

四光波混合光推定法を用いたデジタル・コヒーレント検波による光ファイバ非線形劣化補償

岩下 克* 梁 静

(受領日：2012年4月19日)

高知工科大学 システム工学群

〒782-8502 高知県香美市土佐山田町宮ノ口185

E-mail: *iwashita.katsushi@kochi-tech.ac.jp

要約：長距離・大容量化する光ファイバ通信のさらなる大容量化を目指して光ファイバ内で発生する非線形に基づく波形劣化の補償法に関する研究を行っている。我々は、光ファイバ非線形の中でも波長分割多重伝送時に問題となる四光波混合に起因する波形劣化を補償する方法を検討している。この補償のため、光ファイバ内の電磁界分布を記述する伝搬方程式を伝搬方向とは逆方向に計算して劣化補償する方法を提案した。しかし、この方法は信号以外のチャネルを受信する必要があるとともに多大な計算リソースを必要とする欠点がある。そこで本研究では理論式を用いた四光波混合光の推定および波形劣化補償について検討を行ったのでその結果について報告する。

1. はじめに

近年のインターネットトラフィックは、動画配信サービス、スマートフォンなどの利用者増により、年々増加している¹⁾。これに伴いさらなる大容量ネットワークが必要になってきている。我々はこれに対応するために伝送システムの大容量化技術について研究を進めている^{2,3,4)}。伝送可能距離は送信光電力、受信可能最低光電力および光ファイバの損失で決定される。光ファイバの損失及び受信可能最低電力はほぼ理論限界まで実現されており、今後改善を期待することは難しい。一方、送信光電力は、光ファイバ内で発生する非線形のため抑える必要がある。特に波長分割多重伝送 (WDM: Wavelength-Division Multiplexing) により光ファイバ内光電力が増加し、非線形が発生しやすくなっている。光ファイバ非線形現象には単一チャネルで発生する誘導ブリルアン散乱、自己位相変調、WDM伝送時に発生する四光波混合や相互位相変調、誘導ラマン散乱がある。四光波混合 (FWM: Four-Wave Mixing) は媒質の屈折率が光強度に依存して変化するカー効果により発生する現象の1つである。これは零分散波長付近を用いるWDM伝送のときに顕著に現れる⁵⁾。これを避ける方法として不等間隔周波数配置⁶⁾、零分散波長を避ける方法があるが、前者は所要波長帯域が広くなりかつ光源に要求される波長安定性も厳しくなる。後者は海底光伝送方式など敷設

時に使用する光ファイバが決まっているシステムにおいては波長分散を管理することで可能であるが、陸上光伝送方式ではこれを行うのは難しい。このほかに、送信光源の位相を制御してFWMの影響を低減する方法も提案されている⁷⁾。この方法も多チャネルでは効果が期待できないなどの問題点がある。

一方、コヒーレント光伝送方式は光伝送の創世期から検討されていた方式であるが約30年ほど前に受信感度が大幅に改善できる期待から精力的に研究が進められた^{8,9)}。しかし、光ファイバ増幅器の登場により、実用化はされなかった。しかし、近年注目をされているのがコヒーレント検波の光領域の信号を電気領域で線形変換が出来ることである¹⁰⁾。通常の光検出は自乗検波であるため、光の周波数や位相の情報は失われる。しかし、コヒーレント検波は信号とほぼ同じ周波数の局部発振光を用いるヘテロダイン/ホモダイン検波により線形の変換を可能にしている。また、コヒーレント検波は偏波に依存するため偏波ダイバーシティが不可欠であったが、デジタル信号処理を利用し両偏波の信号を分離することにより偏波多重も可能になった。さらに問題であった光源の位相雑音 (スペクトル線幅) は扱う周波数が大きくなったことにより無視できるようになった。

以上のようなコヒーレント技術とデジタル信号処理技術の進展に伴い2つの技術を融合したデジタル・コヒーレント技術により、光ファイバ伝送時

に発生するすべての波形劣化をデジタル的に補償する研究が行われた^{11,12)}。

本報告では我々が進めているデジタル・コヒーレント技術を用いた四光波混合による劣化の補償方法の検討結果を報告する。我々のグループでは非線形伝搬を表す微分方程式を解く方法を適用する手法を提案した^{13,14,15)}。しかし、この提案方法には実現に種々の課題が明らかになったので、これらの課題を解決できる新たな方法を検討したのでその方法について報告する。

2. 四光波混合推定法の提案

我々は四光波混合による劣化を逆方向伝搬非線形シュレディンガー方程式 (Backward Propagation Nonlinear Schrodinger Equation : BP-NLSE) を解くことで補償する方法を提案した^{13,14,15)}。しかし、この方法は信号と関係のない周波数に発生した四光波混合光を受信する必要があるため、高コスト、処理に多大な計算リソースを必要とするなどの問題がある。この問題を解決するために理論計算式により四光波混合を推定する方法を提案する¹⁶⁾。この方法を用いたシステム構成を図1に示す。

