

光固有値伝送における多重化技術に関する研究

大阪大学大学院工学研究科
電気電子情報工学専攻
フォトリックネットワーク工学領域
北山研究室

松田 雄大

1. はじめに

従来の光通信システムでは、ファイバ中を伝搬する光波の振幅や周波数、位相を変調することによって情報伝送を行っている^[1]。しかし、これらの変調信号がファイバ中を伝搬すると、分散性や非線形性などの影響により信号歪みが生じる。図1に示すように、分散補償ファイバなどを用いて分散性による影響を補償したとしても、非線形性による信号歪みにより、最悪の場合には情報が失われる。一方、ファイバ中を伝搬する光波の振る舞いは非線形シュレディンガー方程式 (Nonlinear Schrödinger Equation : NLSE) によって記述されることが知られている。また、NLSE は逆散乱変換 (Inverse Scattering Transformation : IST) を用いて解析的に解くことができ、その際に用いる随伴固有値方程式の固有値は伝搬距離に依らず一定である。よって、NLSE で記述される光波についても、たとえ伝搬中に波形や周波数スペクトルが変化したとしても、その固有値は変化しない^[2]。したがって、固有値はパルスの振幅や位相よりも理想的な情報キャリアである。上記の概念に基づいて、これまでに固有値を用いた光伝送方式が提案されている^[3-4]。我々の研究グループでは、デジタルコヒーレント技術に基づく固有値の復調法を提案しており、伝送路の損失を考慮した場合にも、ガイディングセンター近似を用いることによって固有値が保存されることを数値シミュレーションによって示している^[4]。

本研究では光固有値伝送の大容量化に必要な不可欠な多重化技術として、(i) 複数の固有値を持つ光パルスを用いた固有値多重に基づく多値変調方式^[5]、(ii) 2つの直交する偏波に別々の情報を多重する方法として、マナコフ方程式の固有値の不変性に基づく偏波多重方式^[6]、(iii) 光パルスのパルス幅を変調することで固有値多重を実現する光固有値変復調方式^[7]、をそれぞれ提案し、数値シミュレーションおよび原理確

認実験により、これらの方式が実現可能であることを示した。ここでは、(iii) パルス幅変調に基づく光固有値変復調方式について報告する。まず、光固有値変調について述べた後、パルス幅変調に基づく光固有値変復調方式について、復調した固有値の系列の遷移から情報を復調する方法を提案し、その実現可能性を数値シミュレーションおよび原理確認実験により示す。

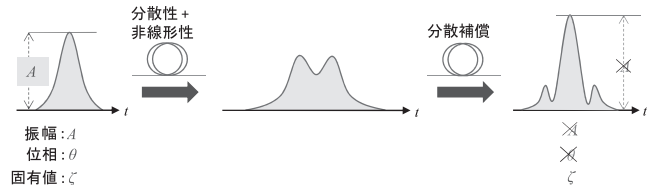


図1 光固有値伝送の概念図

2. 光固有値変調

2. 1. 非線形シュレディンガー方程式

分散性、非線形性および損失を考慮した光ファイバ中を伝搬する電界の複素包絡線振幅 $E(z, t)$ は

$$i \frac{\partial E}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \gamma |E|^2 E = -i\alpha E, \quad (1)$$

で記述される。ここで、 z [m]、 t [s]、 β_2 [s²/m]、 γ [1/(m·W)]、 α [dB/km] はそれぞれ伝搬距離、群速度で移動する座標系で測った時間、群速度分散係数、非線形係数、損失係数である。基準となる時間 t_0 を用いて、以下に示す規格化 (無次元化) した時間 T 、距離 Z および電界の複素包絡線振幅 q を定義する。

$$T = \frac{t}{t_0}, \quad Z = \frac{|\beta_2|}{t_0^2} z, \quad q = t_0 \sqrt{\frac{\gamma}{|\beta_2|}} E. \quad (2)$$

このとき、異常分散 ($\beta_2 < 0$) の場合を考えると、式 (1) は $\Gamma = \alpha t_0 / |\beta_2|$ を用いて

$$i \frac{\partial q}{\partial Z} + \frac{\partial^2 q}{\partial T^2} + |q|^2 q = -i\Gamma q, \quad (3)$$

