

# 研究

## AM-FDM 光 CATV システムの CN 比評価

竹尾 隆\*・佐藤 克博\*\*・青山 繁行\*\*  
蟹江 知彦\*\*\*・伊藤 治彦\*・服部 肇\*

\* 名古屋市工業研究所電子部 〒456 名古屋市熱田区六番 3-4-41

\*\* 愛知電子(株)技術部 〒509-02 可児市下切姫ヶ丘 1-15

\*\*\* 北陸先端科学技術大学院大学材料科学研究科 〒923-12 石川県能美郡辰口町旭台 15

(1993年12月16日受付, 1994年2月16日受理)

### Evaluation of CNR in AM-FDM Optical CATV Systems

Takashi TAKEO,\* Katsuhiro SATOH,\*\* Shigeyuki AOYAMA,\*\*  
Tomohiko KANIE,\*\*\* Haruhiko ITOH\* and Hajime HATTORI\*

\* Department of Electronics, Nagoya Municipal Industrial Research Institute,  
3-4-41, Rokuban, Atsuta-ku, Nagoya 456

\*\* Technical Service Department, Aichi Electronics Co., Ltd.,  
1-15, Himegaoka, Shimogiri, Kani 509-02

\*\*\* Faculty of Materials Science, Japan Advanced Institute of Science and Technology,  
Hokuriku, 15, Asahidai, Tatsunokuchi, Nomi-gun, Ishikawa 923-12

(Received December 16, 1993: Accepted February 16, 1994)

The effect of double Rayleigh backscattering within optical fibers on the carrier to noise ratio (CNR) in analog intensity modulation based optical fiber CATV systems is discussed. The CNR degradation is analyzed based on several assumptions and calculated as a function of the number of channels transmitted. The calculated results are compared with the results obtained from experiments where an optical signal consisting of multiplexed carriers up to 40 channels was transmitted through a 15 km singlemode fiber. It has been found theoretically and experimentally that the degradation can be great especially when the number of channels is small and the channel frequency is low. Several methods for compensating the degradation are proposed to improve system performance.

### 1. はじめに

直線性に優れた半導体レーザーダイオード (LD) が開発されるにしたがって、CATV システムにおいては従来の同軸系にかわって LD の直接強度変調 (IM) を利用した多チャンネル光ファイバ伝送<sup>1)</sup> が実用化されるようになっている。ファイバが持つ低損失性のために、こうしたシステムでは現在、幹線で 15 km あるいは 20 km といった長距離無中継伝送が可能である。ところで、CATV では映像の品質を規定するために、CN 比 (搬送波電力対雑音電力比) や、CSO (複合二次歪)、CTB (複合三次歪) などのパラメータが利用されているが、なか

でも CN 比は最も重要なパラメータの一つであり、その値の低下は画像にスノーノイズとなって現れ、著しい視聴障害を生じる。それゆえ、光 CATV システムの幹線においては一般に 50 数 dB 以上の CN 比を維持することが望まれている。

光 CATV 幹線の受信点における CN 比を決定する要因としては、LD の相対強度雑音 (RIN) や、光検出器のショット雑音、電気アンプからの雑音などがある。さらに、光ファイバ伝送を行った場合には、コネクタなどの光部品でのディスクリートな形の反射部や、ファイバ中のレーリー散乱のような分布定数的な形の反射部が光ファイバ内でキャビティを構成し、そこで多重干渉を

介して LD の位相雑音が強度雑音へ変換されて光検出器電流に新たな強度雑音を発生することが指摘されており、高速光ファイバ通信における伝送品質への影響についても具体的な研究が行われている<sup>2)</sup>。一方、こうしたファイバ内光干渉が、前述した CATV の多チャンネル光ファイバ伝送時に CN 比特性へ与える影響についても最近いくつかの研究が行われるようになっている<sup>3,4)</sup>。例えば、Darcie ら<sup>3)</sup>は LD を直接強度変調することによるスペクトルの広がりを考慮して、コネクタ反射などが振幅変調方式を用いた CATV システムの CN 比へ与える影響を検討している。また、小林ら<sup>4)</sup>はレーザーのチャーピング幅と CN 比との関係について検討を加えている。ところが、これらの研究においては伝送チャンネル数が例えれば 40 チャンネルで一定とした場合の検討が中心であり、伝送チャンネル数の変動が CN 比へ与える影響については詳しく検討されていない。しかるに、実際の CATV システムにおいては時間帯によって伝送チャンネル数が変化し、その結果 CN 比も変動するという現象がシステム運用上一つの問題点となっている<sup>5)</sup>。

