

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection



松本 正行 (Masayuki MATSUMOTO, Dr. Eng.)

和歌山大学 名誉教授

(Wakayama University, Emeritus Professor)

Optica, 電子情報通信学会

受賞：電気学会優秀論文発表賞 (1991)

著書：“Optical Solitons in Fibers, 3rd Ed.” (共著)、

Springer, 2003, “Impact of Nonlinearities on Fiber Optic

Communications” (分担執筆)、Springer, 2011. など

研究専門分野：光通信、非線形光学

あらまし

光ファイバを用いた情報伝送において、(1) 光の強度と位相の両者を独立に変調してデータ伝送速度を高める、(2) 検波後の電気信号処理によって伝送路の分散を補償する、などのためには、受信光信号の位相を検出することが必要となる。受信機内に局部発振器を設けることなく受信信号の直接検波のみで受信信号の位相を読み取ることができれば、光受信機の構成が簡素になりシステムの低コスト・低消費電力化につながる。本研究では、強度輸送方程式に基づく強度波形からの位相検出、および Gerchberg-Saxton アルゴリズムを用いた反復計算による複素振幅再構成を、直接検波光ファイバ通信における信号検出に適用することを試みた。

1. まえがき

近年、局部発振光を用いない直接検波受信による光信号の複素振幅検出の研究が活発に行われている [1]。このような光送受信方式では、デジタルコヒーレント受信と同じく電気信号処理による分散の補償が可能で

あるとともに、光信号の振幅と位相の両方をデータ変調のために用いることができる。これらの直接検波型複素光信号伝送には、多くの場合に信号光とキャリア光を同送する形となることや、反復計算処理が必要となる場合があるなどの制約があるが、受信機構成がコヒーレント光受信機よりも簡素になるため、低コスト・低消費電力の中・短距離高速データ伝送方式として関心を集めている [2, 3]。

このような直接検波による光信号の位相情報の読み取りは、波動の強度分布を測定して位相情報を抽出する操作の一つであると言える。ところで、空間を伝搬する波動の位相分布を強度分布から読み取る操作は、科学の様々な分野で必要とされ、これまでに多くの研究がなされてきた [4, 5]。物体の像を観測する場合、光の領域では空間中を伝搬して回折した光波をレンズを用いて結像させて像を取得することができる。しかし、X 線の波長領域や電子線を用いる観測では、レンズの働きを有する素子を容易に実現することが難しく、回折光から物体像を計算処理によって再構成することが必要となる。そのためには回折光の複素振幅分布を知る必要があり、計測された回折光の強度分布から位相分布を算出することが要求される。また、光の領域においても、生体組織の観測など、光の吸収のコントラストが小さく透過光の位相のみが変化するような物体のイメージングを行うためには、光波の位相分布の計測が必要になる。また、天体観測において大気を伝搬することによって歪んだ光の波面を補償し鮮明なイメージを取得するためには光の波面計測、すなわち位相計測が求められる。空間を伝搬する光の位相は、ホログラフィで用いられるような干渉を利用した方法で計測できるが、干渉を利用する場合は、光通信におけるコヒーレント検出と同じく、コヒーレントな参照光と安定な光学系が必要であり、計測装置が複雑になる。

そこで、干渉を用いずに強度分布から計算処理によって位相分布を読み取る種々の手法が古くから幅広く研究されてきた [6]。これらの位相回復の考え方は、光通信において時間変化する信号の強度波形を測定して信号位相の時間変化を読み取る問題に適用することができる。

本研究では、高速光信号の位相読み取り手法につい

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

て、イメージングの分野において広く知られている位相回復の方法を光通信における位相読取りに適用することを試みた。本稿ではいくつかの成果を報告する。

2. 時間領域強度輸送方程式を用いる光信号の位相読取り

2. 1 強度輸送方程式

空間を伝わる時間変化のない光波の振幅 u は、波がほぼ一方向 (z 軸方向とする) に沿って伝搬するという近軸近似のもとで

$$\nabla_{\perp}^2 u + 2ik \frac{\partial u}{\partial z} = 0 \quad (1)$$

を満たす。ただし、 $\nabla_{\perp}^2$ は z 軸と垂直な x, y 面内のラプラス演算子、 k は波数である。 $u(x, y)$ を $u = \sqrt{I} \exp(i\phi)$ のように強度 I と位相 ϕ を用いて表すと、(1)から

$$\nabla_{\perp} \cdot (I \nabla_{\perp} \phi) = -k \frac{\partial I}{\partial z} \quad (2)$$

