光通信システムの基礎

岩本喜直[†], 山本周[†]

1. ま え が き

本講座では、現在光ファイバ通信システムに広く利用されている強度変調-直接変換検波(Intensity Modulation-Direct Detection, IM-DD)方式について基礎的な解説を行う。信号伝送方式は、デジタル方式とアナログ方式とに大きく2つに分けられるが、本稿では前者を主として扱い、アナログ方式については次回にて解説を行う。

2. 光受信系の雑音

光受信器は、図1に示すようにフォトダイオードと電気増幅器とで構成される。フォトダイオードは、逆バイアスされた pn 接合近傍での光エネルギーによる電子・ホール対の発生により、受光した光パワーに相当した光電流を生起させる。理想増幅器を仮定すると、受信系の SNR は、光子の粒子性によるショット雑音によって決まる。しかし、現実の受信系では、負荷抵抗の熱雑音および受光素子、増幅素子の雑音の影響がある。受光素子には、受光した光子数に対応した電子・ホール対を発生する $p-i-n$ フォトダイオード ($p-i-n$ PD) とアバランシェ効果による2次電子増倍利得を持つアバランシェフォトダイオード (APD) がある。増倍利得を M ($p-i-n$ PD では $M=1$) とし、受光系の2つの雑音 (ショット雑音と熱雑音) を独立なガウス雑音として近似すると、SNR は次のように表せる。

$$\text{SNR} = \frac{T_p^2 M^2}{2eB(I_p + I_a)M^2 F(M) + \frac{4KT}{R_L} BF} \quad (1)$$

ここで、 I_p は信号電流で、受光した光パワー P_s に対

(a) ハイインピーダンス回路形式

(b) トランスインピーダンス回路形式

図1 受光系フロントエンドの構成

して、

$$I_p = \frac{e\eta}{h\nu} P_s \quad (2)$$

である。ただし、 η はフォトダイオードの量子効率、 h はプランク定数、 ν は光子の振動数である。さらに、 e は電子の素電荷、 I_a は受光素子の暗電流と背景光による背景光電流の和、 R_L は負荷抵抗、 B は受信器の受信帯域、 K はボルツマン定数、 T は受信器の絶対温度、 F は増幅器の雑音指数である。

受光素子に APD を用いる場合には、光電流の増倍過程において過剰雑音が発生し、この影響は過剰雑音係数 $F(M)$ を用いることにより表される。 $F(M)$ は、APD の電子とホールのイオン化率比 x により、次式で与えられる¹⁾。

$$F(M) = M[1 - (1-x)(1-1/M)^2] \quad (3)$$

x の値は、Si-APD で 0.02~0.04、Ge-APD で

[†] 国際電信電話株式会社 研究所

“Optical Communication Techniques (7); Fundamentals of Optical Communication System” by Yoshinao Iwamoto and Syū Yamamoto (Research Laboratories, Kokusai Denshin Denwa (KDD) Co. Ltd., Tokyo)

0.9, InGaAs-APDで0.3である。(3)式は M^x と近似されることが多く、この場合 x の値は、Si-APDで0.3~0.4, Ge-APDで0.95~1, InGaAs-APDで0.7~0.8である。

光受信系のSNRは、(1)式が示すように、ショット雑音と電気回路雑音によって決まり、APDを使った受信回路では、APDの増倍過程における過剰雑音のため、SNRを最大にする最適増倍率が存在する。さらに、(1)式からわかるようにSNRは、負荷抵抗を大きくすることにより改善される。現実には、受光素子の接合容量、増幅器の入力容量、回路実装にともなう寄生容量により、負荷抵抗と並列に容量が存在し、受信器の帯域を確保するため、負荷抵抗の大きさには制限がある。そこで、フロントエンドの構成として図1(a), (b)に示すような2つのタイプがある。

すなわち、図1(a)は、ハイインピーダンス型と呼ばれ、フロントエンドで積分を行った後、等化回路により受信帯域を補償する回路形式である。この結果、高受信感度が得られるが、フロントエンドの入力容量に対して等化器の調整が微妙であり、ダイナミックレンジが広くとれない欠点がある。

図1(b)は、トランスインピーダンス型と呼ばれる回路形式で、ハイインピーダンス型に比べるとSNRは若干劣るが、負帰還抵抗により広帯域化が図れ、ダイナミックレンジも優れている。このため、トランスインピーダンス型が高速伝送用光受信器に広く利用されている。