本論文では、コネクタ反射は一応ないものと仮定し、ファイバ内のレーリ散乱光が多重干渉して生じる強度雑音が CN 比に及ぼす影響を、特にその伝送チャンネル数に対する依存性において検討する。CN 比の評価にあたっては、まずいくつかの仮定に基づいた理論的考察を行い、次に数値計算によって CN 比と伝送チャンネル数との関係について明らかにし、その後実験結果について述べる。最後に CN 比の特性改善を図った実験の結果についても触れる。

## 2. AM-FDM 光 CATV システム

現在運用されている光 CATV システムの大部分は、予変調方式として残留側波帶変調方式 (VSB) の振幅変調 (AM) を用い、搬送波を周波数多重化 (FDM) して DFB-LD を直接強度変調する方式を採用している。伝送システム内の光ファイバの適用形態は、幹線のみを光ファイバ化したファイババックボーン方式や分岐系まで光化したファイバランクアンドフィーダ方式が一般的である。ここでは光ファイババックボーン方式に基づいたシステムの幹線末端で光／電気変換された後の信号の CN 比特性を検討の対象とする。

## 3. 理論的検討

伝送ファイバ中のレーリ散乱光の干渉によって生じる

雑音の影響を調べるためにあたって、ここでは文献 3), 6) に述べられている手法を用いて理論的な検討を行う。以下ではまず、FDM による多重化を行ったときの LD の駆動電流および LD の光スペクトルについて述べ、次にファイバ内レーリ散乱光の多重干渉に起因する光検出器電流の雑音スペクトル密度関数、すなわちファイバ伝送によって生じる相対強度雑音 RIN<sub>f</sub> に対する表式を導き、そのあと他の雑音源も考慮して CN 比を求める。

### 3.1 LD 駆動電流

LD の入出力特性を示す Fig. 1 からわかるように、N チャンネルの搬送波を FDM 多重化した場合の DFB-LD の駆動電流は

$$I(t) = I_{\text{op}} + \sum_{i=1}^N a_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (1)$$

と表すことができる。ただし、 $I_{\text{op}}$  は LD のバイアス電流、 $a_i$ ,  $\omega_i$ ,  $\varphi_i$  はそれぞれ各搬送波電流の振幅、角周波数、位相である。直線性を仮定すると、LD の光出力は閾値電流  $I_{\text{th}}$  以上の電流値に比例する。この電流値は

$$I(t) - I_{\text{th}} = (I_{\text{op}} - I_{\text{th}}) \left[ 1 + \sum_{i=1}^N m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right] \quad (2)$$

と書くことができる。 $m_i$  は

$$m_i = a_i / (I_{\text{op}} - I_{\text{th}}) \quad (3)$$

で与えられるチャンネル  $i$  の変調度である。搬送波電流を仮に振幅  $a_i$  が一定で位相  $\varphi_i$  がランダムに変化する確率的な信号と見なせば、1 チャンネルの搬送波が有す

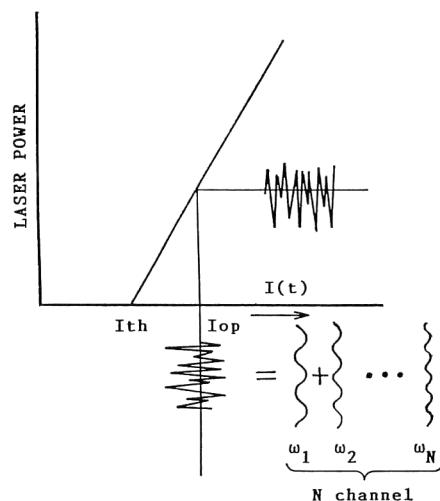


Fig. 1 Schematic illustration of DFB-LD intensity modulation based on frequency division multiplexing of carriers having  $N$  different frequencies  $\omega_i (i=1, 2, \dots, N)$ .

