

## デジタルコヒーレント光受信器における適応等化技術

菊池 和朗<sup>†a)</sup>

## Adaptive Equalization Techniques in Digital Coherent Optical Receivers

Kazuro KIKUCHI<sup>†a)</sup>

あらまし 近年、コヒーレント光通信技術とデジタル信号処理を融合させたデジタルコヒーレント光通信技術の研究・開発が急進展している。デジタルコヒーレント光受信器を用いると、多値光変調によるスペクトル効率の向上が期待できるだけでなく、適応等化技術により、伝送された光信号の線形ひずみを完全に除去することができる。すなわち、信号をシンボル当り 2 サンプルのレートで A-D 変換した後に、バタフライ構成の有限インパルス応答フィルタを適応的に制御することによって、光ファイバの波長分散補償、偏波多重分離及び偏波分散補償、タイミングジッタ補償などを同時に実現することができる。適応等化のアルゴリズムとしては、定包絡アルゴリズムや判定指向型最小平均二乗アルゴリズムが用いられている。本論文では、このようなデジタルコヒーレント光受信器における適応等化技術の原理と方法について述べる。

キーワード コヒーレント光ファイバ通信, デジタル信号処理, 適応等化, FIR フィルタ

## 1. ま え が き

これまでの光ファイバ通信システムでは、信号光の強度変化をフォトダイオードで検出する強度変調 (Intensity modulation: IM)・直接検波 (Direct detection: DD) 方式が広く用いられている。これに対して、受信端に別途用意された局部発振 (Local oscillator: LO) 光によって信号光を光ホモダイン検波し、信号光の電界複素振幅を完全再生する技術が急速に進展している [1]。

LO 光を用いて信号光の復調を行う技術は、コヒーレント光通信技術と呼ばれており、1980 年代に各国で盛んに研究された [2]。しかし、光位相同期ループ (Optical phase-locked loop: OPLL) を用いて、二つの独立なレーザ光間の位相揺らぎを抑圧することには、大きな技術的困難が伴った。一方で、1990 年代におけるエルビウム添加光ファイバ増幅器 (Erbium-doped fiber amplifier: EDFA) と波長多重 (Wavelength-division multiplexing: WDM) 技術の発展により、IM・DD 方式に基づく長距離伝送システムの大容量化が急速に進

んだため、コヒーレント光通信技術の研究・開発は、約 20 年間中断されることになった。これに対して 2005 年に、高速デジタル信号処理 (Digital signal processing: DSP) 技術とホモダイン光受信器の組合せに基づく、10 Gsymbol/s 4 相光位相変調 (Quadrature phase-shift keying: QPSK) 信号の伝送実験が報告された [3], [4]。オフライン実験ではあるが、OPLL を用いることなく、検波後のデジタル信号処理により信号光と LO 間の位相揺らぎを除去している。この技術は、従来のコヒーレント光通信技術とデジタル信号処理を融合させたものなので、デジタルコヒーレント光通信技術と呼ばれている。近年、その研究・開発は急進展しており、25 Gsymbol/s で動作する LSI の開発により、100 Gbit/s 偏波多重 QPSK 送受信器が商用化されるに至っている [5]。

デジタルコヒーレント光受信器は、QPSK などの多値変調信号を復調できるため、周波数利用効率を高めることができる [6]。例えば 100 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号は、50 GHz 間隔のグリッド上に波長多重することができる。更にデジタルコヒーレント光受信器の大きな特長は、伝送信号の線形ひずみを適応等化により完全に除去できることである。受信信号をシンボル当り 2 サンプルのレートで A-D 変換した後に、バタフライ構成の有限インパルス応答 (Finite

<sup>†</sup> 東京大学大学院工学系研究科, 東京都  
Graduate School of Engineering, The University of Tokyo,  
Tokyo, 113-8656 Japan

a) E-mail: kikuchi@ginjo.t.u-tokyo.ac.jp

impulse response : FIR) フィルタを適応的に制御することによって、光ファイバの波長分散補償 [7], [8], 偏波多重分離及び偏波分散補償 [9], [10], タイミングジッタ補償 [11]などを同時に実現することができる。適応等化のアルゴリズムとしては、定包絡アルゴリズム (Constant-modulus algorithm : CMA) [12] と判定指向型最小平均二乗 (Decision-directed least-mean square : DD-LMS) アルゴリズム [13] が用いられている。このようなデジタル領域での適応制御技術により、補償用の光学的素子をシステムから除くことが可能となり、システムの安定性が著しく向上した。