3. デジタル伝送系の符号誤り率

デジタル光受信系のSNRの解析は、Personickにより最初に開拓されている²⁾。以下、その解析に基づいてSNRと符号誤り率との関係について述べる。

3.1 光受信系の入力換算雑音電流

図2に、デジタル光伝送系の基本構成を示す。光受信系のフロントエンドの雑音は、ガウス雑音として近似して解析することができ、雑音電流パワーにより

雑音特性が表現される。ショット雑音は、信号電流依存性があるためマーク受信時とスペース受信時で雑音電流パワーは異なる。また、デジタル信号は、ランダムなマーク、スペースのパルス系列であるため、符号間干渉を考慮すると符号系列のパターン依存性がある。このようなパターン依存性がある場合の雑音パワーの評価では、最悪の符号パターンについて行われる。

符号間干渉が最悪となるのは、受信パルスに対して、他の符号がすべてマークとなる場合である。このときの受信等化出力の識別点での入力換算雑音電流パワーは、スペース($b=0$)、マーク($b=1$)に対して、次のように書ける。

$$\begin{aligned} \langle in^2(b) \rangle &= 2eI_p M^{2+x} h_p(0) f_0^2 (\Sigma_1 + (b-1)I_1) \\ &\quad + 2e[I_m M^{2+x} + I_n] f_0 I_2 \\ &\quad + \langle in^2 \rangle_{\text{circuit}} \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 f_0 はビットレート周波数、 $h_p(t)$ は受信波形の関数を表し、 I_m はAPDの暗電流の増倍成分、 I_n はAPDの暗電流の非増倍成分である。 $\langle in^2 \rangle_{\text{circuit}}$ は、光信号入力段に換算したフロントエンド増幅回路の入力換算雑音電流パワーで、受光素子の負荷抵抗およびフロントエンド回路の増幅素子によって決まる。増幅素子として、電界効果トランジスタ(FET)または、バイポーラトランジスタ(バイポーラTr)が使われるが、各々の素子に対する入力換算雑音電流パワーは次式で表せる³⁾。

(I) FET フロントエンド回路

$$\begin{aligned} \langle in^2 \rangle_{\text{circuit}} &= \left(2e(I_a + I_g) + \frac{4KT}{R_F} \right) f_0 I_2 \\ &\quad + \frac{4KT\Gamma}{g_m} (2\pi C_T)^2 f_0^3 I_3 \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、

I_g : FETのゲート漏れ電流

Γ : FETの雑音係数で、GaAs-MESFETで1.03, Si-MOSFETで1.75である。

g_m : FETの相互コンダクタンス

C_T : 全入力容量(受光素子の容量、寄生容量も含む)

図2 光ファイバ伝送系の構成

ハイインピーダンス形式では、雑音電流は(4)式の第3項が支配的となるため、ビットレートの3乗に比例する。したがって、高速受信回路ではフロントエンドの容量の低減が設計のキーポイントとなる。

(II) バイポーラ Tr フロントエンド回路

$$\begin{aligned} \langle in^2 \rangle \text{ circuit} = & \left(\frac{4KT}{R_F} + 2eI_b \right) f_0 I_2 \\ & + \frac{2eI_c}{g_m^2} (2\pi C_T)^2 f_0^3 I_3 \\ & + 4KT r_{bb} (2\pi C_{dsf})^2 f_0^3 I_3 \quad (6) \end{aligned}$$

ここで、 I_b 、 I_c はベースコレクタのバイアス電流、 r_{bb} はベース広がり抵抗、 $g_m = eI_c/(KT)$ は Tr の相互コンダクタンス、 C_{dsf} は受光素子容量、寄生容量、帰還容量の和である。

(6)式からわかるように、バイポーラ Tr では、雑音電流を最少とする最適なコレクタ電流 I_{copt} が存在する。 I_{copt} は、(6)式を I_c で微分することにより求め、 I_{copt} を代入することにより、(6)式を書き直すことにより、次のようになる。

$$\begin{aligned} \langle in^2 \rangle \text{ circuit} = & \frac{4KT}{R_F} f_0 I_2 + 8\pi KTC_T \sqrt{\frac{I_2 I_3}{\beta}} f_0^2 \\ & + 4e\alpha C_T (2\pi V_T)^2 f_0^3 I_3 \\ & + 4KT r_{bb} (2\pi C_{dsf})^2 f_0^3 I_3 \quad (7) \end{aligned}$$

