

■5 群(通信・放送)- 3 編(光伝送技術)

5 章 補償・等化・誤り訂正技術

【本章の構成】

- 5-1 波長分散補償と分散管理
- 5-2 偏波分散補償
- 5-3 電気段等化技術
- 5-4 FEC 技術

■5 群-3 編-5 章

5-1 波長分散補償と分散管理

(執筆: 佐々木隆・平野正見) [2009年9月 受領]

シングルモード伝送路を導波する光信号パルスは、光伝送路における群遅延の波長依存性である波長分散によって拡大してしまう。したがって高速光ファイバ通信システムにおいて現在の主流を成す光強度変調・直接検波 (IM-DD) 方式において、波長分散が伝送容量・伝送距離を制限する主要因となる。そのため、光通信システムにおいてはこの波長分散を制御する技術が長年にわたり検討されてきた。本節では、まず波長分散について簡単に述べ、次に様々な方法で光ファイバの波長分散を補償・管理する技術について概説する。

5-1-1 シングルモードファイバにおける波長分散

光ファイバにおける波長分散 D は、導波モードの伝搬定数 $\beta = n_e \omega / c$ (n_e : 実効屈折率, c : 真空中の屈折率) の周波数 $\omega = 2\pi c / \lambda$ 及び波長 λ による微分として、

$$D = d/d\lambda \{d\beta/d\omega\} = -\lambda/c \{d^2 n_e / d\lambda^2\}, \quad (5.1)$$

で与えられる。ここで $n_e = \Delta n_e + n_0$ (Δn_e : 実効屈折率差, n_0 : クラッド屈折率) と書けるため、

$$D = -\lambda/c \{d^2 n_0 / d\lambda^2\} - \lambda/c \{d^2 (\Delta n_e) / d\lambda^2\} = D_M + D_W, \quad (5.2)$$

となる。波長分散 D の波長微分は分散スロープと呼ばれ、広波長帯域で高速伝送を行う際などに問題となる。式(5.2)のように波長分散 D は、光ファイバを構成するクラッド材料 (石英ガラス) の屈折率 n_0 により生じる材料分散: D_M と、屈折率分布など導波路構造で決まる実効屈折率差 Δn_e に起因する導波路分散: D_W との和である。材料分散 D_M は石英ガラス自体の屈折率により決まるため、導波構造によらずほぼ一定となる。一方、実効屈折率差 Δn_e は光ファイバの屈折率分布により制御可能であるため、導波路分散 D_W は調整可能である。導波路分散 D_W の調整により、後述する分散シフトファイバ、分散補償ファイバといった分散制御ファイバが実現できる。屈折率分布を有する導波路の n_e の設計は、有限要素法 (FEM) 等の数値解析により求められる。図 5.1 に標準的な石英系シングルモードファイバ (SSMF) 及び分散シフトファイバ (DSF) の波長分散特性を示す。表 5.1 に典型的な伝送用シングルモードファイバの国際規格 (ITU-T 勧告) についてまとめる。使用する信号波長帯域に応じ、様々な波長分散特性を有するファイバが実用化されている。

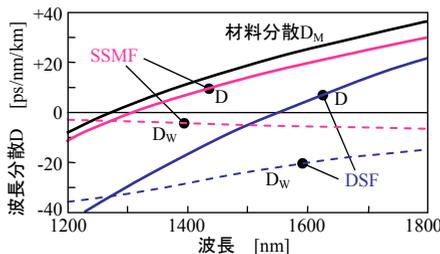


図 5.1 波長分散特性

表5・1 ITU-T勧告における伝送用シングルモードファイバの波長分散に関する規定例

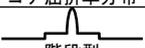
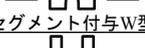
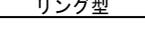
番号	適用ファイバ	零分散波長 λ_0 [nm]	波長分散D [ps/nm/km]	分散スロープ [ps/nm ² /km]
G.652	標準シングルモードファイバ (SSMF)	1300-1324	—	<0.092 (at λ_0)
G.653	分散シフトファイバ (DSF)	1500-1600	<3.5 (1525-1575nm)	<0.085 (at λ_0)
G.655A	ノンゼロ分散シフトファイバ	—	0.1-6 (1530-1565nm)	—
G.655B/C	(NZ-DSF)	—	1-10 (1530-1565nm)	—
G.656	広帯域伝送用NZ-DSF	—	2-14 (1460-1625nm)	—

5-1-2 分散シフトファイバ

SSMF の伝送損失は、波長 1550nm 帯で 0.2 dB/km 以下と最も低くなるが、図 5・1 のとおり波長分散は +17ps/nm/km 程度と大きい。したがって幹線系など高速の光信号が長距離に渡って伝搬する場合、パルスが大きく歪んでしまう。これを解決するため、1550 nm 帯で波長分散がゼロとなる、つまり零分散波長を 1550 nm 帯にシフトさせた分散シフトファイバ (DSF : 表 5・1 における G.653 ファイバ) が提案された。階段コア型の屈折率分布を有する DSF によって、実用化の課題であった接続損失や曲げ損失が低減し¹⁾、1988 年からは日本国内の幹線系に導入された。

一方、エルビウム添加光ファイバ増幅器の実用化に伴い、特に幹線系において 1990 年代中ごろから波長多重 (WDM) 伝送方式が一般化し、総伝送容量が爆発的に増加した。WDM 伝送では波長分散がゼロに近いと、異なる波長を有する信号光間の四光波混合 (FWM) クロストークなど非線形光学現象により光信号の品質が大きく劣化する。非線形現象を抑制するため、伝送路として波長分散が大きい SSMF を使い、5-1-3 項で後述する集中型分散補償デバイスと直列接続することで全体の累積波長分散を小さくしたシステムや、1550 nm 帯での波長分散値が小さいがゼロではないノンゼロ分散シフトファイバ (NZ-DSF: G.655 ファイバ) 伝送路が実用化された。NZ-DSF は波長分散が小さいため、非線形効果を抑制するよう実効断面積 (A_{eff}) の拡大が課題である。一方、S, C, L バンドという合計 160 nm 以上の光通信波長帯域全体に適用すべく、分散スロープを低減した NS-DSF も提案されている (G.656 ファイバ)。 A_{eff} の拡大と分散スロープの低減の両立は困難であり、セグメントコア型²⁾ やセグメント付与 W コア型³⁾ など種々の屈折率分布を有する NS-DSF が提案されている (表 5・2)。

表5・2 NZ-DSFの伝送特性例

コア屈折率分布	A_{eff} [μm^2]	分散スロープ [ps/nm ² /km]
 階段型	40~70	+0.06~+0.15
 W型	30~40	+0.03~+0.05
 セグメント型	60~80	+0.05~+0.12
 セグメント付与W型	40~60	+0.02~+0.05
 リング型	70~150	+0.07~+0.09

