

■5 群(通信・放送)- 3 編 (光伝送技術)**3 章 光変復調方式****【本章の構成】**

本章では、従来より光ファイバ伝送で広く用いられてきた 2 値強度変調方式 (4-1 節)、その伝送特性を大きく改善する光の位相を積極的に利用した新しい変復調方式 (4-2 節)、無線と同様の技術を用いてマルチアクセスを可能とする光 CDMA 方式 (4-3 節) に関して、その変復調の基本技術と特徴について解説を行う。

(執筆者：菊池信彦) [2010 年 5 月 受領]

■5 群-3 編-3 章

3-1 光強度変調技術

(執筆著：菊池信彦) [2010年5月 受領]

光ファイバ通信では、その黎明期である 1970 年代初頭から現在に至るまで、光信号の強度をオン・オフの 2 値に切り替えて情報伝送を行う 2 値強度変調が広く用いられてきた (例えば文献 1) を参照)。光 2 値強度変調は、高速のデジタル信号を半導体レーザや外部変調器に印加することで簡易に生成でき、またフォトダイオードなどの高速の光検出器を用いて簡単に受信できるという特徴がある。本節では光強度変調の原理と様々な変調方式について紹介を行う。

3-1-1 光強度変調の原理

図 3・1 に、代表的な符号化方式である NRZ (Non-Return to Zero) 変調と RZ (Return to Zero) 変調を用いた光 2 値強度変調信号の時間波形の模式図 (左) と実験で得られたアイパターンの例 (右) を示す。NRZ 変調は、ビット長 (ないしはシンボル長) T の 2 値デジタル情報信号をそのまま光信号のオン・オフに変換したものであり、簡素な構成で実現でき、また変調信号のスペクトル幅が狭いという利点がある。一方、RZ 変調はビットの境界でいったん光信号の強度がゼロとなるように光信号を短パルス化する方式である。変調器の構成がやや複雑となるものの、受信感度が良好でタイミング抽出が容易、また長距離伝送特性が改善するなどの利点がある。なお、NRZ 変調や RZ 変調は後述の位相変調や多値変調とも併用可能である。

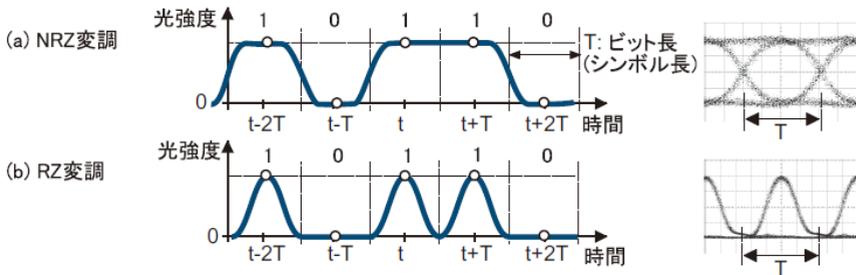


図 3・1 NRZ 強度変調光と RZ 強度変調光

(左：時間波形、右：アイパターンの実例、○はビット中央時刻)

図 3・2 には NRZ 強度変調を用いた代表的な光送信器の構成を示す。図 3・2(a) は半導体レーザ (レーザダイオード) の駆動電流を情報信号で変調する直接変調方式であり、最も簡単な構成で実現できる。このため直接変調は数ギガビット/秒 (Gbit/s) までの光伝送のほとんどで、また 10 Gbit/s 級の高速光伝送でも比較的短距離 (数 m ~ 20 km 程度) の領域で広く用いられている。直接変調された高速光信号を長距離光ファイバ伝送する際に大きな障害となるのが、レーザ光源の周波数チャープと光ファイバのもつ波長分散の相互作用である。直接変調によって生成した光強度変調信号は、大きな波長揺らぎ (周波数チャープ) をもつ。一

方、波長分散は光信号の伝播時間（群遅延）が周波数成分ごとにわずかに異なる現象である。大きな周波数チャープをもつ光信号を光ファイバ伝送すると周波数成分ごとに受信端への到着時間が異なるため、大きな波形劣化を生じ伝送不能となる。このため極短距離の光ファイバ伝送（数 100m 程度）には周波数チャープが大で安価なファブリーペロー型レーザなどが、また波長分散が問題となる長距離伝送においては波長幅が狭く周波数チャープの小さなDFB（Distributed Feedback Laser）型の半導体レーザなどが用いられる。

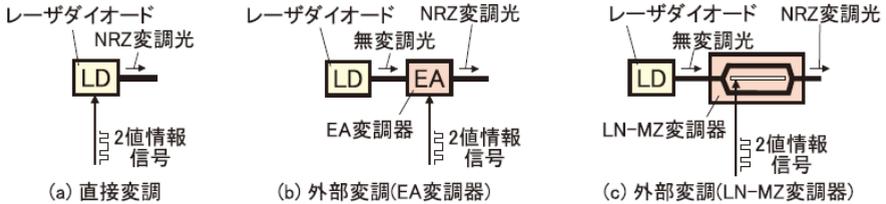


図 3・2 強度変調を用いた光送信機の構成

10 Gbit/s 以上の光信号を数十～数百 km 以上伝送する超高速長距離の光ファイバ伝送においては、光源と光変調器を分離し周波数チャープをさらに小とできる図 3・2(b)(c)のような外部変調方式が用いられる。外部変調では、広範囲に波長が可変できる波長可変光源を光源に利用できるため、光源波長を精密に制御する必要のある波長多重伝送にも有利である。