本提案方式は光ファイバの最低損失波長帯に最低波長分散領域がある分散シフト光ファイバ (DSF : Dispersion Shifted Fiber) を用いたWDM伝送系に適用する。異なる信号で変調され、波長多重された信号は、光ファイバの非線形により、四光波混合が発生する。それらは信号内 ($\lambda_1 \sim \lambda_n$) にも発生するが信号外 ($\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{n+1}, \lambda_{n+2}$) にも発生する。四光波混合で劣化した信号は信号内だけをコヒーレント検波する。コヒーレント検波では各チャ

ネルの位相の確定した局部発振光を用いて受信する。これにより光領域の位相関係をそのまま電気の中間周波数領域に変換することができる。提案方法では局部発振光を位相変調しているため変調周波数の間隔で位相の異なる側帯波が現れる。この位相差は受信回路を用いて補正する。自己位相変調などの他の非線形劣化は光の位相とは関係が無いため位相関係まで保つ必要はないが、四光波混合の場合は波長の異なる信号間で発生するビートが関係するため、位相関係を保ったまま補償処理を行わないと正確な補償ができなくなる。受信後は次のデジタル信号処理回路を用いた補償処理により補償を行う。

補償の手順を図2に示す。光ファイバ中で波長分散がほとんどゼロの場合は位相整合条件が実現でき、 $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$ の周波数関係のところに新たに四光波混合光が発生する。これらはもともと通常の波長多重伝送では周波数配置は等間隔であるので信号外で発生する四光波混合光もあるが信号内に発生する四光波混合光は信号とまったく周波数が同じになる。この成分が波形劣化の原因になる。波長が異なる場合は受光素子の自乗検波特性により信号光と干渉光の電力差は自乗されるが、帯域内に干渉光がある場合は光領域の電力差がそのまま電気領域の電力差になるため劣化の影響は非常に大きい。

補償は2段階に分けて考える。まず第1段階では①受信した信号 (w_{0i}) から信号内に現れる四光波混合光 (E_{ijk}) を算出し、それらを差し引く (図2 (b))。第2段階では一度②発生した四光波混合光 (E_{ijk}) から発生する③新たな四光波混合光 (E_{Fi}) を考える。ただし、その大きさを考慮して、1波が四光波混合光であり、残りの2波は信号光の場合の