が導かれる。この方程式は空間を伝搬する波の波面の広がりや収束と伝搬方向の強度変化との間の局所的な関係を表す式であり、強度輸送方程式 (TIE: Transport of Intensity Equation) と呼ばれている [7, 8]。 z 軸に垂直な面内での強度の分布 $I(x, y)$ と強度の z 方向微分の分布 $\partial I / \partial z (x, y)$ が与えられたときに、この方程式を ϕ について解くことによって、空間を伝搬する波の位相分布を算出することができる。なお、強度分布の z 方向微分 $\partial I / \partial z (x, y)$ は、わずかな距離 Δz を隔てた 2 つの面で測定した強度分布 $I_{z+\Delta z}(x, y)$ と $I_z(x, y)$ の差分 $[I_{z+\Delta z}(x, y) - I_z(x, y)] / \Delta z$ によって近似的に求めることができる。

TIE に基づく強度分布からの位相再構成は、反復操作が不要な直接的な位相算出手法であるという利点をもち、X 線、光波、および電子線を用いる位相イメージング手法として活用されている [4, 8]。

2. 2 分散を利用した光信号の位相再構成

次に、ファイバのような分散を有する伝送路における時間変化する光信号の伝搬を考える。伝送路の群速度分散のパラメタを β_2 とすると、光波の複素振幅 $f(t, z)$ の伝搬は

$$\frac{\partial f}{\partial z} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial t^2} = 0 \quad (3)$$

に従う [9]。ただし、 z は伝搬方向の位置座標、 t は原点が群速度で移動する時間座標である。ここで $f(t, z)$ を電力 $P(t, z)$ と位相 $\phi(t, z)$ を用いて、 $f(t, z) = \sqrt{P(t, z)} \exp[i\phi(t, z)]$ とおくと、(3) から

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(P \frac{\partial \phi}{\partial t} \right) = \frac{1}{\beta_2} \frac{\partial P}{\partial z} \quad (4)$$

が導かれる。(4) は、(2) における空間座標 x, y を時間座標 t に置き換えた形の方程式であり、時間領域強度輸送方程式 (時間領域 TIE) と呼ばれる [10]。 z において $P(t, z)$ と $\partial P / \partial z (t, z)$ が与えられれば、(4) を解くことによって z における位相 $\phi(t, z)$ が算出される。 $\partial P / \partial z (t, z)$ は、分散媒質を通過する前後の電力波形の差分によって近似的に求めることができる。文献 [10-12] では、この考え方を用いて孤立した超短光パルスの強度波形からパルス内の位相分布を求めている。本稿では、この方法を用いて複素変調された光信号の直接検波波形から信号の位相を回復する数値シミュレーションの結果を紹介する [13]。

2. 3 時間領域強度輸送方程式の解法

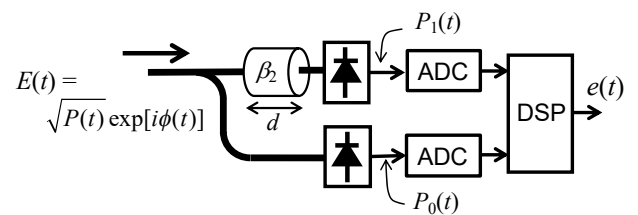


図1 時間領域 TIE を用いる直接検波受信機の構成

図1に時間領域 TIE を用いて信号位相を検出する受信機の構成を示す。受信信号の検波電力波形 $P_0(t)$ と、受信信号を長さ d の分散媒質 (群速度分散 β_2) を伝搬させたのちに検波した電力波形 $P_1(t)$ を用いて複素変調信号 $E(t)$ を再構成する。

(4) を解いて $z = 0$ における $\phi(t, z)$ を求めることを考える。時間を Δt 間隔で離散化し、 $t_n = n\Delta t$ (n は整数)、 $z = 0$ における電力を $P(t_n, z = 0) = P_{0,n}$ 、位相を $\phi(t_n, z = 0) = \phi_n$ とおくと、(4) の左辺は