光変調器としては、光半導体に電界を印加して吸収波長を変化させる電界吸収効果を用いた(b) EA (Electro-Absorption) 変調器、半導体やリチウムナイオベイト (LN, LiNbO₃) 結晶上に光導波路干渉計を構成し、一方ないしは両方の光導波路に配置された位相変調部に変調電圧を加えて光信号を変調する(c) マツハツェンダ (MZ) 変調器などが代表的である。図 3・3 はこれらの光変調器の代表的な光変調特性である。

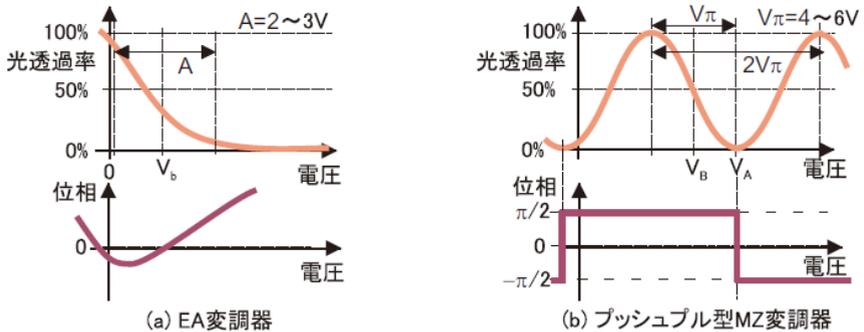


図 3・3 EA 変調器と MZ 変調器の変調特性（上：光透過率，下：位相特性）

EA 変調器では、変調端子に印加する電圧を増加すると吸収特性が短波長に移動し、光透過率が急激に減少する。このため振幅 2~3V の小振幅の電圧信号で光強度変調が実現でき、小型で光源と集積化も可能という利点をもつ。一方、変調特性が強い波長依存性を持ち、また吸収特性の変化に伴い多少の光信号の位相変化（周波数チャープ）が生じるなどの課題もあり、長距離波長多重伝送への適用は不利となる。

これに対し、MZ 変調器は図 3・3(b) のように電圧に対して正弦波型に変化する消光特性をもつ。通常の 2 値強度変調の場合、消光特性の中間レベルとなるバイアス電圧（例えば図中の VB）を中心に電圧振幅 $V\pi=4\sim 6V$ の電気駆動信号を印加して光変調を行う。MZ 変調器にはいくつかの電極構成があるが、なかでも二つの導波路の位相変調部に逆相の電圧信号を印加して駆動するプッシュプル型 MZ 変調器の場合、図 3・3(b)下段に示すように、光透過率がゼロとなる消光点でのみ位相が π シフトし、ほかの領域では位相が一定となる無チャープ変調が実現できる。このように MZ 変調器では、光信号の振幅のみならず位相変調状態を精密に制御できるため、後述の位相利用変調や位相多値変調にも広く利用される。しかしながら EA 変調器に比べてサイズが大きく、高い駆動電圧が必要となるなどの課題もある。

3-1-2 各種の光強度変調

1990 年代には、光ファイバ増幅器の実用化が進み、光信号の伝送可能距離が飛躍的に増大した。同時に情報伝送速度も 5~10 Gbit/s に高速化し、光ファイバのもつ波長分散や非線形光学効果が長距離光ファイバ伝送距離を制限する要因となった。この結果、波長分散の影響や非線形光学効果を抑圧し長距離伝送を可能とする多くの新しい変調方式が提案された。

図 3・4 に代表的な光強度変調の波形と光スペクトルの模式図を示す(文献 2)などを参照)。また、図中には NRZ 変調を基準とした、各変調方式の受信感度及び波長分散耐力を相対値で示している。図 3・4(a)は NRZ 変調であり、波形のデューティ比（パルス幅/シンボル長）は 100%、信号強度がゼロとなるスペクトル幅は理論上およそ $2/T$ （10 Gbit/s 時で 20 GHz）となる。

図 3・4(b)は前述の RZ 変調であり、図 3・2 の NRZ 光送信器に、駆動電気信号として正弦波信号を印加した外部変調器を接続し、光信号をパルス化して生成する。通常デューティ比は 50%前後であり、NRZ 変調より 2~3 dB の感度向上が期待できる。RZ 変調では同一形状の光パルスが繰り返し送信されるため、光ファイバの非線形効果（自己位相変調や相互位相変調）の影響を受けにくく、数千 km の長距離光ファイバ伝送に適している。一方、信号スペクトル幅は NRZ 変調の 1.5 倍ほど広がるため、高密度大容量の波長多重伝送に適さないなどの欠点をもつ。

図 3・4(c)は、CS (Carrier-Suppressed) -RZ 変調であり、RZ 変調信号の光位相をパルスごとに反転させる変調方式（文献 3）を参照）であり、従来の RZ 変調に比べてスペクトル帯域幅や非線形耐力を改善する効果がある。図中の光スペクトルからわかるように、CS-RZ 変調光はスペクトル中心のキャリア成分がなく（キャリア抑圧）、キャリア間隔が RZ 変調の場合の 1/2 に抑圧される。CS-RZ 変調光は、光パルス変調部にプッシュプル型の MZ 変調器を利用し、MZ 変調器の消光点（図 1・3(b) の電圧 VA）を中心に周波数 $1/(2T)$ 、振幅 $2V\pi$ の正弦波電気信号を印加することで生成できる。

