実現に向け、光スペクトルを拡散し光ビート干渉による雑音を低減する独自の光多重化技術を提案し、理論と実験の両面からその有効性について研究を行い、本方式が光多重化に効果的であることを実証した成果をまとめたものである。

第 1 章では、光多重化技術の研究動向を概観し、従来の光多重化技術における課題点について述べるとともに、本研究の目的と本論文の構成を説明する。

第 2 章では、SCM 方式のマルチドロップ型光伝送系のシステム構成と基本伝送特性を説明する。次に、光ビート干渉雑音以外で特に重要である光ファイバ内のレイリ一散乱による雑音に関して、理論と実験両面からの検討結果を述べる。また、AM 変調された映像信号を光伝送したときの混変調歪みに関して、従来の測定法の課題点と新たに提案した測定法の内容を述べる。

第 3 章では、光ビート干渉による雑音の発生メカニズムを説明する。次に、この雑音を低減するために提案した光スペクトル拡散変調方式の原理とその効果を述べる。提案した方式は、副搬送波信号と高周波信号或いは低周波信号を互いに乗算する信号処理を行っている。これにより、従来の高周波重畳方法に比べ、光ビート干渉雑音をさらに 5~8dB 低減することができることを示す。

第 4 章では、提案した方式を具体的に映像監視システムに適用した際の多重可能な光信号数について、実験及び理論の両面から検討した結果を示す。実験的に、DFB-LD の光信号を 2 波多重時でも所望の CNR を満たし、理論的には、チャープ係数の更に大きい DFB-LD を使用すれば、多重数を増やすことができることを示す。

第 5 章では、光源に 1.3 μm 帯 FP-LD を用いた系に、提案した方式を適用した場合の CNR に関する理論及び実験結果を示す。実験的に 4 つの FP-LD の波長が互いにほぼ等しい場合でも、所望の CNR を得ることを示す。

第 6 章では、光周波数が全て一致した DFB-LD を使用し、ベースバンドデジタル信号を数 GHz の副搬送波でサンプリングすることで光スペクトル拡散変調した場合の SNR 及び多重可能な光信号数に関して理論を中心に検討した内容を述べる。

第 7 章では、本研究の総括と将来の展望について述べる。

目 次

第1章 緒論	5
1-1 研究の背景	5
1-2 副搬送波光多重化技術の研究動向	8
1-3 本研究の目的	9
1-4 本論文の構成	10
第2章 副搬送波多重光伝送システムの基本伝送特性	13
2-1 はじめに	13
2-2 システム構成と基本伝送特性	14
2-2-1 システム構成	14
2-2-2 基本伝送特性	15
2-3 光ファイバ内のレイリー散乱に起因する雑音	21
2-3-1 はじめに	21
2-3-2 理論解析	22
2-3-3 まとめ	31
2-4 混変調歪み測定における課題	32
2-4-1 はじめに	32
2-4-2 XMD の定義	33
2-4-3 多重反射による XMD の測定結果	36
2-4-4 解析	39
2-4-5 まとめ	49
2-5 まとめ	49
第3章 光スペクトル拡散変調方式	51
3-1 はじめに	51

3-2	光ビート干渉による雑音の発生メカニズム	5 2
3-2-1	システム構成	5 2
3-2-2	光ビート干渉による雑音	5 3
3-2-3	光ビート干渉雑音の理論解析	5 5
3-3	光スペクトル拡散変調方式(単極性 AM 方式)の提案とその効果	5 9
3-3-1	単極性 AM 方式の原理	6 0
3-3-2	解析	6 3
3-3-3	計算および実験結果	6 6
3-3-4	考察	6 9
3-4	まとめ	7 1
第4章	副搬送波多重光伝送システムの設計	7 2
4-1	はじめに	7 2
4-2	システム構成と伝送特性の計算	7 2
4-3	伝送実験	7 9
4-4	まとめ	8 4
第5章	ファブリペロー型レーザを用いたアナログ信号光多重化の実験	8 5
5-1	はじめに	8 5
5-2	システム構成	8 6
5-3	理論解析	8 8
5-4	伝送実験	9 1
5-5	まとめ	9 7
第6章	ベースバンドデジタル信号光多重化システム	9 9
6-1	はじめに	9 9
6-2	光信号変調方式	1 0 1

6-3	光ビート干渉による雑音と SNR 特性	104
6-4	まとめ	117
第7章	結論	118
7-1	本研究の結論	118
7-2	将来の展望	120
	謝辞	122
	参考文献	124
	本研究に関する発表論文	132
	本研究に関する学会発表	132
	特許	134
	その他の発表	135

(全138頁)

第 1 章 緒論

1-1 本研究の背景

21 世紀に入り、インターネットの爆発的な普及、通信技術の発達に伴い、光ファイバは幹線だけでなく市中やビルなどの屋内にまで張り巡らされ、光通信という言葉は、ごく一般に使われるようになってきた。

現在の光通信の歴史は、1960 年に発明されたレーザによって始まる。その後、1970 年に、伝送路の 1 つとして考えられていた光ファイバの低損失化に成功し[1]、また、同年に光通信用光源として考えられていた半導体レーザの室温連続発振に成功し[2]、これらを機に、光通信に関わる技術の研究開発が本格的に開始されることになった。

1980 年代に入り、日本及び米国で光通信の商用試験が始まり、1985 年には日本縦貫光ケーブル(NTT)が完成した。また、1989 年に太平洋横断光ケーブル(KDD、AT&T)が完成した。これによって、国内外の電話回線網は、これまでの導線から軽くて細い光ファイバへと置換えられることになった。1990 年代に入り、国内では、NTT により、各家庭に光ファイバを張り巡らす FTTH (Fiber To The Home) 構想[3]が提唱され、現在に至っている。

光通信に関わる技術は、公衆網や大陸間海底ケーブルなど電話回線網への適用を中心に発達してきた。この電話回線網で使用される光伝送方式は、デジタル伝送方式であり、光ファイバ中を光の on/off の繰り返し信号が伝播される。現在、この繰り返し信号の速度は、実験レベルで 40Gb/s にまで達している。

実用化されている光伝送方式には、上述のデジタル伝送方式の他にアナログ伝送方式がある。このアナログ伝送方式は、映像信号や無線信号などのアナログ電気信号をそのまま光の強度に変換して送る方法であり、同軸線を用いた既存設備との親和性が良く、比較的 low コストでシステムが実現できる特徴を有する。そのため、光 CATV や映像監視システムなどに多用されている。

アナログ伝送方式は、光源である半導体レーザの高性能化と光伝送路の低反射化の 2 つの技術開発によって実用化されるに至った。

1980 年代当初の半導体レーザの構造は、両端面を劈開したファブリペロー型レー

ザ(FP-LD)であった。FP-LD は、マルチモード発振するため、モードホッピング雑音が生じ、伝送後の信号対雑音比(SNR)が問題であった。その後、LD の導波路上にグレーティングを設けた構造の分布帰還型レーザ(DFB-LD)が開発され実用化された。DFB-LD は、常に単一モード発振するため、FP-LD に比べ低雑音で、緩和振動周波数がより高周波であることから線形性にも優れている。

光伝送路に関しては、1980 年代中頃から 1990 年代前半に、光伝送路中に存在する光コネクタや光部品などの端面における光の反射が、雑音の増加や伝送歪みの増加を招き伝送品質に大きな影響を及ぼしていることが突き止められた[4,5]。その後、LD と光ファイバ間を結合する際、光ファイバの端面を斜め研磨するなど反射対策が施されるようになった。

以上の結果、光伝送系の伝送品質が向上し、アナログ伝送方式の実用化が可能となった。実用例としては、複数の映像信号を副搬送波多重して伝送する光 CATV[6]や FTTH における映像配信システム[7,8]、携帯電話基地局間光伝送システム[9,10]、映像監視システム[11,12]などが挙げられる。このうちの映像監視システムは、高速道路、ダムや電力系設備、駅構内など多方面に適用が図られている(図 1-1 参照)。

上述のアナログ伝送方式を用いた光ファイバネットワークは、これまで光伝送路の低反射化の観点から 1 対 1 の網構成が基本であったが、情報量の増大に伴い N 対 1 へとより複雑な網構成に変遷しつつある。

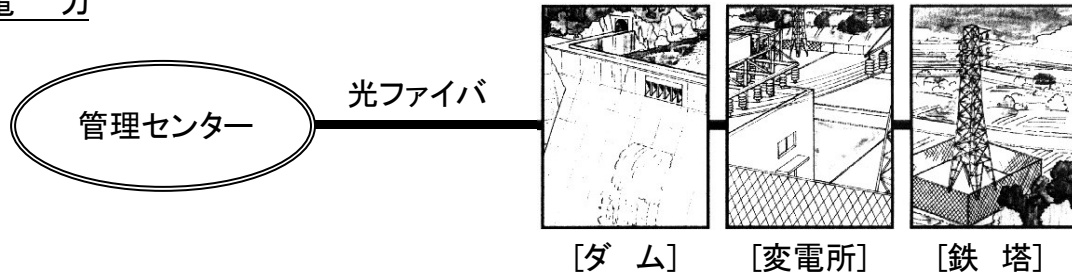
N 対 1 の網構成であるパッシブ光ネットワーク(PON: Passive Optical Network)を実現する上で、一本の光ファイバに複数の光信号を多重し伝送するための光多重化技術がたいへん重要である。

これまでに同一波長帯において光信号を多重化する方式として、時分割多重(TDM: Time Division Multiplexing)方式や光信号の波長を厳密に制御し多重する高密度波長分割多重(DWDM: Dense-Wavelength Division Multiplexing)方式などが検討されている。しかし、これらの技術は、デジタル伝送方式を主な対象として検討されてきた。複数のアナログ信号を多重・伝送する方法としては、各光送信器に互いに異なる副搬送波周波数を割当てて多重する副搬送波多重(SCM: Sub-Carrier Multiplexing)方式がある[13]。この SCM 方式は、構成が簡単であり複雑なタイミング制御も不要であるなどの特徴を有する。そのため、個々の映像信号を連続して制御する映像監視システムに適している。SCM アクセス方式を用いた映像監視システムの構成の一例

高速道路



電力



鉄道

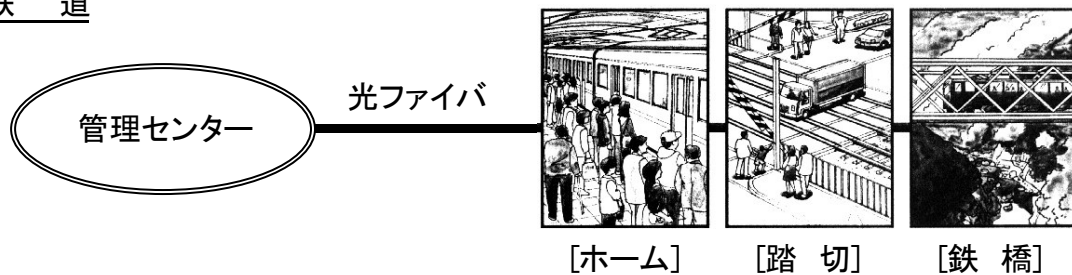


図1-1 映像監視システムの適用例

を図 1-2 に示す。

SCM アクセス方式では、多重する光信号同士の波長が近いと、受信後に光ビート干渉による雑音が発生し伝送品質を劣化させる問題を引き起こすことが知られている[14,15]。例えば、図 1-2 に示す映像監視システムにおいて、装置コスト削減のため各光送信器の LD の温度制御回路を設けていない場合などに、周囲温度の変化で LD の発振波長が変動し、他の光送信器の LD における発振波長に近づき光ビート干渉が生じる場合がある。光ビート干渉が発生すると、映像が乱れ十分な監視が不可能になる場合もある。この光ビート干渉は光信号同士を多重する上で非常に大きな課題であり、これまで種々の検討が為されてきた。その経緯については次節で述べる。

筆者は、本研究の“光信号多重化における光ビート干渉の問題”への取組みと平行して、光 CATV や FTTH における映像配信システム、携帯電話基地局間光伝送シス

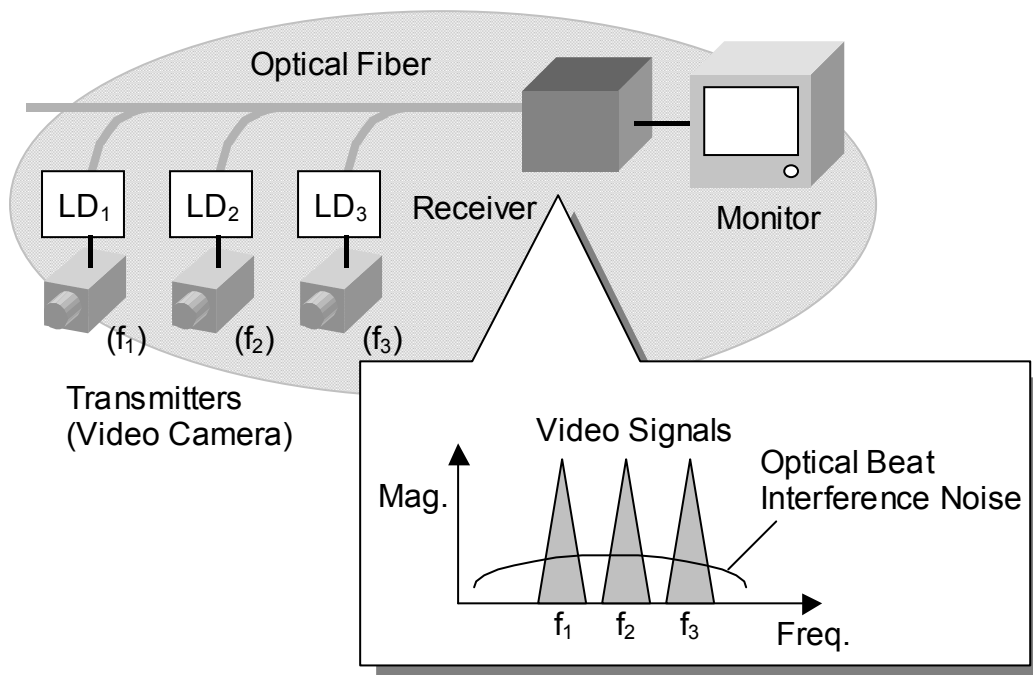


図1-2 SCMアクセス方式を用いた映像監視システムの概念図

テムの開発、特に、光伝送路内で生じる光信号の多重反射による伝送品質劣化とその対策について検討を行ってきた[16-21]。また、基礎研究として、アナログ信号のコヒーレント光伝送技術に関しても検討を行った[22]。これら、光の多重反射の問題やコヒーレント光伝送技術は、全てLDの光スペクトルに深く関与するものである。光の多重反射の問題やコヒーレント光伝送技術で培った光スペクトルに関する知識を得たことが本研究を推進するきっかけの一つとなっている。

1-2 副搬送波光多重化技術の研究動向

各光送信器に互いに異なる副搬送波周波数を割当てて多重するSCMアクセス方式では、ある2つの光信号の波長が互いに近いと、光ビート干渉による雑音が発生し、伝送品質を劣化させる。そこで、これまで、以下のような方法が検討されている。

一つは、各LDの波長を管理し重ならないようにしておく方法がある。例えば、各LDの波長の間隔を0.2[nm]以上離す方法である[23]。0.2[nm]という数値は、LDが直接強度変調され光スペクトルが広がっても光ビート干渉による雑音が信号帯域に

重ならない最小限の波長間隔である。また、各 LD の波長を管理し、光ビート干渉が発生する可能性がある場合には、LD の波長を僅かに変化させて光ビート干渉を回避する、波長再配列方法[24]と呼ばれる方式も提案されている。ただし、上記の方法では、LD の波長の選別や制御をしなければいけないため、LD のコストが上がってしまう欠点を有する。

光信号を多重するのではなく、電気信号を順次多重する方法もある[25]。この方法は、全ての光送信器を縦続接続し、各光送信器では前段の光送信器からの光信号を電気信号に復調し、そこに自分の副搬送波信号を周波数多重し LD で光変調して次段の光送信器へ光信号を送出する方法である。この方法では、光ビート干渉は発生しないが、各光送信器の雑音が累積されていく点と、センターに近い光送信器の LD では副搬送波信号の数が増えるためより低歪みの伝送性能が要求される。

光源にスーパールミネッセントダイオード(SLD)を用いる方法[26,27]もある。この SLD とは、光の増幅機能を備えた LED で、光スペクトルの線幅は、通常の LED と同じ数 nm から数 10nm であるが、光出力パワーが大きい特徴を有する。光源に SLD を使用すると、光ビート干渉は必ず起こるが、その雑音レベルは極めて小さくなる。ただし、欠点として、SLD では周波数帯域が不十分、デバイスが高価などの問題がある。

また、光源から出力した光信号に対しランダムな偏波変動を与える方法が提案されている[28]。

その他の方法として、副搬送波信号に低周波信号あるいは高周波信号を重畳する方法が提案されている[29-32]。この信号重畳方式によれば、低周波信号あるいは高周波信号の光変調度を大きくすることで、光信号のスペクトル分布の帯域を広げ、ピーク値を減少させる。その結果、光ビート干渉雑音のピーク値を減少させる。しかし、この方法では、重畳する信号の光変調度と副搬送波信号の光変調度の和を 100%以下にしておかなければならない。両信号の光変調度の和が 100%を超えると、LD でクリッピングが起こり、相互変調歪みが増加することが知られている[33,34]。

1-3 本研究の目的

本研究は、SCM アクセス方式を用いた N 対 1 のパッシブ光ネットワークにおいて、

同一波長帯の LD を用い、かつ、波長選別や温度制御を行わないで、光ビート干渉による雑音を低減できる光信号の多重化方式を実現することを目的としている。そして、光ビート干渉による雑音を低減するため、独自の光スペクトル拡散変調方式を提案し、理論と実験の両面からその有効性について研究を行い、本方式が光多重化に効果的であることを実証した成果をまとめたものである。なお、提案した方式は、副搬送波信号と高周波信号或いは低周波信号とを掛け合わせその積を LD に入力して光強度変調するため、クリッピングを発生させることなく副搬送波信号と高周波信号或いは低周波信号のそれぞれの光変調度を最大 100%まで設定できる特徴を有している。

1-4 本論文の構成

本論文は、第 1 章の緒論を含め、7 章から構成される。図 1-3 に本論文の構成と各章のつながりを示す。

第 1 章では、本研究の背景、目的、及び本論文の構成を述べる。まず、パッシブ光ネットワークにおける光多重化技術の研究動向を概観し、従来の光多重化技術における課題点を整理する。これに基づいて N 対 1 のパッシブ光ネットワークにおける SCM 方式では光ビート干渉による雑音の低減が大きな課題であり、この雑音を低減できる光信号多重化方式の実現が本研究の目的であることを述べ、この目的のために新たに光スペクトル拡散方式を提案したこと、及びその位置付けについて述べる。

第 2 章では、SCM 方式における基本的伝送特性を検討する。まず、パッシブ光ネットワークにおける光ファイバ伝送系のシステム構成と基本伝送特性について説明する。次に、伝送品質劣化の主要因が、光ファイバ内のレイリー散乱による雑音、光部品等の端面間での多重反射による伝送歪み、光ビート干渉による雑音であることを挙げ、これらを理論と実験の両面から検討する。レイリー散乱による雑音についてカプラを介しての多重反射光を含む一般式の導出、また多重反射による伝送歪みについて正確な評価方法の提案を行う。検討結果の一例として、レイリー散乱による搬送波対雑音比(CNR)の劣化は 1km 間隔で 40 波多重された系においても 2dB 以下であるなど、光ビート干渉による雑音に比べて十分小さいことが明らかになったことを示す。

第 3 章では、光ビート干渉による雑音の発生メカニズムを説明する。次に、この雑音を低減するために提案した光スペクトル拡散変調方式の原理と、光ビート干渉によ

る雑音の低減効果について検討した結果を述べる。提案した方式は、光源である半導体レーザを直接強度変調する際の光変調方法に特徴があり、副搬送波信号と高周波信号或いは低周波信号を互いに乗算する信号処理を行っている。これにより、従来の高周波重畳方法に比べ、光ビート干渉による雑音をさらに 5~8dB 低減することができることを示す。

第4章では、提案した光スペクトル拡散変調方式を、DFB-LD を用いた数 km 以上の伝送距離をもつ映像監視システムに適用した際の多重可能な光信号数について、実験及び理論の両面から検討する。チャープ係数 180MHz/mA の LD を用いた実験により、提案した方式では副搬送波のみを伝送した場合と大きく異なり、2波多重時でも所望とする 20dB の CNR が得られることを示すとともに、チャープ係数の大きい LD を使用すれば、たとえばチャープ係数 540MHz/mA のとき 6波の多重が可能になるなど、さらに多重数を増やすことが理論的に可能であることを示す。

第5章では、光源に FP-LD を使用した 1km 以内の短距離システムに対し、光スペクトル拡散変調方式を用いた場合の伝送特性について実験及び理論の両面から検討する。検討の結果、4つの 1.3 μ m 帯 FP-LD において波長が互いにほぼ等しく光ビート干渉による雑音が生じている場合でも、光スペクトル拡散変調方式を適用することで雑音が低減し、22dB の CNR を得ることができたことを示す。

第6章では、光源に DFB-LD を使用し、全ての光信号の光周波数が一致して光ビート干渉が発生している光伝送系において、各光送信器で伝送すべきベースバンドデジタル信号を数 GHz の副搬送波でサンプリングすることで光スペクトル拡散変調し光伝送した場合の SNR、及び多重可能な光信号数に関して理論を中心に検討した内容について示す。検討した結果、ベースバンドデジタル信号の信号速度が 100Mb/s で、DFB-LD のチャープ係数が 280MHz/mA のとき、光信号数は 8波まで多重可能であることを明らかにする。

第7章では、本研究で得られた結果を要約するとともに、将来展望として、提案した光スペクトル拡散技術は光コード分割多重技術の1つと位置付けられ、波長分割多重技術と組み合わせることによって光信号の多重数をさらに増やすことができることから、光ファイバネットワークの大容量化やより複雑な網構成において、今後重要性が高まっていくことが期待できることを述べる。

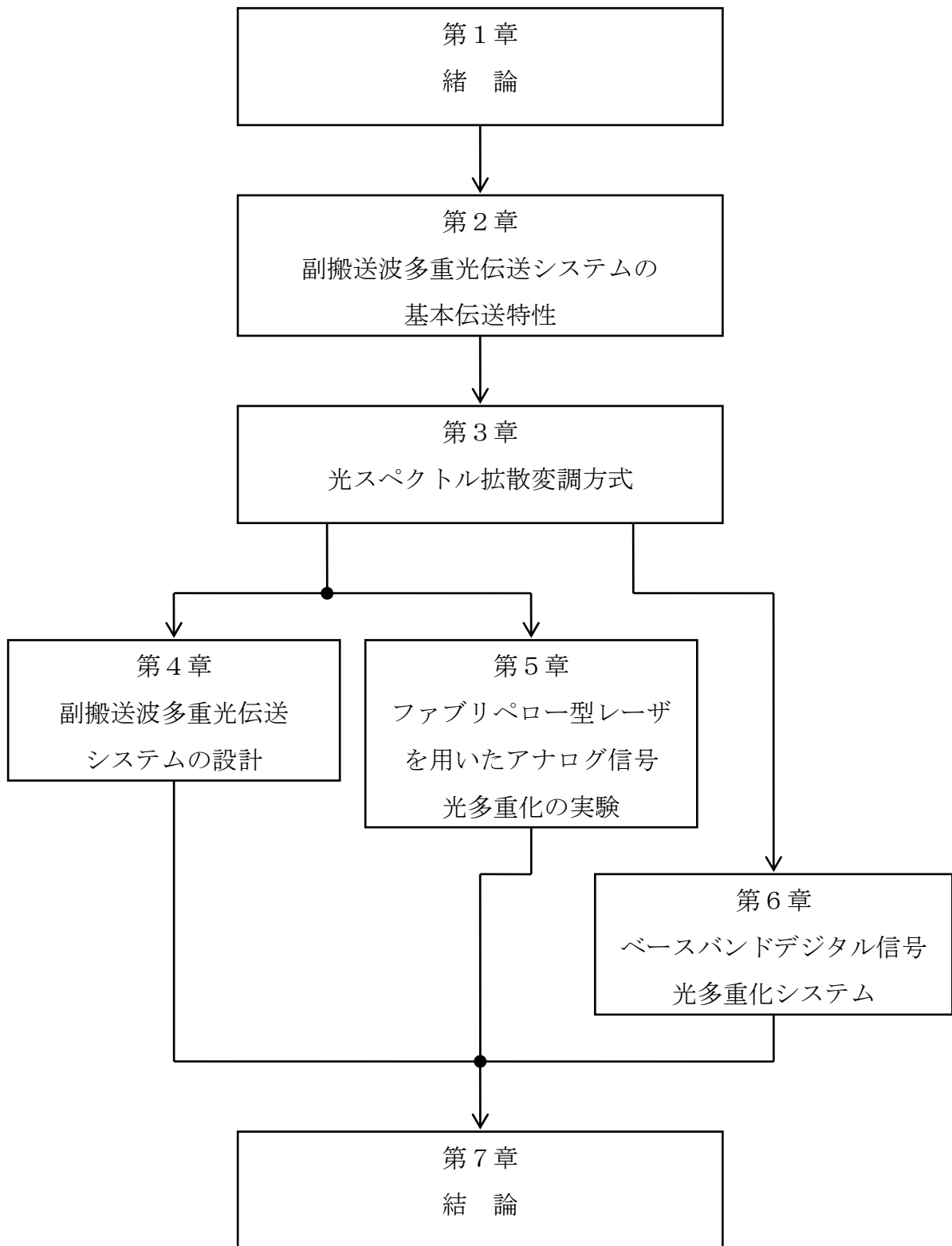


図 1-3 本論文の構成

第2章 副搬送波多重光伝送システム

の基本伝送特性

2-1 はじめに

SCMアクセス方式は[1]、複数の光送信器にそれぞれ互いに異なる副搬送波周波数を割当て、光カップラを用いて各光送信器からの光信号を多重した後、光受信器へ一括して伝送し、副搬送波多重信号として受信する方法である。このSCMアクセス方式は、構成が簡単であり複雑なタイミング制御も不要であるなどの特徴を有する。

この章では、SCMアクセス方式を用いたマルチドロップ型光ファイバ伝送系のシステム構成と基本伝送特性について説明する。

SCMアクセス方式では、多重する光信号同士の波長が近いと、受信後に光ビート干渉による雑音が発生し伝送品質を著しく劣化させる問題を有する。この光ビート干渉による伝送品質劣化は、本研究の主題であり、第3章以降で詳しく論じる。

光ビート干渉の問題以外にも、SCMアクセス方式は次のような課題を有する。

SCMアクセス方式は、副搬送波信号をLDに入力し光信号を直接強度変調するアナログ光伝送方式であり、デジタル光伝送方式と異なり光伝送系で起こる雑音や伝送歪みに弱いという欠点を有する。そのため、光伝送系でのCNRや伝送歪みなどの伝送品質を考慮したシステム設計が重要である。また、伝送品質の劣化要因の内、光ビート干渉による雑音以外で特に重要なものとして、以下の様な要因が挙げられる。

- (1) 各光信号に含まれる雑音の加算(光の流合雑音)
- (2) 光ファイバ内のレイリー散乱によって生じる雑音
- (3) 光伝送路中に含まれる光部品等の端面間で生じる多重反射による伝送歪み

上記(1)の光の流合雑音については、次節の基本伝送特性の中で説明する。2-3節では、(2)の光ファイバ内のレイリー散乱による雑音に関して理論、実験両面から検討した結果を述べる。(3)については、文献[2]や[3]に詳しく論じられているので、本論文では省略する。

また、2-4節では、AM変調された映像信号を光伝送するときの問題として混変

調歪みの測定法において過剰な歪みが発生することを明らかにし、その理論検討を行うとともに、その影響を避けるための新たな測定法を提案した内容を述べる。なお、この節で想定しているシステムは、光 CATV のような SCM 信号を 1 対 1 または 1 対 N で伝送するものであり、2-2 節で説明しているような N 対 1 の網構成とは異なる。しかし、混変調歪みは、一つの光送信器で複数の副搬送波信号を送る場合に考慮しなければならない重要な伝送パラメータであるので、網構成が N 対 1 であっても留意しなければならない。

2-2 システム構成と基本伝送特性

2-2-1 システム構成

システム構成として、映像監視システムを例に説明する。

マルチドロップ型光伝送系の構成を図2-1に示す。網構成はマルチドロップ型で、1本の光ファイバに2×1のカプラが複数個接続されており、カプラの他端には光送信器が接続されている。各光送信器では、ビデオカメラからの映像信号を周波数変調(FM)し、FM信号をLDに入力する。LDからは、FM信号で強度変調された光信号が出力される。各光送信器からの光信号は、1本のファイバに集められ、センターへと送られる。なお、各光送信器におけるFM信号の副搬送波周波数は互いに異なり、遠方の光

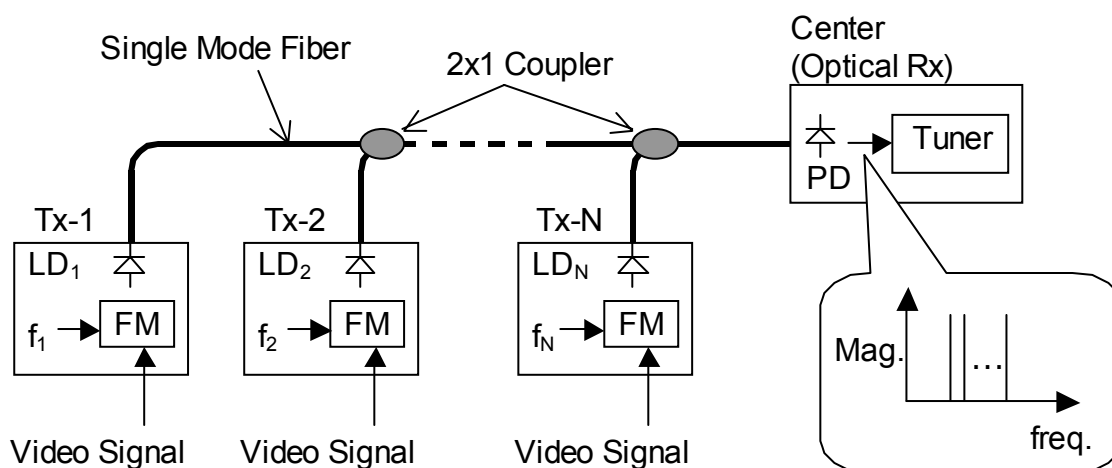


図2-1 マルチドロップ型光伝送システム

送信器からそれぞれ $f_1(=934.40 \text{ MHz})$ 、 $f_2(=972.76\text{MHz})$ 、 $\sim f_N$ とし、周波数間隔は 38.36MHz とする。FM変調方式は、衛星放送のBSの仕様に準拠する。光源のLDは、 $1.3 \mu\text{m}$ 帯DFB-LDを想定する。DFB-LDを使用する理由は、想定しているシステムでは、隣り合う光送信器間の距離、光送信器から光受信器間の距離は、数 km 以上としているからである。

センターの光受信器では、ファイバ中を伝送してきた光信号を一括して電気信号に変換する。電気信号はSCMされた信号になっている。このSCM信号から、所望の信号をチューナで選局し、FM復調して映像信号を得る。

2-2-2 基本伝送特性

k 番目の光送信器Tx-kにおいて、LD $_k$ に入力する信号電流を $i_k(t)$ とする。 $i_k(t)$ は、次式で与えられる。

$$i_k(t) = I_b + m \cdot \Delta I_b \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (2-1)$$

ここで、 I_b はLDのバイアス電流、 ΔI_b はバイアス電流 I_b とLDのしきい値電流 I_{th} の差、 ϕ_k は位相を示す。 m は光変調度で、通常、 $0 \sim 100\%$ の間に設定する。 m が小さすぎると、伝送後のCNRが悪くなる。一方、 m を大きくし過ぎると、LDや光受信器のプリアンプ等で伝送歪みが増加し他の副搬送波信号に悪影響を及ぼす恐れが生じる。

LDに入力する副搬送波信号の電力を $S_{LD}[\text{dBm}]$ とすると、 S_{LD} と m は、次式の関係にある。

$$S_{LD} = 10 \cdot \log \left\{ \frac{z_0}{2} m^2 \Delta I_b^2 \right\} + 30 \quad [\text{dBm}] \quad (2-2)$$

ただし、 z_0 はLDの入力インピーダンスである。

N 台の光送信器Tx-1、Tx-2 \sim Tx-Nからの光信号の光受信器における平均受光パワーをそれぞれ P_{r1} 、 $P_{r2} \sim P_{rN}[\text{W}]$ とすると、周波数 f_k の副搬送波信号に対するCNRは、次式で与えられる。

$$CNR = \frac{(1/2) \cdot (m \cdot I_{PDk})^2}{B \cdot \left[\sum_{j=1}^N I_{PDj}^2 \cdot RIN_{LDj} + 2e \sum_{j=1}^N I_{PDj} + i_n^2 \right]} \quad (2-3)$$

ただし、 I_{PDj} は、j 番目の光送信器からの光信号が光受信器に入力した際のフォトダイオード(PD)における平均受光電流である。PD の光電変換効率を η [A/W]とすると、 I_{PDj} は次式で与えられる。

$$I_{PDj} = \eta \cdot P_{rj} \quad [A] \quad (2-4)$$

式(2-3)において、 B は副搬送波信号の周波数帯域幅で単位は[Hz]、 RIN_{LDj} はj 番目の光送信器のLDにおける相対強度雑音(RIN)、 i_n はプリアンプの入力換算雑音電流密度で単位は[A/√Hz]ある。式(2-3)の分母は雑音成分であり、[]内の第1項目はLDのRINの加算分、第2項目はPDにおけるショット雑音、第3項目はプリアンプの熱雑音を表わす。光ビート干渉による雑音が発生した場合、式(2-3)の分母に加算されることになる。

N 個の光信号のPDにおける平均受光パワーが全て等しく、各LDのRINの値がほぼ等しい場合、式(2-3)は次のように書き直すことができる。

$$CNR = \frac{(1/2) \cdot (m \cdot I_{PD})^2}{B \cdot [N \cdot I_{PD}^2 \cdot RIN_{LD} + 2eN \cdot I_{PD} + i_n^2]} \quad (2-5)$$

ただし、 I_{PD} は一つの光信号のPDにおける平均受光電流、 RIN_{LD} は一つのLDに対するRINを示す。

式(2-5)の計算結果の一例を図2-2に示す。この図の横軸は、PDにおける平均受光パワー P_r [dBm]、縦軸はCNRを示す。ただし、計算に用いたパラメータは、 m が10%、 η が0.8[A/W]、 RIN_{LD} が-150[dB/Hz]、 i_n が15[pA/√Hz]、 B が27[MHz]である。また、光信号数 N は1、5、20の場合を示している。この図に示すように、平均受光パワー P_r が-10[dBm]以上で、光信号の数が増えたことによる雑音劣化の影響が見えて

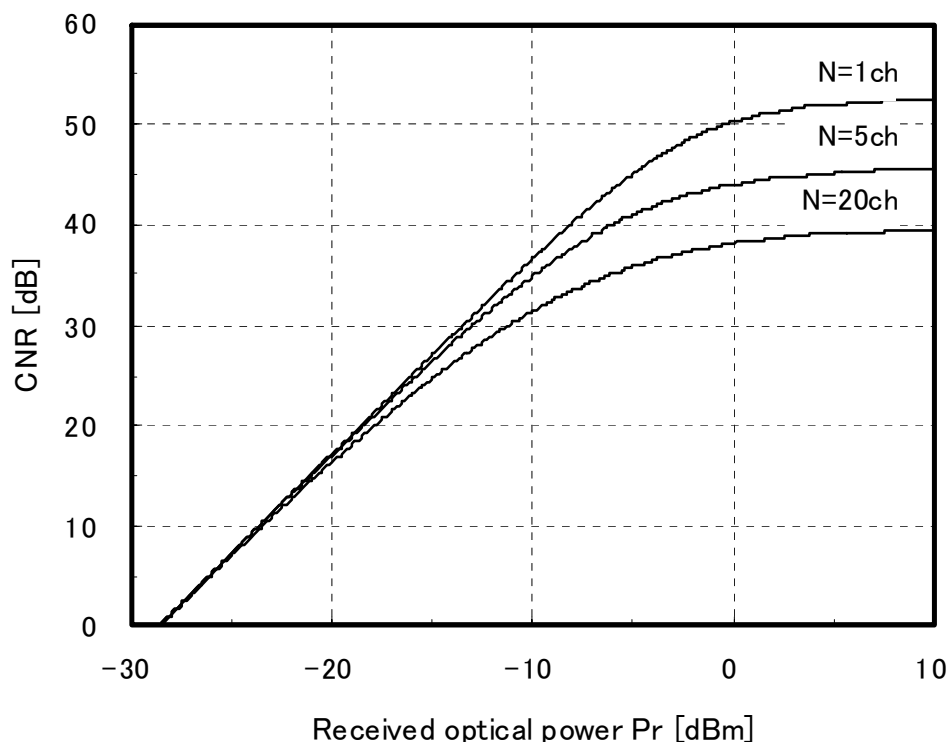


図2-2 平均受光パワーに対するCNRの特性(計算)

くる。平均受光パワー P_r が $-10[\text{dBm}]$ 以下では、プリアンプの熱雑音が支配的であり、光信号数 N に CNR は依存しなくなる。

FM 変調した映像信号の信号帯域は $27[\text{MHz}]$ であり、所要の CNR は $14[\text{dB}]$ 以上である。これにマージンを $6[\text{dB}]$ 加え、 $20[\text{dB}]$ 以上の CNR が必要であるとすると、最小受光パワーは、 $-18.5[\text{dBm}]$ であることが図 2-2 より分かる。

次に、光送受信器における伝送歪みについて説明する。

SCM アクセス方式では、光送信器や光受信器の歪み特性に注意する必要がある。光送信器に入力する副搬送波信号が 1 波でも、光送信器内の電気アンプや LD で 2 次高調波が発生すると、光受信後に他の副搬送波信号に妨害を与える場合がある。また、3 次歪みが大きいと、副搬送波信号自身の DUR(Desire to Undesire Ratio)を劣化させることになる。光受信器では、複数の光信号を受信し周波数分割多重された信号を出力する。そのため、PD やプリアンプで 2 次相互変調歪みや 3 次相互変調歪みが発生すると、他の副搬送波信号に歪みが重なり伝送特性を劣化させる。

光送信器および光受信器それぞれにおいて、2次相互変調歪みや3次相互変調歪みがともに存在するとき、光送受信器を合わせた2次相互変調歪みと3次相互変調歪みの計算式について説明する。

解析モデルを図 2-3 に示す。光送信器(E/O)のドライブアンプに、振幅が共に等しく周波数がそれぞれ f_1 と f_2 (ただし、 $f_2 > f_1$) の 2 つの副搬送波信号を入力したと仮定する。副搬送波信号 1 波当りの電気信号パワーを $S_{in}[W]$ とする。ドライブアンプの利得を G_d 、入力インピーダンス z_0 を $50[\Omega]$ とする。また、ドライブアンプと LD 間は $50[\Omega]$

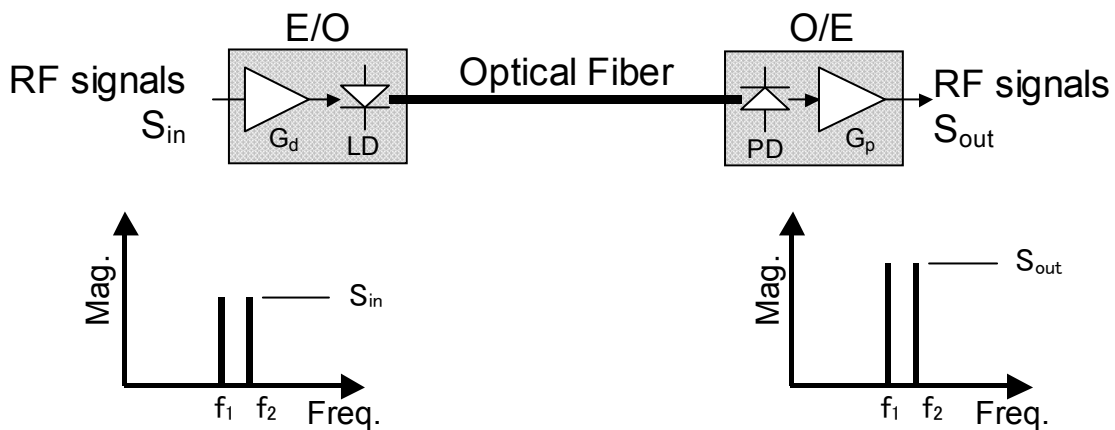


図2-3 光伝送系の解析モデル

で整合されているものとする。光受信器(O/E)のプリアンプの利得を G_p 、入力インピーダンス z_0 を $50[\Omega]$ とする。プリアンプから出力される副搬送波信号の 1 波当りの電気信号パワーを $S_{out}[W]$ とする。 S_{in} と S_{out} は、次式の関係で与えられる。

$$\frac{S_{out}}{S_{in}} = G_d G_p \cdot \left(\frac{\eta P_r}{\Delta I_b} \right)^2 \quad (2-6)$$

ただし、 ΔI_b は LD におけるバイアス電流としきい値電流の差で単位は[A]、 η は PD の光電変換効率で単位は[A/W]、 P_r は PD における平均受光パワーで単位は[W]とする。

図 2-4 は、式(2-6)を用いて計算した S_{in} を一定にしたときの P_r と S_{out} の関係を示したものである。ただし、 S_{in} は -10 [dBm]、 G_d は 6 [dB]、 ΔI_b は 40 [mA]、 G_p は 34 [dB]、 η は 0.8 [A/W] とする。 S_{out} は、 P_r の 2 乗に比例していることが分かる。また、 P_r が -3 [dBm] のとき、 S_{out} は -10 [dBm] となり、 S_{in} の値と等しくなる。すなわち、光伝送系

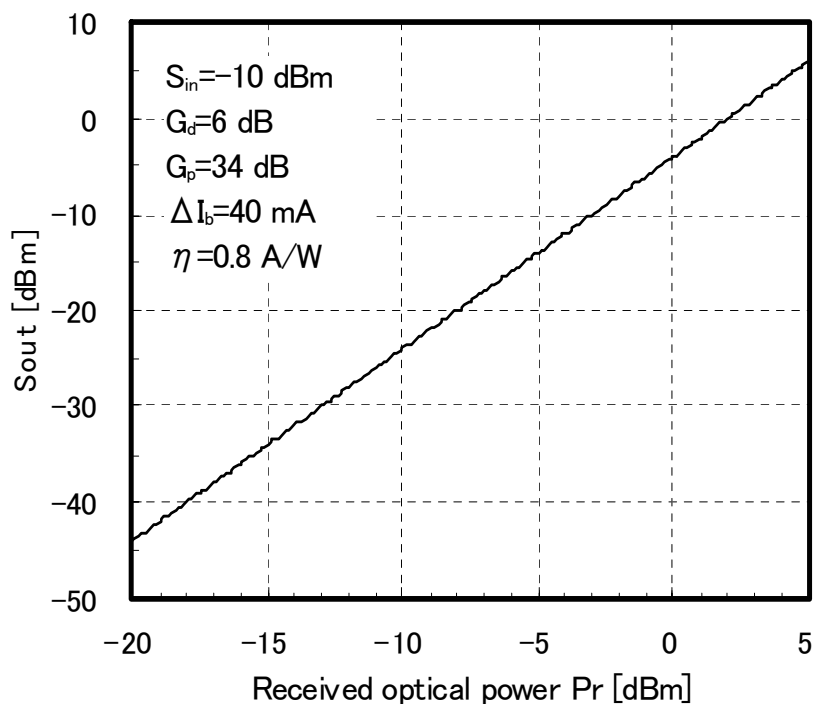


図2-4 平均受光パワーに対する電気信号出力パワー(計算)