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

$[(P_{0,n+1} + P_{0,n})\phi_{n+1} - (P_{0,n+1} + 2P_{0,n} + P_{0,n-1})\phi_n + (P_{0,n} + P_{0,n-1})\phi_{n-1}]/[2(\Delta t)^2]$ となる。また、(4)の右辺の $\partial P/\partial z$ を、 $z=0$ における $P(t_n, z=0) = P_{0,n}$ と $z=d$ における $P(t_n, z=d) = P_{1,n}$ とによって

$$\partial P/\partial z = (P_{1,n} - P_{0,n})/d$$

のように差分近似する。すると、(4)は、

$$K\phi = b \quad (5)$$

という形の行列方程式となる[14]。ここで、 ϕ は ϕ_n を成分とする列ベクトル、 K は $P(t_n, z=0) = P_{0,n}$ から計算される三重対角対称行列、 b は $P(t_n, z=0) = P_{0,n}$ と $P(t_n, z=d) = P_{1,n}$ から計算される列ベクトルである。

(5)を解くことによって位相 $\phi(t_n, z=0) = \phi_n$ が求まる。求めた位相 ϕ_n を用いて、受信光信号の複素振幅 $E(t_n) = \sqrt{P_{0,n}} \exp(i\phi_n)$ が再構成される。

なお、(4)の左辺の形からわかるように、電力 P がある時刻でゼロとなる、またはゼロに近くなる信号に対しては位相 ϕ を正確に求めることができない。したがって、時間領域 TIE を用いる方法においては、伝送する複素変調信号にバイアス光（キャリア光）を付加して信号電力がゼロとならないようにする必要がある[13]。キャリア光を同送することが必要である点は、直接検波信号からの非反復の位相再構成手法として広く研究されているクラマース・クローニヒの関係をを用いる手法（KK法）と共通である[15]。

2. 4 16QAM 信号の位相読み取りの数値計算

ここでは、信号波長 1550nm、伝送速度 28GBaud の単一偏波ナイキスト 16QAM 信号の直接検波による複素振幅再構成のシミュレーション結果について述べる[13]。ナイキスト 16QAM 信号にキャリア光を付加し、分散が 17ps/nm/km の標準単一モードファイバを伝送させた後に図 1 に示す受信機で受信し、複素振幅を 2. 3 で述べた方法で再構成する。なお、本節で述べる数値計算では、(5)に示した行列方程式を解く代わりに、高速フーリエ変換を用いて(4)を解いている[16]。

伝送光信号の複素振幅は

$$E(t) = A_0 + e(t)\exp(-i2\pi Bt) \quad (6)$$

のように表される。ここで、 A_0 はキャリアの振幅、 B は信号の中心周波数とキャリアの周波数との差、 $e(t)$ は

ナイキスト 16QAM 信号の複素振幅である。受信信号には帯域幅 $B_{ASE} = 30$ GHz の自然放出雑音加わることとを想定する。キャリア電力を信号電力に含めない場合の光信号対雑音比は $OSNR_e = P_s/(NB_{ref})$ (P_s は $e(t)$ の平均電力、 N は雑音の電力密度、 B_{ref} は光信号対雑音比を定義する際の雑音帯域幅 ($B_{ref}=12.5$ GHz)) で与えられる。キャリア電力を信号電力に含めた場合の光信号対雑音比は $OSNR = (1 + CSNR)OSNR_e$ で表される。ただし、 $CSNR = |A_0|^2/P_s$ はキャリア電力と信号電力の比である。また、16QAM 信号を受信する場合のシンボル誤り率 (SER) は、自然放出雑音の影響だけを考える場合、

$$SER = 3p - \frac{9p^2}{4}, \quad p = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{OSNR_e \cdot B_{ref}}{10 B_{ASE}}}\right) \quad (7)$$

で与えられる。ただし、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である。なお、グレイ符号化を用いた場合の 16QAM 信号のビット誤り率 (BER) は、誤差が小さい時は SER のほぼ 1/4 となる。

