

非線形伝送符号化を用いた光伝送方式の研究

代表研究者 今 宿 互 近畿大学 産業理工学部 准教授

1 はじめに

2000年代迄に導入された光ファイバ伝送システムでは、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)方式が用いられていた。これに対して、2010年代以降、受信器に別途用意した局部発振(Local oscillator: LO)光により受信信号の光位相を検出し、電気信号に変換した状態で光電界の複素振幅成分を完全再生するデジタルコヒーレント検波技術が急速に進展してきている。

デジタルコヒーレント検波器では、イントラダイン/位相ダイバーシティー検波方式が採用され、当該検波器から出力された電気信号は、受信した光信号の複素振幅成分が再生された状態にできる。そのため、検波信号の位相情報を把握することにより、光ファイバ伝送路の複素伝達関数を推定することが可能となり、当該伝達関数の逆数を掛けてマッチングを図ることにより伝送路の分散を完全に補償することが可能となる。さらに、イントラダイン検波で用いられる局発光と受信光信号の光周波数オフセットと搬送波光位相誤差を、電気的なフィードフォワード制御により安定的に除去することが可能である。

この技術を採用した第一世代の商用デジタルコヒーレント光ファイバ伝送システムは、四相光位相変調(QPSK)光信号を25 Gsymbol/sで生成(つまり50 Gbit/sの伝送速度を有する)し、この光信号を偏波多重することにより100 Gbit/sの伝送速度を実現している。つまり、多値光位相変調方式を採用することによりシンボルレートと受信帯域幅を抑えて信号対雑音比(SNR)を確保すると同時に、従来のIM-DD方式と比較して光信号電力を低めにすることで非線形光学効果の影響を抑えることに成功している。

多値光位相変調方式を採用したコヒーレント光伝送システムにおいては、光ファイバ伝送路における非線形光学効果により光信号強度雑音が光位相に変換される“非線形位相雑音”が主な性能劣化要因となる[1], [2]。コヒーレント光伝送システムにおける非線形位相雑音の存在は、1980年代から1990年代の初頭にかけて行われた初期のコヒーレント光伝送方式の研究でも指摘されてきた。当時のコヒーレント光伝送方式の研究は、受信器における受信感度の改善効果を期待して行われたこともあり、非線形位相雑音による受信感度の劣化が、コヒーレント光伝送方式の実用化を阻む大きな要因となってきた経緯がある。近年の研究においても、波長分割多重(WDM)光ファイバ伝送システムにおいては、チャンネル間の相互位相変調(XPM)効果が非線形位相雑音の主要因となることが指摘されており[3], [4]、伝送システムの大容量化や長距離化を阻む一大要因となっている。

今後、デジタルコヒーレント光ファイバ伝送システムが、前述の非線形位相雑音の悪影響を回避しながら高度化していく主な方向性としては、①多値化など伝送路符号化方式の高度化による通信容量の増大、②シンボルレートの高速度化、③波長帯の開拓による大容量化、④空間多重方式の開拓による大容量化が挙げられる。①の方向性を深化させる研究としては、4096QAMなどの多値変調方式の研究[5]、多次元変調方式の研究[6]などがある。②の方向性については、デジタルIC、特にアナログデジタル変換器(ADC)の高速度化などの研究開発活動が地道に進められている[7]。③の方向性については、Sバンド帯伝送の開拓[8]、④の方向性については、マルチコア・マルチモード光ファイバを用いた伝送方式の開拓[9]などが行われている。

本研究は、前記①の方向性に係る研究テーマと位置付けられるもので、変調方式のさらなる多値化など伝送路符号化方式の高度化による通信容量の増大を図っていくうえで、より顕著となる非線形位相雑音の影響を緩和する光伝送方式の開拓を目指していくものである。

特に、本研究期間は、非線形位相雑音そのものに着目し、光ファイバ伝送路中における非線形位相雑音の影響度を解析する方法の開拓を目指す。具体的には、①小信号理論を波長多重光ファイバ伝送路に適用することを試み、非線形位相雑音による雑音電力の増大現象を解析する手法の開拓を目指す。その上で、②非線形位相雑音を抑圧できると見込まれる伝送路符号を探索し、周波数変調方式などの非線形伝送路符号も含めて光信号品質評価を行い、将来の光ファイバ伝送システムにおける伝送性能の改善手段の開拓を図る。

2 非線形位相雑音の解析

2-1 光ファイバ伝送線路の小信号理論

光ファイバ伝送路の解析は、非線形シュレーディンガー方程式を解く必要があるが、厳密解を得るには数値解析を行うしか方法がなく、非線形雑音の特性を論じるには見通しが悪い。そこで本研究は、光ファイバ伝送路中で発生する非線形位相雑音を解析的に分析する方法として小信号理論に注目する。小信号理論を適用することにより、下記の非線形シュレーディンガー方程式を線形化して表現することが可能となる。

$$\frac{\partial E_{s,nx}}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha E_{s,nx} - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 E_{s,nx}}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 E_{s,nx}}{\partial T^3} + i\frac{8}{9}\gamma(|E_{s,nx}|^2 + |E_{s,ny}|^2)E_{s,nx} \quad (2-1)$$

$$\frac{\partial E_{s,ny}}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha E_{s,ny} - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 E_{s,ny}}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 E_{s,ny}}{\partial T^3} + i\frac{8}{9}\gamma(|E_{s,nx}|^2 + |E_{s,ny}|^2)E_{s,ny} \quad (2-2)$$

ここで、 $E_{s,nx}, E_{s,ny}$ は、光ファイバ伝送路上で偏波多重された信号電界の各偏波成分で、伝送距離 z と相対時間 T を変数としている。また相対時間 T は、

$$T = t - \frac{z}{v_g} = t - \beta_1 z \quad (2-3)$$

で与えられる。つまり、相対時間 T は、距離 z の場所において群速度 v_g で伝搬する波の中心が通過する時刻と変数としての時刻 t の差で与えられる。また、 α は伝送路の光損失係数、 β_2 は分散、 β_3 は 2 次分散、 γ は非線形係数で、偏波モード分散、非線形偏波モード分散、直交偏波成分間相互位相変調効果を見逃している。すなわち直交偏波成分間の相互作用はなく、互いに独立である場合を仮定している [10]。

