

デジタル・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

岩下 克

(受領日：2011年4月15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高性能化を目指して光ファイバ内で発生する非線形に起因した波形劣化の補償法に関する研究を行った。異なる波長の信号を多重する波長多重伝送では四光波混合が発生し、伝送距離・容量を制限する。この制限を克服するため、波長多重伝送方式にデジタル・コヒーレント検波技術を適用し、信号処理技術により伝送距離拡大の可能性を示した。これはチャンネル間の位相関係を一定に保つため位相変調された局部発振光を用い、非線形劣化補償には光ファイバ内の信号伝搬を記述する非線形シュレディンガー方程式を逆方向に解析することにより可能とした。また、計算時間短縮のためセクションの分割を最適化した。以上のことを実験的に確認を行い、その実現性を示した。また、今後の課題も明確にした。

1. はじめに

近年のインターネットトラフィックはP2Pや動画配信サービスなどの利用者数増加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大容量化技術の研究を進めている(2,3)。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、波長多重伝送(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、それにより伝送波形が劣化するため、線形の発生を抑える必要がある。光ファイバ非線形現象には単一チャンネルで発生する誘導ブリルアン散乱、自己位相変調、多チャンネルで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。光ファイバ非線形現象の中で四光波混合(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非線形現象の一つであり、零分散波長を用いる波長多重伝送のときに顕著に現れる。これを

避ける方法として不等間隔周波数配置(4)、零分散波長付近を使わないなどの方法があるが、前者は所要波長帯域が広く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(5)。この方法も多チャン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(6,7)。しかし、光増幅器の登場により、実用化されることはなかった。最近注目をされているのがコヒーレント検波は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。通常的光直接検波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が、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検波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。(8,9)

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の補償方法の検討結果を報告する。

2. 非線形補償の原理

光ファイバで生じる非線形現象は光ファイバの屈折率が光強度によって変化するカー効果に起因する自己位相変調、相互位相変調、四光波混合がある。さらに非線形誘導に起因する誘導ブリルアン散乱、誘導ラマン散乱がある。これらの現象は伝送波形を変形し、符号誤りを発生させるため、伝送距離が制限されることになる。これらを補償する方法が種々提案されている。

一方、コヒーレント光通信は無線受信機と同様に送られてきた信号の周波数とわずかに異なる周波数の局部発振器を受信機側で用意し、検波する方法である。信号光周波数と局部発振光周波数の差により、周波数の異なるヘテロダイン検波と周波数がほとんど一致するホモダイン検波に分類される。コヒーレント光通信は約30年前に精力的に研究がおこなわれたが、これは当時受光素子として用いたGe-APDの1.55 μm 帯での受信感度が悪かったのを克服するために検討された。また、無線周波数では伝送信号と局部発振出力はミキサーにより周波数変換後受信するが、光ではミキサーが存在しないため2つの光を合波して受光素子の二乗検波作用を利用している。これにより実質的にミキサーの働きをしている。

受光素子の二乗検波は以下の式で表現できる。すなわち信号光電界を

$$E_S(t) = \sqrt{2P_S} \cos \omega_S t \quad (1.1)$$

とする。ここで E_S 、 P_S は信号光電界の振幅および電力、 ω_S は信号の角周波数を示す。

受信光電流 I_p は

$$I_p = RP_S \quad (1.2)$$

で表わされる。ここで、 $R(=\eta\lambda e/hc)$ は感度、 η は量子効率、 λ は波長、 e は電子の電荷、 h はプランク定数、 c は真空中の光の速度である。

一方、コヒーレント光通信における光電流は

$$I_p = R\{P_S + P_L + 2\sqrt{P_S P_L} \cos\{(\omega_S - \omega_L)t + \theta_S - \theta_L\}\} \quad (1.3)$$

と表される。ただし P_L は局部発振光の電力、 ω_L は信号の角周波数である。

コヒーレント光検波では $P_L \gg P_S$ であり、局部発振光は時間的に変化しないことを考えると式(1-3)の第1,2項は無視でき

$$I_p = 2R\sqrt{P_S P_L} \cos\{(\omega_S - \omega_L)t + \theta_S - \theta_L\} \quad (1.4)$$

が信号となる。

コヒーレント検波は光電界が単に周波数変換された形で電気信号に変換される。すなわち、直接検波では光信号の電力の変化のみを電気信号に変換するが、コヒーレント検波では周波数が変換されただけで振幅、位相、変換した周波数との形で電気信号に変換される。