と表される。

次に、ファイバの損失は $Z = nZ_a$ (n は正の整数) 毎に補償されるものとし、

$$q(Z, T) = \sqrt{\frac{2\Gamma Z_a}{1 - \exp(-2\Gamma Z_a)}} \exp(-\Gamma Z) u(Z, T), \quad (4)$$

を式(3)に代入し、 $Z_a \ll 1$ としてガイディングセンター近似を用いると、 u は次式に示す NLSE

$$i \frac{\partial u}{\partial Z} + \frac{\partial^2 u}{\partial T^2} + |u|^2 u = 0, \quad (5)$$

を満足する。つまり、損失がある場合にも光波の振る舞いは NLSE で記述できる。

2. 2. 随伴固有値方程式と固有値

式 (5) の随伴固有値方程式は

$$\begin{cases} i \frac{\partial \psi_1}{\partial T} + u \psi_2 = \zeta \psi_1, \\ -i \frac{\partial \psi_2}{\partial T} - u^* \psi_1 = \zeta \psi_2, \end{cases} \quad (6)$$

で与えられる。ここで、 $\zeta, \psi_l (l=1, 2)$ はそれぞれ複素固有値および固有関数である。固有値 ζ は u が式 (5) を満足する限り、 Z に依存しない定数である。一般に、 ζ はその実部を κ 、虚部を $\eta (>0)$ として、 $\zeta = (\kappa + i\eta)/2$ と表される。

式 (6) において、 u が与えられたときに ζ を求める方法として、デジタルコヒーレント技術に基づく方法が提案されている^[4]。この方法では、まず、デジタルコヒーレント受信によって得られる複素包絡線振幅 E から u を求める。次に、 u を式 (6) に代入し、フーリエ変換を用いて式(6)を積分方程式に変換する。さらに、周波数領域で離散化を行って積分を実行し、式(6)を行列の固有値問題に帰着して固有値を求める。

2. 3. 矩形パルスによる信号設計

電界の複素包絡線振幅 u が振幅 A 、パルス幅 Δ の矩形パルスである場合について考える。このとき、 A および Δ と固有値 $\eta = 2 \text{Im} [\zeta]$ の関係は

$$\begin{cases} \sigma' \cos(\sigma') + \eta' \sin(\sigma') = 0, \\ \sigma' = \sqrt{(A')^2 - (\eta')^2}, \end{cases} \quad (7)$$

で表される。ここで、 $\sigma' = \sigma \Delta$ 、 $A' = A \Delta$ 、 $\eta' = \eta \Delta / 2$ である。式 (7) より、 η は矩形パルスの面積 $A\Delta$ に依存して変化することがわかる。図 2 に $A\Delta$ と固有値との関係を示す。以上より、 A および Δ を適切に定めることにより、所望の固有値を持つ矩形パルスを設計することができる。

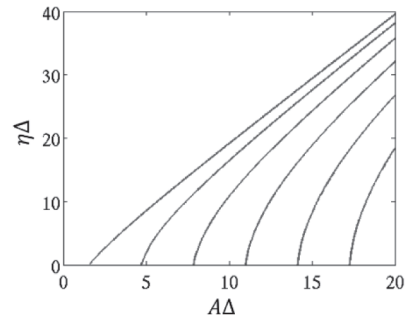


図 2 矩形パルスの面積と固有値との関係

3. パルス幅変調に基づく光固有値変復調方式

2.3 節で述べたように、 A および Δ を変更することで所望の固有値を持つパルスを設計することができる。有限幅の計算ウィンドウ内の時間波形に対して固有値を復調することを考えると、これは NRZ-OOK (Non-Return-to-Zero On-Off Keying) 信号において、On が連続する数を制限することによって実現することができる。以下では、固有値を計算するウィンドウの幅を $W=4$ とし、 A が一定で $\Delta \leq 3$ に制限した矩形パルスを用いたパルス幅変調による光固有値変復調方式を考える。 $\Delta \leq 3$ と制限するために、ペイロード部の送信情報ビット系列に対して、4 bit 分の連続した系列を 6 bit 分の連続した系列に変換する 4B/6B 変換を行う。4B/6B 変換は表 1 に示すように 4 bit の入力と Running Disparity (RD) と呼ばれる状態に対して 6 bit の出力を関係付けることによって実現される。 RD は前段の出力において“0”の数が“1”の数よりも多い場合には $RD=+1$ となり、少ない場合には $RD=-1$ となる。