ここで、 $V_T = kT/e$ 、 $\alpha = \tau_F/V_T$ (τ_F はトランジスタのキャリア走行時間)。

トランスインピーダンス型では回路の広帯域化を図るため R_F は通常ビットレートに反比例の関係となる。このため、雑音電流は、 f_0 の項が支配的になるビットレートまで、ほぼビットレートの2乗に比例すると考えてよい。

3.2 送信・受信波形

(4)、(5)、(6)、(7)式で Σ_1 、 I_1 、 I_2 、 I_3 は図2に示す受信器への入力光波形 $H_p(f)$ 、および、等化出力波形 $H_{eq}(f)$ に依存する重み関数で、それぞれ次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} \Sigma_1 &= \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_p(k) [H_T(k) * H_T(k)] \\ I_1 &= Re \int_0^{\infty} H_p(f) [H_T(f) * H_T(f)] df \\ I_2 &= \int_0^{\infty} |H_T(f)|^2 df \\ I_3 &= \int_0^{\infty} |H_T(f)|^2 f^2 df \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

ただし、 $*$ は畳み込み積分を表し、 $H_T(f)$ は受信器の伝達関数で、次式で与えられる。

$$H_T(f) = H_{eq}(f)/H_p(f) \quad (9)$$

ここで、 f はビットレート f_0 で正規化した周波数。

等化波形として、図3(a)に示すような理論的に符

(a) 受信回路の余弦等化波形

(b) 送信波形と受信回路の伝達関数

図3 光伝送系の入力・出力波形

表1 Personickのパラメータ値

パラメータ	RZ 符号	NRZ 符号
Σ_1	0.504	0.564
I_1	0.501	0.549
I_2	0.403	0.563
I_3	0.0361	0.0868

号間干渉がない余弦等化波形に近似されることが多い。また、光出力波形として、RZ (Return-to-Zero) または、NRZ (Non-Return-to-Zero) 符号が使用される。RZ, NRZ 符号に対し余弦等化を行ったときの受信器の伝達関数 $H_T(f)$ を図3(b)に、RZ, NRZ 符号に対する各パラメータの値を表1に示す。図3(b)に示すように NRZ の方が受信器帯域が広がるため、雑音電力が大きくなり、受信感度が約 1.5 dB 程度 RZ 符号に比べて劣る。しかし、同じ光ピーク電力に対し送信平均パワーは NRZ 符号の方が 3 dB 大きいので、正味として 1.5 dB 程度高い中継器利得が得られる。

3.3 符号誤り率と受信感度

まず、比較のため受信限界であるショット雑音限界

における符号誤り率と受信感度について述べる。ショット雑音限界では、光子数が極めて少ないため雑音分布は、ポワソン分布となり、 n 個の光子が検出される確率は次のように表せる。

$$P_N(n) = N^n e^{-N} / n! \\ N = 2P_r / (h\nu f_0) \quad (10)$$

ここで、光子を 1 個以上受信したときマークと判定することにより誤り率は最小となる。マーク率 1/2 に対する誤り率は次のようになる。

$$P_e = \frac{1}{2} P_N(0) = \frac{1}{2} e^{-N} \quad (11)$$

例えば、 10^{-9} に対する受信感度は $N=20$ フォトンに対応する。

一方、現実の光受信器では、電子回路の雑音が相加され、識別回路での識別点において図 4 に示すようにスペース、マークに対し σ_0, σ_1 の雑音電力をもつガウス分布で信号レベルが変動していると近似される。マーク率 1/2 の信号系列について、閾値レベルを最適化した時の符号誤り率 P_e は、次式で与えられる。

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-x^2/2} dx \quad (12)$$

ここで、 Q は信号 0-p 値とマーク、スペース受信時

図 4 スペース、マーク時の雑音分布

図 5 Q 対符号誤り率

の rms 雑音振幅で決まるディジタル受信系の SNR を示し、次式で定義される。

$$Q = \frac{I_p M h_p(0) f_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (13)$$

ただし、 $h_p(t)$ は受信波形の関数を表し、 σ_0 と σ_1 は次のように書ける。

$$\sigma_0 = \langle in^2(0) \rangle^{1/2} \\ \sigma_1 = \langle in^2(1) \rangle^{1/2} \quad (14)$$