図 3・4(d) は光デュオバイナリ変調である。その光強度波形は NRZ 信号とほぼ同一である

が、光デュオバイナリ変調では光振幅が振幅0（スペース符号）となるたびに続く振幅1（マーク波形）の光位相を反転することにより、光信号のスペクトル幅をNRZ変調の約1/2に圧縮する（文献4）を参照）。光デュオバイナリ変調は、2値電気信号をいったん3値電気信号に符号化し、MZ変調器の消光点を中心に振幅 $2V\pi$ で印加することによって生成する3値変調であり、光電界の三つの状態（複素平面上で $(-1, 0)$, $(0, 0)$, $(1, 0)$ ）を利用した多値変調の一種ともいえる。符号化にはいくつかの手法が知られているが、3dB帯域がおおよそ $1/4T$ の線形位相低域透過フィルタを使って生成する方式（文献4）のPSBT変調）ではNRZ-2値強度変調の4倍もの大きな波長分散耐力が得られ、長距離伝送に用いられる。

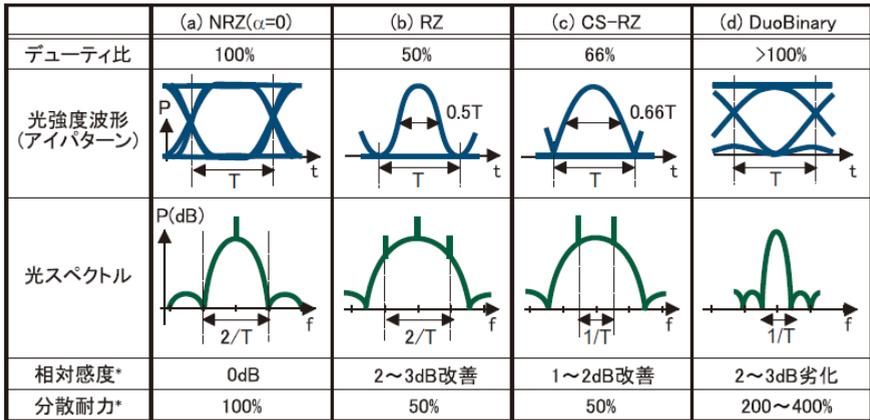


図3・4 各種強度変調光の波形とスペクトル (*NRZを基準にした相対値)

■参考文献

- 1) P. Henry, "Lightwave primer," J. Quantum Electron., Vol. QE-21, No. 12, pp.1862-1879 (1985)
- 2) E. Ip and J.M. Kahn, "Power Spectra of Return-to-Zero Optical Signals," J. Lightwave Technol., Vol. 24, No. 3, pp.1610-1618 (2006)
- 3) Y. Miyamoto, A. Hirano, S. Kuwahara, M. Tomizawa and Y. Tada, "Novel Modulation and Detection for Bandwidth-Reduced RZ Formats Using DuoBinary-Mode Splitting in Wideband PSK/ASK Conversion," J. Lightwave Technol., Vol. 20, No. 12, pp.2067 - 2078 (2002)
- 4) K. Yonenaga and S. Kuwano, "Dispersion-tolerant optical transmission system using duoBinary transmitter and binary receiver," J. Lightwave Technol., Vol. 15, No. 8, pp.1530 - 1537 (1997)
- 5) D Penninckx, M Chbat, L Pierre and J Thiery, "The phase-shaped binary transmission (PSBT): a new technique to transmit for beyond the chromatic dispersion limit," IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 9, No. 2, pp.259-261(1997)

■5 群-3 編-3 章

3-2 位相利用光変復調技術

(執筆著者：菊池信彦) [2010年5月 受領]

2000年頃に40 Gbit/s級の高速光伝送の実用化が進むに伴い、従来の2値強度変調は伝送距離や大容量化の限界に直面した。これを打破するため、光通信においても位相変調の利用が開始され、さらには超高速デジタル信号処理による高性能化の可能性が精力的に検討されている。本節では、位相変調方式、光通信へのデジタル信号処理の適用及び光多値変調方式について説明を行う。

3-2-1 光位相変調

光位相変調は、光信号の強度の代わりに位相を変調して情報伝送を行う方式である。位相変調信号には、高い検出感度が得られ、またビット中央での光強度が常に一定値となるため非線形効果を生じにくいなどの利点がある。図3・5に、代表的な位相変調である2値位相変調(BPSK: Binary Phase-Shift Keying)と4値位相変調(QPSK: Quaraternary Phase-Shift Keying)方式(例えば文献1,2)などを参照)の変調器構成と信号点配置を示す。信号点配置とはビット(ないしはシンボル)中心時刻の光電界を等価低域表現で二次元平面上にプロットしたものであり、I軸・Q軸はそれぞれ複素光電界の同相成分、及び直交成分を示している。2値位相変調は、図3・5(a)のように前述のプッシュプル型のMZ型光変調器を用い、消光点を中心に振幅 $2V\pi$ の2値電気情報信号を印加して変調することで生成でき、出力光の信号点配置は $(-1, 0)$ と $(1, 0)$ の2点で表現できる。また図3・5(b)はQPSK光送信器の構成図であり、光源から得られた無変調光を2分岐してそれぞれ2値位相変調を施し、互いに90度位相をずらして干渉合成することによって4値位相変調光を生成する。4値位相変調は、90度ずつ位相の異なる四つの信号点を用いる多値変調であり、同じ変調速度で2値信号の倍の情報伝送が可能となり非常に効率が高い。

