

敷設光伝送路における超高速光信号の
偏波モード分散抑圧技術

大 黒 將 弘

2008年 2月

筑波大学大学院博士課程
数理物質科学研究科博士論文
博士（工学）

敷設光伝送路における超高速光信号の
偏波モード分散抑圧技術

大 黒 將 弘
（電子・物理工学専攻）

目次

第一章 緒論	1
1-1. 本論文の背景と目的.....	1
1-2. 本論文の構成.....	2
参考文献.....	4
第二章 超高速光伝送周辺技術のまとめ	5
2-1. 光伝送システムの信号劣化要因の整理.....	5
2-1-1. 光信号雑音比.....	5
2-1-2. 波長分散・波長分散スロープ.....	6
2-1-3. 偏波モード分散.....	6
2-1-4. 光ファイバ中の非線形光学効果.....	8
2-2. 光伝送システムの信号評価技術.....	8
参考文献.....	12
第三章 超高速光信号伝送時の非線形光学効果	13
3-1. シングルモードファイバ伝送路を用いた 40Gbit/s 信号実験評価.....	13
3-1-1. 想定システムと評価系.....	13
3-1-2. 評価結果と解析.....	16
3-2. ノンゼロ分散シフトファイバ伝送路を用いた 160Gbit/s 信号実験評価.....	17
3-2-1. 想定システムと評価系.....	17
3-2-2. 評価結果と解析.....	19
3-3. まとめ.....	22
第四章： 全光再生中継技術	25
4-1. まえがき.....	25
4-2. 全光再生中継器.....	26
4-3. 評価系.....	27
4-4. 評価結果.....	29
4-4-1. 全光再生中継器の単体評価結果.....	29
4-4-2. 全光再生中継器の伝送評価結果.....	31
4-4-3. 波長分散耐力の向上に関する検討.....	33
4-4-4. 波長分散耐力の向上に関する評価.....	34
4-5. まとめ.....	36
参考文献.....	38
第五章： 光信号変調技術	41
5-1. まえがき.....	41
5-2. 評価送受信系.....	41
5-3. 基礎信号特性評価.....	43
5-3-1. 光信号雑音比特性.....	43
5-3-2. 帯域制限特性.....	46
5-4. 各種耐力評価と考察.....	49
5-4-1. 想定する陸上伝送システム.....	49

5-4-2. 実験評価系	51
5-4-3. 波長分散耐力	52
5-4-4. 偏波モード分散耐力	53
5-4-5. 非線形光学効果に対する耐力	54
5-5 まとめ	55
参考文献	56
第六章： 超高速光信号の偏波モード分散抑圧技術	59
6-1 まえがき	59
6-2 偏波モード分散	59
6-2-1. 偏波モード分散の定義	59
6-2-2. ポアンカレ球による偏光状態の表現	60
6-2-3. ポアンカレ球と偏波モード分散	63
6-3 超高速光信号の偏波モード分散抑圧装置	63
6-3-1. 抑圧装置の条件	63
6-3-2. 偏波モード分散抑圧器	64
6-3-3. 偏波モード分散抑装置の動作原理	65
6-4 偏波モード分散抑圧装置の室内評価	68
6-5 偏波モード分散抑圧装置のフィールド評価	71
6-5-1. 敷設光伝送路の構成	72
6-5-2. 敷設光伝送路の特性評価	73
6-5-3. フィールド評価系	80
6-5-4. フィールド評価結果	82
6-6 まとめ	84
参考文献	85
第七章： 超高速光信号の伝送実証実験	87
7-1 まえがき	87
7-2 架空区間を含んだ敷設光伝送路での 160GBIT/S 超高速光信号の WDM 伝送実験	87
7-2-1. 実験系	87
7-2-2. 評価結果	88
7-2-3. まとめ	91
7-3 次世代イーサネット向け 100GBIT/S 超高速光信号の伝送実験	92
7-3-1. 実験系	92
7-3-2. 評価結果	93
7-3-3. まとめ	101
7-4 まとめ	102
参考文献	103
第八章： 結論	105
謝辞	109
研究業績目録	111

第一章 緒 論

1-1. 本論文の背景と目的

最近、北米や日本の通信事業者によって固定通信網と移動通信網を融合させたサービス構想が発表された。このようなサービスを提供するネットワーク、特に基幹系光伝送路には今後さらに大量のトラフィックが流れることが予想される。図 1-1 に、我が国の主要な3つのインターネットエクスチェンジ (Internet Exchange: IX) で交換される1日のピークトラフィック月平均量と1日の平均トラフィックの月平均量の推移を示す[1]。両トラフィック量ともほぼ右肩上がりであり、2006年5月には1日のピークトラフィック量は190Gbit/sを超えている。