その上で、光ファイバ伝送路を伝搬させる光信号については、下記の式を仮定する。

$$E_{s,n}(z, \Omega) = A_{c,n}(z) + A_{m,n}(z, \Omega) \quad (2-4)$$

$$A_{m,n}(z, \Omega) = (a'_n(z, \Omega) + ib'_n(z, \Omega)) \cos \Omega T + (c'_n(z, \Omega) + id'_n(z, \Omega)) \sin \Omega T \quad (2-5)$$

つまり、光信号成分は、直流成分として近似した信号成分 $A_{c,n}(z)$ と小信号として扱う雑音成分 $A_{m,n}(z, \Omega)$ の重ね合わせで構成されているものとする。ここで n は、波長チャンネル番号と偏波成分を示す添え字である。

(例えば波長チャンネル番号 #1 の x 偏波成分は、 $n=1x$ と表現する。)

波長多重光伝送路における非線形位相雑音の影響を調べていくには、小信号として扱う雑音成分 $A_{m,n}(z, \Omega)$ の振る舞いを解析的に表現することが目標となる。そこで、まずは 2 波長チャンネル多重時の光信号を仮定して、2 波長チャンネル分の光信号を非線形シュレーディンガー方程式 (2-1), (2-2) に代入し、小信号成分 $a'_n(z, \Omega), b'_n(z, \Omega), c'_n(z, \Omega), d'_n(z, \Omega)$ について解析を行っていく。

その上で、途中、下記の変換

$$a_n(z, \Omega) = (a'_n(z, \Omega) + c'_n(z, \Omega)) e^{\frac{\alpha z}{2} - i\gamma P_i z} \quad (2-6)$$

$$b_n(z, \Omega) = (b'_n(z, \Omega) - d'_n(z, \Omega)) e^{\frac{\alpha z}{2} - i\gamma P_i z} \quad (2-7)$$

$$c_n(z, \Omega) = (-b'_n(z, \Omega) - d'_n(z, \Omega)) e^{\frac{\alpha z}{2} - i\gamma P_i z} \quad (2-8)$$

$$d_n(z, \Omega) = (a'_n(z, \Omega) - c'_n(z, \Omega)) e^{\frac{\alpha z}{2} - i\gamma P_i z} \quad (2-9)$$

$$P_i = |\bar{A}_{c,n}|^2 = \frac{1 - e^{-\alpha z}}{\alpha z} |A_{c,n}|^2 \quad (2-10)$$

を施していくことにほり、各偏波成分について次の関係式が成立する (導出過程の詳細は文献 [11] を参照)。

$$[F] \begin{bmatrix} a_1(z, \Omega) \\ b_1(z, \Omega) \\ c_1(z, \Omega) \\ d_1(z, \Omega) \\ a_2(z, \Omega) \\ b_2(z, \Omega) \\ c_2(z, \Omega) \\ d_2(z, \Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & \eta_1 & \delta_1 & 0 & 0 & \sigma_{12} & 0 & 0 \\ -\varepsilon_1 & D & 0 & \delta_1 & -\rho_{12} & 0 & 0 & 0 \\ -\delta_1 & 0 & D & \eta_1 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{12} \\ 0 & -\delta_1 & -\varepsilon_1 & D & 0 & 0 & -\rho_{12} & 0 \\ 0 & \sigma_{21} & 0 & 0 & D & \eta_2 & \delta_2 & 0 \\ -\rho_{21} & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_2 & D & 0 & \delta_2 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{21} & -\delta_2 & 0 & D & \eta_2 \\ 0 & 0 & -\rho_{21} & 0 & 0 & -\delta_2 & -\varepsilon_2 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(z, \Omega) \\ b_1(z, \Omega) \\ c_1(z, \Omega) \\ d_1(z, \Omega) \\ a_2(z, \Omega) \\ b_2(z, \Omega) \\ c_2(z, \Omega) \\ d_2(z, \Omega) \end{bmatrix} = 0 \quad (2-11)$$

ここで

$$D = \frac{d}{dz} \quad (2-12)$$

$$\varepsilon_n = \frac{\beta_{2,n}\Omega^2}{2} + \frac{8}{9}\gamma\{\bar{A}_{cnx}(\bar{A}_{cnx}^* + \bar{A}_{cnx}) + \bar{A}_{cny}(\bar{A}_{cny}^* + \bar{A}_{cny})\} \quad (2-13)$$

$$\eta_n = \frac{\beta_{2,n}\Omega^2}{2} + \frac{8}{9}\gamma\{\bar{A}_{cnx}(\bar{A}_{cnx}^* - \bar{A}_{cnx}) + \bar{A}_{cny}(\bar{A}_{cny}^* - \bar{A}_{cny})\} \quad (2-14)$$

$$\rho_{n,m} = \frac{16}{9}\gamma\{\bar{A}_{cnx}(\bar{A}_{cmx}^* + \bar{A}_{cmx}) + \bar{A}_{cny}(\bar{A}_{cmx}^* + \bar{A}_{cmx})\} \quad (2-15)$$

$$\sigma_{n,m} = \frac{16}{9}\gamma\{\bar{A}_{cnx}(\bar{A}_{cmx}^* - \bar{A}_{cmx}) + \bar{A}_{cny}(\bar{A}_{cmx}^* - \bar{A}_{cmx})\} \quad (2-16)$$