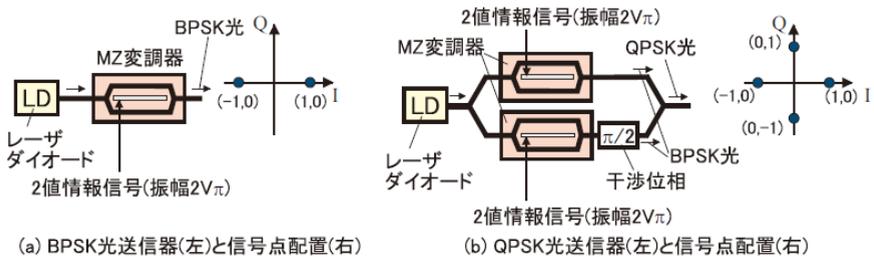


図3・5 位相変調を用いた光送信器の構成と信号点配置

光位相変調信号の受信には光の干渉を利用した検波器が必要となる。光遅延検波はもっとも簡単な構成の位相検波器であり、図3・6(a)に光遅延検波を利用したQPSK受信器の構成例を示す。光遅延検波は受信信号を光遅延検波器に入力し、その内部で光信号を二つの経路に分岐し、一方をビット時間 T (ないしはシンボル時間)だけ遅延させ、直前の受信光電界と

干渉させることで位相情報を強度変調に変換して受信する方式である。この際、光遅延検波器から得られる互いに逆相の光出力信号をバランス型フォトダイオードに入力してプッシュプル検出することで、原理的に強度変調より 3 dB 高い感度が得られる。BPSK 信号の受信には干渉位相を 0 に設定した一組の遅延干渉計とバランス型フォトダイオードを用い、その出力を 2 値判定すればよい。QPSK 信号の受信の際は図 3・6(a)のように干渉位相が $+\pi/4$ 、 $-\pi/4$ の 2 組の遅延検波器とバランス型フォトダイオードを利用し、それぞれの出力信号を判定回路 (DEC) で 2 値判定することによって A, B 2 組の電気情報信号が復元できる。なおこのように遅延検波を用いる場合には、誤り伝播や符号の変化を避けるためあらかじめ送信情報に差動符号化を施すことから、2 値及び 4 値位相変調方式をそれぞれ differential-PSK (DPSK) ないしは differential-QPSK (DQPSK) と呼称される。

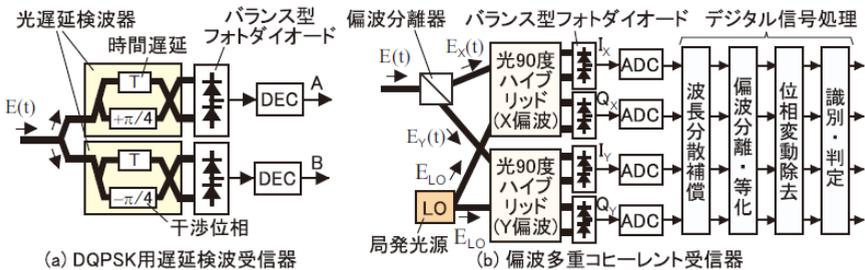


図 3・6 位相変調用光受信器の構成例

3-2-2 光通信へのデジタル信号処理の適用と光多値変調

近年の 10 Gbit/s を越える光ファイバ通信においては、低速の無線や有線電気通信と同様のデジタル信号処理の導入が検討されている。これは、送受信器内部に高速 DA 変換器や AD 変換器を備え、送信前もしくは受信後の光波形を 1 シンボルあたり 1~2 回程度の速度で超高速サンプリングし、適応等化フィルタなどのデジタル演算を施して伝送性能の大幅な高性能化を図る手法である。

その一つが、あらかじめ光ファイバ伝送による劣化を補償した波形を合成して送信する光予等化伝送である。光予等化伝送では超高速の DA 変換器と光電界変調器を利用し、光送信器であらかじめ光伝送路の波長分散などの影響を逆関数を重畳した光電界を生成する。出力された光電界波形は光ファイバ伝送後に元の劣化のない波形に戻るため、高価な光分散補償器を用いずに長距離光ファイバ伝送が可能になる。例えば文献 3)では 10 Gbit/s RZ-DPSK 信号の 5120 km 伝送などが報告されている。

1980~90 年代にも盛んに研究が進められたコヒーレント検波も、デジタル信号処理の利用により近年になって実用化された技術である (例えば文献 4)を参照)。図 3・6(b)に偏波多重コヒーレント受信器の構成を示す。コヒーレント検波では、受信器内部に配置された局発光源の出力する無変調光 E_{Lo} と受信した信号光 $E(t)$ を光 90 度ハイブリッドで干渉させ、受信光電界の同相成分(I)と直交成分(Q)を抽出する方式である。デジタルコヒーレント受信器では、光 90 度ハイブリッドから出力される IQ 2 組の光成分をそれぞれバランス型受信器で受信し、

その出力信号を高速の AD 変換器でサンプリングし、デジタル信号処理回路内部で波長分散補償、偏波分離や等化、位相変動の除去、識別判定などの高度な処理を行い受信信号を復元する。なおコヒーレント検波は偏波依存性をもつため、実際の受信器では受信信号を偏波分離器で X 偏波と Y 偏波の二つの偏波成分に分離してそれぞれ専用のコヒーレント検波器で受信してデジタル信号処理で合成する、偏波ダイバーシティ処理が必要となる。