これを利用して波長分散補償が可能なのはすでに示されている(10)。波長分散は波長により伝搬時間が異なるため発生する。これを補償するには光領域では逆の波長分散特性をもつ部品を用いて補償する。電気的には位相情報が無くなる直接検波では出来ないが、コヒーレント検波では補償が可能になる。一方、携帯電話に代表される無線通信分野での信号処理技術の進展によりアナログ回路では不可能であったさまざまな処理を実現している。この技術を光通信にも応用することにより、より高度の処理が可能となる。コヒーレント技術とデジタル処理技術を融合したデジタルコヒーレント通信技術により様々な処理が可能になった(8)。

デジタルコヒーレント光通信を用いて行われる非線形補償は光信号伝搬を表す非線形シュレディンガー方程式(11)

$$\frac{\partial E_S}{\partial z} = (j\gamma|E_S|^2 - j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2})E_S \quad (1.5)$$

を逆方向に解析を行い、劣化を受ける前の信号を取り出す方法である。ただし、 γ は非線形係数、 β_2 は2次の伝搬定数、 α は損失係数である。この方法により基本的に送信の状態を再現することがで

きる。しかし、完全な伝送された情報が必要となる。

四光波混合発生の原因は異なる波長 (f_i, f_j, f_k) の光が伝搬するとき異なる波長で生じるビートが強度変調により屈折率を変化させ、その変化が光ファイバの屈折率を変化させるために起こる現象である。これにより、図1に示すように新しい周波数 ($f_i + f_j - f_k$) の光が発生する。さらにチャンネル間隔が等間隔の波長多重では発生した四光波混合光と信号が同一周波数に存在するために大きな劣化となる(12)。

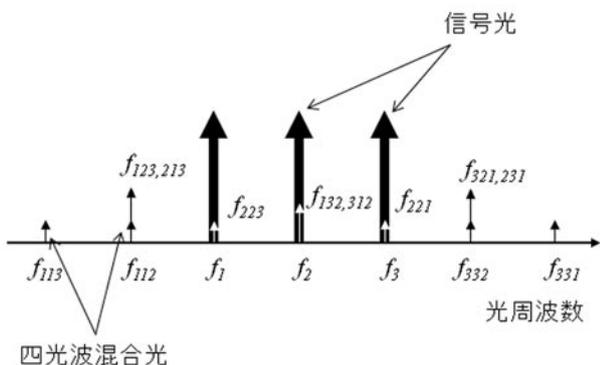
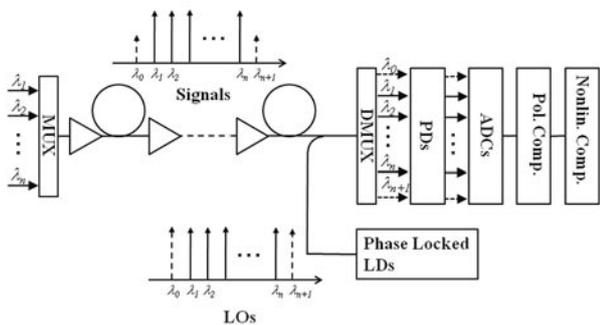


図1 四光波混合の発生

これを補償するには信号光および四光波混合光すべての情報を必要とし、かつ、それらは位相関係を再現する必要がある。しかし、個々の局部発振器を用いるコヒーレント受信を行うと、それぞれの位相は信号と局部発振光の位相差になるため、伝送時の位相を再現できなくなる。



MUX: 合波器、DMUX: 分波器、PD: フォトダイオード、ADC: A/D コンバータ、Pol. Comp.: 偏波ダイバーシティ処理、Nonlin. Comp.: 非線形補償

図2 四光波混合補償の受信機構成

そこで図2に示すように位相同期した局部発振光が必要になる。局部発振光の位相が同期している

ことで受信後の信号の相対位相が確定できる。これに逆方向伝搬を適用することにより補償が可能になる。位相同期した信号を得るにはモード同期や変調があるが、我々は位相変調を用いることにした。位相変調された信号は

$$E_L = E_L \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(m_p) \cos(\omega_L + n\omega)t \quad (1.6)$$