(12), (13) 式より、受信系の雑音特性は Q を介して符号誤り率と関係づけられる。図 5 に Q と符号誤り率のグラフを示す。例えば、 10^{-9} の符号誤り率に対し Q は 6 である。逆に、所要符号誤り率に対する Q から受信感度を計算することができる。次式は、 $p-i-n$ PD, APD に対する Q と受信感度 P_r との関係を示す⁴⁾。

$$P_r = \frac{h\nu}{e\eta} Q \sqrt{\langle in^2 \rangle_{\text{circuit}} + 2eI_n f_0 I_2} \quad (p-i-n \text{ PD}) \quad (15)$$

図 6 ビットレートと最小受光感度 (短波長帯)

図 7 ビットレートと最小受光感度 (長波長帯)

$$P_r = \frac{h\nu}{e\eta} Q \left[Q e f_0 I_1 + \sqrt{\frac{\langle in^2 \rangle_{\text{circuit}}}{M^2} + 2e I_m F(M) f_0 I_2} \right] \quad (\text{APD}) \quad (16)$$

ただし、APDの場合、 P_r を最小とする最適増倍率 M_{opt} が存在し、暗電流が小さい時、次式で近似できる。

$$M_{opt} = \frac{1}{\sqrt{K}} \left(\frac{\langle in^2 \rangle_{\text{circuit}}^{1/2}}{e f_0 I_1 Q} + \alpha - 1 \right)^{1/2} \quad (17)$$

(15)、(16)式より、各種の回路パラメータに関して受信感度を求めることができる。図6、図7に0.85 μm 帯のSi受光素子、および1.1~1.6 μm の長波長帯の受光素子であるInGaAs- $p-i-n$ 、Ge-APD、InGaAs-APDに対する受信感度を各回路形式について計算した例を示す。さらに、参考のため(10)式から求められる量子雑音限界も併せて示す。

図6に示すように、0.85 μm 帯では、Si-APDの特性が優れているため、光受信回路に広く使われている。長波長帯では、低ビットレートでは、ハイインピーダンス形式により回路の低雑音化をはかった $p-i-n$ FETが開発されている。APDを使った回路では、ビットレートが高速になるに従い回路雑音は f^3 に比例するため回路形式の差は減少する。受信感度のビットレート依存性は、 $p-i-n$ FETではほぼ1.5乗、APDでは1乗に比例する。長波長帯の受光素子はSi受光素子と比べて、雑音指数、暗電流が大きいため、最適増倍率はSi-APDの50~100に対して、Ge-APDで2~15、InGaAs-APDで10~35である。

4. 光ファイバ伝送によるパワーペナルティ

光ファイバ伝送系では、光受信系の雑音以外に発光素子に起因する雑音および光ファイバ伝送によって発生する劣化について考慮する必要がある。また、使用する発光素子、光ファイバの違いにより、異なった伝送劣化が生じる。光ディジタル伝送系では、劣化の評価法として、受信感度劣化を光パワーで表す受光量劣化（パワーペナルティ）が一般に用いられる。

4.1 発光素子の強度雑音

半導体レーザ (LD) の場合、レーザの発光過程で発生する量子雑音があり、相対強度雑音 (Relative Intensity Noise, RIN) で表すと140~150 dB/Hzである。しかし、量子雑音が受信感度の点で問題となることはほとんどない。次に、光コネクタ等の接続点からの反射光がLDに戻ると、光出力強度が変動し、RINの増大が起こることがある。特に高速受信回路では反

射によるRINの増大は、受信感度の劣化となる。このような雑音は反射雑音として扱われる。反射雑音は、光アイソレータの使用により反射光を減衰させることにより低減されている。

4.2 消光比劣化

発光素子を強度変調する場合、スเปース時の光パワーは完全に零とはならない。この度合を示すため、マーク対スぺース信号の光パワー比である消光比が用いられる。消光比が小さいと、同じ平均光パワーに対し、マーク信号の光信号振幅が減少し、スぺース信号時のショット雑音が増加するため、SNRが劣化する。消光比劣化によるパワーペナルティは $p-i-n$ PDの場合、次のように表せる。

$$P_{EXT}(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{1+r}{1-r} \right) \quad p-i-n \text{ PD} \quad (18)$$