の利得は、 0 [dB]となる。

周波数が f_1+f_2 或いは f_2-f_1 における 2 次相互変調歪みを IM2、周波数が $2f_1-f_2$ 或いは $2f_2-f_1$ における 3 次相互変調歪みを IM3 とすると、IM2 及び IM3 はそれぞれ次式で与えられる。

$$IM2 = S_{in} G_d \cdot \left[\frac{2}{z_0 \Delta I_b^2} \cdot \frac{IM2_{E/O}(m_0)}{m_0^2} + \left(\frac{\eta}{\Delta I_b} \right)^2 \cdot 10^{-(IP2-30)/10} \cdot G_p \cdot P_r^2 \right] \quad (2-7)$$

$$IM3 = S_{in}^2 G_d^2 \cdot \left[\left(\frac{2}{z_0 \Delta I_b^2} \right)^2 \cdot \frac{IM3_{E/O}(m_0)}{m_0^4} + \left(\frac{\eta}{\Delta I_b} \right)^4 \cdot 10^{-2(IP3-30)/10} \cdot G_p^2 \cdot P_r^4 \right] \quad (2-8)$$

ただし、IM2 と IM3 は S_{out} で規格化している。IM2_{E/O}(m_0)と IM3_{E/O}(m_0)は、光送信器における光変調度が m_0 のときのそれぞれ IM2 と IM3 の値である。IP2 と IP3 は、光受信器における出力でのそれぞれ 2 次と 3 次のインターセプトポイントを示す。ただし、単位はともに[dBm]とする。

図 2-5 は、 P_r に対する IM2 の特性の計算結果、図 2-6 は、 P_r に対する IM3 の特性の計算結果を示す。用いた値は次の通りである。 S_{in} は -10[dBm]、 G_d は 6[dB]、 ΔI_b は 40[mA]、IM2_{E/O}(10%)は -60[dBc]、IM3_{E/O}(10%)は -60[dBc]、 G_p は 34[dB]、 η は 0.8[A/W]とする。

図 2-5、図 2-6 に示すように、総合の IM2 や IM3 は、光受信器における光信号の受光パワーが小さい場合には、光送信器内の IM2 や IM3 に漸近し、受光パワーが大き 경우에는、光受信器内で発生する IM2 や IM3 に依存する。

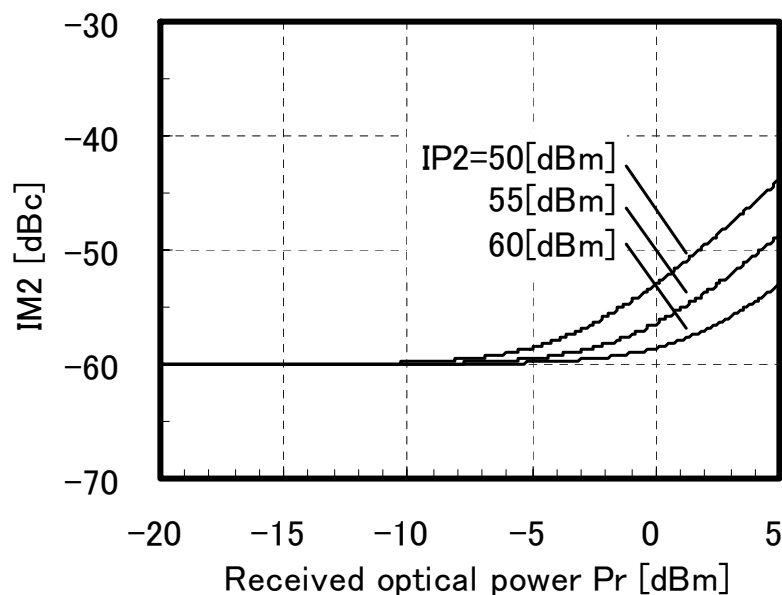


図2-5 平均受光パワーに対するIM2特性(計算)

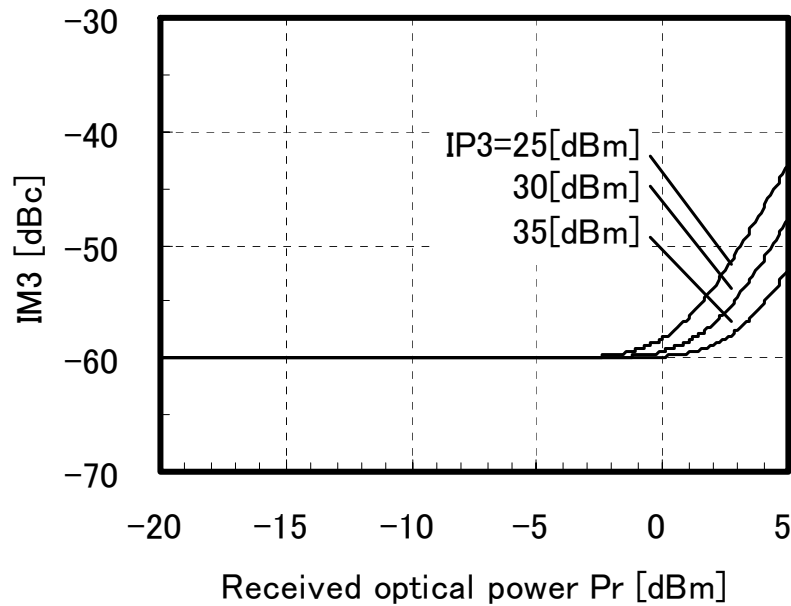


図2-6 平均受光パワーに対するIM3特性(計算)

2-3 光ファイバ内のレイリー散乱に起因する雑音

2-3-1 はじめに

光伝送路に通常のシングルモードファイバを使用し、光源に $1.3\mu\text{m}$ 帯DFB-LDを用いた場合、レイリー散乱による雑音が伝送特性を劣化させる問題がある。この雑音は、レーザからの直接伝搬光と、ファイバ内でレイリー散乱によって多重反射した反射光とが受光素子に同時に入りビート干渉によって生じるものである。レイリー散乱による雑音は、point-to-point型光伝送系においては、これまで詳しく検討がなされているが[4,5]、複数のレーザやカプラを含むマルチドロップ型の伝送路については十分な検討がなされていなかった。

そこで、筆者は、複数のレーザやカプラを含むマルチドロップ型光伝送系の上り系におけるレイリー散乱による雑音の理論解析を行った[6]。本節では、その一般解の導出過程を示すとともに、計算の一例として、光送信器が等間隔に配置され各光送信器からFM変調した映像信号を送出した場合のCNR特性及び接続可能な端末数について検討した結果を示す。

2-3-2 理論解析

2-3-2-1 解析モデル

システム構成は、2-2節の図2-1に示す通りである。ただし、光源は全て $1.3\mu\text{m}$ 帯DFB-LDとする。また、光信号間のビート干渉は、副搬送波周波数帯に生じないものとする。

解析に用いた光伝送系を図2-7に示す。ファイバに $N-1$ 個のカプラが接続されてい

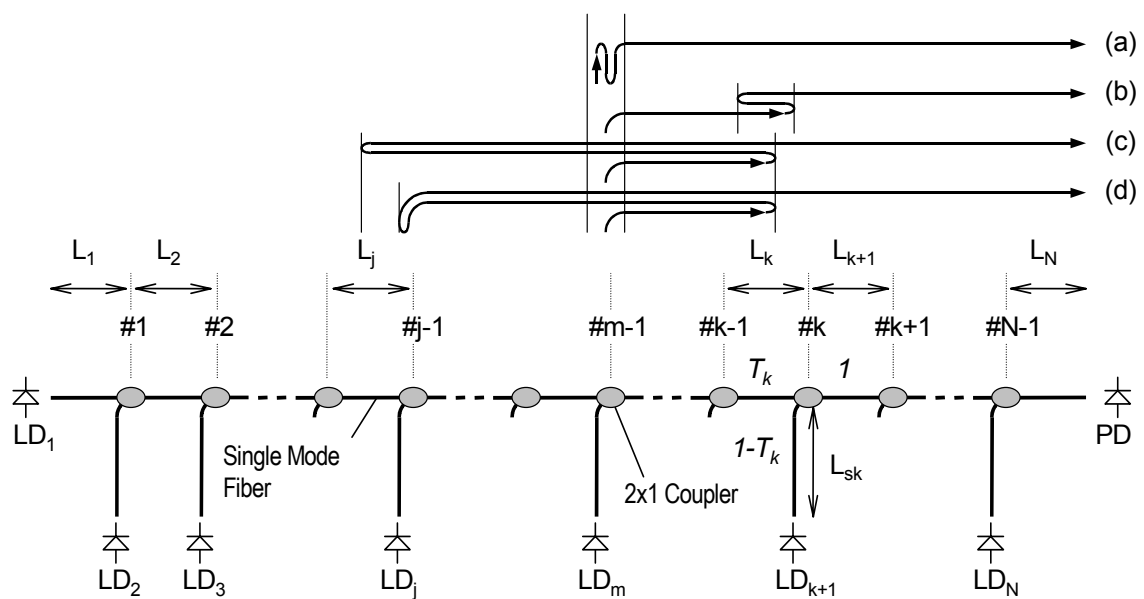


図2-7 マルチドロップ型光伝送系の解析モデル

るものとする。センターから最遠端のカプラを1番とし、センターに最も近いカプラを $N-1$ 番とする。 k 番目($k:1\sim N-1$)のカプラのパワー分配比は、メイン側：端末側= $T_k:1-T_k$ とする。DFB-LDの数は N で、センターから最遠端のLDを LD_1 とし、センターに最も近いLDを LD_N とする。 LD_1 と1番目のカプラの間隔を $L_1[\text{km}]$ とし、 $k-1$ 番目のカプラと k 番目のカプラの間隔を $L_k[\text{km}]$ とする。 $k+1$ 番目のLDと k 番目のカプラの距離を $L_{sk}[\text{km}]$ とする。 $N-1$ 番目のカプラと受光素子(PD)の間隔を $L_N[\text{km}]$ とする。

LDから出力した光信号がファイバを介しPDへ伝搬する際、直接伝搬光とレイリ

一散乱によって生じた多重反射光の 2 種類の光信号が PD に入る。PD では、両者のビート干渉が生じ、それが雑音になる。図 2-7 に示す系において、LD_m から出力した光信号のレイリー散乱による多重反射は、次の 4 通りが考えられる。

- (a) LD_m と m-1 番目のカプラ間で多重反射
 - (b) 隣り合うカプラ間で多重反射
 - (c) カプラの前後におけるメイン部分の間で多重反射
 - (d) カプラの端末側部分と m-1 番目のカプラより後方のメイン部分の間で多重反射
- ただし、2 往復以上の多重反射については、受光パワーが小さくなるので考慮していない。

なお、光伝送路中の光コネクタや LD、PD 等の光デバイスの端面に反射があると、伝送後に雑音が増加することが知られている[4,7]。しかし、本節では、ファイバのレイリー散乱によって生じる雑音についてのみ検討した。

LD_m からの光信号によって生じるレイリー散乱による雑音を RIN で表記すると、近似的に次式で与えられる。

$$RIN_{rm} = \xi_m \cdot RIN0_m \cdot R_{eqm}^2 \quad (2-9)$$

ここで、 ξ_m は直接伝搬光と多重反射光の偏波面のカップリング係数、RIN0_m は光信号のスペクトラム分布で決まる雑音のスペクトラム密度を示す[4,5]。R_{eqm} は上記 4 通りの多重反射光を総合した反射光に対する等価的な反射率を示す。式(2-9)中の RIN0_m は、本来ファイバ長によって変る値であるが、ファイバ長が長くなるに従って平均的な値に収束する。以下の解析では、RIN0_m は上記(a)~(d)の場合の全てに対し平均的な値をとるものとした。

2-3-2-2 等価反射率の導出

上記(a)~(d)の場合の等価的な反射率をそれぞれ R_{eqam}、R_{eqbm}、R_{eqcm}、R_{eqdm} とすると、R_{eqm} は次式で表される。

$$R_{eqm}^2 = R_{eqam}^2 + R_{eqbm}^2 + R_{eqcm}^2 + R_{eqdm}^2 \quad (2-10)$$

以下、 $R_{eqam} \sim R_{eqdm}$ を求める。

(a) LD とカプラ間で起こる多重反射の場合

LD_m と $m-1$ 番目のカプラの間のある 2 つのポイントを x_p と x_q とする。 x_p と x_q の間で多重反射した際の往復の反射率 R_{pq}^2 は、

$$R_{pq}^2 = (S\alpha_s \cdot \Delta x)^2 \cdot \exp\{-2\alpha(x_p - x_q)\} \quad (2-11)$$

となる。ただし、 S は散乱係数、 α_s は単位長さ当りの散乱損失、 Δx は微小区間、 α は単位長さ当りの伝搬損失を示す。式(2-11)から、 R_{eqam} は、 m 番目の LD と $m-1$ 番目のカプラの距離 L_{sm-1} を用いて、

$$\begin{aligned} R_{eqam}^2 &= \int_0^{L_{sm-1}} \int_{x_q}^{L_{sm-1}} R_{pq}^2 dx_p dx_q \\ &= \left(\frac{S\alpha_s}{2\alpha}\right)^2 \{\exp(-2\alpha L_{sm-1}) + 2\alpha L_{sm-1} - 1\} \end{aligned} \quad (2-12)$$

となる。

(b)隣り合うカプラ間で起こる多重反射の場合

$k-1$ 番目のカプラと k 番目のカプラの間のある 2 つのポイントを x_p と x_q とする。 x_p と x_q の間で多重反射した際の往復の反射率 R_{pq}^2 は式(2-11)と同じである。これを用いて R_{eqbm} を求めると、

$$\begin{aligned} R_{eqbm}^2 &= \sum_{k=m}^N \iint R_{pq}^2 dx_p dx_q \\ &= \sum_{k=m}^N \left(\frac{S\alpha_s}{2\alpha}\right)^2 \{\exp(-2\alpha L_k) + 2\alpha L_k - 1\} \end{aligned} \quad (2-13)$$

となる。

(c) カプラの前後におけるメイン部分の間でおこる多重反射の場合

$i-1$ 番目($m \leq i < N$)のカプラと i 番目のカプラの間のあるポイント、あるいは $N-1$ 番目のカプラと PD 間のあるポイントを x_p とする。 $j-1$ 番目($2 \leq j \leq i-1$)のカプラと j 番目のカプラの間のあるポイント、或は LD_1 と 1 番目のカプラの間のあるポイントを x_q とする。 x_p と x_q の間で多重反射した際の往復の反射率 R_{pq}^2 は、

$$R_{pq}^2 = \prod_{k=j}^{i-1} T_k^2 (S\alpha_s \cdot \Delta x)^2 \cdot \exp\{-2\alpha(x_p - x_q)\} \quad (2-14)$$

となる。これより、 R_{eqcm} を求めると、

$$\begin{aligned} R_{eqcm}^2 &= \sum_{i=m}^N \sum_{j=1}^{i-1} \iint R_{pq}^2 dx_p dx_q \\ &= \sum_{i=m}^N \sum_{j=1}^{i-1} \left[\prod_{k=j}^{i-1} T_k^2 \cdot \left(\frac{S\alpha_s}{2\alpha} \right)^2 \cdot \exp\left(-2\alpha \sum_{l=j+1}^{i-1} L_l\right) \cdot \{1 - \exp(-2\alpha L_j)\} \cdot \{1 - \exp(-2\alpha L_i)\} \right] \end{aligned} \quad (2-15)$$

となる。

(d) カプラの端末側部分と $m-1$ 番目のカプラより後方のメイン部分の間で起こる多重反射の場合

$i-1$ 番目($m \leq i < N$)のカプラと i 番目のカプラの間のあるポイント、或は $N-1$ 番目のカプラと PD 間のあるポイントを x_p とする。 j 番目($1 \leq j \leq i-1$)のカプラと LD_{j+1} の間のあるポイントを x_q とする。 x_p と x_q の間で多重反射した際の往復の反射率 R_{pq}^2 は、次式で与えられる。

$$R_{pq}^2 = (1 - T_j)^2 \left(\prod_{k=j+1}^{i-1} T_k^2 \right) (S\alpha_s \cdot \Delta x)^2 \cdot \exp\left\{-2\alpha \left(x_p - \sum_{l=1}^j L_l + L_{sj} - x_q \right)\right\} \quad (2-16)$$

これより、 R_{eqdm} を求めると、

$$\begin{aligned}
 R_{eqdm}^2 &= \sum_{i=m}^N \sum_{j=1}^{i-1} \iint R_{pq}^2 dx_p dx_q \\
 &= \sum_{i=m}^N \sum_{j=1}^{i-1} \left[(1-T_j)^2 \cdot \left(\prod_{k=j+1}^{i-1} T_k^2 \right) \right. \\
 &\quad \left. \cdot \left(\frac{S\alpha_s}{2\alpha} \right)^2 \cdot \exp\left(-2\alpha \sum_{l=j+1}^{i-1} L_l\right) \cdot \{1 - \exp(-2\alpha L_{sj})\} \cdot \{1 - \exp(-2\alpha L_i)\} \right] \quad (2-17)
 \end{aligned}$$

となる。

図 2-7 の系において、各 LD 光に対するレイリー散乱による多重反射光の等価的反射率 R_{eqm} の計算結果を図 2-8(b)の○印に示す。ただし、横軸は、LD の最大個数である。 $L_1=L_2=\dots=L_N=1[\text{km}]$ 、 $L_{sk} \doteq 0[\text{km}]$ ($k=1\sim N$)とし、 α は $0.37 [\text{dB/km}]$ 、 α_s は $0.5 [\text{dB/km}]$ 、 S は 1.05×10^{-3} とした。また、カプラのパワー分配比は、各 LD から PD までの損失が全て等しくなる様に設定した。図 2-8 から、 R_{eqm} のうち、 R_{eq1} は値が最も大きく、 R_{eqN} は値が最も小さくなることが分かる。すなわち、PD に近い端末からの光信号ほど、 R_{eqm} の値は減少する。なお、○印は、カプラが無くファイバ長が $N[\text{km}]$ で LD が 1 台のみの Point-to-Point 型における等価的反射率 R_{eq} の結果である(図 2-8(a)参照)。 R_{eq1} と R_{eq} の結果を比較してみると、 R_{eq1} が R_{eq} に比べ $1[\text{dB}]$ 小さいことがわかる。これは、伝送路中のカプラの分岐損による。

図 2-8(b)の R_{eqm} の計算結果では、 $L_{sm}(m=2\sim N)$ は $0[\text{km}]$ としたが、距離が長くなれば、 R_{eqm} の値は増加する。また、 N 番目のカプラと光受信器との間隔が長くなれば、 R_{eqm} の値は増加する。

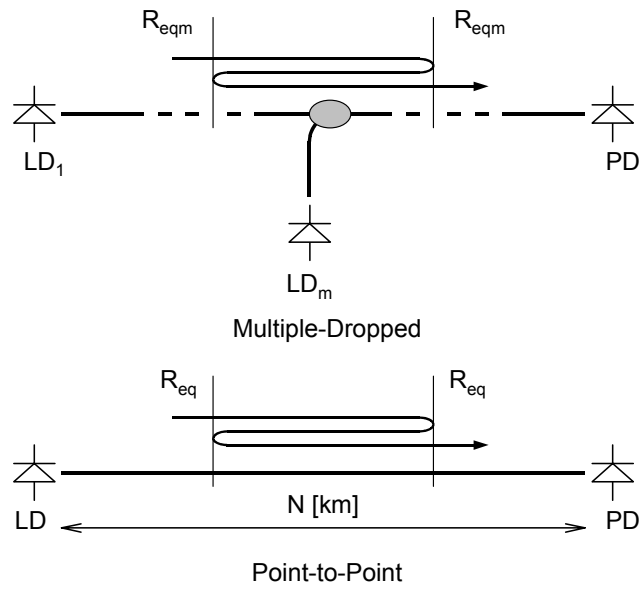


図2-8(a) 等価反射率 R_{eqm} 及び R_{eq} の説明図

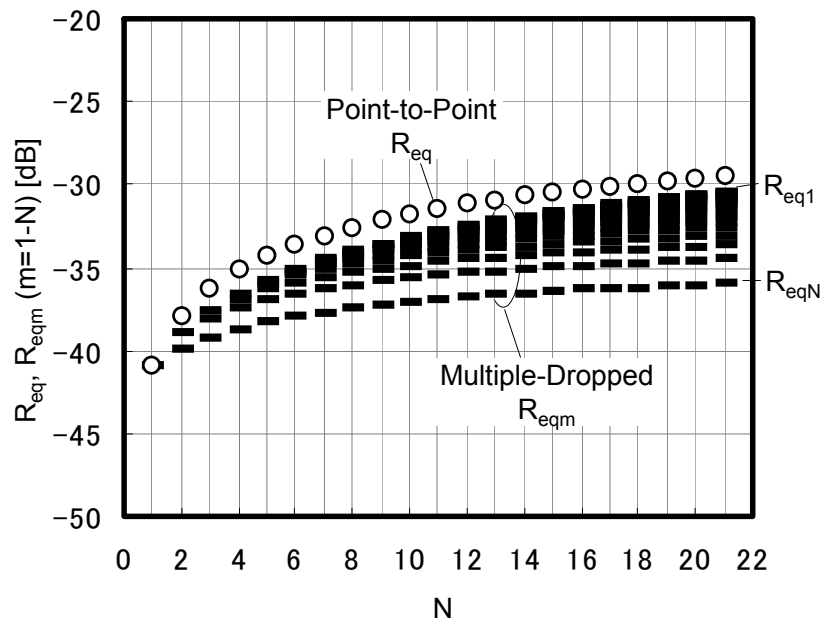


図2-8(b) 各形態のLDの個数に対する等価反射率

2-3-2-3 レイリー散乱による雑音のRIN換算

LDが複数存在する系のレイリー散乱による雑音は、各LDに対するレイリー散乱による雑音を全て足し合せた(パワー加算)ものである。PDにおけるLD_mからの平均受光パワーをP_{rm}とする。k番目の光信号を基準にした場合のレイリー散乱による雑音の相対強度雑音RIN_r(LD_k)は、次式で与えられる。

$$RIN_r(LD_k) = \frac{\sum_{m=1}^N P_{rm}^2 \cdot \xi_m \cdot RIN0_m \cdot R_{eqm}^2}{P_{rk}^2} \quad (2-18)$$

図2-1の系において、副搬送波信号を各LDに入力した場合を考える。全てのLDに対し、光変調度は20%、バイアス電流はしきい値電流+20[mA]、LD光のスペクトル線幅は10[MHz]、チャープ効率は150[MHz/mA]とした。

LD₁の光信号について、LDの最大個数に対するRIN_rの特性を求めた。その結果

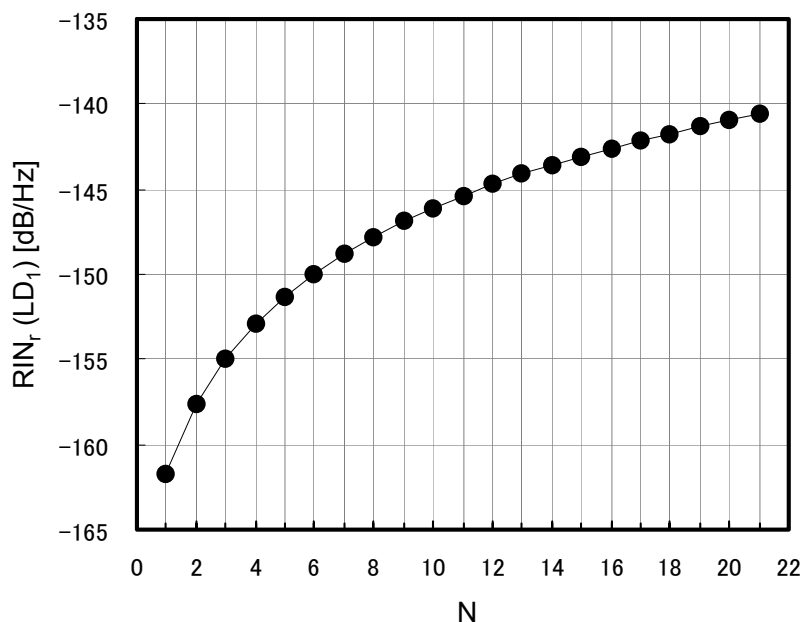


図2-9 LDの個数に対するRIN_rの特性

を図 2-9 に示す。なお、偏波面のカップリング係数 $\xi_m(m=1\sim N)$ は 0.25 とし、PD における各 LD からの受光パワーは全て等しいものとした。図 2-9 から、LD の個数が 1 個の場合では、レイリー散乱による雑音の RIN 換算値は-162 [dB/Hz]であるが、LD の個数が 20 個になると、RIN 換算値は-141 [dB/Hz]と、21[dB]も劣化することがわかる。

2-3-2-4 CNR 特性

次に光受信器における CNR 特性、及び接続可能な端末数について示す。

光伝送系で LD の数が増えると、光受信器での雑音は、レイリー散乱による雑音が増えるだけでなく、LD 自身の相対強度雑音やショット雑音も増加する。LD₁からの副搬送波信号(周波数 f_1)に対する CNR は、次式で与えられる。

$$CNR(LD_1) = \frac{(1/2) \cdot (m_{opt} \cdot P_{r1} \cdot \eta)^2}{B \cdot [(P_{r1} \cdot \eta)^2 (RIN_r + N \cdot RIN_{LD}) + 2eN(P_{r1} \cdot \eta) + i_n^2]} \quad (2-19)$$

ただし、 m_{opt} は光変調度、 η は PD の光電変換効率、 B は信号帯域、 RIN_{LD} は LD の RIN、 i_n はプリアンプの入力換算雑音電流密度を示す。なお、上式では、各 LD における RIN_{LD} は全て同じとし、各 LD からの光信号の平均受光パワーは全て P_{r1} に等しいものとした。

CNR(LD₁)の計算結果を図 2-10 に示す。横軸は、PD における LD₁からの平均受光パワー P_{r1} であり、LD の最大個数 N が 1 個、10 個、40 個で、レイリー散乱による雑音がある場合とない場合について示している。計算に用いたパラメータは、 m_{opt} が 20 %、 B が 27 [MHz]、 RIN_{LD} が -150 [dB/Hz]、 i_n が 20 [pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$]、 η が 0.8 [A/W] とした。ファイバの長さ及び特性は、図 2-8(b)に用いた値と同様である。また、カップラのパワー分配比も図 2-8(b)と同様であり、各 LD から PD までの損失が全て等しくなるようにしている。

図 2-10 より、LD が 1 個の場合は、レイリー散乱がある場合も無い場合も CNR はほとんど変わらないことが分かる。LD が 10 個の場合、受光パワーが 5[dBm]以上で、レイリー散乱によって CNR が約 1[dB]劣化し、LD が 40 個の場合、受光パワーが 0[dBm]以上で、レイリー散乱によって CNR が約 2[dB]劣化することが分かる。また、

受光パワーが-10[dBm]以下では、レイリー散乱による CNR の劣化はほとんど見られない。その理由は、式(2-19)から分かる様に、平均受光パワー P_{r1} が大きいとき($P_{r1} > -5$ [dBm])には、CNR における雑音は RIN_r や RIN_{LD} が支配的であるが、 P_{r1} が小さくなると、プリアンプの熱雑音である i_n が支配的になるからである。

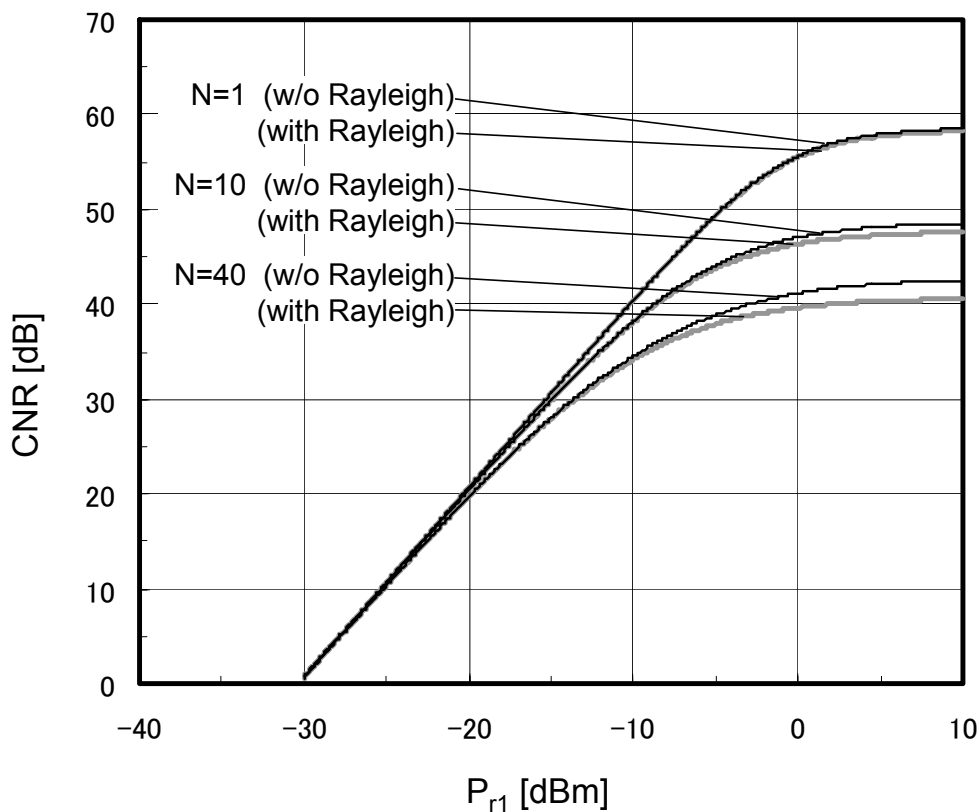


図2-10 受光パワーに対するCNR特性

FM 変調した映像信号の信号帯域は 27[MHz]であり、所要の CNR は 14[dB]以上である。これにマージンを 6[dB]加え、20[dB]以上の CNR が必要であるとすると、最小受光パワーは、約-20[dBm]であることが図 2-10 より分かる。今回想定した系では、最小受光パワーは、レイリー散乱による雑音の影響を受けないことがわかる。しかし、ファイバ長がより長い場合などではレイリー散乱による雑音が CNR に影響する。

次に、図 2-10 の計算結果をもとに、最大接続可能な LD の個数について検討する。

カプラの分配比を各 LD から PD までの損失が全て等しくなるように設定したとき

の LD の最大個数に対する光パワーマージン及び伝送路損失を図 2-11 に示す。なお、光パワーマージンとは、LD の発光パワー P_{out} と $CNR \geq 20[dB]$ となる最小受光パワーとの差である。この図では、 P_{out} が 5 [dBm] と 0[dBm] の場合について示している。また、伝送路損失は、カプラの分岐損及びファイバの伝搬損失の和である。

図 2-11 において、光パワーマージンが伝送路損失を上回る範囲が伝送可能な範囲である。これより、発光パワーが 5[dBm] のとき、最大接続可能な LD は 38 個、発光パワーが 0[dBm] のとき、最大接続可能な LD は 26 個になることが分かる。

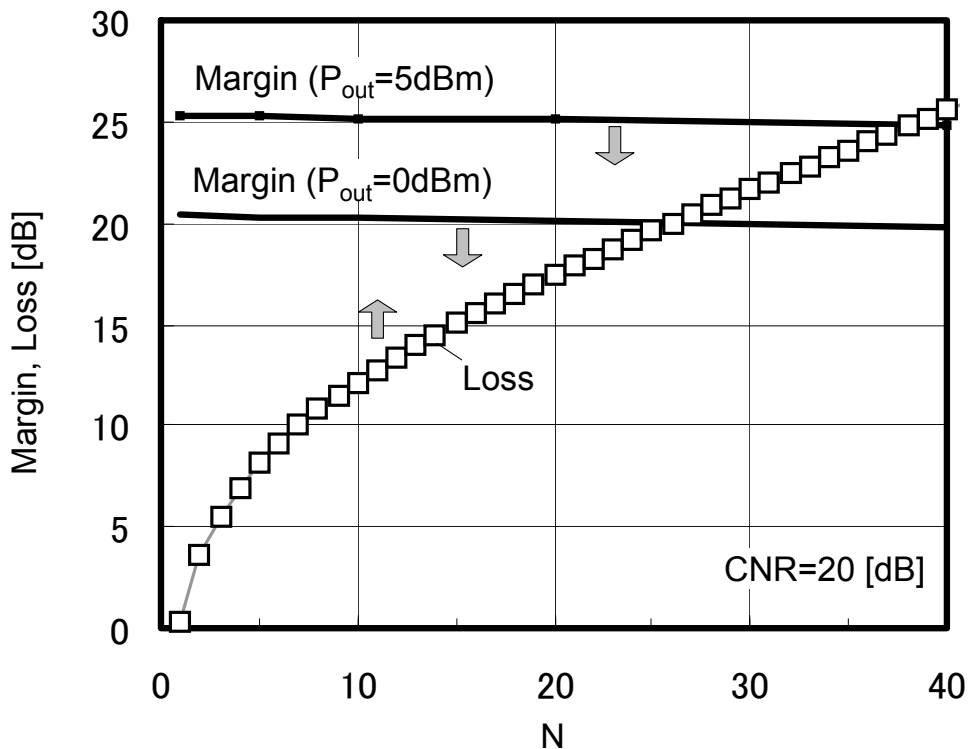


図2-11 LDの個数に対する光パワーマージンと伝送路損失

2-3-3 まとめ

複数のレーザやカプラを含むマルチドロップ型光伝送系の上り系において、レイリー散乱による雑音の理論解析を行い、一般解を導出した。また、具体例として、端末が等間隔に配置され各端末から FM 変調した映像信号を送出するマルチドロップ型

光伝送系について、CNR 特性及び接続可能な端末数について検討した。

その結果、各端末の間隔が 1 [km] で、端末数が 10 台、受光パワーが 5 [dBm] 以上のとき、レイリー散乱があるときの CNR はレイリー散乱がない時の CNR に比べ 1 [dB] 劣化し、端末数が 40 台のとき、CNR は 2 [dB] 劣化することを明かにした。また、受光パワーが -10 [dBm] 以下では、レイリー散乱による CNR の劣化はほとんど見られないことを示した。LD の発光パワーが 5 [dBm] のとき最大接続可能な端末数は 38 台、発光パワーが 0 [dBm] のとき最大接続可能な端末数は 26 台になることを示した。

2-4 混変調歪み測定における課題

2-4-1 はじめに

各映像信号を AM 変調し周波数分割多重して光伝送する AM-SCM 光伝送方式は、多重された信号の形態が従来の同軸型映像配信システムと同一であることから、実用化に向けた研究開発が活発に行われている [8-11]。この AM-SCM 光伝送方式における課題の一つに混変調歪み(XMD)がある。この XMD は、CSO や CTB と同様に画質の劣化を引き起こすため [12]、システムの XMD を評価することは極めて重要である。

ところで、光の反射減衰量が小さい端面を有する光コネクタや光部品が光伝送路上に複数個存在すると、それらの反射点間で光信号が多重反射を起こし光のマルチパスが生じて、伝送後に相互変調歪みが増加することが知られている。これまでに、SCM 信号を伝送したときの CSO や CTB については、活発な研究がなされている [3,13,14]。しかし、XMD については、CTB と同じ 3 次歪みであるという理由から十分な検討がなされていなかった。筆者は、多重反射が存在する光伝送系における AM-SCM 信号伝送時の XMD について詳しく調べた。その結果、互いに無相関な映像信号を伝送した際に、画質の主観評価結果が同じであっても、マルチキャリア信号発生器を用いた XMD の定量的な測定結果が著しく悪くなる場合があることを観測した。そして、この劣化原因が、光のマルチパスと XMD を測定する際の測定信号波形の 2 つの要因による複合現象で起こることを明らかにした [15,16]。本節では、その現象について説明すると共に、原因を理論および実験から検証し、対策について述べる。

2-4-2 XMD の定義

伝送路や伝送装置、増幅器などの媒体の入出力特性に非線形性が存在するものとする。その入力信号を e_{in} 、出力信号を e_{out} とする。

入力信号 e_{in} は、周波数がそれぞれ f_1 、 f_2 の 2 つの副搬送波信号で与えられるものとする。すなわち、

$$e_{in} = a_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + a_2 \cdot \cos(2\pi f_2 t + \phi_2) \quad (2-20)$$

ここで、 a_1 と a_2 は振幅値、 ϕ_1 と ϕ_2 は位相を示す。

出力信号 e_{out} の高調波成分の大きさが基本波成分の大きさに比べ十分小さい場合、出力信号 e_{out} は入力信号 e_{in} のべき級数として近似的に与えられる。

$$e_{out} = k_1 \cdot e_{in} + k_2 \cdot e_{in}^2 + k_3 \cdot e_{in}^3 + k_4 \cdot e_{in}^4 + \dots \quad (2-21)$$

ここで、 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 は定数を示す。3 次歪みの種類と発生周波数及びその大きさを表 2-1 に示す[5]。なお、表 2-1 に記載されている以外に周波数が f_2 に発生する XMD や周波数が $3f_2$ に発生する 3 次高調波(HD3)などがある。

表 2-1 3 次歪みの種類と発生周波数および振幅値

種 類	周波数	振幅値
混変調歪み(XMD)	f_1	$(3/2)(k_3/k_1)a_2^2$
3 次高調波(HD3)	$3f_1$	$(1/4)(k_3/k_1)a_1^2$
3 次相互変調歪み (IM3)	$2f_1-f_2$	$(3/4)(k_3/k_1)a_1a_2$
	$2f_1+f_2$	$(3/4)(k_3/k_1)a_1a_2$
	$2f_2-f_1$	$(3/4)(k_3/k_1)a_2^2$
	$2f_2+f_1$	$(3/4)(k_3/k_1)a_2^2$

ただし、周波数が f_1 の信号を基本波とした場合

表 2-1 に示すように、XMD は、2 つ以上の副搬送波信号を伝送した場合に、各副搬送波信号の周波数と同じ周波数に発生する歪みである。ある副搬送波信号が振幅変調されていないなくても、他の副搬送波信号が振幅変調されていると、その振幅変調成分が現われてしまう。

XMD の測定方法は、国内外の規格に定められている[17,18]。以下にその測定方法について図 2-12 を用いて説明する。

非線形媒体である被測定物への入力信号は、振幅が一定の被妨害信号と周期が T の方形波信号で振幅変調されている妨害信号の 2 つの信号からなる。この入力信号を被測定物に入力し、出力後の被妨害信号のスペクトル分布あるいは波形を観測する。出力後の被妨害信号における振幅変化分を測定して XMD の量を求める。

入力信号における被妨害信号の振幅値を A 、キャリア周波数を f_1 とする。また、妨害信号の最大振幅値を A 、振幅変化分を B 、キャリア周波数を f_2 とする。振幅変調の周期 T は、一般に映像信号の水平同期信号の周期と同じであり、NTSC 方式の場合、63.5[msec] (=1/15.75[kHz]) である。妨害信号の変調度 m_{AM} を次式で定義する。

$$m_{AM} = \frac{B}{A} \quad (2-22)$$

入力信号における被妨害信号 $x_1(t)$ と妨害信号 $x_2(t)$ は、それぞれ次式で表わされる。

$$x_1(t) = A \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (2-23)$$

$$x_2(t) = A \cdot \cos(2\pi f_2 t + \phi_2) \cdot \left[(1 - m_{AM}/2) + (2m_{AM}/\pi) \sum_{j=1}^{\infty} \frac{\sin\{2\pi(2j-1)f_0 t\}}{2j-1} \right] \quad (2-24)$$

ここで、 f_0 は 15.75[kHz] である。

出力信号における被妨害信号 $y_1(t)$ の最大振幅値を A' 、振幅変化分を B' とすると、XMD は、次式で与えられる。

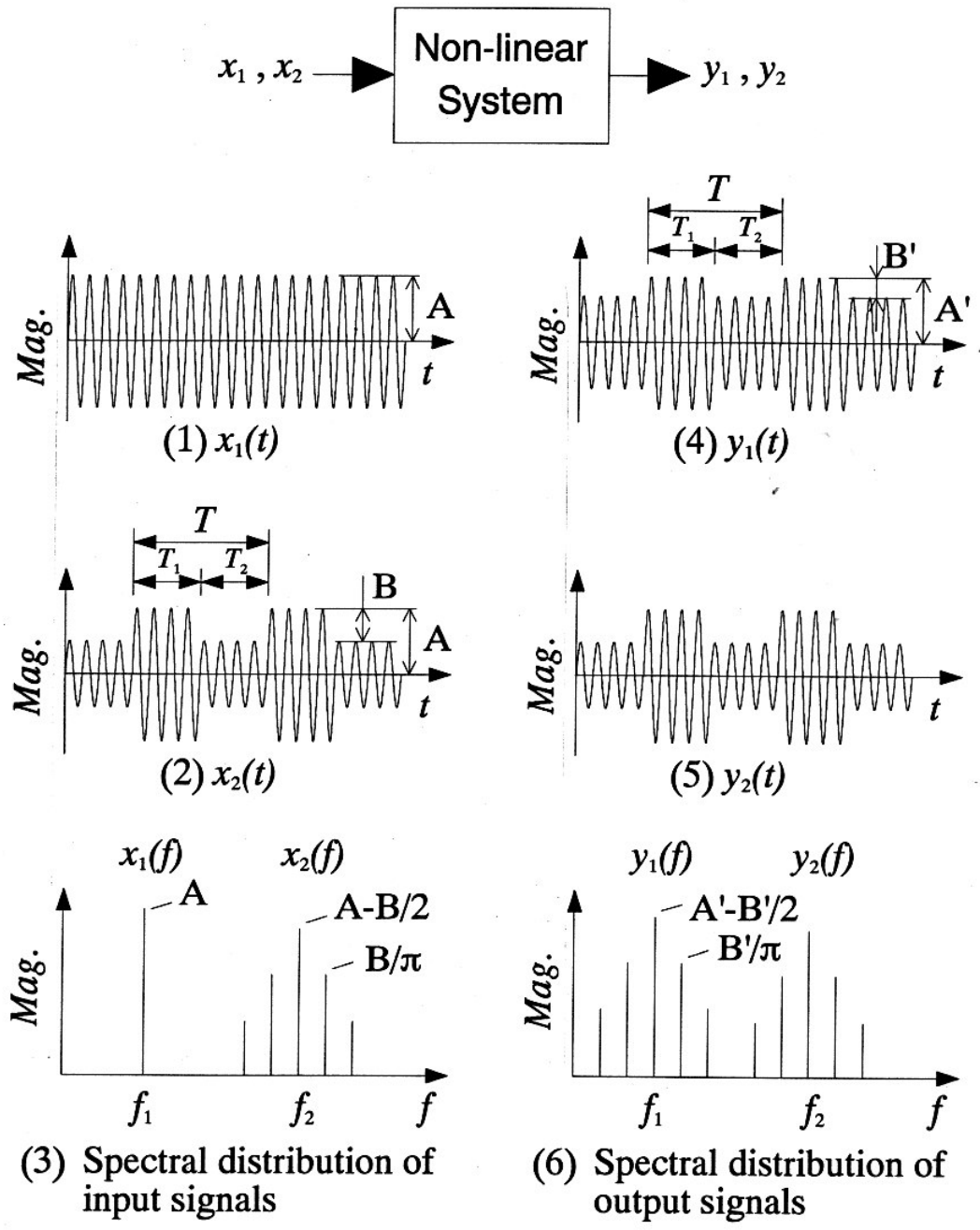


図2-12 XMD測定における入出力信号の時間波形およびスペクトル分布

$$XMD = \left(\frac{B'}{A'} \right) \cdot \frac{1}{2m_{AM}(1 - m_{AM}/2)} \quad (2-25)$$