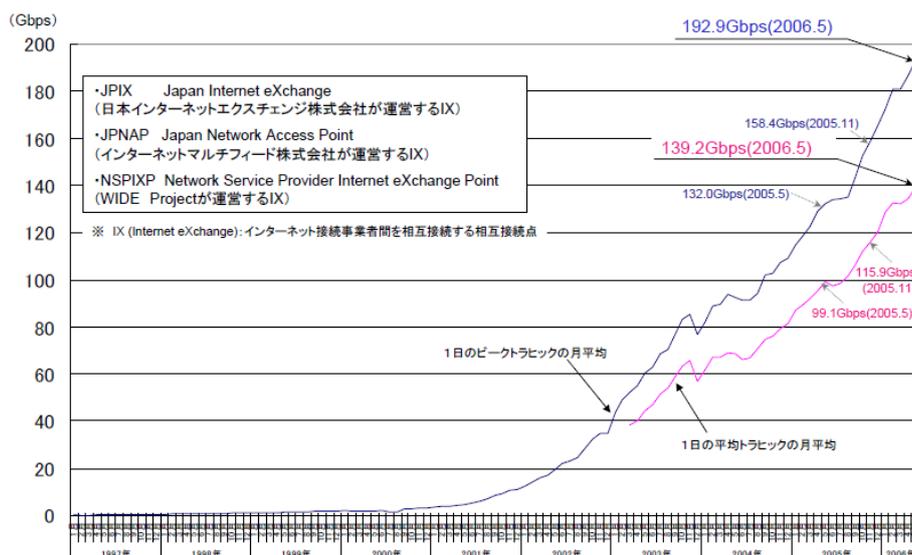


図 1-1 国内主要 I X で交換されるトラフィック量の推移

このような大量のトラフィック流通を支えるネットワークの基幹系には、現在は 10Gbit/s ベースの光伝送システムが商用導入されており、40Gbit/s ベースの光伝送システムも導入間近な状況である。今後とも、光伝送装置の小型化・低消費電力化やネットワーク利用効率の向上の観点から、光伝送システムの高速度が進むと考えられる。そこで、1波長当たりの伝送容量が 100Gbit/s を超える超高速光伝送技術の検討が必要である。例えば、1波長当たりの伝送容量を 160Gbit/s とした次世代の超高速光信号の領域では、現在の電気信号処理デバイスの周波数応答が間に合わない上に、隣り合うビットの時間間隔が 6.25ps と極めて短くなるため、

光ファイバ伝送路中を伝播する光信号は伝送路から受ける影響に極めて脆弱になる。具体的には、光ファイバ伝送路内に設置された光中継器によって発生する光信号雑音の影響[2, 3]、光の群速度の波長依存性による影響（波長分散）[2, 3, 4]、光ファイバ断面の真円からのズレ等に起因する光ファイバの複屈折率の影響（偏波モード分散）[2, 5, 6]、また光強度に依存した光ファイバ屈折率の微妙な変化による影響（非線形光学効果）[2, 7]によって、光信号の劣化が非常に大きくなるため、これらの抑圧が非常に重要な研究課題である。中でも偏波モード分散は、外気温の変化や風による光ファイバの振動などの環境変動によって、急速に大きく変化することもあるため抑制が難しく、特に大きな技術課題である。

本博士論文では、100Gbit/s を超える超高速光信号伝送時に遭遇する様々な劣化要因を精査し、これら劣化要因を克服するための光信号送受信技術を提案し、その解析および評価を行うと共に、これら克服技術を敷設光伝送路で構築した光伝送システムへ適用し、考案した克服技術の有効性を劣悪な実環境下で実証することを目的とする。

1-2. 本論文の構成

本博士論文は全八章で構成する。

第一章では、本博士論文の導入を述べる。

第二章では、100Gbit/s を超える超高速光信号伝送時に遭遇する主な劣化要因として、光ファイバ伝送路内に設置された光中継器によって発生する光信号雑音の影響、波長分散の影響、偏波モード分散の影響、非線形光学効果の影響、の四種類の現象について整理する。また光伝送信号特性を評価する際の指標として本博士論文で用いた、符号誤り率と Q 値について述べる。

第三章では、次世代の基幹系光伝送システムとして想定される、シングルモードファイバを用いた 40Gbit/s 光信号波長多重伝送システムを用い実験的な最適条件の抽出を行い、光ソリトン方式の適応性について検討した。また、160Gbit/s 超高速光信号 WDM 伝送システムを想定し、同様に最適条件を実験的に抽出し光ソリトン方式の適応性について検討を行った。

第四章では、光中継器によって発生する光信号雑音の蓄積による信号劣化の影響を相殺し光伝送距離の伸延化を図るため全光再生中継技術を新規提案し、動作原理とその有効性を述べる。