5-1-3 集中型分散補償デバイス

光通信システム中に累積する波長分散を等化するために、送受信機や中継器に様々なタイプの集中型分散補償デバイスが用いられる。90年代後半からは 10 Gbps 以上の高速光伝送システムの信号パルス歪みを抑制するために、分散補償ファイバ (DCF: Dispersion Compensating Fiber) が提案され⁴⁾、広く用いられている。図 5・2 に DCF の波長分散特性を示す。DCF の分散補償性能を示す一つの指標として、分散スロープ補償率 (DSCR: Dispersion Slope Compensating Ratio)

$$DSCR = (D_{\text{伝送路}} / S_{\text{伝送路}}) \times S_{\text{DCF}} / D_{\text{DCF}}, \quad (5 \cdot 3)$$

が用いられる。一般に DSCR が 100% に近い程、伝送路の波長分散を広帯域にわたり等化可能である。また導波路分散を負に大きくし、負に大きな波長分散・分散スロープを与える目的で、DCF の屈折率分布として、屈折率の高いコア部や屈折率の低いトレンチ部を設けることが多い。したがって単位長さ辺りの伝送損失 α_{DCF} が高くなり、分散補償器を構成する際に挿入損失が高くなる欠点がある。そこで、損失特性を示す指数として DCF の波長分散値 D_{DCF} を損失 α_{DCF} で除した性能指数 (FOM: Figure of Merit = $D_{\text{DCF}} / \alpha_{\text{DCF}}$) がよく用いられる。FOM が大きいほど分散補償器の挿入損失が小さくなるが、今日では FOM=450 ps/nm/dB まで改善している⁵⁾。

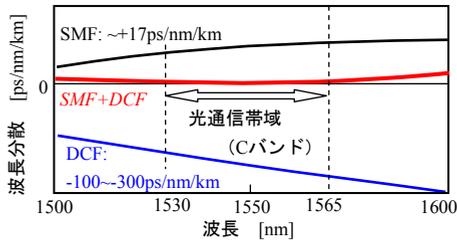


図5・2 分散補償ファイバDCFの波長分散特性

ファイバ型では、このほかに高次モードを利用したもの、フォトニッククリスタルファイバやブラッグファイバでの分散補償など新たな提案が報告されている。ファイバ型のほかにも、ファイバグレーティングやエタロンなどを用いた方法が報告されている。さらに、伝送線路の経路変更に応じて補償分散量を変化させる可変波長分散モジュールなど、伝送システムの要請に応じ高機能化が進んでいる。

5-1-4 光伝送路における分散管理

波長分散 D 、長さ L の伝送路を伝搬したあと、 $\Delta\lambda$ のスペクトル幅を有する光信号パルスは $\Delta t \approx \Delta\lambda \times D \times L$ だけ拡大する。光信号当たりのビットレートが大きいほどスペクトル幅 $\Delta\lambda$ は広がるので、同じ累積分散値でも生じるパルス拡がりは大きくなる。一般的な IM-DD 方式の場合、近似的にビットレートの 2 乗に比例して累積分散の許容値が小さくなるため、大容量・長距離伝送になるほど厳密な分散管理が要求される。伝送距離によって使用される光ファイバを以下に例示する。100 km 程度以下のメトロ系システムでは累積分散は小さいので、SSMF が選択される。高速光信号を数 100 km 以上に伝送する幹線系では DSF や

NZ-DSF に加え、特に厳密な分散管理が必要な際などには SSMF 伝送路の累積分散を DCF で補償するシステムが主流である。また伝送距離が数 1 000 km という海底ケーブルでは、異常分散 ($D > 0$ ps/nm/km) による変調不安定性を回避するため、正常分散 ($D < 0$ ps/nm/km) の NZ-DSF が使われる。更に太平洋横断など伝送距離が数 1 000 km の後半以上となる超長距離伝送では、非線形光学効果を抑制し、波長分散の過剰な累積を抑制するため、 A_{eff} が $100 \mu\text{m}^2$ 以上と大きな SMF に、伝送路として用いる DCF を直列接続した複合伝送路が用いられ、1999 年には総容量: 1 Tb/s の 10 000 km にわたる伝送実験が報告されている⁶⁾。あくまでも上記は一例であり、ビットレート、波長間隔や変調・受信方式などシステム構成によって最適な光ファイバが選択される。

■参考文献

- 1) M. Ohashi, N. Kuwaki, C. Tanaka, N. Uesugi, and Y. Negishi: "Bend-optimized dispersion-shifted step-shaped-index (SSI) fibers," Electron. Lett., Vol. 22, No. 24, pp. 1285-1286 (1986).
- 2) Y. Liu, A. J. Antos, V. A. Bhagavatula, and M. A. Newhouse: "Single-mode dispersion-shifted fibers with effective area larger than $80 \mu\text{m}^2$ and good bending performance," Proc. ECOC '95 Vol. 1, pp. 333-336 (1995).
- 3) D. W. Peckham, A. F. Judy, R. B. Kummer: "Reduced dispersion slope, non-zero dispersion fiber," Proc. ECOC '98 Vol. 1, pp. 139-140 (1998).
- 4) M. Onishi, Y. Koyano, M. Shigematsu, H. Kanamori, and M. Nishimura: "Dispersion compensating fibre with a high figure of merit of 250ps/nm/dB," Electron. Lett., vol. 30, No. 2, pp. 161-163 (1994).
- 5) M. Hirano, S. Hagihara, F. Ohkubo, Y. Koyano, and T. Sasaki: "DCF module with low insertion loss, small residual dispersion, and low PMD," Tech. Digest of OFC2009, Paper OWN-5 (2009).
- 6) T. Naito, N. Shimojoh, T. Tanaka, H. Nakamoto, M. Doi, T. Ueki, and M. Suyama: "1 Tbit/s WDM Transmission over 10000 km," Proc. ECOC '99 Post Dead Line Papers, PD2-1, pp. 24-25 (1999).

■5 群-3 編-5 章

5-2 偏波分散補償

(執筆: 小関 健) [2009 年 8 月 受領]

5-2-1 概要

新時代の光通信システムは、コヒーレント・デジタル受信方式を基本として、デジタル信号処理によって、偏波分散等化 (PMD 補償) も実行できるようになる^{1,2)}。また、アクセス網も無線系と光ファイバ固定系の融合網に進展する。このような新時代の偏波分散等化技術に整合する理論体系を整理することが、デジタル信号処理の知識ベースとして有意義である。このような発想から、従来の光学的 PMD 補償及び FEC と分散補償連携は優れた文献を参照いただくことにする^{3,4)}。同じ問題意識で 2009 年国際会議でも、古典的ジョーンズ行列^{5,6)}のチュートリアルが実施された。本節では Gordon と Kogelnik の PMD 総合報告⁷⁾と等価なより数学的に明快な新ジョーンズ行列の定義から解説して、その逆行列合成としての PMD 等化を鮮明にする。