なお、一般に妨害信号の変調度 m_{AM} は、XMD の値を観測し易くするため、100% に設定して測定が行われている。

式(2-21)が成り立つ系では、表 2-1 から明らかなように、IM3 と XMD には次式の関係が成り立つ。

$$XMD = IM3 + 6 \quad [\text{dB}] \quad (2-26)$$

伝送するキャリア数 N が増えた場合、同じ 3 次歪みである XMD と CTB の大きさは、どちらもキャリア数 N に応じて増加することが知られている[5]。すなわち、キャリア数が N のときの XMD の大きさは、妨害信号が 1 つのときの XMD に対し $N-1$ 倍増加する。一方、CTB の大きさは、IM3 を副搬送波信号によるコンポジットの数だけ加算した値で近似的に与えられる。

光伝送路上に光の反射減衰量が小さい端面を有する光コネクタや光部品が複数個存在すると、それらの反射点間で光信号が多重反射を起こし伝送後に CSO や CTB が増加することが知られている[6-8]。この多重反射による CSO や CTB の大きさは、反射点間距離やキャリア数 N に対し複雑な特性を示す。ある反射点間距離では、CSO や CTB の大きさは、キャリア数 N に対し単調減少する場合もある。

筆者は、多重反射による XMD のキャリア数 N に対する特性をいくつかの反射点間距離の場合について調べた。その結果を次に示す。

2-4-3 多重反射による XMD の測定結果

多重反射による XMD を図 2-13 に示す測定系を用いて測定した。すなわち、光伝送路を 2 分岐してマルチパスを構成することで、等価的に多重反射による遅延光を発生させた。図中、 τ は直接光に対する遅延光の遅延時間差、 α は直接光に対する遅延光のパワー比[dB]を示す。SCM 信号のキャリア数は N で、キャリア周波数は f_1 を 91.25[MHz]とし 6[MHz]間隔で配置した。LD は、1.3 μm 帯 DFB-LD を使用した。被妨害信号のキャリア周波数は f_1 、妨害信号のキャリア周波数は $f_2 \sim f_N$ 、妨害信号に

おける振幅変調の変調度 m_{AM} は 100 %とした。LD における光変調度 m は、被妨害信号、妨害信号ともに 6[%/carrier]とした。

マルチキャリア信号発生器からの出力信号を LD に入力し、信号光を直接強度変調し伝送する。受信側では、PD で信号光を電気信号に変換した後、被妨害信号だけを帯域通過フィルタで抽出しその振幅変動から XMD を測定する。

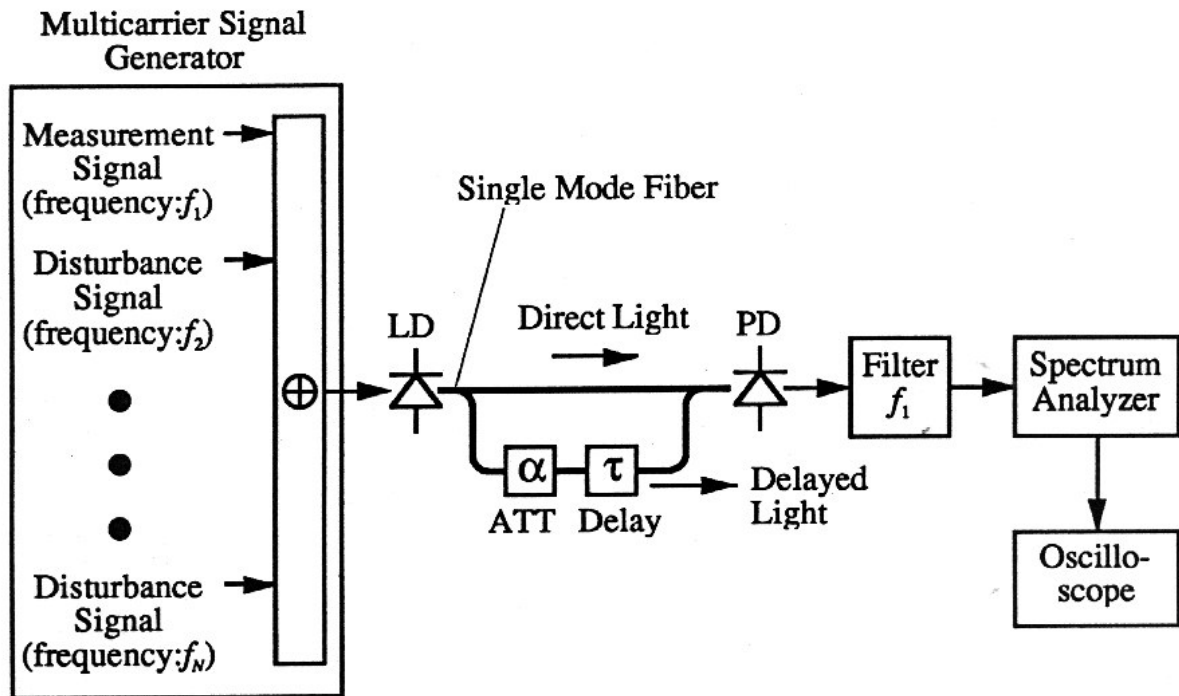


図2-13 XMDの測定系

光のマルチパスによる XMD の測定に際し、遅延時間差 τ が、(a)キャリア周波数の逆数に比べ十分小さい場合と、(b)キャリア周波数の逆数に近いかそれ以上の場合について検討した。(a)の条件は、XMD と同じ 3 次歪みである CTB の大きさが、キャリア数 N に対し増加する場合であり、(b)の条件は、CTB の大きさが、キャリア数 N に対し減少する場合である。

それぞれの遅延時間差 τ の場合のキャリア数 N に対する XMD の測定結果を図 2-14(a)と (b)に示す[9,10]。なお、図 2-14(a)は τ が 80[psec]、図 2-14(b)は τ が 595[psec] である。比較のため CTB の測定結果も示す。CTB は、周波数が $f_2 \sim f_N$ のキャリア信号を $N-1$ 波だけ伝送し、周波数が f_1 に発生する歪み量を測定している。図 2-14(a)に

示すように τ が 80[psec] では、XMD と CTB はともにキャリア数 N に応じて単調に増加した。しかしながら、図 2-14(b) に示すように τ が 595[psec] では、CTB はキャリア数 N の増加に伴って減少したが、XMD はキャリア数 N の値に関係なくほぼ一定の特性を示した。このように、CTB と XMD の特性に著しい違いが見られた。

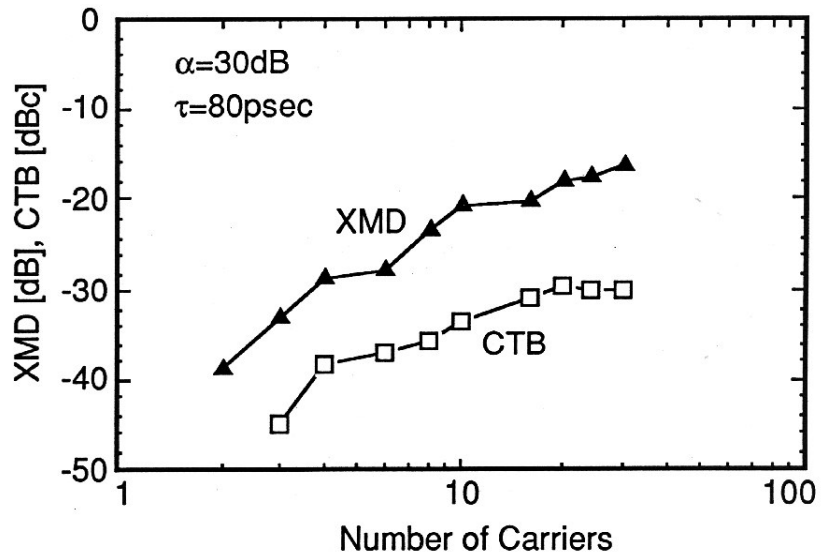


図2-14(a) CTBおよびXMDのキャリア数依存性($\tau = 80\text{ps}$)

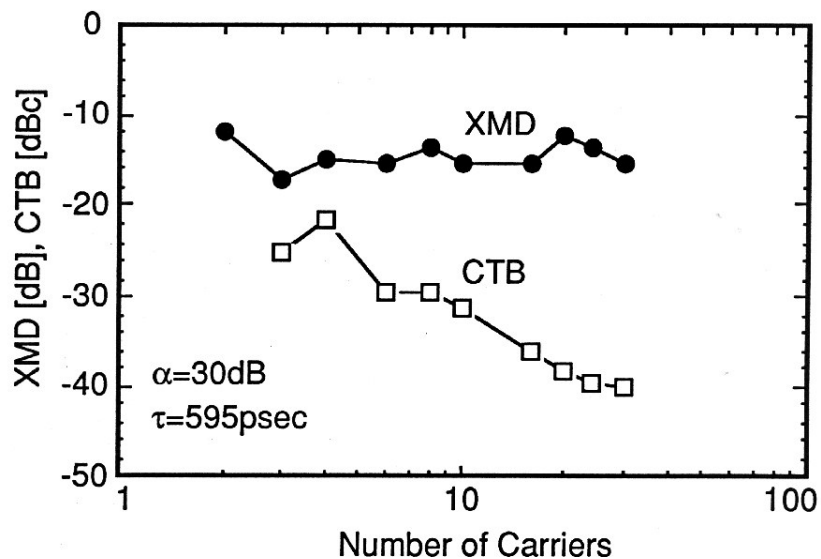


図2-14(b) CTBおよびXMDのキャリア数依存性($\tau = 595\text{ps}$)

キャリア数 N が 30 のときに、互いに無相関な映像信号を伝送して画質の主観評価を行ったが、XMD による画質劣化の現象は見られなかった。このことから、図 2-14(b) のキャリア数 N が大きい場合に、XMD の測定値だけが悪くなっていることがわかった。

次に、このような過剰な XMD が、測定時に発生する原因について述べる。

2-4-4 解析

2-4-4-1 CTB の計算結果

まず、光のマルチパスによる CTB の特性が図 2-14(a)や図 2-14(b)に示す結果になることを確認するため、光のマルチパスによる CTB の計算結果を示す。解析に用いた系は、図 2-13 と同じである。LD に周波数が $f_2 \sim f_N$ の SCM 信号を $N-1$ [carrier] 入力し、光強度変調信号に変換する。受信後に周波数が f_1 に発生する CTB を求めることにする。LD への入力信号 i_{LD1} は、次式で与えられるものとする。

$$i_{LD1} = \sum_{k=2}^N \Delta I_b \cdot m \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (2-27)$$

ただし、 ΔI_b は LD におけるバイアス電流としきい値電流の差、 m は光変調度、 f_k と ϕ_k は、キャリア信号における k 番目の信号のそれぞれ周波数と位相を示す。周波数が f_1 に発生する光のマルチパスによる CTB は、次式で与えられる[8]。

$$CTB|_{f=f_1} = \frac{4\xi^2}{m^2} \cdot 10^{-\alpha/10} \cdot e^{-2\pi\Delta\nu\tau} \cdot \cos^2 \left[2\pi\nu\tau + \sum_{k=2}^N B_k \cdot \cos\{2\pi f_k(t - \tau/2) + \phi_k\} \right] \quad (2-28)$$

ただし、

$$B_k = \left(\frac{2\gamma \cdot \Delta I_b \cdot m}{f_k} \right) \cdot \sin(\pi f_k \tau) \quad (2-29)$$

ここで、 ξ は直接光と遅延光の偏波面のカップリング係数で 0~1 の値を取る。 $\Delta\nu$

は無変調時の信号光のスペクトル線幅、 γ はLDの単位電流当たりのチャープ量、 ν は無変調時の信号光の光周波数を示す。図2-15は、 τ が80[psec]と595[psec]に対するCTBの計算結果である。用いたパラメータの値は、前項で述べた測定系と同じである。図2-14(a)、図2-14(b)のCTBの測定結果と図2-15のCTBの計算結果が良く一致していることがわかる。このことから、図2-14(a)、図2-14(b)におけるCTBのキャリア数Nに対する特性は、光のマルチパスに起因していることが確認できた。

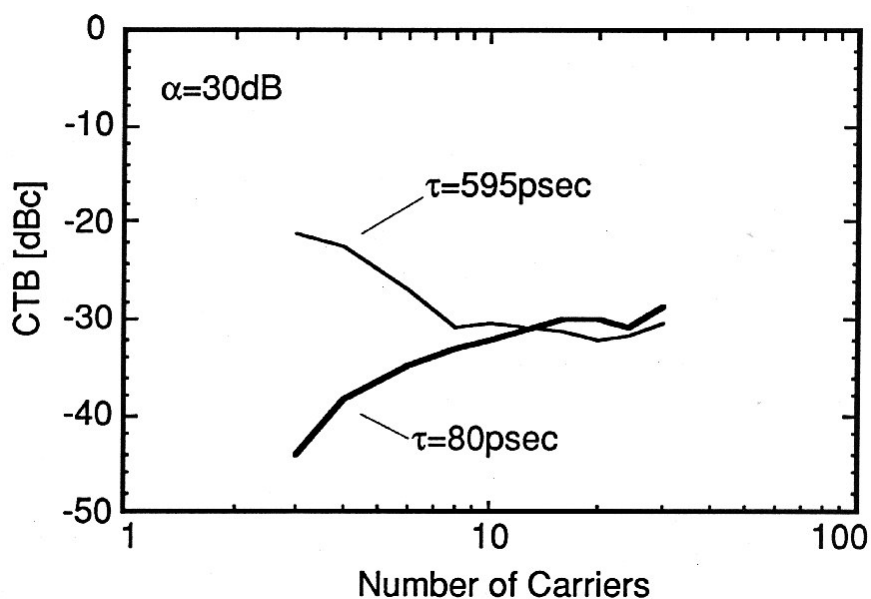


図2-15 CTBのキャリア数依存性(計算)

2-4-4-2 同期型マルチキャリア信号発生器を使用したときのXMD

光のマルチパスによるXMDを解析するための系は、図2-13と同じである。測定に用いたマルチキャリア信号発生器の構成を図2-16に示す。マルチキャリア信号発生器からは、無変調の被妨害信号を1[carrier]と、周期が15.75[kHz]の方形波信号で100%振幅変調されている妨害信号をN-1[carrier]出力する。

図2-17は、このマルチキャリア信号発生器から出力される妨害信号の時間波形である。図2-17(a)は妨害信号の数が1[carrier]の場合で、図2-17(b)は妨害信号の数が10[carrier]の場合である。各妨害信号に使われている方形波信号は、一つの方形波発

生回路から供給されているため、各妨害信号の振幅変調はほとんど同位相になる。そこで、本節ではこのマルチキャリア信号発生器を同期型マルチキャリア信号発生器と呼ぶことにする。

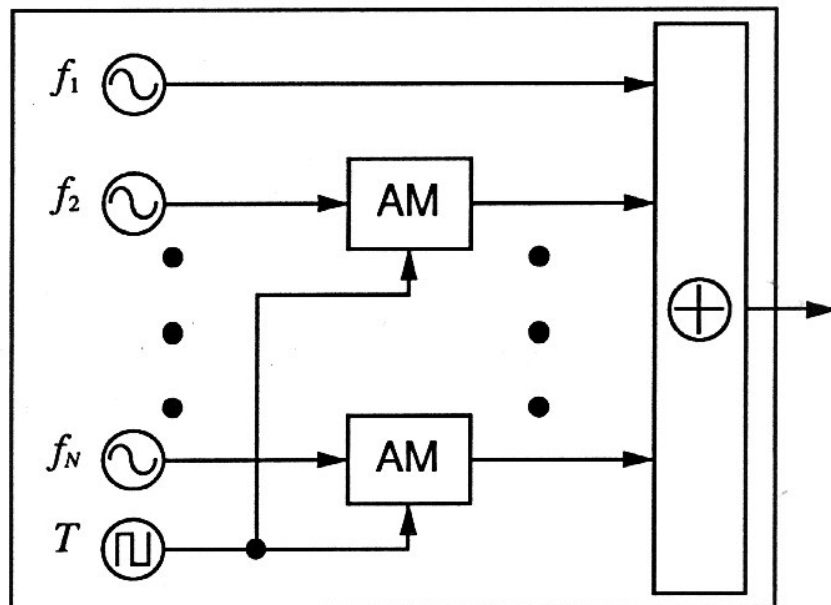
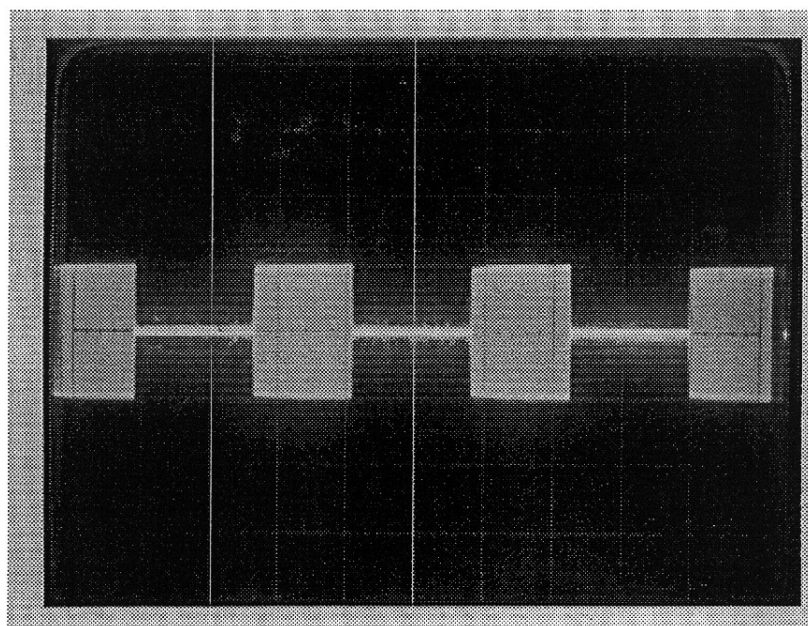


図2-16 同期型マルチキャリア信号発生器の構成(従来タイプ)

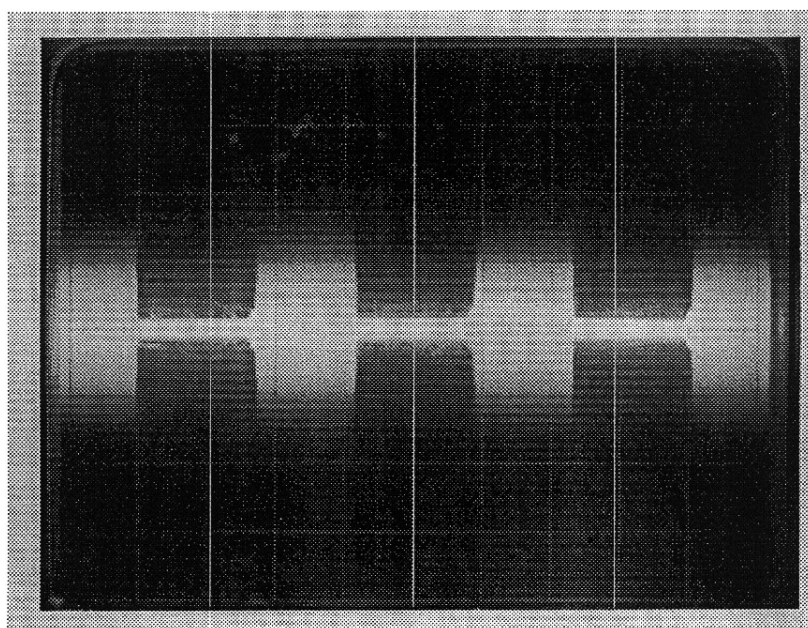
同期型マルチキャリア信号発生器から出力される信号は、時間 T_1 で全ての妨害信号が ON 状態、時間 T_2 で全ての妨害信号が OFF 状態になる。マルチキャリア信号発生器から LD に入る信号電流 i_{LD2} は、次式で与えられる。ただし、被妨害信号の周波数を f_1 、妨害信号のキャリア周波数を $f_2 \sim f_N$ とする。

$$i_{LD2} = \Delta I_b \cdot m \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + F(t) \cdot \sum_{k=2}^N \Delta I_b \cdot m \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (2-30)$$

上式の $F(t)$ は周期 $T (=63.5[\text{msec}] = 1/15.75[\text{kHz}])$ の繰り返し関数で、次式で与えられる。



(a) 妨害信号の数が1の場合



(b) 妨害信号の数が10の場合

図2-17 同期型マルチキャリア信号発生器から出力される妨害信号の時間波形

$$F(t) = \begin{cases} 1 & (T_1 : 0 \leq t < T/2) \\ 0 & (T_2 : T/2 \leq t < T) \end{cases} \quad (2-31)$$

LD から出力される信号光の電界 E_{LD} は、次式で与えられる。

$$E_{LD} = E_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{i_{LD2}}{\Delta I_b}} \cdot \cos\left(2\pi\nu t + 2\pi\gamma \int_{-\infty}^t i_{LD2} dt\right) \quad (2-32)$$

ここで、 E_0 は信号光の平均電界振幅を示す。上式を時間 T_1 と時間 T_2 に分けて記述すると、次式のようになる。

$t = T_1 :$

$$E_{LD} = E_0 \cdot \sqrt{1 + \sum_{k=1}^N m \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k)} \cdot \cos\left\{2\pi\nu t + \sum_{k=1}^N \beta_k \cdot \sin(2\pi f_k t + \phi_k)\right\} \quad (2-33a)$$

$t = T_2 :$

$$E_{LD} = E_0 \cdot \sqrt{1 + m \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)} \cdot \cos\{2\pi\nu t + \beta_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t + \phi_1)\} \quad (2-33b)$$

ただし、

$$\beta_k = \frac{\gamma \cdot \Delta I_b \cdot m}{f_k} \quad (k=1 \sim N) \quad (2-34)$$

とする。 β_k は k 番目のキャリア信号に対する信号光の FM 変調指数を示す。この FM 変調指数は、信号光における光周波数のチャープングの効果を示すパラメータである。LD から出力される電界 E_{LD} のスペクトル分布は、チャープングの値に大きく依存する。時間 T_1 では、被妨害信号と全ての妨害信号が LD に入力されるため、チャープングによって信号光のスペクトルの帯域幅は広がる。一方、全ての妨害信号が無くなり被妨害信号のみが LD に入力される時間 T_2 では、チャープングの量は少なくなり信号光のスペクトルの帯域幅は狭まる。このように、周期 T で信号光の帯域幅の大き

さは変化する。これを以下、スペクトラム帯域幅変調 (SBM : Spectral Bandwidth Modulation) 効果と呼ぶことにする。この帯域幅の周期的な変化が過剰な XMD の原因になる。

PD における直接光に対する光電流 i_{PD} は、次式で与えられる。

$$i_{PD} = I_P \cdot m \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + F(t) \cdot \sum_{k=2}^N I_P \cdot m \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (2-35)$$

ここで、 I_P は PD における平均受光電流である。PD には、直接光に加え遅延光が入る。そのため、直接光と遅延光によってビート電流 i_B が生じる。信号光のスペクトルの分布はチャープングによってほぼ決まり、直接光と遅延光のそれぞれの振幅変動による影響はたいへん小さい。従って、ビート電流 i_B を求める場合、直接光と遅延光のそれぞれの振幅変動成分は無視することができる。また、 $\tau \ll T$ の場合、時間 T_1 から時間 T_2 、あるいは時間 T_2 から時間 T_1 に切り替わる時間は T に比べ非常に小さくなるので、ビート電流 i_B の値は、時間 T_1 と時間 T_2 のそれぞれの時間領域についてのみ考慮すればよい。以上のことから、 i_B は次式のように与えられる。

$t = T_1 :$

$$i_B = 2\xi \cdot I_P \cdot 10^{-\alpha/20} \cdot e^{-\pi\Delta\nu\tau} \cdot \cos\left[2\pi\nu\tau + \sum_{k=2}^N B_k \cdot \cos\{2\pi f_k(t - \tau/2) + \phi_k\}\right] \quad (2-36a)$$

$t = T_2 :$

$$i_B = 2\xi \cdot I_P \cdot 10^{-\alpha/20} \cdot e^{-\pi\Delta\nu\tau} \cdot \cos[2\pi\nu\tau + B_1 \cdot \cos\{2\pi f_1(t - \tau/2) + \phi_1\}] \quad (2-36b)$$

式(2-36a)と式(2-36b)の i_B における周波数 f_1 の成分は、式(2-35)の i_{PD} における周波数 f_1 の被妨害信号に加算される。 i_B における周波数 f_1 の成分は、SBM 効果によって時間 T_1 と時間 T_2 で振幅値が変わる。この変動が見かけ上、XMD として現れる。式(2-35)、式(2-36a)及び式(2-36b)から、SBM 効果による XMD を求めると、次式のようになる。

$$XMD = \frac{16\xi^2}{m^2} \cdot 10^{-\alpha/10} \cdot e^{-2\pi\Delta\nu\tau} \cdot \sin^2(2\pi\nu\tau) \cdot J_1^2(B_1) \cdot \{1 - J_0(B_2) \cdots J_0(B_N)\}^2 \quad (2-37)$$

この式で、 J_0 と J_1 は、それぞれ0次と1次のベッセル関数を示す。式(2-37)の計算結果を図2-18に示す。図2-14(a)や図2-14(b)のXMDの測定結果と良く一致していることがわかる。キャリア数が多い場合には、 $|J_0| < 1$ であることから、式(2-37)は、次式で近似される。

$$XMD \cong \frac{16\xi^2}{m^2} \cdot 10^{-\alpha/10} \cdot e^{-2\pi\Delta\nu\tau} \cdot \sin^2(2\pi\nu\tau) \cdot J_1^2(B_1) \quad (2-38)$$

上式から分かるように、マルチパスによるXMDは、キャリア数にほとんど依存しなくなる。

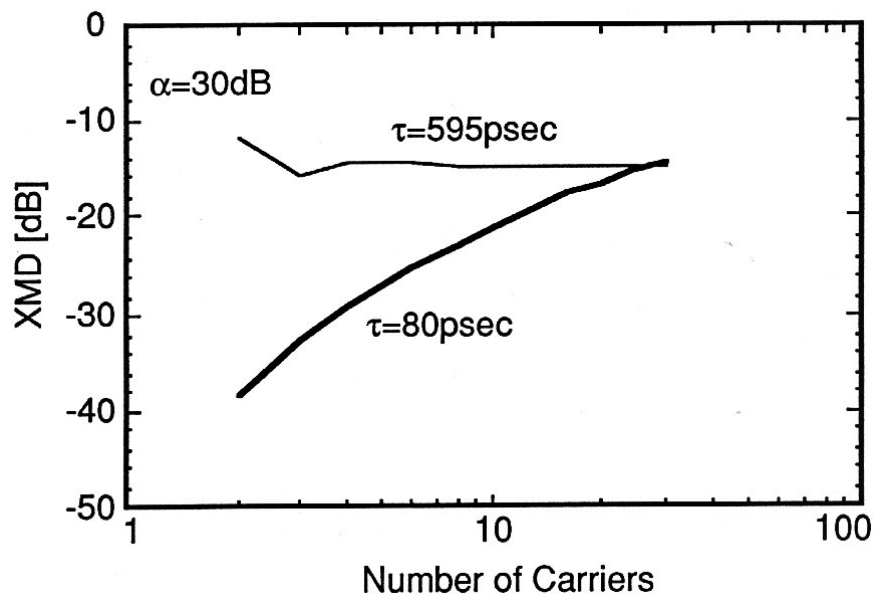


図2-18 同期型マルチキャリア信号発生器を使用したときのXMDのキャリア数依存性(計算)

以上述べたように、マルチパスがある光伝送系において、同期型マルチキャリア信号発生器を用いてXMDを測定すると、SBM効果のためにXMDの測定値は大きく

劣化し、CTB とは異なる特性を示すことがわかった。

2-4-4-3 非同期型マルチキャリア信号発生器を使用したときの XMD

上記検討結果を考慮すると、妨害信号における方形波振幅変調の位相がランダムであれば、SBM 効果による過剰な XMD は生じないはずである。検証を行うため、図 2-19 に示すような各妨害信号を異なる方形波信号で振幅変調する回路構成のマルチキャリア信号発生器(以下、非同期型マルチキャリア信号発生器と呼ぶ)を用いて計算及び実験を行った。

まず、非同期型マルチキャリア信号発生器を用いた場合のマルチパスによる XMD を導出する。

非同期型マルチキャリア信号発生器を用いると、各妨害信号の振幅変調の位相は、ランダムになる。従って、妨害信号のマルチキャリア信号発生器から LD に入る信号電流 i_{LD3} は、次式で与えられる。

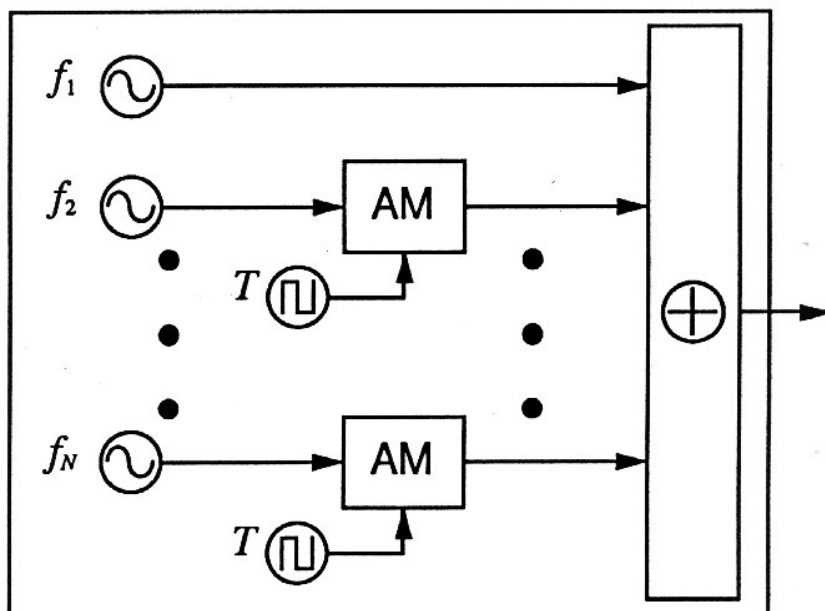


図2-19 非同期型マルチキャリア信号発生器の構成

$$i_{LD3} = \Delta I_b \cdot m \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + \sum_{k=2}^N F_k(t) \cdot \Delta I_b \cdot m \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \quad (2-39)$$

ただし、 $F_k(t)$ は、周期 T の繰り返し関数で、次式で与えられる。

$$F_k(t) = \begin{cases} 1 & (t_k \leq t < t_k + T/2) \\ 0 & (t_k + T/2 \leq t < t_k + T) \end{cases} \quad (2-40)$$

ここで、 t_k はキャリア周波数が f_k の妨害信号における振幅変調の遅延時間であって、ランダムな値であるとする。キャリア周波数が VHF 帯で、 τ が 1[nsec]以下の場合、式(2-4-11)の B_k は k に依らずほぼ一定の値になる。すなわち、

$$J_0(B_2) \cong \dots \cong J_0(B_N) \quad (\equiv \tilde{J}_0) \quad (2-41)$$

と置くことができる。このときの XMD は、次式で与えられる。

$$XMD = \frac{16\xi^2}{m^2} \cdot 10^{-\alpha/10} \cdot e^{-2\pi\Delta\nu\tau} \cdot \sin^2(2\pi\nu\tau) \cdot \frac{J_1^2(B_1)}{2^{N-1}} \cdot \left\{ {}_{N-1}C_0 \cdot (1 - \tilde{J}_0^{N-1})^2 + {}_{N-1}C_1 \cdot (\tilde{J}_0 - \tilde{J}_0^{N-2})^2 + \dots + {}_{N-1}C_{N-1} \cdot (\tilde{J}_0^{N-1} - 1)^2 \right\} \quad (2-42)$$

図 2-20(a)と図 2-20(b)に非同期型マルチキャリア信号発生器を用いたときのマルチパスによる XMD の計算結果と実験結果を示す。なお、図 2-20(a)は τ が 80[psec]、図 2-20(b)は τ が 595[psec]の場合である。用いたパラメータは、図 2-18 の場合と同じである。計算結果と実験結果が良く一致していることがわかる。また、図 2-20(b)の XMD のキャリア数に対する特性は、図 2-14(b)の CTB と同様の傾向を示している。

以上、図 2-14(b)に示したキャリア数にほとんど依存しない XMD の特性は、同期型マルチキャリア信号発生器からの出力信号が誘起する SBM 効果によることを実証した。XMD を測定する場合に、この SBM 効果による過剰な XMD の発生を防ぐには、非同期型マルチキャリア信号発生器を用いることが有効な手段であることを示した。

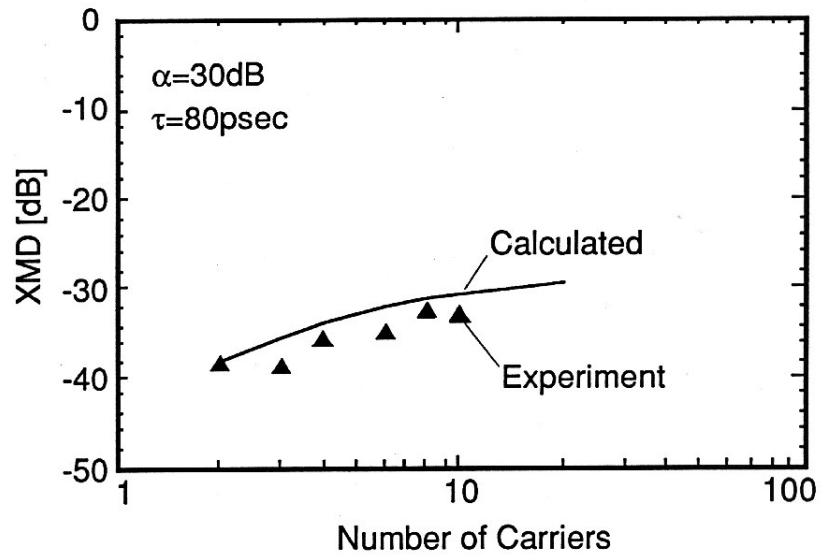


図2-20(a) 非同期型マルチキャリア信号発生器を使用したときのXMDのキャリア数依存性($\tau=80\text{ps}$)

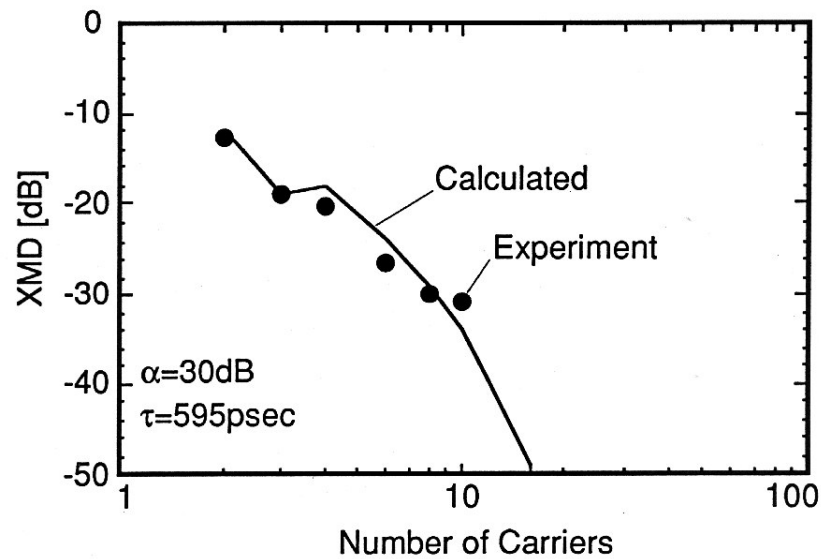


図2-20(b) 非同期型マルチキャリア信号発生器を使用したときのXMDのキャリア数依存性($\tau=595\text{ps}$)

2-4-5 まとめ

AM-SCM 光伝送系において、同期型マルチキャリア信号発生器を用いて、XMD の値を測定すると、光伝送路上にマルチパスがある時、SBM 効果によって測定結果が異常に悪く出ることを実験および理論により明らかにした。

実際に使用する光伝送系に光のマルチパスが無ければ、同期型マルチキャリア信号発生器を用いた XMD の測定結果と映像信号を伝送したときの画質の主観評価結果は、1 対 1 に対応する。しかし、実際に運用されている光 CATV では、各チャンネルの水平同期信号の位相は、互いに無相関である。また、光伝送路上には多重反射や波長分散等によるマルチパスが存在し得る。これらの点を考慮すると、映像信号を伝送したときの画質の主観評価結果に対応した XMD の定量的な測定値を得るためには、非同期型マルチキャリア信号発生器を用いる必要があると言える。

2-5 まとめ

本章では、SCMアクセス方式を用いたマルチドロップ型光ファイバ伝送系のシステム構成と基本伝送特性について説明した。

基本伝送特性に関しては、伝送後のCNRと、IM2、IM3の計算式を導出した。計算結果の一例としてCNRについて言えば、PDでの平均受光パワーが-10[dBm]以上になると光信号の数が増えたことによる雑音劣化の影響が見え、平均受光パワーが-10[dBm]以下では、プリアンプの熱雑音が支配的であり、光信号数NにCNRは依存しなくなることを示した。

次に、マルチドロップ型光伝送系におけるレイリー散乱による雑音の理論解析を行い、一般解を導出した。具体例として、端末が等間隔に配置され各端末から FM 変調した映像信号を送出するマルチドロップ型光伝送系において、CNR 特性及び接続可能な端末数について検討した。その結果、各端末の間隔が 1 [km]で、端末数が 10 台、受光パワーが 5 [dBm]以上のとき、レイリー散乱があるときの CNR はレイリー散乱がない時の CNR に比べ 1 [dB]劣化し、端末数が 40 台のとき、CNR は 2[dB]劣化することを明かにした。LD の発光パワーが 5[dBm]のとき最大接続可能な端末数は 38 台、発光パワーが 0[dBm]のとき最大接続可能な端末数は 26 台になることを示した。

また、AM 変調された映像信号を光伝送するときの問題として XMD の測定法にお

いて過剰な歪みが発生することを明らかにした。原因が光の多重反射と従来の測定法との複合現象によることを理論および実験により明らかにした。映像信号を伝送したときの画質の主観評価結果に対応した XMD の定量的な測定値を得るためには、非同期型マルチキャリア信号発生器を用いる必要があることを提案した。

第3章 光スペクトル拡散変調方式

3-1 はじめに

SCM アクセス方式は、構成が簡単であり複雑なタイミング制御も不要であるなどの特徴を有する。しかし、多重する光信号同士の波長が近いと、受信後に光ビート干渉による雑音が発生し伝送品質を著しく劣化させる。

これまでに、光周波数を制御しないで光ビート干渉雑音を低減する方法がいくつか提案されてきた(1-2節参照)。その一つの技術に、副搬送波信号に低周波信号あるいは高周波信号を重畳する方法が提案されている[1-4]。この信号重畳方式によれば、低周波信号あるいは高周波信号の光変調度を大きくすることで、光信号のスペクトラム分布の帯域を広げ、ピーク値を減少させる。その結果、光ビート干渉雑音のピーク値を減少させる。しかし、この方法では、重畳する信号の光変調度と副搬送波信号の光変調度の和を 100 %以下にしておかなければならない。両信号の光変調度の和が 100 %を超えると、LD でクリッピングが起これり、相互変調歪みが発生するからである[5,6]。クリッピングによる相互変調歪みは、高密度の SCM アクセス光ネットワークを構築する上でたいへん大きな問題になる。

そこで、筆者は、光ビート干渉雑音を低減する方法として、単極性 AM 方式と名付けた新しい光スペクトル拡散変調方法を提案した[7,8]。この方法は、直流信号を付加した副搬送波信号と直流信号を付加した高周波信号(或いは低周波信号)を掛け合わせ、その積を LD に入力して光伝送するものである。この方法によれば、クリッピングを発生させることなく、副搬送波信号と高周波信号(或いは低周波信号)のそれぞれの変調度を最大 100 %まで設定できる。

この章では、光ビート干渉による雑音の発生メカニズムを説明し、次に、この雑音を低減するために提案した光スペクトル拡散変調方式の原理と、光ビート干渉による雑音の低減効果について検討した結果を述べる。

3-2 光ビート干渉による雑音の発生メカニズム

3-2-1 システム構成

システム構成として、映像監視システムを例に説明する。

マルチドロップ型光伝送系の構成を図3-1に示す。網構成はバス型で、1本の光ファイバに2×1のカプラが複数個接続されており、カプラの他端には端末が接続されている。各端末では、ビデオカメラからの映像信号をFM変調し、FM信号をLDに入力する。LDからは、FM信号で強度変調された光信号が出力される。各端末からの光信号は、1本のファイバに集められ、センターへと送られる。なお、各端末におけるFM信号の副搬送波周波数は互いに異なり、遠方の端末からそれぞれ f_1 、 f_2 、 \dots 、 f_N とする。 $f_1 \sim f_N$ の周波数は、数百MHzから数GHzとする。なお、隣り合う副搬送波信号の周波数間隔は38.36MHzとする。FM変調方式は、衛星放送のBSの仕様に準拠する。光源のLDは、DFB-LDを想定する。その理由は、想定しているシステムでは、隣り合う光送信器間の距離、光送信器から光受信器間の距離は、数km以上を想定しているからである。