第五章では、6 種類の光変調信号を生成し、光フィルタによる信号帯域制限耐力、波長分散耐力、偏波モード分散耐力、非線形光学効果耐力を一定条件下で評価し、超高速光伝送時

に適した光変調信号を抽出した結果を述べる。

第六章では、偏波モード分散による超高速光信号への影響を抑圧する仕組みを考案し、1次及び2次偏波モード分散の抑圧効果について動作原理を解析的に述べ、その有効性を検証した結果を述べる。また考案した偏波モード分散抑圧装置の、1次及び2次偏波モード分散に対する抑圧効果について実験的に評価した結果を述べる。

第七章では、第五章で抽出した光変調信号と、第六章で考案した偏波モード分散抑圧装置の適応性を示すため、2種類の実証実験を実施した結果を述べる。第一の実証実験として、環境変動の激しい環境下であっても考案した偏波モード分散抑圧装置が機能し、160Gbit/s超高速光信号が敷設光伝送路を介した都市間を伝送可能であることを世界で初めて実証した結果について述べる。第二の実証実験として、次世代イーサネットを想定した100Gbit/s超高速光信号の送受信技術について検討を実施し、光信号に対して周囲の部品の帯域が不足した場合であっても、差動四値位相光変調方式（Differential Quadrature Phase-Shift-Keying: RZ-DQPSK）を採用することで100Gbit/s超高速光信号の送受信が可能であることを世界に先駆けて示した結果について述べる。

第八章では、本博士論文の結論を述べる。

表 1-1 に、第二章で精査する超高速光信号伝送時に遭遇する主な劣化要因と、第三章から第六章で述べるを克服技術との関係を示す。

劣化要因	波長分散 / 波長分散スロープ	偏波モード分散	光信号雑音	非線形光学効果
第三章 超高速光信号の光ソリトン技術	○		○	○
第四章 全光再生中継技術			○	○
第五章 光信号変調技術	○	○	○	○
第六章 偏波モード分散抑圧技術		○		
第七章 超高速光伝送実証実験	①環境変動の激しい架空区間をリンクの一部に含んだ敷設光伝送路での160Gbit/s超高速光信号波長多重実験 ②次世代イーサネット規格を想定した100Gbit/s超高速光信号伝送実験			

表 1-1 超高速光信号伝送時に遭遇する主な劣化要因と本博士論文章内容の関係

参考文献

1. 総務省発行 平成 18 年度 『情報通信白書』
2. Kaminow and T. L. Koch, “Optical Fiber Telecommunications III”, Academic Press, 1997.
3. N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. R. Davidson, “Margin measurement in optical amplifier systems”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5, No. 3, pp.304 – 306, 1993.
4. M. Daikoku, T. Otani, and M. Suzuki, “160 Gbit/s 4 WDM quasi-linear transmission over 225 km NZ-DSF with 75 km spacing”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 15, no. 8, pp. 1165–1167, August 2003.
5. D. Waddy, P. Lu, L. Chen, and X. Bao, “Fast state of polarization changes in aerial fiber under different climatic conditions”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 13, no. 9, pp.1035-1037, 2001.
6. H. Kogelnik, R. M. Jopson, and L. E. Nelson, “Optical fiber telecommunications IVB systems and impairments”, Chapter 15, Academic Press, 2002.
7. G. P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics 4th edition”, Academic Press, 2006.

第二章 超高速光伝送周辺技術のまとめ

第 2-1 節では、超高速光伝送を実現する上で克服すべき課題として発生する、波長分散、偏波モード分散、光信号雑音比に関して整理し、超高速光信号への影響について述べる。また第 2-2 節では、光信号品質を評価する際に一般的に用いられる符号誤り率や Q 値等の超高速光伝送周辺技術をまとめる。

2-1. 光伝送システムの信号劣化要因の整理

超高速光伝送を実現する上で克服すべき課題として発生する、波長分散、偏波モード分散、光信号雑音比による影響に関してそれぞれ整理する。

2-1-1. 光信号雑音比

光信号雑音比 (Optical Signal-to-Noise Ratio: OSNR) とは、信号光パワーと雑音光パワー P_{noise} の比として定義される。光伝送システムでは、光ファイバなどを伝送すると信号光パワーが減少するため、一般的には光アンプを挿入して信号光パワーを増幅する。この際、雑音光パワーも同時に増幅されると共に、光アンプが固有に発生する雑音光のパワーも加わり、相対的に雑音光パワーが増大し、結果として光信号パルスの OSNR が劣化する。