図 3・7 は受信信号光 $E(t)$ と局発光 E_{LO} の光スペクトルの関係を示している。信号光の光周波数を f_{SIG} 、局発光の光周波数を f_{LO} とすると、両者がほぼ同一の状態が(a) ホモダイン受信、また両者の周波数差 Δf を信号光のスペクトル半値幅より大とし、電気スペクトルの折り返しを避ける状態が(b) ヘテロダイン受信と呼ばれる。過去のコヒーレント光通信の研究では (a)(b) いずれかの手法が検討されていたが、(a) のホモダイン受信の実現には位相揺らぎの少ない線幅数百 kHz 以下の狭線幅レーザ光源と広帯域（～数百 MHz）の光 PLL 回路が必要となり実用化が困難であった。また (b) のヘテロダイン受信では、検波後の電気信号のスペクトル幅（IF 帯域）が光信号の帯域の 2 倍以上に拡大するため、広帯域の電気信号処理が必要となり、情報伝送速度の高速化が困難であった。

これに対し近年のデジタルコヒーレント光受信器では、信号光と局発光にある程度（～数百 MHz）の周波数オフセット Δf を許容する(c)のイントラダイン方式が主流である。イントラダイン方式は、受信信号点にビート周波数 f の相当の高速の位相回転が生じるが、後段のデジタル信号処理によってビート成分と光源の位相揺らぎ成分を除去できる。このため、局発光源の高精度な波長制御や光 PLL が不要となり、同時に光源線幅の要求が緩和されコヒーレント受信の実用化が可能となった。本方式は送受信器の構成が非常に複雑であるものの、伝送路の線形劣化をデジタル信号処理で等化でき、かつ極めて高い感度が得られるため、長距離大容量伝送に有利である。特に偏波多重を併用して伝送容量を倍増した偏波多重 QPSK 方式は、長距離 40 Gbit/s 及び 100 Gbit/s 伝送用に実用化が進められている。

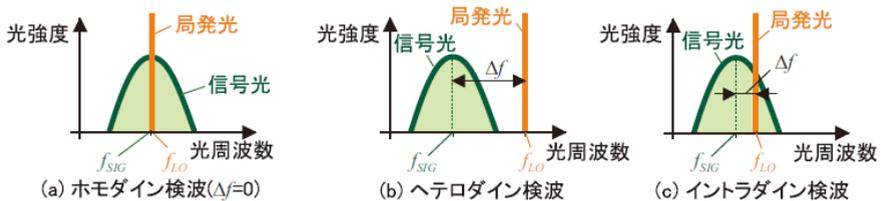


図 3・7 信号光と局発光の周波数（波長）の関係

上記のようなデジタル光波形成成技術やデジタルコヒーレント受信技術などを利用すると、任意の信号点配置をもつ光多値伝送も実現可能となる。**図 3・8** はこれまでに実現された光多値伝送の信号点配置の例である（例えば文献 5, 6, 7)などを参照）。このような光多値伝送では、信号点数を増加することで 1 シンボル当たりの情報伝送量を高め、周波数利用効率を高めた高効率・大容量の光情報伝送が可能となる。

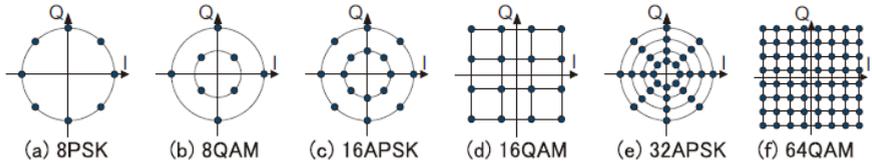


図 3-8 光多値変調の信号点配置の例

■参考文献

- 1) A.H. Gnauck and P.J. Winzer, "Optical Phase Shift Keyed Transmission," J. of Lightwave Technology," J. Lightwave Technol., Vol. 23, No. 1, pp.115-130 (2005)
- 2) R.A. Griffin, R.I. Johnstone, R.G. Walker, J. Hall, S.D. Wadsworth, K. Berry, A.C. Carter, M.J. Wale, J. Hughes, P.A. Jerram and N.J. Parsons, "10Gb/s Optical Differential Quadrature Phase Shift Key(DQPSK) Transmission using GaAs/AlGaAs Integration," Optical Fiber Communication Conf. (OFC 2002), Anaheim, CA, Mar. 2002, paper PD-FD6
- 3) D. McGhan, C. Laperle, A. Savchenko, C. Li, G. Mak and M. O'Sullivan, "5120 km RZ-DPSK Transmission over G652 Fiber at 10 Gb/s with No Optical Dispersion Compensation," Optical Fiber Communication Conf. (OFC/NFOEC 2005), Anaheim, CA, Mar. 2005, post-deadline paper PDP27
- 4) M.G. Taylor, "Coherent Detection Method Using DSP for Demodulation of Signal and Subsequent Equalization of Propagation Impairments," IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 16, No. 2, pp.674-676 (2004)
- 5) Y. Mori, C. Zhang, K. Igarashi, K. Katoh and K. Kikuchi, "Unrepeated 200-km Transmission of 40-Gbit/s 16-QAM Signals using Digital Coherent Optical Receiver," 13th Optoelectronics and Communications Conference (OECC 2008), Sydney, Australia, July 2008, post-deadline paper PDP-4
- 6) N. Kikuchi and S. Sasaki, "Highly-sensitive Optical Multilevel Transmission of arbitrary QAM (Quadrature-Amplitude Modulation) Signals with Direct Detection," J. of Lightwave Technology," J. Lightwave Technol., Vol. 28, No. 1, pp.123 - 130 (2010)
- 7) J. Hongou, K. Kasai, M. Yoshida and M. Nakazawa, "1 Gsymbol/s, 64 QAM Coherent Optical Transmission over 150 km with a Spectral Efficiency of 3 Bit/s/Hz," Optical Fiber Communication Conf. (OFC/NFOEC 2007), Anaheim, CA, Mar. 2007, paper OMP3