センターの光受信器では、ファイバ中を伝送してきた光信号を一括して電気信号に変換する。電気信号は、SCMされた信号になっている。このSCM信号から、所望

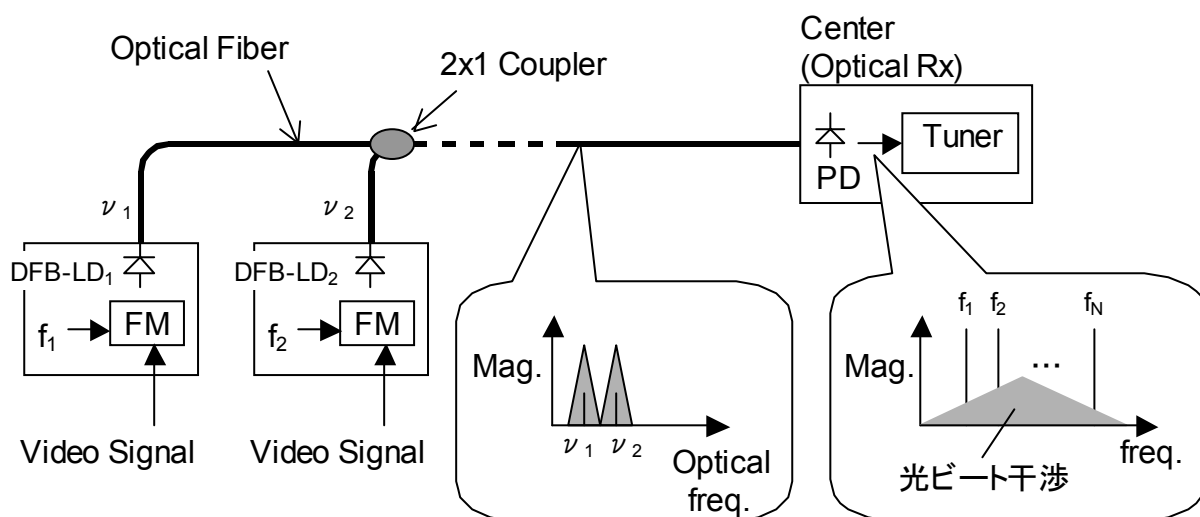


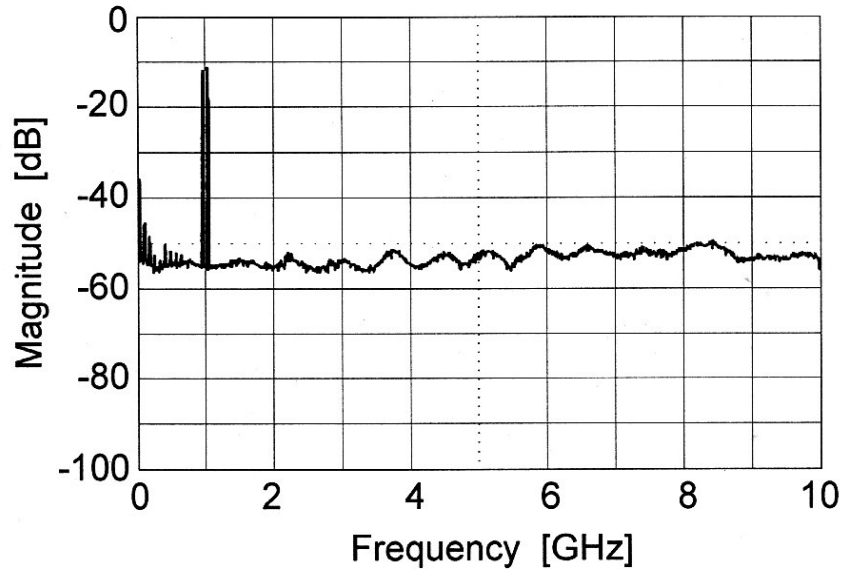
図3-1 マルチドロップ型光伝送システム

の信号をチューナで選局し、FM 復調して映像信号を得る。

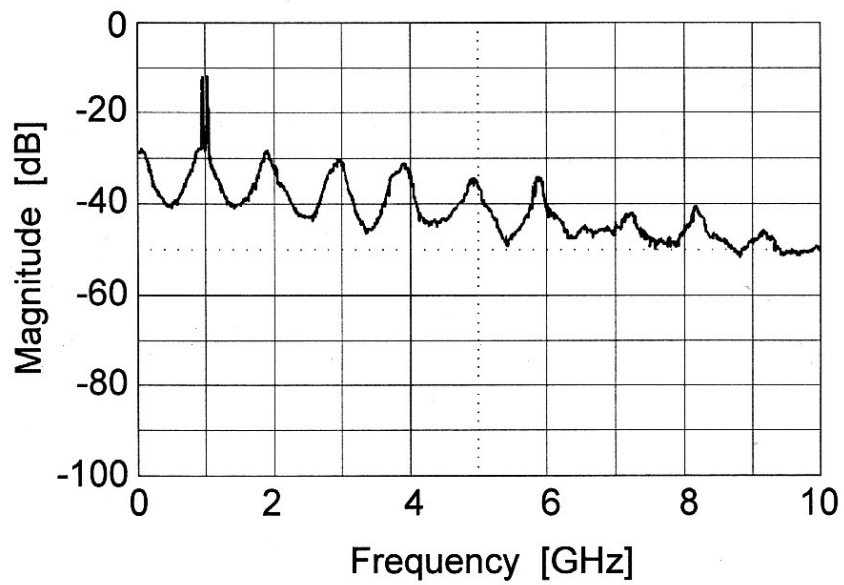
3-2-2 光ビート干渉による雑音

光ビート干渉による雑音とは、光周波数が互いに近い 2 つの光信号が光受信器の PD に同時に入力し、2 つの光信号の差ビートが電気信号の周波数帯に生じる現象のことである。

図 3-2 の(a)と(b)に、光ビート干渉が生じていない場合と生じている場合のそれぞれにおける信号と雑音のスペクトル分布の一例を示す。この図は、2 つの $1.3\mu\text{m}$ 帯 DFB-LD をそれぞれ直接強度変調し光カプラで合波し、PD で受信した後のスペクトル分布である。2 つの LD は、光変調度が 80 %で周波数がそれぞれ 934.40[MHz]と 1011.12[MHz]の副搬送波信号で 1 波毎に変調されている。図 3-2 から、光ビート干渉が生じていない場合には、副搬送波信号と雑音のレベル差は 42[dB]であるのに対し、光ビート干渉が生じると副搬送波信号と雑音のレベル差は 15[dB]にまで劣化していることが分かる。なお、この測定で用いたスペクトルアナライザの信号帯域幅は 10[MHz]である。FM 変調された映像信号を伝送する場合、信号帯域幅が 27[MHz]で所望の CNR は 20[dB]以上必要(所要 CNR \geq 14[dB]とマージン 6[dB])である。図 3-2(b)の光ビート干渉が生じている場合には、所望の CNR を下回り、画質は悪かった。



(a) 光ビート干渉が帯域内に生じていない場合



(b) 光ビート干渉が帯域内に生じている場合

図3-2 2つの $1.3\mu\text{m}$ 帯DFB-LDの光信号を同時に受信したときのスペクトル分布
2つのLDは、それぞれ934.40MHzと1011.12MHzの副搬送波で変調

図 3-3 の○印は、波長がほぼ等しい $1.3\mu\text{m}$ 帯 DFB-LD を 10 台用意し、光信号数 N を順次増やした際の CNR の特性を測定した結果である。なお、図中の実線は計算結果である。詳しい内容を次節で説明する。実験では、各 LD にそれぞれ周波数が 934.40、1011.12、 \sim 1624.88 [MHz] (周波数間隔、38.36 [MHz]) の副搬送波を 1 波毎入力している。各 LD における光変調度は 80 %、CNR 測定における信号帯域幅は 27 [MHz] である。また、用いた DFB-LD の無変調時の光スペクトル線幅は全て 30 [MHz] である。この図に示すように、光信号が 1 波のときの CNR は 33.6 [dB] であったが、光信号が 2 波になると CNR は 13.4 [dB] にまで劣化し、FM 映像信号に対する所要 CNR の 20 [dB] を下回る結果となった。

以上のように、光ビート干渉が生じると、伝送品質が極端に劣化してしまう。

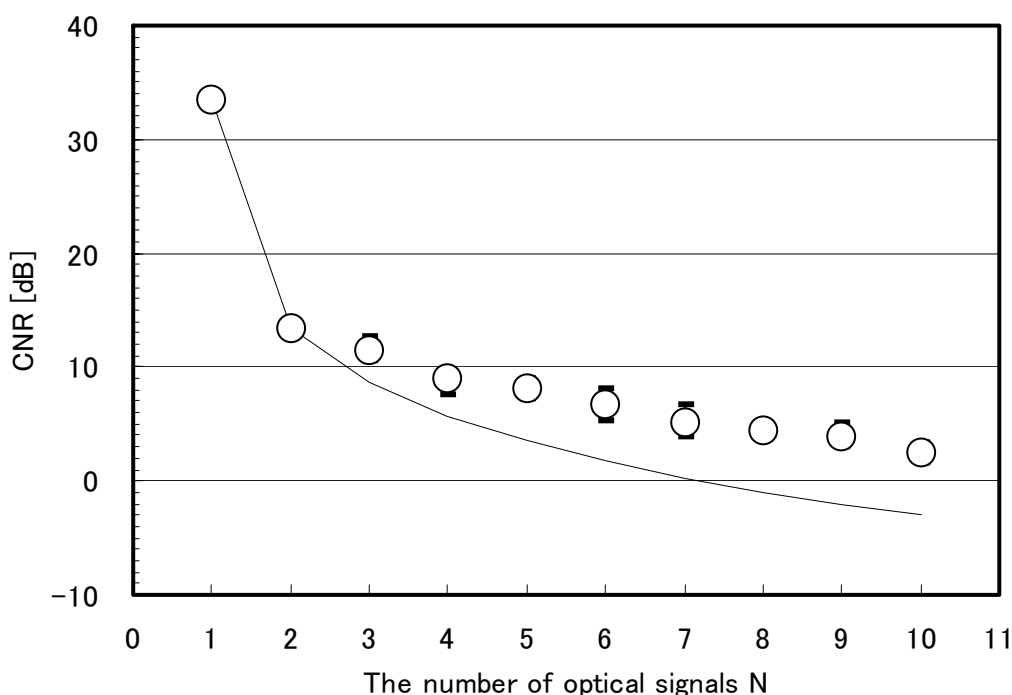


図3-3 光ビート干渉が生じているときの光信号の数 N に対するCNRの特性 (各LDは副搬送波信号のみ入力)

3-2-3 光ビート干渉雑音の理論解析

次に、光ビート干渉による雑音の理論解析について説明する。

光ビート干渉による雑音のスペクトル分布は、2つの光信号におけるスペクトル分

布のコンボリューションである。そのため、光ビート干渉による雑音のスペクトル分布を知るためには、先ず、光信号のスペクトル分布について検討する必要がある。

図 3-1 において、 k 番目($k=1\sim N$)の光送信器から出力される光信号の電界強度を $E_k(t)$ と置く。電界強度 $E_k(t)$ は、LD に入力する信号電流に応じて振幅と光周波数が変化するが、光信号のスペクトル分布は、光周波数の変化による効果が支配的である、すなわち、光周波数のチャープングによる効果が支配的である。そこで、以下の解析では、光信号の振幅変動によるスペクトル分布の広がりについては省略する。

光信号の中心光周波数を ν_k とすると、 $E_k(t)$ は次式で与えられる。

$$E_k(t) = E_{0k} \cdot \cos\left\{2\pi\nu_k t + \Psi + 2\pi\gamma \int i'_k(t) \cdot dt\right\} \quad (3-1)$$

ただし、 $i'_k(t)$ は、LD $_k$ へ入力する信号電流の交流成分である。 E_{0k} は電界強度の振幅値、 Ψ は光信号の位相、 γ は単位電流当りの光周波数のチャープ量である。

無変調時における光信号のパワースペクトル密度は、ローレンツ分布で表されることが知られている。光信号のスペクトル線幅を $\Delta\nu$ とすると、無変調時の光周波数が ν における光信号のパワースペクトル密度 $S_k(\nu)$ は、次式で与えられる。

$$S_k(\nu)|_{no-mod} = P_k \cdot D_{0k}(\nu) \quad [\text{W/Hz}] \quad (3-2)$$

ただし、 $D_{0k}(\nu)$ はトータルパワーが 1 のパワースペクトル密度であり、 P_k は平均光パワーである。 $D_{0k}(\nu)$ と P_k は、次式で表される。

$$D_{0k} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\Delta\nu/2}{(\nu - \nu_k)^2 + (\Delta\nu/2)^2} \quad [1/\text{Hz}] \quad (3-3)$$

$$P_k = \frac{E_{0k}^2}{2} \quad [\text{W}] \quad (3-4)$$

変調時の光信号のパワースペクトル密度 $S_k(\nu)$ は、式(3-1)を展開することによって得られる。しかし、式(3-1)を展開するとたいへん煩雑になるので、ここでは、ピーク値のみを計算する。 $S_k(\nu)$ のピーク値を S_{kP} と置く。 S_{kP} は、近似的に次式で与えられ

る。

$$S_{kP} = S_k(\nu_k) \Big|_{no-mod} \cdot 10^{-\alpha/10} \quad [1/Hz] \quad (3-5)$$

ただし、 α は、光信号のスペクトル分布における無変調時のピーク値に対する変調時のピーク値の減衰量である。

次に、2つの光信号で生じる光ビート干渉について説明する。

i番目($i=1 \sim N$)の光送信器からの光信号とj番目($j=1 \sim N, i \neq j$)の光送信器からの光信号で生じる光ビート干渉による雑音について求める。

PDにおいて、i番目及びj番目の光送信器からの光信号に対する平均受光パワーをそれぞれ $P_{ri}[W]$ と $P_{rj}[W]$ とする。i番目及びj番目の光信号のパワースペクトル密度は、式(3-2-2)と同様に、それぞれ次式で与えられるものとする。

$$S_i(\nu) = P_{ri} \cdot D_i(\nu) \quad [W/Hz] \quad (3-6)$$

$$S_j(\nu) = P_{rj} \cdot D_j(\nu) \quad [W/Hz] \quad (3-7)$$

PDの光電変換効率を $\eta [A/W]$ とすると、プリアンプ出力後における光ビート干渉による雑音は、次式で与えられる。

$$N_0(f) = 2\xi_{ij}\eta^2 P_{ri}P_{rj} \cdot \frac{R_T^2}{z_0} \cdot \int D_i(\nu)D_j(\nu-f) \cdot d\nu \quad [W/Hz] \quad (3-8)$$

ただし、 ξ_{ij} は2つの光信号の偏波面のカップリング係数、 R_T はプリアンプの伝達インピーダンス、 z_0 は特性インピーダンスである。この光ビート干渉による雑音 $N_0(f)$ をi番目の光信号に対するRINに換算して示すと次式の様に表すことができる。

$$\begin{aligned} RIN_{Bij}(f) &= \frac{N_0(f)}{(\eta P_{ri})^2 \cdot (R_T^2/z_0)} \\ &= 2\xi_{ij} \cdot \left(\frac{P_{rj}}{P_{ri}} \right) \cdot \int D_i(\nu)D_j(\nu-f) \cdot d\nu \end{aligned} \quad (3-9)$$

i 番目の光信号も j 番目の光信号も共に無変調であったとすると、上式の積分は次式で与えられる。ただし、光信号のスペクトル線幅は、それぞれ $\Delta \nu_i$ 、 $\Delta \nu_j$ とする。

$$\int D_i(\nu)D_j(\nu-f) \cdot d\nu = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(\Delta \nu_i + \Delta \nu_j)/2}{(f-f_{ij})^2 + \{(\Delta \nu_i + \Delta \nu_j)/2\}^2} \quad [1/\text{Hz}] \quad (3-10)$$

上式の f_{ij} は、i 番目の光信号と j 番目の光信号のそれぞれの中心光周波数の差である。

2 つの光信号が変調され、共に α [dB] だけ光スペクトルのピーク値が減少したものとする。この場合、光ビート干渉による雑音のピーク値は、光信号のピーク値に比例する。すなわち、式(3-10)の RIN_{Bij} のピーク値は、次式で与えられる。

$$RIN_{Bij} \Big|_{peak} = \xi_{ij} \cdot \frac{P_{rj}}{P_{ri}} \cdot \frac{4/\pi}{\Delta \nu_i + \Delta \nu_j} \cdot 10^{-\alpha/10} \quad (3-11)$$

次に、N 個の光信号が光受信器の PD に入力し、かつ、互いの中心光周波数が近い場合の光ビート干渉について述べる。

各光送信器から出力される光信号の無変調時におけるスペクトル線幅は、全て等しいものと仮定し、この値を $\Delta \nu$ とする。また、各光送信器からの光信号の光受信器における平均受光パワーも全て等しいものと仮定し、この値を P_r とする。PD は、光信号を電気信号に変換する際、二乗検波を行っている。そのため、光ビート干渉は、PD に入力する N 波の光信号のうち任意の 2 波間で生じる。N 波のうち任意の 2 波を取り得る組合せの数は、 ${}_N C_2$ である。

$${}_N C_2 = \frac{N \cdot (N-1)}{2} \quad (3-12)$$

以上のことから、光ビート干渉による雑音のピーク値は、次式で与えられる。

$$RIN_B|_{peak} = N C_2 \cdot \xi \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta\nu} \cdot 10^{-\alpha/10} \quad (3-13)$$

ここで、 ξ は光信号間の偏波面のカップリングに関する係数であり、0~1 の値を取る。式(3-13)中の α は光信号毎に異なる値となるが、ここでは近似的に等しいと仮定している。

光ビート干渉が生じているときの CNR は、式(2-5)の雑音の項に式(3-13)を足すことによって得られる。その結果は、次式で与えられる。

$$CNR = \frac{(1/2) \cdot (m \cdot I_{PD})^2}{B \cdot [I_{PD}^2 \cdot (N \cdot RIN_{LD} + RIN_B) + 2eN \cdot I_{PD} + i_n^2]} \quad (3-14)$$

式(3-14)の計算結果を図 3-3 中の実線で示す。なお、計算に用いたパラメータは、 m が 80 %、 η が 0.8[A/W]、 P_r が -20[dBm]、 i_n が 15[pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$]、 ξ が 0.25、 $\Delta\nu$ が 30[MHz]、 α が 10[dB]である。計算結果が実験結果にほぼ一致することがわかる。

3-3 光スペクトル拡散変調方式(単極性 AM 方式)の提案とその効果

筆者は、光ビート干渉雑音を低減する方法として、単極性 AM 方式と名付けた新しい光スペクトル拡散変調方法を提案した[7,8]。この方法は、直流信号を付加した副搬送波信号と直流信号を付加した高周波信号を掛け合わせ、その積を LD に入力して光伝送するものである。この方法によれば、クリッピングを発生させることなく、副搬送波信号と高周波信号のそれぞれの変調度を最大 100 %まで設定できる。

本節では、単極性 AM 方式の原理について説明するとともに、単極性 AM 方式が従来の信号重畳方式に比べ、光信号のスペクトル分布をより広げ、ピークレベルを下げることを理論的および実験的に示す。加えて、単極性 AM 方式の利点および欠点を説明する。

3-3-1 単極性 AM 方式の原理

図 3-4 に、SCM アクセスシステムの構成および提案した単極性 AM 方式を有する光送信器の構成を示す。光送信器 Tx-1、Tx-2 ~ Tx-N における副搬送波信号の周波数をそれぞれ $f_1, f_2 \sim f_N$ とする。これらの副搬送波信号がベースバンド映像信号やデータ等で AM あるいは FM される。各光送信器では、周波数が $f_k (k=1 \sim N)$ の副搬送波信号と周波数が $f_H (f_H \gg f_k)$ の高周波信号に別々に直流成分を付加し、両者の積を取る。この操作を筆者は、単極性 AM と呼ぶことにした。この単極性 AM 信号を電流信号に変換し、LD に入力して出力光を直接光強度変調する。LD から出力される光信号 $P(t)$ は次式で与えられる。

$$P(t) = P_0 \cdot \{1 + m_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)\} \cdot \{1 + m_H \cdot \cos(2\pi f_H t + \phi_H)\} \quad (3-15)$$

ここで、 P_0 は光信号の平均パワー、 m_1 と ϕ_1 は副搬送波信号のそれぞれ光変調度と位相、 m_H と ϕ_H は高周波信号のそれぞれ光変調度と位相を示す。光受信器では、各光送信器からの光信号を電気信号に変換し、チューナで副搬送波が $f_1, f_2 \sim f_N$ のうちい

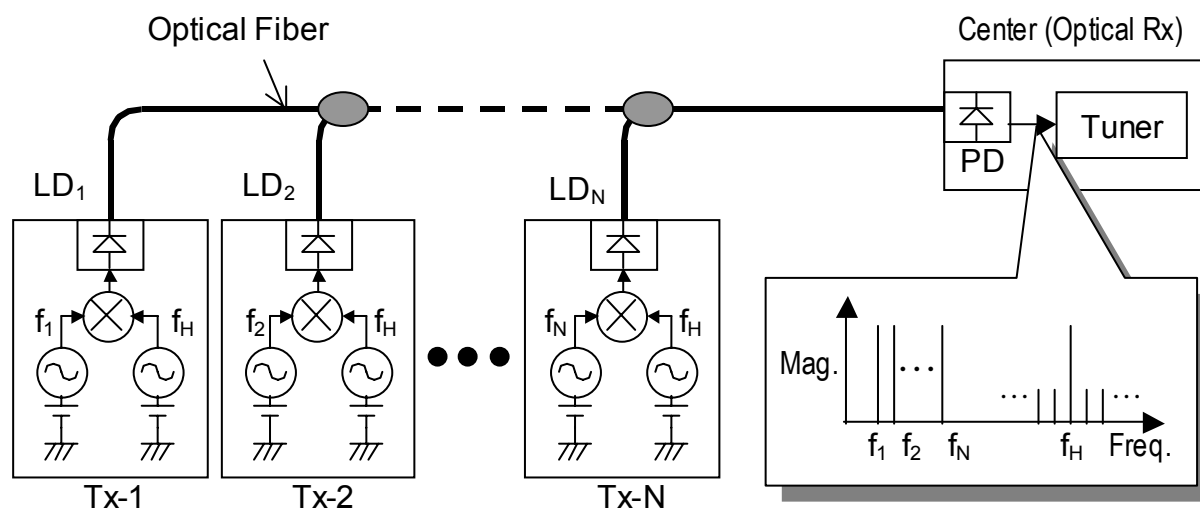


図3-4 SCMアクセスシステムの構成

ずれかの信号を選択し復調する。

時間波形 $P(t)$ の計算結果の一例を図 3-5(a) に示す。ただし $f_1 = 200[\text{MHz}]$ 、 $m_1 = 100\%$ 、 $f_H = 1.6[\text{GHz}]$ 、 $m_H = 100\%$ とした。なお、右側の図は、スペクトルを模式的に示したものである。時間波形を見ると、AM 変調された信号波形の上半分のような波形になっていることがわかる。そこで、筆者は、式(3-15)で表される変調方式を単極性 AM(Uni-Polar AM: UPAM)方式と呼ぶことにした。 m_1 と m_H がともに 100% であってもクリッピングが生じていないことがわかる。

なお、参考として、図 3-5(b) に副搬送波信号 f_1 の時間波形とスペクトル、図 3-5(c) に従来の高周波信号重畳方式の場合の時間波形とスペクトルをそれぞれ示す。図 3-5(b) では、副搬送波信号の光変調度が 100% の場合について示している。図 3-5(c) では、重畳する高周波信号の周波数 f_H は図 3-5(a) と同じであり、光変調度は副搬送波信号、高周波信号ともに 50% である。図 3-5(c) の高周波信号重畳方式の時間波形を見ると明らかなように、副搬送波信号の光変調度と高周波信号の光変調度の和が 100% を超えると、波形は 0 を下回りクリッピングが起こってしまう。

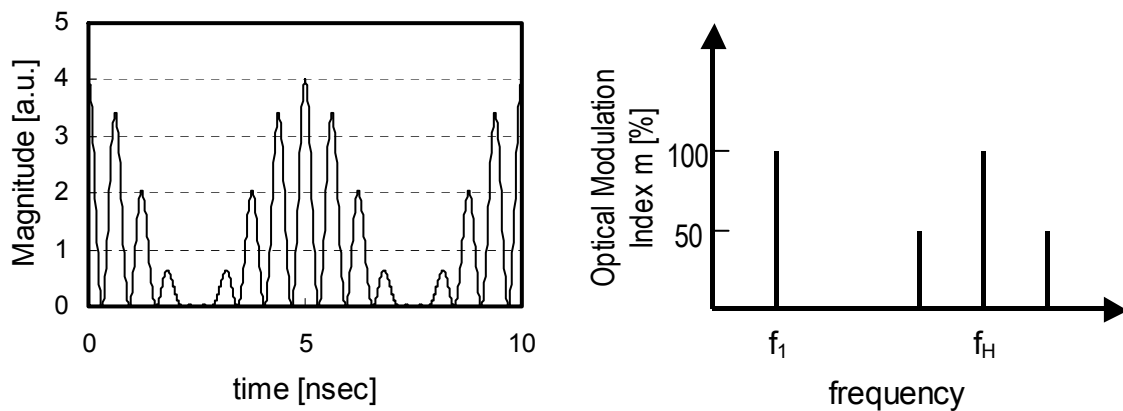


図3-5(a) 単極性AM方式における光信号の時間波形とこの波形に対するスペクトル

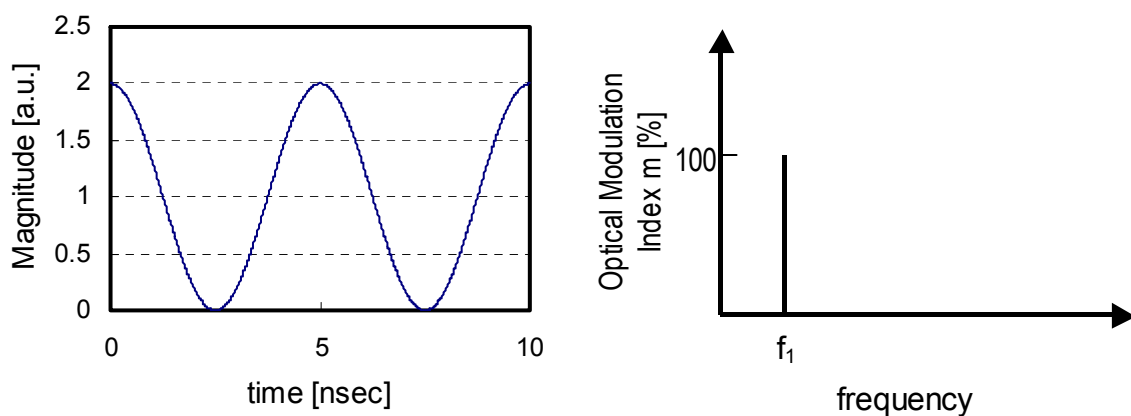


図3-5(b) 副搬送波信号入力時の光信号の時間波形とこの波形に対するスペクトル

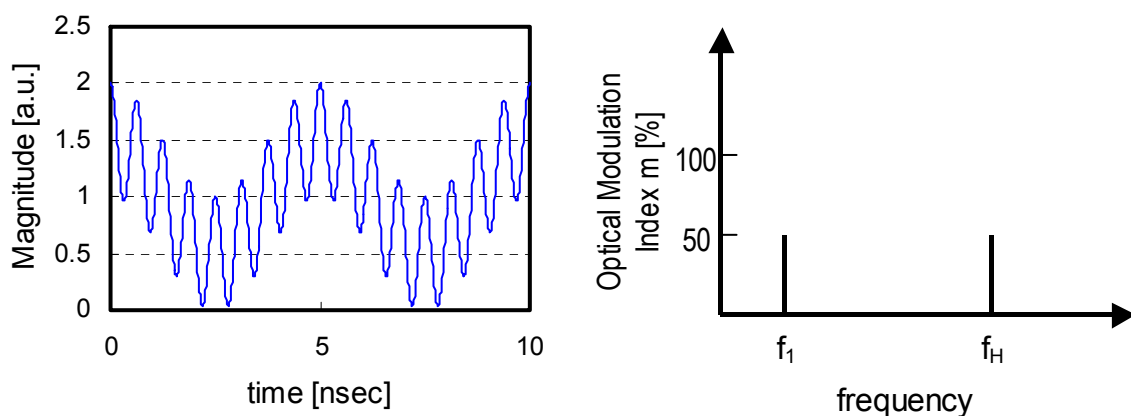


図3-5(c) 高周波信号重畳方式の光信号の時間波形とこの波形に対するスペクトル

3-3-2 解析

先ず、変調時の光信号のスペクトル分布について検討する。LD を直接強度変調すると、光の振幅変調とチャープイングの両方の効果で光信号のスペクトル分布が決まるが、チャープイングの効果が一般に支配的である。従って、以下の解析ではチャープイングの効果によるスペクトル分布の広がりについて検討する。単極性 AM 信号で変調したときの光送信器 Tx_1 からの光信号の電界 $E(t)$ は、次式で与えられる。

$$E(t) = E_0 \cdot \cos[2\pi\nu t + \beta_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) + \beta_H \cdot \sin(2\pi f_H t + \phi_H) + \beta_+ \cdot \sin\{2\pi(f_H + f_1)t + (\phi_H + \phi_1)\} + \beta_- \cdot \sin\{2\pi(f_H - f_1)t + (\phi_H - \phi_1)\} + \Psi] \quad (3-16)$$

ここで、 E_0 は電界の振幅値、 ν は中心光周波数、 Ψ は光の位相を示す。また、 β_1 、 β_H 、 β_+ 、 β_- はチャープイングによる変調指数で、それぞれ次式で与えられる。

$$\beta_1 = \gamma \cdot \Delta I_b \cdot m_1 / f_1 \quad (3-17a)$$

$$\beta_H = \gamma \cdot \Delta I_b \cdot m_H / f_H \quad (3-17b)$$

$$\beta_+ = \gamma \cdot \Delta I_b \cdot m_H \cdot m_1 / \{2(f_H + f_1)\} \quad (3-17c)$$

$$\beta_- = \gamma \cdot \Delta I_b \cdot m_H \cdot m_1 / \{2(f_H - f_1)\} \quad (3-17d)$$

ここで、 γ は LD のチャープ効率、 ΔI_b はバイアス電流としきい値電流の差を示す。

次に、光信号のスペクトル分布のピーク値が変調によって減少する割合について検討する。

無変調時の光信号のスペクトル線幅を $\Delta \nu_1$ とすると、無変調時の光信号のスペクトル分布のピーク値 S_0 は、式(3-3)から、次式で与えられる。

$$S_0 = (2/\pi) \cdot P_0 / \Delta \nu_1 \quad (3-18)$$

この解析において、 $\Delta \nu_1 \ll f_1$ とすると、変調時の光信号のスペクトル分布のピーク値 S_1 は、式(3-5)と同様、近似的に次式で与えられる。

$$S_1 = S_0 \cdot 10^{(-\alpha_{UPAM}/10)} \quad (3-19)$$

ただし、 α_{UPAM} は無変調時に対する変調時の光スペクトルのピーク値の減衰量を示し、次式で与えられる。

$$\alpha_{UPAM} = -10 \cdot \log(\max[A_j]) \quad (3-20)$$

ただし、

$$A_j = \{J_{N1}(\beta_1) \cdot J_{NH}(\beta_H) \cdot J_{N+}(\beta_+) \cdot J_{N-}(\beta_-)\}^2 \quad (3-21)$$

式(3-20)中の $\max[A_j]$ は、 A_j の最大値を与える関数である。式(3-21)において、 $N1$ 、 NH 、 $N+$ 、 $N-$ は、負でない整数とする。また、 $J_k(\beta)$ は β を変数とする k 次のベッセル関数を示す。式(3-20)は、次のように変形することができる。

$$\begin{aligned} \alpha_{UPAM} = & -10 \cdot \log(\max[J_{N1}^2(\beta_1)]) - 10 \cdot \log(\max[J_{NH}^2(\beta_H)]) \\ & - 10 \cdot \log(\max[J_{N+}^2(\beta_+)]) - 10 \cdot \log(\max[J_{N-}^2(\beta_-)]) \end{aligned} \quad (3-22)$$

図 3-6 は、幾つかの次数 k に対するベッセル関数の 2 乗の値を示す。この図から分かるように、任意の次数 k に対してベッセル関数は、近似的に次のような式に変形できる。

$$\max[J_k^2(\beta)] \approx \begin{cases} 1 & (0 \leq \beta < 2/\pi) \\ 2/(\pi\beta) & (2/\pi \leq \beta) \end{cases} \quad (3-23)$$

周波数が f_1 の副搬送波信号のみを LD に入力した場合(図 3-5(b)参照)、LD が無変調時の光スペクトル分布のピーク値に対する変調時のピーク値の減衰量を α_{1ch} と置くと、 α_{1ch} は次式で与えられる。

$$\alpha_{1ch} = -10 \cdot \log(\max[J_{N1}^2(\beta_1)]) \quad (3-24)$$

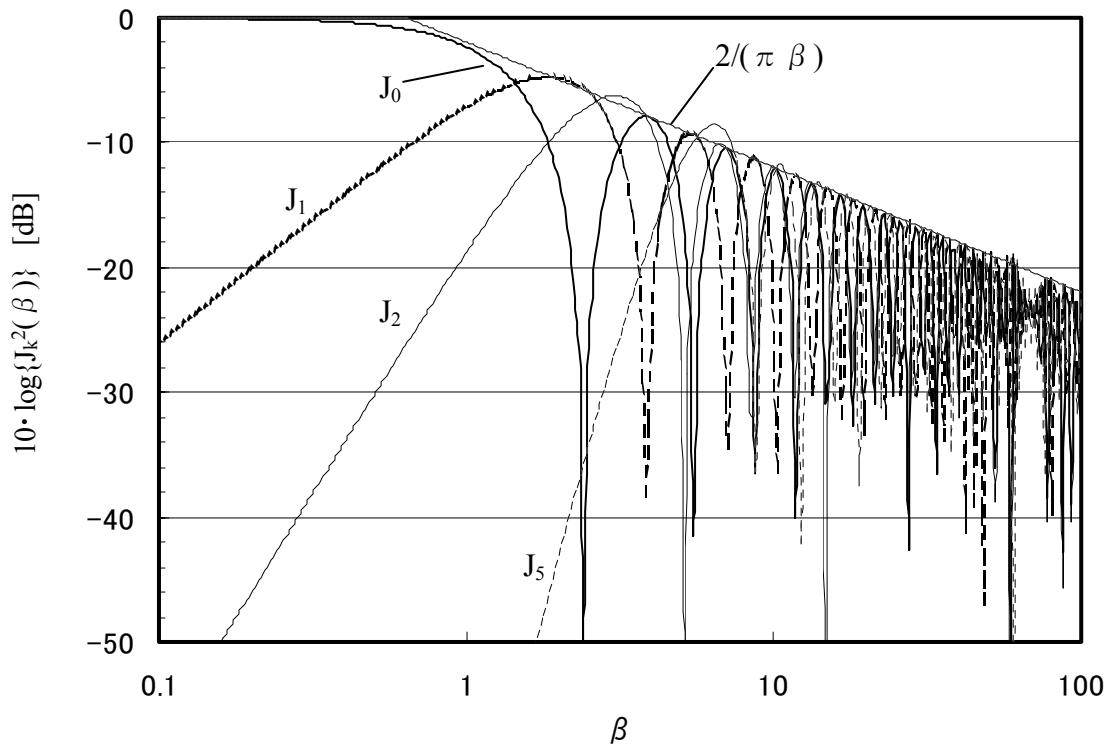


図3-6 ベッセル関数の大きさと近似式の値

また、従来の高周波重畳方式の場合(図 3-5(c)参照)の光スペクトルのピーク値の減衰量 α_{SI} は次式で与えられる。

$$\alpha_{SI} = -10 \cdot \log(\max[J_{N1}^2(\beta_1)]) - 10 \cdot \log(\max[J_{NH}^2(\beta_H)]) \quad (3-25)$$

上記の α_{UPAM} や α_{1ch} 、 α_{SI} の値を式(3-11)に代入すれば、各方式に対応した RIN_B や CNR の値を計算することができる。

各 α の値が大きいほど、 RIN_B は小さくなる。式(3-22)、(3-24)および(3-25)から分かるように、減衰量 α_{UPAM} が α_{1ch} や α_{SI} に比べ、 $J_k^2(b)$ の項を最も多く含んでいる。また、 $J_k^2(\beta)$ の値は、1 以下である。以上のことから、 α_{UPAM} の値が α_{1ch} や α_{SI} に比べ最も大きくなることが予想される。計算結果を次に示す。

3-3-3 計算および実験結果

1.3 μ m 帯 DFB-LD を用いて、上で述べた単極性 AM 方式や高周波信号重畳方式あるいは副搬送波信号のみにおけるそれぞれの光信号のスペクトル分布を測定した。なお、光スペクトル分布の測定は、狭スペクトル線幅の外部共振器型 LD を用いてヘテロダイン検波して求めた。

図 3-7 は、DFB-LD の無変調状態における光信号のスペクトル分布を示す。なお、主モードから 2GHz 間隔で見られるサイドモードは、外部共振器型 LD で生じているものである。

図 3-8(a)は、単極性 AM 方式における光信号のスペクトル分布、(b)は副搬送波信号のみを LD に入力した場合の光信号のスペクトル分布、(c)は高周波信号重畳方式における光信号のスペクトル分布を示す。なお、(b)の副搬送波信号のみを LD に入力した場合のパラメータは、副搬送波信号の周波数が 200[MHz]、光変調度が 100 %とした。(c)の高周波信号重畳方式の場合のパラメータは、副搬送波信号および高周波信号の周波数がそれぞれ 200[MHz]と 1.6[GHz]、光変調度がともに 50 %とした。また、(a)の単極性 AM 方式の場合のパラメータは、副搬送波信号および高周波信号の周波数がそれぞれ 200[MHz]と 1.6[GHz]、光変調度がともに 70 %とした。これらの図から、(a)の単極性 AM 方式におけるスペクトル分布が最も広がり、ピーク値が減少していることが分かる。

副搬送波信号の光変調度 m_1 に対する光スペクトルのピーク値における減衰量 α の関係の測定結果を図 3-9 に示す。図中、●及び▲、■はそれぞれ単極性 AM 方式の場合及び高周波重畳方式の場合、副搬送波信号のみの場合の実験結果である。実線は、3-3-2 項における数式から求めた計算結果である。それぞれの方式において、計算結果と実験結果が良く一致していることが分かる。この図から、高周波重畳方式に比べ単極性 AM 方式の方が、 α の値が 5~8dB 良いことが分かる。

なお、単極性 AM 方式において、 m_1 の値が 35 %を超えると α の値が減少している。その理由は、副搬送波信号によるスペクトルの広がりが 1.6[GHz]以上になり、1.6[GHz]の高周波信号によるスペクトルの分布と重なったためである。

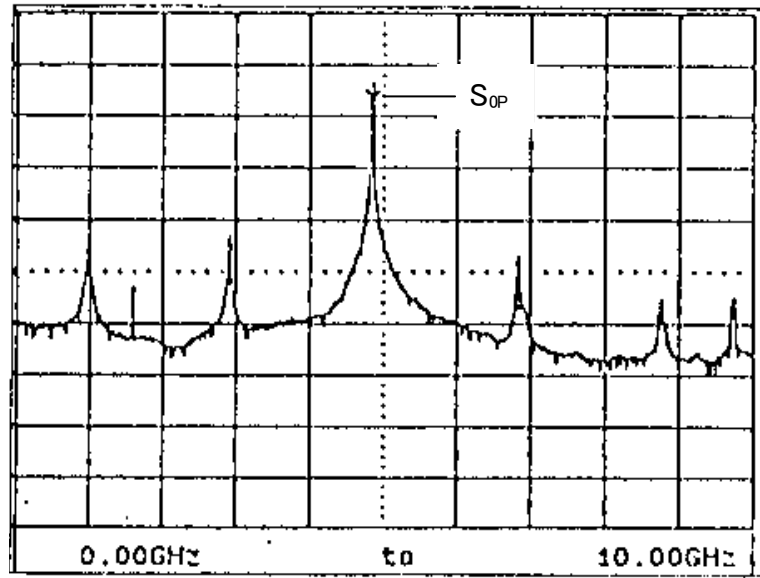


図3-7 DFB-LDの無変調状態における光信号のスペクトル分布

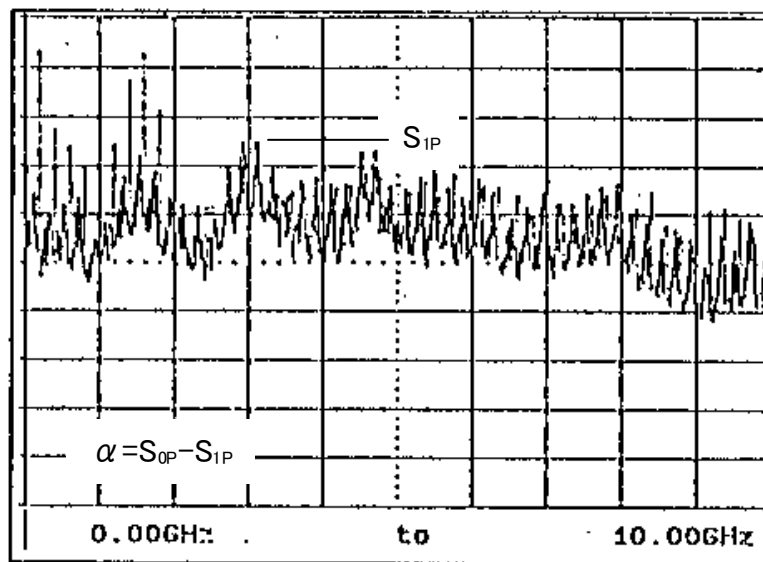


図3-8(a) 単極性AM方式における光信号のスペクトル分布

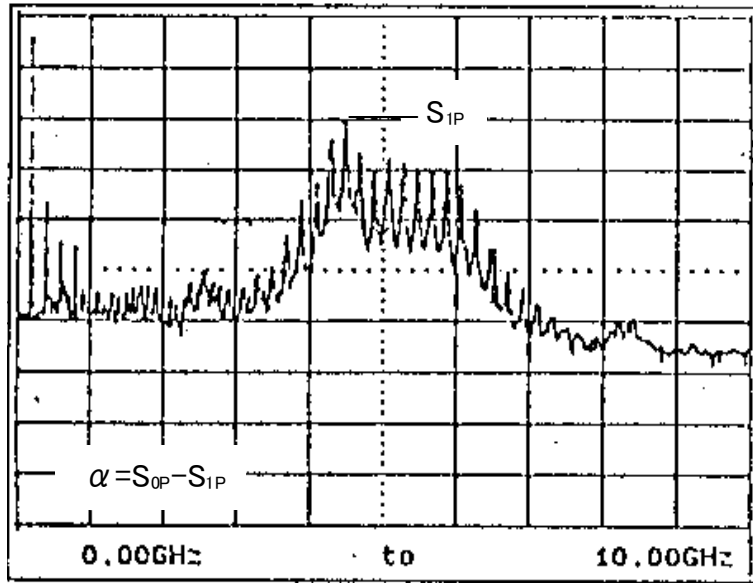


図3-8(b) 副搬送波信号のみを入力したときの光信号のスペクトル分布

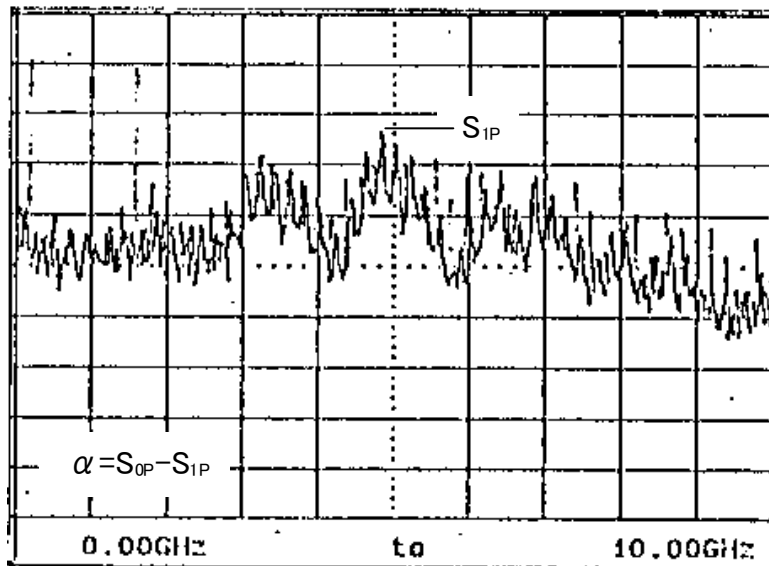


図3-8(c) 高周波信号重畳方式における光信号のスペクトル分布

3-3-4 考察

単極性 AM 方式の特徴は、次の通りである。

(1)本方式による CNR の値が、副搬送波信号のみを伝送する場合や高周波重畳方式の場合に比べ良い。その理由は、副搬送波信号の光変調度および高周波信号の光変調度をともに 100 %まで設定することができるからである。高周波重畳方式と比較すると、平均光パワーが同じ場合に、副搬送波信号の光変調度を大きくできるので受信後の副搬送波信号のキャリアレベルが上がる。また、2つの信号の光変調度を大きくできるので光ビート干渉雑音が下がる。この2つの効果から、単極性 AM 方式では、CNR の値が良くなる。