表 1 4B/6B 変換を実現する入出力関係

入力	出力			
	$RD = -1$	$RD = +1$		
0000	010001	110101	1000	110001
0001	010010	110110	1001	110010
0010	010101		1010	100101
0011	010110		1011	100110
0100	011001		1100	101001
0101	011010		1101	101010
0110	001101		1110	001001 101101
0111	001110		1111	001010 101110

固有値から情報ビット系列を復調するために、4 bit のパルス系列に対する固有値の系列を状態 s として定義する。ビット系列“1111”に対応するパルス系列は

禁止されるため、固有値は $2^4-1=15$ 通りの状態のいずれかに属する。

情報ビット系列を復調する流れを図3に示す。まず、パイロット信号部において、通信路における各状態が持つ理想的な固有値を推定する。その後、パイロード部において計算ウィンドウ内の時間波形に対して固有値を復調する。次に、復調した固有値が属する状態を判定する。判定した状態とそれ以前の3つの状態を含めた4つの状態間の遷移から、1 bit の情報ビットを復調する。情報ビットを復調した後、1シンボル分だけ計算ウィンドウを時間シフトし、逐次的に固有値を復調していくことで、情報ビット系列を得る。

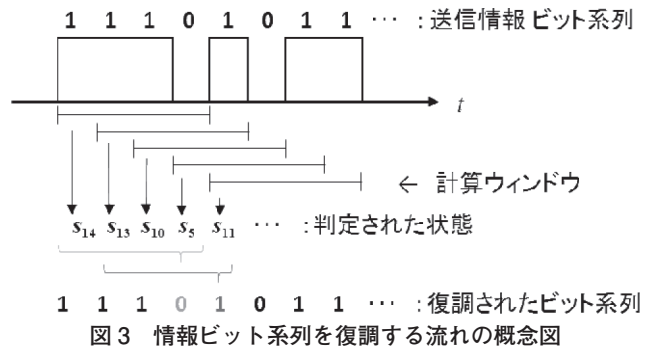


図3 情報ビット系列を復調する流れの概念図

通信路における各状態が持つ理想的な固有値をパイロット信号を用いて推定するため、パイロット信号部はパイロード部で現れる、4つの状態を表す7 bit 分のビット系列全てを網羅するように構成する。このビット系列は既知であるから、復調した固有値が属する状態も既知である。各状態が持つ固有値の繰り返し回数にわたる平均を、各状態が持つ理想的な固有値の系列と推定する。

固有値が属する状態の判定の概念図を図4に示す。固有値の実部は信号の周波数に相当することから、1つの波長チャンネルに対応する信号点は同一の虚軸上に配置される。そこで、複素固有値平面の虚軸上における、復調した固有値と、各状態が持つ理想的な固有値との差を計算し、その差の合計が最小となる状態を、復調した固有値が属する状態とする。

情報ビットの復調は、現在の状態とそれ以前の3つ

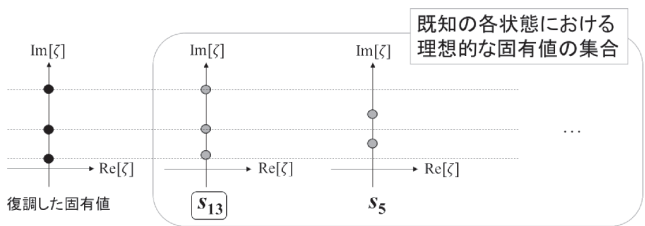


図4 状態判定の概念図

の状態の4つの状態からルックアップテーブルを用いて行う。ルックアップテーブルでは、4つの状態から1つの復調ビットが対応付けられるので、要素数が $15 \times 15 \times 15 \times 15$ の4次元テーブルとなる。