図 2 (a) に伝送距離がゼロの場合の信号再構成特性を示す。受信機内の分散媒質の分散値を 10ps/nm とした。数値計算では、ランダムなシンボルパターンをもつシンボル長 256 の周期的なナイキスト 16QAM 信号をパターンを変えて多数回生成し、強度波形から位相を算出して複素信号波形を再構成し、シンボル誤り率の平均値によって信号再構成特性を評価した。なお、この計算では、キャリアが信号スペクトルの中央に位置する場合 ($B=0$) を想定している。図中の一点鎖線は(7)で与えられる SER の理論値である。3通りの $OSNR_e$ において、 $CSNR$ を大きくすると数値計算で求めた SER が理論的な SER に近づいており、複素振幅の再構成が誤差なく行われることがわかる。図 3 は、(a) $CSNR=9$ dB、(b) 5.5dB の場合の再構成した 16QAM 信号のコンステレーション図である ($OSNR_e=22$ dB)。図 2 (b) は伝送距離が 20~100km の場合の SER と $CSNR$ の関係である。伝送距離が長いほど伝送後の信号の瞬時的な電力の変動が大きくなる（信号電力が瞬時的にゼロに近づく機会が増える）ため、必要なキャリア電力が大きくなることがわかる。

なお、本稿では触れなかったが、時間領域 TIE を解いて光信号の複素振幅を読み出す方式においては、直

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

接検波の過程で、または直接検波後に $P_{0,n}$ と $P_{1,n}$ に加わる電気信号雑音（アナログ・デジタル変換における量子化雑音など）が位相再構成特性に大きな影響を及ぼす[13]。電気信号雑音の影響を下げるための信号処理アルゴリズムや受信系の改善が今後の課題である。

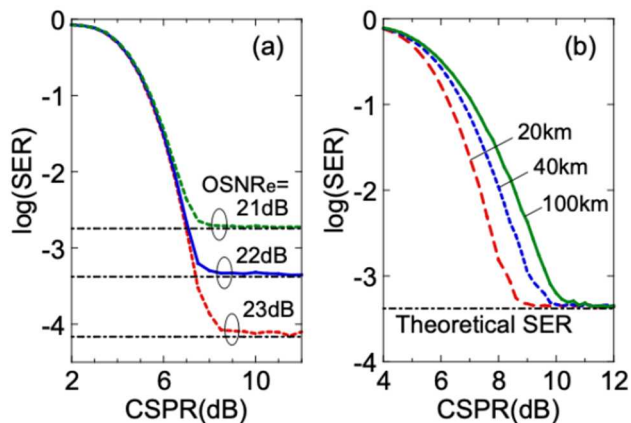


図2 ナイキスト 16QAM 信号の再構成特性。(a) 伝送距離がゼロの場合のSERとCSPRの関係。一点鎖線は(7)で与えられるSERの理論値。(b) 伝送距離が20、40、100kmの場合のSERとCSPRの関係。OSNR_e=22dB。

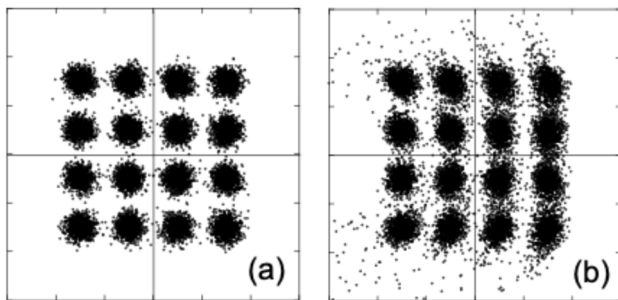


図3 再構成された 16QAM 信号のコンステレーション図 (OSNR_e=22dB)。(a) CSPR=9dB、(b) CSPR=5.5dB

3. 反復位相回復法による直接検波受信信号からの位相読み取り

3. 1 背景

空間を伝搬する波動の2次元の位相分布を強度分布から読み取る方法として、Gerchberg-Saxton (GS) アルゴリズムなどの反復的な位相回復法がある[5、17、18]。ここで、物体にコヒーレントな波動（光、X線、電子線など）を照射した際の透過波を伝搬（回折）さ

せた後にイメージ面で得られる強度分布を観測することを考える。光、X線、電子線の検出器では波の強度のみが観測され、位相を直接観測することはできない。GSアルゴリズムに基づく計算手法において、物体透過直後の波の強度分布が既知の場合、物体透過直後の位相分布を何らかの初期値に選んで透過波の複素振幅を仮に構成する。この波を計算機内でイメージ面まで数値伝搬させる。初期の位相分布が真の位相分布と異なっていればイメージ面での強度分布は観測した強度分布とは異なったものなる。そこで、イメージ面での位相分布を保持して強度分布を観測した強度分布で置き換え、イメージ面での複素振幅を構成し直す。次に、この波を計算機内で物体面にまで逆伝搬させる。物体面においても、位相分布を保持して強度分布を既知の物体面での強度分布に置き換えて物体面での複素振幅を更新する。この操作を繰り返すと、物体面およびイメージ面双方における複素振幅が真の値に近づき、これらの面での位相分布が求まる。ここまでの説明では、物体面およびイメージ面における2つの強度分布を基にして位相分布を回復する場合を述べたが、物体面での強度分布が与えられていなくても、その代わりに何らかの条件が既知（例えば、物体面内で振幅がゼロとなる領域がわかっているなど）であれば、この拘束条件とイメージ面での強度分布とから、イメージ面での位相分布が反復計算によって求まる[18]。