本論文では、デジタルコヒーレント光受信器における DSP 技術の主要部分である適応等化技術について、その原理と方法について述べる。

## 2. コヒーレント光受信器

図 1 に、位相ダイバーシチ・ホモダイン光検波回路 (イントラダイン光検波回路とも呼ばれる) の構成を示す [14], [15]。送信器から出力される信号光の電界を

$$E_s(t) = A_s(t) \exp(j\omega_s t) \quad (1)$$

とする。ここで  $A_s(t)$  は信号光の複素振幅、 $\omega_s$  は信号光の角周波数である。同様に、LO 光の複素振幅は

$$E_{LO}(t) = A_{LO} \exp(j\omega_{LO} t) \quad (2)$$

と表すことができる。ここで、 $A_{LO}$  は時間的に一定な複素振幅、 $\omega_{LO}$  は LO 光の角周波数を表す。信号光のパワー  $P_s$  と LO 光のパワー  $P_{LO}$  は、複素振幅  $A_s$  と  $A_{LO}$  を用いて、 $P_s = |A_s|^2 / 2$  及び  $P_{LO} = |A_{LO}|^2 / 2$  と表される。

位相ダイバーシチ・ホモダイン受信器では、 $90^\circ$  光ハイブリッドを用いて、分岐された二つの LO 光に  $90^\circ$  の位相差が与えられ、2 入力  $E_s$ ,  $E_{LO}$  に対して、4 出

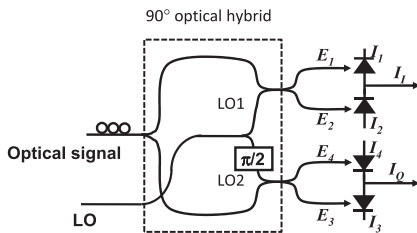


図 1  $90^\circ$  光ハイブリッドを用いた位相ダイバーシチ・ホモダイン受信器の構成

Fig.1 Configuration of the phase-diversity homodyne receiver using a  $90^\circ$  optical hybrid.

力  $E_1, E_2, E_3, E_4$  が得られる。 $\omega_{LO} \simeq \omega_s$  とする必要があるが、信号光と LO 光間の位相同期は必要としない。

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s + E_{LO}) \quad (3)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_s - E_{LO}) \quad (4)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_s + jE_{LO}) \quad (5)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_s - jE_{LO}) \quad (6)$$

であるので、バランス型フォトダイオードの出力電流

$$\begin{aligned} I_I(t) &= I_1(t) - I_2(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (7) \end{aligned}$$

は、LO 光の位相  $\theta_{LO}(t)$  を基準とした信号光の複素振幅の同相 (In phase : I) 成分を表すことが分かる。一方、

$$\begin{aligned} I_Q(t) &= I_3(t) - I_4(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_{LO}} \sin\{\theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (8) \end{aligned}$$

は、信号光の複素振幅の直交 (Quadrature : Q) 成分を表す。ここで信号光の位相は、位相変調  $\theta_s(t)$  と位相雑音  $\theta_{sn}(t)$  の和  $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_{sn}(t)$  で与えられる。また、 $R$  は受信器感度である。

式 (7), (8) を用いて、信号光電界の複素振幅は、次のように求められる。

$$\begin{aligned} I(t) &= I_I(t) + jI_Q(t) \\ &= R\sqrt{P_s(t) P_{LO}} \exp[j\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\}] \quad (9) \end{aligned}$$

ここで  $\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_{LO}(t)$  は全位相雑音である。式 (9) は、LO 光による位相雑音の増加を除いては光信号電界の複素振幅を表すことが分かる。以降、再生された複素振幅を、定数倍を除いて

$$E_r(t) = \sqrt{P_s(t)} \exp[j\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\}] \quad (10)$$

と表すことにする。

測定された  $E_r(t)$  から位相変調  $\theta_s(t)$  を抽出するためには、 $\theta_n(t) = 0$  とする必要がある。従来はこのために、LO 光の位相を信号光位相雑音に追尾させる OPLL が用いられてきたが、安定性の確保に大きな技術的課題が残されていた。近年、デジタル信号処理により  $\theta_n(t) = 0$  を実現する技術が開発され、コヒーレント光通信が復活するきっかけとなった。

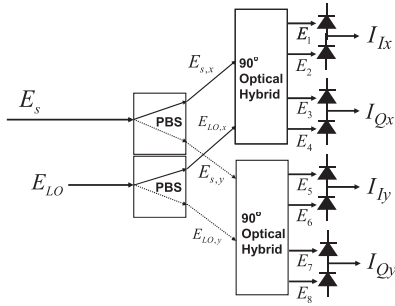


図2 位相・偏波ダイバーシチ・ホモダイン受信器の構成  
Fig.2 Configuration of the homodyne receiver employing phase and polarization diversities.