である。ここで、もし各波長チャネル信号の平均電力を同一とし、各チャネルの分散値と非線形係数は同一で、二次分散の影響と、各チャネル間の群速度差による Walk-Off の影響を無視すると、 $\varepsilon_n, \eta_n, \rho_{n,m}$ は各々各チャネルで同一値になると同時に、 $\sigma_{n,m} = 0$ となる。従って、 a_n, b_n と c_n, d_n については同一の方程式に縮退するので、

$$[f] \begin{bmatrix} a_1(z, \Omega) \\ b_1(z, \Omega) \\ a_2(z, \Omega) \\ b_2(z, \Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & \eta & \sigma & 0 \\ -\varepsilon & D & 0 & 0 \\ \sigma & 0 & D & \eta \\ 0 & 0 & \eta & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(z, \Omega) \\ b_1(z, \Omega) \\ a_2(z, \Omega) \\ b_2(z, \Omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & Y \\ Y & X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(z, \Omega) \\ b_1(z, \Omega) \\ a_2(z, \Omega) \\ b_2(z, \Omega) \end{bmatrix} = 0 \quad (2-17)$$

となる。ここで $[X], [Y]$ は、 2×2 行列の成分である。この連立微分方程式は線形微分方程式であるため、固有値の微分演算子 D を λ と置き換え、行列 $[f]$ の固有値に相当する λ を導出することにより、 $a_n(z, \Omega), b_n(z, \Omega)$ を求めることができる。

ここでもし、波長多重チャネル数が N となった場合、

$$[f_\delta] = \begin{bmatrix} X & Y & \cdots & Y \\ Y & X & \cdots & Y \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y & Y & \cdots & X \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

$2N \times 2N$ 行列となる。このときの $[f_\delta]$ の固有値 λ は、行列中の微分演算子を $D \rightarrow \lambda$ として解いて

$$\text{Det}[f] = |X + (N-1)Y| |X - Y|^n = [\lambda^2 - \eta\{\varepsilon + (N-1)\rho\}][\lambda^2 - \eta(\varepsilon - \rho)]^{N-1} = 0 \quad (2-19)$$

の解となることがわかる。前述の固有値 λ に対応する固有関数でもあり、雑音成分でもある $a_n(z, \Omega), b_n(z, \Omega)$ を求める。この過程で、送信端における雑音成分の初期値を $a_i(0, \Omega), b_i(0, \Omega)$ とすると、距離 z における雑

音成分 $a_n(z, \Omega), b_n(z, \Omega)$ は次の式で表現できることを明らかにした。

$$\begin{aligned}
a_n(z, \Omega) &= o_{nn}a_n(0, \Omega) + p_{nn}b_n(0, \Omega) + \sum_{m \neq n} (o_{nm}a_m(0, \Omega) + p_{nm}b_m(0, \Omega)) \\
&= \frac{1}{N} \left[\cos \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} + (N-1) \cos \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] a_i(0, \Omega) \\
&\quad - \frac{1}{N} \left[\sqrt{\frac{\eta}{\{ \varepsilon + (N-1)\rho \}}} \sin \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} + (N-1) \sqrt{\frac{\eta}{\varepsilon - \rho}} \sin \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] b_i(0, \Omega) \\
&\quad + \frac{1}{N} \left[\cos \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} - \cos \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] \sum_{j \neq i} a_j(0, \Omega) \\
&\quad - \frac{1}{N} \left[\sqrt{\frac{\eta}{\{ \varepsilon + (N-1)\rho \}}} \sin \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} - \sqrt{\frac{\eta}{\varepsilon - \rho}} \sin \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] \sum_{j \neq i} b_j(0, \Omega) \quad (2-20)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_n(z, \Omega) &= q_{nn}a_n(0, \Omega) + r_{nn}b_n(0, \Omega) + \sum_{m \neq n} (q_{nm}a_m(0, \Omega) + r_{nm}b_m(0, \Omega)) \\
&= \frac{1}{N} \left[\sqrt{\frac{\{ \varepsilon + (N-1)\rho \}}{\eta}} \sin \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} + (N-1) \sqrt{\frac{\varepsilon - \rho}{\eta}} \sin \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] a_i(0, \Omega) \\
&\quad - \frac{1}{N} \left[\cos \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} + (N-1) \cos \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] b_i(0, \Omega) \\
&\quad + \frac{1}{N} \left[\sqrt{\{ \varepsilon + (N-1)\rho \} / \eta} \sin \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} - \sqrt{(\varepsilon - \rho) / \eta} \sin \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] \sum_{j \neq i} a_j(0, \Omega) \\
&\quad - \frac{1}{N} \left[\cos \left\{ \sqrt{\eta \{ \varepsilon + (N-1)\rho \}} z \right\} - \cos \left\{ \sqrt{\eta(\varepsilon - \rho)} z \right\} \right] \sum_{j \neq i} b_j(0, \Omega) \quad (2-21)
\end{aligned}$$

ここで ε, η, ρ は、式(2-13)～(2-15) で与えられ、各波長チャネルで同一値を取るものとして扱っている。

本式において、 $a_n(z, \Omega)$ が光ファイバ伝送路を距離 z 伝搬後の同相雑音成分であり、 $b_n(z, \Omega)$ が直交位相方向の雑音成分、つまり位相雑音成分である。これら成分は、 \sin 関数と \cos 関数の合成で与えられているが、これらの関数内部は、固有値 λ が反映されて、 $\sin\{\lambda z\}, \cos\{\lambda z\}$ の形式になっている。また、 N 波長多重光伝送路で得られる小信号解析解が上式であることを示したのは、報告者が把握している限りにおいて本研究がはじめてであることをここに付記しておく。

本研究で注目している非線形位相雑音は、式(2-21)で示された位相雑音成分が非線形光学効果により顕著となる雑音成分を指すが、この成分は \sin 関数の振幅係数部 $\sqrt{\{ \varepsilon + (N-1)\rho \} / \eta}$ が起源となる。つまり振幅雑音成分に相当する同相雑音成分が、振幅係数部で増大されて位相雑音成分に変換される。その過程で、 ρ の定数の媒介により他チャネルの信号成分電力により当該雑音成分が増強されることが示されている。また、固有値 λ が虚数となる条件では、 $\sin\{\lambda z\}, \cos\{\lambda z\}$ が \sinh 関数と \cosh 関数として振舞うことから、指数関数的に位相雑音が増大する。このような条件は変調不安定性と呼ばれる現象である。