このような反復的な位相回復の手法も、前節で述べた時間領域TIEに基づく位相計算と同様に、超短光パルスの位相分布の計測に適用されてきた[19、20]。最近では、時系列高速光信号の位相検出にも適用されている[21-23]。

以下では、直接検波 PAM4 変調信号伝送における反復的な信号再構成において、反復計算で用いる条件の個数（検出する電力波形の数や、送信機での拘束条件を使用するか否か）によって、反復の収束特性がどのように変わるかを調べた結果について述べる[24]。

3. 2 反復計算による PAM4 信号の位相回復と分散補償

PAM4 変調は4つの光強度レベルを用いる変調方式であり、1つのシンボル時間内に2ビットの情報を送

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

ることができる。光強度のみを変調するため、直接変調型のレーザダイオードを用いることができ、低コストの中・短距離高速信号伝送用の変調方式として優れている。PAM4 信号の位相にはデータが書き込まれていないため、データを読み出すための位相検出は不要であるが、伝送路の分散による波形歪みを検波後の電気信号処理によって補償して強度データを読み出すために、伝送された PAM4 信号の位相を検出する必要がある。これは、標準単一モードファイバを伝送路とする 1550nm 波長帯での PAM4 信号伝送において重要である。図 4 に、反復的な位相回復を行う PAM4 信号伝送系の概略を示す。レーザ光源または光変調器のチャープ特性が既知の場合は、送信機位置における電力波形 $P_{TX}(t)$ と位相波形 $\phi_{TX}(t)$ の間の関係

$$\phi_{TX}(t) = (c/2) \log[P_{TX}(t)] \quad (8)$$

を送信信号に対する拘束条件として用いることができる[21、22]（ただし、 c は光源または変調器のチャープパラメタである）。また、位相回復の反復計算のために受信電力波形 $P_a(t)$ を用いるが、受信信号を 1 個または 2 個の分散素子を伝搬させた後に検波した電力波形 $P_b(t)$ 、 $P_c(t)$ も追加的な条件として用いることができる[23、24]。

反復計算は、図 4 の点 a から開始する。任意の位相波形 $\phi_0(t)$ を想定して初期の複素振幅波形を $f_0(t) = \sqrt{P_a(t)} \exp[i\phi_0(t)]$ とおく。 $f_0(t)$ を分散素子 D を伝搬させて点 b における複素振幅波形を計算する。ここで、位相を保持して振幅を $\sqrt{P_b(t)}$ に置き換える。置き換えた複素振幅波形を 2 つめの分散素子 D を伝搬させて点 c における複素振幅波形を計算する。ここでも、位相を保持して振幅を $\sqrt{P_c(t)}$ に置き換える。次に、複素振幅を点 b、さらに、点 a に逆伝搬させる（点 b、点 a を通過する際に、位相を保持して振幅を、それぞれ、 $\sqrt{P_b(t)}$ 、 $\sqrt{P_a(t)}$ に置き換える）。送信信号の拘束条件を使う場合は、点 a における複素振幅を送信機位置まで逆伝搬させ、送信機位置での振幅波形を維持して位相を (8) の値で置き換える。そののち複素振幅波形を受信機位置まで伝搬させる事によって反復計算の 1 サイクルが終了する。反復計算を繰り返し、受信信号の複素振幅が収束した後に分散補償計算をすることによって PAM4 の送信波形が求まる。（送信信号の拘束条件を用