5-2-2 新ジョーンズ行列の定義

マイクロ波及び光波通信では、直接に電界強度を測定することが困難であるから、進行波電力を測定する。これをベースに新ジョーンズベクトルを定義する⁸⁾¹²⁾。マイクロ波領域の定義を光領域に拡張する。すなわち、光回路に対して、入出力ポート 1~4 を図 5・3 のように定義する。電力波複素振幅 \hat{a} , \hat{b} を用いて散乱行列 $S(\omega)$ を $\hat{b}(\omega) = S(\omega)\hat{a}(\omega)$ と定義する⁸⁾。各入出力ポートは単一モードの光導波路で、各々の位相面を基準に、電界波 $E_x(t, z)$ と磁界波 $H_y(t, z)$ を TEM 波を仮定すれば

$$E_x(t, z) = A_1 e^{j\omega t - j\beta z} + B_1 e^{j\omega t + j\beta z}, H_y(t, z) = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_1}} (A_1 e^{j\omega t - j\beta z} - B_1 e^{j\omega t + j\beta z}), \quad (5 \cdot 3)$$

とかける。

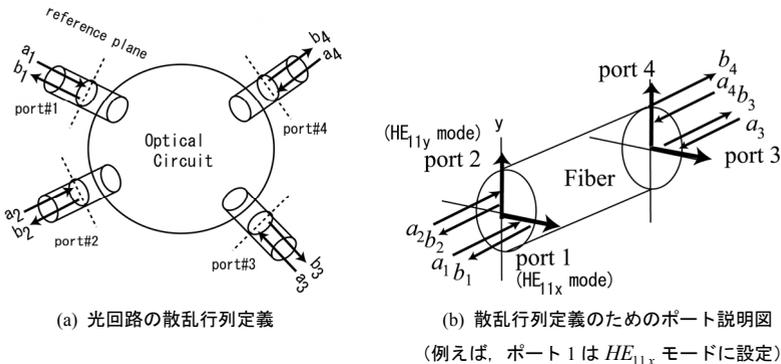


図 5・3 新ジョーンズ行列の定義

ここで ポート 1 の入力電力波 P_1 はポインティングベクトルを入力導波路断面で積分して、

$$P_1 = \int_{\text{area}} E \times \bar{H} ds \cong \frac{|A_1|^2}{\sqrt{\mu_1/\varepsilon_1}} \cdot \pi \varpi_1^2 \cong \frac{|A_1|^2}{Z_1}. \quad (5 \cdot 4)$$

次式より、ポート 1 のインピーダンス Z_1 を定義する。

$$Z_1 = \frac{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}}{n_1 \cdot \pi \varpi_1^2} = \frac{120}{n_1 \cdot \varpi_1^2}. \quad (5 \cdot 5)$$

ここに ϖ_1 はファイバモード半径、 n_1 は等価屈折率である。ここで $\varepsilon_1 = n_1^2 \varepsilon_0$ と近似した。

ポート 1 の入力及び出力電力波複素振幅は、それぞれ、

$$a_1 = (A_1 / \sqrt{Z_1}) e^{j\omega t - j\beta z} \quad (5 \cdot 6)$$

$$b_1 = (B_1 / \sqrt{Z_1}) e^{j\omega t + j\beta z} \quad (5 \cdot 7)$$

で与えられ、対応するポート 1 の入力電力波は $|a_1|^2$ 、出力電力波は $|b_1|^2$ で与えられる。

これらは、ポート 1 のインピーダンス Z_1 以外マイクロ波領域と同一である。光ファイバ区間に対して、四つのポートを図 5・3(b)のように定義すると散乱行列 S は式(5・8)と書ける。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = S \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & J^T \\ J & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}. \quad (5 \cdot 8)$$

ここで、ファイバの相反性 reciprocity を仮定し、レーレー散乱のような光ファイバ内での散乱は無視すると、基底ベクトルがマイクロ波的に測定に基礎をもつ

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = J \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (5 \cdot 9)$$

この J が測定に基盤をもつ基底ジョーンズ行列に対する新ジョーンズ行列である。

通常の SMF のファイバ・インピーダンス Z_1 は 5Ω 程度 (ただしモード半径 $\varpi = 4.047 \mu\text{m}$ 、モード屈折率 $n_1 = 1.465$ として) であり、ポート 1 の入力光電力 $P_1 = 1\text{W}$ では光電界強度 $A_1 = 2.2\text{V}/\mu\text{m}$ と放電破壊に近く光非線形効果が考慮されることも理解される記述法である。

ファイバを無損失と仮定すれば、任意の \hat{a} に $|\hat{a}|^2 - |\hat{b}|^2 = \hat{a}^T (1 - \bar{J}^T \cdot J) \hat{a} = 0$ が成立する条件として $\bar{J}^T J = 1$.

J は対称群 special unitary SU (2) に属する⁸⁾。この対称性から新ジョーンズは四つの複素変数で一意的に表現される。

$$J = \begin{pmatrix} e^{-j\phi} & 0 \\ 0 & e^{+j\phi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-j\psi} & 0 \\ 0 & e^{+j\psi} \end{pmatrix} \exp(-j\Phi). \quad (5 \cdot 10)$$

ここに ϕ, θ, ψ は一般化されたオイラー位相角であり、 Φ は偏波に依存しない位相遅延でファイバの材料分散や構造分散を表現する。さらに、オイラー位相角がすべて同一の属性をもつことを次の公式を用いて確認できる。

$$\begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & e^{+j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}. \quad (5 \cdot 11)$$

すなわち、これらからオイラー角 ϕ, θ, ψ はすべてファイバの複屈折性に起因する位相推移と理解されている

式(5・11)の相似変換 similarity transformation は次式によって $\lambda/4$ 板を 45° 回転挿入したものと等価でこれも複屈折性に包含される。

$$\begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-j\pi/4} & 0 \\ 0 & e^{+j\pi/4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}. \quad (5 \cdot 12)$$

Φ はテーラ展開して、 $\Phi = \Phi_0 + \beta_1\omega + \beta_2\omega^2/2$ 、 β_1 が群遅延時間、 β_2 が2次分散と定義される。オイラー角に対しても同様にテーラ展開して

$$\theta = \theta_0 + \bar{\alpha}_1\omega + \bar{\alpha}_2\omega^2/2, \quad \phi = \phi_0 + \bar{\beta}_1\omega + \bar{\beta}_2\omega^2/2, \quad \text{and} \quad \psi = \psi_0 + \bar{\gamma}_1\omega + \bar{\gamma}_2\omega^2/2. \quad (5 \cdot 13)$$

ここで $\bar{\alpha}_1, \bar{\beta}_1, \bar{\gamma}_1$ は群遅延時間差要素であり、 $\bar{\alpha}_2, \bar{\beta}_2, \bar{\gamma}_2$ は2次分散差要素というべきものである。これらはジョーンズ行列の波長依存性測定から微分演算で意的に測定が可能である。テーバインピーダンス変換の解析など新ジョーンズ行列の効用は別の機会に回し、偏波分散の定義に移ろう。