る振幅の確率密度関数は

$$P_1(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{\alpha_i^2 - x^2}} & (|x| < \alpha_i) \\ 0 & (|x| \geq \alpha_i) \end{cases} \quad (4)$$

で与えられ、その平均は 0、分散は  $\alpha_i^2/2$  である。各チャンネルの搬送波振幅  $\alpha$  (すなわち変調度  $m$ ) が同じであると仮定すると、伝送するチャンネル数  $N$  が大きい場合には中心極限定理によって搬送波電流の振幅の確率密度関数はガウス分布、

$$P_N(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{2}Nm^2(I_{op} - I_{th})^2 \quad (6)$$

で近似される。

### 3.2 LD 光スペクトル

上述したように LD 出力は LD の閾値電流  $I_{th}$  以上の LD 駆動電流  $(I(t) - I_{th})$  に比例する。一方、よく知られているように、この場合 LD は強度変調ばかりでなく周波数変調も受け、いわゆるチャーピングを生じる。ここでは簡単のために周波数シフトが電流変化に比例するとしたリニアチャーピングを仮定すると、レーザーの瞬時周波数は

$$\nu = \nu_0 + \eta \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (7)$$

となる。ただし、 $\eta$  はチャーピングによる周波数変調効率、すなわち単位変調電流当たりの周波数シフト量であり、 $\nu_0$  は LD に変調を加えないときの光周波数である。ところで、例えば 40 チャンネルあるいは 60 チャンネル伝送を行うときの最高チャンネル周波数はおよそ 300 MHz か、あるいはせいぜい 450 MHz 程度である。一方、アナログ用 LD の  $\eta$  が 100~300 MHz/mA であることを考慮すると、式(7)の LD 光の瞬時周波数の広がりは RF 周波数よりもかなり大きく、したがって LD のスペクトルはチャーピングによる LD 周波数変調成分によって支配されると考えることができる<sup>3)</sup>。すなわち、 $E(t)$  は

$$\begin{aligned} E(t) &\simeq E_0 \exp(i2\pi\nu t) \\ &= E_0 \exp\{i(2\pi\nu_0 t + \theta(t))\} \end{aligned} \quad (8)$$

と近似することができる ( $E_0$ : 定数、 $\theta(t)$ : 位相)。さらに、レーザー光のスペクトルはレーザー駆動電流の確率密度関数と相似な形を有するとすれば、光スペクトル  $\rho(\nu)$  は

$$\rho(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{op}} \exp\left(-\frac{(\nu - \nu_0)^2}{2\sigma_{op}^2}\right) \quad (9)$$

$$\sigma_{op}^2 = \frac{1}{2}Nm^2\eta^2(I_{op} - I_{th})^2 \quad (10)$$

で与えられる。

### 3.3 ファイバ内レーリー散乱光に起因する RIN

PIN-PD に流れる電流  $I_p(t)$  は、光ファイバ出射端における光強度に比例する。レーリー散乱光の多重干渉の影響を調べるために、Fig. 2 のようにファイバ伝送路を長さ  $\Delta x$  を有する  $M$  個の小区間に分けて、各区間が反射端面を形成すると考える<sup>6)</sup>。すると、ファイバ出射端で検出される PIN-PD 電流は（ショット雑音など、レーリー散乱光に起因するもの以外の雑音源の影響は省く）、

$$I_p(t) \propto \left| E(t) + \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \sqrt{\gamma_{ij} R_i R_j} E(t - T_{ij}) \right|^2 \quad (11)$$