4. 計算機シミュレーション

まず、パイロット信号部に関する数値シミュレーションを行った。なお、本節における数値シミュレーションでは、受信信号波形を 80 GS/s でサンプリングした時系列データを用いて固有値を復調するものとする。伝送ファイバとしては、表2に示すパラメータを有する非零分散シフトファイバ (Non-Zero Dispersion Shifted Fiber : NZ-DSF) を仮定した。さらに、ファイバ損失を 75 km 毎に配置した増幅器によって補償するものとし、全長 2,000 km の伝送路を考える。また、5 Gb/s の NRZ-OOK 信号を用いてパルス幅変調を行うことを考える。入力光の波長を 1550 nm とし、規格化を行う際のパラメータ t_0 を 5 Gb/s の NRZ-OOK 信号を用いることを考慮して 200 ps とする。このとき、規格化されたパルス幅 $\Delta = 1$ と振幅 $A=1$ はそれぞれ 200 ps、 $0.31 \sqrt{\text{mW}}$ に対応する。パイロード部で現れる 7 bit 分のビット系列全てを網羅するような NRZ-OOK 信号をパイロット信号とし、パルス幅 $\Delta = 1$ および $\Delta = 2$ 、 $\Delta = 3$ に対応する固有値が 2 bit の固有値多重を同じ振幅で実現するように、 $A=2.1$ とした。ウィンドウ幅 800 ps の計算ウィンドウを考え、このウィンドウ内の時間波形に対して固有値復調を行った。図5 (a) にビット系列が“1101010”の場合の時間波形を示す。また、図5 (b) に計算ウィンドウの中心を時間シフトさせたときに復調された固有値の遷移の様子を示す。ビット系列が“1101010”であることから、対応する4つの状態はそれぞれ、“1101”に対応する状態 s_{13} 、“1010”に対応する状態 s_{10} 、“0101”に対応する状態 s_5 、“1010”に対応する状態 s_{10} である。したがって、図5 (b) に示される固有値の系列は計

表2 NZ-DSF から構成される伝送路のパラメータ

群速度分散係数[ps/nm/km]	3.89
分散スロープ[ps/nm ² /km]	0.084
非線形係数[1/(km·W)]	1.32
損失[dB/km]	0.21
長さ[km]	2000
増幅器間隔[km]	75

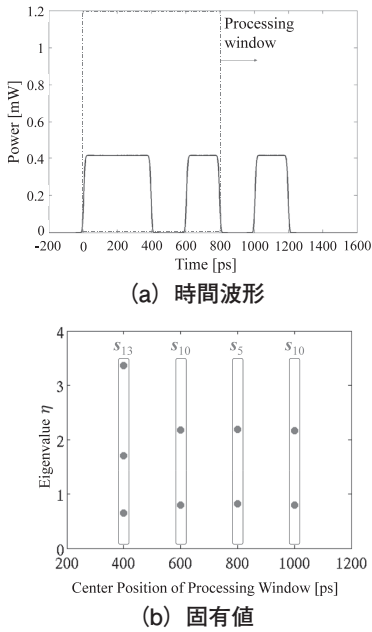


図 5 ビット系列“1101010”の場合のパイロット信号

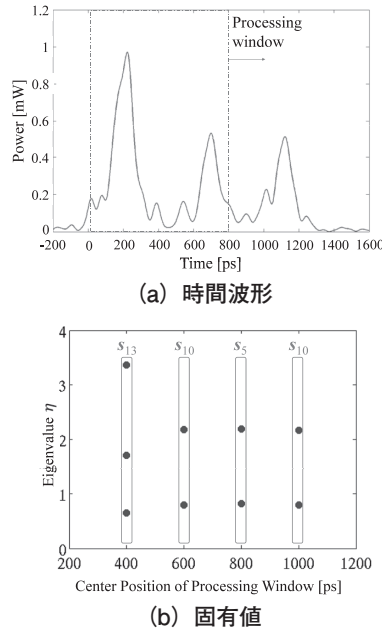


図 6 2,000 km 伝搬後のパイロット信号

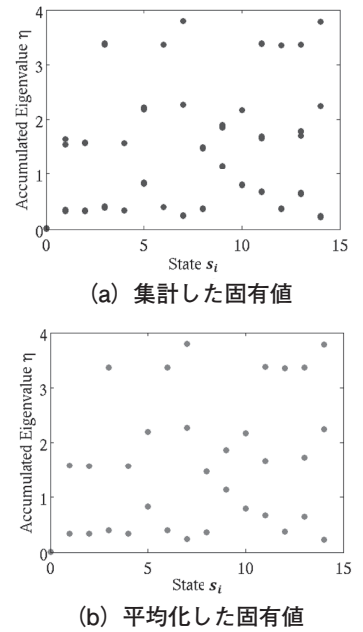


図 7 推定した各状態を持つ固有値の系列

算ウィンドウの中心時間位置が 400 ps のものから順に状態 s_{13} 、 s_{10} 、 s_5 、 s_{10} に属すると判定することができる。次に、このビット系列が“1101010”のパイロット信号を 2,000 km 伝搬させた後の時間波形と復調した固有値をそれぞれ図 6 (a) および (b) に示す。図 7 (a) に属する状態に対応する集計した固有値の系列を示す。また、図 7 (a) において、各状態に属する固有値の系列の平均値を求め、その状態を持つ理想的な固有値と推定した。各状態を持つ理想的な固有値の系列を図 7 (b) に示す。パイロード部における復調した固有値が属する状態を判定する際には、図 7 (b)