(2)単極性 AM 方式では、光信号のスペクトル分布を非常に大きく広げることができることから、光伝送路上の多重反射に起因する雑音[9]や伝送歪み[10,11]を抑圧することができる。

(3)光受信器では、副搬送波信号成分のみを抽出すればよいので、従来の副搬送波信号のみを伝送する場合に使用していた光受信器をそのまま使うことができる。

しかしながら、単極性 AM 方式では、次のような欠点がある。すなわち、副搬送波信号と高周波信号の光変調度をともに 100 %に設定した場合、光信号のピーク値は、光信号の平均値の4倍に達する。そのため、単極性 AM 信号を生成する回路や LD を駆動する増幅器は、線形性の良いものが必要である。

光ビート干渉雑音をさらに低減させるには、高周波信号の周波数における LD のチャープ効率を上げる、さらに高周波の信号を掛け合わせる等の方法がある。また、副搬送波信号の周波数が数 100MHz 以上で信号帯域が狭い場合、掛け合わせる信号は、高周波でなく低周波であってもよい[12]。副搬送波信号の周波数や帯域幅に応じて掛け合わせる信号のパラメータを決めればよい。

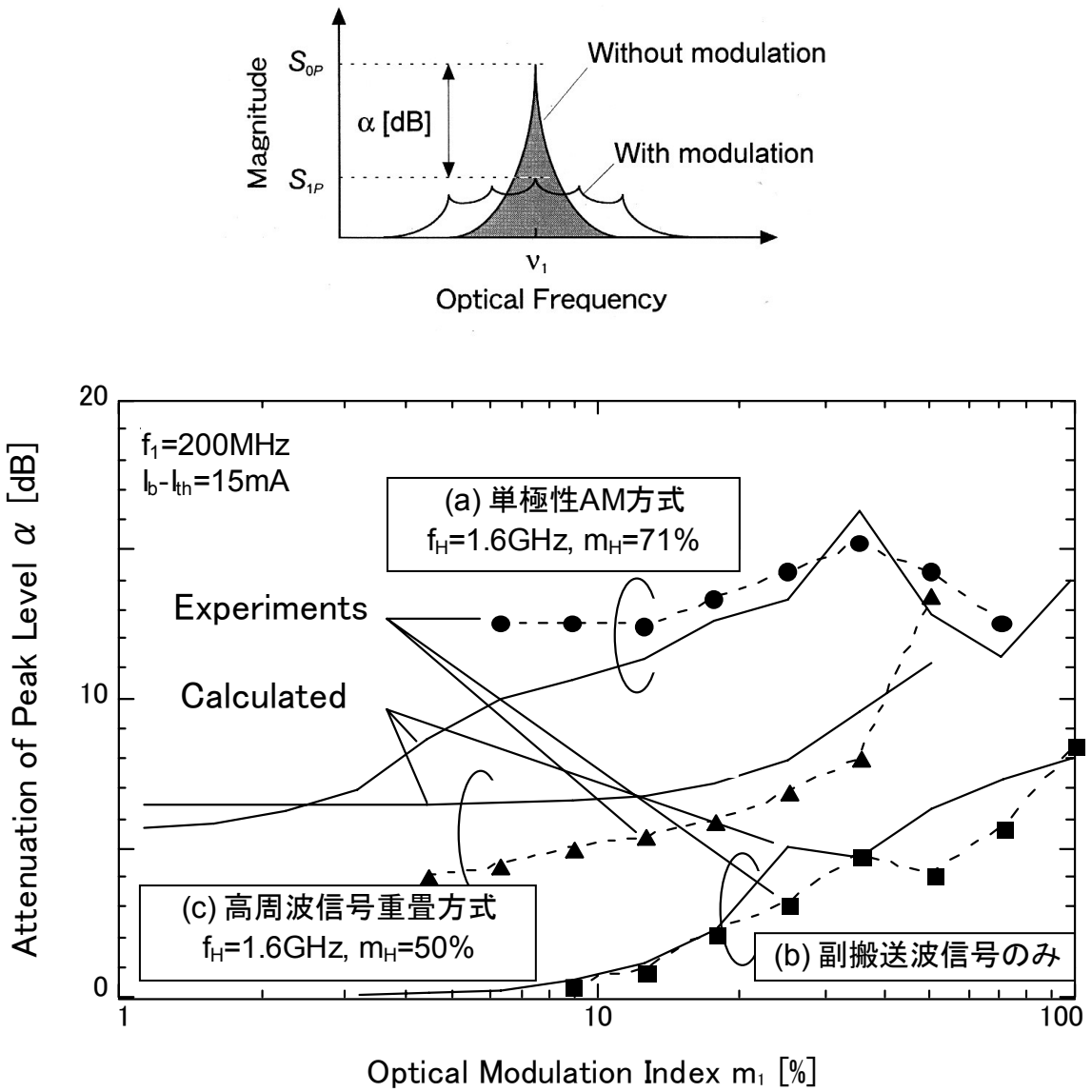


図3-9 光変調度と光スペクトルのピークレベル減衰量の関係

3-4 まとめ

本章では、光ビート干渉による雑音の発生メカニズムを説明し、映像監視システムを例に見た場合、光ビート干渉による雑音が生じると、伝送信号の CNR が急激に劣化し所望の仕様値を下回ってしまうことを示した。また、光ビート干渉による雑音量の計算式の導出を行った。計算結果は、実験結果によく一致することを確認した。

次に、この雑音を低減するために提案した単極性 AM 方式の原理と、光ビート干渉による雑音の低減効果について検討した結果を示した。提案した単極性 AM 方式は、LD を直接強度変調する際の光変調方法に特徴があり、副搬送波信号と高周波信号を互いに乗算する信号処理を行っている。これにより、クリッピングを起こさず副搬送波信号の変調度を下げることなく、高周波信号の変調度を 100 %まで設定できる特徴を有する。

光ビート干渉雑音の低減量を計算及び実験で求め、この方式が従来の高周波重畳方式に比べ、光ビート干渉雑音を 5~8dB 小さくすることができることを示した。

第4章 副搬送波多重光伝送システムの設計

4-1 はじめに

前章では、光ビート干渉による雑音を低減することを目的として、クリッピングを発生させずに重畳信号と副搬送波信号の光変調度をともに 100 %まで設定できる単極性 AM 方式を提案し[1-3]、光ビート干渉雑音が従来の信号重畳方式に比べより低減することを示した。

本章では、単極性 AM 方式を具体的に映像監視システムに適用した際の多重可能な光信号数について理論的に検討した結果を示す。また、 $1.3\mu\text{m}$ 帯 DFB-LD を 10 台用いた多重伝送実験の結果[4,5]を示し、理論結果との比較検討を行うとともに、本方式の有効性を示す。

4-2 システム構成と伝送特性の計算

図 4-1 に、SCM アクセスシステムの構成および提案した単極性 AM 方式を有する光送信器の構成を示す。なお、図中の UPAM とは、単極性 AM を指す。光送信器 Tx-1、Tx-2~Tx-N における副搬送波信号の周波数をそれぞれ f_1 、 $f_2\sim f_N$ とする。これらの副搬送波信号がベースバンド映像信号やデータ等で FM される。なお、本稿では、衛星放送に準拠した BS の信号形態で、映像信号を伝送することを想定している。一般に、BS の信号形態では、副搬送波の周波数間隔は、 $f_L(=38.36[\text{MHz}])$ である。ただし、このシステムでは、ある単極性 AM 信号の第 1 側波信号が隣の単極性 AM 信号に影響を与えないようにするため、副搬送波信号の周波数 f_1 、 $f_2\sim f_N$ は、 $2f_L$ 間隔で配置した。 f_1 は $934.40[\text{MHz}]$ に設定した。光送信器の光源は、全て、単一縦モード発振する光源であり、具体的には DFB-LD を想定している。光源に DFB-LD を使用すれば、伝送品質の観点から、光送信器と光受信器の間の伝送距離は最大 $20[\text{km}]$ まで可能である。

光送信器 Tx-1 の単極性 AM 回路の構成は、次の通りである。

周波数が f_1 の副搬送波信号と周波数が f_L の低周波信号が単極性 AM 回路に入る。

回路内では、先ず、副搬送波信号の振幅を低周波信号で振幅変調する。次に、振幅変調された信号に低周波信号を加算する。得られた信号が単極性 AM 回路から出力される。この信号を DFB-LD で光信号に変換して送出する。LD₁に入る信号電流 $i_1(t)$ は、次式で与えられる。

$$i_1(t) = I_b + I_{AM} \cdot \{1 + m_L \cdot \cos(2\pi f_L t + \phi_L)\} \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + I_{add} \cdot \cos(2\pi f_L t + \phi_L) \quad (4-1)$$

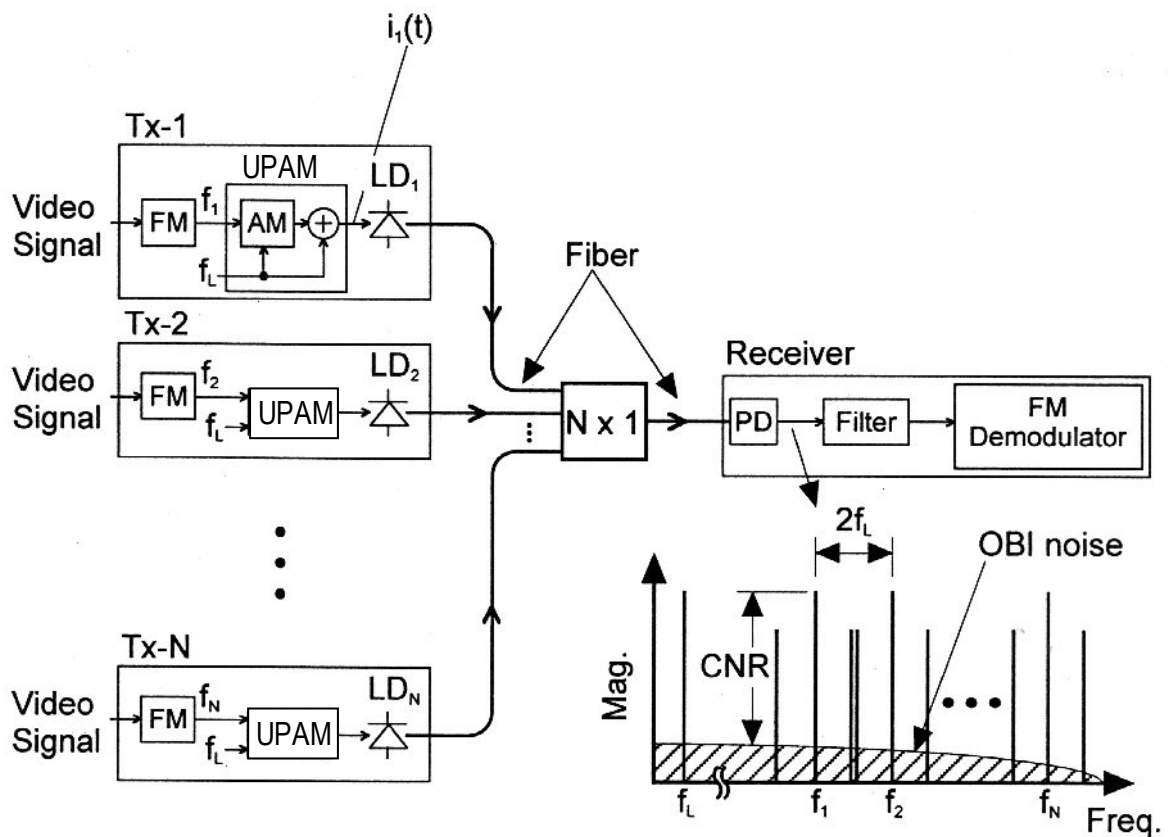


図4-1 SCMアクセスネットワークの構成

ここで、 I_b はLD₁のバイアス電流、 m_L は副搬送波信号を低周波信号で振幅変調した際の変調度、 ϕ_1 と ϕ_L はそれぞれ副搬送波信号と低周波信号の位相を示す。 I_{AM} と I_{add} はそれぞれ振幅変調信号と低周波信号の電流信号振幅値を示す。 I_{AM} と I_{add} は次のように設定する。

$$I_{AM} = \Delta I_b \cdot m_1 \quad (4-2)$$

$$I_{add} = \Delta I_b \cdot m_L \quad (4-3)$$

ただし、 ΔI_b は、LD₁におけるバイアス電流 I_b としきい値電流 I_{th} の差である。また、 m_1 は副搬送波信号の光変調度である。式(4-1)の $i_1(t)$ は、次のように書き直すことができる。

$$i_1(t) = I_{th} + \Delta I_b \cdot \{1 + m_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)\} \cdot \{1 + m_L \cdot \cos(2\pi f_L t + \phi_L)\} \quad (4-4)$$

式(4-4)は、副搬送波信号と低周波信号にそれぞれ直流信号を加算し、両者の積を取った形で表されることがわかる。

信号電流 $i_1(t)$ の時間波形における計算結果の一例を図 4-2 に示す。ただし、 $m_1=100\%$ 、 $m_L=70\%$ とした。

図 4-2 中の挿入図は、 $i_1(t)$ のスペクトル分布を示す。スペクトルは、周波数が f_L 、 f_1 、 f_1-f_L 、 f_1+f_L に生じる。LD₁ に低周波と高周波の 2 つの信号を入力することで、LD₁ から出力される光信号のスペクトル分布の帯域幅を大きく広げることができる。スペクトル分布の帯域幅が広がれば、光信号間の光ビート干渉による雑音のピーク値も下がる。

各光送信器から出力した光信号は、光カップラで足し合わされ、1本のファイバに集められる。センターの光受信器では、集められた光信号を電気の SCM 信号に変換する。そして、チューナで副搬送波周波数が f_1 、 $f_2 \sim f_N$ のうち所望の信号を選択し、復調する。

次に、N 個の光信号が光受信器の PD に入力し、かつ、互いの中心光周波数が近い場合の光ビート干渉による雑音と伝送後の SCM 信号の理論的な CNR について説明する。

各光送信器から出力される光信号の無変調時におけるスペクトル線幅は、全て等しいものと仮定し、この値を $\Delta \nu$ とする。また、各光送信器からの光信号の光受信器における平均受光パワーも全て等しいものと仮定し、この値を P_r とする。光ビート干渉による雑音を RIN に換算した計算式は、第 3 章の式(3-13)で与えられる。

$$RIN_{Beat} = N C_2 \cdot \xi \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta \nu} \cdot 10^{-\alpha/10} \quad (4-5)$$

ここで、上式の α は式(3-20)の α_{UPAM} に置き換えればよい。また、式(3-17)中の m_H は m_L に、 f_H は f_L に置き換えればよい。

図 4-3 は、副搬送波信号の光変調度 m_1 に対する式(4-5)の RIN_{Beat} の計算結果であ

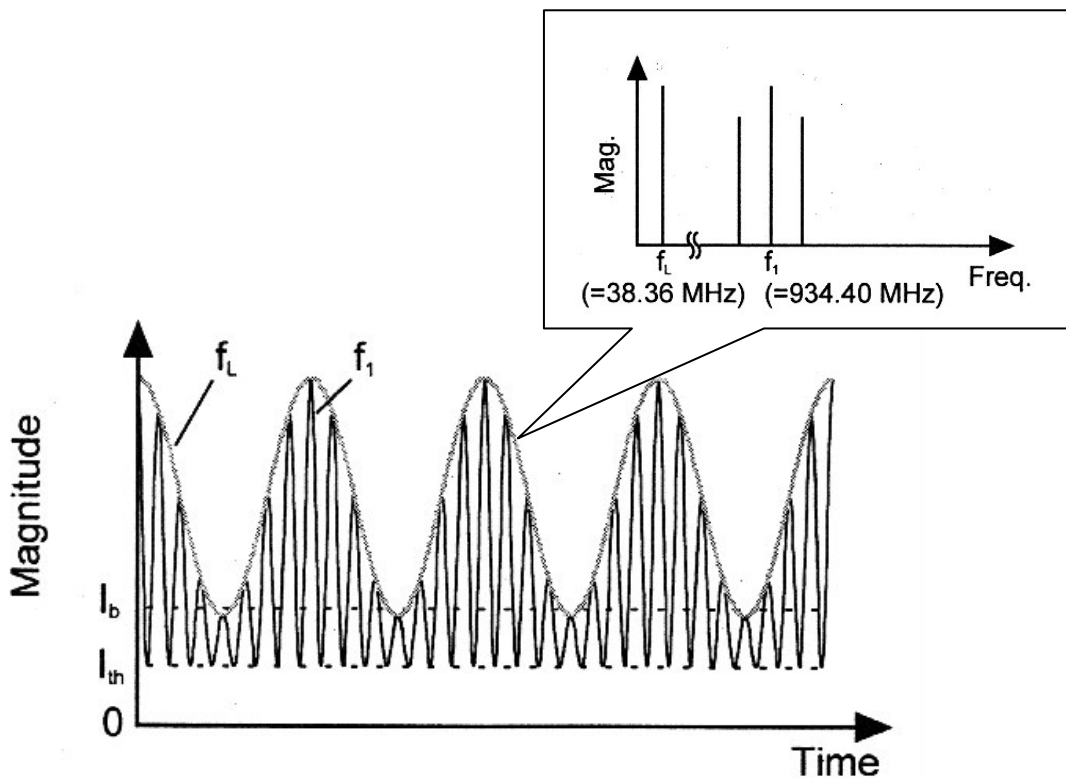


図4-2 LDに入力する信号電流の時間波形とそのスペクトル

る。ただし、LD の単位電流あたりのチャープ量 γ が、180、360 および 540 [MHz/mA] について示している。また、光信号数 N は 2、 m_L は 70 %、 f_L は 38.36[MHz]、 f_1 は 934.40[MHz]、偏波面のカップリング係数 ξ は 0.25、 $\Delta I_b (=I_b - I_{th})$ は 6[mA]、光信号のスペクトル線幅 $\Delta \nu$ は 30[MHz] とした。なお、 ΔI_b 、 $\Delta \nu$ の値及び γ の 180[MHz/mA] は次節の実験で使用した DFB-LD に基づいている。この図に示すように、 m_1 の値が大きくなるに従って、 RIN_{Beat} の値は減少する。また、 m_1 の値が同じ場合でも、チャープ量 γ が大きくなると、 RIN_{Beat} の値は減少する。

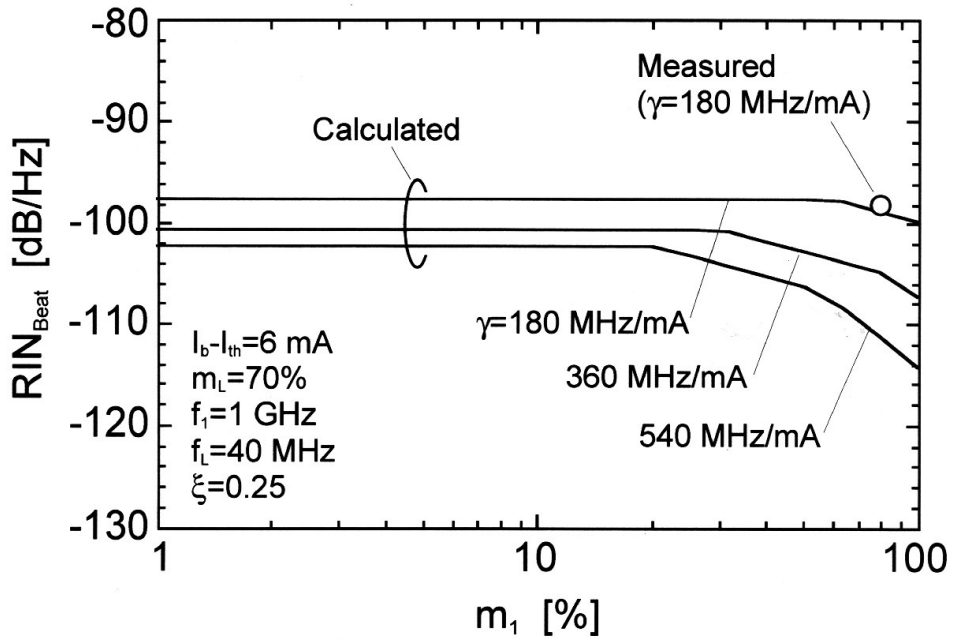


図4-3 光変調度 m_1 に対する RIN_{Beat} の特性(計算)

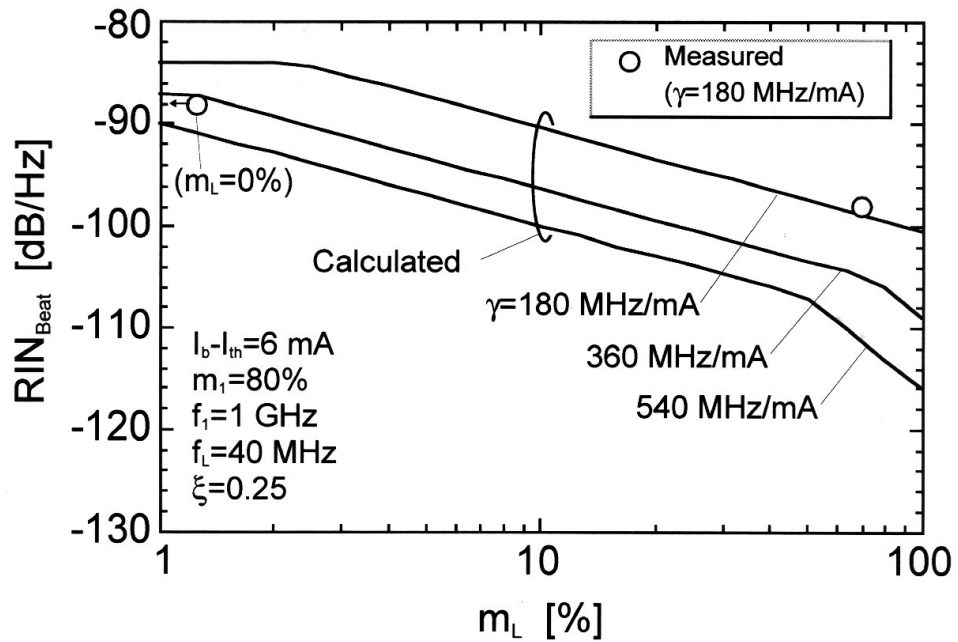


図4-4 光変調度 m_L に対する RIN_{Beat} の特性(計算)

図中の○印は、次節の図 4-8(c)から得られた実験結果を示している。計算結果が実験結果と非常によく一致していることが分かる。

図 4-4 は、低周波信号の光変調度 m_L に対する RIN_{Beat} の計算結果である。ただし、 m_1 は 80 %とした。その他のパラメータは図 4-3 の場合と同じである。図 4-4 から、 m_L が増加するに従って、 RIN_{Beat} が減少することが分かる。図中の○印は、次節の図 4-8 の(b)と(c)から得られた実験結果を示している。 m_L が 0 %では、実験結果と計算結果に 4[dB]の差があるが、概して計算結果は実験結果に一致していることが分かる。

図 4-5 に RIN_{Beat} と光信号のスペクトル線幅 $\Delta \nu$ の関係の計算結果を示す。式(4-5)で示したように、 RIN_{Beat} は $\Delta \nu$ の値に対し逆比例する。

以上のことをまとめると、光送信器の光源である DFB-LD は、チャープ係数がより大きく、スペクトル線幅がより広い方が光ビート干渉による雑音のピークは減少する。チャープ係数が大きい、あるいはスペクトル線幅が広い LD を実現するためには、LD のキャビティ長を短くする、若しくは LD の活性層における光の閉じ込め係数を大きくする等の方法が知られている。

次に、複数の光ビート干渉雑音が副搬送波信号の帯域内に発生した場合の CNR に

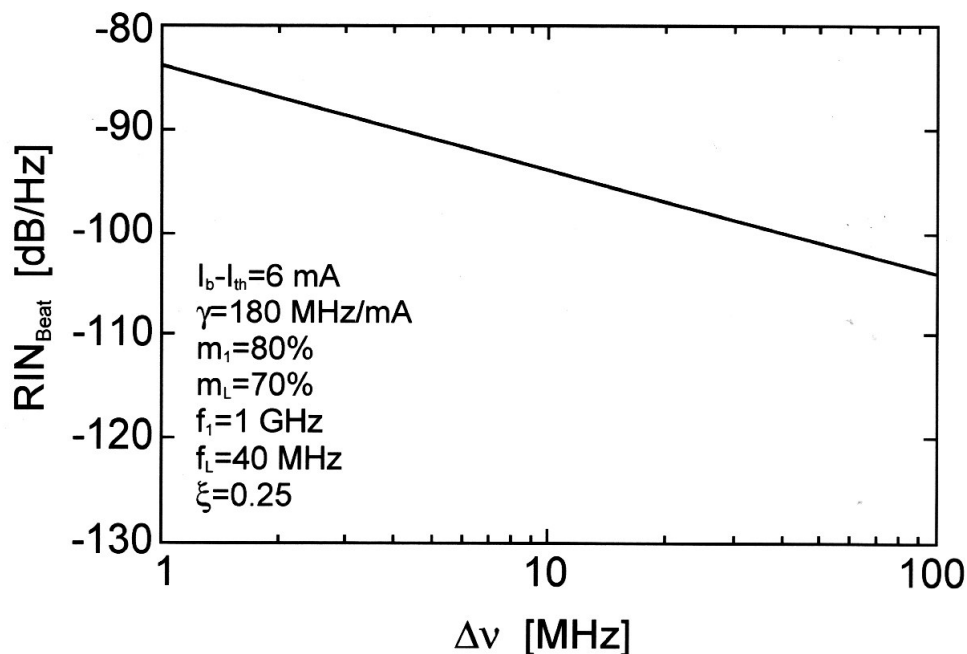


図4-5 光信号のスペクトル線幅 $\Delta \nu$ に対する RIN_{Beat} の特性(計算)

ついて検討する。

光受信器のPDには、N個の光信号が入る。各光信号がPDに入る際の平均受光パワーが互いに等しく、各LDのRINも互いに等しいものとする、ある光送信器からの光信号におけるCNRは、第3章で示した式(3-14)で与えられる。光ビート干渉雑音の大きさが、LDのRINやショット雑音、光受信器におけるプリアンプの熱雑音に比べ十分大きいとき、CNRは近似的に次式で与えられる。

$$CNR = \frac{m_k^2/2}{B \cdot N \cdot C_2 \cdot \xi \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta\nu} \cdot 10^{-\alpha/10}} \quad (4-6)$$

ただし、 m_k はk番目(k=1~N)の副搬送波信号の光変調を示す。Bは信号帯域幅を示す。

式(4-6)を用いた光信号の個数Nに対するCNRの計算結果を図4-6に示す。ただし、用いたパラメータは、図4-3と同様である。 ξ は0.25、チャープ量 γ は180、360、

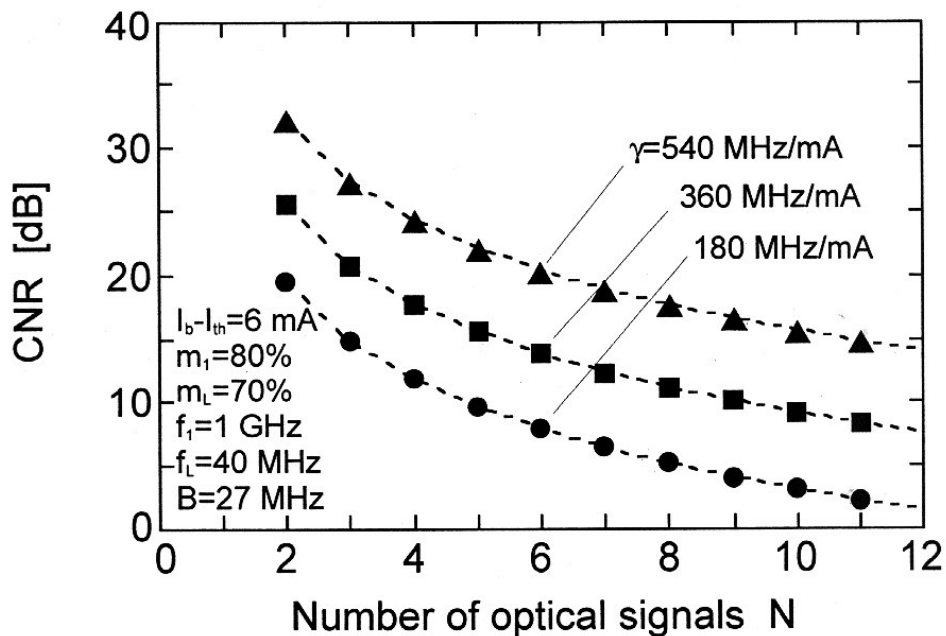


図4-6 光信号の個数Nに対するCNRの関係(計算)

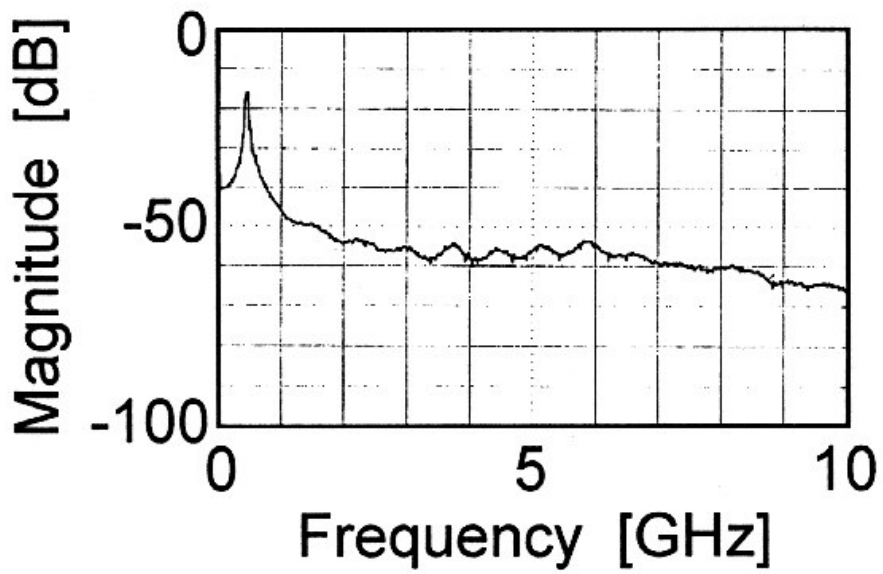
540 [MHz/mA]、低周波信号の光変調度 m_L は 70 %とした。この時の α は、16.5 [dB]であった。

FM 変調した映像信号に対する所望の CNR は 20[dB]以上(所要 CNR \geq 14[dB]とマージン 6[dB])である。図 4-6 から、CNR を 20[dB]以上確保するためには、 γ が 180[MHz/mA]の場合、N は 2 台まで多重可能である。また、 γ が 540[MHz]の場合、N は 6 台まで多重可能になることがわかる。

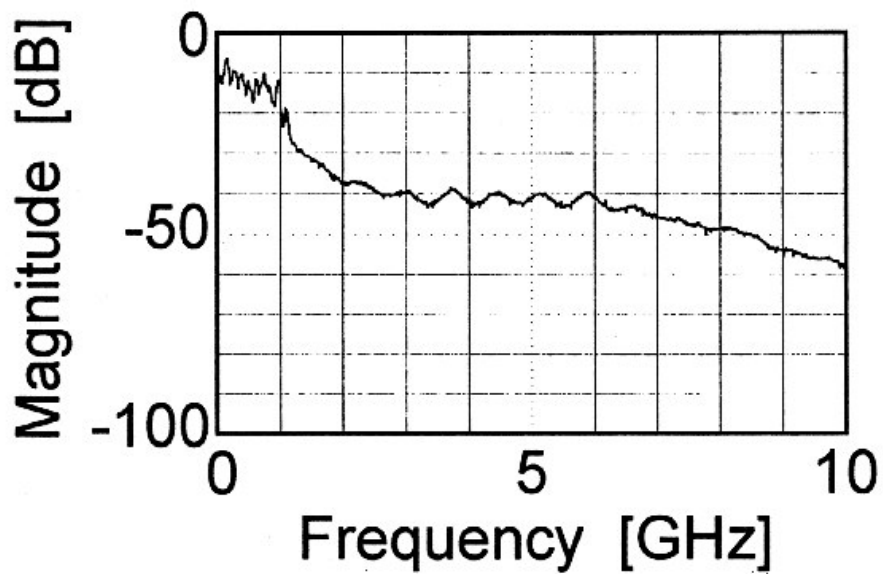
4-3 伝送実験

実験系は、図 4-1 と同様である。光送信器の最大の台数は 10 とし、光カプラは 16 \times 1 の光カプラを使用した。光源は 1.3 μ m 帯 DFB-LD を用いた。なお、LD の無変調時の光スペクトル線幅は 30[MHz]であった。

図 4-7(a)は、LD₁の光信号と LD₂の光信号による光ビートの周波数特性である。図 4-7(b)は、LD₁~LD₁₀の 10 台の LD からの光信号によって生じた光ビートの周波数特性である。なお、どちらの図も全ての LD は、無変調である。PD における各 LD からの光信号の受光パワーは、-10.8 から-11.2[dBm]の範囲である。10 台の LD の無変調時における中心光周波数のばらつきが 1.2[GHz]以内になるように LD の動作温度を制御している。すなわち、任意の 2 台の LD の中心光周波数の差は 1.2[GHz]以内となる。このような光信号の光周波数配置で、発光させる LD の数を順次増やし、それぞれの場合の CNR を測定した。



(a)

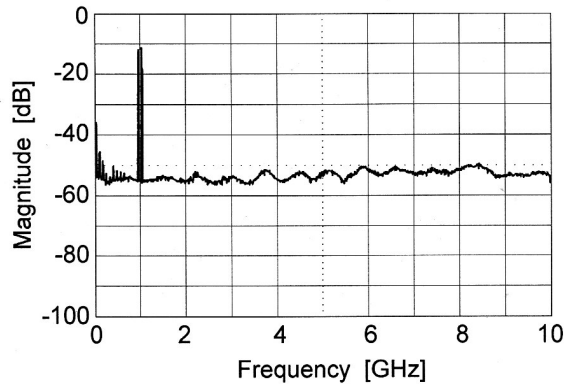


(b)

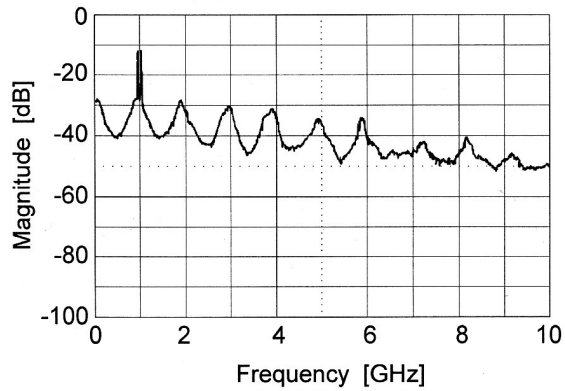
図4-7 1.3 μ m帯DFB-LDによる光ビート干渉のスペクトル分布
(a)は2台のLDの場合、(b)は10台のLDの場合

LD₁とLD₂を動作させたときのPDにおける受信信号のスペクトル分布を図4-8の(a)、(b)、(c)に示す。(a)は、LD₁とLD₂をそれぞれ周波数が934.40[MHz]と1011.12[MHz]の副搬送波のみで変調した場合である。なお、それぞれのLDにおける副搬送波信号の光変調度はともに80%とした。光ビート干渉による雑音は、10[GHz]以上離れた状態である。(b)は、2つのLDをそれぞれ副搬送波信号のみで変調した場合で、かつ、光ビート干渉による雑音が信号帯域内に現れている場合である。(c)は、LD₁とLD₂をともに単極性AM信号で変調した場合の受信後のスペクトル分布である。光ビート干渉による雑音は信号帯域内に現れている。副搬送波信号の周波数は、LD₁が $f_1=934.40$ [MHz]、LD₂が $f_2=1011.12$ [MHz]とした。また、低周波信号の周波数 f_L は38.36 [MHz]とした。それぞれのLDにおいて、副搬送波信号の光変調度は80%に設定し、低周波信号の光変調度は70%近傍になるように設定した。

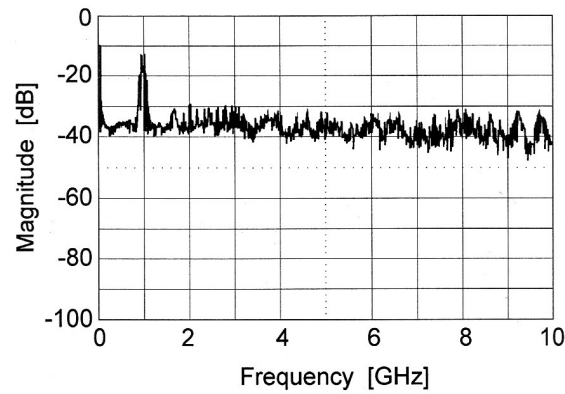
図4-8の(b)と(c)を比較すると、(c)の方が(b)に比べ、雑音が周波数軸上に広がり、ピークが減少していることが分かる。



(a) 光ビート干渉が帯域内に生じていない場合



(b) 光ビート干渉が帯域内に生じている場合
各LDに副搬送波信号のみ入力



(c) 光ビート干渉が帯域内に生じている場合
各LDに単極性AM信号を入力

図4-8 2つの $1.3\mu\text{m}$ 帯DFB-LDの光信号を同時に受信したときのスペクトル分布
2つのLDは、それぞれ934.40MHzと1011.12MHzの副搬送波で変調

図 4-9 は、単極性 AM した光信号の数 N に対する副搬送波信号の CNR の特性である。図中の○印は、実験結果を示す。実験に用いた LD は、光スペクトル線幅 $\Delta \nu$ が 30[MHz]、単位電流当たりのチャープ量 γ が約 180[MHz/mA]である。低周波信号の周波数 f_L は 38.36 [MHz]、副搬送波信号の周波数 $f_1, f_2 \sim f_{10}$ は、それぞれ 934.40、1011.12~1624.88[MHz]である。全ての光送信器において、低周波信号の光変調度 m_L は 70 %、副搬送波信号の光変調度 $m_1 \sim m_{10}$ は 80 %、副搬送波信号の帯域幅は 27[MHz]、偏波面のカップリング係数 ξ は 0.25 である。LD のバイアス電流としきい値電流の差 ΔI_b は、各 LD でばらつきがあるが、およそ 7.3[mA]である。図中の各 N に対する CNR のばらつきは、各副搬送波信号の測定結果のばらつきによる。

図中の 3 本の線は、チャープ量 γ が 180、360、及び 540[MHz/mA]のときの式(4-6)の計算結果を示す。 γ が 180[MHz/mA]のとき、計算結果が実験結果によく一致していることが分かる。

単極性 AM 方式の効果を比較するため、各 LD に副搬送波信号をそれぞれ 1 波だけ

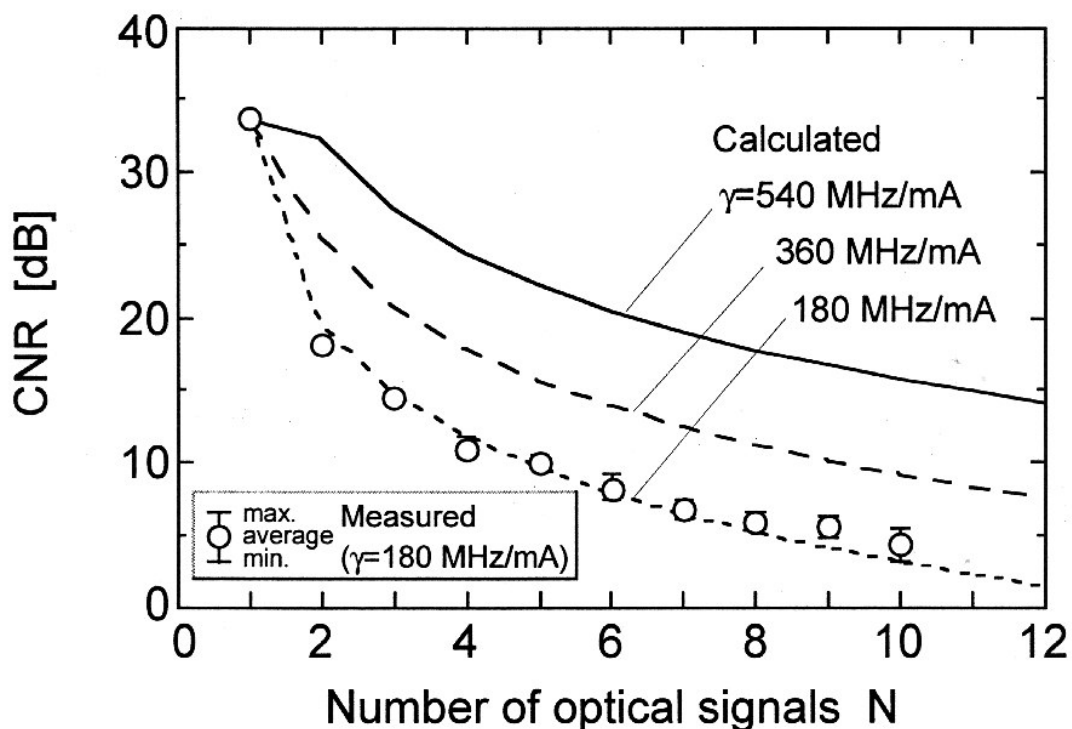


図4-9 光信号の数 N に対するCNRの特性 (各LDは単極性AM信号を入力)

入力し、光信号の数 N に対する CNR を測定した。その結果が第 3 章の図 3-3 である。図 3-3 と図 4-9 を比較すると、両者とも N が 1 から 2 に増えた時点で CNR が急激に劣化する。しかし、図 4-9 の方が劣化する量が小さい。FM 変調した映像信号の所望の CNR は 20[dB] 以上である。図 3-3 の副搬送波信号のみを伝送した場合、 N が 2 で既に CNR が 20[dB] 以下になってしまうことがわかる。一方、図 4-9 から、単極性 AM 方式を用いると、 N が 2 の場合においても 20[dB] 以上の CNR が得られることがわかる。理論的には、LD の単位電流当たりのチャープ量 γ が 540[MHz/mA] のとき、光信号数が 6 であっても所望の CNR を満たすことが分かる。光信号数が 6 のとき、光ビート干渉の数は 15 に達する。

以上、単極性 AM 方式が同一波長帯光信号多重に有効であることを確認した。また、計算結果が実験結果に良く一致することを確認した。

4-4 まとめ

FM 変調した映像信号の光伝送システムにおいて、単極性 AM 方式を用いた場合の同一波長帯に多重可能な光信号数を理論的に検討するとともに、1.3 μ m 帯 DFB-LD を 10 個用いた多重実験を行った。その結果、実験結果から、副搬送波信号のみを伝送した場合には、LD が 2 台で既に所要 CNR の 20[dB] を下回ってしまうが、単極性 AM 方式を用いると、LD が 2 台の場合においても 20[dB] 以上の CNR が得られることを確認した。また、計算結果と実験結果を比較したところ、両者の特性がよく一致することを確認した。計算結果から、多重数を増やすには、光源として、チャープ量の大きい LD を使用する、あるいは、無変調時における光のスペクトル線幅の広い LD を使用すればよいことを示した。また、LD の単位電流当たりのチャープ量 γ が 540[MHz/mA] のとき、光信号数が 6 であっても所望の CNR を満たすことを示した。光信号数が 6 のとき、光ビート干渉の数は 15 に達する。