ここまでの議論では、信号光の偏波と LO 光の偏波は一致していると仮定している。しかし実際の伝送システムでは、信号光の偏波状態はランダムに変動するので、信号光の偏波と LO 光の偏波は一致しているとは限らない。また、偏波多重システムでは二つの直交する偏波状態を同時に送信するので、受信端でも二つの偏波状態を同時に受信しなければならない。これらの問題に対処するには、図2に示す偏波ダイバーシチ構成の受信器が必要である [16], [17]。

この受信器では、任意の偏波状態をもつ信号光は、偏波ビームスプリッタ (PBS) によって、二つの直線偏波に分けられる。それぞれの偏波成分が、分岐された二つの LO 光によりホモダイン検波される。四つの出力は、 $x$  偏波の  $\cos$  及び  $\sin$  成分、 $y$  偏波の  $\cos$  及び  $\sin$  成分である。これらの出力を用いて、デジタル信号処理により、単一偏波信号及び偏波多重信号に対する偏波制御を行うことができる。位相及び偏波ダイバーシチ光受信器は、石英平面光回路 (Planar lightwave circuit : PLC) を用いたハイブリッド光集積回路やインジウムリン (InP) を用いたモノリシック光集積回路として実現されている。

### 3. コヒーレント受信器におけるデジタル信号処理の概要

位相・偏波ダイバーシチ・ホモダイン受信器の四つの出力端子からは、2. で述べたように、二つの偏波状態に対する光複素振幅 ( $\cos$  成分及び  $\sin$  成分) の情報が得られる。高速の 4 チャンネル A-D 変換器を用いて、これら四つの出力はデジタル信号に変換される。

符号間干渉を起こさないという条件下で、シンボルレート  $1/T$  ( $T$  はシンボル間隔) で変調された光信号が占める最小の帯域は、光領域で  $B_o = 1/T$  である。

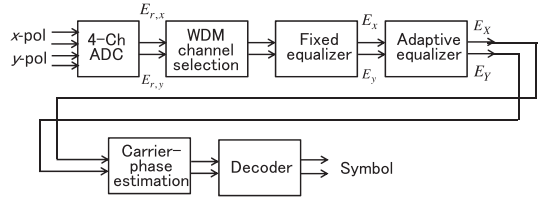


図3 シンボルを復号するための DSP 回路の概要  
Fig.3 Typical sequence of DSP for decoding the symbol.

この帯域はナイキスト帯域と呼ばれる。このとき、位相ダイバーシチ・ホモダイン受信器の IQ ポートからの電気出力は、帯域  $B_e = 1/(2T)$  を占める。したがって、この信号に対する最小のサンプリングレート (ナイキストレート) は  $R = 1/T$  である。しかし、ナイキストレートのサンプリングでは、エリアシングを避けるために、A-D 変換の前に位相ダイバーシチ・ホモダイン受信器の出力を、帯域  $B_e = 1/(2T)$ 、ロールオフ=0 のナイキストフィルタで低域フィルタリングする必要がある。アナログ領域でのこのような急しゅんなフィルタリングは困難であるため、2 倍オーバーサンブルすなわちナイキストレートの 2 倍のサンプリングレート  $R = 2/T$  でサンプルし、アナログフィルタへの要求を軽くすることが一般的である。

A-D 変換後の DSP には、図3に示すように、WDM チャンネル選択、固定波長分散補償、適応等化、キャリアや位相推定、シンボル識別などが含まれる。信号光と LO 光の間の周波数オフセットもキャリアや位相推定部で処理される。このようにデジタルコヒーレント光受信器は、多値信号を復調できるだけでなく、デジタル領域で種々の信号処理を行うことができるという特長がある。特に適応等化部は、偏波多重分離、偏波分散補償、残留波長分散補償、タイミングジッタ補償、光/電気回路の帯域制限の補償など、多くの機能を含む。

### 4. 信号等化の原理

デジタルコヒーレント受信器における DSP の中で、適応等化は最も重要な機能である。本章では、信号の線形ひずみを等化する原理について述べる。

送信された複素振幅のフーリエ変換を  $E_{in}(\omega) = [E_{in,x}(\omega), E_{in,y}(\omega)]^T$  とする。ここで、 $E_{in,x}(\omega)$  及び  $E_{in,y}(\omega)$  は、偏波多重信号の  $x$  偏波成分複素振幅のフーリエ変換及び  $y$  偏波成分複素振幅のフーリエ変換を示す。また、 $T$  は転置行列をとることを意味する。

このとき送信端から受信端に至る光伝送システムが線形であれば、伝達関数行列  $\mathbf{H}(\omega)$  を用いて、受信器出力のフーリエ変換は

$$\begin{bmatrix} E_{r,x}(\omega) \\ E_{r,y}(\omega) \end{bmatrix} = \mathbf{H}(\omega) \begin{bmatrix} E_{in,x}(\omega) \\ E_{in,y}(\omega) \end{bmatrix} \quad (11)$$