5-2-3 偏波分散の定義

分散の定義はテーラ展開を用いる方法が数学的に明快である。

$$\begin{aligned} J(\omega) &= J(\omega_c) + \frac{dJ}{d\omega}(\omega_c)\delta\omega + \frac{1}{2} \frac{d^2J}{d\omega^2} \delta\omega^2 = \left\{ \hat{1} + \left(\frac{dJ}{d\omega} \delta\omega + \frac{1}{2} \frac{d^2J}{d\omega^2} \delta\omega^2 \right) J^{-1}(\omega_c) \right\} J(\omega_c) \\ &\equiv \exp(-jD_1 \delta\omega - j \frac{1}{2} D_2 \delta\omega^2) J(\omega_c) \end{aligned} \quad (5 \cdot 14)$$

ここで $\delta\omega = \omega - \omega_c$ 、 ω_c はキャリア周波数である。これらが従来の定義を包含することを示す。一次 PMD 演算子 D_1 は

$$D_1 = j \frac{dJ}{d\omega} J^{-1} \Big|_{\omega_c} = \begin{bmatrix} \beta_1 + \gamma_1 \cos(\theta_0) & (j\alpha_1 - \gamma_1 \sin(\theta_0)) e^{-j\phi_0} \\ (j\alpha_1 + \gamma_1 \sin(\theta_0)) e^{+j\phi_0} & -(\beta_1 + \gamma_1 \cos(\theta_0)) \end{bmatrix} \quad (5 \cdot 15)$$

この固有値差が一次 PMD で、Gordon-Kogelnik の総合報告を数学的に厳密化したものであり、世界標準的測定器の結果とも一致する⁶⁾。

$$PMD = 2\sqrt{\alpha_1^2 + \beta_1^2 + \gamma_1^2 + 2\beta_1\gamma_1 \cos 2\theta_0} \quad (5.16)$$

従来強調されていなかった PMD 要素は一次 PMD 演算子 D_1 のベクトル表示で明快に理解できる。 D_1 をパウリスピン演算子で展開すると

$$D_1 = (\beta_1 + \gamma_1 \cos 2\theta_0) \hat{\sigma}_3 + \gamma_1 \sin 2\theta_0 (\cos 2\phi_0 \hat{\sigma}_1 - \sin 2\phi_0 \hat{\sigma}_2) + \alpha_1 (\cos 2\phi_0 \hat{\sigma}_2 + \sin 2\phi_0 \hat{\sigma}_1) \quad (5.17)$$

従来、群遅延時間差 DGD は、 ψ を含まない古典的ジョーンズ行列での ϕ の群遅延時間差 $\bar{\beta}_1$ に対応する。これは物理的直感に対応した量である。しかし図 5.4 に示すように、伝搬軸 $\hat{\sigma}_3$ の成分 $\bar{\beta}_1$ 以外の成分が一次 PMD に寄与していることに注意しよう。また複屈折性がないとき、ジョーンズ行列は Φ を除けば単位行列となるとすれば、式(5.13)のテーラ展開で初項 $\theta_0 = \phi_0 = \psi_0 = 0$ となる。しかし、座標軸の回転の自由度を考慮すると一般には $\theta_0 \neq 0$ である。

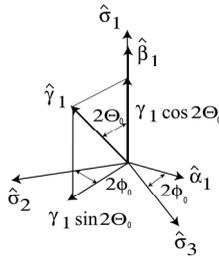


図 5.4 一次 PMD のスピンの演算子座標表現

$$\sigma_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \sigma_2 = \begin{bmatrix} 0 & j \\ -j & 0 \end{bmatrix}, \sigma_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

2 次 PMD 演算子 D_2 についても同様に要素展開ができる。

コヒーレント・デジタル受信方式の新時代では、ファイバ送信信号ベクトルは新ジョーンズ行列で表現されるファイバ伝送路を伝搬後の受信信号ベクトルを光領域そのものを電気信号領域で再生する。この様子を簡単に調べて、PMD 補償を論じよう。

5-2-4 PMD 補償

100GE 対応の光通信システムでは可能な限り低コスト、小型、高速応答性を電子回路に依存して実現する新時代を迎えようとしている。偏波多重を伴う多値伝送方式をコヒーレント・デジタル受信する模式図を図 5.5 に示す。コヒーレント受信によって電気信号領域に光信号 $(b_1, b_2)^T$ のフーリエ変換の時間波形が再現される。FEC された送信コード Block Turbo Code など復元するアルゴリズムを実時間でデジタル処理することが新時代のコヒーレント・デジタル受信方式の基本となる³⁾。

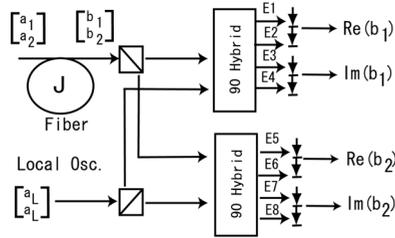


図 5・5 コヒーレント光受信方式の構成

トレーニング信号列を用いて、新ジョーンズ行列を推定して回線の監視や PMD 補償を演算に適用できる。

新ジョーンズ行列が超高速光イーサネット新時代のデジタル信号処理の基本である。Gorden-Kogelnik の総合報告⁷⁾にあるよう、初期の PMD 定義に誤用された古典的ジョーンズ行列は次元数が不足している場合があり注意が必要である。

5-2-5 結び

FMC の動向の中、マイクロ波領域での伝達関数行列を新ジョーンズ行列としての光領域での再定義を、将来光システム記述の基盤として紹介した。光システムを新ジョーンズ行列で記述すると電気屋的な数値把握が確保できるとともに、各種分散のテラ展開記述が明快に導入される。さらに、コヒーレント・デジタル受信方式は、伝送線のオンライン監視や各種分散等化デジタル信号処理を、光システムの新ジョーンズ行列記述の採用で明快に展開できる。従来、記述が系統的でない歴史をもった PMD の難解さは、新ジョーンズ行列記述で数学的明快さが与えられた。今後、PMD の物理的理解や新デバイス開発にも発展が期待される。

■参考文献

- 1) K. Kikuchi, "Coherent Transmission System," ECOC2008, Th2A1, 2008.
- 2) G. Raybon, "100GE Challenges and Solutions," OFC2008, OTuG1, 2008.
- 3) "Special Issue on Polarization Effects in Fiber-Optic Networks," J. Lightwave Technol., vol. 24, pp. 3872-4207, 2006.
- 4) T. Mizuochi, "Recent Progress in Forward Error Correction and Its Interplay with Transmission Impairments," IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 12, pp. 544-554, 2006.
- 5) R. C. Jones, "Jones Matrix Calculus General Theory," J. Opt. Soc. Am., vol. 31, pp. 488-493, 1941.
- 6) D. Baney, "Complex Component Characterization by Elementary Matrix," OFC2009, OthB5 (Tutorial), 2009.
- 7) J. P. Gordon and H. Kogelnik, "PMD Fundamentals: Polarization Mode Dispersion in optical fibers," Proc. Natl. Acad. Soc. USA, vol. 97-(9), pp. 4541-4550, 2000.
- 8) S. C. Rashleigh and M. Ulrich, "Polarization Mode Dispersion in a Single mode Fiber," Opt. Lett., vol. 3, pp. 60-62, 1978.
- 9) K. Kurokawa, "Introduction of Microwave Circuits," Maruzen 1963, based on J. C. Slater, "Microwave Electronics" 1950.
- 10) G. B. Arfken and H. J. Weber, "Mathematical Methods for Physicists," Academic Press, San Diego, 1955.