に示す各状態を持つ理想的な固有値の系列を用いる。

次に、パイロード部に関する数値シミュレーションを行った。7 段の擬似ランダムビット列を生成し、4B/6B 変換を行った後、そのうちの 56 bit に対応する NRZ-OOK 信号を入力信号光とした。入力信号光の時間波形を図 8 (a) に示す。また、ウィンドウ幅 800 ps の計算ウィンドウを考え、このウィンドウ内の時間波形に対して固有値の復調を行った。図 8 (b) に計算ウィンドウの中心を時間シフトさせたときの、復調した固有値の遷移の様子を示す。さらに、復調した固有値から図 7 (b) に示す各状態を持つ理想的な

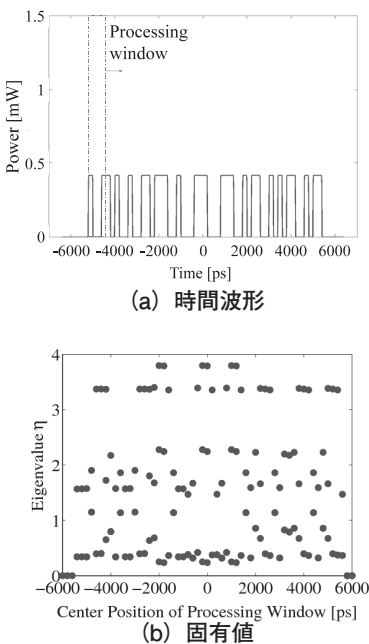


図 8 パイロード部における入力信号光

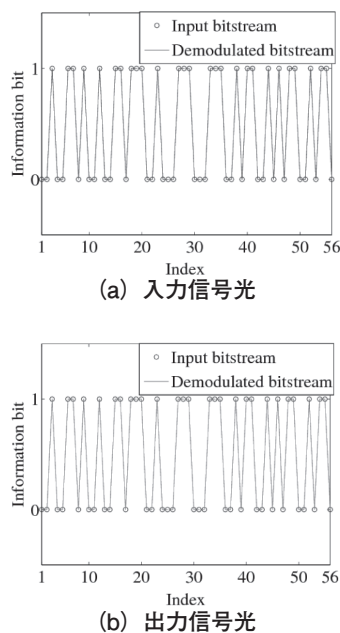


図 9 入力 / 出力信号光から復調した情報ビット系列

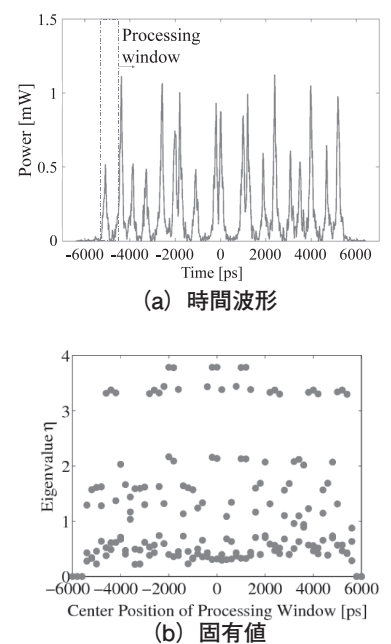


図 10 2,000 km 伝搬後の出力信号光

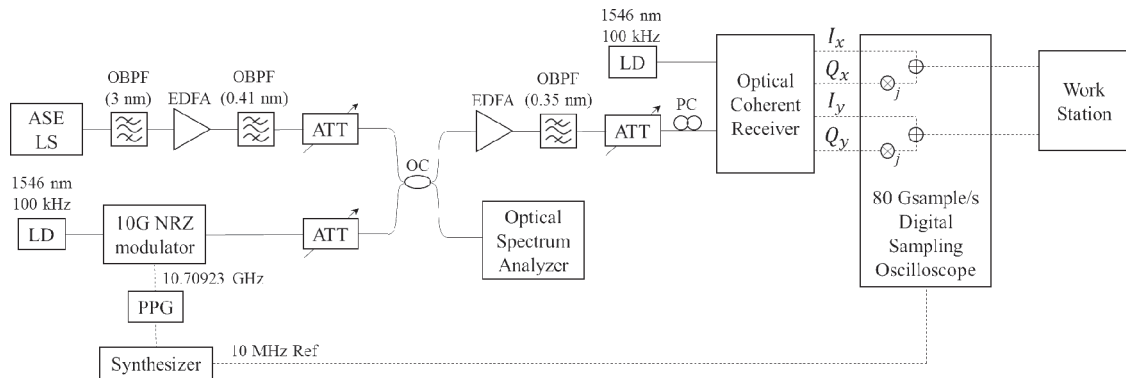


図 11 実験系

固有値を用いて固有値が属する状態を判定し、ルックアップテーブルを用いて情報ビットの復調を行った。図 9 (a) に復調した情報ビット系列を示す。図 9 (a) より、入力した NRZ-OOK 信号のビットパターンと復調した情報ビット系列が一致していることから、誤りなく情報ビットを復調できていることが確認できる。次に、図 10 (a) および (b) にそれぞれ 2,000 km 伝搬後の時間波形と復調した固有値を示す。図 8 (a) と図 10 (a) を比較すると、時間波形が大きく変化していることが確認できる。さらに、図 10 (b) に示す出力信号光から復調した固有値から、図 7 (b) に示す各状態を持つ理想的な固有値を用いて固有値が属する状態を判定し、ルックアップテーブルを用いて状態遷移の妥当性の検査および情報ビットの復調を行った。図 9 (b) に復調した情報ビット系列を示す。図 9 (a) と図 9 (b) を比較すると、2,000 km 伝搬後も情報ビットを誤りなく復調できていることが確認できる。

以上により、提案するパルス幅変調に基づく光固有値変復調方式が実現可能であることを数値シミュレーションによって示した。