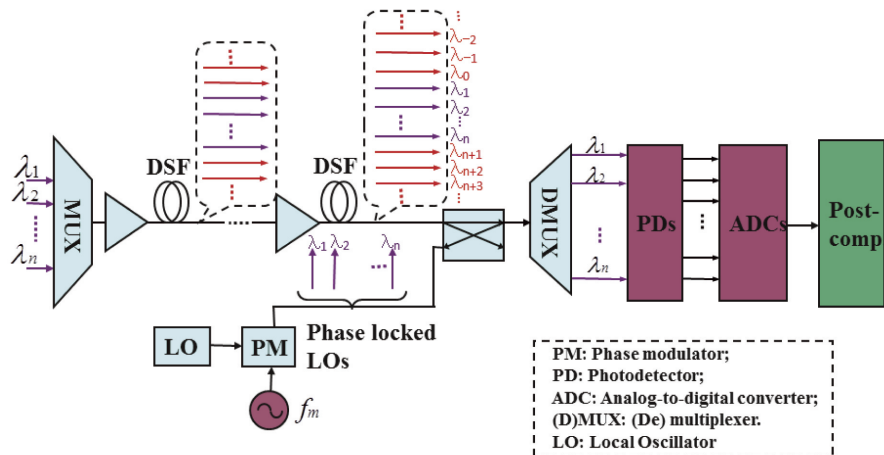


図1 光ファイバ非線形劣化補償システム構成

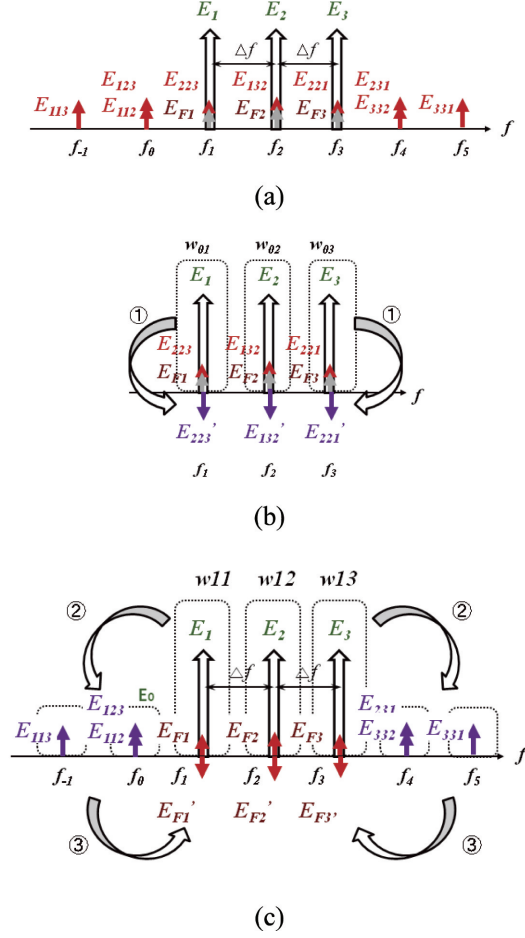


図2 四光波混合推定法による補償方法 (a) 伝送後のスペクトル、(b) 第1段階補償、(c) 第2段階補償 ①受信信号より帯域内の四光波混合光の算出、②第1段階処理後の信号より四光波混合光を算出、③四光波混合光と信号から発生する四光波混合光の算出

み考慮する (図2(c)). この計算により得られた信号から信号内にある成分を差し引く。

これらの方法に関してBP-NLSE法と提案手法の両者の処理を比較する。図3にそれぞれの処理構成を示す。図3(a)に示す従来の方法では、受信信号から光領域における信号相互の周波数配置を再現するため、受信信号は全信号帯域をカバーできる速度でアップサンプリングを行う。その後それぞれの信号を周波数変換し、光領域での周波数配置を再現した周波数分割多重を行う。さらに、BP-NLSE方程式を用いて周波数分割多重した信号をスプリット・ステップ・フーリエ法により解く。これには光ファイバを短い区間に分割し、それぞれの分割区間でBP-NLSE方程式を適用する。これにより光ファイバ内で発生した非線形は発生前の状態になる。この

ため波形劣化は補償される。その後、それぞれの周波数に分割し、信号を取り出す。

一方、新たに提案する方法は受信信号はアップサンプリングすることなくそのまま受信信号を理論計算式に代入して計算を行う。2段階を想定しているのでこの操作を2回行う。分波することなくそのまま復調処理を行う。

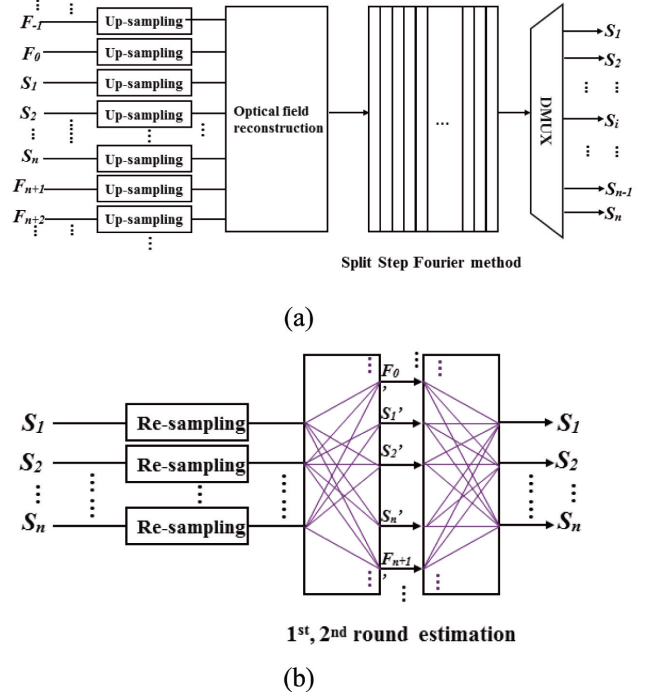


図3 BP-NLSE法 (a) と提案方法 (b) の処理比較 (\$S_i\$は*i*チャンネルの信号、 F_i は四光波混合光)

光ファイバ中の非線形現象を記述する非線形シュレディンガー方程式¹⁷⁾は

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

で表すことができる。ここで $E(z)$ は光の電界強度、 $\gamma = n_2 \omega / c A_{eff}$ は非線形定数、 n_2 は非線形屈折率、 c は真空中の光の速度、 A_{eff} は光ファイバの実効断面積、 α は光ファイバの損失を示す。 $E(z)$ を光の電界の変動に対して強度などによりゆっくり変化する成分と仮定する。また、 β_2 は波長分散を示し、光ファイバ内の伝搬定数 $\beta(\omega)$ を各周波数 ω でテイラー級数展開した係数を表す。

$$\begin{aligned}\beta(\omega) &= \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 \\ &\quad + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \\ \beta_n &= \left(\frac{d^n \beta}{d\omega^n} \right)_{\omega=\omega_0}\end{aligned}\quad (2)$$