固有値の解より、変調不安定性が発生する条件は、主に二つあることが直ちにわかる。

$$\eta(\varepsilon - \rho) \leq 0 \quad (2-22)$$

$$\frac{\{ \varepsilon + (N-1)\rho \}}{\eta} \leq 0 \quad (2-23)$$

式(2-22)により与えられる条件は従来から知られているもので、異常分散値の光ファイバ伝送路(例えば、分散ソフト光ファイバでのLバンド帯伝送時)において発生し得るものである。一方、式(2-23)で示された条件は、本研究によりはじめて示されたもので、伝送路の波長チャネル数 N に依存する。この条件は正常分散条件(例えば、分散シフト光ファイバでのSバンド帯伝送時)において発生し得るもので、Agrawalら[12]に示された二波長相互位相変調不安定性を N 波長に一般化したものに相当する。

2-2 光ファイバ伝送路の伝達関数

前節で導出した式(2-20)と式(2-21)を行列形式でまとめて表現すると

$$\begin{bmatrix} a_1(kL, \Omega) \\ b_1(kL, \Omega) \\ \vdots \\ b_N(kL, \Omega) \end{bmatrix} = [f_\delta] \begin{bmatrix} a_1(0, \Omega) \\ b_1(0, \Omega) \\ \vdots \\ b_N(0, \Omega) \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

という形式で整理可能であり、 $[f_\delta]$ は光ファイバ伝送路の小信号成分に関する伝達関数とみなすことができる。つまり、中継間隔 L の光ファイバ伝送路で、 k 番目の中継区間の終端点における波長チャンネル i の雑音成分 $a_i(kL, \Omega)$, $b_i(kL, \Omega)$ は、線形な行列の積で表現することができる。例えば、この地点で検出される l 番目の中継器で波長チャンネル i の帯域に混入される線形光増幅中継器の光雑音を $a_{i,l}(kL, \Omega)$, $b_{i,l}(kL, \Omega)$ とすると、光ファイバ伝送路損失を完全に補償する線形光増幅中継器により多段中継された後の受信端（中継区間番号 r の終端）における $a_{i,l}(rL, \Omega)$, $b_{i,l}(rL, \Omega)$ は、

$$\begin{bmatrix} a_{i,l}(rL, \Omega) \\ b_{i,l}(rL, \Omega) \\ \vdots \\ b_{N,l}(rL, \Omega) \end{bmatrix} = \prod_{\delta=k}^{\delta=r} ([f_\delta]) \begin{bmatrix} a_{i,l}(kL, \Omega) \\ b_{i,l}(kL, \Omega) \\ \vdots \\ b_{N,l}(kL, \Omega) \end{bmatrix} = [f]^{r-l} \begin{bmatrix} a_{i,l}(lL, \Omega) \\ b_{i,l}(lL, \Omega) \\ \vdots \\ b_{N,l}(lL, \Omega) \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

で与えられる。ここで各中継区間の伝達関数行列は同一で $[f_\delta] = [f]$ と仮定した。

図1 (a) は、伝送距離 4000km の場合の伝達関数の計算例で、異常分散条件のものである。具体的にはシングルモード光ファイバのCバンド帯伝送時 ($\beta_2 = -21.8 \text{ ps}^2/\text{km}$ and $\gamma = 1.3 \text{ /km/W}$) と分散シフト光ファイバのLバンド帯伝送時 ($\beta_2 = -3.84 \text{ ps}^2/\text{km}$ and $\gamma = 1.3 \text{ /km/W}$) を仮定したものである。図に示されているように、ある特定の周波数成分で伝達関数の値が急激に増大する。すなわち、各光増幅中継器で混入した白色雑音成分のうち、この伝達関数が急激に増大する周波数の雑音成分が著しく増大する現象が示されている。この現象が、いわゆる変調不安定性と呼ばれるもので、従来から広く認識されている現象である。本研究では、新たに式(2-23)を導出し、その結果として、変調不安定性が発生する周波数が波長多重数の \sqrt{N} 倍に比例して増加することが示されている。また、 β_2 の絶対値が零近傍の値ではなく比較的大きな絶対値の条件でも、変調不安定性が発生し得ることを示唆している。

図1 (b) は、同じく伝送距離 4,000km の場合の伝達関数の計算例で、正常分散条件、具体的には分散シフト光ファイバのSバンド帯伝送時 ($\beta_2 = 3.84 \text{ ps}^2/\text{km}$ and $\gamma = 1.3 \text{ /km/W}$) を仮定したものである。この条件では、式(2-22)の条件でも変調不安定性が発生することが明らかになっている。しかし、光ファイバ伝送路の条件に則した、1mW 程度の光信号電力条件では、側波帯の雑音電力の増大帯域幅が狭く、変調不安定性の発生を避けることができることを確認した。