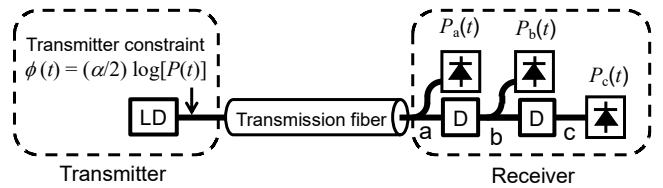


図 4 反復位相回復を行う PAM4 信号伝送系の概略図
D は受信信号に分散を与えるための素子を表す。

いる場合は、反復計算が収束した時点での $P_{TX}(t)$ が送信波形となる。）

3. 3 数値計算

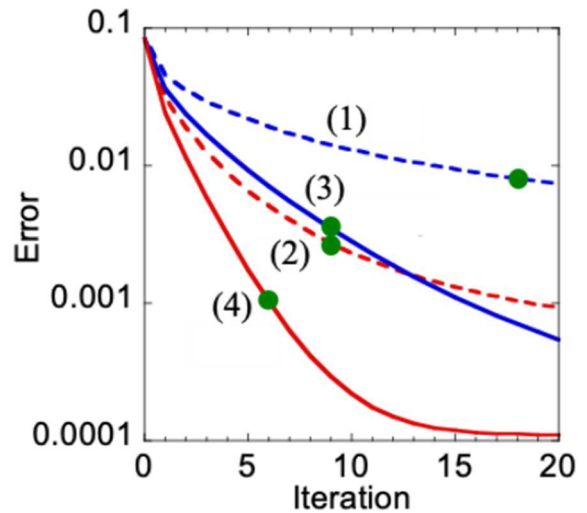


図 5 信号再構成誤差と反復回数の関係。青および赤の曲線は、受信機内で検出して反復に用いる信号電力波形が 2 個および 3 個の場合（受信機内の分散素子が、それぞれ、1 個および 2 個の場合）を表し、点線および実線は送信信号の拘束を使わない、および、使う場合を表す。(1)、(2)、(3)、(4)のラベルの意味は本文参照。緑色のドットは、4 種の反復法において計算量が同じとなる反復回数とその時の信号再構成誤差を示す。

信号波長 1550nm、伝送速度 25GBaud の PAM4 信号伝送のシミュレーションを行った。伝送路ファイバとして 100km 長の標準単一モードファイバを想定した。ここでは、(1) 2 つの信号電力波形 $P_a(t)$ 、 $P_b(t)$ 、(2) 3

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

つの信号電力波形 $P_a(t)$ 、 $P_b(t)$ 、 $P_c(t)$ 、(3) 2つの信号電力波形 $P_a(t)$ 、 $P_b(t)$ と送信信号の拘束条件、(4) 3つの信号電力波形 $P_a(t)$ 、 $P_b(t)$ 、 $P_c(t)$ と送信信号の拘束条件、を用いた反復計算を比較する。送信信号の拘束条件を用いる場合のチャープパラメタ c は 0.5 であり、信号の伝搬計算を行う際の波形サンプル速度はシンボルあたり 4 サンプルである。また、信号の再構成誤差は

$$Error = \int [P_{ret}(t) - P_{true}(t)]^2 dt / \int P_{true}^2(t) dt$$

で評価する。ここで、 $P_{true}(t)$ は真の送信信号電力波形、 $P_{ret}(t)$ は反復計算によって求めた送信信号電力波形である。図 5 に、上記の 4つの反復計算(1)~(4)における信号再構成誤差と反復回数との関係を示す。それぞれの反復計算において、1024 シンボルの信号を用い、シンボルパターンを変えて 512 回計算を行った。図 5 に示している再構成誤差は、512 回の計算の平均値である。また、図 4 中に D で示す分散素子の分散の大きさは 340ps/nm である。