となる。ただし、

$R_i, R_j$ : 小区間  $i, j$  における反射率

$\gamma_{ij}$ : キャビティ  $(i, j)$  を往復するときに被る減衰

$T_{ij}$ : キャビティ  $(i, j)$  を往復するのに要する時間  
反射率  $R_i, R_j$  が小さいことから  $R_i, R_j$  の二次の項は無視すると、

$$\begin{aligned} I_p(t) &= I_{pd} \left[ 1 + \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \{ (\mathbf{u}(t) \cdot \mathbf{u}_{ij}(t - T_{ij})) \right. \\ &\quad \times \sqrt{\gamma_{ij} R_i R_j} \exp(i2\pi\nu_0 T_{ij}) \\ &\quad \left. \times \exp\{i(\theta(t) - \theta(t - T_{ij}))\} + c.c. \} \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

$I_{pd}$  は PIN-PD に流れる平均電流、 $\mathbf{u}(t)$  および  $\mathbf{u}_{ij}(t - T_{ij})$  はそれぞれ主信号光およびキャビティ  $(i, j)$  に関する多重反射光の単位電気ベクトルであり、c. c. は直前の項の複素共役を表している。光検出器電流  $I_p(t)$  の時間変動成分に対する自己相関関数  $R_p(\tau)$  は

$$\begin{aligned} R_p(\tau) &= \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M I_{pd}^2 \gamma_{ij} R_i R_j \\ &\quad \times (\mathbf{u}(t + \tau) \cdot \mathbf{u}_{ij}(t + \tau - T_{ij})) \\ &\quad \times (\mathbf{u}(t) \cdot \mathbf{u}_{ij}(t - T_{ij})) \\ &\quad \times [\exp(i4\pi\nu_0 T_{ij}) \\ &\quad \times \exp\{i(\theta(t + \tau) - \theta(t + \tau - T_{ij}))\} \\ &\quad \times \exp\{i(\theta(t) - \theta(t - T_{ij}))\}] \end{aligned}$$

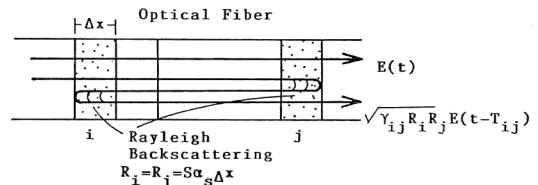


Fig. 2 Schematic illustration of double Rayleigh backscattering, and a model for an analysis of its effects on CNR.

$$\begin{aligned}
 & +\text{c. c.} \\
 & +\exp\{\text{i}(\theta(t+\tau)-\theta(t+\tau-T_{ij}))\} \\
 & \times\exp\{-\text{i}(\theta(t)-\theta(t-T_{ij}))\} \\
 & +\text{c. c.}] \quad (13)
 \end{aligned}$$

となる (——: 時間平均). Wiener-Khintchine の定理から  $\rho(\nu)$  は LD 電界の自己相関関数のフーリエ変換  $F[\cdot]$  で与えられ,

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{op}}\exp\left\{-\frac{(\nu-\nu_0)^2}{2\sigma_{op}^2}\right\} \\
 & =F[\exp\{-\text{i}(2\pi\nu_0(t+\tau)+\theta(t))\}] \\
 & \times\exp\{\text{i}(2\pi\nu_0(t+\tau)+\theta(t+\tau))\}. \quad (14)
 \end{aligned}$$

したがって,

$$\exp(-2\pi^2\sigma_{op}^2\tau^2)=\overline{\exp\{\text{i}(\theta(t+\tau)-\theta(t))\}} \quad (15)$$

の関係が導かれること、また、遅れ時間  $T_{ij}$  が最低周波数の RF 信号の周期  $T_0$  よりも大きい場合には  $\theta(t)$  と  $\theta(t-T_{ij})$  は統計的に無相関となることを用いると、

$$\begin{aligned}
 R_p(\tau) &= \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M 2I_{pd}^2\gamma_{ij}R_iR_j\cos^2\theta_{ij} \\
 &\times\exp(-4\pi^2\sigma_{op}^2\tau^2) \quad (16)
 \end{aligned}$$