APDの場合、最適増倍を考慮するため、パワーペナルティは単純な式で表すことが困難である。図8に $p-i-n$ PDとAPDの消光比劣化に対するパワーペナルティの計算例を示す。図8より理想的な受信感度からの劣化を1~2 dB以内におさえるには消光比を0.1以下とする必要があることがわかる。

4.3 伝送帯域劣化

光受信器では、識別回路の識別点で、符号間干渉が小さくなるように受信波形を等化していることを述べた。マルチモード光ファイバを用いる場合、モード分散および発光素子のスペクトル広がりや波長分散により、光ファイバの伝送帯域が劣化し、これによる受信波形のひずみから図9に示すように識別点での符号間干渉が増大する。この結果、信号振幅が減少し受信感度の劣化が生じる。

このような伝送帯域劣化によるペナルティ評価を行うため、まず光ファイバのベースバンド周波数帯域特性について示す。その伝達関数は次式で近似的に表せる。

図8 消光比劣化によるパワーペナルティ

(a) 伝送前のアイパターン

(b) 伝送前のアイパターン

図9 マルチモード光ファイバ伝送によるアイパターン劣化の理論計算

$$H_c(f) = e^{-1/2 \cdot (2\pi)^2 f^2 \sigma_t^2} \approx 1 - \frac{1}{2} (2\pi)^2 f^2 \sigma_t^2 \quad (19)$$

ここで、

$$\sigma_t^2 = \frac{2 \ln 2}{(2\pi)^2} \cdot \frac{1}{f_m^2} + Z^2 \sigma_\lambda^2 \left(m^2 + \frac{1}{2} \sigma_\lambda^2 m'^2 \right) \quad (20)$$

σ_λ は発光素子の rms スペクトル幅, m, m' は 1 次・2 次の波長分散係数, f_m はマルチモードファイバの 6 dB 帯域で, f_c を 1 km 当たりの帯域とすると, Z km のファイバでは次式で近似できる.

$$f_m = f_c / Z^\gamma \quad (21)$$

ステップインデックス (SI) ファイバでは $f_c = 20 \sim 50$ MHz, $\gamma = 0.5 \sim 0.6$ であり, グレーデッドインデックス (GI) ファイバでは $f_c = 200 \sim 3000$ MHz, $\gamma = 0.5 \sim 1$ である.

シングルモード光ファイバでは偏波分散以外にはモード分散は存在しないため, 発光素子のスペクトル広がりや波長分散のみによって帯域が制限される. 特にスペクトル幅の大きい LED ではその影響が大きい.

(19) 式の光ファイバの伝達関数に対して, 符号間干渉による最悪時のアイ閉塞 E_m は, 次のように近似できる⁶⁾.

$$E_m = 2f_0^2 \sigma_t^2 \left(\frac{2}{3} \pi^2 - 4 \right) \quad (22)$$

1 dB 以下のパワーペナルティを評価するとき, (22) 式を用いて, $p-i-n$ PD, APD に対して次式でよく近似できる.

$$P_{SI}(\text{dB}) = -10 \log(1 - E_m) \quad p-i-n \text{ PD} \quad (23)$$

$$P_{SI}(\text{dB}) = -10 \frac{x+2}{x+1} \log(1 - E_m) \quad \text{APD} \quad (24)$$

このように帯域制限を受けた受信波形に対して, 符号間干渉を減少するように再等化を行う場合もある.

4.4 モーダル雑音とモード分配雑音

LD とマルチモード光ファイバを用いる場合, LD の良好なコヒーレンシーにより, 伝搬モード間の干渉によりスペックルが生じる. 光ファイバの接続部等にモード不整合が存在すると, 接続部でのスペックルパターンの変動によりモーダル雑音が発生する. モーダル雑音パワーは, ファイバ出力におけるビジビリティ (可干渉度) の 2 乗とファイバどうしの接続損失に比例する⁶⁾.

低ビットレートでは, LD のコヒーレンシーが損なわれないので, 高いビジビリティを有し, このためモーダル雑音が多い. そこで, コヒーレンシーを低減させるため, 例えば, 高周波を重畳する方法等が提案されている⁷⁾. 高ビットレートでは, 一般にコヒーレンシーは悪くなりモーダル雑音は減少するが, 短距離伝送では, ビジビリティが保たれるためモーダル雑音が依然問題となる.

さらに, 多モード発振するファブリーペロー LD (FP-LD) を高速変調する場合, LD の縦モードパワーの分布が変調パルスごとにランダムに揺らぐ LD モード分配雑音⁸⁾が生じ, モーダル雑音がいっそう増大する. この場合, モーダル雑音を低減するには, 光ファイバの接続損失を小さくすることが重要である.