で与えられる。ここで  $\omega$  は光搬送波角周波数の中心周波数からのずれを示す。送信信号波形は伝達関数の周波数依存性によりひずむとともに、行列の非対角成分により  $x$  偏波成分と  $y$  偏波成分が混合する。信号の等化とは、次式のように、 $\mathbf{H}(\omega)$  の逆伝達関数を生成して、受信信号から送信された複素振幅を再生する操作にほかならない。

$$\begin{bmatrix} E_{in,x}(\omega) \\ E_{in,y}(\omega) \end{bmatrix} = \mathbf{H}^{-1}(\omega) \begin{bmatrix} E_{r,x}(\omega) \\ E_{r,y}(\omega) \end{bmatrix} \quad (12)$$

伝達関数行列  $\mathbf{H}(\omega)$  は、種々の原因で生じる。まず、光伝送路の特性を考えよう。光ファイバ伝送路を伝送される光パワーが十分小さいとき、伝送路の特性は線形であるので、それは伝達関数行列で表現できる。波長分散のスカラ伝達関数  $D(\omega)$ 、偏波モード分散 (Polarization-mode dispersion : PMD) を表す  $2 \times 2$  の伝達関数行列  $\mathbf{U}(\omega)$ 、偏波依存損失 (Polarization-dependent loss : PDL) を表す  $2 \times 2$  の行列  $\mathbf{K}$ 、光ファイバの複屈折を表す  $2 \times 2$  の Jones 行列  $\mathbf{T}$  を用いて、伝送路の伝達関数は

$$\mathbf{H}_o(\omega) = D(\omega) \mathbf{U}(\omega) \mathbf{K} \mathbf{T} \quad (13)$$

と表される [18]。

伝達関数  $D(\omega)$  は、

$$D(\omega) = \exp\left(-j\frac{\omega^2 \beta_2 z}{2}\right) \quad (14)$$

である。 $\beta_2$  は二次波長分散パラメータ、 $z$  は伝搬距離である。波長分散は経路の切換がなければ時間変動は小さいので、計算量を低減するために半固定的な補償を行ったのち、残留した分散を適応等化することが多い。

PMD 行列  $\mathbf{U}(\omega)$  はユニタリであり、

$$\mathbf{U}(\omega) = \mathbf{R}_1^{-1} \begin{bmatrix} \exp\left(j\frac{\omega \Delta\tau}{2}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(-j\frac{\omega \Delta\tau}{2}\right) \end{bmatrix} \mathbf{R}_1 \quad (15)$$

で与えられる。行列  $\mathbf{R}_1$  は、二つの固有偏波状態 (Principal state of polarization : PSP) を  $x$  及び  $y$  偏波に

変換するユニタリ行列、 $\Delta\tau$  は PSP 間の遅延時間差 (Differential group delay : DGD) である。行列  $\mathbf{K}$  は次式のエルミート行列で定義される。

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}_2^{-1} \begin{bmatrix} \sqrt{\Gamma_{\max}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\Gamma_{\min}} \end{bmatrix} \mathbf{R}_2 \quad (16)$$

ここで  $\mathbf{R}_2$  は、PDL に対する固有偏波モードを  $x$  及び  $y$  偏波に変換するユニタリ行列、 $\Gamma_{\max}$  と  $\Gamma_{\min}$  は、これらの固有モードに対するパワー透過率を示す。 $\mathbf{T}$  は、ファイバの複屈折を示す周波数に依存しない  $2 \times 2$  のユニタリ行列で、Jones 行列と呼ばれる。これらの偏波に起因する伝達関数は、時間的に変動するので、伝送特性を安定化させるには、適応等化を行うことが不可欠である。

伝送路中に挿入される光フィルタ、受信器回路の電気フィルタなどの特性も、スカラ伝達関数  $D_e(\omega)$  で表現できる。これらの伝達関数が未知であっても、適応等化を行うことによって、その周波数特性を補償することができる。

また、光ファイバ伝送中にタイミングジッタが生じることにより、A-D 変換器のサンプリング位相と信号クロックの位相との間にずれが生じる。この効果は、サンプリングされた波形の時間シフトとみなされるので、時間シフトを表すスカラ伝達関数  $D_t(\omega) = \exp(j\omega\tau_j)$  を用いて記述できる。ここで  $\tau_j$  はサンプリング点の最適な時刻からのずれを示し、時間的に変動する量である。

したがって系の全伝達関数行列は

$$\mathbf{H}(\omega) = D_t(\omega) D_e(\omega) \mathbf{H}_o(\omega) \quad (17)$$

で与えられる。このように線形系では、伝送された光信号にひずみを与える要素は全て、式 (17) のように一つの伝達関数行列にまとめられる。この逆関数行列は、5. で述べるように FIR フィルタで表現され、6. に示すアルゴリズムを用いて、適応的に生成できる。