$\theta_{ij}$ : 主信号光とキャビティ対  $(i, j)$  からの多重反射光の単位電気ベクトルがなす角度

が得られる。ただし、信号光の偏光状態は時間的にゆっくりと変動すると仮定している。 $T_{ij}$  が  $T_0$  よりも短い場合には式(16)のような簡単化は行えないが、例えば 15 km といった長距離伝送を行うときには  $T_{ij} \gg T_0$  の条件の成り立つキャビティ対が大部分を占めることから、上述した近似が成り立つと考えられる。 $I_p(t)$  の両側パワースペクトル密度関数  $S_p(f)$  は  $R_p(\tau)$  のフーリエ変換で与えられ、

$$\begin{aligned}
 S_p(f) &= \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M I_{pd}^2\rho\gamma_{ij}R_iR_j \\
 &\times\frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma_{op}}\exp\left(-\frac{f^2}{4\sigma_{op}^2}\right) \quad (17)
 \end{aligned}$$

となる。ただし、 $\rho$  は主信号光と各キャビティ対からの反射光の偏光状態が一致する度合いを表す係数であり、偏光状態が完全に一致している場合には  $\rho=1$ 、キャビティ対ごとの反射光がランダムに主信号光と干渉する場合には  $\rho=1/2$  となる。式(17)から、レーリー散乱光の多重干渉に起因する相対強度雑音  $RIN_f(f)$  は

$$RIN_f(f)=2\rho R_{eq}^2\frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma_{op}}\exp\left(-\frac{f^2}{4\sigma_{op}^2}\right) \quad (18)$$

と表される。ここに、 $R_{eq}$  はレーリー散乱光に対する等価的な反射率であり、

$$\begin{aligned}
 R_{eq} &= \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M \gamma_{ij}R_iR_j \\
 &\approx \frac{S\alpha_s}{2\alpha} [2\alpha L - 1 + \exp(-2\alpha L)]^{1/2} \quad (19)
 \end{aligned}$$

$S$ : 後方散乱光捕獲係数

$\alpha$ : ファイバ単位長当たりの伝送損失

$\alpha_s$ : ファイバの散乱係数

$L$ : ファイバ長

で与えられる<sup>6)</sup>.

### 3.4 CN 比

変調度が  $m$  であるとき、光検出器でのチャンネル当たりの搬送波電力は  $m^2 I_{pd}^2 / 2$  である。一方、光検出器の雑音は LD の相対強度雑音  $RIN_f$  と、PIN-PD のショット雑音、電気アンプからの雑音、そして前節で求めたファイバ伝送によって生じる相対強度雑音  $RIN_f$  の和で与えられるとする。このとき、CN 比は

$$CN\text{ 比}=\frac{\frac{1}{2}m^2I_{pd}^2}{(RIN_fI_{pd}^2+2qI_{pd}+I_{neq}^2+RIN_fI_{pd}^2)B_w} \quad (20)$$

$I_{neq}$ : アンプからの等価雑音電流密度

$B_w$ : 映像帯域幅

$q$ : 電荷

で与えられる。

## 4. 数値計算結果

前節で得られた結果に基づいて伝送チャンネル数の関数として CN 比を計算した。Fig. 3 は波長  $\lambda=1.31 \mu\text{m}$ 、出力  $4 \text{ mW}$ 、チャーピングによる周波数変調効率  $\eta=300 \text{ MHz/mA}$  を有する分布帰還型半導体レーザーダイオード (DFB-LD) を、1 チャンネル当たりの変調度

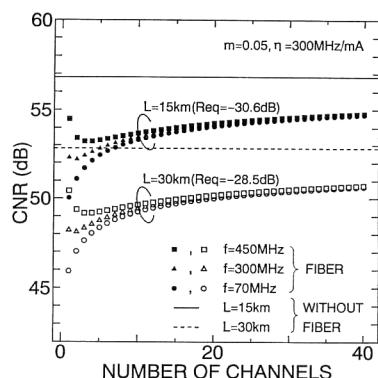


Fig. 3 Calculated results for CNR as a function of the number of transmitted channels for the cases of fiber lengths of  $L=15$  and  $30 \text{ km}$ .