超高速光伝送を実現するために、光信号パルスの時間幅を狭めていくと、光信号パルスの光スペクトル幅は広がる。光信号パルスの光スペクトル幅が広がると、光信号パルスの光スペクトル帯域内の雑音光パワーが相対的に増加する。つまり、同じ OSNR であっても超高速光信号では、低速光信号に比べて光スペクトル帯域内の雑音光パワーが相対的に多いため、信号特性を劣化させるビット雑音の発生量が多い。このため、同じ OSNR であっても超高速光信号では、低速光信号に比べて信号特性が劣化する。逆に、同じ信号特性を超高速光信号で得るためには、低速光信号に比べて高い OSNR が必要となる。例えば、10Gbit/s の光信号パルスと同じ信号特性を得るためには、160Gbit/s 光信号パルスでは 12dB 高い OSNR が必要となる。

光アンプで発生する雑音光パワー P_{noise} は、 N_r を光アンプの雑音指数、 h をプランク定数、 γ を光周波数、 G を光アンプの利得、 B_o を光バンド幅とすると、

$$P_{\text{noise}} = N_f h \gamma (G-1) B_0 \quad (1)$$

で与えられる[1]。また、受信系に挿入する際の OSNR は、アンプの台数を N_{amp} 、スパンへの平均光入力パワーを P_0 とすると(2)式のように表せる[1]。

$$\text{OSNR} = \frac{P_0}{N_f h \gamma (G-1) B_0 N_{\text{amp}}} \quad (2)$$

2-1-2. 波長分散・波長分散スロープ

波長分散とは、媒質中を光が伝搬する際に周波数に応じて光群速度が異なるために発生する分散であり、単位長さあたりの 1nm 離れた光の群速度差を時間単位 ps として、光通信では通例的に単位を『ps/nm/km』と表す。現在の商用光通信伝送路に最も多く用いられる石英ガラス製のシングルモードファイバ[6]の波長分散は、1550nm にて約 17ps/nm/km である。

波長分散スロープとは、波長分散の波長微分であり、光通信では通例的に単位は『ps/nm²/km』と表す。同様に上記のシングルモードファイバ[6]の波長分散スロープは、1550nm にて約 0.09ps/nm²/km である。

前節で述べたように、超高速光伝送を実現するために、光信号パルスの時間幅を狭めていくと、光信号パルスの光スペクトル幅は逆に広がる。光スペクトル幅が広くなればなるほど、1つの光信号パルス内の群速度差が同じ波長分散であっても大きくなる。このため、超高速光信号の波長分散耐力や波長分散スロープ耐力は、低速光信号に比べて狭くなる。

2-1-3. 偏波モード分散

偏波モード分散 (Polarization Mode Dispersion: PMD)とは、光ファイバ中の群速度が偏波方向に依存するために発生する分散である。主に、光ファイバの真円からのずれ、製造時に発生する内部応力の歪み、光ファイバ敷設時と敷設後に発生する不均一な外部応力の歪みに起因する。特に、電線のように電柱等を用いて空中を渡して敷設された架空区間では、地中に敷設された光ケーブルに比べ風による揺れや温度変化により、偏波モード分散が激しくかつ大きく変動することが知られている[1-5]。

図 2-1 と図 2-2 に偏波モード分散の概念図を示す。図 2-1 に示すように、光ファイバ送信端に光パルス列があるとすると、X 軸と Y 軸方向の光強度成分は時間軸上に同一であると考えられる。偏波モード分散の影響が無い場合はこれら光強度成分の時間軸上の関係は保持され、結果的に光パルス列や光パルス形状は保持される。しかしながら偏波モード分散の影響があ

る場合では、偏波方向に依存した光ファイバ中の群速度差によって X 軸と Y 軸方向の光強度成分が時間軸上で分離する。本博士論文内では、この X 軸と Y 軸方向の光強度成分の群速度遅延差(Differential Group Delay: DGD)を $\Delta\tau$ とする。この $\Delta\tau$ は外的要因によってランダムに変化する[3-5]ため、光強度波形も偏波モード分散に依存して時間的に変化する。

これら偏波モード分散の影響はビットレートが低速であった場合は考慮せずに済んだが、同じ偏波モード分散量であっても 100Gbit/s を超える超高速光信号伝送の際には相対的に大きな劣化要因となり、超高速光信号伝送を実現する上で非常に大きな克服課題である。