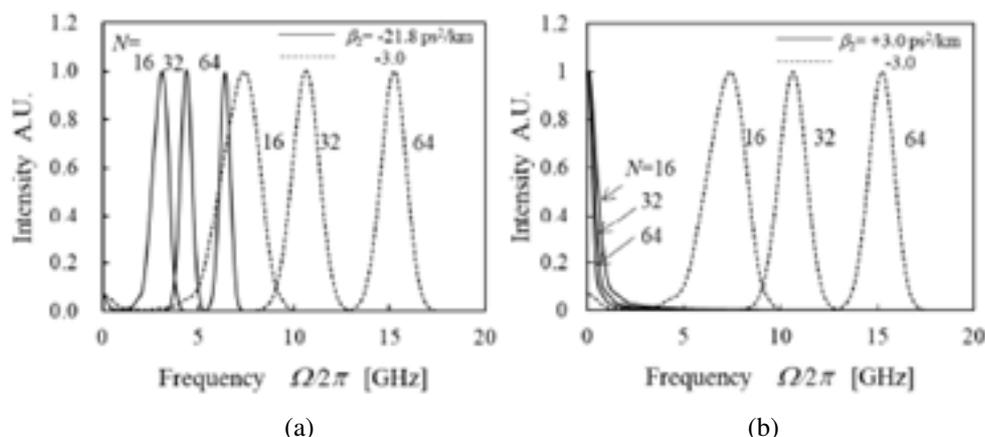


図1 多重光伝送時における小信号理論の解析例 (a) 異常分散条件の雑音スペクトル, (b) 正常分散条件

2-3 光ファイバ伝送システムの信号対雑音比解析

前節で導出した光ファイバ伝送路の伝達関数を活用することにより光ファイバ伝送システム全体の信号対雑音比を評価することができる。例えば、 k 番目の光増幅中継器において波長チャンネル i 帯域内部で発生する周波数あたりの雑音電力密度は、 $\langle a_{i,k}^2(kL, \Omega) \rangle = \langle b_{i,k}^2(kL, \Omega) \rangle \geq (G-1)n_{sp}$ で与えられる。すると、この雑音成分が光ファイバ伝送路を伝搬した後、受信器において検出される雑音電力 $\langle a_{i,k}^2(L, \Omega) \rangle$, $\langle b_{i,k}^2(L, \Omega) \rangle$ は、前節の式(2-25)で導出した光ファイバ伝送路の伝達関数を利用して見積もることが可能である。光ファイバ伝送システムの実験では、途中の全ての光増幅中継器から混入された雑音成分が累積して検出される。そこで、波長チャンネル i の全累積雑音成分を $\hat{a}_i(L, \Omega)$, $\hat{b}_i(L, \Omega)$ とすると

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_1(L, \Omega) \\ \hat{b}_1(L, \Omega) \\ \vdots \\ \hat{b}_N(L, \Omega) \end{bmatrix} \equiv \sum_{k=1}^L \begin{bmatrix} a_{1,k}(kL, \Omega) \\ b_{1,k}(kL, \Omega) \\ \vdots \\ b_{N,k}(kL, \Omega) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^L \prod_{\delta=k}^L (|f|) \begin{bmatrix} a_{1,k}(kL, \Omega) \\ b_{1,k}(kL, \Omega) \\ \vdots \\ b_{N,k}(kL, \Omega) \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

である。この点を踏まえ、本研究の対象が、角度検波方式のシステムであることを考慮に入れると、信号対雑音比は、下式で与えられる[13], [14]。

$$SNR_i = \frac{|A_{c,n}|^2}{\sum_{\Omega=0}^B \langle \hat{b}_i^2(L, \Omega) \rangle} \quad (2-27)$$

ここで B は、受信器の低域通過フィルタ帯域幅で、シンボルレートの半値とする。

図2は、これまでに議論した小信号近似法に基づいて解析した光ファイバ伝送システムの信号対雑音比特性と白色ガウス雑音を付加した光信号をビーム伝搬法で数値解析することで見積もった信号対雑音比特性の比較を行っている。評価の前提とした光ファイバシステムは、波長多重数が $N=1$ と $N=8$ である。また光増幅中継器の間隔は 80 km としてスパン光損失 -20 dB を仮定し、各光増幅中継器におけるチャンネルあたりの平均光信号電力を 1 mW (偏波チャンネルあたり 0.5 mW) としている。また、送信器と受信器にそれぞれ後置光増幅器と前置光増幅器を設置し、光増幅中継器も含めて雑音指数は NF=3 dB としている。

図2(a)に示すように光ファイバ伝送路の分散を 波長多重数が $N=1$ に条件では、光ファイバ伝送路の分散によらず、小信号近似法とビーム伝搬法の結果が一致している。さらに、(a) $\beta_2 = 0.01$ ps²/km の零分散条件においても両者の結果が一致している。このように、小信号近似法による信号対雑音比解析の有用性が示されているものの、波長多重数 $N=8$ の条件で且つ (b) $\beta_2 = 2.0$ ps²/km, (c) $\beta_2 = -2.0$ ps²/km では、小信号近似法で解析した信号対雑音比がビーム伝搬法によるものと比較してよりも低くなっている。

この要因として、前節の小信号解析で無視した波長チャンネル間の群速度差が考えられる。ビーム伝搬法の解析では、波長チャンネル間の群速度差の影響を取り込んで信号対雑音比を求めている。波長チャンネル間の群速度差は、波長チャンネル間で発生する非線形光学効果の位相を不整合にするため、他チャンネルに対する影響度が小さくなることが知られている。波長多重伝送路の小信号解析については、この点についてのさらなる考慮が求められていることが示唆されている。

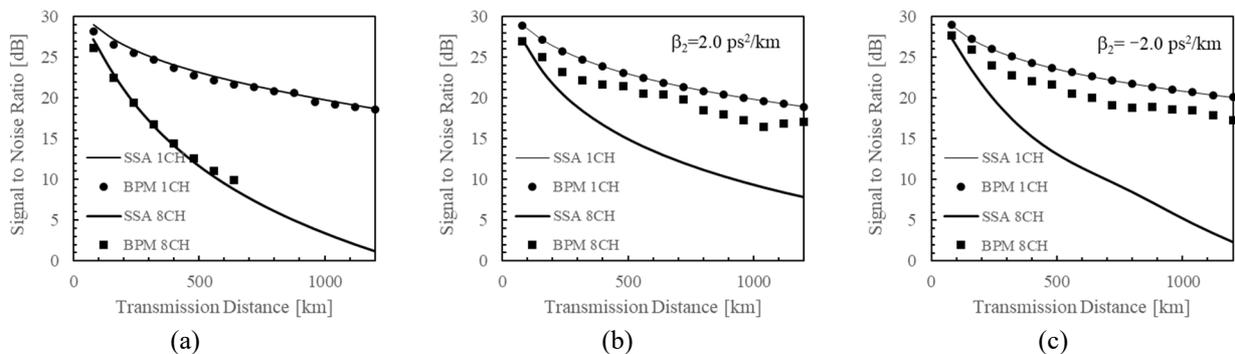


図2 小信号理論による信号対雑音比解析の結果 (a) 零分散条件, (b) 正常分散条件, (c) 異常分散条件

3 非線形位相雑音を抑圧できる伝送路符号の検討

3-1 非線形伝送路符号

光ファイバ伝送路の伝送路符号化方式としては、Return-to-Zero (RZ) 符号と Non-Return-to-Zero (NRZ) 符号が存在する。RZ 符号は、隣接タイムスロットの符号点に遷移する際に、一旦零点に回帰する符号化方式である。これに対して、NRZ 符号は、RZ 符号とは異なり零点に回帰せず隣接タイムスロットの符号点に直接遷移する伝送路符号である。従来の強度変調・直接検波 (IM-DD) 方式を採用した波長多重光ファイバ伝送システムにおいては、相互位相変調効果により信号波形が劣化することが知られている。この条件では、RZ 符号よりもパルス幅が広い NRZ 符号の方が、より長い伝送距離を達成可能であることが知られている。