$m=5\%$  で使用し、単位長さ当たりの伝送損失および散乱係数が  $\alpha=\alpha_s=0.0759/\text{km}$  ( $0.33 \text{ dB/km}$ )、後方散乱光捕獲係数が  $S=0.0015$  のシングルモードファイバで伝送した場合の結果を示す。図中には、レーリー散乱を考慮しない場合、すなわち伝送損失に相当する減衰だけを与えて計算した結果も示した。計算では、LD が有する相対強度雑音  $RIN_1$  を  $-155 \text{ dB/Hz}$ 、アンプからの等価雑音電流密度は  $6 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  と仮定した<sup>7)</sup>。また、主信号光と反射光との偏光状態に関しては、各反射点からの寄与がランダムである場合 ( $\rho=1/2$ ) を想定した。

Fig. 3 には、現在のアナログ用 DFB-LD において一般的である  $\eta=100\sim300 \text{ MHz/mA}$  の範囲において、伝送距離  $L$  を  $15 \text{ km}$  ( $R_{eq}=-30.6 \text{ dB}$ ) および  $30 \text{ km}$  ( $R_{eq}=-28.5 \text{ dB}$ ) としたときの計算結果が示されている。グラフからわかるように、たとえば  $15 \text{ km}$  ファイバ伝送を行うと CN 比はレーリー散乱光の影響で数 dB 低下する。CN 比のチャンネル数依存性を見ると、チャンネル周波数  $f$  が低い場合 (図中では  $70 \text{ MHz}$ ) には伝送チャンネル数が少なくなるにつれて CN 比が低下する。CATV システム幹線における所要 CN 比を例えば  $54 \text{ dB}$  とすれば、伝送距離  $15 \text{ km}$  の場合、Fig. 3 の条件においてはチャンネル数がおよそ 10 を切らあたりから所要の CN 比を維持できなくなることがわかる。これに対して、周波数  $f$  が高い場合 (図中では

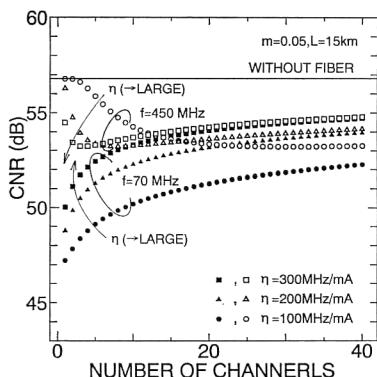


Fig. 4 Calculated results for CNR as a function of the number of channels for the cases of frequency modulation efficiencies of  $\eta=100, 200$ , and  $300 \text{ MHz/mA}$ .

$450 \text{ MHz}$ ) には伝送チャンネル数が少なくなても CN 比の劣化は  $f=70 \text{ MHz}$  の場合ほど大きくない。

また、周波数変調効率  $\eta$  の違いによる影響を示したのが Fig. 4 である。 $\eta$  が小さいほどチャンネル数の変動に対する CN 比の変化は大きくなることがわかる。チャンネル周波数  $f=450 \text{ MHz}$  では CN 比劣化は少なく、特にチャンネル数  $N$  が少ないと  $40$  チャンネルの場合はよりも CN 比は高い。逆に、低い周波数 ( $f=70 \text{ MHz}$ ) においてはチャンネル数が少ないと CN 比が極端に悪くなることがわかる。