- 11) M. Born and E. Wolf, "Principles of Optics," Pergamon Press, Oxford, 1964.
- 12) T. Ozeki, "Optical Network and Circuit Synthesis," EiC, Corona Publishing, Tokyo, 2000.

■5群-3編-5章

5-3 電気段等化技術

(執筆：吉田 剛) [2009年9月受領]

光通信の受信波形は、光ファイバの波長分散、偏波モード分散 (Polarization-Mode Dispersion, PMD)、非線形光学効果、帯域制限などによって歪むため、これを等化する技術が重要となる。波形等化は分散補償ファイバなどによる光段等化とデジタル信号処理技術に基づく電気段等化の二つに分類される。本節では、代表的な電気段等化器を説明した後、波長分散等化、PMD等化、偏波分離、非線形等化の具体例を示す。

5-3-1 代表的な電気段等化技術

図 5・6 は電気段等化器の構成である。 r_i は受信信号であり、 \hat{r}_i は等化後の信号を示す。各等化技術について以下に説明する¹⁾。

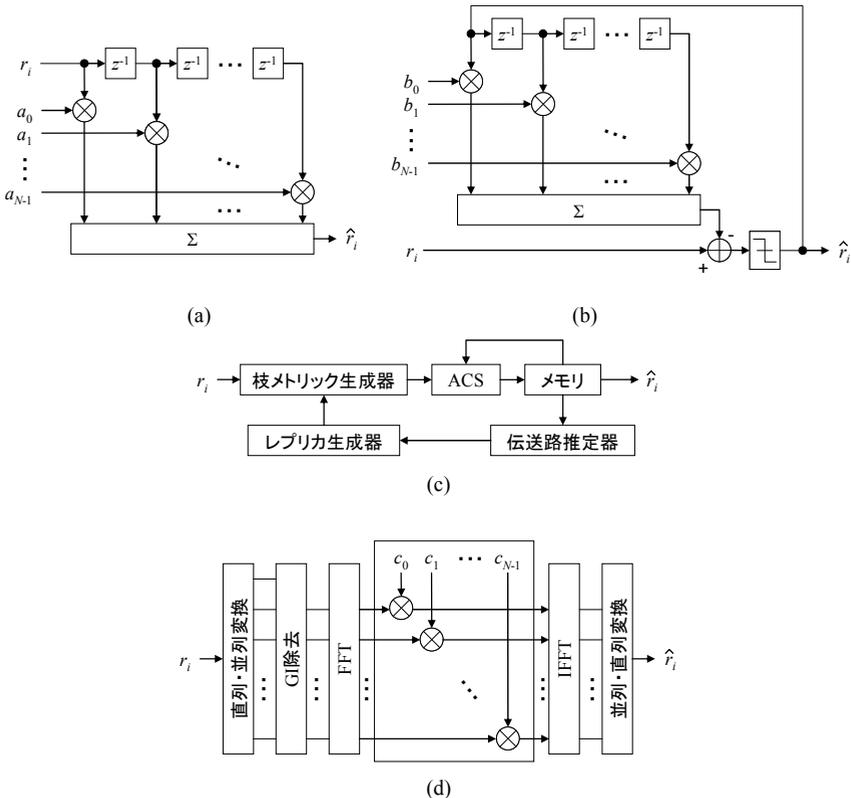


図 5・6 等化器の構成。(a) FFE, (b) DFE, (c) MLSE, (d) FDE.

(1) フィード・フォワード型等化 (Feed Forward Equalization, FFE)

(a) に示す FFE は受信信号に伝達関数が $W(z) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z^{-i}$ で表されるフィルタをかけることにより符号間干渉を除去する等化技術である。遅延素子 z^{-1} 、等化重み a_i との乗算器、加算器により構成される。 N はタップ数を示し、遅延素子数に 1 を加えた値に等しい。伝送路で生じる遅延差に応じてタップ数を増加させる必要がある。FFE は有限インパルス応答 (Finite Impulse Response, FIR) 特性をもつため、FIR フィルタとも呼ばれる。

(2) 判定帰還型等化 (Decision Feedback Equalization, DFE)

(b) に示す DFE はフィードバック型等化を改良し、受信信号を判定した信号を入力とする伝達関数 $W(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i}$ で表される FFE 型のフィルタにより符号間干渉のうち遅延波を模擬して受信信号から除去する等化技術である。判定器、フィードバック回路 (遅延素子 z^{-1} 、等化重み b_i との乗算器、加算器)、減算器により構成される。無限長インパルス応答 (Infinite Impulse Response, IIR) 特性を示し、FIR 特性を示す FFE では等化できない符号間干渉の等化が可能である。誤判定による等化能力低下を避けるため、FFE を前段に配置して用いられる。

(3) 最尤系列推定 (Maximum-Likelihood Sequence Estimation, MLSE)

(c) に示す MLSE はすべてのとりうる符号系列から求められる受信信号の模擬信号 (レプリカ) と受信信号とを比較し、最も距離の近い符号系列を推定する復号化技術である。受信信号に対して等化は行わない一方で、伝送路推定器により伝送路で生じている符号間干渉を模擬してレプリカを求める。回路実装上は、符号系列のうち尤度の高いものを選別して回路規模を縮小する Viterbi 復号器の構成をとる²⁾。メトリック (候補となる符号系列と、受信信号から推定した符号系列との距離) の近い過去の符号系列に対し、現在のメトリック (枝メトリック) を加算し、それぞれ比較して、メトリックの小さい系列を選択 (Add・Compare・Select, ACS) する。推定した符号系列とメトリックはメモリに保存され、次のタイミングの ACS に用いられる。MLSE は回路規模が大きくなるが、最も優れた等化能力をもつ。

(4) 周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization, FDE)

FFE, DFE が受信信号に対して時間遅延、乗算、加算を行って等化する時間領域等化 (Time Domain Equalizing, TDE) と呼ばれる一方、(d) に示す周波数領域等化 (Frequency Domain Equalization, FDE)^{3) 4)} は伝送路の伝達関数の逆特性を周波数領域で掛け合わせて符号間干渉を除去する等化技術であり、ブロック伝送に用いられることが多い。

送信端でブロックごとにガードインターバル (Guard Interval, GI) としてサイクリックプレフィックス (Cyclic Prefix, CP) を挿入してブロックを形成する。受信端ではブロック単位で直列・並列変換し、GI を除去した後、高速フーリエ変換 (Fast-Fourier Transform, FFT) を行う。周波数領域で並列に入力する各周波数成分に対して伝送路の伝達関数の逆特性などに基づく等化重み c_i を掛け合わせることで等化した後、逆高速フーリエ変換 (Inverse FFT, IFFT) により時間領域の信号に変換し、並列・直列変換を行う。伝送路の遅延差が GI 長を超えた場合、FFT を行うと周波数領域の両端においてブロック間干渉が生じる。等化量が大きい場