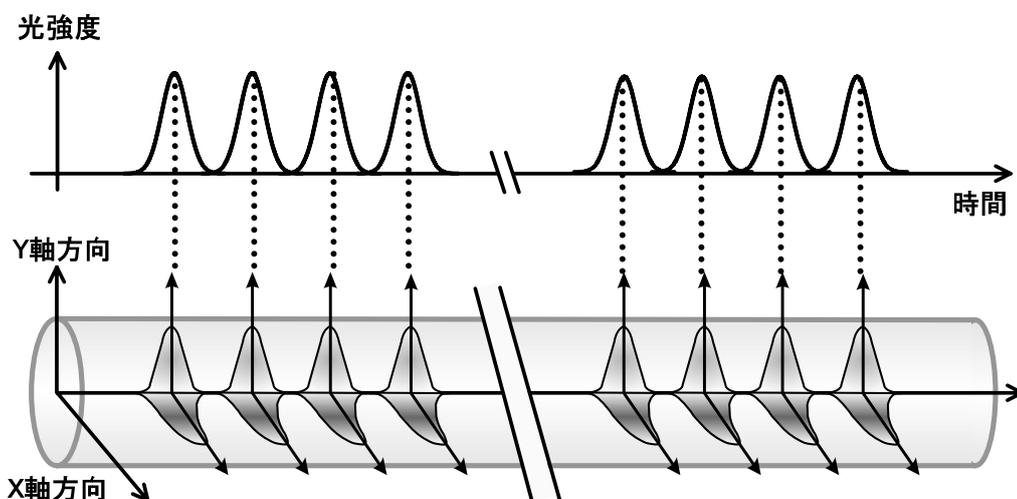


図 2-1 偏波モード分散の影響がない場合の光パルス概念図

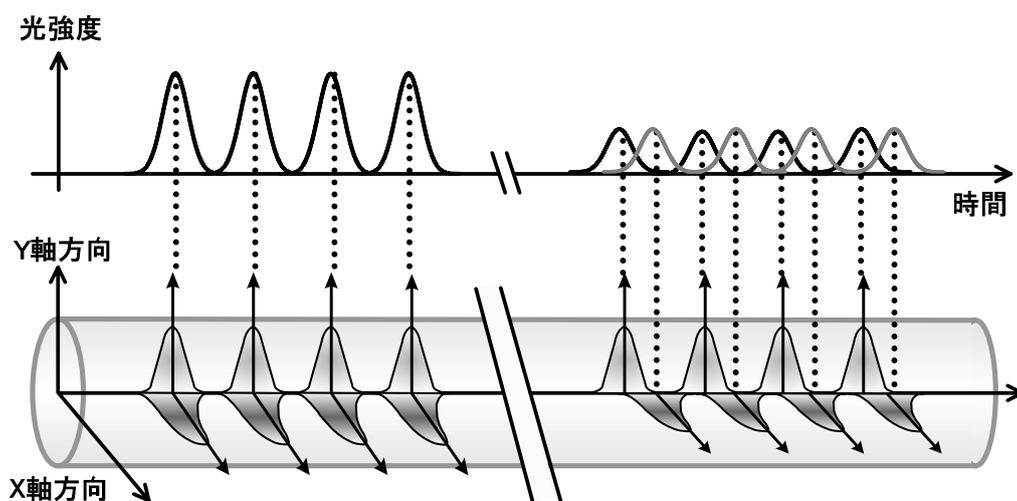


図 2-2 偏波モード分散の影響がある場合の光パルス概念図

2-1-4. 光ファイバ中の非線形光学効果

光のパワー密度が小さい範囲では物質の分極は光の電解の大きさに比例して発生するが、光ファイバ中を伝搬する光パルスを考えると、伝搬距離が長距離化すると作用長が長くなり、非線形光学効果が発生しやすくなる。

光ファイバ中の非線形光学効果は、非線形屈折率変化に起因するものと誘導散乱に起因するものに大別できる。非線形屈折率変化に起因するものとして、自己位相変調、相互位相変調、四光波混合がある。また誘導散乱に起因するものとして、誘導ラマン散乱と誘導ブリルアン散乱がある[7]。

超高速光伝送を実現するためには、光信号パルスの時間幅を狭める必要があるが、これは光のパワー密度を時間軸上で増加させることになり、光ファイバ中の非線形光学効果が発生しやすくなる。

第三章では、この光ファイバ中の非線形光学効果を積極的に利用する光ソリトン条件について検討した結果を述べる。また第五章では、自己位相変調と相互位相変調を用いて光信号を再生中継する技術について述べる。

2-2. 光伝送システムの信号評価技術

本節では、第三章から第七章にて光伝送信号特性を評価する際の指標として使用する、Q値について述べる。

Q値は、符号誤り率 (Bit Error Rate: BER) では評価が難しい光信号のような高品質デジタル信号を評価する指標として提案された[8]。雑音分布をガウス分布と仮定したデジタル信号における光信号雑音比であり、マークレベルの平均値を $s(1)$ 、スペースレベルの平均値を $s(0)$ とし、それぞれの確率密度関数は標準偏差 σ_1 、 σ_0 を有するガウス分布であるとする。これら分布の様子を図 2-3 に示す。