## 5. 測 定 結 果

Fig. 5 は CN 比測定に用いた実験系である。実験では、光源に  $RIN_1=-159.1 \text{ dB/Hz}$  ( $50 \text{ MHz}$  において),  $=-157.5 \text{ dB/Hz}$  ( $550 \text{ MHz}$  において), 出力  $4 \text{ mW}$  のアイソレータ内蔵タイプの DFB-LD を用い、FDM 多重化した RF 信号によってこの LD を直接強度変調した。式(10)と LD スペクトル分布の測定結果から求めた DFB-LD の  $\eta$  は約  $320 \text{ MHz/mA}$  であった。測定時における LD の変調度は  $5.9\%$  であった。光ファイバコネクタには反射減衰量  $40 \text{ dB}$  以上のものを使用して、コネクタでの反射の影響が極力生じないようにした。最大で  $40$  チャンネルの搬送波が FDM 多重化された光信号を  $15 \text{ km}$  のシングルモードファイバで伝送し、PIN-PD で受光した。なお、使用したファイバの伝送損失は  $0.33 \text{ dB/km}$  である。

PIN-PD からの出力はマッチングトランスを介してハイブリッド IC で增幅し、電気スペクトラムアナライザで CN 比を測定した。測定周波数としては、CATV の下り帯域の中から  $f=91.25 \text{ MHz}, 211.25 \text{ MHz}, 337.25 \text{ MHz}$  の 3 種類を選んだ。測定結果を Fig. 6 に示す。Fig. 3 の計算結果と比較すると、傾向としてはよく似た実験結果の得られていることがわかる。すなわち、周波数  $f$  が低いほど (図では  $f=91.25 \text{ MHz}$ )、伝送チャンネル数が減ると CN 比の劣化が大きい。ただし、特にチャンネル数が少ない場合には、計算で仮定した光スペクトルの形状や広がりは実際との対応がよくなないと考えられる。

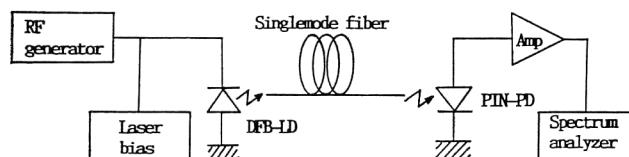
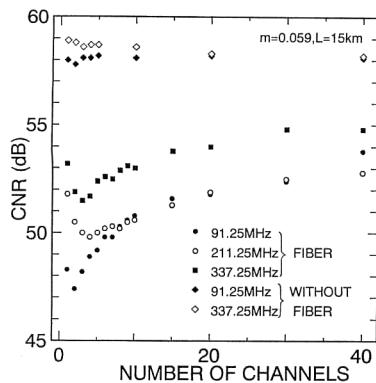


Fig. 5 Experimental setup for measuring CNR.

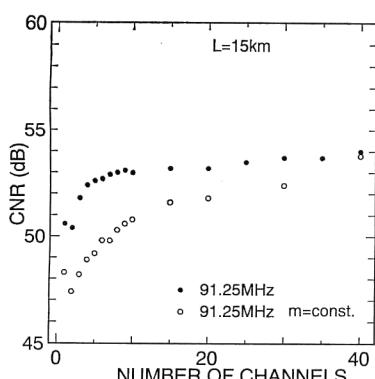


**Fig. 6** Experimental results for CNR as a function the number of channels. CNR measured without fiber transmission is also plotted.

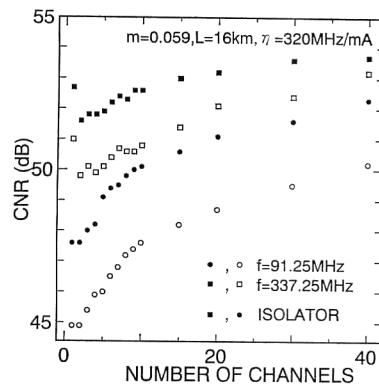
また、実験においてはファイバ伝送によるレーリ散乱の影響を調べるために、15 km のファイバのかわりに、それに相当する減衰量に設定した光アッテネータを使用したときの CN 比も測定した。Fig. 6 からわかるように、光アッテネータを使用したときの CN 比はファイバ伝送時よりも数 dB 高くて約 58 dB であり、伝送チャンネル数による変動はほとんどない。

## 6. CN 比の改善実験

チャンネル数変化に伴う CN 比の変動を低減するための方法として、使用チャンネル数に応じて変調度を可変させる方法を試みた。伝送チャンネル数に応じた変調度の設定においては CN 比を与える式(20)が一定となるような値を用いた。このときの CN 比とチャンネル数との関係を Fig. 7 に示す。チャンネル数が 10 から 40 までの間では CN 比はほぼ一定に保たれていることがわかる。ただし、10 以下のチャンネル数に対しては



**Fig. 7** Experimental results with (●) and without (○) the modulation index  $m$  adjustment.



**Fig. 8** Experimental results for compensating the CNR degradation by the use of an optical isolator in the fiber transmission line.