である。

式(1)の微分方程式を零分散波長付近で解くため $\beta_2 \ll 1$ とし、式(1)の右辺第2項を無視する。さらにそれぞれの信号は光ファイバ損失のみにより減衰すると仮定する。すなわち、波長 λ_i の場合

$$E_i(z) = E_i e^{-\alpha z/2 - j(\omega_i t - \beta_i z)} \quad (3)$$

と仮定する。ここで E_i は光ファイバ入力光信号の電界とする。他の波長も同様に扱う。

以上より、四光波混合により発生する光は

$$\begin{aligned}E_{ijk}(L) &= j\gamma D E_i(L) E_j(L) E_k^*(L) \\ &\times \frac{\exp(-\alpha L + j\Delta\beta_2 L) - 1}{j\Delta\beta_2 - \alpha} \exp(\alpha L)\end{aligned}\quad (4)$$

で与えられる。ここで D は四光波混合の縮退を示す係数で $i \neq j \neq k$ のとき $D=6$ 、 $i=j \neq k$ のとき $D=3$ 、 $i=j=k$ のとき $D=1$ 、 L は光ファイバ長である。また、位相整合条件より

$$\Delta\beta_2 = \beta_{2,i} + \beta_{2,j} - \beta_{2,k} - \beta_{2,ijk} \quad (5)$$

である。ただし、 $\beta_{2,m}$ は波長 λ_m における波長分散 β_2 を示す。

さらに第2段階として四光波混合でできた成分(式(4))から新たに発生する四光波混合成分を考えると式(4)を式(1)に代入して

$$\begin{aligned}E_{Fm1}(L) &= j\frac{\gamma}{2} D E_{ijk}(L) E_\ell(L) E_m^*(L) \\ &\times \frac{\exp(-\alpha L + j\Delta\beta_2 L) - 1}{j\Delta\beta_2 - \alpha} \exp(-\alpha L)\end{aligned}\quad (6)$$

が得られる。

ただし、この方程式の解法では信号は光ファイバ中を伝搬するときに損失のみにより減少すると仮定した。しかし、非線形が大きくなると信号自体の電力が発生した四光波混合光の電力に移行するために損失のみの減少よりさらに減少する。従って、これ

らの補正を考える必要がある。

3. シミュレーション結果

本提案の妥当性をシミュレーションにより確認した。シミュレーションはまず波長多重された信号が光ファイバを伝搬し、光ファイバの伝搬は非線形シュレディンガー方程式(NLSE)を用いて数値的に解き、その伝送信号に対して提案方法を適用した。信号を2Gbps DPSK変調を行い、各チャネルの光ファイバ入力電力を4dBm/chとし、分散シフトファイバを20km伝送後のスペクトルで評価した。光ファイバの波長分散及び非線形特性は零分散波長は信号のほぼ中央に設定し、波長分散スロープ $=0.07\text{ps/km/nm}^2$ 、光ファイバ損失 $\alpha=0.2\text{dB/km}$ 、非線形係数 $\gamma=1.5\text{W/km}$ とした。

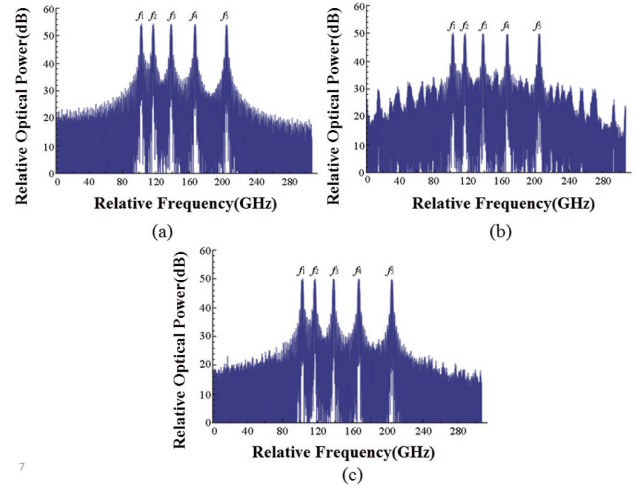


図4 四光波混合光推定法による補償法を適用したスペクトル (DPSK,変調速度 2 Gbps、非線形係数 $\gamma=1.5\text{W/km}$ 、波長分散スロープ 0.07ps/km/nm^2 、光ファイバ損失 0.2dB/km 、光ファイバ入力光電力 4 dBm/ch,光ファイバ長20km)

補償前後のスペクトルを図4に示す。信号波長が等周波数間隔で配置すると四光波混合で発生した光が重なり分かりにくいため周波数間隔を不等にした場合を示している。図4(a)が入力信号のスペクトルを示す。図4(b)は伝送後のスペクトルを示す。さらに図4(c)は発生した四光波混合光を提案した四光波混合光推定法による結果を示す。発生した四光波混合光に式(4)と(6)を用いて計算した四光波混合光を当てることにより正確にキャンセルできていることがわかる。このシミュレーション結果より補償が可能なが分かる。

図5に5チャンネルの波長多重伝送系で提案方式により補償したアイダイアグラムを示す。チャンネル間隔は20GHzとした。光ファイバ入力電力が少ない場合は（4dBm/ch）は完全に補償できていることがわかる。しかし、入力光電力が大きくなると（7dBm/ch）この方法では補償しきれない部分が出てくることがわかる。