と表される。ここで $J_n(x)$ は n 次のベッセル関数、 m_p は変調指数を表わす。

それぞれの側帯波の位相は上側波では一定であるが、下側波は $J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$ であるため異なる。この信号をコヒーレント受信することにより局部発振光の位相は受信信号の位相に反映されるがその位相差が明らかのため、信号処理により補償可能である。また、局部発振光と信号を合波する方法が問題となる。信号を分割したのち局部発振光を合波した場合は分割後のそれぞれの光路差により位相が変化してしまい、それを合わせることは難しくなる。そこで信号と局部発振光は分割前に合波することにより一括して位相関係が保たれることになる。

4. 実験

上記のことを実験により確認を行った。実験系を図3に示す(13,14)。最低損失波長に零分散波長がある分散シフト光ファイバ 20km を伝送用光ファイバとして用いた。光源の波長は零分散波長付近の $1.55 \mu\text{m}$ に3つの信号光を配置し、それぞれは 23GHz 周波数の異なる光源を用いた。信号は位相変調器により DPSK(Differential Phase-Shift Keying) 変調を行った。実験器具の都合によりチャンネル1と3は同じ変調器で変調を行い、チャンネル2は別の変調器で変調を行った。これらを合波するとき偏波は同一になるように調整した。これらの光を増幅し、分散シフトファイバに 10dBm 入射して伝送した。伝送した光信号は周

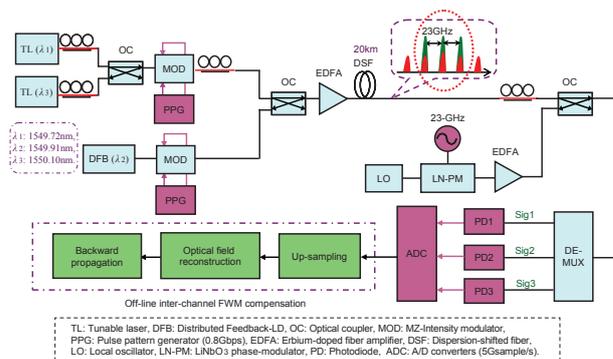


図3 FWM 補償実験の実験系

波数のわずかに異なる局部発振光と合波し、ヘテロダイン受信を行った。局部発振光は位相同期のとれた複数の光にするために位相変調を行った。出来る限り同じ出力になるように変調度は1.75とした。キャリア成分を信号のチャンネル1に合わせた。また、各信号光と局部発振光の周波数差は約2GHzとした。受信した信号は高速のA/Dコンバータ(5GS/s)でデジタル信号に変換し、内部の処理を行った。今回の処理は非線形の補償のみを行った。非線形補償はスプリットステップフーリエ法を用いて行った。すなわち、図4に示すように光ファイバを小さなセクションに分割し、そのセクションで損失、波長分散、非線形による位相変化の補償を行った。このように分割が必要な理由は光ファイバの屈折率が光強度により変化する非線形性を示すためである。また、通常分割は光ファイバが一定の長さで行われるが、計算時間