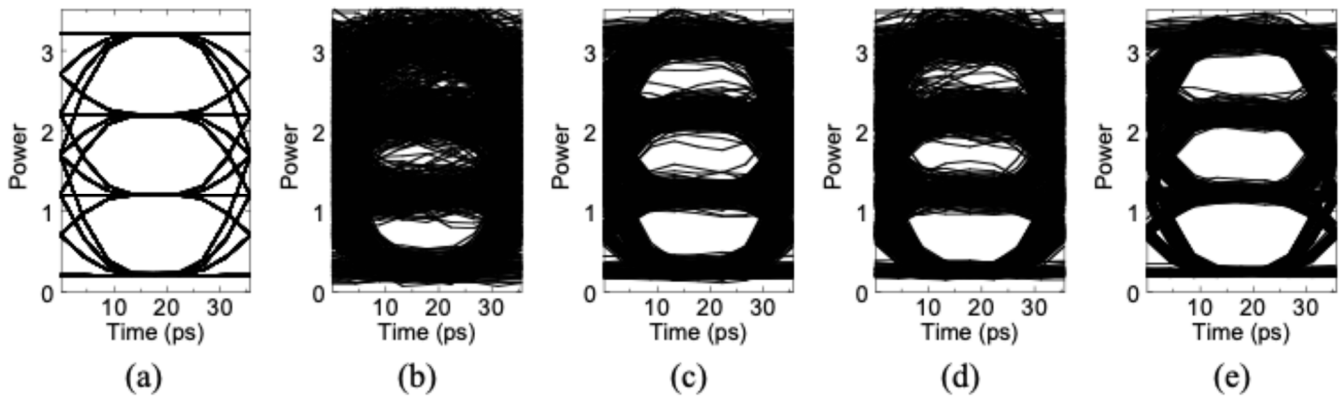


図 6 PAM4 信号のアイパターン。(a) : 送信 PAM4 信号、(b)~(e) : 本文中に述べた (1)~(4)の反復計算によって再構成された PAM4 信号。それぞれの反復回数は、図 5 中の緑色の丸印で示されている。

図 5 から、受信機内で観測する電力波形の個数を 2 個から 3 個に増やし、かつ、送信信号の拘束条件を利用するほど、少ない反復回数で信号再構成誤差が低下することがわかる。ただし、反復計算 1 サイクルあたりの計算量は、受信機内での数値伝搬回数が大きいほど、また、送信信号の拘束条件を用いるために受信機から送信機に信号を伝搬させると、大きくなる。反復計算 1 サイクルあたりの数値伝搬計算回数は、(1)~(4)の反復計算において、それぞれ、2、4、4、6 回である。ここで、必要な計算時間は数値伝搬計算回数にほぼ比例すると考えられる。(1)~(4)において、反復回数が、例えばそれぞれ 18、9、9、6 回の場合に、総数値伝搬計算回数が 36 回に等しくなる。これらの反復回数で(1)~(4)を比較すると (図 5 において、比較すべき再構成誤差を緑色のドットで示している)、(4)の反復を採用した場合に再構成誤差がもっとも小

さくなることがわかる。また、これらの反復回数における再構成した PAM4 信号アイパターンを図 6 (b)~(e)に示す ((a)は送信アイパターンである)。アイパターンからも、(4)の反復を用いる場合に、再構成した信号の品質が最も良いことがわかる。これらの計算結果から、多くの検出波形や拘束条件を用いるほど、同じ計算時間で再構成誤差を小さくすることができることがわかる。

4. おわりに

光通信において、(1) 光の位相に書き込まれた情報を読み取る、(2) 分散による強度波形の歪みを計算処理によって修復する、などのためには、受信した光の位相を検出することが必要である。標準的には、受信光信号と局部発振光を干渉させて光信号の位相を検出するが、局部発振光との干渉を用いない直接検波受信によ

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

っても光信号の位相を検出することができる。

干渉を用いず、波動の強度から位相を読み出す手法については、光、X線、電子線イメージングの分野で幅広く研究されており、これらの研究分野でのアイデアを光通信における高速時系列信号の位相検出に応用することが期待される。本稿では、それらのうち、強度輸送方程式を用いる方法と、反復計算による位相回復の方法について、光通信への応用例を述べた。この他にも、より一般的な位相回復問題の解法を光通信に適用する試みが進められている[2]。今後の発展が期待される。