## 5. FIR フィルタによる適応等化

逆伝達関数行列  $\mathbf{H}^{-1}(\omega)$  の各行列要素は、FIR フィルタで実現することができる。図 4 に FIR フィルタの  $2 \times 2$  バタフライ構成を示す。各行列要素  $h_p$  ( $p = xx, xy, yx, yy$ ) が、FIR フィルタにより構成される。図 5 は、 $(xx)$  要素の FIR フィルタの構成を示す。シンボル間隔が  $T$ 、ADC 変換器のオーバーサンプリングレートが  $m$  であるとき、タップ間の遅延時間

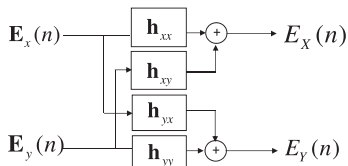


図4 適応等化のための FIR フィルタのバタフライ構成  
Fig. 4 Butterfly structured FIR filters for adaptive signal equalization.

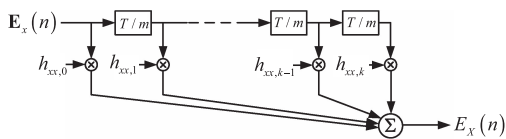


図5 FIR フィルタの構成。行列要素 (xx) の例を示す。  
Fig. 5 Configuration of the FIR filter, which composes the (xx) matrix element.

を  $T/m$  としている。また、タップ段数は  $k$  である。  
FIR フィルタへの入力列ベクトルを、次のように定義する。

$$\mathbf{E}_x(n) = [E_x(n), E_x(n-1), \dots, E_x(n-k-1)]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{E}_y(n) = [E_y(n), E_y(n-1), \dots, E_y(n-k-1)]^T \quad (19)$$

ここで  $E_x(n)$ ,  $E_y(n)$  は、適応等化器への  $x$  及び  $y$  ポート入力、 $n$  はサンプルインデックスである。次に FIR タップ係数ベクトル  $\mathbf{h}_p(n)$  を

$$\mathbf{h}_p(n) = [h_{p,0}(n), h_{p,1}(n), \dots, h_{p,(k-1)}(n)]^T \quad (20)$$

と定義する。するとフィルタ出力は次式となる。

$$E_X(n) = \mathbf{h}_{xx}(n)^T \mathbf{E}_x(n) + \mathbf{h}_{xy}(n)^T \mathbf{E}_y(n) \quad (21)$$

$$E_Y(n) = \mathbf{h}_{yx}(n)^T \mathbf{E}_x(n) + \mathbf{h}_{yy}(n)^T \mathbf{E}_y(n) \quad (22)$$

$kT/m$  が系のインパルス応答より十分長ければ、4. で述べる適応等化アルゴリズムを用いて、タップ係数ベクトルを  $\mathbf{h}_{\infty,p}$  に収束させることができる。このタップ係数ベクトルを、以下のように離散フーリエ変換 (Discrete Fourier transform: DFT) すれば、逆伝達関数行列  $\mathbf{H}^{-1}(\omega)$  に近似的に一致する。

$$\text{DFT} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{\infty,xx} & \mathbf{h}_{\infty,xy} \\ \mathbf{h}_{\infty,yx} & \mathbf{h}_{\infty,yy} \end{bmatrix} \right\} \simeq \mathbf{H}^{-1}(\omega) \quad (23)$$

また、逆にこの逆伝達関数から、波長分散、PMD、

PDL を分離できることが知られており、この方法はシステムのパフォーマンスモニタリングに応用することができ [18]。

## 6. 適応等化アルゴリズム

次に、FIR フィルタを適応制御するアルゴリズムについて検討する。これまで QPSK 信号の等化には、計算量の軽さとブライント等化が可能なことから、CMA が好んで用いられている。しかしこのアルゴリズムでは、偏波多重分離の際、二つのポートが同一偏波に収束する特異点問題を完全に解決することはできない。一方、DD-LMS アルゴリズムにおいて、トレーニング信号を用いれば、二つのポートが同一偏波に収束する問題は避けられる。

DD-LMS アルゴリズムによれば、タップ係数は次式に従って更新される [13]。

$$\mathbf{h}_{xx}(n+1) = \mathbf{h}_{xx}(n) + \mu e_X(n) \mathbf{E}_x(n)^* \quad (24)$$

$$\mathbf{h}_{xy}(n+1) = \mathbf{h}_{xy}(n) + \mu e_X(n) \mathbf{E}_y(n)^* \quad (25)$$

$$e_X(n) = d_X(n) - E_X(n) \quad (26)$$

$$\mathbf{h}_{yx}(n+1) = \mathbf{h}_{yx}(n) + \mu e_Y(n) \mathbf{E}_x(n)^* \quad (27)$$

$$\mathbf{h}_{yy}(n+1) = \mathbf{h}_{yy}(n) + \mu e_Y(n) \mathbf{E}_y(n)^* \quad (28)$$

$$e_Y(n) = d_Y(n) - E_Y(n) \quad (29)$$

ここで、 $\mu$  はステップサイズパラメータ、 $e_X(n)$ ,  $e_Y(n)$  は誤差信号である。 $d_X(n)$ ,  $d_Y(n)$  は、トレーニングモードではトレーニングシンボルを、トラッキングモードではデコードされたシンボルを表す。トレーニングモードでタップ係数を十分収束させた後に、トラッキングモードに切り換える。2倍オーバーサンプリングの場合には、上記のタップ係数の更新は、2サンプルに1回行われる。