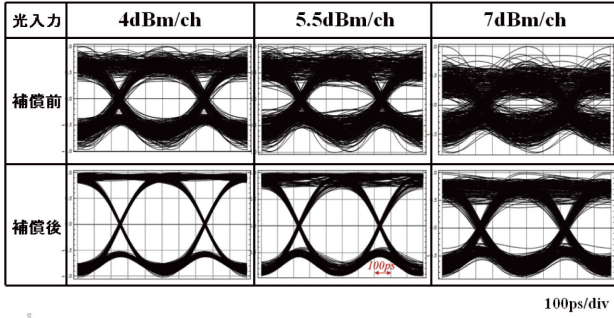


図5 補償後のアイダイアグラム（2GbpsDPSK, 20GHz間隔、光ファイバ長20km）

光ファイバ入力光電力が増加すると非線形劣化も増加するが劣化量は理論と乖離してくる。この理由の1つに理論では信号光電力は光ファイバの損失のみにより伝搬とともに減少すると仮定しているが、実際は新しくできた四光波混合光に光電力が分配されるため、損失より多くの減衰が生じる。このシミュレーション結果を図6に示す。等波長間隔の場合と不等波長間隔の計算結果を示している。等波長間隔の場合は信号以外に四光波混合で発生した成分も含まれている。一方、不等波長間隔の場合は信号成分のみの電力になる。この結果より8dBm付近から差が出てきている。ここで以下のファクタを定義する。

$$K = \sqrt{\frac{P_{Non}}{P_{Det}}} \quad (7)$$

ここで P_{Non} は光ファイバの損失のみで減衰した光電力、 P_{Det} は分波後それぞれのチャンネルで検出される光電力を示す。従って、 P_{Det} は信号電力と同じ周波数に現れた四光波混合光の総和を示している。

上記補正を適用した場合のアイダイアグラムを図7に示す。4dBm/chの光ファイバ入力するときには補正は必要ないが7dBm/chに補正を適用するとアイ開口は1.9dB改善されている。ただ、補正に必要な値はチャンネルごとに最適値が異なり、現在のところ定式化が困難な状況にある。なお、アイ開口は以下の式により求めた。

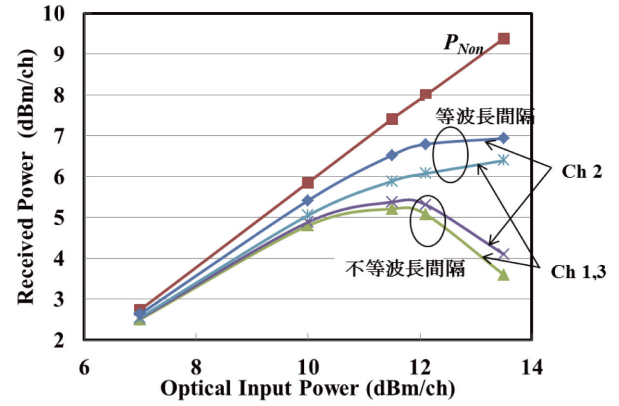


図6 四光波混合による信号電力の減少、3chWDM信号の光ファイバ20km伝送後のそれぞれのチャンネルの光電力

$$\text{アイ開口} = 20 \log \left(\frac{\text{劣化後の振幅}}{\text{劣化前の振幅}} \right) [dB] \quad (8)$$

図8に我々の提案する四光波混合推定補償法を5チャンネルの波長多重伝送系に適用した場合のアイ開口劣化の光ファイバ入力光電力依存性のシミュレーション結果を示す。また、同図に信号と四光波混合との電力比も示す。光ファイバ入力光電力7dBm/chの場合、補償無しでは17dBのアイ開口劣化があるが、BP-NLSE法の適用により、信号と同じ5チャンネル受信の場合は7dB劣化、9チャンネル受信では2.5dB、13チャンネル受信では0.5dB劣化とほぼ補償される。一方、提案方式では第2段階まで適用することにより2dBの劣化に抑えられる。

