

デジタルコヒーレント光通信技術

菊池 和 朗

Digital-Coherent Optical Communication Technologies

Kazuro KIKUCHI

Research activities in coherent optical communications have been interrupted for almost 20 years behind the rapid progress in wavelength-division multiplexed (WDM) transmission systems using erbium-doped fiber amplifiers (EDFAs). On the other hand, the recent development of high-speed digital circuits has offered the possibility of retrieving the complex amplitude of the optical carrier in the digital domain, stimulating a widespread interest in coherent optical communications again. In this paper, we discuss new capabilities brought forth by the combination of coherent detection and digital signal processing (DSP).

Key words: coherent optical communications, homodyne receiver, digital signal processing

コヒーレント光通信技術は、光ヘテロダイン検波やホモダイン検波によって信号光と局部発振光とのビートを得たのち、これを用いて光位相変調信号の復調操作を行う技術である。コヒーレント光受信器は、ショット雑音限界の高受信感度をもつため、中継器間隔の延伸をおもな目的として、1980年代に各国で盛んに研究された¹⁾。しかし、1980年代後半におけるエルビウム添加光ファイバー増幅器 (erbium-doped fiber amplifier: EDFA) の研究開発の急進展と1990年代での実用化によって、コヒーレント光受信器のもつ高受信感度の重要性が薄れたため、コヒーレント光通信技術の研究開発は、その後20年以上にわたり中断されていた。また、コヒーレント受信器では、信号光の位相や偏波の変動に適応的に対処する必要があり、この問題の解決が容易ではなかったことも実用化を阻害する原因であったと考えられる。

1990年代には、EDFAと波長分割多重 (wavelength-division multiplexing: WDM) 技術を用いた、光伝送システムの大容量化が急速に進んだ。このため、有限なEDFA帯域を有効に活用し、スペクトル利用効率を向上するための技術が重要性を増してきた。これらの技術が、多値光変

調および偏波多重である。そして2005年以降、多値光変調および偏波多重信号を復調するための受信器として、コヒーレント光受信器が再び脚光を浴び始めた²⁾。

新世代のコヒーレント光受信器は、デジタルコヒーレント光受信器とよばれ、位相ダイバーシティー・ホモダイン受信器と高速デジタル信号処理との組み合わせを特徴としている。デジタル領域で位相や偏波の変動に適応的に対処することにより、従来のコヒーレント受信器の技術的困難性を解決することが可能となった。コヒーレント光受信器は、線形な復調操作により信号光の複素振幅を測定できるので、どのような多値変調フォーマットにも対応できる。また、受信後も位相情報が保持されるので、光ファイバーの群速度分散 (group-velocity dispersion: GVD) や偏波モード分散 (polarization-mode dispersion: PMD) も、デジタル信号処理技術を駆使して補償できる。これらの多くの利点のため、デジタルコヒーレント光受信器を用いた光通信の研究が、各国で活発化している³⁾。

本稿では、デジタル信号処理技術とコヒーレント光通信技術の融合がもたらす新たな可能性について解説したい。

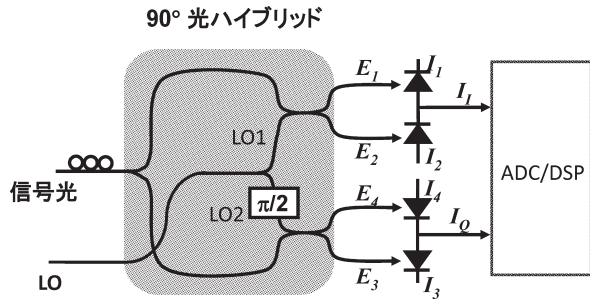


図1 デジタルコヒーレント光受信器の構成. 位相ダイバーシティー・ホモダイン光回路の出力は、2チャンネルAD変換器(ADC)でデジタルデータに変換されたのち、デジタル信号処理(DSP)される。