以上、単極性 AM 方式が同一波長帯光信号多重化に有効であることを示した。

第5章 ファブリペロー型レーザを用いた

アナログ信号光多重化の実験

5-1 はじめに

第4章では、光源にDFB-LDを用いたSCMアクセスシステムに第3章で示した光スペクトル拡散変調方式を適用すると、光ビート干渉による雑音を低減することができ、多重数を増やすことができることを示した。

映像監視システムで、光源にDFB-LDを使用するのは、映像信号を送出する光送信器と、各光送信器からの映像信号を集約する光受信器との間が数km以上と比較的長い場合である。光伝送路である光ファイバの距離が長くなると、伝送損失が増えるだけでなく、光ファイバのレイリー散乱光がLDへ戻りRINの増加を招くことが知られている[1,2]。DFB-LDは、FP-LDに比べ、高出力であること、光アイソレータを併用するとRINが低く安定であるなどの特徴を有する。そのため、長距離の伝送システムで多用される。

表5-1 光アクセスシステムに使用される光源とその特徴

光源	RIN、伝送歪み特性	長距離伝送特性(5km以上)	デバイスコスト	適用領域
DFB-LD	○	○	×	光送受信間距離が数km以上の道路監視システム、トンネル内携帯電話基地局システムなど
FP-LD	△-×	×	○	ビル内、駐車場内等の限られた空間における監視システム、携帯電話基地局システムなど

○良い、△普通、×悪い

一方、FP-LD は、RIN が反射戻り光量や周囲温度の変化によって変動するが、DFB-LD に比べ安価である。そのため、システムの低コスト化の観点から、伝送距離が最大でも数 km 以内の短距離のシステムに FP-LD は適している。表 5-1 に、光源に DFB-LD と FP-LD を使用したときの特徴の比較をまとめて示す。

この章では、光源に 1.3 μ m 帯 FP-LD を用いた系に、単極性 AM 方式を適用した場合の CNR に関する理論式の導出について説明するとともに、CNR の改善効果を実験的に検証した結果を示す。また、波長が近接した FP-LD からの光信号を 4 波多重した場合においても、FM 変調した映像信号が良好に伝送できたことを示す。

5-2 システム構成

システム構成を図 5-1 に示す。この図は、図 4-1 に示した SCM アクセスシステムと同様である。ただし、5-4 節で説明する実験では、光送信器は 4 台であり、光源は全て 1.3 μ m 帯 FP-LD を使用している。

4 台の光送信器 Tx-1~Tx-4 では、それぞれ 1 波毎に副搬送波信号を伝送する。その周波数 $f_1 \sim f_4$ は、それぞれ 934.40~1164.56 [MHz] で、周波数間隔は、 $2f_L$ ($f_L=38.36$ [MHz]) とする。各副搬送波信号は、BS の信号プロトコルに従って、ベースバンド映像信号で FM 変調されているものとする。伝送品質の観点から、光送信器と光受信器の間の伝送距離は最大で 2 [km] である。

次に、単極性 AM 回路について説明する。

光送信器 Tx-1 において、周波数が f_1 の副搬送波信号と周波数が f_L の低周波数信号が光スペクトル拡散変調回路に入る。回路内では、先ず、副搬送波信号の振幅を低周波信号で振幅変調する。次に、振幅変調された信号に低周波信号を加算する。得られた信号が光スペクトル拡散変調回路から出力される。この信号を LD₁ で光信号に変換して光送信器 Tx-1 から送出する。

LD₁ に入る信号電流 $i_1(t)$ は、第 4 章の式(4-4)と同様で、次式で与えられる。

$$i_1(t) = I_{th} + \Delta I_b \cdot \{1 + m_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)\} \cdot \{1 + m_L \cdot \cos(2\pi f_L t + \phi_L)\} \quad (5-1)$$

ここで、 ΔI_b は LD₁ のバイアス電流としきい値電流の差、 m_1 と ϕ_1 は副搬送波信号の

それぞれ光変調と位相、 m_L と ϕ_L は低周波信号のそれぞれ光変調と位相を示す。

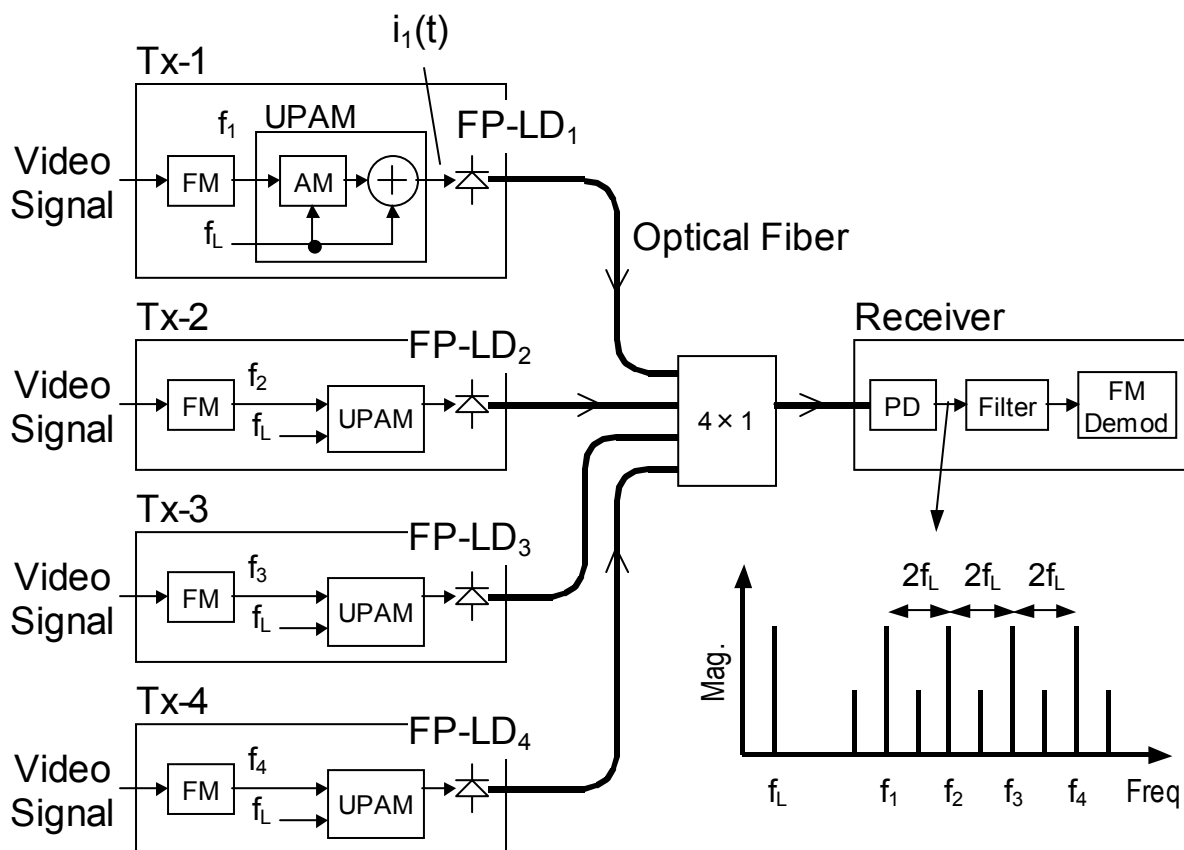


図5-1 SCMアクセスネットワークの構成

FP-LD は、無変調状態においてもマルチモード発振しスペクトルが 2~10 本立っている(図 5-2 参照)。そこに、信号電流 $i_1(t)$ を入力すると、各モードのスペクトルがさらにチャープングによって周波数軸上に広がる。信号電流 $i_1(t)$ のスペクトルは、 f_L 、 f_1 、 f_1-f_L および f_1+f_L の周波数に存在する。FP-LD に低周波信号と高周波信号を同時に入力するため、FP-LD からの光信号のスペクトル帯域幅は効率良く広がる。

各光送信器からの光信号は、4×1 の光カップラで合波され、光受信器に伝送される。光受信器内の PD で、4 つの光信号は電気信号に変換され、SCM 信号が得られる。その後、SCM 信号から所望の副搬送波信号を周波数フィルタで選局し、FM 復調を行って元の映像信号を得る。

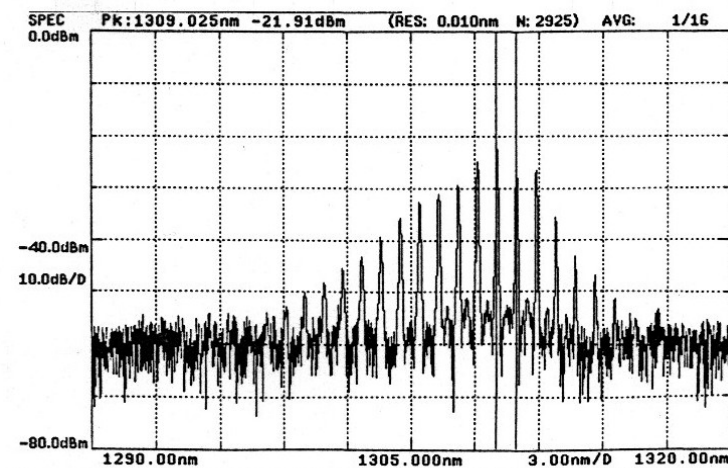


図5-2 1.3 μ m帯FP-LDの光信号のスペクトル分布

5-3 理論解析

図5-2は、1.3 μ m帯FP-LDの代表的な光スペクトル分布を示したものである。なお、この光信号は、無変調の場合である。LDを変調すると発振モードは変わる場合がある。このような光スペクトル分布を有する光信号が複数個集まり、光ビート干渉が生じた場合について、理論的見地から光ビート干渉による雑音量を検討する。ただし、FP-LDでは縦モードの出方が一様でないため計算が煩雑になる。そこで、ここでは、モデルを単純化し、実験に対する目安となる程度に留める。

k番目(k=1~N)の光送信器のFP-LDから出力される光信号の無変調時におけるパワースペクトル密度 $S_k(\nu)$ は、次式で与えられるものとする。

$$\begin{aligned}
 S_k(\nu)|_{no-mod} &= \sum_m P_{km} \cdot D_{km}(\nu) \\
 &= \sum_m \frac{P_{km}}{\pi} \cdot \frac{\Delta\nu/2}{(\nu - \nu_{ckm})^2 + (\Delta\nu/2)^2}
 \end{aligned}
 \tag{5-2}$$

ただし、 $D_{km}(\nu)$ は m 番目の縦モードに対するトータルパワーが1のパワースペクトル密度である。また、 $\Delta\nu$ は各縦モードのスペクトル線幅で、全ての縦モードでスペクトル線幅は等しいものとした。FP-LDの場合、 $\Delta\nu$ の値はバイアス電流や温度で大きく値が変動するが、目安としては100[MHz]程度である。

今、光信号の全パワーを P_k とすると、

$$P_k = \sum_m P_{km} \quad [\text{W}] \quad (5-3)$$

となる。FP-LD に変調信号を入力した場合、各縦モードのパワースペクトル密度 $D_{km}(\nu)$ のピーク値は変化する。また、各縦モードのパワー P_{km} も同時に変化する。

光受信器の PD において、 i 番目及び j 番目の光送信器からの光信号に対する平均受光パワーをそれぞれ $P_{ri}[\text{W}]$ と $P_{rj}[\text{W}]$ とする。 i 番目及び j 番目の光信号のパワースペクトル密度は、式(5-2)と同様に、それぞれ次式で与えられるものとする。

$$S_i(\nu) = \sum_m P_{rim} \cdot D_{im}(\nu) \quad [\text{W/Hz}] \quad (5-4)$$

$$S_j(\nu) = \sum_m P_{rjm} \cdot D_{jm}(\nu) \quad [\text{W/Hz}] \quad (5-5)$$

プリアンプ出力後における光ビート干渉による雑音は、次式で与えられる。

$$N_0(f) = 2\xi_{ij} \sum_m \sum_n \left(\eta^2 \cdot P_{rim} \cdot P_{rjn} \right) \cdot \int D_{im}(\nu) D_{jn}(\nu - f) \cdot d\nu \cdot \left(\frac{R_T^2}{z_0} \right) \quad [\text{W/Hz}] \quad (5-6)$$

ただし、 ξ_{ij} は 2 つの光信号の偏波面のカップリング係数、 η は PD の光電変換効率、 R_T はプリアンプの伝達インピーダンス、 z_0 は特性インピーダンスを示す。

FP-LD の縦モードの数は、LD によっても異なり、1 つの LD でも動作条件によって異なってくる。以下の解析では、計算を簡単にするため、全ての LD において、縦モードの数が M で、各縦モードのパワーが等しいと仮定する。縦モードの光周波数間隔が 2 つの LD で等しいとすると、式(5-6)は、次の様に見えることができる。

$$N_0(f) = 2\xi_{ij} \cdot \frac{\eta^2 \cdot P_{ri} \cdot P_{rj}}{M} \cdot \int D_{im}(\nu) D_{jm}(\nu - f) \cdot d\nu \cdot \left(\frac{R_T^2}{z_0} \right) \quad [\text{W/Hz}] \quad (5-7)$$

上式の $N_0(f)$ のピーク値は、次の様になる。

$$N_0|_{peak} = \xi_{ij} \cdot \frac{\eta^2 \cdot P_{ri} \cdot P_{rj}}{M} \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta\nu} \cdot 10^{-\alpha/10} \cdot \left(\frac{R_r^2}{z_0} \right) \quad [\text{W/Hz}] \quad (5-8)$$

ただし、 α は、光信号のスペクトル分布における無変調時のピーク値に対する変調時のピーク値の減衰量である。

次に、CNR について示す。

式(5-8)において、2つの FP-LD の光出力が等しいものとする。PD 出力後における雑音は、光ビート干渉による雑音が LD の RIN やショット雑音、プリアンプの熱雑音に比べ十分大きいものとする、CNR は次式で与えられる。

$$CNR = \frac{m_1^2/2}{B \cdot \frac{\xi}{M} \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta\nu} \cdot 10^{-\alpha/10}} \quad (5-9)$$

ただし、 m_1 は副搬送波信号の光変調度である。FP-LD が $N(N \geq 2)$ 個のときの CNR は、次式の様に与えられる。

$$CNR = \frac{m_1^2/2}{B \cdot N \cdot C_2 \cdot \frac{\xi}{M} \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta\nu} \cdot 10^{-\alpha/10}} \quad (5-10)$$

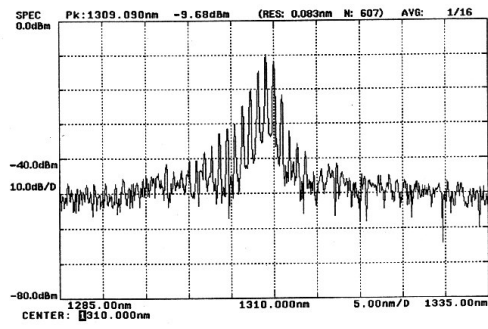
上述した解析では、縦モードの数 M やスペクトル線幅 $\Delta\nu$ などは、全ての FP-LD で同一として計算したが、実際の実験系では FP-LD 毎に異なる。しかし、ここでは、1つの計算の目安として示しておく。

上式で示した CNR の計算式と第4章で示した DFB-LD に対する CNR の計算式(4-6)を比較すると、FP-LD には縦モードの数 M が含まれている。この M が多いほど CNR は改善することが分かる。また、FP-LD は DFB-LD に比べ $\Delta\nu$ が数十から

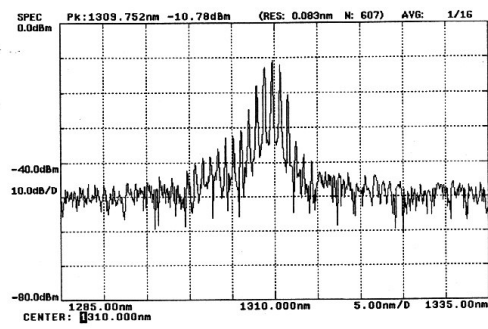
数百倍大きい。以上のことから、LD を波長制御せず伝送距離が比較的短距離なシステムでは、光源に FP-LD を利用する方が光ビート干渉に対して有利であると言える。

5-4 伝送実験

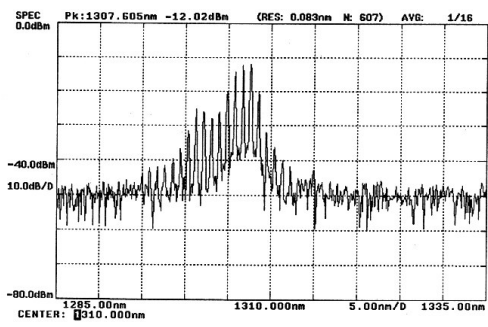
実験に使用した 4 台の $1.3\mu\text{m}$ 帯 FP-LD の各光信号のスペクトル分布を図 5-3(a)～(d)に示す。いずれの FP-LD もマルチモード発振している。次に、PD 出力端をスペクトルアナライザに接続し、FP-LD による光ビート干渉のスペクトル分布の測定を行い、1[GHz]近傍の雑音レベルが最大になるように各 FP-LD の波長を制御した。そのときの PD に入る 4 つの光信号が合成された光スペクトル分布を図 5-4 に示す。図 5-3 の各 FP-LD のスペクトル分布と図 5-4 の合成後のスペクトル分布を見ると、LD のモード間隔は、4 台の LD とともにほぼ等しいことが分かる。波長が同じ個所でのモード同士で光ビート干渉を起こし、それらが足し合わされて PD で雑音として観測される。



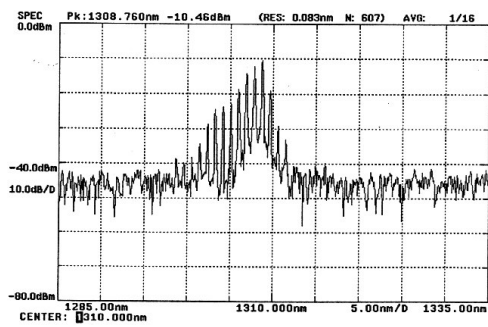
(a) FP-LD₁



(b) FP-LD₂



(c) FP-LD₃



(d) FP-LD₄

図5-3 実験に使用した1.3 μ m帯FP-LDの光スペクトル分布

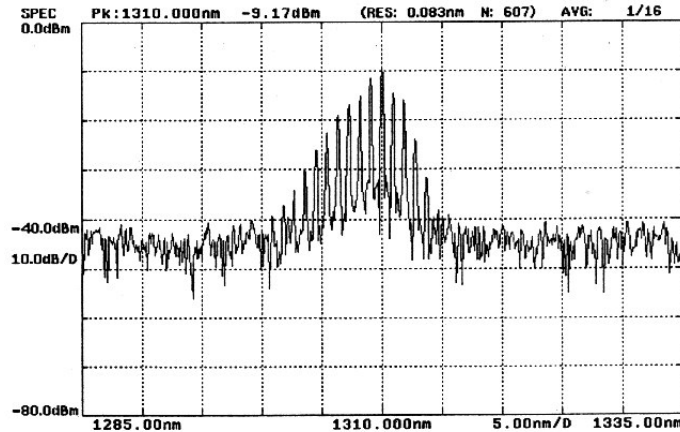
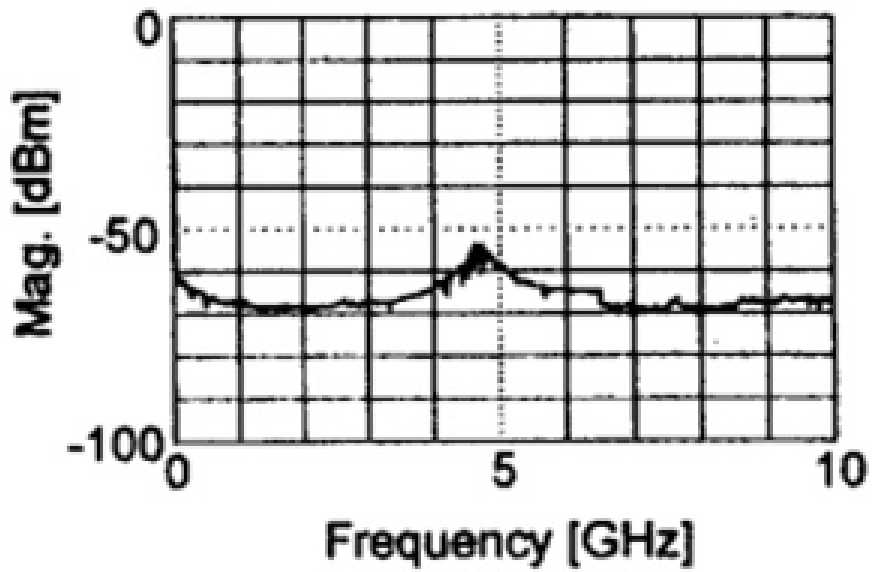


図5-4 4台のFP-LDの光信号を合成したときの光スペクトル分布

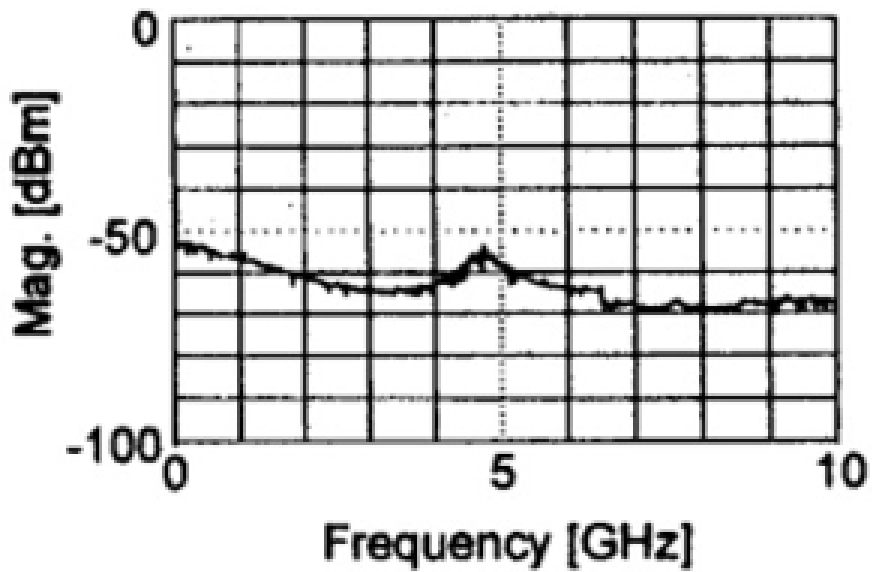
PD から出力される光ビート干渉による雑音の周波数分布を図 5-5 に示す。この測定では、個々の FP-LD からの光信号に対する PD での平均受光パワーは約-8.5dBm であり、FP-LD は無変調とした。

図 5-5(a)は、システム雑音のスペクトル分布を示す。全ての FP-LD の波長は互いに異なり、光ビート干渉は生じていない状態を示す(case1)。図 5-5(b)は、LD₃ と LD₄ の2つの LD の波長が近い時における光ビート干渉のスペクトル分布を示す(case2)。case1 の場合に比べ、3GHz 以下の周波数で雑音が増加していることが分かる。図 5-5(c)は、LD₂ と LD₃、LD₄ の3つの LD の波長が近い時における光ビート干渉のスペクトル分布を示す(case3)。case2 に比べ、5GHz 近傍まで光ビート干渉による雑音が増加していることが分かる。図 5-5(d)は、4つのすべての LD の波長が近い時における光ビート干渉のスペクトル分布を示す(case4)。光ビート干渉による雑音は、他の場合に比べ最大になる。

図 5-6 は、図 5-5(a)～(d)において周波数が 1GHz における雑音の値をプロットし直したものである。この図からも分かるように、波長が近い LD の数が増えるに従って、副搬送波信号の周波数帯で雑音レベルが増加する。

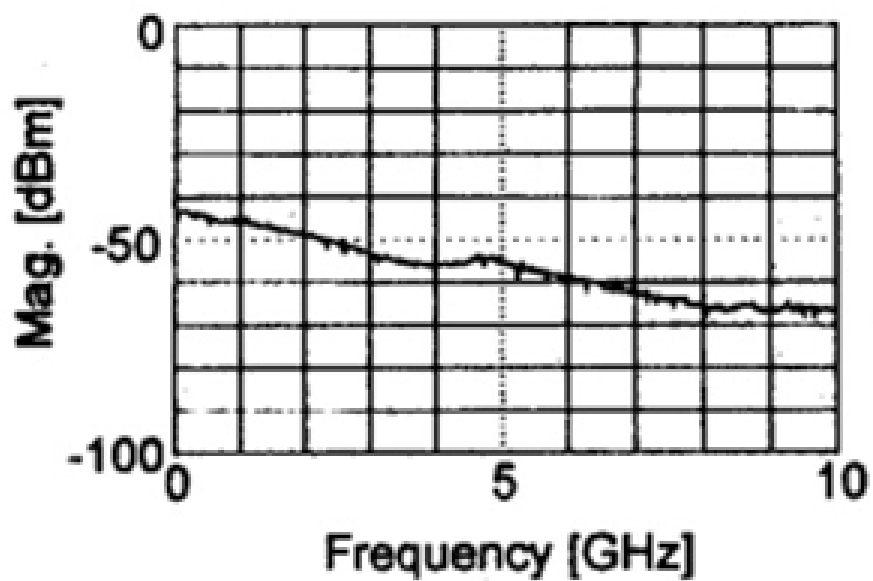


(a) 光ビート干渉が発生していない場合
(Case1)

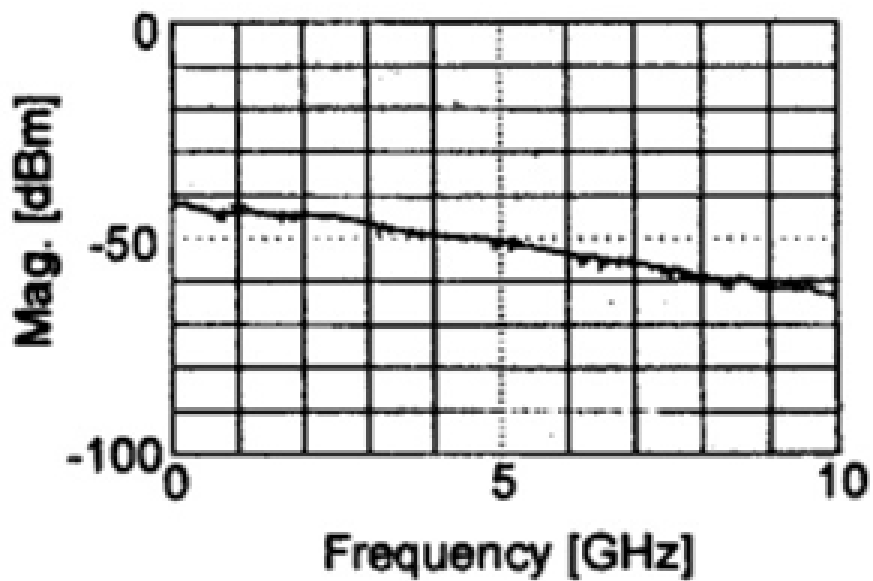


(b) 2台のLDで光ビート干渉が発生
(Case2)

図5-5 PDから出力される雑音の周波数特性(I)



(c) 3台のLDで光ビート干渉が発生
(Case3)



(d) 4台のLDで光ビート干渉が発生
(Case4)

図5-5 PDから出力される雑音の周波数特性(II)

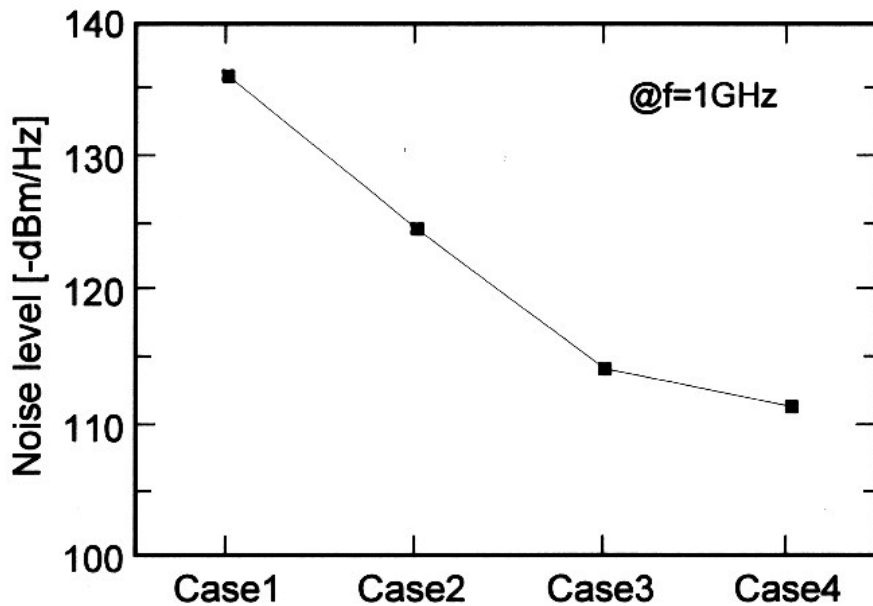


図5-6 各状態における雑音レベルの変化

図 5-7 は、単極性 AM 方式を用いた場合の副搬送波信号における CNR と副搬送波信号のみを伝送したときの CNR の特性を示している。なお、単極性 AM 方式の場合、副搬送波信号の光変調度及び低周波信号の光変調度はそれぞれ 100 % と 70 % である。副搬送波信号のみを伝送したときの副搬送波信号に対する光変調度は 100 % である。

図 5-7 から、case1 では、単極性 AM 方式の場合の CNR と副搬送波信号のみ伝送時の CNR はほぼ等しい。case2 から case4 へと波長が近い LD の数が増え光ビート干渉による雑音が増えるに従って、単極性 AM 方式の場合の CNR と副搬送波信号のみ伝送時の CNR はともに減少する。ただし、単極性 AM 方式の場合の CNR の劣化量は、副搬送波信号のみを伝送した場合の CNR の劣化量に比べ少ない。

FM 変調された映像信号に対する所望の CNR は、一般に、20[dB] 以上である。その内訳は、基本的な要求値の 14[dB] とマージンの分の 6[dB] である。図 5-7 の case4 の場合、単極性 AM 方式における CNR の最小値は 22[dB] であるのに対し、副搬送波信号のみを伝送したときの CNR の最小値は 19[dB] である。すなわち、副搬送波信号のみを伝送した場合、所望の CNR を満たさない場合があるのに対し、単極性 AM 方

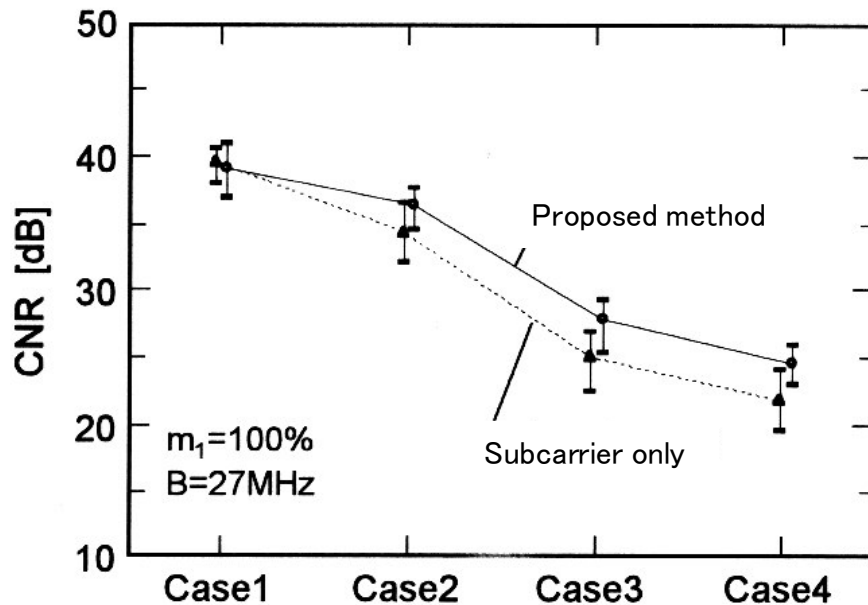


図5-7 各状態におけるCNR特性

式を用いると所望の CNR を満足することができることがわかる。

5-5 まとめ

光源に $1.3\mu\text{m}$ 帯 FP-LD を用いた系に、単極性 AM 方式を適用した場合の CNR に対する理論式の導出を行うとともに、4 台の波長が近接した FP-LD を用いた多重伝送実験を行った。

その結果、理論的には、FP-LD は DFB-LD と異なりマルチモード発振しているため、縦モードの数の分だけ CNR が改善されることを示した。また、FP-LD は DFB-LD に比べ縦モードのスペクトル線幅が数十から数百倍大きい。以上のことから、LD を波長制御せず伝送距離が比較的短距離なシステムでは、光源に FP-LD を利用するほうが光ビート干渉に対して有利であると言える。

SCM アクセス光伝送システムにおいて、波長が近接した FP-LD を 4 台接続した場合においても、提案した単極性 AM 方式を用いれば、CNR は 22[dB]得られ、FM 変

調された映像信号に対する所望の CNR である 20[dB]を満足することを示した。すなわち、提案した単極性 AM 方式が、マルチモード発振する FP-LD 同士の光ビート干渉に対しても効果があることを実験的に示した。

第6章 ベースバンドデジタル信号

光多重化システム

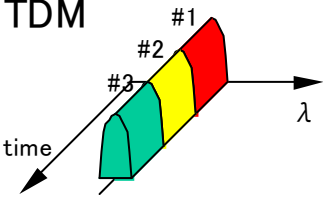
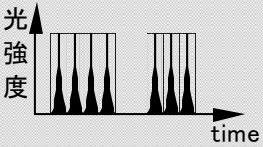
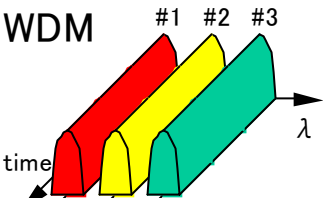
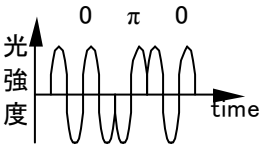
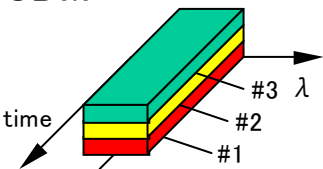
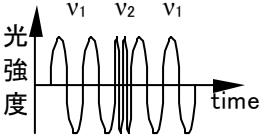
6-1 はじめに

光信号の多重方式には、TDM方式やWDM方式の他に、光信号を互いに異なるコードで変調し多重する光コード分割多重(光CDM)方式[1]がある。この光CDM方式は、同一波長に複数の信号を多重することが可能で、WDM方式と組み合わせることによって多重数を劇的に増やすことができることから、これからのPONシステムにたいへん有効な方式である。

表6-1に、光多重方式と代表的な光CDM方式の概念図と特徴を示す。光CDM方式は拡散の方法により、直接拡散(DS: Direct Sequence)方式と周波数ホッピング(FH: Frequency Hopping)方式に分けられる。DS方式は、さらにパルス振幅変調(PAM: Pulse Amplitude Modulation)方式や光位相変調方式などに分けられる。PAM方式は、伝送信号を短パルスで変調し光スペクトルを拡散する方式である[2]。また、光位相変調方式は、光信号の位相を伝送信号に応じて変調する方式で、コヒーレント光伝送技術のPSK変調方式[3]と共通する技術である。FH方式は、光信号の周波数を伝送信号に応じて変調する方式で、コヒーレント光伝送技術のFSK変調方式[3]と共通する技術である。光位相変調方式では、光源であるLDのスペクトル線幅が重要なパラメータであり、100[kHz]以下の狭線幅のDFB-LDあるいは外部共振器型LDが必要となる。FH方式では、LDの絶対光周波数の安定化が重要であり、DFB-LDに対して0.01°C以内の温度制御が要求される。一方、PAM方式は、光源に対する仕様が光位相変調方式やFH方式ほど必要が無く、変復調の構成が比較的簡単であるなどの特徴を有する。

本論文で提案した光スペクトル拡散変調方式は、技術的に見れば上述の光CDM方式におけるPAM方式の一つであると言える。本方式は、光源の波長が全て同じであるため、光信号同士による光ビート干渉が復調する信号帯域内に発生し、この光ビート干渉による雑音が多重可能な光信号数を制限する[4,5]。

表6-1 各種光多重方式と代表的な光CDM方式

光多重方式とその特徴	拡散方式と要求される技術
<p>TDM</p>  <ul style="list-style-type: none"> ・既存導体ケーブル網との親和性が良い ・端末局の増設が難しい 	<p>パルス振幅変調方式(PAM)</p>  <ul style="list-style-type: none"> ・超短パルス光伝送技術
<p>WDM</p>  <ul style="list-style-type: none"> ・信号のadd-dropが容易 ・光源、光フィルタの波長制御が難しい 	<p>直接拡散方式(DS)</p> <p>光位相変調方式(BPSK)</p>  <ul style="list-style-type: none"> ・コヒーレント光伝送技術
<p>CDM</p>  <ul style="list-style-type: none"> ・端末局の増設が容易 ・WDMと組み合わせ大容量化が可能 ・光変復調が困難 	<p>光周波数ホッピング方式(FH)</p>  <ul style="list-style-type: none"> ・コヒーレント光伝送技術

本章では、光源に DFB-LD を使用し、全ての光信号の光周波数が一致して光ビート干渉が発生している光伝送系において、各光送信器で伝送すべきベースバンドデジタル信号を数 GHz の副搬送波でサンプリングすることで光スペクトル拡散変調し光伝送した場合の SNR、及び、多重可能な光信号数に関して理論を中心に検討した内容について示す。

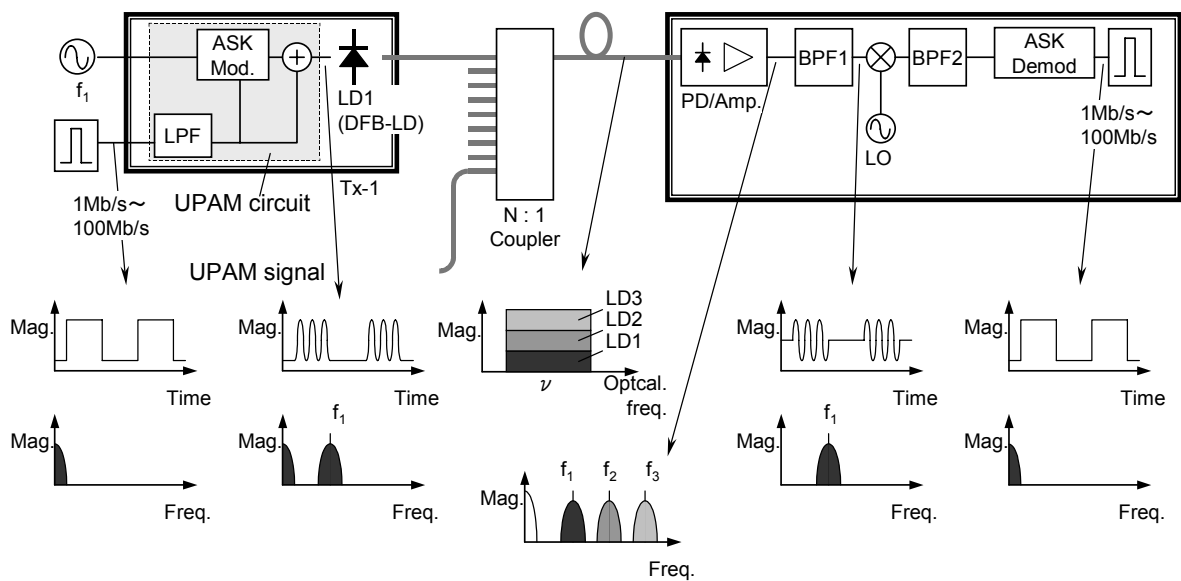


図6-1 光多重システムの構成

6-2 光信号変調方式

図 6-1 に、光多重システムの構成を示す。N 台の光送信器 Tx-1、Tx-2…Tx-N からの光信号を N×1 の光カプラで足し合し、1 本の光ファイバを介して光受信器に送る。光受信器では、所望の光送信器からの信号を抽出し復調する。今、各光送信器における副搬送波信号の周波数をそれぞれ $f_1, f_2 \dots f_N$ とする。また、各光送信器にはベースバンドデジタル信号を入力する。以下の解析では、ベースバンドデジタル信号は、伝送速度が数 Mb/s~数 100Mb/s の NRZ 符号、副搬送波信号の周波数は、数 GHz を想

定する。また、光送信器の光源は、DFB-LD で、全て波長は同一であると仮定する。

先ず、単極性 AM 信号を生成する UPAM 回路の構成について説明する。

図 6-1 の光送信器 Tx-1 において、ベースバンドデジタル信号が単極性 AM 回路に入る。ベースバンドデジタル信号は、次式で与えられるものとする。

$$u(t) = \begin{cases} 1 & (T_i \leq t < T_{i+1}) \\ -1 & (T_j \leq t < T_{j+1}) \end{cases} \quad (i \neq j) \quad (6-1)$$

時間波形を図 6-2(1)に示す。

UPAM 回路では、周波数が f_1 の副搬送波信号(図 6-2(2))の振幅をベースバンドデジタル信号で ASK (Amplitude Shift Keying)変調する。なお、図中の I_C は副搬送波信号の電流振幅値を示す。ASK 信号の時間波形を図 6-2(3)に示す。ASK 信号(電流表示)は次式で与えられる。

$$i_{ASK}(t) = I_C \cdot \{1 + m_A \cdot u(t)\} \cdot \cos(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (6-2)$$

ただし、 m_A は ASK 信号の変調度(= I_S/I_C)、 ϕ_1 は位相を示す。なお、 I_S は ASK 信号におけるデジタル信号成分の電流振幅値を示す。

ASK 信号にベースバンドデジタル信号を加算し単極性 AM 信号を生成する。LD₁に入る信号電流 $i_1(t)$ は、直流電流、ASK 信号及びベースバンドデジタル信号の加算からなり、次式で与えられる。

$$i_1(t) = I_D + m_S \cdot \Delta I_b \cdot \{1 + m_A \cdot u(t)\} \cdot \{1 + \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)\} \quad (6-3)$$

ただし、 I_D は直流電流、 m_S は副搬送波信号の光変調度、 ΔI_b は LD₁に対するバイアス電流としきい値電流の差である。式(6-3)の時間波形を図 6-2(4)に示す。 $i_1(t)$ の時間波形は、振幅変調された信号波形を平均レベルで波形の下部だけ削除した形になっている。

次に、信号電流 $i_1(t)$ を LD₁に入力し、光強度変調信号に変換して送出する。他の光送信器においても同様に、単極性 AM 信号を LD に入力し光信号を送出する。各光送