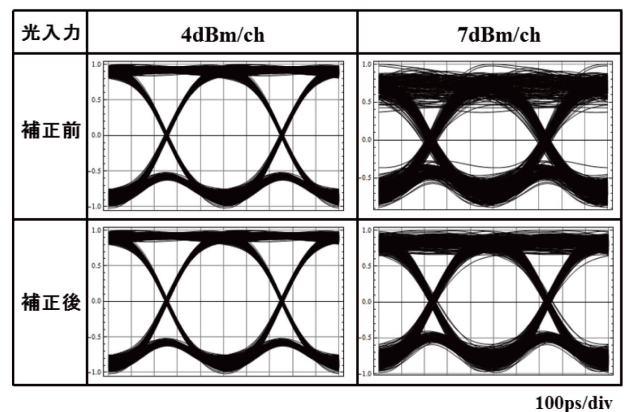


図7 信号電力補正を適用した場合の改善効果（ $K=1.09, 1.08, 1.06, 1.06, 1.11$ ）

本提案方式はBP-NLSE方式と比較してほぼ半分の受信器でBP-NLSE方式と同等の補償性能が実現できるため、コストを下げる事が可能になる。

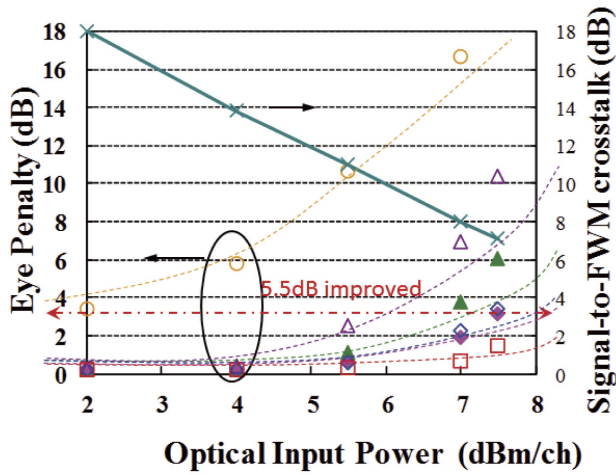


図8 提案方式の補償効果（○ 補償なし、▲ 提案方式により第1段階適用、◆ 第2段階適用、△ 受信器数を信号と同じ5チャンネルとしてBP-NLSEを適用、◇：受信器数を9チャンネルとしてBP-NLSEを適用、□：受信器数を13チャンネルとしてBP-NLSEを適用）

本方式はチャンネル数 N が増加すると計算量も莫大になりその数 N_{FWM} は

$$N_{NFM} = \frac{1}{3}N^3 - \frac{3}{4}N^2 + \frac{1}{6}N \quad (9)$$

で与えられる。

しかし、四光波混合光の発生には式（5）の位相整合条件を満足する必要がある。すなわち零分散波長付近からずれると四光波混合光の発生効率が減少する。従って、すべての成分を考慮する必要が無く、

劣化として影響を与える範囲のみ考慮すれば十分である。図9に四光波混合電力の波長多重チャンネル数依存性を示す。零分散波長を波長多重信号の中心とし、その信号に加算される四光波混合で発生した成分を積算したものである。たとえば200GHz間隔の場合は10チャンネルまでで十分でそれ以上離れた成分はほとんど影響が無いことを示している。

提案した四光波混合推定法を適用する場合、光ファイバのパラメータが既知であるということを前提にしているため、ゼロ分散波長付近の信号だけを考慮すれば劣化に対する補償は可能であることを示している。