■5 群-3 編-3 章

3-3 光符号分割多重接続 (OCDMA)

(執筆著: 北山研一) [2010年4月 受領]

光符号分割多重接続 (OCDMA) は携帯電話などの無線通信で広く使われている技術を光領域で実現するものである。そのオリジンは無線の拡散スペクトル通信であり、1940年代から軍事応用の開発が行われてきたが、OCDMAの研究は1980年代中頃の Prucnal などの報告に端を発している¹⁾。OCDMAでは、複数の発信者の信号をそれぞれ異なる符号で符号化し、すべての信号を合波して一つの波長を用いて送信する。受信側では、特定の符号で復号化することによって所望の信号のみを再生することができる。図3・9に示すように、時間分割多重アクセス (TDMA) では時間スロット、波長分割多重アクセス (WDMA) では波長をチャネルの識別に用いるのに対して、OCDMAは振幅あるいは位相の時間波形を符号として用いる第3番の多重アクセス方式といえる。OCDMAは、非同期アクセス、全光符号・復号化、システム容量のオンデマンド拡張性 (Capacity-on-demand)、データ秘匿性など TDMA や WDMA にはない特徴を有するため、後に述べるように従来にないユニークな応用が期待されている。

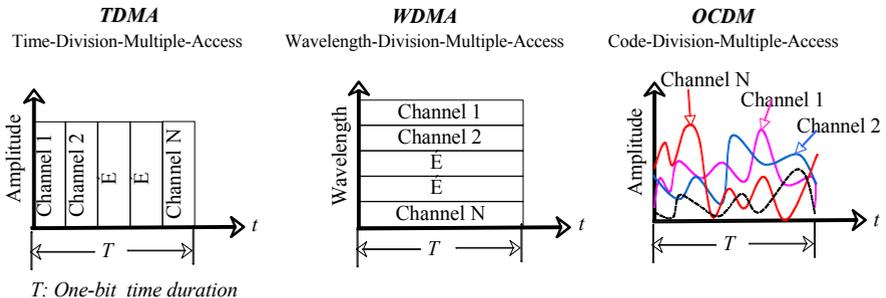


図 3・9 多重接続方式

3-3-1 光符号・復号化の原理

インコヒーレント OCDMA では光強度の時間波形を符号として用い、一方コヒーレントの場合には光波の振幅あるいは位相の時間波形を符号として用いる。符号は1ビット時間内に収まる時間波形であり、通常はチップパルスと呼ばれる短パルスを時間領域あるいは光周波数領域に拡散させ、復号化によって逆拡散する。インコヒーレント OCDMA では OOK (on-off-keying) パルス列、コヒーレントでは PSK (phase-shift-keying) または ASK (amplitude-shift-keying) の2値または多値位相・振幅のパルス列符号を符号として用いる。ほかにも、時間と波長の両領域で拡散した2次元拡散符号も用いられることもある。図3・10はこれらの種々の光符号の分類を示している²⁾。

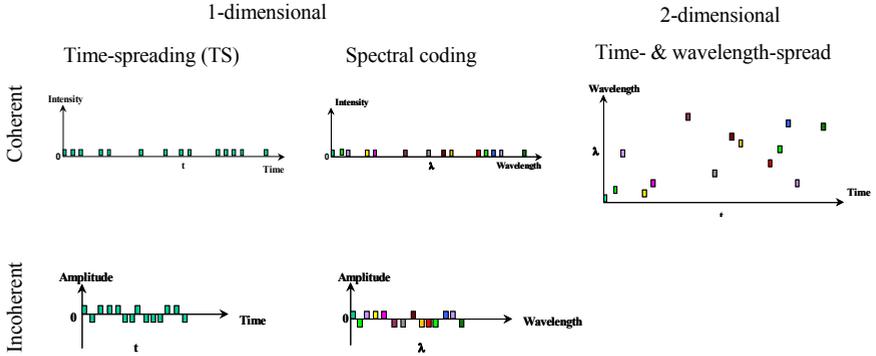


図 3・10 光符号の分類

復号化では、受信した符号と受信機に割り当てられた符号との光相関演算の結果が自己相関か相互相関かによって、それぞれ一致、不一致と判定する．符号が一致した場合には、光復号器 $H_d(\omega)$ と光符号器 $H_e(\omega)$ の伝達関数が複素共役の関係になり、光復号器の Output は図 3 に示すように中央に鋭い尖頭値を有する自己相関関数で与えられる³⁾．

$$H_d(\omega) = H_e(\omega)^* \varepsilon^{-j\omega t_0} \tag{3・1}$$

$$\begin{aligned} \text{Output} &= \int_{-\infty}^{\infty} H_e(\omega) H_d(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |H_e(\omega)|^2 e^{j\omega(t-t_0)} d\omega \equiv \psi(t-t_0) \quad (t_0 : \text{arbitrary}) \end{aligned} \tag{3・2}$$