一方、光信号位相を検波するコヒーレント方式を採用した波長多重光ファイバ伝送システムにおいては、伝送させる情報を光位相に重畳するため、各チャンネルの光信号強度を変化させることは必須ではない。そのため、相互位相変調効果を抑制し、非線形位相雑音の低減を図る余地が大きい方式である。

そこで本研究では、光信号強度が一定で定包絡線変調とも呼ばれる変調方式に注目し、①非線形変調 (非線形伝送路符号) に分類される定包絡線四値連続位相変調方式 (CP-QPSK)、②連続周波数変調方式 (CP-FSK)、③線形変調 (線形伝送路符号) に分類される直交位相変調 (RZ-QPSK) の伝送性能について比較を行う。

3-2 性能評価手法

前節で示した伝送路符号で変調された光信号について、光ファイバ伝送後の信号対雑音比を評価する。評価にあたっては、信号成分に白色雑音成分も付加した状態の光電界について、式 (2-1) も基づくビーム伝搬解析を実施するプログラムを新たに開発した。今回開発したプログラムは、次のように駆動する。まず、送信器において PRBS7 段の疑似ランダム符号を各々の伝送路符号に変換し、光信号電界を生成する。送信器で生成された光信号に対しては、コヒーレント状態を仮定した上で、送信器内部の後置光増幅器で白色ガウス雑音を付加する。今回開発したプログラムは、この状態の光信号電界をビーム伝搬解析する。また、白色ガウス雑音は、途中の光増幅中継器においても光信号電界に付加され、受信器に着信する光信号電界を算出する。受信器においては、タイミング推定器、位相推定器により復調し、受信信号の信号対雑音比を評価した。評価方程式は式 (2-27) と同一である。

3-3 信号対雑音比性能評価

図 3 に非線形伝送路符号の CP-QPSK、CP-FSK と線形伝送路符号の RZ-QPSK 光信号の信号対雑音比性能を比較する。評価条件は、以下の通りである。まず、波長多重数は、 $N=1$ または $N=8$ を仮定した。また光増幅中継器の間隔は 80 km として、スパン光損失 -20 dB を仮定した。各光増幅中継器の雑音指数は $NF=3$ dB としている。また、各光増幅中継器におけるチャンネルあたりの平均光信号出力電力を 1 mW (偏波チャンネルあたり 0.5 mW) としている。光ファイバ伝送路の分散については、(a) 零分散条件 $\beta_2 = 0.01$ ps²/km、(b) 正常分散条件 (分散シフト光ファイバの S バンド帯に対応) $\beta_2 = 2.0$ ps²/km、(c) 異常分散条件 (分散シフト光ファイバの L バンド帯に対応) $\beta_2 = -2.0$ ps²/km を仮定している。

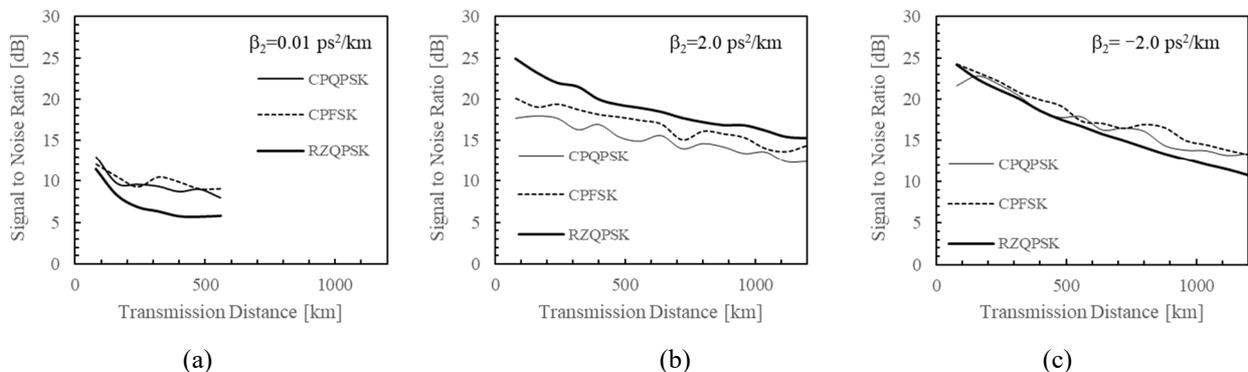


図 3 CP-QPSK、CP-FSK、RZ-QPSK 方式の信号対雑音比 (a) 零分散条件、(b) 正常分散条件、(c) 異常分散条件

結果に示されているように、(a)の零分散条件と(c)の異常分散条件においては、CP-QPSK、CP-FSK 光信号の信号対雑音比性能が RZ-QPSK ものよりも 2dB 程度高くなった。RZ-QPSK 光信号のように光強度も時間と共に変化すると、相互位相変調により隣接光信号の光位相の擾乱を増大させる効果が働き、信号電力が一定である CP-QPSK、CP-FSK 方式が有利になっていることが改めて確認された。

(b)の正常分散条件においては、CP-QPSK、CP-FSK 光信号よりも RZ-QPSK 光信号の信号対雑音比の方が高くなった。正常分散条件では、異常分散条件と比較して RZ-QPSK 光信号の非線形位相雑音の抑制効果が存在することに起因する。元々、同一の平均光信号電力条件下において、RZ-QPSK 光信号のピーク電力は、CP-QPSK、CP-FSK 光信号のものと比較して大きくなる。この効果により、RZ-QPSK 光信号の信号対雑音比は、CP-QPSK、CP-FSK 方式のものと比較して高くなる。つまり、この分散条件においては、相互位相変調効果による光位相の擾乱により信号品質の劣化よりも、RZ-QPSK 光信号のピーク電力の高さに起因する信号対雑音比改善効果が大きく表れていると解釈できる。