合、FDEはTDEよりも小さい回路規模で実現可能である。

5-3-2 波形歪みの要因に適した等化方式

図5・7に光伝送システムのブロック図を示す。電気段等化は送信端と受信端の双方に適用可能である。送信端等化は同期検波と非同期検波の双方に対して同等の効果をもち、受信端等化は位相情報を含めた電界情報を直接取得可能な同期検波において特に効果的である。以下、波長分散等化、PMD等化・偏波分離、ファイバ非線形光学効果等化に適した等化方式について述べる。

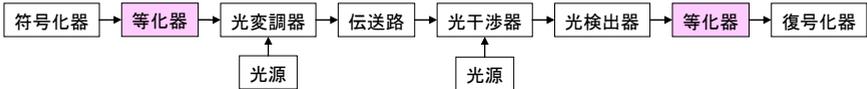


図5・7 等化器を含む光伝送システム

(1) 波長分散等化

波長分散の特徴は、符号間干渉が大きいことと時間変動が小さいことである。符号間干渉は数十～数百シンボルにわたり、長距離伝送において電気段等化によりすべての波長分散を等化する場合、TDEに比べてFDEの方が回路規模が小さくなる。波長分散は角周波数 ω 、搬送波周波数 ω_c 、搬送波周波数における二次の位相定数 β_2 を用いて伝達関数 $H(\omega) = \exp\{\beta_2(\omega - \omega_c)^2/2\}$ で表現されるため、 $H^*(\omega)$ を伝達関数とする1タップのFDEにより等化できる。*は複素共役を示す。時間変動が小さいため、等化重みの高速な制御（適応等化）は求められず、送信端等化と受信端等化の双方が適用可能である。

(2) PMD等化・偏波分離

PMD及び偏波変化の特徴は、符号間干渉が小さいことと時間変動が大きいことである。符号間干渉はたかだか数シンボルの範囲内であり、時間領域等化と周波数領域等化の回路規模差が生じにくい条件である。符号間干渉の規模はPMDの一次の項である群遅延差(Differential Group Delay, DGD)の大きさに依存する。また、伝送路においてはJones行列 \mathbf{T} (2行2列の正方行列)で表される偏波変化が生じる。受信信号ベクトル $\mathbf{R}_i = [r_{Xi} \ r_{Yi}]^T$ は送信信号ベクトル $\mathbf{S}_i = [s_{Xi} \ s_{Yi}]^T$ に \mathbf{T} をかけ合わせ、 $\mathbf{R}_i = \mathbf{T}\mathbf{S}_i$ により表される。 \mathbf{T} はベクトルの転置を表す。

偏波多重信号を同期検波で受信する場合、Jones行列 \mathbf{T} を対角化する行列 \mathbf{J} を受信信号ベクトル \mathbf{R}_i にかけ合わせることで偏波分離が可能である⁹⁾。この行列演算は図5・8に示すバタフライ型フィルタにより実現される。 p_{XX} , p_{XY} , p_{YX} , p_{YY} はそれぞれ \mathbf{J} の要素である。バタフライ型フィルタを等化すべきDGD量に応じたタップ数のFFEとすることで、DGD等化と偏波分離を同時に行うことが可能である。

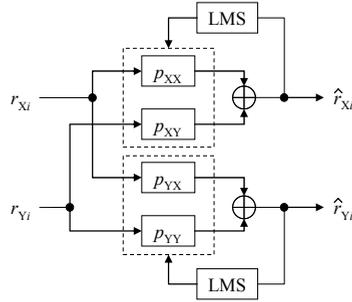


図 5・8 PMD 補償及び偏波分離のためのバタフライ型フィルタ

偏波状態の時間変動速度は数 kHz から最大 1 MHz に達するため、適応等化が必要となり、受信端等化のみ可能である。適応等化では、等化器の等化重みを既知のトレーニング系列を送受することにより定めるトレーニング方式と、トレーニング系列を用いずに受信信号を基に等化重みを更新するブラインド方式とに分けられる。等化重みの適応制御には LMS (Least Mean Square) アルゴリズムの利用が一般的である。参照信号との 2 乗平均誤差の瞬時値を最小化する方式であり、回路規模が小さく、かつ、制御の収束性が保証されている。包絡線一定の変調方式においては、LMS における参照信号として定数を用いる CMA (Constant Modulus Algorithm) が有効である。

(3) ファイバ非線形光学効果等化

ファイバ非線形光学効果の一種である自己位相変調 (Self-Phase Modulation, SPM) は、自己の光パワーに比例して生じる位相回転である⁶⁾。波長分散と相互作用して位相変化が強度変化に変換され、線形フィルタによる等化が困難な波形歪みを生じる。図 5・9(a)は SPM と波長分散の影響を交互に取り込むことで、伝送路で生じている波形歪みを近似的に表現したものである。等化のためには (a) による近似された伝送路を逆方向伝搬させることにより、波長分散の逆特性と SPM の逆特性を交互に計算する必要がある。このうち SPM の逆位相回転は、受信信号 r_i のパワー $P_i = |r_i|^2$ に比例して、 $\exp(-dP_i)$ のように位相を逆回転させることにより行われる。定数 d は伝送路の非線形定数や SPM を近似する伝送路長に応じて設定される。

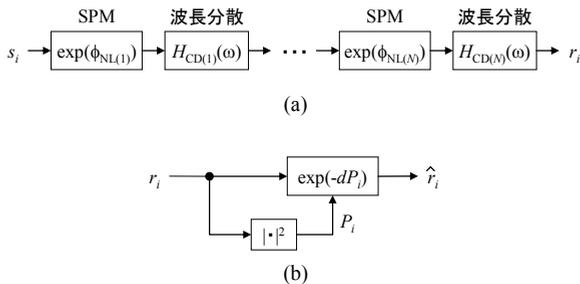


図 5・9 SPM による波形劣化とその等化。

(a) 伝送路における波長分散と SPM 相互作用, (b) SPM 等化における位相回転の計算。

■参考文献

- 1) J. H. Winters and R. D. Gitlin: "Electrical signal processing techniques in long-haul fiber-optic systems," *Transaction on communications*, vol. 38, no. 9, pp. 1439-1453 (Sep. 1990).
- 2) G. D. Forney, Jr: "Viterbi Algorithm," *Proceeding of the IEEE*, vol. 61, no. 3, pp. 268-278 (March 1973).
- 3) M. V. Clark: "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," *Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 16, no. 8, pp. 1385-1395, (Oct. 1998).
- 4) D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson: "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *Communication Magazine*, pp. 58-66, (April 2002).
- 5) S. J. Savory: "Digital filters for coherent optical receivers," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804-817 (Jan. 2008).
- 6) G. P. Agrawal: *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed., Academic Press (2001).