図 3・11 に示すような自己相関と相互相関の波形の顕著な相違を利用して符号の識別を行うことができる．光符号・復号器は同一の受動デバイスであり、符号の識別は単に光復号器に受信した信号を通過させるだけで、光速で全光処理で実行できることが最大の特徴である．

符号の特性で重要なのは、図 3・11 に示す自己相関尖頭値とサイドローブの最大値との比を表す PWR (Peak-to-wing ratio) と相互相関の最大値との比を表す PCR (Peak-to-correlation ratio) であり、これらの値が大きいくほど識別特性が優れているといえる．PCR は符号長、即ちチップ数 N が大きいほど増加する性質がある．また PWR や PCR の値は符号系列に依存するため、良好な符号特性を得ためには符号系列の選択が重要となる．例えば、通常よく用いられる Gold 系列では符号長 511 の場合には、生成できる 512 の符号のうち PWR>100, PCR~50 の符号が数 10 個が確保できる⁴⁾．

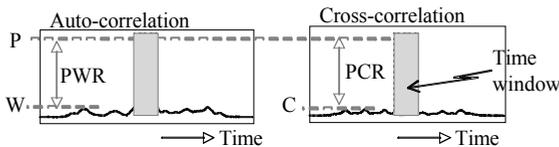


図 3・11 符号の識別特性の指標となる PWR と PCR

光符号・復号器には超構造ファイバブラッグ回折格子 (SSFBG) 型と平面光回路を用いた多ポート AWG 型が主に用いられる。図 3・12 にはそれらの構造及び光符号化の例を示している。SSFBG 型は単位格子の位置を波長/4 ずらし往復で移相量を π とすることによって、バイポーラ符号を生成する。511 チップといった符号長の長い光符号器が実現されており、最近ではより精密な位置制御によって 16 値 PSK 符号も生成可能になり、低コスト化が図れることが特徴である⁵⁾。一方、多ポート AWG 型光符号器では、一つの入力に対して出力ポートごとに異なる符号が生成でき、復号化では、例えばポート 1 から入力した符号 i に対して i 番目の出力ポートからのみ自己相関波形が得られ、その他の出力ポートからは相互相関波形が得られる。生成される符号はポート数に等しい位相レベルを有する多値 PSK 符号である⁶⁾。多ポート AWG 型は、複数の光符号ラベルの識別が一台のデバイスで実現できることから、光パケットのヘッダの超高速処理などへの応用が期待されている³⁾。

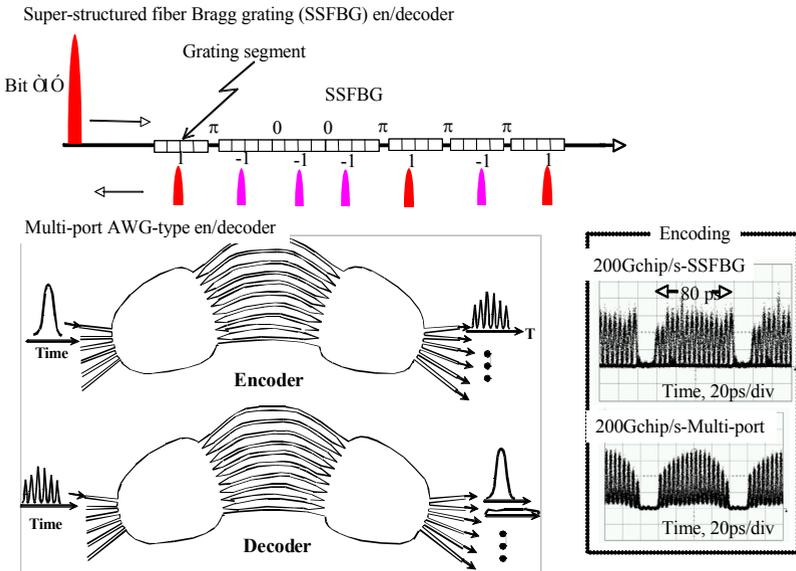


図 3・12 光符号・復号器とその光符号化波形に一例

3-3-2 多重アクセス

OCDMA-PON (PON : Passive optical network) は FSAN⁷⁾の標準化において、第2フェーズ次世代 PON (NGA2) のと有力な選択肢となっている。図 3・13 には OCDMA-PON と、さらにその発展形として OCDMA over WDM-PON⁸⁾のシステムアーキテクチャを示している。OLT 及び各 ONU には光符号・復号器を設置し、各 ONU にはそれぞれ異なる符号を割り当てることで所定の信号のみを受信可能にする。従来の TDMA-PON との最大の相違はアップリンクの帯域にある。TDMA では複数の ONU から同時に送信された信号の衝突を回避するため、時間スロットを各ユーザに割り当てるため、例えば 32 ユーザを収容したシステムであら

ばアップリンクの帯域は 1/32 に減少する。一方、OCDMA では衝突を気にすることなく “Tell-and-go” の多重アクセスプロトコルを特徴としており、アップリンクの帯域は ONU の数に関わらず各 ONU は常にフルの帯域を利用できるのが最大の利点である。OCDMA over WDM-PON は複数の OCDMA-PON を異なる波長に収容する方式であり、システム全体の容量は波長数に比例して拡大できることが特徴である。