1. 受信器の構成

デジタルコヒーレント光受信器には、図1に示す位相ダイバーシティー・ホモダイン光回路が用いられる³⁾。ここでは、信号光の偏波は、局発振光(local oscillator: LO)の偏波と一致していると仮定する。局発光1と2には、90°光ハイブリッドにより、90°の位相差が与えられる。局発光の位相を基準として、信号光と局発光1とのビートは信号のコサイン成分を、信号光と局発光2とのビートは信号光のサイン成分を与えるので、2つのダブルバランス型フォトダイオード(photodiode: PD)の出力は

$$I_1(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{Lo}} \cos\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (1)$$

$$I_2(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{Lo}} \sin\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (2)$$

となる。ここで、 R はフォトダイオードの感度、 $P_s(t)$ 、 P_{Lo} はそれぞれ信号光、局発光パワー、 $\theta_s(t)$ は信号光位相変調、 $\theta_n(t)$ は信号光と局発光の位相ゆらぎの差である。これを用いて、信号光複素振幅 E_s が定数倍を除いて次のように再生される。

$$E_s(t) = I_1(t) + iI_2(t) = \sqrt{P_s(t)} \exp i\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (3)$$

このように、位相ダイバーシティー・ホモダイン受信器を用いれば、信号光の複素振幅をベースバンドで取得できることがわかる。

位相変調 $\theta_s(t)$ を式(3)から抽出するには、位相雑音 $\theta_n(t)$ を除去する必要がある。これまでのホモダイン受信器では、光位相同期ループ(optical phase-locked loop: OPLL)を用いてこの機能を実現してきた⁴⁾。すなわち、位相雑音 $\theta_n(t)$ を検出したのち、これを打ち消すように局発光周波数をフィードバック制御するのである。しかし、位相シフトキーイング(phase-shift keying: PSK)変調フォーマットを用いると、信号光はキャリア成分をもたな

いので、線形な操作では位相雑音 $\theta_n(t)$ を検出することができない。このため、非線形演算で $\theta_n(t)$ を再生するか、別途パイロットキャリアを送るなどの方策をとる必要がある。構成が複雑化する。また、位相雑音を十分に抑圧するには、OPLL帯域は信号光のスペクトル線幅より十分に大きい必要があるが、光回路を介したフィードバックループを用いてこの条件を満足させることは、一般には容易でない。

これに対して、新たに提案されたデジタルコヒーレント受信器では、図1に示すように、フォトダイオード出力をAD変換したのち、デジタル領域での非線形操作により $\theta_n(t)$ を求め、次いで式(3)を用いて複素振幅を再生する。LOを信号光に位相同期する必要はないので、フリーランニング状態の半導体レーザーをLOとして用いることができることが大きな特徴である。

図1のホモダイン検波回路は、受信感度が信号光の偏波に依存するという問題があるが、この偏波依存性を解決する手段として、偏波ダイバーシティー技術が開発されている⁵⁾。各偏波成分の光複素振幅をデジタル領域で処理することにより、偏波合成や偏波多重分離が可能となる。

ただし、10 Gsymbol/sのシステムでは、AD変換器に毎秒20 Gサンプル以上のサンプリング速度と高速のデジタル信号処理が要求されるので、現状ではエレクトロニクスへの負荷が重い。これまで報告されている多くの実験では、AD変換されたデジタル信号をいったんコンピューターに取り込んだのち、オフラインの信号処理を行っている。これらは、原理確認のための実験に過ぎず、未だ実用の段階には達していない。しかし2008年には、46 Gbit/s偏波多重QPSK(quadrature phase-shift keying)信号に対して、上記の機能を実時間で実現するASIC(application specific integrated circuit)がNortel社から報告され、実用化に向けて大きな一歩が踏み出された⁶⁾。

2. キャリヤー位相推定

位相ダイバーシティー・ホモダイン受信器によって検出される光複素振幅は、信号光と局発光による位相雑音を含む。そのため、復調のためには位相変動を追跡し、搬送波の位相基準を抽出する必要がある。デジタルコヒーレント受信器の最大の特徴は、デジタル領域でキャリア位相推定ができるため、OPLLのような不安定要素をシステムから排除できる点にある。