■5 群-3 編-5 章

5-4 誤り訂正技術

(執筆者：水落隆司) [2009 年 8 月 受領]

誤り訂正 (Forward Error Correction: FEC) は 1948 年の Shannon の論文¹⁾ に初めて記された「伝送速度が通信路容量より小さければ、任意に小さい誤り率を与える符号化が存在する」との通信路符号化定理に端を発する。光通信に FEC が使われるようになるまで Shannon の論文から 40 年以上待たねばならなかったものの、それ以降、光通信用 FEC の進展は目覚しく、基幹系光伝送システムのほとんどに FEC が用いられるまでになった。

本節は、誤り訂正の基本原理と評価パラメータを示した後、以下の三つの世代 (第 1 世代：硬判定・ブロック符号, 第 2 世代：硬判定・連接符号・繰返し復号, 第 3 世代：軟判定・繰返し復号) それぞれについて説明する。

5-4-1 FEC の原理

送信者が情報源 $U=[u_0, u_1, u_2, \dots, u_{k-1}]$ を光ファイバ通信路を介して受信側に送り、受信側で復元する図 5・10 に示す 2 元対称通信路モデルを考える。情報源 U は符号化器によって冗長パリティが付加され符号語 $V=[v_0, v_1, v_2, \dots, v_{n-1}]$ が生成される。このとき、 V と H の積がゼロ、すなわち $VH^T=0$ の関係を満たすパリティ検査行列 $H=[h_0, h_1, h_2, \dots, h_{n-k-1}]$ が用いられる。ここで、 H^T は H の転置行列を表す。符号語 V が光ファイバ通信路を伝搬する間に、雑音や不完全な伝達関数をもたらすエラーベクトル $E=[e_0, e_1, e_2, \dots, e_{n-1}]$ が付加される。これによりビット誤りが引き起こされ、1 と 0 の反転や消失として観測される。受信側の復号化器において、受信符号語 $R=[r_0, r_1, r_2, \dots, r_{n-1}]=V+E$ とパリティ検査行列 H の掛け算 RH^T が行われる。 $RH^T=(V+E)H^T=VH^T+EH^T=0+EH^T$ であり、いかなる V が送信されようとも、受信側で EH^T が観測できることになる。 EH^T をエラーシンドロームと呼ぶ。あらかじめ H はわかっているため、どのような E が発生したかを受信側で知り、これを訂正することができる。訂正した結果は復号情報 $\hat{U}=[\hat{u}_1, \hat{u}_2, \hat{u}_3, \dots, \hat{u}_{k-1}]$ として受信者にもたらされる。これが FEC の最も簡単な理解である。

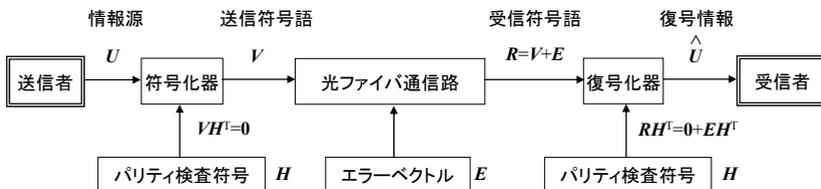


図 5・10 FEC を用いた光ファイバ通信路のモデル

FEC を詳しく理解するためには、いくつかの基本用語を知っておく必要がある。情報ビットとは、情報源 U のビット表示を示す。FEC パリティビットとは、符号化器によって情報ビットに付加される冗長ビットを指す。送信符号語は、情報ビット+FEC パリティビットのことであり、符号化率は、情報ビット/符号語ビットの比を示す。冗長度は、FEC パリテ

イビット／符号語ビットの比であり、数値が大きいかほど余計に付け加わるパリティが増し、ビットレートが上昇する。Q値とは、受信符号語の確率密度関数がガウス分布と仮定したときの信号対雑音電力比 (SNR) を示すものである。符号化利得とは、誤り訂正前後のQ値の差のデシベル表現であり、符号化利得から冗長度のデシベル値を差し引いた正味の値をネット符号化利得という。Qリミットとは、所望の訂正後のBERを得るために必要なQ値のことであり、システムが誤り訂正前にどれだけの性能を確保しなければならないかの指標となる。BERは、補誤差関数を用いてQ値に変換されるため、Qリミットは時としてBER表現でFECリミット、あるいはFECスレシールドともいわれる。

これらの基本用語を図5・11で見てみよう。この図は、FECの性能を示すために広く使われるグラフであり、リードソロモン (Reed-Solomon) 符号の一つであるRS(255,239)の性能を示している。この符号は、入力BER= 1.4×10^{-4} を出力BER= 1×10^{-13} に訂正する能力を有する。システムの所望のBERが 1×10^{-13} だとすると、QリミットはBER= 1.4×10^{-4} をQ値に換算した11.2dBとなる。 1×10^{-13} はQ値で17.3dBであるから、符号化利得は17.3dBから11.2dBを引いた6.1dBと計算される。RS(255,239)の冗長度は6.27%であるため、6.1dBから $10 \log_{10} 1.0627 = 0.3\text{dB}$ を引いた5.8dBがネット符号化利得となる。符号化利得は、訂正後BERが良いところで定義すればするほど大きくなることに注意を要する。また、無線の分野では、図5・11の横軸を信号と雑音の電力比である E_b/N_0 で表すが、これは光通信で使われるQ値から3dB差し引いたものと考えればよい。

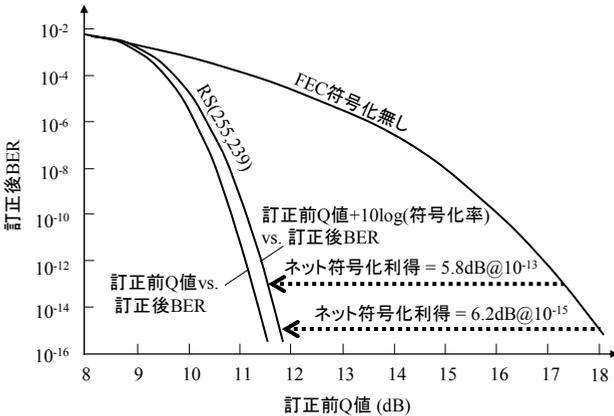


図5・11 FECの性能を示すグラフ (リードソロモン符号の例)

5-4-2 光通信用FECの三つの世代

図5・12は、過去から現在に至る光通信用FECの誤り訂正能力を三つの世代に分けて示したものである²⁾。左端は符号化率 $R=0.8$ の軟判定Shannon限界を示している。第1世代と第2世代は、光電変換後の等化波形を一つの閾値で識別する硬判定方式である。第1世代は、単一のブロック符号語で構成されるのに対し、第2世代は二つ以上のブロック符号を接続する。第3世代は、複数の閾値で識別する、あるいは復号過程で軟判定値を生成する軟判定方式である。