以上のように、定電力の非線形伝送路符号を光ファイバ伝送路に適用することについては、光ファイバの分散条件に大きく依存し、無条件で信号対雑音比の改善をもたらすわけではないことが明らかになった。その一方、日本国内で利用されている分散シフト光ファイバの L バンド帯で光伝送を行う場合は、2dB 程度の信号対雑音比の改善が見込め、有益な方式技術となりえることを示した。

3-4 定電力伝送路符号

将来の光ファイバ伝送システムにおいては、さらなる光ファイバ伝送路の限られた周波数資源を有効活用する手段として、直交振幅(Quadrature Amplitude Modulation) 変調方式など伝送路符号のさらなる多値化を進めていくことが必要不可欠になっている。多値化を進めるにあたっては、角度方向のみならず振幅方向の多値化が有効である。しかしながら、振幅方向の多値化は波長多重伝送時の相互位相変調効果により他チャンネルの光信号波形を劣化させる。前節までも示したように、光信号を定電力化することで信号対雑音比を改善させる条件も存在することと合わせて勘案し、本研究では定電力伝送路符号の基礎検討を実施した。

光ファイバ伝送路の伝搬方程式である式(2-1)の非線形シュレーディンガー方程式によると、非線形光学効果による影響度は、X 偏波成分と Y 偏波成分の総電力で決定することが示唆されている。逆に言えば、直交振幅変調方式など、光位相のみならず振幅も変化させる多値変調方式を採用するにあたって、X 偏波成分と Y 偏波成分の振幅の合計値が一定となるような伝送路符号を採用すると他チャンネルへの相互位相変調効果の波及を抑制できることが期待される[15]。

図4は、単一偏波面において(a)に示すコンスタレーションを実現する 2A-QPSK 変調光信号について評価したものである。(b)には①X, Y 各偏波面に偏波多重化した 2A-QPSK 光信号と X-Y 両偏波成分で定電力光信号を実現する 4D-2A-QPSK 光信号を 1200km 伝送した場合の信号対雑音比特性を示す。計算条件は図3の条件と同一である。この図からもわかるように定電力変調の 4D-2A-QPSK 光信号の方が 2 dB 程度信号対雑音比を改善させることが可能であることが明らかとなった。

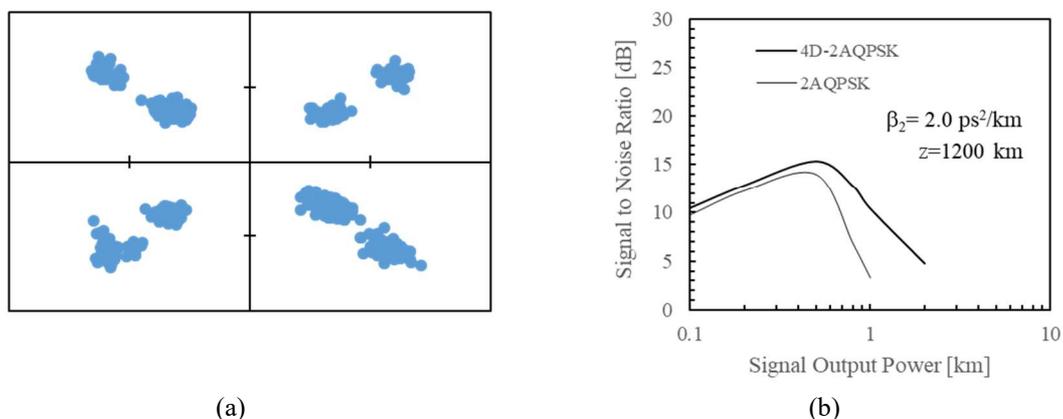


図4 偏波多重 2A-QPSK 光信号と定電力 4D-2A-QPSK 光信号の信号対雑音比の比較 (a) シミュレーションした 2A-QPSK 光信号の例 (b) 1200km 伝送時の信号対雑音比 (正常分散条件 $\beta_2 = 2.0 \text{ ps}^2/\text{km}$,)

4 まとめ

本研究期間において、光ファイバ伝送路中における非線形位相雑音の影響度を解析する方法の開拓を試みた。具体的には、小信号理論を波長多重光ファイバ伝送路に適用し、各波長多重チャンネルの雑音成分に対する波長多重光ファイバ伝送路の伝達関数を導出した。この過程で、異常分散条件で発生するとされる変調不安定性の発生条件が波長多重チャンネル数に依存する点を理論的に示し、当該理論に基づく信号対雑音比の正確性を評価した。その結果、零分散条件に限定されるものの、波長多重数 $N = 8$ の光ファイバ伝送路において、非線形位相雑音による信号対雑音比の劣化量を適切に解析できることを示した。

その上で、信号成分に白色雑音成分も付加した状態の光電界についてビーム伝搬解析を実施するプログラムを新たに開発した。開発プログラムを利用し、非線形位相雑音を抑圧できると見込まれる非線形伝送路符号として CP-QPSK 方式、CP-FSK 方式に着目し、RZ-QPSK 方式との比較を行った。光ファイバ伝送路の零分散条件と日本国内で敷設されている分散シフト光ファイバの L バンド帯に相当する異常分散条件においては、信号電力が一定である CP-QPSK、CP-FSK 方式が有利になることが確認された。

さらに前述の考え方を拡張し、X-Y 両偏波面全体の光電力が一定となる 4D-2A-QPSK 光信号の信号対雑音比性能についても評価を行った。本伝送路符号は、偏波多重 2A-QPSK 光信号と比較して 1200km の光伝送時に 2dB 程度の信号対雑音時改善が見られた。4D-2A-QPSK 光信号は、偏波多重 2A-QPSK 光信号と比較し、情報伝送レートが 5/6 に低下するが、これらの結果より、伝送マージンの改善により伝送可能距離を拡大する有力な手段となりえることを明らかにした。