一方 CMA では、複素振幅の絶対値が一定になるようにタップ係数を更新する [12]。すなわち、タップ更新は、誤差信号として以下の式を用いて行われる。

$$e_X(n) = [1 - |E_X(n)|^2] E_X(n) \quad (30)$$

$$e_Y(n) = [1 - |E_Y(n)|^2] E_Y(n) \quad (31)$$

無歪の QPSK 信号は、シンボルの識別判定を行うサンプル点では電界振幅が一定であるので、このアルゴリズムが有効である。また、偏波多重信号を受信したときにも、二つの偏波成分が混合したときに誤差信号が生じるので、CMA が偏波多重分離に有効であることが証明されている [10]。しかし、送信した偏波多重

号がどちらの出力ポートに現れるかは制御できず、また、二つの出力ポートに同一の偏波が収束する可能性も完全には排除できないという欠点もある。この誤差信号の大きさはキャリア位相を含まないので、図 3 の適応等化部とキャリア位相推定部とを、独立に動作させることができる。これに対して DD-LMS アルゴリズムでは、誤差信号の大きさはキャリア位相に依存するため、適応等化部とキャリア位相推定部が干渉しないような DSP の設計が必要となる。この問題は 7.2 で議論される。

## 7. 適応等化の例

本章では、適応等化の実例として、まずサンプリング位相誤差の制御について説明する。これは信号波形に連続的な時間遅延を与えて、最適なサンプリング位相を決定する操作であり、クロック抽出とみなすことができる。次に、DD-LMS アルゴリズムに基づく適応等化を安定させるために提案された、キャリア位相推定との協調動作について述べる。

### 7.1 サンプリング位相誤差の補償

FIR フィルタのタップ段数が十分であれば、離散的な遅延要素をもつ FIR フィルタでも、受信シンボルに連続的な時間遅延を与えることができる。したがって、CMA や DD-LMS などの等化アルゴリズムを用いて、A-D 変換後においても、受信シンボルを復号するための最適な値に、サンプリング位相をシフトすることが可能となる。この機能は、クロック抽出を行うことと等価である。

本節では、このような FIR フィルタによるサンプリング位相制御機能について、QPSK 信号に対する計算機シミュレーションにより検討する [11]。FIR フィルタのタップ係数の更新には、DD-LMS アルゴリズムを用いた。トレーニングシンボル長は  $2^7$ 、ステップサイズパラメータは  $\mu = 2^{-6}$  とした。シンボル間隔  $T$  内で、サンプリング点が  $(t = 0, T/2)$ ,  $(t = T/8, 5T/8)$ ,  $(t = T/4, 3T/4)$ ,  $(t = 3T/8, 7T/8)$  のいずれかになるように、サンプリング初期位相を設定した。

図 6 に、タップ数 1 及び 5 における符号誤り率 (BER) を、上記四つのサンプリング位相について、 $E_b/N_0$  (ビット当りのエネルギーと雑音のスペクトル密度の比) の関数として示す。図では、分離された一方の偏波の BER を示している。タップ数が 1 のときは、FIR フィルタに時間遅延を与える自由度がないため、BER はサンプリング位相に強く依存する。一方

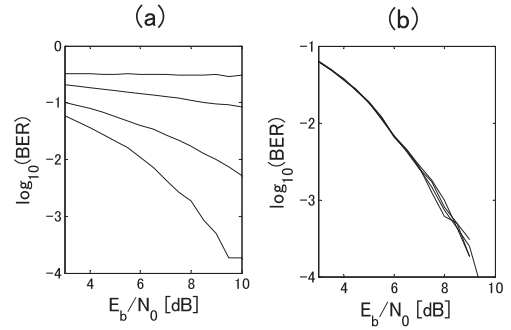


図 6  $E_b/N_0$  の関数として計算された、四つのサンプリング位相に対する BER 特性。タップ数は (a) では 1, (b) では 5 である。

Fig.6 Bit-error rates calculated as a function of  $E_b/N_0$  for four initial sampling phases. Numbers of taps are 1 in (a) and 5 in (b).