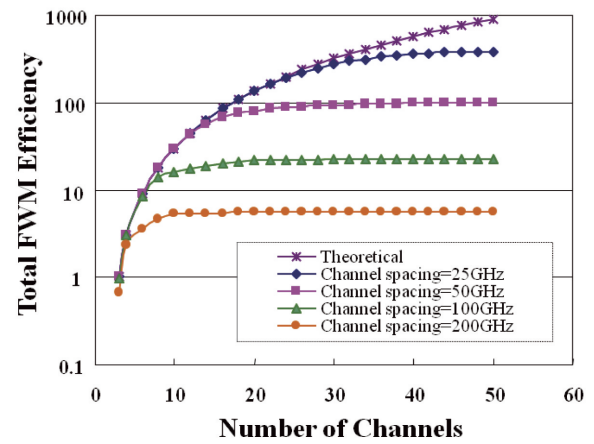


図9 四光波混合電力の波長多重チャンネル数依存性（零分散波長は中心、光ファイバ長20km）

4. 実験結果

提案方法の妥当性を実験により確認した。実験系

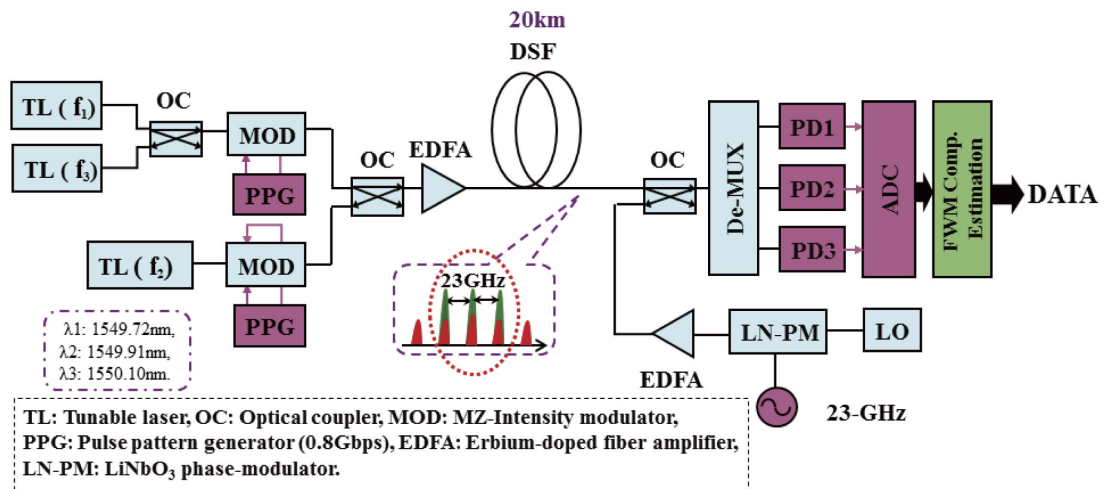


図10 提案補償方式の実験系

の構成を図10に示す。信号の波長は1550nm付近で波長間隔が23GHz間隔 3波長の信号を用いた。実験装置の都合でチャンネル1と3の信号は同時に800MbpsでDPSK変調した。これに別の信号でDPSK変調されたチャンネル2の信号を偏波を合わせて合波し、光増幅器で所定の光電力まで増幅し、送信した。光ファイバは信号波長付近に零分散波長を有する分散シフト光ファイバ20kmとした。伝送された光信号は局部発振光と合波した。局部発振光は23GHzの正弦波で位相変調し、23GHz間隔で各チャンネルの位相が確定した光を生成した。合波した光は25GHz間隔の光分波器で分波を行った。中間周波数は1.6GHzとしヘテロダイン検波を行った。分波された信号は各々の受信機で受信した後、5 Gサンプル/sのADコンバータを用いて電気信号に変換した。デジタル信号に変換された信号は受信信号の光電力を補正後、前述の四光波混合光推定法により波形劣化を補償した、その後遅延検波により復調した。

図11に光ファイバ入力光電力7 dBm/chにおいて各チャンネルの受信波形と補償後のアイダイヤグラムを示す。各チャンネルは四光波混合の寄与具合が異なるため受信波形自体の劣化が異なる。これらの波形に四光波混合光推定法により得られた四光波混合補償を適用すると改善度は異なるものの3.5～5.8dB改善されていることが分かる。

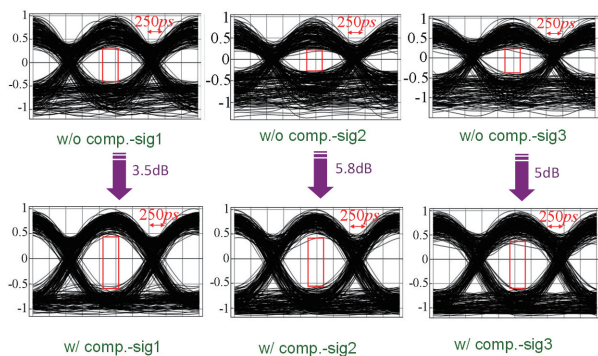


図11 補償前後のアイダイヤグラム（上段：補償前の受信波形、下段：補償後の波形、光ファイバ入力電力7 dBm/ch）

光ファイバ入力電力が8～9 dBm/chのとき3 dBの劣化であるが、この劣化は補償が無いときは4～5 dBm/chに相当するため、本補償方法により光入力電力を約4 dB改善できることが分かる。多中継の場合にこの方法が適用できた場合は中継距離を2倍以上に延伸できることを示している。

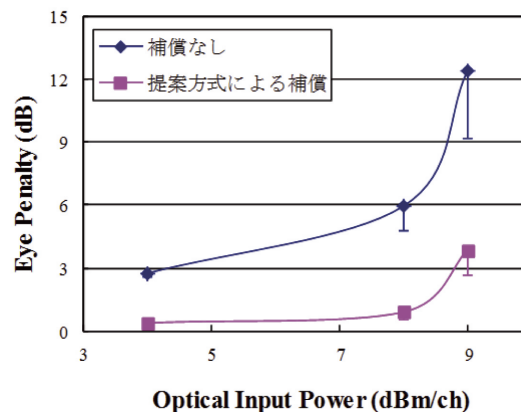


図12 提案補償方式のアイ開口改善効果

5. おわりに

非線形を補償するために非線形シュレディンガー方程式を逆方向に計算して劣化を補償する方法を四光波混合補償に適用することを提案してきたが、この方法は信号以外のチャンネルを受信する必要がある、多大な計算リソースを必要とする欠点があった。そこで本期間は理論式を用いて不要チャンネルの四光波混合光の推定および劣化補償法について提案し、その効果の検討を行った。その結果不要チャンネルを受信することなく光ファイバへの光入力電力を4 dB増加できることを明らかにした。この増加は再生中継間隔を2倍以上伸ばすことができることを意味する。

以上の結果より本提案手法をWDM伝送システムに適用することにより、受信器の個数を増やすことなく光ファイバへの入力光電力を増加でき、再生中継間隔を2倍以上伸ばすことができシステム全体での低コスト化が可能になる。