5. Back-to-Back での送受信特性測定実験

提案するパルス幅変調に基づく光固有値変復調方式についての Back-to-Back での送受信特性の測定実験を行った。図 11 に実験系を示す。LD (Laser Diode) から出射した CW (Continuous Wave) 光を PPG (Pulse Pattern Generator) からの RF (Radio Frequency) 信

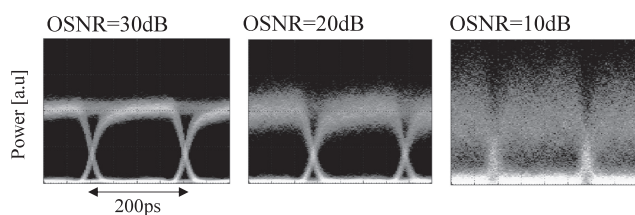


図 12 OSNR に対するアイパターン

号をもとに 10G NRZ modulator によって変調し、5Gb/s の NRZ-OOK 光信号を生成した。ASE 光源 (Light Source : LS) で発生する ASE (Amplified Spontaneous Emission) 雑音を光カップラ (Optical Coupler : OC) を用いて NRZ-OOK 信号に重畳した。可変光アッテネータ (Attenuator : ATT) を用いて重畳する雑音の平均電力を調整し、光信号対雑音比 (Optical Signal-to-Noise Ratio : OSNR) を変化させた。OSNR は光スペクトルアナライザを用いて測定し、5 dB および 10 dB、15 dB、20 dB、25 dB、30 dB と変化させた。ASE 雑音を重畳しない場合は OSNR=59dB であった。受信側では、光信号を光コヒーレント受信器によって光電変換し、80 GS/s のリアルタイムサンプリング・オシロスコープによってデジタル信号に変換した。規格化のためのパラメータ t_0 を 12.5 ps とし、固有値を計算するウィンドウ幅は 800 ps とした。パイロット信号部に存在する $\Delta = 1, 2, 3$ の矩形パルスの振幅を定数倍して、これらのパルスが所望の固有値を持つようスケージングの調整を行った。これらのオフライン信号処理を行った時系列データに対し、復調を行った。このときの OSNR に対するアイパターンを図 12 に示す。OSNR が 5 dB、10 dB、15 dB、20 dB、25 dB、30 dB、59 dB の時系列データについて、パイロット信号部から各状態を持つ理想的な固有値の系列を推定した。