参考文献

- [1] X. Chen, S. Chandrasekhar, and P. Winzer, “Self-coherent systems for short reach transmission,” 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC) (2018).
- [2] Y. Yoshida and K. Akahane, “On the phase retrievability of phase-retrieval coherent receivers,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 19, pp. 6679-6690 (2024).
- [3] H. Huang, H. Chen, Q. Hu, D. Che, Y. Huang, B. Stern, N. K. Fontaine, M. Mazur, L. Dallachiesa, R. Ryf, Z. Li, and Y. Song, “Beyond 800 Gb/s transmission demonstration using carrierless phase retrieval reception,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 43, no. 13, pp. 6238-6249 (2025).
- [4] K. A. Nugent, D. Paganin, and T. E. Gureyev, “A phase odyssey,” *Phys. Today* vol.54, no. 8, pp. 27-32 (2001).
- [5] Y. Shechtman, Y. C. Eldar, O. Cohen, H. N. Chapman, J. Miao, and M. Segev, “Phase retrieval with application to optical imaging: a contemporary overview,” *IEEE Sig. Proc. Mag.*, vol. 32, no. 3, pp. 87-109 (2015).
- [6] 回折イメージング～位相回復の新展開～, 計測と制御, vol. 50, no. 5, pp. 313-337 (2011).
- [7] M. R. Teague, “Deterministic phase retrieval: a Green's function solution,” *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 73, no. 11, pp. 1434-1441 (1983).
- [8] C. Zuo, J. Li, J. Sun, Y. Fan, J. Zhang, L. Lu, R. Zhang, B. Wang, L. Huang, and Q. Chen, “Transport of intensity equation: a tutorial,” *Opt. Lasers Eng.*, vol. 135, 106187 (2020).
- [9] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Fifth Edition, Academic Press (2013).
- [10] C. Dorrer, “Characterization of nonlinear phase shifts by use of the temporal transport-of-intensity equation,” *Opt. Lett.*, vol. 30, no. 23, pp. 3237-3239 (2005).
- [11] C. Cuadrado-Laborde, A. Carrascosa, P. Pérez-Millán, A. Díez, J. L. Cruz, and M. V. Andres, “Phase recovery by using optical fiber dispersion,” *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 3, pp. 598-601 (2014).
- [12] C. Cuadrado-Laborde, M. Brotons-Gisbert, G. Serafino, A. Bogoni, P. Pérez-Millán, and M. V. Andrés, “Phase recovery by using optical fiber dispersion and pulse pre-stretching,” *Appl. Phys. B*, vol. 117, pp. 1173-1181 (2014).
- [13] M. Matsumoto, “Optical signal phase reconstruction based on temporal transport-of-intensity equation,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 17, pp. 4722-4729 (2020).
- [14] M. Matsumoto, “A phase retrieval method using dispersion for direct detection of biased QAM signals,” *Conf. Lasers and Electro-Optics*

直接検波方式光ファイバ通信における複素変調光信号再構成

Complex field reconstruction of optical signals using direct detection

(CLEO2018), STu3C.5 (2018).

Fiber Communication Conference (OFC2016),
Th2A.40 (2016).

[15] A. Mecozzi, C. Antonelli, and M. Shtaif,

“Kramers-Kronig coherent receiver,” *Optica*, vol. 3, no. 11, pp. 1220-1227 (2016).

[23] H. Chen, N. K. Fontaine, J. M. Gene, R. Ryf, D. T. Neilson, and G. Raybon, “Dual polarization full-field signal waveform reconstruction using intensity only measurements for coherent communications,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 9, pp. 2587-2597 (2020).

[16] M. Matsumoto, “Complex field reconstruction of optical OFDM signals based on temporal transport-of-intensity equation,” *Opt. Exp.*, vol. 29, no. 22, pp. 36155-36166 (2021).

[24] M. Matsumoto and T. Takahashi, “Comparison of iterative field reconstruction schemes for IM/DD PAM4 signal transmission,” *Asia Commun. Photon. Conf. 2021*, W4B.4 (2021).

[17] R. W. Gerchberg and W. O. Saxton, “A practical algorithm for the determination of phase from image and diffraction plane pictures,” *Optik*, vol. 35, no. 2, pp. 237-246 (1972).

[18] J. R. Fienup, “Phase retrieval algorithms: a comparison,” *Appl. Opt.*, vol. 21, no. 15, pp. 2758-2769 (1982).

本原稿の一部は、令和2年度SCAT研究助成の対象として採用され、令和3～5年度に実施されたものです。

[19] D. J. Kane and R. Trebino, “Characterization of arbitrary femtosecond pulses using frequency-resolved optical gating,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 571-579 (1993).

[20] D. R. Solli, S. Gupta, and B. Jalali, “Optical phase recovery in the dispersive Fourier transform,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, 231108 (2009).

[21] G. Goeger, C. Prodaniuc, Y. Ye, and Q. Zhang, “Transmission of intensity modulation-direct detection signals far beyond the dispersion limit enabled by phase-retrieval,” *The 41st European Conference on Optical Communication (ECOC2015)*, P.3.12 (2015).

[22] G. Goeger, “Applications of phase retrieval in high bit-rate direct-detection systems,” *Optical*