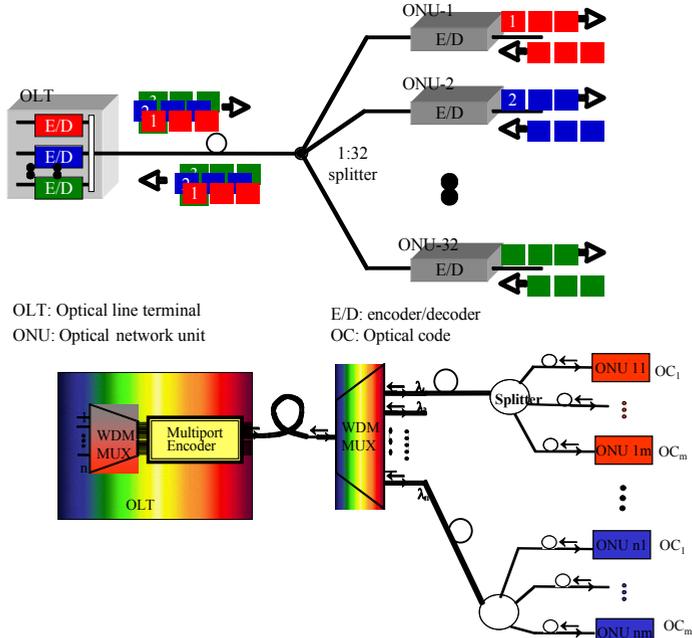


図 3・13 OCDMA-PON システムと OCDMA over WDM-PON システム

OCDMA の問題点は、干渉符号に起因する多重アクセス干渉 (MAI) 雑音である。性能の指標となるのは次式で与えられる 1 ビット当たりの信号エネルギー E と雑音エネルギー N との比である。雑音には MAI 雑音以外にショット雑音などの受信機の雑音 σ^2 も含まれる³⁾。

$$\frac{E}{N} = \frac{N}{(K-1) + \sigma^2 / S} \quad (3 \cdot 3)$$

ここで、第 1 項の $(K-1)$ は干渉符号数であり MAI 雑音を表す。符号数の増加とともに MAI 雑音が支配的になることがわかる。ただし、式(3・3)は図 3・11 に示すように自己相関の尖頭値のみを時間軸ゲートをかけて抽出した場合にのみ適用できることに注意を要する。時間軸ゲートの代替として、復号化された出力に光閾値処理を施すことによって、時間拡散された低強度の MAI 雑音の大部分は除去することができるが、ビート雑音を完全に除去することは困難である。さらにコヒーレント OCDMA には、特有のビート雑音が存在する。ビート雑音

は、復号化において自己相関成分と相互相関が同時に光検波された時に自乗検波によって生じる成分であり、両者は光源のコヒーレンス長以下の光路差であれば干渉するため、光源の可干渉性がある限り本質的に避けられない雑音である²⁾。

最後に、OCDMA の秘匿性については最近注目が集まっている。紙面の都合で触れることはできなかったが、いくつかの興味深い論文を参照願いたい^{9,10)}。

■参考文献

- 1) P. R. Prucnal, M. A. Santro, and T. R. Fab, "Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing," J. Lightwave Technol., Vol. LT-4, No. 5, pp.547-554, 1986.
- 2) X. Wang and K. Kitayama, "Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA," IEEE/OSA J. Lightwave Technol. Vol. 22, Issue 10, pp.2226 - 2235, Oct. 2004.
- 3) K. Kitayama, N. Wada, and H. Sotobayashi, "Architectural Considerations for Photonic IP Router Based upon Optical Code Correlation (Invited)," J. Lightwave Technol., vol.18, No.12, pp.1834-1844, Dec. 2000.
- 4) X. Wang, K. Matsushima, A. Nishiki, N. Wada, and K. Kitayama, "High reflectivity superstructured FBG for coherent optical code generation and recognition," Optics Express, 12, pp. 5457-5468, 2004.
- 5) X. Wang, K. Matsushima, K. Kitayama, A. Nishiki, N. Wada, and F. Kubota, "High-Performance optical code generation and recognition by use of a 511-chip, 640 Gchip/s phase-shifted superstructured fiber Bragg grating," Optics Letters. vol. 30, no. 4, pp.355-357, 2005.
- 6) G. Cincotti, N. Wada, N. Kataoka, and K. Kitayama, "Characterization of a full encoder/decoder in the AWG configuration for code-based photonic routers. Part I: modelling and design," J. Lightwave Technology. vol. 24, no. 1, pp. 103-112, 2006.
- 7) Full Service Access Networks (FSAN) <http://www.fsanet.net/>
- 8) K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, "OCDMA over WDM PON: A solution path to gigabit-symmetric FTTH" J. Lightwave Technology vol. 24, no. 4, pp.1654-1662, 2006
- 9) T. H. Shake, "Security performance of optical CDMA against eaves dropping," J. Lightw. Technol., vol. 23, no. 2, pp. 655-670, Feb. 2005.
- 10) T. Kodama, N. Nakagawa, K. Kitayama, N. Kataoka, N. Wada, G. Cincotti, X. Wang, and T. Miyamazaki, "Secure 2.5Gbit/s, 16-ary OCDM block-ciphering with XOR using a single multi-port en/decoder," J.Lightwave Technol., Vol. 28, No. 1, pp.181-187, 2010.