次に, シングルモード光ファイバでは, 光ファイバの波長分散と LD モード分配雑音により, 受信波形に雑音が生じる⁹⁾. モード分配雑音は信号パワーに比例した雑音であるため, 入力パワーをいくら増大しても SNR が改善されず, 符号誤り率特性にフロアを生じするという現象がある. 図 10 にその実験例を示す. LD モード分配雑音によるパワーペナルティは, $p-i-n$ PD, APD に対して次式で表せる⁹⁾.

$$P_{MPN}(\text{dB}) = -5 \log(1 - D_m) \quad p-i-n \text{ PD} \quad (25)$$

$$P_{MPN}(\text{dB}) = -5 \frac{x+2}{x+1} \log(1 - D_m) \quad \text{APD} \quad (26)$$

ここで、

$$D_m = \frac{1}{2} k^2 (2\pi)^2 Q^2 (m Z \sigma_\lambda f_0)^4 \quad (27)$$

図 10 LD モード分配雑音による符号誤り率特性の劣化

図 11 LD モード分配雑音によるパワーペナルティ

k は FP-LD のモード分配雑音係数で、0.3~0.6 の値が実測されている。発光素子のスペクトル広がりによる符号間干渉の影響も考慮すると、全パワーペナルティは近似的に次式で評価できる。

$$P_{TOTAL}(\text{dB}) = P_{ISI} + P_{MPN} \quad (28)$$

図 11 にモード分配雑音によるパワーペナルティの計算例と実測値とを示す。

4.5 LD チャーピング

LD モード分配雑音を避けるため、高速伝送システムでは単一縦モードで発振する分布帰還型 LD (DFB-LD) が使われる。しかし、光ファイバの波長分散の大きい $1.55 \mu\text{m}$ の波長帯や、超高速伝送システムでは、LD 直接変調による緩和振動に起因する波長チャープが生じ、伝送信号劣化の原因となる。波長チャープは図 12 に示すようにパルスの立ち上がりおよび立ち下がりで発生し、光ファイバの波長分散と作用し、ファイバ伝送後の受信波形にひずみが生じる。波長チャープは、LD の構造、変調条件によって様々であり、一

図 12 DFB-LD チャーピングのモデル

図 13 DFB-LD チャーピングによるパワーペナルティ

般的な解析を行うことは困難である。しかし、パルス広がりを与えるようなチャーピングについては、近似的に符号間干渉として扱うことができ、この時のパワーペナルティは (23), (24) 式において、(22) 式の E_m の代わりに次式を用いることにより与えられる¹⁰⁾。

$$E_m = 2 \left(\frac{2}{3} \pi^2 - 4 \right) t_c m Z \Delta \lambda f_0^2 \times \left[1 + \frac{2}{3} (m Z \Delta \lambda - t_c) f_0 \right] \quad (29)$$

ただし、 t_c はチャーピングの生起時間、 $\Delta \lambda$ は波長チャープ量である。図 13 に LD チャーピングによるパワーペナルティの計算例と 565 Mb/s における測定例を示す¹¹⁾。超高速長距離光ファイバ伝送において、直接変調を用いる限り LD チャーピングが発生するので、その抑圧技術が重要課題となる。一方では、光ファイバの波長分散制御技術も LD チャーピングの影響を軽減するうえで重要である。さらに、超高速化が進展するにつれ、僅かな光ファイバの分散でも、その影響が次第に大きくなり、外部変調器の使用が必要と考えられる。外部変調器を用いる場合でも、変調器の種類によっては若干の波長チャープが生じ、超高速伝送では問題となることが予想される。

5. 光ファイバ伝送システムの伝送距離

光ファイバ伝送システムを設計する場合、データバスや LAN に適応する場合と陸上基幹伝送路や海底通信に適応する場合とは、自ずから要求条件が異なる。ここでは、適応分野が明らかとなるように、波長帯、ビットレートについて各種の発光素子、光ファイバ、受光素子の組合せについて、伝送距離限界について述べる。