タップ数 5 では、サンプリング位相が最適に制御され、初期位相にかかわらず、良好な BER 特性が得られることが分かる。このように段数の大きな FIR フィルタを用いれば、クロック位相の制御が不要となり、DSP における計算量低減が期待できる。

### 7.2 キャリア位相推定との協調動作

DD-LMS アルゴリズムは、トレーニング信号列を用いることにより、CMA の弱点であった特異点問題を完全に回避できる。しかし、DD-LMS アルゴリズムにおける誤差信号は、式 (26), (29) から分かるように、キャリア位相雑音や周波数オフセットによる高速な位相変動成分を含む。等化特性はこのような高速なキャリア位相変動の影響を受け、長いタップ段数を用いた場合、FIR フィルタの不安定動作が避けられない。こうしたフィルタ性能の劣化の影響は、直交振幅変調 (Quadrature-amplitude modulation: QAM) のような高次の多値変調信号を用いるときにより顕著になる。一方 CMA では、式 (30), (31) に示すように、誤差信号の大きさにキャリア位相は含まれないことに注意されたい。

本節では、DD-LMS アルゴリズムの不安定性を除去するために提案された適応 FIR フィルタの構成法について述べる [19]。図 7 は提案する FIR フィルタの構成の概念図である。ここでは簡単のため、単一偏波の場合についてのみ示してある。位相推定及び周波数オフセット推定は、適応 FIR フィルタとは独立に行われる。適応 FIR フィルタに対する誤差信号から、これらの推定された位相及び周波数オフセットを除去することにより、適応 FIR が高速な位相変動を追跡する



図 7 キャリヤ位相推定と適応等化の協調動作を行う信号処理回路

Fig. 7 Adaptive equalization circuit working with carrier-phase estimation.

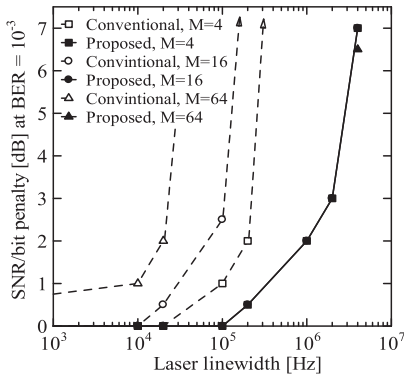


図 8 キャリヤ位相推定と適応等化の協調動作の有無による 16 QAM 信号の位相雑音耐力の違い

Fig. 8 Phase-noise tolerance of 16 QAM systems with and without cooperative operation of carrier-phase estimation and adaptive equalization.

のを防ぐことができる。このため、分散補償やサンプリング位相誤差の補償を行うために、任意の長さの遅延タップをもつ FIR フィルタを用いることができる。一方、キャリヤ位相推定は 1 タップの位相回転器などを用いて、高速に行われる。

以下に、計算機シミュレーションの結果を示す。計算では、受信信号の偏波状態と周波数オフセットは時間的に変化しないものとした。また、変調方式としては 10 Gsymbol/s の偏波多重 16 QAM を用いた。受信器の出力は A-D 変換器によって 2 倍オーバーサンブルされた後、提案する FIR フィルタに入力される。バタフライ型 FIR フィルタの時間遅延は  $T/2$  であり、DD-LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータは、BER が最小になるように最適化されている。

図 8 は、偏波多重 16 QAM 信号の位相雑音耐力を示している。ここでは周波数オフセットを 0 としている。縦軸は  $BER = 10^{-3}$  におけるパワーペナルティを示し、横軸はスペクトル線幅である。信号光及び LO 光のスペクトル線幅は等しいと仮定した。四角、丸、三角のマークは、それぞれバタフライ型 FIR フィルタのフィルタ段数  $M$  が 4, 16, 64 であるときの特性を示している。実線は提案手法を用いたときの復調特

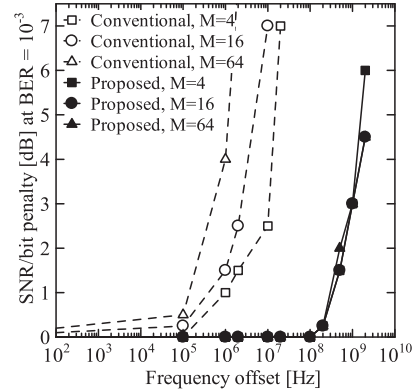


図 9 キャリヤ位相推定と適応等化の協調動作の有無による 16 QAM 信号の周波数オフセット耐力の違い

Fig. 9 Frequency-offset tolerance of 16 QAM systems with and without cooperative operation of carrier-phase estimation and adaptive equalization.