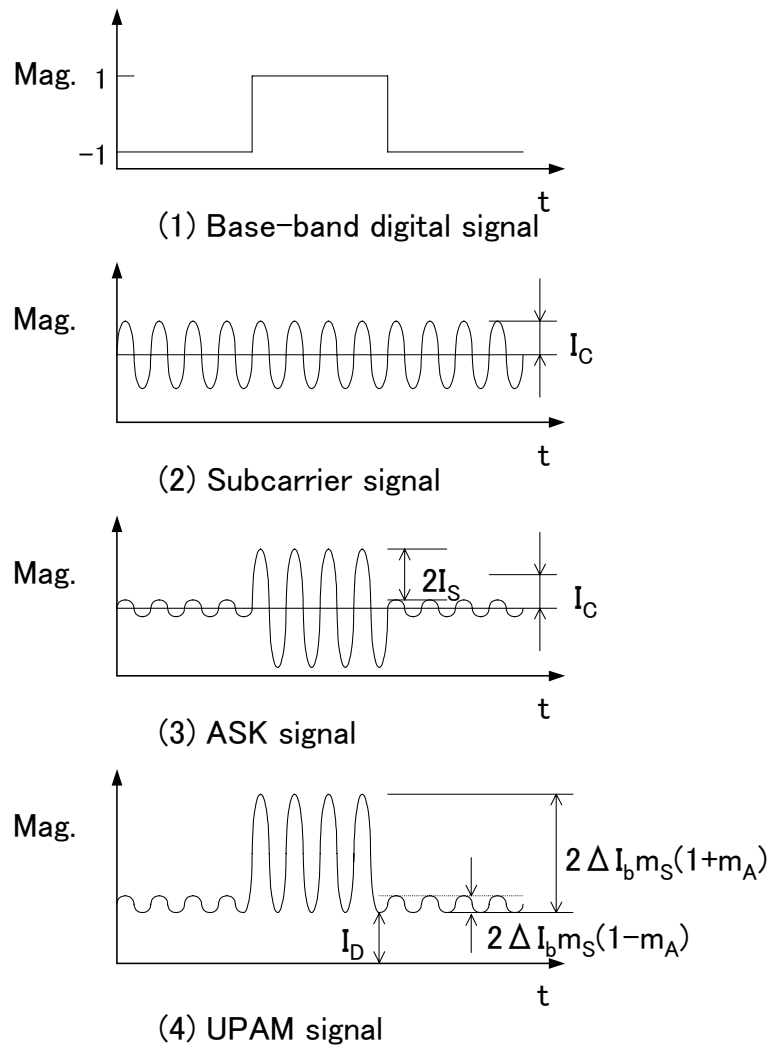


図6-2 光送信器内の各部の信号波形

信器からの光信号は、光カップラで足し合され、1本のファイバに集められる。センターの光受信器では、集められた光信号を電気信号に変換する。周波数が $f_1, f_2 \dots f_N$ の SCM 信号のうち、所望の信号1波を BPF1 で抽出する。周波数変換した後、ASK 復調回路でベースバンドデジタル信号に再生する。

以下、光ビート干渉が生じているときの CNR について検討する。

6-3 光ビート干渉による雑音と SNR 特性

ある 2 つの光信号によって生じる光ビート干渉による雑音のピーク値は、光信号のスペクトル分布におけるピーク値に比例する。そこで、先ず、光信号のスペクトル分布におけるピーク値について検討する。

第 3 章で説明したように、LD を直接光強度変調すると、光スペクトルのピーク値は減少する(式(3-5)参照)。式(6-3)の信号電流を DFB-LD に入力したときの光スペクトル分布におけるピーク値の低減量 α は、次式で与えられる。

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 \quad (6-4)$$

すなわち、ベースバンドデジタル信号成分によって引き起こされるピーク値の減衰量 α_1 と、周波数が f_1 の副搬送波信号によって引き起こされるピーク値の減衰量 α_2 と、ASK 信号のうち副搬送波信号成分を除いた信号成分によって引き起こされるピーク値の減衰量 α_3 の和からなる。以下、各 α の計算式を示す。

式(6-4)の α_1 は、ベースバンドデジタル信号による変調で光スペクトルが周波数軸上に広がるために生じる減衰量である。ベースバンドデジタル信号のみを LD に入力した場合、光信号のスペクトル分布は台形状に広がる。その帯域幅 B_L は、ベースバンドデジタル信号における最高周波数を f_m とした場合、次式で与えられる。

$$B_L = 2\Delta I_b \cdot \gamma \cdot m_L + 2f_m \quad (6-5)$$

このとき、光信号のパワースペクトル密度のピーク値 S_{kP1} は、次式で表される。

$$\begin{aligned} S_{kP1} &= \frac{P_k}{B_L} \\ &= \frac{P_k}{2 \cdot (\Delta I_b \cdot \gamma \cdot m_L + f_m)} \end{aligned} \quad (6-6)$$

従って、 α_1 は、次式で与えられる。

$$\alpha_1 = 10 \cdot \log \left[\frac{4 \cdot (\Delta_b m_s m_A \gamma + f_m)}{\pi \cdot \Delta \nu} \right] \quad (6-7)$$

ところで、ベースバンドデジタル信号をDFB-LDに入力し直接光強度変調した場合、ベースバンドデジタル信号の“L”レベルと“H”レベルで光信号のスペクトル線幅はダイナミックに変動する。そのため、式(6-4)の中の $\Delta \nu$ の値は一定ではない。しかし、解析を簡単にするため、単極性AM信号を交流信号として扱い、その時間平均におけるバイアス電流でのDFB-LDのスペクトル線幅を $\Delta \nu$ とし、常に一定と置くことにした。また、DFB-LDのチャープ量 γ もバイアス電流によって異なる値を取る。しかし、 $\Delta \nu$ の場合と同様に、解析を簡単にするため、チャープ量 γ の値を常に一定と置くことにした。

α_2 は、周波数が f_1 の副搬送波信号によって引き起こされるピーク値の減衰量であり、次式で与えられる。

$$\alpha_2 = 10 \cdot \log \left(H \left[\frac{\pi \Delta_b m_s \gamma}{2 f_1} \right] \right) \quad (6-8)$$

ただし、上式の $H[\]$ は、次式で与えられるものとする。

$$H[x] = \begin{cases} 1 & (x \leq 1) \\ x & (x > 1) \end{cases} \quad (6-9)$$

$H[x]$ は、本来、 x が1の近傍では滑らかに変化する。しかし、数式が煩雑になるため、ここでは、簡略に表現しておく。

α_3 は、ASK信号のうち副搬送波信号成分を除いた信号成分、すなわち、 $\cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$ と $u(t)$ との積で与えられる信号成分によって引き起こされるピーク値の減衰量である。 $u(t)$ は、式(6-1)で与えられるように、振幅が1で符号が+と-のいずれかを取る関数である。従って、 $u(t)$ と $\cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$ の積は、振幅が1、周波数が f_1 で、位相が ϕ_1 と $\phi_1 + \pi$ のいずれかを取る余弦関数になる。位相が変化する時間がデジタル

信号のビットレートに比べ十分早い場合、 $u(t)$ と $\cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$ の積は、 $\cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$ と置くことができる。この仮定のもとで、 α_3 を求めると、次式の様になる。

$$\alpha_3 = 10 \cdot \log \left(H \left[\frac{\pi \Delta I_b m_s m_A \gamma}{2 f_1} \right] \right) \quad (6-10)$$

なお、 α_1 、 α_2 、 α_3 が式(6-7)、式(6-8)、式(6-10)でそれぞれ計算できるのは、単極性 AM 信号の最小電流値が DFB-LD のしきい値電流値より大きく、クリッピングが生じていないことが前提である。

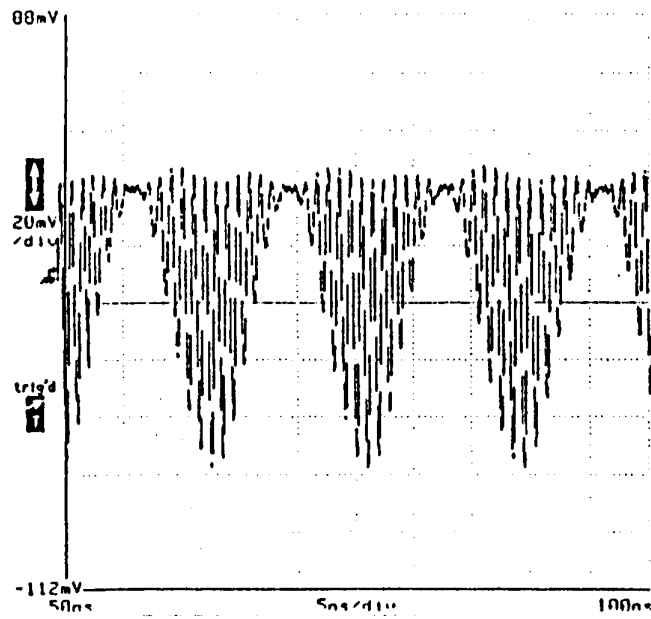
次に、単極性 AM 信号を DFB-LD に入力したときの光信号のスペクトルにおけるピーク値の減衰量について示す。

図 6-3(a)は DFB-LD に入力する単極性 AM 信号の時間波形、図 6-3(b)は単極性 AM 信号のスペクトル分布である。なお、副搬送波信号の周波数は 1[GHz]、ベースバンドデジタル信号の伝送速度は 150[Mb/s]、 $m_A=100\%$ 、 $\Delta I_b=29.6[\text{mA}]$ 、 $m_s=16.9\%$ である。信号パターンは、0 と 1 の交番パターンになっている。時間波形が正負逆転しているが、これは、LD を負ドライブしているためである。(b)のスペクトル分布を見ると、ベースバンド近傍と 1GHz の近傍にスペクトルが生じていることがわかる。なお、2GHz、3GHz の周辺のスペクトルは、高調波成分である。

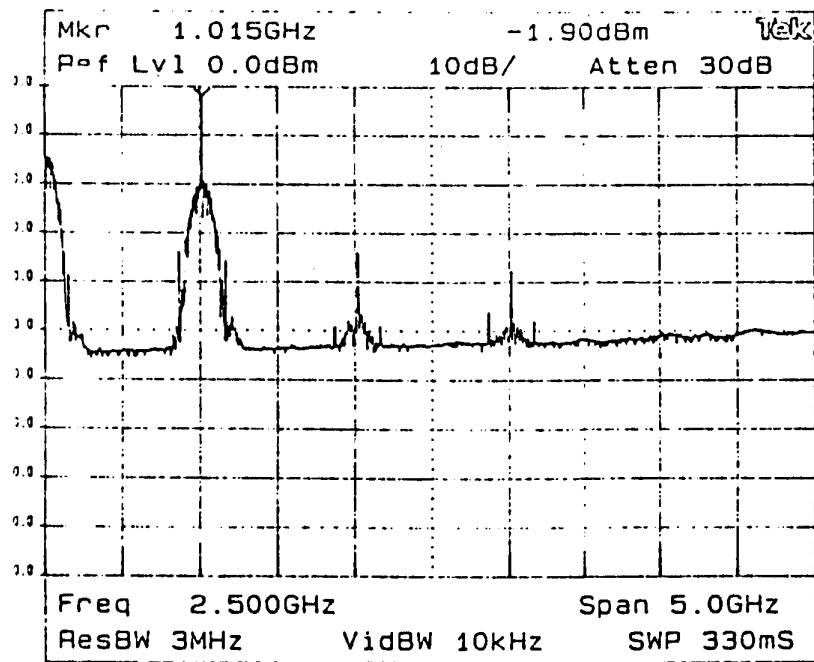
図 6-4(a)は単極性 AM 信号で変調したときの光信号のスペクトル分布である。なお、図 6-4(b)は無変調時の光信号のスペクトル分布である。これらの図は、可変波長光源を用いた光ヘテロダイン法で測定した。

比較として、ASK 信号を LD に入力した場合について示す。図 6-5(a)は LD に入力する ASK 信号の時間波形、図 6-5(b)は ASK 信号のスペクトル分布をそれぞれ示す。副搬送波信号の周波数は 1[GHz]、デジタル信号の伝送速度は 150[Mb/s]、 $m_A=100\%$ 、 $\Delta I_b=29.6[\text{mA}]$ 、副搬送波信号成分に対する光変調度は $m_s=16.9\%$ である。信号パターンは、0 と 1 の交番パターンになっている。単極性 AM 信号のスペクトルと比較すると、ASK 信号では、ベースバンド近傍にスペクトルが無いことがわかる。

図 6-6 は ASK 信号を LD に入力したときの光信号のスペクトル分布である。図 6-6 と図 6-4(a)を比較すると、単極性 AM 信号で変調した光信号のスペクトル分布は、急峻な山が無くなり、ピークが大きく低減していることがわかる。

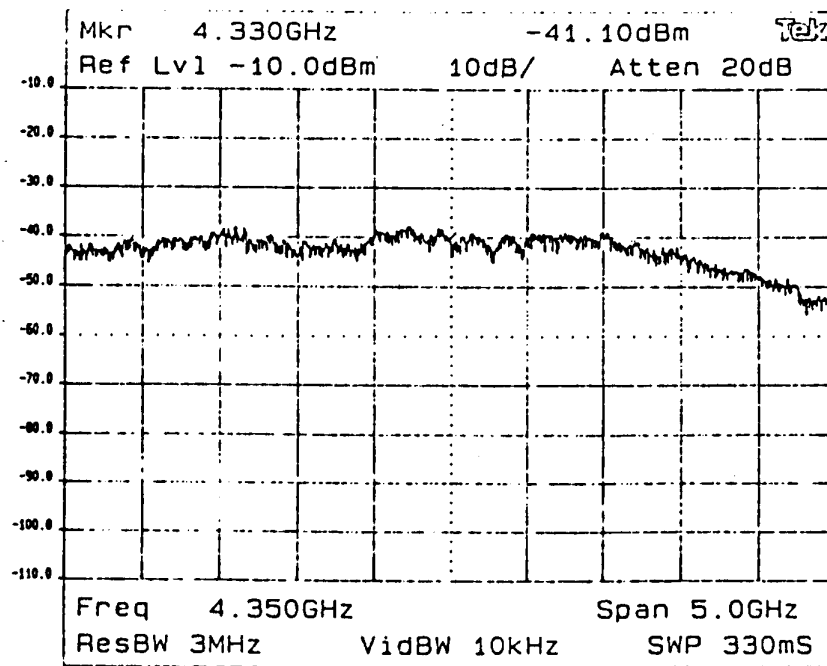


(a) 単極性AM信号の時間波形

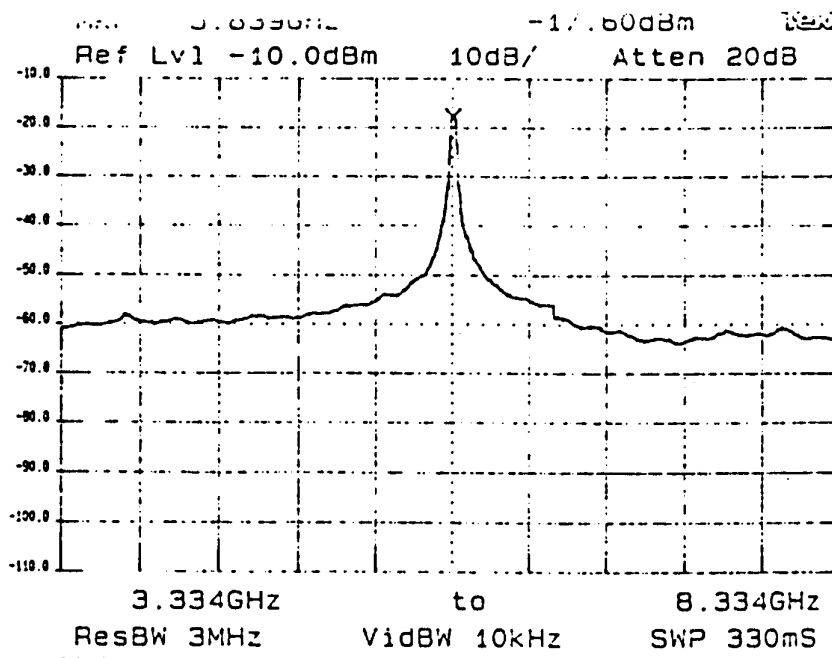


(b) 単極性AM信号のスペクトル分布

図6-3 単極性AM信号の時間波形とスペクトル分布

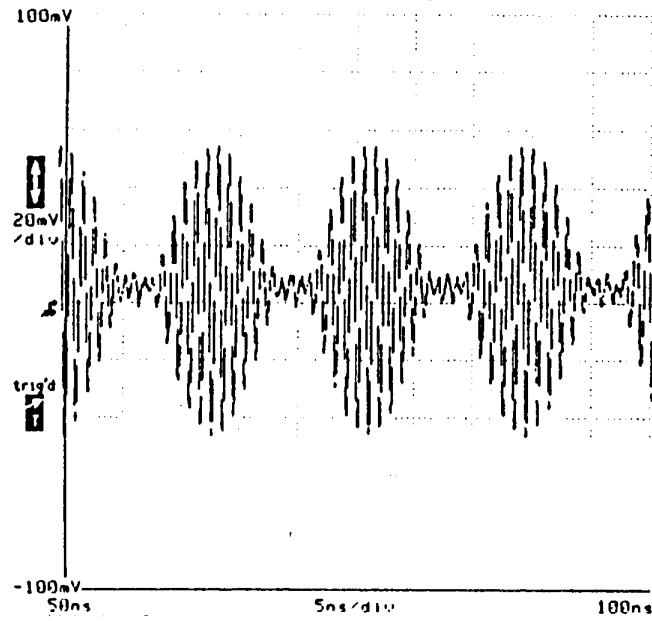


(a) 光信号のスペクトル分布
(変調時)

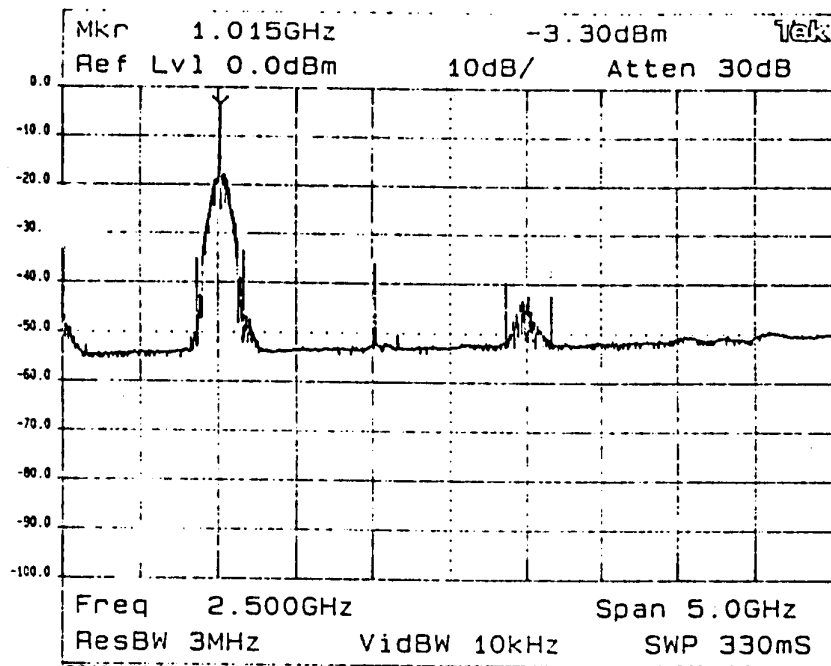


(b) 光信号のスペクトル分布
(無変調時)

図6-4 単極性AM信号で変調したときの光信号のスペクトル分布



(a) ASK信号の時間波形



(b) ASK信号のスペクトル分布

図6-5 ASK信号の時間波形とスペクトル分布

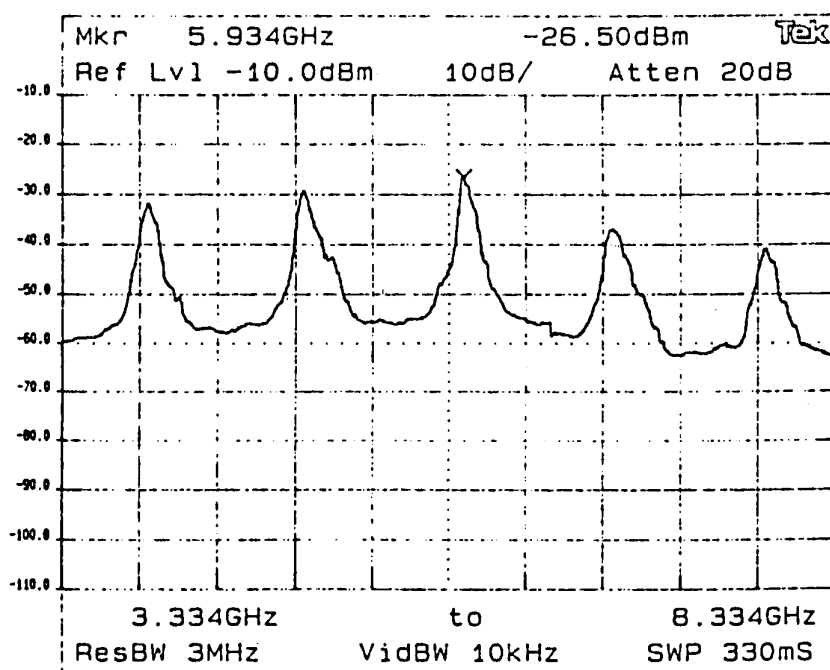
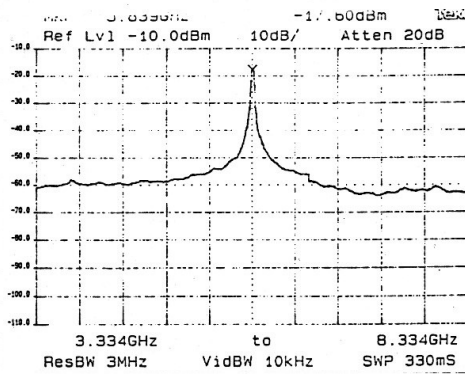
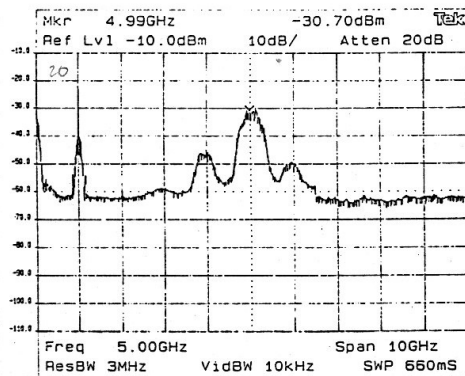


図6-6 ASK信号で変調したときの光信号のスペクトル分布

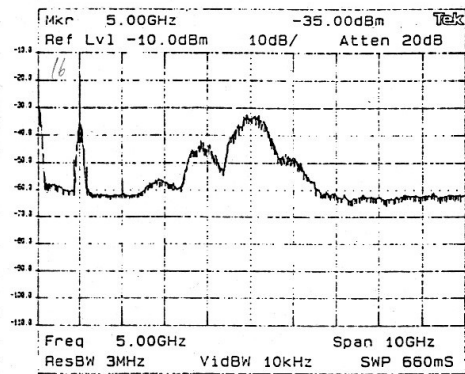
単極性 AM 回路と DFB-LD の間のアッテネータを変化させ、DFB-LD に入力する単極性 AM 信号の振幅を変化させたときの DFB-LD から出力される光信号のスペクトル分布を図 6-7 に示す。なお、図 6-7(a)は、無変調時の光信号のスペクトル分布である。図 6-7(b)~(h)は、アッテネータの大きさをそれぞれ 20、16、13、10、6、3、0 とした場合で、順次、単極性 AM 信号の振幅が大きくなっている。LD に入力する単極性 AM 信号の振幅が比較的小さい場合(ATT=20、16dB)には、光スペクトルは 1GHz 間隔で離散しているのが分かるが、さらに振幅を大きくするに従って、光信号のスペクトルは広がり、ピークが減少することがわかる。



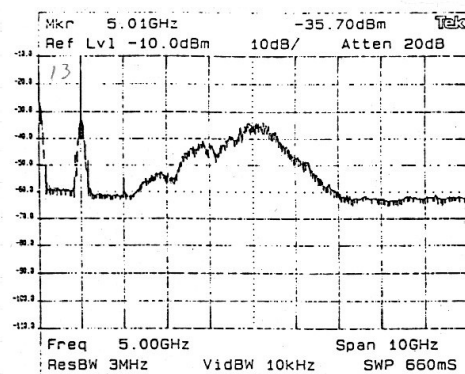
(a) 無変調時



(b) ATT=20dB (ms=3.4%)



(c) ATT=16dB (ms=5.4%)



(d) ATT=13dB (ms=7.6%)

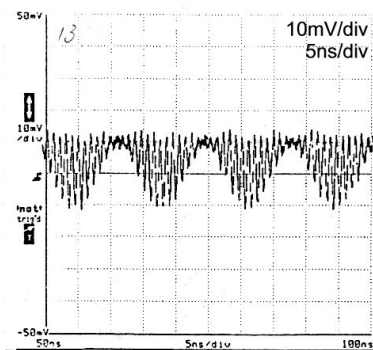
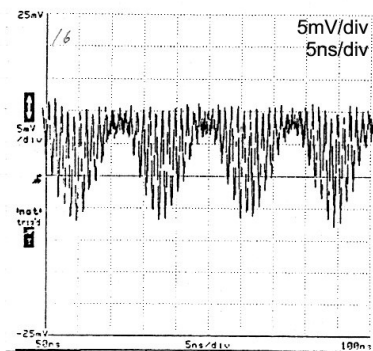
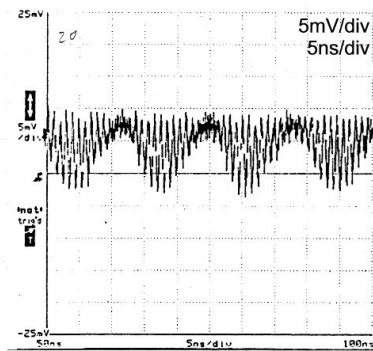
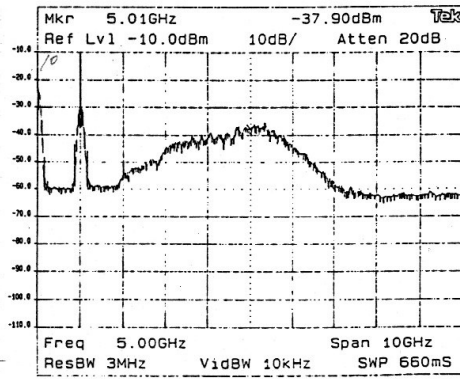
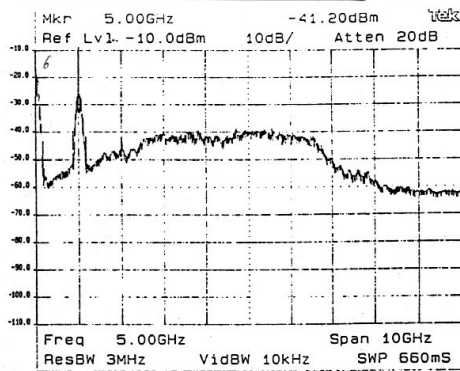
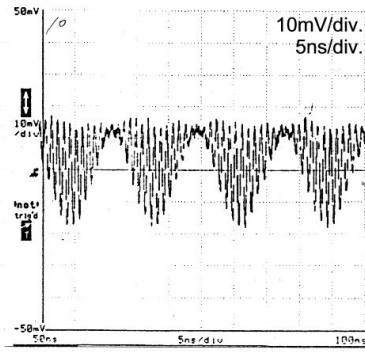


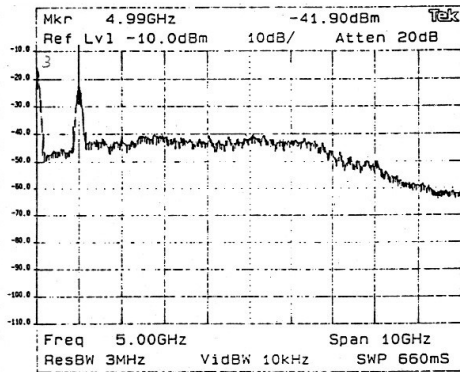
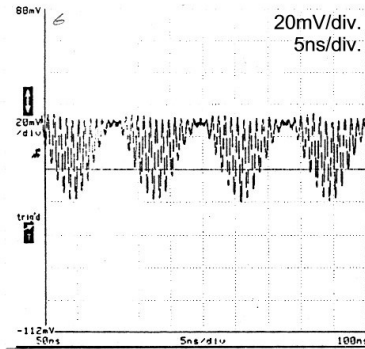
図6-7 LDに入力する単極性AM信号の振幅を変化させたときの光スペクトル分布と入力信号の時間波形(I)



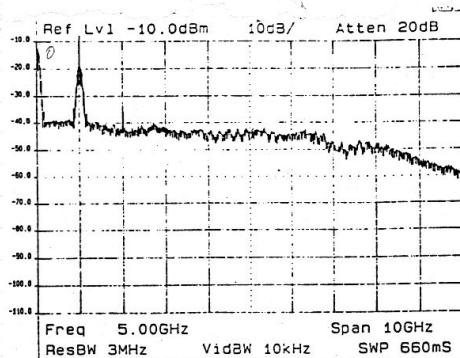
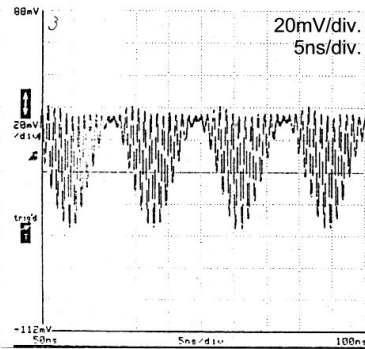
(e) ATT=10dB (ms=10.7%)



(f) ATT=6dB (ms=17.0%)



(g) ATT=3dB (ms=24.0%)



(h) ATT=0dB (ms=33.9%)

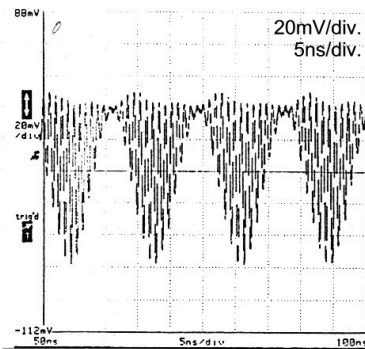


図6-7 LDに入力する単極性AM信号の振幅を変化させたときの光スペクトル分布と入力信号の時間波形(II)

図 6-8 は、光信号のスペクトルにおけるピーク値の減衰量 α の実験結果と計算結果を示している。図 6-8 の横軸は、単極性 AM 信号の平均電流振幅値 ($I_U = m_s \cdot \Delta I_b$) である。図中の ■印は図 6-7 の実験結果から読み取った値で、実線は式(6-4)の計算結果である。ただし、実験に用いた光源は、 $1.3 \mu\text{m}$ 帯 DFB-LD である。無変調時のスペクトル線幅は $\Delta \nu = 10$ [MHz]、チャープ量は $\gamma = 180$ [MHz/mA] である。ベースバンドデジタル信号の信号速度は 150 [Mb/s] ($f_m = 150$ [MHz])、副搬送波信号の周波数は $f_1 = 1$ [GHz]、 $m_A = 100\%$ 、 $\Delta I_b = 29.6$ [mA] とした。計算結果が屈曲している理由は、式(6-9)

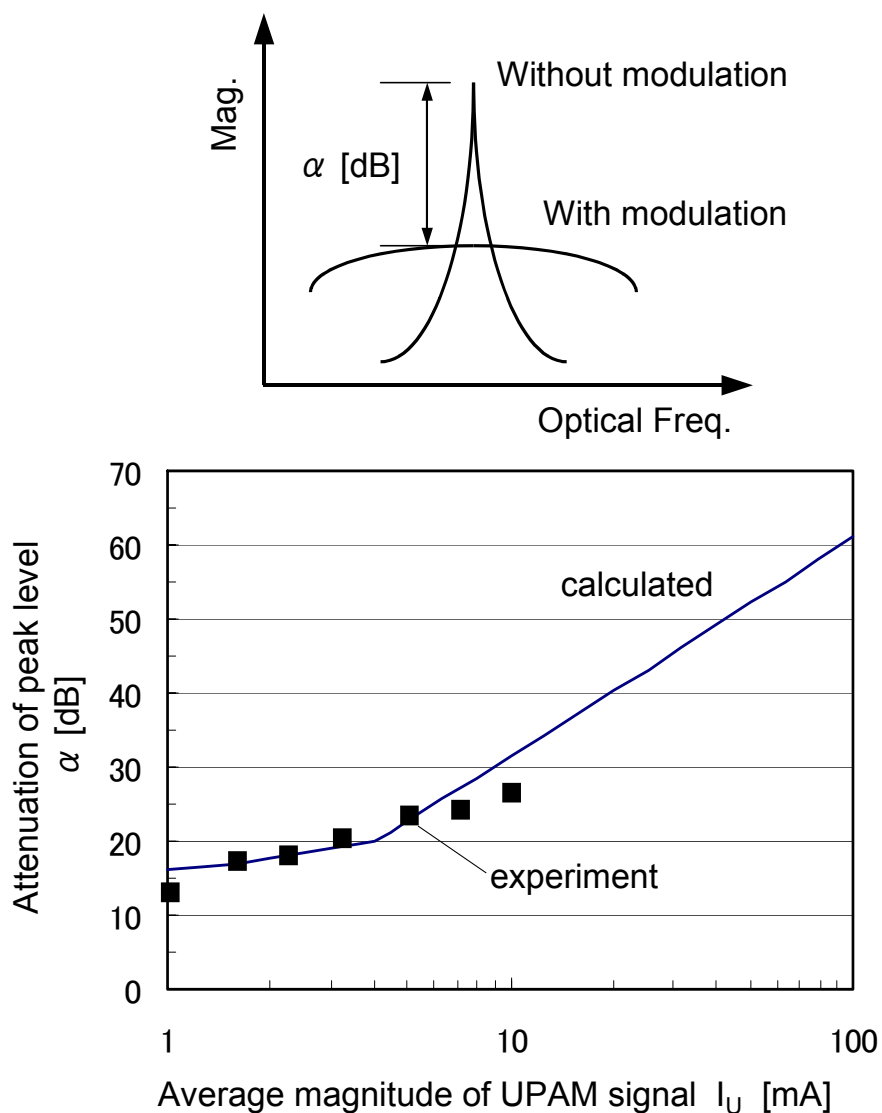


図6-8 信号電流振幅値に対する光スペクトルのピーク値の減衰量の関係

の近似式を用いているためである。

図 6-8 において、実験結果と計算結果がよく一致していることがわかる。この図に示すように、信号電流振幅値を大きくするに従って、 α の値も増加していくことがわかる。ただし、平均電流振幅値が 10[mA]以上になると、実験結果と計算結果の差が開いてくる。その理由は、信号電流振幅値の増大に伴い光信号のスペクトルが広がる過程において、実際には、ベースバンドデジタル信号によって広がるスペクトルと副搬送波信号によって広がるスペクトルが重なるが、計算ではスペクトルの重なりを考慮していないからである。より厳密な計算を行うには、スペクトルの重なりも考慮する必要がある。

PD に N 個の光信号が入ったときの光ビート干渉による雑音 RIN_B のピーク値は、式(3-13)と同様であり、次式で与えられる。

$$RIN_B|_{peak} = {}_N C_2 \cdot \xi \cdot \frac{(2/\pi)}{\Delta\nu} \cdot 10^{-\alpha/10} \quad (6-11)$$

ここで、 ξ は光信号間の偏波面のカップリングに関する係数であり、0~1 の値を取る。 ${}_N C_2$ は、N 波の中から 2 波を選ぶ組合せの数を示す。式(6-11)中の α は光信号毎に異なる値となるが、ここでは近似的に等しいと仮定している。

次に、光受信器の PD における副搬送波信号に対する CNR と SNR について求める。

各光送信器からの光信号の光受信器における平均受光パワーは全て等しいものと仮定すると、周波数 f_k の副搬送波信号の CNR は、式(3-14)と同様で、次式で与えられる。

$$CNR = \frac{(1/2) \cdot (m_{sk} \cdot I_0)^2}{B \cdot [I_0^2 (N \cdot RIN_{LD} + RIN_B) + 2eI_0 N + i_n^2]} \quad (6-12)$$

ただし、

$$I_0 = \eta \cdot P_r \quad [A] \quad (6-13)$$

ここで、 m_{sk} は k 番目の副搬送波信号の光変調度、 RIN_{LD} は DFB-LD の RIN、 i_n はプリアンプの入力換算雑音電流密度、 B は信号帯域幅である。

6-2節の構成で示したように、光受信器では、受信後の単極性 AM 信号から ASK 信号を抽出し ASK 復調回路でベースバンドデジタル信号に復調する。従って、単極性 AM 信号の SNR のうち復調に関係する信号成分及び雑音成分は、それぞれ ASK 信号成分及び ASK 信号の副搬送波周辺の雑音である。ASK 信号の SNR を SNR_{ASK} とすると、 SNR_{ASK} と副搬送波における CNR とは、次式の関係にある。

$$SNR_{ASK} = (m_A)^2 \cdot CNR \quad (6-14)$$

光ビート干渉による雑音の値が LD の RIN やショット雑音、光受信器におけるプリアンプの熱雑音に比べ十分大きいとき、ASK 信号の SNR は、次式で与えられる。

$$SNR_{ASK} = \frac{\pi \Delta \nu}{4B} \cdot \frac{(m_A \cdot m_S)^2}{\xi_N C_2 \cdot 10^{-\alpha/10}} \quad (6-15)$$

式(6-15)中の ASK 信号の帯域幅 B は、ベースバンドデジタル信号の最高周波数 f_m の 1.4~2 倍必要である。ここでは、便宜上、2 倍に設定する。

ASK 復調回路で、ASK 信号からベースバンドデジタル信号に復調する検波方式として、非同期検波である包絡線検波を使用した場合、 SNR_{ASK} と符号誤り率(BER)の関係は次式で与えられる[6]。

$$BER = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \exp(-SNR_{ASK}/4) \quad (6-16)$$

SNR_{ASK} に対する BER の特性を図 6-9 に示す。映像信号をデジタル信号に変換し伝送する場合を想定すると、BER は 10^{-9} 以下が必要である。この場合、 SNR_{ASK} は 19[dB] 以上必要であることがわかる。

式(6-15)の計算結果を図 6-10 に示す。この図は、ノード数 N をパラメータとしたときの DFB-LD のチャープ量に対する SNR_{ASK} の特性を示している。ただし、デジ

タル信号の伝送速度は 100[Mb/s]、 $m_S=m_A=100\%$ 、 $\Delta I_b=18$ [mA]、 $f_1=1$ [GHz]、 $\xi=1$ 、 $\Delta \nu=10$ [MHz]とした。

映像信号をデジタル信号に変換し伝送する場合を想定すると、BER は 10^{-9} 以下が必要であり、 SNR_{ASK} は 19[dB]以上必要である。図 6-10 から、 $SNR_{ASK}>19$ [dB]を実現するためには、 $N=8$ のとき、LD のチャープ量 γ は 280 [MHz/mA]以上必要であり、 $N=16$ のとき、 γ は 500 [MHz/mA]以上必要であることがわかる。チャープ量が一定の場合において、多重可能な信号数を増やすためには、LD に入力する信号電流振幅を増やす必要がある。

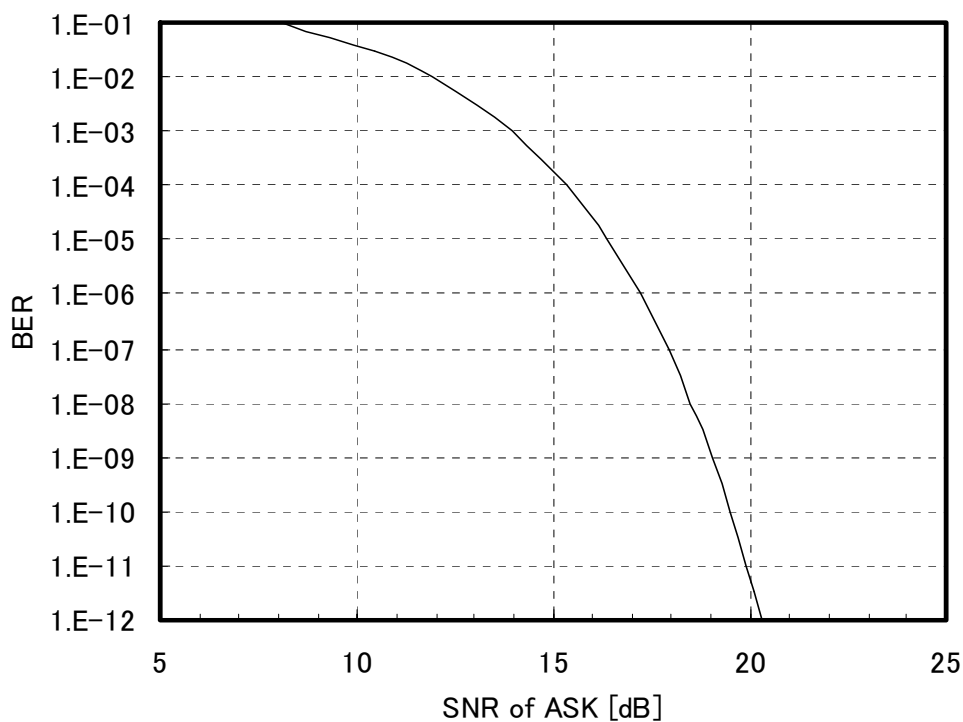


図6-9 ASKのSNRに対するBERの特性(計算)

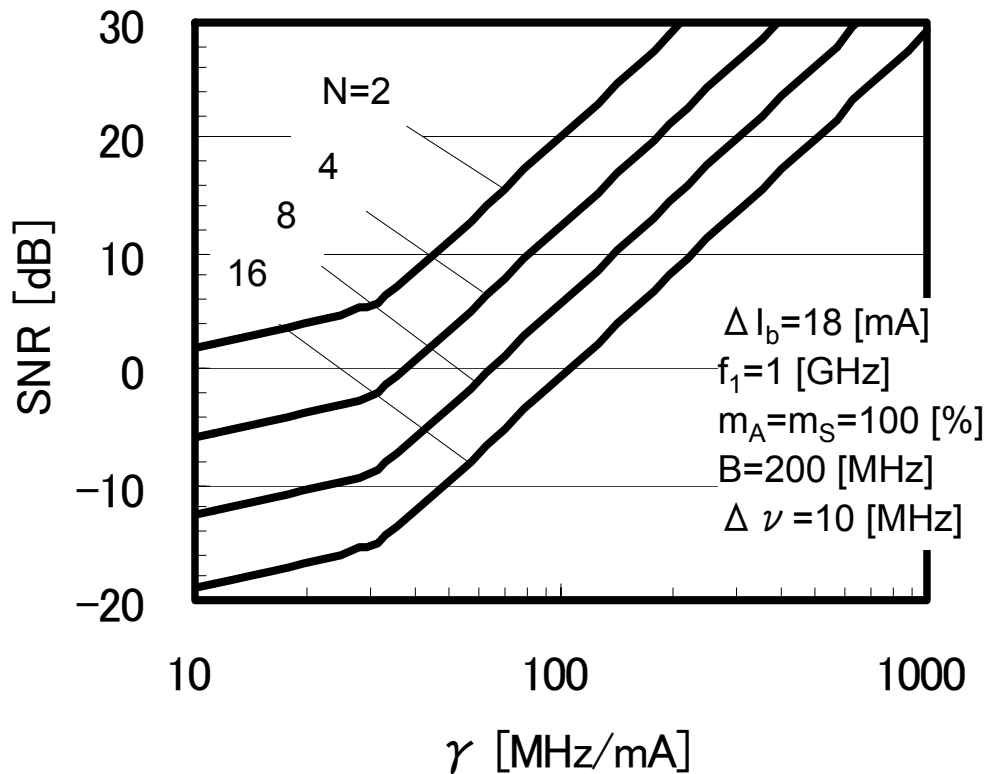


図6-10 DFB-LDのチャープ量に対するSNR

6-4 まとめ

光源に同一波長のDFB-LDを使用し信号帯域内に光ビート干渉が発生している場合において、ベースバンドデジタル信号を光スペクトル拡散変調し伝送した場合のSNR及び多重可能な光信号数について理論面を中心に検討を行った。