今後、さらなる入力光電力の増加に向けた補償の検討、計算の簡略化のための定式化及び補償のパラメータの自動取得方法、さらには実装について検討を進める。

謝辞

本研究を進めるに当たり日ごろお世話になる電子・光システム工学教室の皆さまに感謝いたします。また、有益な討論をいただいた京都大学乗松誠司准教授に感謝いたします。最後に研究室の西内一史氏および研究室員に感謝いたします。

文献

- (1) http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news

- (2) 速水、外山、岩下、“符号依存パルスピーク値比較による波長分散補償法”、電子情報通信学会論文誌B、Vol.J92-B, No.8, pp.1293-1297, 2009
- (3) J.Liang K.Iwashita, “Experimental compensation for FWM induced crosstalk with digital coherent detection,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol.94-B, No.2, pp.558-561, 2011.
- (4) 岩下 克、コヒーレント光通信技術の進展、光学、第38巻 5号 pp.238-245, 2009.
- (5) N. Shibata et al., “Transmission limitation due to fiber nonlinearities in optical FDM systems,” *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol.8, no.6, pp.1068-1077, Aug. 1990.
- (6) F.Forghieri, et al., “reduction of four-wave mixing crosstalk in WDM systems using unequally spaced channels,” *IEEE Photon Technol. Lett.*, Vol.6, No.6, pp.754-756, 1994.
- (7) E. Yamazaki, et al., “Digital compensation of inter-carrier nonlinear distortion with carrier phase locking”, *J. Lightwave Technol.*, Vol.28, No.5, pp. 828-836, Mar. 2010.
- (8) Y. Yamamoto, “Receiver performance evaluation of various digital optical modulation/demodulation systems in the 0.5-10 μ m wavelength region,” *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol.QE-16, pp. 1251-1259, 1980.
- (9) K. Iwashita, T. Matsumoto, “Modulation and detection characteristics of optical contiguous phase FSK transmission systems,” *IEEE J. Lightwave Technol.* Vol. LT-5, No.4, pp.452-460, 1987.
- (10) K. Iwashita and N. Takachio, “Chromatic dispersion compensation in coherent optical communications,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol.8, No.3, pp.367-375, 1990
- (11) K. Kikuchi, “Phase-diversity homodyne detection of multi-level optical modulation with digital carrier phase estimation”, *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, 12, 563-570, 2006
- (12) Xiaoxu Li et al., “Electronic post-compensation of WDM transmission impairments using coherent detection and digital signal processing,” *Optics Express*, Vol.16, No.2, pp.880-888, 2008.
- (13) 岩下 克、ディジタル・コヒーレント検波を用いた光ファイバ四光波混合に起因する波形劣化の補償、高知工科大学紀要 第8巻第1号、pp.17-23, 2011.
- (14) J.Liang and K.Iwashita, “Inter-channel FWM impairments compensation of ASK transmission with digital coherent detection”, *ECOC 2010*, P3.04, 2010.
- (15) Jing Liang and Katsushi Iwashita, “FWM Compensation in DPSK Transmission by Reducing Detectors with Digital Coherent Detection Using Backward Propagation,” *International Journal of Information and Electronics Engineering*, Vol.1, No.1, pp.99-104, Jul., 2011.
- (16) Jing Liang and Katsushi Iwashita, “A Novel Compensation Method for FWM Impairments based on Cancellation by Estimated Components in Digital Coherent Detection,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol.23, No.19, pp.1394-1396, Oct. 2011.
- (17) G.P.Agrawal, “*Nonlinear Fiber Optics*,” Academic Press, San Diego. CA, 2001.

A Compensation Method for Four-Wave Mixing Nonlinear Impairments based on FWM Estimation Using Digital Coherent Detections

Katsushi Iwashita*, Jing Liang

(Received: April 19th, 2012)

*School of System Engineering, Kochi University of Technology
185, Tosa-yamada Miyanokuchi, Kami, Kochi JAPAN

E-mail: *iwashita.katsushi@kochi-tech.ac.jp

Abstract: Wavelength-division multiplexing (WDM) is a promising technology for the explosive growth of the network traffic. However, the transmission capacity of dense WDM systems is mainly restricted by the fiber nonlinear impairments. Among several nonlinearities, four-wave mixing (FWM) is the most limiting factor.

Several methods have been proposed to suppress the FWM impairments. Post-compensation with backward propagation method using digital coherent detection is proposed recently and can compensate fiber transmission degradation including fiber nonlinearity impairments. Moreover, this method offers great flexibility to transmission length, fiber characteristics. However, for complete compensation, the extra detectors for out of band information produced by FWM are required. Additionally, great computation power is required since many compensation steps are necessary in the segmenting of the transmitted fibers for processing.

We propose, therefore, a novel FWM impairments compensation method based on estimating FWM components and then substituting the estimated components for the generated ones. With estimation method, the number of detectors is reduced since only signal channels are detected and information of other FWM channels.