光伝送路に割り当てられる光損失は、光送信器からの光出力 P_s (dBm) と光受信器の受信感度 P_r (dBm) の差に対して、送・受信装置の劣化に対するマージン P_{sys} (dB)、光ケーブルの損失に対する線路マージン P_c (dB)、光コネクタ等の接続に対するマージン P_m (dB) を差し引くことにより与えられる。この結果、これを単位長当たりの光ケーブル損失 α (dB/km) で割ることにより伝送距離 Z を求めることができる。

$$Z = [(P_s - P_r) - (P_{sys} + P_c + P_m)] / \alpha \quad (\text{km}) \quad (30)$$

送信光出力 P_s は、現在のところ発光素子の出力限界と発光素子と光ファイバとの結合損失で決まっている。ただし、LD の高出力化、コヒーレンシーの向上に伴い、特に波長多重方式では光ファイバの非線形効果（誘導ブリルアン散乱、誘導ラマン散乱）によるファイバ入力限界も考えられる。受信感度制限は、符号誤り率として、通常 $10^{-11} \sim 10^{-9}$ 以下が確保できる SNR によって決まる。システムマージンは適用分野によって異なるが、通常 2~3 dB から多くて 10 dB 程度と考えてよい。以上から、(30)式を使って光ファイバ損失で決まる伝送距離（損失制限）が求まる。

一方、前章で示したように、発光素子のスペクトルと光ファイバの分散との相互作用により伝送劣化が生じ伝送距離が制限（分散制限）される。

図 14 は、各種の伝送システム構成について、実際の値を用い、伝送距離をビットレートに関して計算した例である。さらに、図 14 にはシステムの実現性を示すため、マージンを含まない実験室レベルで得られた伝送距離もプロットしてある。

【参 考 文 献】

- 1) R. J. McIntire: "Multiplication Noise in Uniform Avalanche Diodes", IEEE J., ED-13, 1, pp. 164-168 (Jan., 1966)
- 2) S. D. Personick: "Receiver Design for Digital Optical Communication System, I and II", B. S. T. J., 52, 6, pp. 843-886 (July-Aug., 1973)

図 14 各種光伝送系のビットレート対伝送距離

- 3) T. V. Muoi: "Receiver Design for High-Speed Optical-Fiber Systems", IEEE J., LT-2, 3, pp. 243-267 (June, 1984)
- 4) H. Kressel: "Semiconductor Devices for Optical Communication", Chapter 4, Springer-Verlag, Berlin (1980)
- 5) J. L. Gimlett and N. K. Cheung: "Dispersion Penalty Analysis for LED/Single-Mode Fiber Transmission Systems", IEEE J., LT-4, 9, pp. 1381-1392 (Sep., 1986)
- 6) T. Kanada: "Evaluation of Modal Noise in Multimode Fiber-Optic Systems", IEEE J., LT-2, 1, pp. 11-18 (Feb., 1984)
- 7) K. Sato and K. Asatani: "Speckle Noise Reduction in Fiber Optic Analog Video Transmission Using Semiconductor Laser Diodes", IEEE J., COM-29, 7, pp. 1017-1024 (July, 1981)
- 8) Y. Okano, K. Nakagawa, and T. Ito: "Laser Mode Partition Noise Evaluation for Optical Fiber Transmission", IEEE J., COM-28, 2, pp. 238-243 (Feb., 1980)
- 9) K. Ogawa: "Analysis of Mode Partition Noise in Laser Transmission System", IEEE J., QE-18, 5, pp. 849-855 (May, 1982)
- 10) S. Yamamoto, H. Sakaguchi, M. Nunokawa and Y. Iwamoto: "Studies of Design for 1.55 μm Optical Fiber Submarine Cable Systems", J. Opt. Commun., 7, pp. 2-10 (Mar., 1986)
- 11) 山本, 坂口, 布川, 岩本: "1.55 μm 帯長中継間隔光ファイバ伝送方式について", 信学技報, CS 86-10 (June, 1986)

いわた よしなお
岩本 喜直 昭和 39 年, 大阪大学工学部通信工学科卒業。同年, 国際電信電話(株)に入社。海底同軸ケーブル伝送方式, 海底ケーブル用給電装置, 海底ケーブル保守技術, 海底光ファイバケーブル伝送方式の研究開発に従事。現在, 同社マドリード事務所長。

やまもと しゅう
山本 周 昭和 54 年, 東京大学工学部電気工学科修士課程終了。同年, 国際電信電話(株)に入社。海底光ファイバ伝送方式の研究開発に従事。現在, 同社研究所光通信システム研究室主査。