光信号のスペクトル分布におけるピーク値の減衰量に関しては、実験結果とよく一致する計算結果を導出した。また、光ビート干渉による雑音を求め、SNRとの関係及び多重可能な光信号数との関係を明らかにした。計算結果の一例として、副搬送波信号の光変調度が100%、伝送速度が100 [Mb/s]、DFB-LDのチャープ量が280 [MHz/mA]のとき、 $SNR > 19$ dB ($BER < 10^{-9}$)を満足する多重可能な光信号数は、8波になることを明らかにした。

第7章 結論

7-1 本研究の結論

本研究は、SCM アクセス方式を用いた N 対 1 のパッシブ光ネットワークにおいて、同一波長帯光信号の多重化方式の実現に向け、課題となる光ビート干渉による雑音を低減するために独自の光多重化技術を提案しその有効性を検討したものである。得られた成果を以下に示す。

1. SCMアクセス方式を用いたマルチドロップ型光ファイバ伝送システムにおいて、光ビート干渉が生じていない場合の基本伝送特性を明確化した。
- (1) 基本的な伝送品質であるCNRと、2次相互変調歪みIM2、3次相互変調歪みIM3に関して定式化を図り、システム設計手法を確立した。計算結果の一例としてCNRについて言えば、PDでの平均受光パワーが-10[dBm]以上になると光信号の数が増えたことによる雑音劣化の影響が見え、平均受光パワーが-10[dBm]以下では、プリアンプの熱雑音が支配的であり、光信号数NにCNRは依存しなくなることを明確化した。
- (2) マルチドロップ型光伝送系におけるレイリー散乱による雑音の理論解析を行い、一般解を導出した。具体例として、端末が等間隔に配置され各端末からFM変調した映像信号を送出する系において、CNR特性及び接続可能な端末数について検討した。その結果、各端末の間隔が1 [km]で、端末数が10台、受光パワーが5 [dBm]以上のとき、レイリー散乱があるときのCNRはレイリー散乱がない時のCNRに比べ1 [dB]劣化し、端末数が40台のとき、CNRは2[dB]劣化することを明らかにした。
- (3) AM変調された映像信号を光伝送するときの問題としてXMDの測定法において過剰な歪みが発生することを指摘した。原因が光の多重反射と従来の測定法との複合現象によることを理論および実験により明らかにした。映像信号を伝送したときの画質の主観評価結果に対応したXMDの定量的な測定値を得るためには、非同期型マルチキャリア信号発生器を用いる必要があることを提案した。

2. 光ビート干渉による雑音の低減法として独自の光スペクトル拡散変調方式を提案し、具体的な映像監視システムに、本方式が適用可能であることを実証した。
- (1) 光ビート干渉による雑音量の計算式を導出し定量化を図るとともに、提案した光スペクトル拡散変調方式(単極性 AM 方式)の原理を説明し、光ビート干渉による雑音の低減効果について理論、実験両面から検討した。提案した単極性 AM 方式は、副搬送波信号と高周波信号(または低周波信号)を互いに乗算する信号処理を行っており、クリッピングを起こさず副搬送波信号の変調度を下げることなく、高周波信号の変調度を 100 %まで設定できる特徴を有する。光ビート干渉雑音の低減量を計算及び実験で求め、提案した方式が従来の高周波重畳方式に比べ、光ビート干渉雑音を 5~8 dB 小さくすることができることを示した。
- (2) 光源が DFB-LD で伝送距離が数 km 以上の FM-SCM 映像監視システムを例に、提案した光スペクトル拡散変調方式を用いた場合の多重可能な光信号数を理論的に検討するとともに、1.3 μ m 帯 DFB-LD を 10 個用いた多重実験を行った。実験的には、2 波多重時でも所望の CNR を満たすことを示し、理論的には、チャープ係数の更に大きいレーザを使用すれば、多重数を増やすことができることを示した。
- (3) 光源が 1.3 μ m 帯 FP-LD で伝送距離が 1km 以内の FM-SCM 映像監視システムを例に、提案した光スペクトル拡散変調方式を用いた場合の CNR に関する理論式の導出を図るとともに、CNR の改善効果を実験的に検証した。4 つの FP-LD の波長が互いにほぼ等しく光ビート干渉による雑音が生じている場合においても、提案した光変調方式を適用することで雑音が低減し、所望の信号対雑音比を得ることができることを実証した。
3. 提案した光スペクトル拡散変調方式は、広義には光 CDM 技術の一つである PAM 方式の一つである。ベースバンドデジタル信号を高速サンプリングし光多重して伝送できることを実証した。
- (1) 光源に DFB-LD を使用し、全ての光信号の光周波数が一致して光ビート干渉が発生している光伝送系において、各光送信器で伝送すべきベースバンドデジタル信号を数 GHz の副搬送波でサンプリングすることで光スペクトル拡散変調し光伝送した場合の SNR、及び、多重可能な光信号数に関して理論を中心に検討し

た。その結果、ベースバンドデジタル信号の信号速度が 100Mb/s で、DFB-LD のチャープ係数が 280MHz/mA のとき、光信号数は 8 波まで多重可能であることを明らかにした。

7-2 将来の展望

本論文の研究成果と、それに関連した適用分野の動向を図 7-1 に示す。研究成果のうち、基本伝送特性の定式化、レイリー散乱による雑音の定量化、混変調歪みの評価法については、映像監視システムに限らず、光 CATV の基幹伝送、FTTH の映像分配システムの高品質化、多チャンネル化に大きく貢献したものと自負する。

また、本研究の中で提案した光スペクトル拡散変調技術に関しては、そのまま適用したシステムの実用化は未だであるが、この技術をベースとした LD の光スペクトル拡散化技術は、映像監視システムや現在急激な成長を見せている携帯電話用の基地局間光伝送システムに活かされている。

光通信の分野は、第 1 章でも述べたように、アナログ伝送方式とデジタル伝送方式に大別される。アナログ伝送方式は、携帯電話用基地局間光伝送システムに見られるように、今後、無線の分野と融合として、携帯電話だけでなく無線 LAN や移動体通信路車間システムなどの移動体通信を支えるバックボーンや固定無線通信システム(FWA)の配信システムなど、マイクロ波/ミリ波光伝送システムへの展開が期待される。このマイクロ波/ミリ波光伝送システムは、マイクロ波やミリ波などの無線信号をそのまま光強度変調して伝送する方式を採っており、SCM アクセス方式の重要性が益々増大する。そのため、本論文で提案した同一波長帯光多重化技術は、マイクロ波やミリ波などのより高周波信号にも対応できるように研究・開発を進めていかなければならない。

一方、光通信のデジタル伝送方式については、幹線系からアクセス系へとデジタル化が進み、伝送容量の増大化に拍車がかかり、WDM 方式では、波長帯が逼迫することが予想される。そのため、光 CDM 方式の重要性が高まる。本研究で扱っている同一波長帯光多重化技術は光スペクトル拡散技術を用いており、広義には光 CDM 技術の 1 つである。しかし、現状は多重可能な光信号数が限られており、今後、光領域における符号/復号化処理技術の研究・開発が必要であろう。

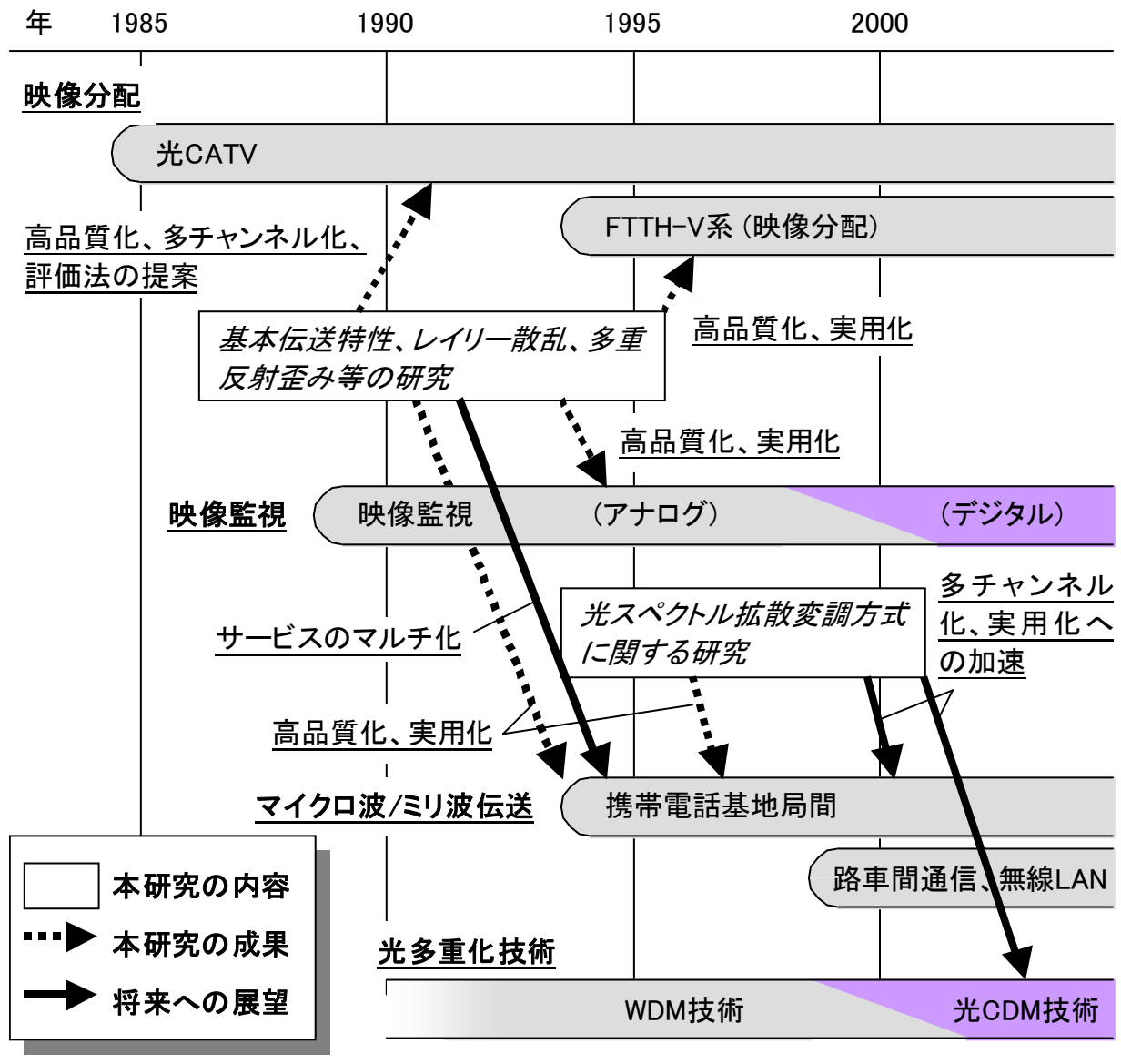


図7-1 本研究の研究成果と関連した適用分野の動向

謝辞

本研究を完遂するにあたり、終始御指導と御激励を賜りました東京工業大学大学院総合理工学研究科の浅田雅洋教授に謹んで感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり、御指導と御助言を頂きました東京工業大学大学院総合理工学研究科の大津元一教授、同精密工学研究所マイクロシステム研究センターの小山二三夫教授、同精密工学研究所極微デバイス部門の小林功郎教授、同精密工学研究所マイクロシステム研究センターの植之原裕行助教授に心より感謝の意を表します。

本研究に限らず研究に対する取り組み方全般を御教授賜り御指導御鞭撻頂きました東京工業大学元学長の末松安晴名誉教授、金沢大学工学部の山田実教授、大阪府立大学元学長の畑四郎名誉教授に謹んで感謝の意を表します。

日頃、御指導を頂くとともに、本研究に携わる機会を与えて頂きました松下通信工業株式会社技術本部の倉本實専務取締役本部長、同技術本部大阪開発センター前所長の三浦裕氏(現松下電器産業株式会社システムソリューション事業本部参事)、同センター所長の又賀善茅氏、同センターグループマネージャーの岡本啓氏、同センターチームリーダーの内海邦昭氏、技術本部ネットワークソリューション研究所所長の北地西峰氏に心より感謝致します。

松下電器産業株式会社入社以来、光通信の研究開発に従事する機会を与えて頂き、御指導頂いた同社デジタルネットワーク開発センター所長の森仁氏、同センターグループマネージャーの水野治展氏、同センターチームリーダーの森倉晋氏に心より感謝致します。

松下電器産業株式会社入社以来、公私に渡り御指導御鞭撻を賜りました市田健成氏、藤戸克行博士に深謝致します。

本研究を進める上で、実用面からの御指導、御助言、ご協力を賜りました松下電器産業株式会社システムソリューション事業本部参事の鮎橋隆夫氏、松下通信工業株式会社モバイルコミュニケーションカンパニーモバイルネットワーク事業部副参事の真田猛氏、同事業部主任技師の田辺学氏、同社システムソリューションカンパニー社会システム事業部主任技師の桐井進氏、同事業部技師の宮脇剛氏、同社技術本部ネットワークソリューション研究所チームリーダーの浅野弘明氏、同研究所主任技師の川島勢一郎氏に心より感謝致します。

本研究を進める上で、半導体レーザに関わる技術、デバイスの御提供に際し甚大なお協力を頂きました松下電器産業株式会社半導体社事業本部プロセス開発センターグループマネージャーの小倉基次博士、同センター主席技師の森義弘博士、同社技術渉外グループ参事の松井康博士、同社事業本部ディスクリート事業部主席技師の石野正人博士、同事業部チームリーダーの宇野智昭氏、同事業部主席技師の雄谷順氏、並びに同社関係各位に心より感謝致します。

本研究に関わる実験、理論解析に関し、御支援御協力を頂きました松下電器産業株式会社デジタルネットワーク開発センター技師の沼田和憲氏、同センターの新保努武氏に心より感謝致します。

本研究の遂行に際し、御指導御助言御協力を頂きました松下電器産業株式会社デジタルネットワーク開発センター主席技師の布施優氏、同センター主席技師の前田和貴博士、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、同センター主任技師の増田浩一氏、同センター技師の生島剛氏、同センターの塩崎亨氏、並びに同センター通信第1チーム各位に心より感謝致します。

本研究の遂行および論文の取りまとめに際し、御支援、御協力を頂きました松下通信工業株式会社技術本部大阪開発センター各位に心より感謝致します。

本研究の遂行および論文のとりまとめに際し、入社以来筆者を支えて頂きました松下電器産業株式会社先端技術研究所チームリーダーの若林信一氏、同社R&D企画室知財法務グループの加藤敏明氏に深謝致します。

本研究は以上のほか、数多くの方々の御指導と御協力により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、本研究の遂行に際し、陰ながら筆者を支えて頂きました亡義父治、亡祖母春野、亡母和恵に心より感謝致します。

参考文献

第 1 章

- [1] F. P. Kapron, et al., "Radiation losses in glass optical waveguides," *Appl. Phys. Lett.*, 17, pp. 423-425, 1970
- [2] I. Hayashi, M. B. Panissh, P. W. Foy and S. Sunski, "Injection lasers which operate continuously at room temperature," *Appl. Phys. Lett.*, 17, pp. 109-111, 1970
- [3] 三木哲也、“光アクセスネットワークとサービス”、*NTT R&D*, Vol. 43, No. 2, 1994
- [4] K. Fujito, T. Uno, T. Ichida and K. Serizawa, "Low-noise wideband analog optical link using a DFB laser diode," *OFC'88*, TH01, p. 191, 1988
- [5] M. Tanabe, T. Uno, K. Kaida, H. Nakata, K. Fujito and T. Ichida, "80ch AM-FDM signals optical transmission," *LEOS summer topical meeting on broadband analog optoelectronics*, pp. 18-19, 1990
- [6] 宮脇剛、浅加信吉、山根茂、田辺学、“長距離多チャンネル映像光伝送装置”、*National Technical Report*, Vol. 39, No. 4, pp. 9-14, 1993
- [7] E. Yoneda, et al., "All-fiber video distribution (AFVD) system using SCM and EDFA techniques," *IEEE J. Lightwave Tech.*, Vol. 11, No. 1, pp. 128-137, 1993
- [8] K. Kikushima, K. Suto, H. Yoshinaga, H. Nakamoto, C. Kishimoto, M. Kawabe, K. Kumozaki and N. Shibata, "Optical super wide-band FM modulation scheme and its application to multi-channel AM video transmission systems," *Technical digest of IOOC'95*, PD2-7, 1995
- [9] M. Shibutani, T. Kanai, K. Emura and J. Namiki, "Feasibility studies on an optical fiber feeder system for microcellular mobile communication systems," in *Proc. IEEE ICC'91*, pp. 1176-1181, 1991
- [10] 真田猛、卯之沢進、青山秀次、鮎橋隆夫、内海邦昭、田辺学、石野正人、池田光、“無線基地局用光伝送装置”、*National Technical Report*, Vol. 39, No. 4, pp. 22-29, 1993

- [11] 齊藤哲治、大村英之、新保隆行、遠藤政男、鎌田良行、吉田覚、篠田雪久、
“光マルチドロップ SWFDM 方式による ITV 画像伝送システムの開発”、
古河電工時報、No. 94, pp. 32-37, 1994
- [12] 黒澤潔、小川理、“東京電力における光技術”、OPTRONICS, No. 9, pp. 47-56,
1993
- [13] T. E. Darcie, "Subcarrier multiplexing for multiple-access lightwave
networks," J. Lightwave Technol., vol. LT-5, no. 8, pp. 1103-1110, Aug.
1987
- [14] 松本登、篠田雪久、藍澤實、後藤眞宏、亀石真志、“双方向パッシブネット
ワークの検討(その1)”、信学技報、OCS91-62、1991
- [15] C. Desem, “Optical interference in subcarrier multiplexed systems with
multiple optical carriers,” IEEE Journal on Selected Areas in Commun.,
Vol. 8, No. 7, pp. 1290-1295, 1990
- [16] 山本浩明、田辺学、中田裕章、雄谷順、藤田俊弘、藤戸克行、“光ファイバ
アンプにおける多重反射の CNR 特性に与える影響”、1991 年電子情報通信
学会秋季大会、B-607
- [17] 山本浩明、田辺学、中田裕章、藤戸克行、松井康、“光ファイバ内の多重反
射に起因する歪の検討”、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-1040
- [18] 山本浩明、武知秀明、田辺学、内海邦昭、松井康、藤戸克行、“LD モジュー
ルの 3 次相互変調歪の温度特性における反射戻り光の影響”、1993 年電子情
報通信学会秋季大会、B-847
- [19] 山本浩明、田辺学、内海邦昭、藤戸克行、“AM-SCM 光伝送システムにおけ
る光マルチパスに起因する混変調ひずみ”、電子情報通信学会論文誌 B-1、
Vol. J81-B-1、No. 4, pp. 273-281, 1998
- [20] 山本浩明、新保努武、森倉晋、“マルチドロップ型光伝送システム（上り系）
における伝送品質に関する理論検討”、電子情報通信学会論文誌 B、Vol.
J84-B、No. 12, pp. 2274-2280, 2001
- [21] 川島勢一郎、布施優、工藤義春、野嶋一宏、岩本光浩、山本浩明、北地西峰、
藤戸克行、“広帯域 FM 変調型光映像伝送装置”、National Technical Report,
Vol. 42, No. 5, pp. 22-27, 1996

- [22] 山本浩明、森倉晋、内海邦昭、藤戸克行、“光 FM コヒーレント伝送方式における多チャンネル化の検討”、信学技報、OCS92-66、1992
- [23] 篠田雪久、後藤眞宏、小林憲文、大村英之、松尾望、“光パッシブネットワークにおける波長間隔の最小値”、信学技報、CS94-15、1994
- [24] 篠田雪久、小林憲文、“サブキャリア光映像収集システムにおける送信状態での波長再配列”、信学技報、OCS95-73、1995
- [25] 土門渉、渋谷真、江村克己、“サブキャリア中継点多重方式を用いた光マルチアクセスの提案”、信学技報、OCS93-99、1994
- [26] 塩沢隆広、渋谷真、“U-FDMA/D-TDM 光マルチアクセス加入者伝送方式”、信学技報、OCS92-6、1992
- [27] R. D. Feldman, K.-Y. Liou, G. Raybon and R. F. Austin, "Reduction of optical beat interference in a subcarrier multiple-access passive optical network through the use of an amplified light-emitting diode," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 1, pp. 116-118, Jan. 1996
- [28] M. M. Banat and M. Kavehrad, "Reduction of optical beat interference in SCM/WDMA networks using pseudorandom phase modulation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 12, no. 10, pp. 1863-1868, Oct. 1994
- [29] T. H. Wood and N. K. Shankaranarayanan, "Operation of a passive optical network with subcarrier multiplexing in the presence of optical beat interference," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-11, no. 10, pp. 1632-1640, Oct. 1993
- [30] N. Hayashi, H. Yoshinaga and K. Suto, "Eight channel upstream transmission demonstration for subcarrier multiple access networks," in *Technical Digest of IOOC-95 (Hong Kong, 1995)*, paper FC1-2
- [31] S. L. Woodward, X. Lu, T. E. Darcie and G. E. Bodeep, "Reduction of optical-beat interference in subcarrier networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 5, pp. 694-696, May 1996
- [32] H. Sasai, H. Yamamoto, K. Utsumi and K. Fujito, "Optical access links suppressing optical beat interference with FP-LDs for microwave transmission," in *Technical Digest of MWP'96 (Kyoto, 1996)*, paper

WE4-6

- [33] K. Maeda, H. Nakata and K. Fujito, "Analysis of BER of 16QAM signal in AM/16QAM hybrid optical transmission system," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 7, pp. 640-642, Apr. 1993
- [34] X. Lu, G. E. Bodeep and T. E. Darcie, "Clipping induced impulse noise and its effect on bit-error performance in AM-VSB/64QAM hybrid lightwave systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, pp. 866-868, July 1994

第2章

- [1] T. E. Darcie, "Subcarrier multiplexing for multiple-access lightwave networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, no. 8, pp. 1103-1110, Aug. 1987
- [2] 藤戸克行、“高品位サブキャリア・マルチプレックス光伝送システムに関する研究”、博士論文、1997
- [3] J. H. Angenent, I. P. D. Ubbens and P. J. de Waard, "Distortion of a multicarrier signal due to optical reflections," *Technical Digest of ECOC91&IOOC, WeC8-4*, pp. 569-571, 1991
- [4] A.F.Judy, "Intensity noise from fiber Rayleigh back scatter and mechanical splices," *ECOC'89, TuP-11*, pp.486-489, 1989
- [5] 渋谷、土門、江村、“移動無線用光ファイバフィーダにおける光反射雑音の影響の検討”、*信学技報 OCS91-78*, 1991
- [6] 新保、山本、増田、前田、森倉、“マルチドロップ型光伝送システムにおけるレイリー散乱の影響”、1999年電子情報通信学会総合大会 B-10-143, 1999
- [7] W. I. Way, C. Lin, C. E. Zah, L. Curtis, R. Spicer and W. C. Young, "Multiple-reflection-induced intensity noise studies a lightwave system for multichannel AM-VSB television signal distribution," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, no. 5, May 1990
- [8] K. Fujito, Y. Nishino, K. Utsumi and T. Ichida, "Wideband analog optical link for multichannel TV signals," *Technical Digest of IOOC-ECOC'85*,

- Venezia, pp. 593-596, Oct. 1985
- [9] M. Tanabe, T. Uno, K. Kaida, H. Nakata, K. Fujito and T. Ichida, "80ch AM-FDM signals optical transmission," LEOS summer topical meeting, Monterey, pp. 18-19, 1990
- [10] K. Fujito, "Analog optical transmission for CATV," Technical Digest of ECOC-IOOC'91, Paris, pp. 117-124, Sept. 1991
- [11] 宮脇剛、浅加信吉、山根茂、田辺学、“長距離多チャネル映像光伝送装置”、National Technical Report, Vol. 39, No. 4, pp. 361-366, Aug. 1993
- [12] 例えば、泉武博監修、“ケーブルテレビ技術入門—基礎から応用まで—”、コロナ社、1994年4月発行
- [13] 金子進一、山下純一郎、笠原久美雄、“光伝送路内の多重反射によって生じる変調歪”、信学会秋全大、B-727、1990
- [14] A. Lidgard and N. A. Olsson, "Generation and cancellation of second-order harmonic distortion in analog optical systems by interferometric FM-AM conversion," IEEE Phot. Tech. Lett., Vol. 2, No.7, pp. 519-521, 1990
- [15] 山本浩明、田辺学、内海邦昭、藤戸克行、“AM-SCM 光伝送システムにおける混変調歪の劣化”、信学技報, OCS94-62, pp. 7-12, 1994
- [16] H. Yamamoto, M. Tanabe, K. Utsumi and K. Fujito, "Excess cross modulation distortion due to optical multipath and synchronous modulation," Technical Digest of IOOC'95, FC2-5, pp. 80-81, 1995
- [17] 日本電子機械工業会 CATV 技術委員会、“CATV システム・機器測定方法 (EIAJ ET-2301)”、(社)日本電子機械工業会、(1992-7)
- [18] IEC Standard, "Cabled distribution systems," Publication 728-1, Second Edition, 1986

第3章

- [1] T. H. Wood and N. K. Shankaranarayanan, "Operation of a passive optical network with subcarrier multiplexing in the presence of optical beat interference," J. Lightwave Technol., vol. LT-11, no. 10, pp.

1632-1640, Oct. 1993

- [2] N. Hayashi, H. Yoshinaga and K. Suto, "Eight channel upstream transmission demonstration for subcarrier multiple access networks," in Technical Digest of IOOC-95 (Hong Kong, 1995), paper FC1-2
- [3] S. L. Woodward , X. Lu, T. E. Darcie and G. E. Bodeep, "Reduction of optical-beat interference in subcarrier networks," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 5, pp. 694-696, May 1996
- [4] H. Sasai, H. Yamamoto, K. Utsumi and K. Fujito, "Optical access links suppressing optical beat interference with FP-LDs for microwave transmission," in Technical Digest of MWP'96 (Kyoto, 1996), paper WE4-6
- [5] K. Maeda, H. Nakata and K. Fujito, "Analysis of BER of 16QAM signal in AM/16QAM hybrid optical transmission system," Electron. Lett., vol. 29, no. 7, pp. 640-642, Apr. 1993
- [6] X. Lu, G. E. Bodeep and T. E. Darcie, "Clipping induced impulse noise and its effect on bit-error performance in AM-VSB/64QAM hybrid lightwave systems," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 6, pp. 866-868, July 1994
- [7] H. Yamamoto, H. Sasai, S. Morikura and K. Fujito, "Novel signal multiplexing method to reduce optical beat interference in subcarrier multiple access networks," in Technical Digest of OFC'97 (Dallas, Texas, 1997), paper WL31
- [8] 山本、森倉、藤戸、" 単極性 AM を用いた光ビート雑音低減法の提案"、1996 情通学会通信ソサイエティ大会、B-1018
- [9] W. I. Way, C. Lin, C. E. Zah, L. Curtis, R. Spicer and W. C. Young, "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. 360-362, 1990
- [10] A. Lidgard and N. A. Olsson, "Generation and cancellation of second-order harmonic distortion in analog optical systems by

interferometric FM-AM conversion," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, no. 7, pp. 519-521, 1990

- [11] J. H. Angenent, I. P. D. Ubbens and P. J. de Waard, "Distortion of a multicarrier signal due to optical reflections," in the Technical Digest of ECOC & IOOC'91 (1991), paper WeC8-4
- [12] 山本、森倉、藤戸、"単極性 AM を用いたマルチポイントアクセス光伝送実験"、1997 情通学会総合大会、B-10-106

第 4 章

- [1] 山本、森倉、藤戸、"単極性 AM を用いた光ビート雑音低減法の提案"、1996 情通学会通信ソサイエティ大会、B-1018
- [2] H. Yamamoto, H. Sasai, S. Morikura and K. Fujito, "Novel signal multiplexing method to reduce optical beat interference in subcarrier multiple access networks," in Technical Digest of OFC'97 (Dallas, Texas, 1997), paper WL31
- [3] Hiroaki Yamamoto, Hiroyuki Sasai, Susumu Morikura, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, "Reduction of Optical Beat Interference in Subcarrier Multiple Access Optical Networks using Multiplication of Signals," *Optical Society of America Trends in Optics and Photonics Series (OSA-TOPS) Vol. 12, System Technologies*, pp. 508-513, 1997
- [4] Hiroaki Yamamoto, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, "Improvement of Carrier-to-Noise Ratio in Subcarrier Multiple-Access Optical Networks in the Presence of Multiple-Optical-Beat Interference," in Technical Digest of OFC'98, WM17, San Jose, 1998
- [5] Hiroaki Yamamoto, Susumu Morikura, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, "Increasing Acceptable Number of Signals in Subcarrier Multiple Access Optical Networks in the Presence of High Optical Beat Interference," *IEEE J. Lightwave Tech.*, Vol. 17, No. 9, pp. 1525-1531, 1999

第5章

- [1] A. R. Chraplyvy, D. Marcuse and R. W. Tkach, "Effect of Rayleigh backscattering from optical fibers on DFB laser wavelength," IEEE J. Lightwave Tech., Vol. LT-4, No. 5, pp. 555-559, 1986
- [2] P. Gysel, R. K. Staubli and R. U. Hofstetter, "Spectral behavior of directly modulated laser diodes exposed to Rayleigh backscatter from a single-mode fiber," IEEE Photon. Tech. Lett., Vol. 3, No. 3, pp. 207-209, 1991

第6章

- [1] F. R. K. Chung et al, "Optical orthogonal codes: design, analysis, and applications", IEEE trans. on Information Theory, Vol. 35, No. 3, pp. 595-604, 1989
- [2] "The mobile communications handbook 2nd ed.", CRC handbook published in cooperation with IEEE Press, 1999
- [3] 例えば、大越孝敬、菊池和朗著、“コヒーレント光通信工学”、オーム社、1989
- [4] 沼田他,” 単極性 AM 方式を用いたデジタル光多重伝送システム”, 1999 年電子情報通信学会総合大会, B-10-140, 1999
- [5] 山本浩明、沼田和憲、森倉晋、“短パルス振幅変調を用いたデジタル光信号多重化方式に関する検討”、電子情報通信学会論文誌 B、Vol. J85-B、No. 4 pp. 480-485, 2002
- [6] 例えば、関英男監訳、“現代の通信回線理論—データ通信への応用”、森北出版

本研究に関する発表論文

- [1] 山本浩明、田辺学、内海邦昭、藤戸克行、“AM-SCM 光伝送システムにおける光マルチパスに起因する混変調ひずみ”、電子情報通信学会論文誌 B-1、Vol. J81-B-1、No. 4, pp. 273-281, 1998
- [2] Hiroaki Yamamoto, Susumu Morikura, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, “Improvement of Carrier to Noise Ratio in Subcarrier Multiple Access Optical Networks Using Temperature Uncontrolled Fabry-Perot Laser Diodes,” IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B, No. 6, pp. 1272-1274, 1998
- [3] Hiroaki Yamamoto, Susumu Morikura, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, “Increasing Acceptable Number of Signals in Subcarrier Multiple Access Optical Networks in the Presence of High Optical Beat Interference,” IEEE J. Lightwave Tech., Vol. 17, No. 9, pp. 1525-1531, 1999
- [4] 山本浩明、新保努武、森倉晋、“マルチドロップ型光伝送システム（上り系）における伝送品質に関する理論検討”、電子情報通信学会論文誌 B、Vol. J84-B、No. 12, pp. 2274-2280, 2001
- [5] 山本浩明、沼田和憲、森倉晋、“短パルス振幅変調を用いたデジタル光信号多重化方式に関する検討”、電子情報通信学会論文誌 B、Vol. J85-B、No. 4 pp. 480-485, 2002
; Hiroaki Yamamoto, Kazunori Numata and Susumu Morikura, "A Study of Digital Optical Signals Multiplexing Technique Using Short Pulse Amplitude Modulation," to be published in the journal of Electronics and Communications in Japan, Part1.

本研究に関する学会発表

国際学会

- [1] Hiroaki Yamamoto, Manabu Tanabe, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki

- Fujito, "Excess Cross Modulation Distortion due to Optical Multipath and Synchronous Modulation," Tenth International Conference on Integrated Optical Fibre Communication (IOOC95), FC2-5, Hong Kong, 1995
- [2] Hiroaki Yamamoto, Hiroyuki Sasai and Susumu Morikura, "Novel Signal Multiplexing Method to Reduce Optical Beat Interference in Subcarrier Multiple Access Networks," Optical Fiber Conference (OFC) '97, WL31, Dallas, Texas, 1997
- ; Hiroaki Yamamoto, Hiroyuki Sasai, Susumu Morikura, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, "Reduction of Optical Beat Interference in Subcarrier Multiple Access Optical Networks using Multiplication of Signals," Optical Society of America Trends in Optics and Photonics Series (OSA-TOPS) Vol. 12, System Technologies, pp. 508-513, 1997
- [3] Hiroaki Yamamoto, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, "Improvement of Carrier-to-Noise Ratio in Subcarrier Multiple-Access Optical Networks in the Presence of Multiple-Optical-Beat Interference," Optical Fiber Conference (OFC) '98, WM17, San Jose, 1998
- [4] (Invited) Hiroaki Yamamoto, Tsutomu Niiho, Kouichi Masuda and Susumu Morikura, "Directly modulated microwave optical link for mobile communications systems," The 2nd Korea-Japan Joint Workshop on Microwave-Photonics, I-3, Seoul, 2001

国内学会

- [1] 山本浩明、田辺学、中田裕章、雄谷順、藤田俊弘、藤戸克行、"光ファイバアンプにおける多重反射の CNR 特性に与える影響"、1991 年電子情報通信学会秋季大会、B-607
- [2] 山本浩明、田辺学、中田裕章、藤戸克行、松井康、"光ファイバ内の多重反射に起因する歪の検討"、1992 年電子情報通信学会春季大会、B-1040
- [3] 山本浩明、田辺学、内海邦昭、藤戸克行、"光ファイバ内の多重反射に起因する歪のキャリア数依存性"、1993 年電子情報通信学会春季大会、B-999

- [4] 山本浩明、武知秀明、田辺学、内海邦昭、松井康、藤戸克行、“LD モジュールの 3 次相互変調歪の温度特性における反射戻り光の影響”、1993 年電子情報通信学会秋季大会、B-847
- [5] 山本浩明、森倉晋、藤戸克行、“単極性 AM を用いた光ビート雑音低減法の提案”、1996 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会、B-1018
- [6] 山本浩明、森倉晋、藤戸克行、“単極性 AM を用いたマルチポイントアクセス光伝送実験”、1997 年電子情報通信学会総合大会、B-10-106
- [7] 山本浩明、沼田和憲、森倉晋、“光スペクトラム拡散技術を用いた同一波長帯光アクセスにおける多重数の検討”、2000 年電子情報通信学会総合大会、B-10-71

研究会

- [1] 山本浩明、田辺学、内海邦昭、藤戸克行、“AM-SCM 光伝送システムにおける混変調歪の劣化”、信学技報、OCS94-62、1994
- [2] 山本浩明、内海邦昭、藤戸克行、“同一波長帯副搬送波多重光アクセスにおける多重数の検討”、信学技報、OCS97-85、1997
- [3] 山本浩明、新保努武、森倉晋、“マルチドロップ型光伝送システム（上り系）における伝送品質に関する理論検討”、信学技報、OCS99-11、1999
- [4] 山本浩明、沼田和憲、森倉晋、“単極性 AM 変調方式を適用したデジタル光信号多重伝送における光ビート干渉と多重数の関係”、信学技報、OCS2000-27、2000

特許

- [1] USP 5,644,389 "Method for measuring distance between reflection points along light transmission line and reflectance thereof"
- [2] 特願平 7-173794 “光送信装置”
- [3] 特願平 9-140293 “光伝送システム”
- [4] 特願平 9-144351 “光伝送システムおよびそれに用いられる光送信装置”

その他の発表

発表論文

- [1] 藤戸克行、笹井裕之、山本浩明、石野正人、内海邦昭、“携帯電話基地局用芯数削減型 SCM 光伝送方式”、電子情報通信学会論文誌 B-1、Vol. J80-B-1、No. 10, pp. 766-775, 1997
- [2] Hiroyuki Sasai, Hiroaki Yamamoto, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, “High Performance Fiber-Optic Subcarrier Multiplexing Transmission using Unisolated Fabry-Perot Lasers for Mobile Radio Systems,” Optical Society of America Trends in Optics and Photonics Series (OSA-TOPS) Vol. 12, System Technologies, pp. 318-323, 1997
- [3] Hiroyuki Sasai, Hiroaki Yamamoto, Masato Ishino, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, “Reduction of Optical Fiber Lines in Fiber-Optic SCM Transmission for Radio Base Stations,” Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 81, No. 11, pp. 36-47, 1998
- [4] Hiroaki Yamamoto, Masahiro Asada and Yasuharu Suematsu, “Theory of Refractive Index Variation in Quantum Well Structure and Related Intersectional Optical Switch,” IEEE J. Lightwave Tech., Vol. 6, No. 12, pp. 1831-1840, 1988
- [5] Hiroaki Yamamoto, Masahiro Asada and Yasuharu Suematsu, “Electric-Field-Induced Refractive Index Variation in Quantum-Well Structure,” Electron. Lett., Vol. 21, No. 13, pp. 579-580, 1985
- [6] Hiroaki Yamamoto, Masahiro Asada and Yasuharu Suematsu, “Intersectional Waveguide Type Optical Switch with Quantum Well Structure,” Trans. IECE, Vol. E-68, No. 11, pp. 737-739, 1985

国際学会

- [1] Hiroyuki Sasai, Hiroaki Yamamoto, Kuniaki Utsumi and Katsuyuki Fujito, "Optical Access Links Suppressing Optical Beat Interference with FP-LDs for Microwave Transmission," International Topical Meeting on

国内学会

- [1] 中田裕章、内海邦昭、田辺学、山本浩明、藤戸克行、市田健成、“HDTV-PCM 光伝送装置の開発”、1988年テレビジョン学会全国大会、13-2
- [2] 内海邦昭、中田裕章、田辺学、山本浩明、藤戸克行、市田健成、“ハイビジョン TV (HDTV) PCM 複合化光伝送装置”、1988年電子情報通信学会春季全国大会、D-175
- [3] 山本浩明、内海邦昭、藤戸克行、市田健成、“1.3 G b / s 光送受信器の開発”、1988年電子情報通信学会秋季全国大会、B-397
- [4] 山本浩明、内海邦昭、藤戸克行、“光 FM コヒーレント伝送方式における光信号の狭帯域化の検討”、1990年電子情報通信学会秋季大会、B-730
- [5] 山本浩明、内海邦昭、藤戸克行、“光 FM コヒーレント伝送方式における C/N 特性の理論的検討”、1991年電子情報通信学会春季大会、B-979
- [6] 古澤佐登志、山本浩明、森倉晋、内海邦昭、八木田秀樹、藤戸克行、“ギガビット伝送用受光モジュールの開発”、1993年電子情報通信学会春季大会、B-1012
- [7] 山根茂、竹中直樹、山本恭寿、石野正人、山本浩明、松井康、“1.3 μ mMQW-DFB レーザの 3 次相互変調歪特性安定化検討”、1993年電子情報通信学会秋季大会、B-846
- [8] 笹井裕之、田辺学、山本浩明、内海邦昭、藤戸克行、“光分岐器における多重反射歪の特性”、1994年電子情報通信学会春季大会、B-1139
- [9] 工藤義春、山本浩明、布施優、大塚信之、雄谷順、石野正人、内海邦昭、藤戸克行、“広帯域 FM 変調型光映像伝送方式の検討(1) FM 変調用 DFB-LD の雑音特性の検討”、1996年電子情報通信学会全国大会、B-1209
- [10] 布施優、工藤義春、増田浩一、山本浩明、川島勢一郎、内海邦昭、藤戸克行、“広帯域 FM 変調形光映像伝送装置の開発(1) AM-FDM30ch 伝送における総合 CNR 特性”、1996年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会、B-1013
- [11] 沼田和憲、山本浩明、森倉晋、“単極性 AM 方式を用いたデジタル光多重伝送システム”、1999年電子情報通信学会総合大会、B-10-140

- [12] 新保努武、山本浩明、増田浩一、前田和貴、森倉晋、“マルチドロップ型光伝送システムにおけるレイリー散乱の影響”、1999年電子情報通信学会総合大会、B-10-143
- [13] 新保努武、増田浩一、山本浩明、森倉晋、“W-CDMA 光伝送における歪特性の簡易評価手法の検討”、2000年電子情報通信学会総合大会、B-10-80
- [14] 新保努武、山本浩明、増田浩一、森倉晋、“直接強度変調方式による 5.8GHz 帯光変復調モジュールの開発”、2001年電子情報通信学会総合大会、B-5-257
- [15] 山本浩明、浅田雅洋、末松安晴、“電界印加による半導体量子井戸構造の屈折率変化の解析”、第 46 回応用物理学会学術講演会、3a-A-2、1985
- [16] 山本浩明、浅田雅洋、末松安晴、畠山和久、“量子井戸構造の電界印加に伴う屈折率変化を用いた交差型光スイッチ”、1986年電子通信学会総合全国大会、S12-2

研究会

- [1] 山本浩明、森倉晋、内海邦昭、藤戸克行、“光 FM コヒーレント伝送方式における多チャンネル化の検討”、信学技報、OCS92-66、1992
- [2] 増田浩一、笹井裕之、山本浩明、森倉晋、“光スペクトラム分離を用いたミリ波／ベースバンド長距離光伝送特性”、2000年映像情報メディア学会技術報告、BCS2000-30、2000

その他雑誌

- [1] 内海邦昭、山本浩明、藤戸克行、市田健成、長谷川克也、手束明稔、板東克彦、西井勝則、小沼毅、“800Mb/sec PCM-TV 8 チャンネル多重光伝送装置”、National Technical Report, Vol. 33, No. 6, pp. 664-670, 1987
- [2] 内海邦昭、中田裕章、田辺学、山本浩明、藤戸克行、“1.3Gbps ハイビジョン PCM 光伝送装置”、National Technical Report, Vol. 37, No. 5, pp. 572-578, 1991
- [3] 古澤佐登志、山本浩明、森倉晋、内海邦昭、藤戸克行、竹中直樹、八木田秀樹、“2.4Gbps 光送受信器”、National Technical Report, Vol. 39, No. 4, pp. 355-360, 1993

- [4] 川島勢一郎、布施優、工藤義春、野嶋一宏、岩本光浩、山本浩明、北地西峰、藤戸克行、“広帯域 FM 変調型光映像伝送装置”、National Technical Report, Vol. 42, No. 5, pp. 22-27, 1996