性であり、比較のために、通常の DD-LMS アルゴリズムを用いたときのパワーペナルティを破線で示している。

図 9 は周波数オフセット耐力を示している。ここではレーザのスペクトル線幅を 0 としている。縦軸は  $BER = 10^{-3}$  におけるパワーペナルティを示し、横軸は周波数オフセットである。マークと線の定義は図 8 と同じである。図 8 及び図 9 から、通常の DD-LMS アルゴリズムは、スペクトル線幅や周波数オフセットにより、復調特性が劣化していることが分かる。この劣化は、フィルタのタップ数が増加するに従って顕著になる。一方、提案手法の復調特性は、フィルタ段数に完全に無依存であることが分かる。

## 8. む す び

デジタルコヒーレント光受信器における適応等化技術の原理と方法について述べた。光ファイバ、光送受信回路の線形応答特性は、伝達関数行列で表現され、その逆伝達関数行列を求めることにより信号等化が行われることを示した。逆伝達関数行列の各要素は FIR フィルタで表現され、そのタップ係数は、CMA や DD-LMS アルゴリズムを用いて適応的に決定される。これにより、光ファイバの波長分散補償、偏波多重分離及び偏波分散補償、タイミングジッタ補償などを同時に実現することができる。このようなデジタル領域での適応制御技術は、システムの安定性の向上に大きく貢献している。今後は、LSI への実装方法、

より柔軟な信号処理の実現，非線形領域への機能の拡大などを検討する必要がある。

謝辞 本研究の一部は，科学研究費補助金基盤研究(A)(課題番号 22246046)の援助により実施された。

## 文 献

- [1] K. Kikuchi, "Digital coherent optical communication systems: Fundamentals and future prospects," *IEICE Electronics Express*, vol.8, no.20, pp.1642–1662, Oct. 2011.
- [2] T. Okoshi and K. Kikuchi, *Coherent Optical Communication Systems*, KTK, Tokyo, Kluwer, Dordrecht, Boston, London, Tokyo, 1988.
- [3] 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," *Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC 2005)*, Anaheim, CA, USA, PDP29, March 2005.
- [4] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation," *J. Lightwave Technol.*, vol.24, no.1, pp.12–21, Jan. 2006.
- [5] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nakashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, "Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP," *Opt. Express*, vol.19, no.14, pp.13139–13184, July 2011.
- [6] 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.*, vol.18, no.10, pp.1131–1133, May 2006.
- [7] M. 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, Feb. 2004.
- [8] 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.*, vol.18, no.9, pp.1016–1018, May 2006.
- [9] S.J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," *Opt. Express*, vol.16, no.2, pp.804–817, Jan. 2008.
- [10] K. Kikuchi, "Performance analyses of polarization demultiplexing based on constant-modulus algorithm in digital coherent optical receivers," *Opt. Express*, vol.19, no.10, pp.9868–9880, May 2011.
- [11] K. Kikuchi, "Clock recovering characteristics of adaptive finite-impulse-response filters in digital coherent optical receivers," *Opt. Express*, vol.19, no.6, pp.5611–5619, March 2011.
- [12] D.N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-28, no.11, pp.1867–1875, Nov. 1980.
- [13] S.U.H. Qureshi, "Adaptive equalization," *Proc. IEEE*, vol.73, no.9, pp.1349–1387, Sept. 1985.
- [14] K. Kikuchi, "Coherent optical communications: Historical perspectives and future directions," in *High Spectral Density Optical Communication Technology*, ed. M. Nakazawa, K. Kikuchi, and T. Miyazaki, Chap.2, Springer Verlag, Heidelberg, Dordrecht, London, New York, 2010.
- [15] F. Derr, "Optical QPSK transmission system with novel digital receiver concept," *Electron. Lett.*, vol.27, no.23, pp.2177–2179, Nov. 1991.
- [16] S. Tsukamoto, Y. Ishikawa, and K. Kikuchi, "Optical homodyne receiver comprising phase and polarization diversities with digital signal processing," *Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC 2006)*, Cannes, France, Mo4.2.1, Sept. 2006.
- [17] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver," *J. Lightwave Technol.*, vol.20, no.13, pp.1817–1822, July 2008.
- [18] Md. S. Faruk, Y. Mori, C. Zhang, K. Igarashi, and K. Kikuchi, "Multi-impairment monitoring from adaptive finite-impulse-response filters in a digital coherent receiver," *Opt. Express*, vol.18, no.26, pp.26929–26936, Dec. 2010.
- [19] Y. Mori and K. Kikuchi, "Carrier-phase-insensitive operation of FIR filters adapted by the decision-directed LMS algorithm in digital coherent optical receivers," *Proc. Opto-Electronics and Communications Conference (OECC 2011)*, Kaohsiung, Taiwan, 7B2-4, July 2011.

(平成 24 年 6 月 5 日受付, 9 月 27 日再受付)

## 菊池 和朗 (正員：フェロー)



1979 東京大学大学院博士課程了 (工博)。同年，東京大学工学部講師。現在，東京大学大学院工学系研究科教授。(株)アルネアラボラトリ非常勤役員を兼業。光ファイバ通信用光デバイス，光通信システムの研究に従事。