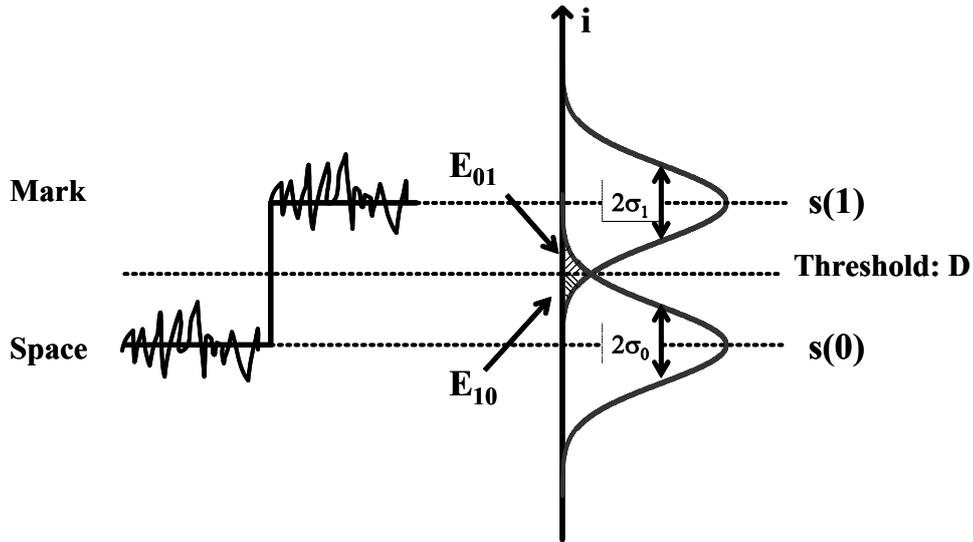


図 2-3 マークとスペースの分布

「マーク」であるのに「スペース」と誤る確率は「マーク」の確率密度関数の判定レベル D よりも下の部分の面積 E_{10} で与えられる。同様に「スペース」であるのに「マーク」と誤る確率は「スペース」の確率密度関数の判定レベル D より上の部分の面積 E_{01} となる。

$p(0)$ 、 $p(1)$ を「スペース」、「マーク」が伝送される確率とすれば全体の符号誤り率 $p(E)$ は、

$$p(E) = p(0)E_{01} + p(1)E_{10} \quad (3)$$

である。ここで、一般的なデジタル伝送システムと同様に、光伝送システムは「スペース」、「マーク」の割合を等しくするため、

$$p(0) = p(1) = \frac{1}{2} \quad (4)$$

の関係が成り立ち、 $p(E)$ は、

$$p(E) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \int_{-\infty}^D \exp\left\{-\frac{(s(1)-i)^2}{2\sigma_1^2}\right\} di + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \int_D^{+\infty} \exp\left\{-\frac{(i-s(0))^2}{2\sigma_0^2}\right\} di \right] \quad (5)$$

と表すことができる。ここで(3)式の右辺第1項と第2項に対して以下の変換を適応すれば、

$$\frac{\{s(1)-i\}}{\sigma_1} = \frac{\{i-s(0)\}}{\sigma_0} = t \quad (6)$$

式(5)は、

$$p(E) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{s(1)-D}{\sigma_1}}^{+\infty} \exp\left\{-\frac{t^2}{2}\right\} dt + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{D-s(0)}{\sigma_0}}^{+\infty} \exp\left\{-\frac{t^2}{2}\right\} dt \right] \quad (7)$$

と表せる。閾値レベルを $E_{10}=E_{01}$ となるように選ぶとすると、その条件は、

$$\frac{s(1)-D}{\sigma_1} = \frac{D-s(0)}{\sigma_0} \quad (8)$$

が成立し、D は、

$$D = \frac{\sigma_0 s(1) + \sigma_1 s(0)}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (9)$$

である。ここで、あらためて式(9)を Q とすれば Q 値は(10)式で記述できる。

$$Q = \frac{s(1)-D}{\sigma_1} = \frac{D-s(0)}{\sigma_0} = \frac{s(1)-s(0)}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (10)$$

式(10)を用いて式(7)は、

$$p(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^{+\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (11)$$

となる。補誤差関数 $\text{erfc}(x)$ を用いて $\frac{t}{\sqrt{2}} = y$ とすると式(11)は、

$$\begin{aligned} p(E) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{Q}{\sqrt{2}}}^{+\infty} \exp(-y^2) (\sqrt{2} dy) \\ &\equiv \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

と表される。(12)式が示すとおり、BER と Q 値には 1 対 1 の関係があり、図 2-4 に示すような関係がある。図 2-4 より、信号特性が良くなり BER が小さくなると、Q 値は大きくなる関係であることが分かる。