十分な補正が行われていない。これは前述したチャンネル数が少ないので近似によるものと考えられる。

また、レーリ散乱による多重干渉の影響を全体的に軽減することによって CN 比劣化を改善する方策として、光ファイバ伝送路内へのアイソレータの挿入を試み、このときの CN 比を測定した。使用した伝送ファイバは全長  $L=16$  km のものであるが、一例としてアイソレータを LD から 1 km の箇所に挿入し、アイソレータの有無による CN 比の違いを測定した。使用したアイソレータはアイソレーション 52 dB、挿入損失 0.8 dB、内部反射減衰量 57 dB のものである。測定結果を Fig. 8 に示す。CN 比が全体的に 1~3 dB ほど改善されていることがわかる。

## 7. あ と が き

AM-FDM 光 CATV システムの幹線において光ファイバ伝送を行った場合に、ファイバ内のレーリ散乱が信号の CN 比に与える影響を、伝送チャンネル数に対する依存性に重点をおいて検討した。計算においてはいくつかの仮定をおいたにもかかわらず、実験では数値計算によって予想された CN 比特性とよく似た結果が得られ、CATV チャンネルの下り帯域のうちの低周波数領域において特に CN 比劣化の著しいことがわかった。

光ファイバ伝送による CN 比劣化を補償する方策として、チャンネル数に応じて変調度を調節する方法のほかに、アイソレータによる反射光遮断の効果についても簡単な実験を行い、CN 比を全体的に向上させるうえで有効なことを確認した。また、ここには結果を示さなか

ったが、全チャンネルの変調度を可変させるかわりに、使用帯域外の周波数を有するダミー信号を用いる方法によっても CN 比をかなり一定に維持することができた。このダミー信号を用いた改善策の詳しい検討は、アイソレータによる方法とともに今後の課題である。

最後に、本研究を進めるうえで実験にご協力いただいた、愛知工業大学の原田明典氏および大同工業大学の木村大祐氏に感謝します。

### 文 献

- 1) R. Olshansky, V. A. Lanzisera and P. M. Hill: "Subcarrier multiplexed lightwave systems for broadband distribution," IEEE J. Lightwave Technol., **7** (1989) 1329.
- 2) J.L. Gimlett and N.K. Cheung: "Effects of phase-to-intensity noise conversion by multiple reflections on gigabit-per-second DFB laser transmission systems," IEEE J. Lightwave Technol., **7** (1989) 888.
- 3) T.E. Darcie, G.E. Bodeep and A.M. Saleh: "Fiber-reflection-induced impairments in lightwave AM-VSB CATV systems," IEEE J. Lightwave Technol., **9** (1991) 991.
- 4) 小林宣夫, 米谷治雄, 上手清嗣, 竹内幸宏, 高田敏弘, 島 克人: "ファイバによる雑音の増大とレーザのチャーピング幅との関係", 1991年電子情報通信学会春季大会, B-930 (1991).
- 5) 竹尾 隆, 佐藤克博, 青山繁行, 蟹江知彦, 伊藤治彦, 服部 肇: "後方散乱光が光 CATV システムの CNR に及ぼす影響について", 光学連合シンポジウム旭川'93, 26 Ba 01 (1993).
- 6) A.F. Judy: "Intensity noise from fiber Rayleigh backscatter and mechanical splices," ECOC '89, Tup-11 (Gothenburg, Sweden, 1989).
- 7) 新保隆行, 篠田誠也, 大前和哉: "光 AM-FDM 装置の特性改善", 1993年電子情報通信学会春季大会, B-990 (1993).