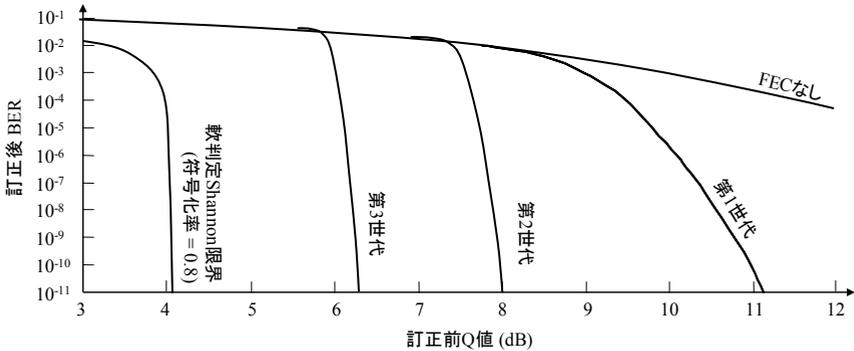


図 5・12 光通信用 FEC の三つの世代の性能

5-4-3 第 1 世代 FEC : 硬判定・ブロック符号

光通信に本格的にFECが適用されたのは1990年代初頭の光海底ケーブルであった。光ファイバ増幅器をはじめ大洋横断中継器として実用化しようとした際、偏波変動がもたらすSNR変動の累積がBERを大きく変動させることに気づいた。これを克服するために、無線やデータストレージでよく知られていた硬判定方式のFECであるReed-Solomon符号RS(255,239)が採用され、BER変動を効果的に抑えることに成功した³⁾。海底ケーブルに適用後、RS(255,239)は長距離光通信システム全般において広く使用されるようになり、ITU-TによってG.975として標準化勧告されるに至った。RS(255,239)は光通信における第1世代FECと呼ばれる⁴⁾。

RS(255,239)は8ビット単位のシンボル単位で訂正を行うブロック符号であり、 1.4×10^{-4} のBERを 1×10^{-13} に訂正する能力をもつ。238ビットの情報データ系列+1ビットのオーバーヘッドに16ビットのFEC冗長ビットが付加され、一つのサブフレームが構成される。128サブフレームで一つのFECフレームとなる。FECフレームはシリアルデータとしてライン側に送出される前にインタリーブされ、かつスクランブルされるので、バーストエラーに対する訂正能力が高いものとなる。オーバーヘッドは、チャネル識別のほか、訂正カウント数の転送やオーダワイヤに使用される。

5-4-4 第 2 世代 FEC : 硬判定・接続符号・繰返し復号

1990年代後半に入り、波長多重が大容量化の手段として広く使われるようになった。波長数の増加に比例して、SNRが劣化するのを救済するため、第一世代FECよりも高い誤り訂正能力を有するFECの開発意欲が高まり、接続符号(Concatenated Code)と繰返し復号(iterative decoding)が研究された。図5・13に接続符号・繰返し復号のブロック図を示す。一番目の符号(外符号)で符号化された情報源を、さらに2番目の符号(内符号)で符号化する。復号側では、内符号から外符号の順に復号(誤り訂正)を何度か繰り返すことによって、一巡で訂正できなかった誤りが複数回目で訂正できるようになる。

接続符号・繰返し復号方式のFECは、第2世代FECに分類される。多くの研究機関から、第2世代のFECが提案された。いずれもネット符号化利得として8~9dB付近の性能が得ら

れ、テラビット級の伝送容量の長距離伝送を可能にした。数多くの第2世代 FEC が LSI 化され商用システムに搭載された。そのうちのいくつかは ITU-T G.975.1 にて勧告化された。第2世代 FEC は、EFEC とも呼ばれている。“E” は、誤り訂正能力を拡大する (=Enhanced) という意味がある。

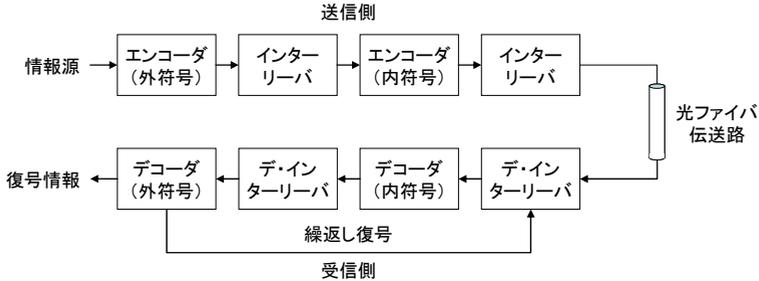


図 5-13 接続符号・繰返し復号方式 FEC

5-4-4 第3世代 FEC：軟判定・繰返し復号

さらに強力な訂正能力は、軟判定・繰返し復号を用いた第3世代 FEC によって実現される。硬判定とは、一つの閾値で1か0かを判定するものだが、軟判定とは、受信信号を n ビット A/D 変換し、結果が中央の硬判定閾値から遠ければ、確からしい判定結果とし、近ければ不確かな判定結果として信頼度情報を付加するものである。3 ビットの場合、最も確からしい1と0は [1,1,1], [0,1,1], 最も不確かな1と0は [1,0,0], [0,0,0] と表す。下位2ビットが信頼度を表す。

軟判定により高い誤り訂正能力を発揮する符号として、ターボ符号 (Turbo Code) と Low-Density Parity-Check (LDPC) 符号が提案されている。ターボ符号は1993年に発明された⁵⁾。光通信への応用例として、積符号である BCH(144,128) x BCH(256,239) を用いたターボ符号LSIが開発され、12.4Gb/sでネット符号化利得 10.1dBが実証された⁶⁾。

一方のLDPC符号は、Gallagerにより1962年に発明されていた⁷⁾ にもかかわらず、長らく忘れ去られていた。シャノン限界に迫る誤り訂正能力が得られるだけでなく、並列実装に適する特長を有するため、40Gb/sや100Gb/sなど高速光通信用のFECに適している。

■ 参考文献

- 1) C. E. Shannon: "A mathematical theory of communication," The Bell System Tech. J., vol. 27, pp.379-423, pp.623-656 (1948)
- 2) T. Mizuochoi: "Recent progress in forward error correction for optical communication systems", Invited Paper, Joint Special Section on Recent Progress in Optoelectronics and Communications, IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no. 5, pp. 1934-1946, (May 2005)
- 3) S. Yamamoto, H. Takahira, and M. Tanaka: "5 Gbit/s optical transmission terminal equipment using forward error correcting code and optical amplifier," Electron. Lett., 30, 3, p.254-255 (1994)
- 4) G. D. Forney: Concatenated Codes, Cambridge, MA, The MIT Press, (1967)
- 5) C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima: "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1)," in Proc. Int. Conf. Communications ICC'93, Geneva, pp. 1064-1071 (1993)

- 6) T. Mizuochi: "Recent progress in forward error correction and its interplay with transmission impairments," IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics on Optical Communication, vol.12, no. 4, pp. 544-554 (July/August 2006)
- 7) R. G. Gallager: "Low density parity check codes," Trans. IRE on Information Theory, p.21 (1962)