例えば、1 年間のエラー発生時間が 1ms であった場合は BER=1.9E-9 であり Q 値=15.4dB となる。またエラー発生時間が 0.03fs であった際には BER=1E-24 であり Q 値=20dB である。

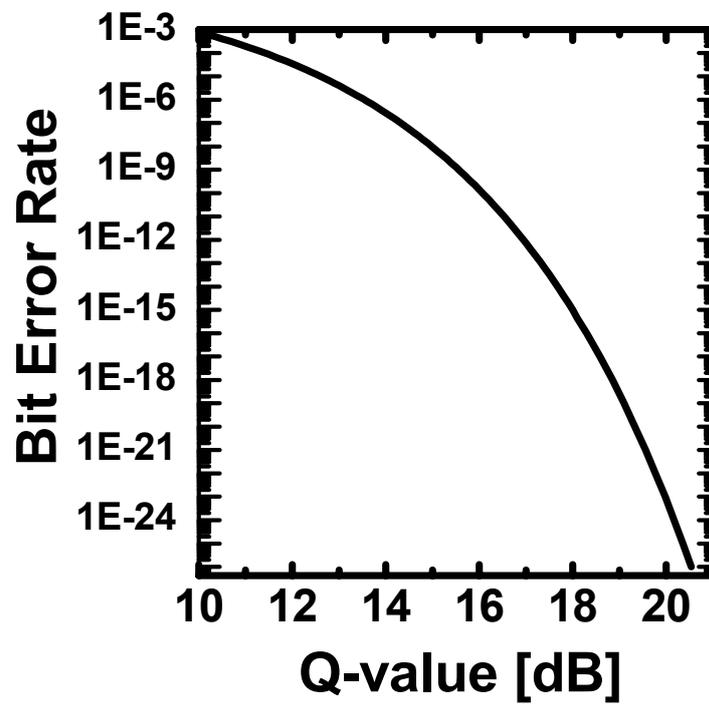


図 2-4 符号誤り率と Q 値の関係

参考文献

1. S. Kieckbusch, S. Ferber, H. Rosenfeldt, R. Ludwig, C. Boerner, A. Ehrhardt, E. Brinkmeyer, and H. G. Weber, "Adaptive PMD compensator in 160Gb/s DPSK transmission over installed fiber" Optical Fiber Communication Conference 2004, PDP31, 2004.
2. M. Brodsky, P. Magill and J. Frigo, "Polarization-mode dispersion of installed recent vintage fiber as a parametric function of temperature", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 1, pp.209 - 211, 2004.
3. D. Waddy, P. Lu, L. Chen, and X. Bao, "Fast state of polarization changes in aerial fiber under different climatic conditions" IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 13, no. 9, pp.1035-1037, 2001.
4. H. Kogelnik, R. M. Jopson and L. E. Nelson, "Optical fiber telecommunications IVB systems and impairments", Chapter 15, Academic Press, 2002.
5. I. Kaminow and T. L. Koch, "Optical Fiber Telecommunications III", Academic Press, 1997.
6. ITU-T recommendation G.707/Y.1322
7. G. P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics, Second Edition, Academic Press, 1995.
8. N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. R. Davidson, "Margin measurement in optical amplifier systems", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5, No. 3, pp.304 - 306, 1993.

第三章 超高速光信号伝送時の非線形光学効果

波長分散と非線形光学効果を補償せずに積極的に利用する光伝送手法として、光ソリトン方式が提案されている[1-3]。光ソリトンは、光ファイバ中の自己位相変調による周波数変化と群速度分散によるパルス幅の広がりがほぼバランスすることで実現されるため、より狭い光パルス幅を用いる超高速光伝送においてその効果が期待できる。

本章では、まず 64 波長の 40Gbit/s 光信号をシングルモードファイバ (Single Mode Fiber: SMF) で伝送する次世代伝送システムを想定し、実験的にシステムの最適条件を抽出した。この動作条件から光ソリトン条件の導出を行い、光ソリトン方式の適応性について検討した。続いて、先の検討よりも非線形光学効果の影響が大きくなるように、光パルス幅を 5.5ps とした 160Gbit/s 超高速光信号を、SMF よりも非線形乗数の高いノンゼロ分散シフトファイバ (Non-Zero Dispersion Shifted Fiber: NZ-DSF) を用いて伝送した場合を想定し、同様の検討を実施した。