これまで、 M 相PSK信号の複素振幅を M 乗するフィードフォワード搬送波位相推定法が提案されている⁷⁾。以下の議論では、偏波制御はすでになされていると仮定す

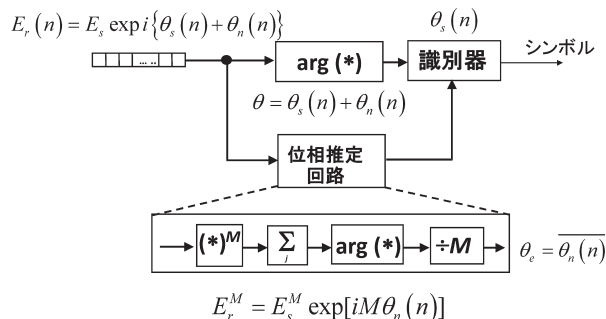


図2 キャリヤー位相推定のためのデジタル信号処理回路。

る。まず、クロック抽出により、1シンボルあたり1サンプルのデジタルデータを得る。以後、 n はサンプル番号、 T はシンボル間隔とする。式(3)における時刻 t は $t=nT$ と離散化される。以下では簡単のために、時刻を n のみで表す。式(3)における位相雑音 $\theta_n(n)$ はランダムな変数で、位相変調項 $\theta_s(n)$ に比べるとはるかにゆっくりと変化する量である。位相変調成分 $\theta_s(n)$ を抽出するためには、この位相雑音を推定し、取り除かなければならない。 M 相PSK信号のキャリア位相推定を行い、シンボル識別を行うためのDSP(digital signal processing)回路を図2に示す。この復調アルゴリズムは以下のとおりである。

- (1) 再生した複素振幅 $E_s(n) \propto \exp\{i[\theta_s(n) + \theta_n(n)]\}$ を M 乗し、位相変調を取り除く。 M 乗演算により位相角は M 倍されるが、このとき $2\pi/M$ の整数倍である位相変調成分は除去される。すなわち、 $E_s(n)^M \propto \exp[iM\theta_n(n)]$ である。
- (2) SN比(signal-to-noise ratio)を高めるために、 $t=(n-k)T$ から $t=(n+k)T$ にわたる連続した $2k+1$ サンプルの $E(n)^M$ を足し合わせる。キャリア位相の推定 $\theta_e(n)$ はこの複素数の位相角を M で割ることによって、次式のように得られる。

$$\theta_e(n) = \frac{1}{M} \arg\left[\sum_{j=-k}^k E_s(n+j)^M\right] \quad (4)$$

- (3) 再生した複素振幅の位相から θ_e を引く。
- (4) 位相変調は M シンボルに弁別され、デコーディングされる。ただし、この方法では、シンボルに $2\pi/M \times m$ ($m=1, 2, \dots, M-1$)だけの回転の曖昧さが残るので、これを排除するために、信号はあらかじめ差動符号化しておく必要がある。

このようにして測定された2相、4相、8相PSK信号の複素振幅分布の例を、図3に示す。シンボルレート(複素振幅のひとつの状態を送る速度)は10 Gsymbol/sであり、測定はオフラインで行われている⁹⁾。

3. 分散補償

デジタルコヒーレント受信器は、光信号の複素振幅に関する情報を完全に抽出しているため、伝送路の群速度分散を受信端で補償することができる⁹⁾。

光ファイバーの群速度分散(分散パラメータ β_2 および伝送距離 L)が既知である場合には、群速度分散を補償する伝達関数

$$T(\omega_m) = \exp\left(-\frac{j}{2}\beta_2 L \omega_m^2\right) \quad (5)$$

を用いてFIR(finite impulse response)フィルターを用いて電気段で実現することができる。ここで ω_m は変調サイドバンド角周波数である。図4は1段あたりの遅延時間 T 、段数 N のFIRフィルターの構成を示す。フィルター出力 $y(n)$ は、フィルターのインパルス応答 c_k とフィルター入力 $x(n)$ との離散的な畳み込み和であるので、