今後の課題は下記の通りである。まず小信号理論については、隣接チャンネル間の Walk-Off 効果の取り込みが必須である。この効果を適切にモデル化することで、光ファイバ伝送路の設計にあたっての非線形位相雑音の予測がより容易となり、比較的簡素な方法で精緻な光ファイバ伝送路システム設計を可能とすることが見込まれる。また、本研究では非線形伝送路符号の検討から着手し、「定電力符号」の優位性を示すことができた。今後は、このコンセプトを多値伝送路符号に拡大適用していく。一連の研究活動を通じて非線形位相雑音に対してロバストで且つ周波数利用効率の観点でも優れた伝送路符号の開拓を進め、光ファイバ伝送システムの大容量化と情報化社会の発展に貢献していく。

【参考文献】

- [1] N. Shibata, K. Iwashita, K. Nosu, and Y. Azuma, "Transmission Limitations due to fiber nonlinearities in optical OFDM systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 1068-077, Aug. 1990.
- [2] A. Mecozzi, "Limits to long-haul coherent transmission set by the Kerr nonlinearity and noise of the in-line amplifiers," *IEEE JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 12, No. 11, pp. 1993-2000, Nov. 1994.
- [3] A. Carena, V. Curri, G. Bosco, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Modeling of the Impact of Nonlinear Propagation Effects in Uncompensated Optical Coherent Transmission Links," *IEEE JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 30, No. 10, pp. 1524-1539, Oct. 2012.
- [4] R. Dar, M. Feder, A. Mecozzi, and M. Shtaif, "Properties of nonlinear noise in long, dispersion-uncompensated fiber links," *Opt. Exp.*, vol. 21, pp. 25685–25699, (2013).
- [5] M. Terayama, S. Okamoto, K. Kasai, M. Yoshida, and M. Nakazawa, "4096 QAM (72 Gbit/s) Single-Carrier Coherent Optical Transmission with a Potential SE of 15.8 bit/s/Hz in All-Raman Amplified 160 km Fiber Link," *Proc. Of Optical Fiber Communication Conference 2018*, Th1F, March, 2018.
- [6] S. Ishimura and K. Kikuchi, "Multi-dimensional permutation-modulation format for coherent optical communications," *Optics Exp.*, vol. 23, pp. 15587-15597, June, 2015.
- [7] S. Kanazawa, T. Fujisawa, K. Takahata, Y. Nakanishi, H. Yamazaki, Y. Ueda, W. Kobayashi, Y. Muramoto, H. Ishii, H. Sanjoh, "56-Gbaud 4-PAM (112-Gbit/s) operation of flip-chip interconnection lumped-electrode EADFB laser module for equalizer-free transmission," *Proc. of Optical Fiber Communication Conference 2016*, W4J.1, March 2016.
- [8] J. Bromage, J.-C. Boutiller, H. J. Thiele, K. Bar, H. H. Park, C. Headley, L. E. Nelson, Y. Qian, J. DeMarco, S. Stulz, B. Zhu, and B. J. Eggleton, "S-band all-Raman amplifiers for 40 x 10 Gb/s transmission over 6 x 100 km of nonzero dispersion fiber," *Proc. of Optical Fiber Communication Conference 2001*, PD4, March 2001.
- [9] K. Shibahara, T. Mizuno, L. Doowhan, Y. Miyamoto, H. Ono, K. Nakajima, S. Saitoh, K. Takenaga, and K. Saitoh, "DMD-unmanaged 2long-haul SDM transmission over 2500-km 12-core x 3-mode MC-FMF and 6300-km 3-mode FMF employing intermodal interference cancelling technique," *Proc. of Optical Fiber Communication Conference 2018*, Th4C.6, March 2018.
- [10] C. R. Menyuk and B. Marks, "Interaction of Polarization Mode Dispersion and Nonlinearity in Optical Fiber Transmission Systems," *IEEE JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, Vol.24, No.7, pp.2806-2826, July, 2006.
- [11] W. Imajuku, "Eigenvalue equation of optical transmission fiber considering cross-phase modulation (XPM) induced instability," *Reports of Humanity Oriented Science and Engineering*, Kindai University, pp. 11-20, May. 2017.
- [12] G. P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics second edition," Academic Press, New York, 1995.
- [13] K. Kikuchi, "Enhancement of optical-amplifier noise by nonlinear refractive index and group-velocity dispersion of optical fibers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 221-223, Feb. 1993.
- [14] S. Saito S. Saito and A. Naka, "Noise augmentation and signal-to-noise ratio degradation in in-line amplifier systems due to the nonlinear refractive index of optical fibers," *Electronics and Communications in Japan, Part 1*, vol. 78, pp. 11-20, Nov. 1995.
- [15] K. Kojima, T. Yoshida, T. K. Akino, D. A. S. Millar, K. Parsons, M. Pajovic and V. Arlunno, "Nonlinearity-Tolerant Four-Dimensional 2A8PSK Family for 5–7 Bits/Symbol Spectral Efficiency," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 35, No. 8, pp. 1383-1391, Aug. (2017).

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Quantum Noise Analysis of Gain Saturated Periodically Poled Lithium Niobate waveguides	Proc. of The 13th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-Pacific Rim 2018)	2018年7月
Analytical fiber transfer function with XPM-induced process in N-channel coherent WDM transmission systems	Proc. of The 13th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-Pacific Rim 2018)	2018年7月
XPM-induced phase noise mitigation by gain saturated parametric amplifiers	Proc. of The 13th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-Pacific Rim 2018)	2018年7月
利得飽和PPLN光増幅器の雑音特性解析	2018年電子情報通信学会 総合大会	2018年3月
利得飽和パラメトリック光増幅器を用いた非線形位相雑音の抑圧	2018年電子情報通信学会 総合大会	2018年3月
光ファイバ線路における小信号解析法の評価	2019年電子情報通信学会 総合大会	2019年3月
光伝送システムにおける相互位相変調雑音の小信号解析	2019年電子情報通信学会 総合大会	2019年3月