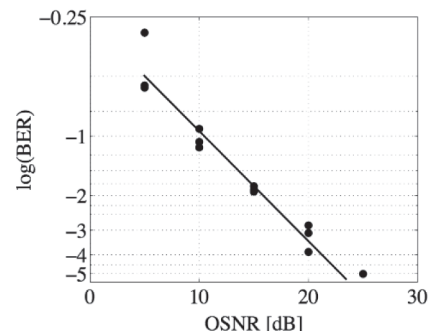


図 13 OSNR を変化させたときの BER の変化

その後、推定した各状態が持つ理想的な固有値の系列とルックアップテーブルを用いてパイロード部から 5.0×10^6 bit 分の情報ビット系列を復調し、ビット誤り率 (Bit Error Rate : BER) を計算した。これを 3 回繰り返した。図 13 に OSNR を変化させたときの BER の変化を示す。ただし、OSNR=30 dB、59 dB の場合には誤りが検出されなかったため、図 13 には示していない。図 13 から、OSNR が良くなると BER 特性が改善されることが確認できる。

6. まとめ

NLSE の随伴固有値方程式の固有値は伝搬中に変化せず、理想的な情報キャリアであり、光固有値伝送は非線形性による信号歪みの影響を克服する解決策の一つである。本研究では、光固有値伝送における種々の多重化技術を提案し、数値シミュレーションおよび実験により、その実現可能性を示した。ここでは、提案する光固有値伝送における多重化技術のうち、パルス幅変調に基づく光固有値変復調方式について述べた。また、その有効性を数値シミュレーションおよび実験により示した。

従来、ファイバ非線形性の影響による信号歪みの根本的な解決は困難であると考えられてきた。本研究では、ファイバ非線形性を考慮した数学モデルを考え、数学的に厳密な不変量である固有値に情報を載せて伝送する方式の多重化技術を提案することで、非線形性の影響による伝送容量の限界を根本から克服する方法を示し、その実現可能性を検討した。これはこれまで事実上の限界と考えられてきた限界（非線形シャノン限界）を打破し、大容量伝送技術の扉を開く成果であり、産業界および社会の発展に大きく貢献するポテンシャルを持つ技術である。

謝辞

本研究の一部は、情報通信研究機構 (NiCT) の委

託研究「光トランスペアレント伝送技術の研究開発(λリーチ)」プロジェクトの成果である。また、本研究の 5 節で示した実験は株式会社富士通研究所との連携実験として遂行されたものである。

本研究を行うに際して、御教示、御鞭撻を賜りました大阪大学大学院工学研究科 北山 研一 教授に深甚なる感謝の意を表します。

本研究の遂行にあたり、終始一貫して懇切丁寧に直接御指導、御助言を頂きました大阪大学大学院工学研究科 丸田 章博 准教授に深く感謝致します。

<参考文献>

- [1] S. スタイン, J. J. ジョーンズ (関英雄 監訳), 現代の通信回線理論, 森北出版 (1970) .
- [2] V. E. Zakharov and A. B. Shabat, "Exact theory of two-dimensional self-focusing and one-dimensional self-modulation of waves in nonlinear media," *Sov. Phys. JETP*, vol. 34, no. 1, pp. 66-69 (1972) .
- [3] A. Hasegawa and T. Nyu, "Eigenvalue communication," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, no. 3, pp. 395-399 (1993) .
- [4] H. Terauchi and A. Maruta, "Eigenvalue modulated optical transmission system based on digital coherent technology," *Proc. of CLEO-PR & OECC/PS2013*, WR2-5 (2013) .
- [5] 松田雄大, 寺内大樹, 丸田章博, "固有値多重による多値変調光伝送方式の検討," 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS-2013-113 (2014) .
- [6] 松田雄大, 丸田章博, "偏波多重光固有値変調方式の基礎的検討", 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS-2014-89 (2014) .
- [7] 松田雄大, 丸田章博, "パルス幅変調に基づく光固有値変復調方式", 電子情報通信学会光通信システム研究会, OCS-2014-124 (2015) .



株式会社 NTT ドコモ

現在は株式会社ドコモ CS 関西に出向し、アクセス・リンク運営部にて関西管内リンク系設備保守および保守支援に従事しています。

(情報通信 平成 25 年卒 27 年修士)