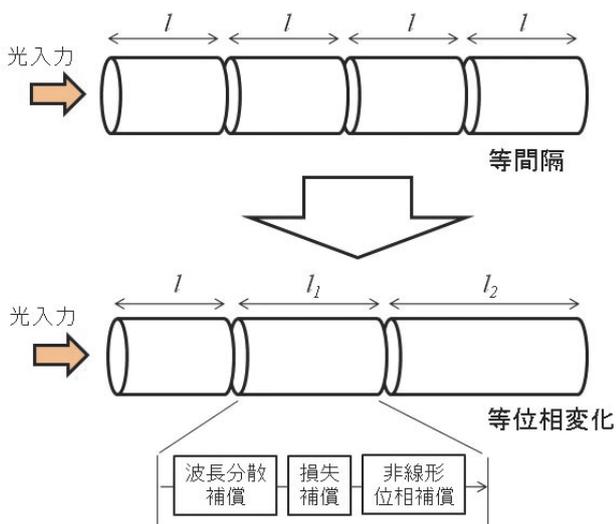


図4 スプリット・ステップ・フーリエ法による光ファイバ内の非線形解析

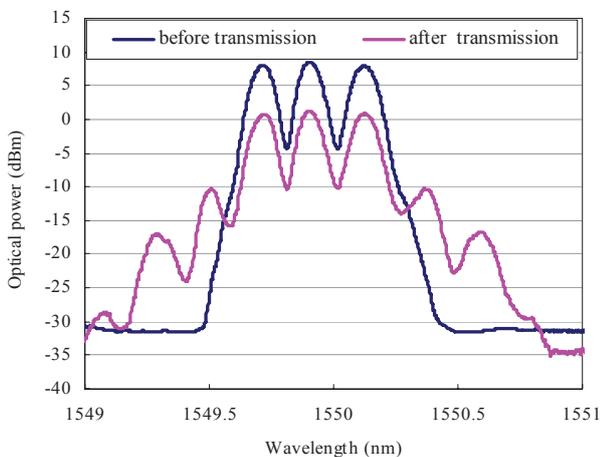
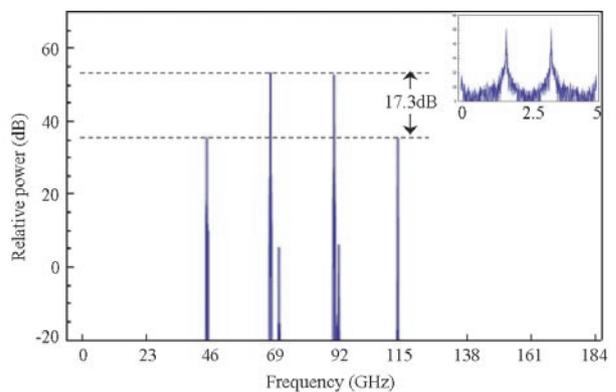


図5 送受信光スペクトル

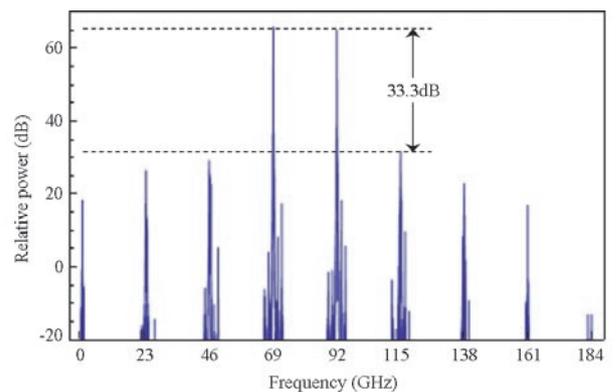
短縮のため一定の位相で分割区間の長さを決定した。

伝送前と伝送後の信号光スペクトルを図5に示す。伝送後は四光波混合により信号光以外にも四光波混合成分が出ていることが分かる。

四光波混合成分の補償の可否は信号成分に位置するFWM成分で見るとは位置する成分の補償により判断することとした。それぞれのチャンネルで受信し、アップサンプリング後電氣的に合成したスペクトルおよび逆方向伝搬により補償した結果を図6に示す。補償前は信号とFWM光のレベル差は17.3dBであったが、逆方向伝搬補償により33.3dBになり、信号レベルとしては26dBの差で受信感度は1dBの劣化になるが、これにより十分抑圧できている。



(a)



(b)

図6 FWM抑圧前後のスペクトル (a) FWM抑圧前 (b) 信号処理によるFWM抑圧後

信号レベルとFWM光のレベル差の光ファイバ入力光電力依存性を図7に示す。クロストークは、補償することにより30dB以上まで改善できている。このレベルでは信号波形に劣化は生じない

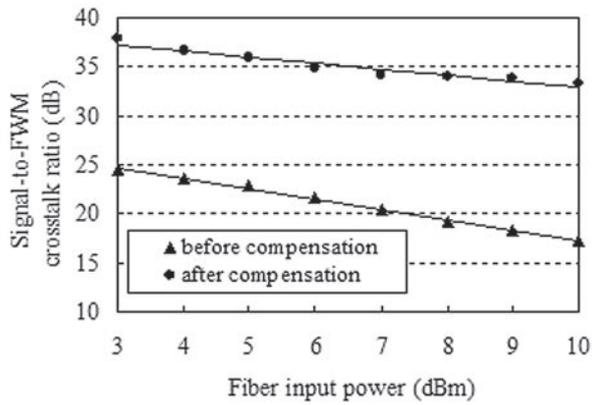
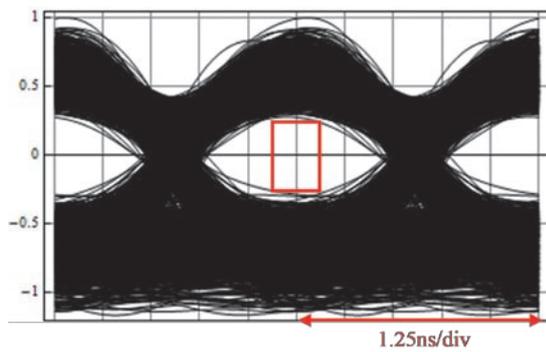
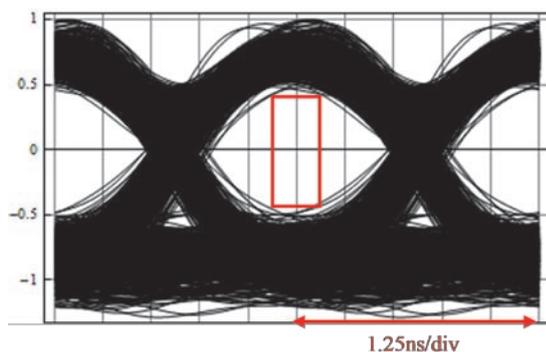