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k x(n-k) \quad (6)$$

となる。複素タップ係数 c_k ($k=0, \dots, N-1$)は、FIRフィルターの伝達関数が式(5)を満たすように決定できる。

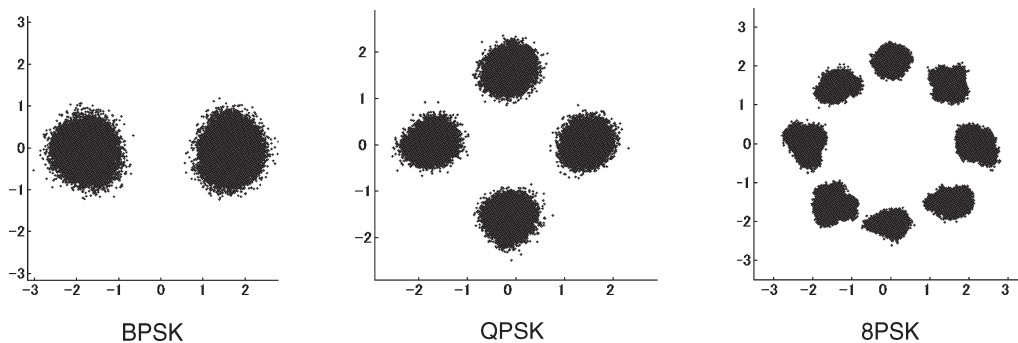


図3 2相、4相、8相PSK信号の複素振幅分布。シンボルレートは10 Gsymbol/sであり、オフライン測定されている。

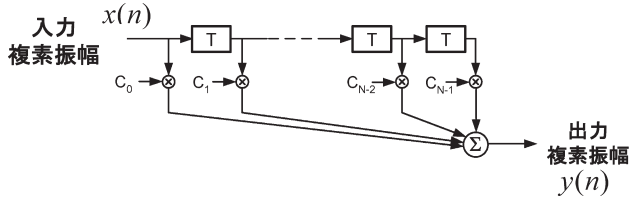


図4 分散補償のための FIR フィルターの構成。

また、これらのタップ係数は、LMS (least-mean square) アルゴリズムを用いて、適応的に決定することもできる。このアルゴリズムでは、フィルター出力 $y(n)$ とデコードされたシンボルとの差を誤差信号として、タップ係数を1シンボルごとに更新する¹⁰⁾。

4. 偏波多重分離

偏波多重信号を送信すると、光ファイバーの複屈折により、出力端では2つの多重化された信号が混合する。さらに偏波状態は時間的に変化するので、これに対応するには、適応的な制御により偏波多重分離を行うことが不可欠である。デジタルコヒーレント受信器を用いると、デジタル領域で偏波多重分離が可能となる¹¹⁾。

$(E_x, E_y)^T$ を偏波・位相ダイバーシティー・ホモダイン光回路から出力される信号の偏波ベクトルとしよう。各要素は、それぞれの偏波成分の複素振幅を示す。図5は、偏波多重分離のためのバタフライ型のデジタル回路構成であり、その機能は

$$\begin{pmatrix} E_X \\ E_Y \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (7)$$

と記述される。 $(E_X, E_Y)^T$ は、偏波多重分離された出力ベクトルであり、各要素が偏波多重分離された複素振幅となる。行列 P は

$$P = \begin{pmatrix} p_{xx} & p_{xy} \\ p_{yx} & p_{yy} \end{pmatrix} \quad (8)$$

であり、この行列が光ファイバーの偏波ゆらぎを表すジョーンズ行列の逆行列となるとき、偏波多重分離が実現される。

独立に位相変調された2つの多重偏波成分が混在すると、 $|E_{x,y}(n)|^2$ にはこれらの偏波成分の干渉により、時間変動があらわれる。行列要素を制御し $|E_{x,y}(n)|^2$ の変動が抑圧されるとき、偏波多重分離が達成できる。このような行列要素の制御は、 $e_{x,y}(n) = 1 - |E_{x,y}(n)|^2$ を誤差信号とするブラインド等化アルゴリズム (constant modulus algorithm: CMA) によって実現できる。各行列要素に遅延を導入し、FIR フィルター構成にすれば、PMD を補償することも可能となる。