図7 FWM 抑圧効果

め、ほぼ完全に補償ができていることが分かる。最後の変調した信号を復調したアイダイアグラムを図8に示す。復調は1ビット遅延検波により行っている。アイダイアグラムは改善されている。



(a)



(b)

図8 受信アイダイアグラム (a) FWM 抑圧前
(b) 信号処理による FWM 抑圧後

5. 考察

以上の結果より非線形の補償が可能であることを示した。ここでは四光波混合の影響のみの補償であったが、この方法ではすべての非線形及び波長分散の補償も行える。しかし、この方法にはいくつかの問題点がある。まず第一に信号以外に単に補償のために FWM 光も受信する必要があり、複数の受信回路が必要になり、コストがかかること、次にチャンネル数の増加あるいは入力光電力が増加してしまうとセクション数が増えて信号処理リソースが増えること、などがあり、これらの解決のために新たなアルゴリズムが必要になる。

6. まとめ

長距離・大容量化する光ファイバ通信のさらなる高性能化を目指して光ファイバ内で発生する非線形に起因する波形劣化を補償法に関する研究を行った。異なった波長の信号を多重する波長多重伝送では多チャンネルにより四光波混合が発生し、伝送距離・容量を制限する。この制限を克服するために波長多重伝送方式にデジタル・コヒーレント検波技術を適用し、信号処理技術により伝送距離拡大を可能にした。この実現にはチャンネル間の位相関係を一定に保つため、位相変調された局部発振光を用い補償には逆伝搬方程式により実現している。また、計算時間短縮のためセクションの分割を最適化している。以上のことを実験的に確認を行い、その実現性を示した。また、今後の課題も明確にした。

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准教授に感謝いたします。最後に研究室の博士課程の梁静氏および研究室員に感謝いたします。

参考文献

- (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) 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
 - (5) 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.
 - (6) Y. Yamamoto, “Receiver performance evaluation of various digital optical modulation/demodulation systems in the 0.5-10 μm wavelength region,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.QE-16, pp.1251-1259, 1980
 - (7) 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
 - (8) 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
 - (9) 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
 - (10) K. Iwashita, N. Takachio, “Chromatic dispersion compensation in coherent optical communications,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol.8, no.3, pp.367-375, 1990
 - (11) G.P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics,” Academic Press, San Diego. CA, 2001
 - (12) 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
 - (13) J. Liang, K. Iwashita, “Inter-channel FWM impairments compensation of ASK transmission with digital coherent detection”, *ECOC 2010*, P3.04, 2010
 - (14) J. Liang, K. Iwashita, “Compensation for non-degenerate case of FWM in DPSK transmission by reducing detectors with coherent detection through digital signal processing,” *ICSAP P165 2011*

Compensation of Fiber Four-Wave Mixing Impairments with Digital Coherent Detection

Katsushi Iwashita

(Received : April 15th, 2011)

Kochi University of Technology
185 Miyanokuchi, Tosayamada, Kami city, Kochi 782-8502

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

Abstract: We have investigated waveform degradation compensation methods for optical fiber transmission systems induced by fiber nonlinearity. Four-wave mixing impairments which are the main degradation factors for wavelength-division multiplexing transmission systems are compensated by digital coherent detection. The possibility of the proposed method is verified experimentally. To realize compensation, we have applied phase modulated local oscillator and backward propagation method for signal processing.