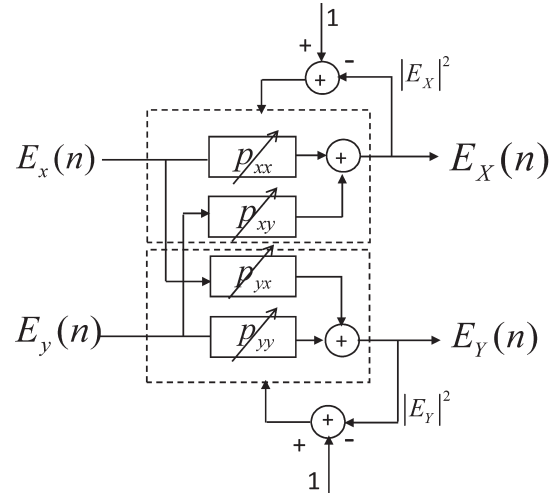


図5 バタフライ型構成の偏波多重分離用デジタル信号処理回路。

高速デジタル信号処理技術を導入することにより、コヒーレント光通信の分野に、新しい研究・開発の潮流が起きている。これは、デジタルコヒーレント光受信器によって、デジタル領域での安定なキャリア位相追尾や偏波制御が可能となり、従来のコヒーレント光受信器の技術的課題が解決されたためである。この受信器を用いれば、任意の多値光変調に対応できるだけでなく、電気領域での分散補償、偏波制御などの新しい機能が実現できる。現在は、主としてオフラインでの動作により、原理検証が進められている段階であるが、最近 10 Gsymbol/s での実時間動作も実現され、本技術の進歩は目覚ましい。デジタルコヒーレント光通信技術は、将来の光ネットワークの発展に、大きなインパクトを与えることが期待される。

本研究の一部は、総務省戦略的情報通信研究開発機構 (SCOPE) の援助のもとに実施された。

文 献

- 1) T. Okoshi and K. Kikuchi: *Coherent Optical Fiber Communications* (Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988).
- 2) S. Tsukamoto, D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi: "Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission," *Optical Fiber Communication Conference (OFC 2005)*, PDP29 (Anaheim, CA, 2005).
- 3) K. Kikuchi: "Coherent optical communication systems," *Optical Fiber Telecommunications VB*, eds. I. P. Kaminow, T. Li and A. E. Willner (Academic Press, Burlington, 2008) Chapter 3.
- 4) S. Norimatsu, K. Iwashita and K. Sato: "PSK optical homodyne detection using external cavity laser diodes in Costas loop," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **2** (1990) 374-376.
- 5) S. Tsukamoto, Y. Ishikawa and K. Kikuchi: "Optical homodyne receiver comprising phase and polarization

- diversities with digital signal processing," *European Conference on Optical Communication (ECOC 2006)*, Mo4.2.1 (Cannes, France, 2006).
- 6) H. Sun, K.-T. Wu and K. Roberts: "Real-time measurements of a 40-Gb/s coherent system," *Opt. Express*, **16** (2008) 873-879.
 - 7) R. Noé: "Phase noise tolerant synchronous QPSK receiver concept with digital I&Q baseband processing," *Opto-Electronics and Communications Conference (OECC 2004)*, 16C2-5 (Yokohama, 2004).
 - 8) S. Tsukamoto, K. Katoh and K. Kikuchi: "Coherent demodulation of optical multilevel phase shift-keying signals using homodyne detection and digital signal processing," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **18** (2006) 1131-1133.
 - 9) S. Tsukamoto, K. Katoh and K. Kikuchi: "Unrepeated transmission of 20-Gbit/s optical quadrature phase-shift keying signal over 200-km standard single-mode fiber based on digital processing of homodyne-detected signal for group-velocity dispersion compensation," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **18** (2006) 1016-1018.
 - 10) S. ハイキン (武部幹訳): 適応フィルタ入門 (現代工学社, 1987).
 - 11) S. J. Savory: "Digital filters for coherent optical receivers," *Opt. Express*, **16** (2008) 804-817.

(2008年11月4日受理)