3-1. シングルモードファイバ伝送路を用いた 40Gbit/s 信号実験評価

現在の光ネットワークの基幹系には、10Gbit/s ベースまでの光伝送システムが商用導入されており、40Gbit/s ベースの光伝送システムも導入間近な状況である。そこで、10Gbit/s から 40Gbit/s へビットレートを向上すると、光パルス幅も狭窄化する必要がある。また、第二章で述べたように、ビットレートを向上すると必要な光信号雑音比 (Optical Signal-to-Noise Ratio: OSNR) が増加することから、光伝送路への入力光パワーを上げる必要がある。つまり、ビットレートを向上すると光ファイバ中の非線形光学効果の影響を二重に考慮する必要がある。そこで本節では、64 波長の 40Gbit/s 光信号を SMF で伝送する次世代波長多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 伝送システムを想定し、実験的に最適条件を抽出し、また光ソリトン条件の導出を行い、光ソリトン方式の適応性について検討した。

3-1-1. 想定システムと評価系

図 3-1 に、敷設光伝送路構成を示す。伝送路は、横浜から沼津までの東名高速道路沿いの管路に敷設された 4 本の SMF を用いた。各 SMF の長さは 87.8km であり、光コネクタも含めた平均損失は 0.21dB/km であった。また、平均の波長分散と波長分散スロープは、1550nm に

においてそれぞれ+16.4[ps/nm/km]と 0.06[ps/nm²/km]であった。

図 3-2 に、C バンド評価時の 40Gbit/s 光信号送受信器構成と、伝送路構成を示す。送信系では、C バンドは 1538.2 nm から 1563.1 nm まで周波数間隔 100GHz の 32 波と、L バンドは 1576.2nm から 1599.8nm までの周波数間隔 100GHz の 32 波を用い、合計 64 波長を用いた。C バンド側は、偶数チャンネルと奇数チャンネルをそれぞれアレイ導波路格子 (Arrayed Waveguide Grating: AWG) にて合波し、40GHz の電気正弦波信号にて駆動した単一電極導波路型 LN (LiNbO₃) 変調器を 2 台用いて、光パルス幅 12ps の 40Gbit/s CS-RZ (Carrier Suppressed Return-to-Zero) 変調光信号を発生させた[4]。続いて偏波ビームスプリッタ (Polarization Beam Splitter: PBS) を用いて、偶数チャンネルと奇数チャンネルを偏波直交多重した。L バンドは全チャンネルを LN 変調器にて 40Gbit/s CS-RZ 変調光信号へ一括変調した。また、L バンド評価時は、L バンドを偏波直交多重し、C バンドを一括変調した。

受信系では、まず 40Gbit/s 64WDM 信号をインターリーバ及び光バンドパスフィルタ (Optical BandPass Filter: OBPF) にて波長分離し、40Gbit/s から 10Gbit/s へ吸収型光変調器 (Electro Absorption: EA) を用いて光時分割分離し、符号誤り率 (Bit Error Rate: BER) を測定して Q 値を算出した[6]。

伝送路は、4 スパンの SMF 87.8km と 2 段型エルビウム添加光ファイバ中継器 (Erbium Doped Fiber Amplifier: EDFA) をバンドごとに 5 台用いた構成とし、分散等化 及びゲイン等化のため、分散補償ファイバ (Dispersion Compensation optical Fiber: DCF) と利得平坦器 (Gain Equalizer: GEQ) を各 EDFA の段間に配置した。また光中継器出力を最適化し、C バンド帯では+19dBm、L バンド帯では+17dBm に最適化した。

図 3-3 に分散マップを示す。両バンドとも零分散波長を信号光最短波長より短くなるように設定し、各スパンでわずかに正分散が残留するマップを用いた。

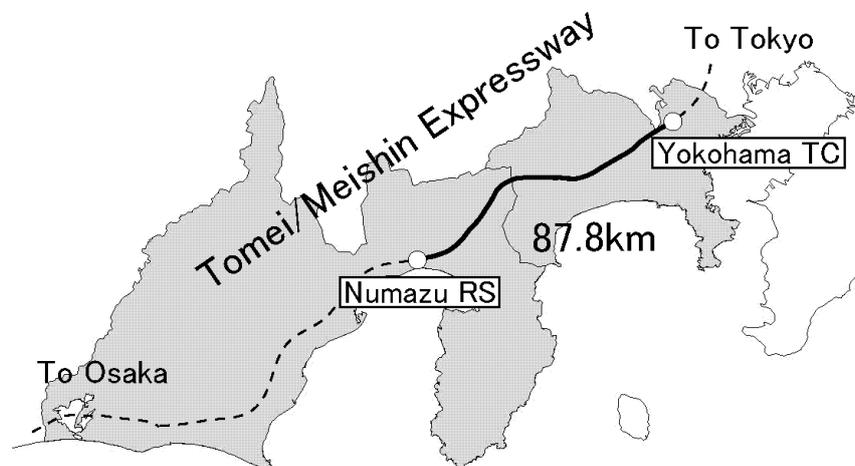


図 3-1 シングルモードファイバ敷設伝送路の構成

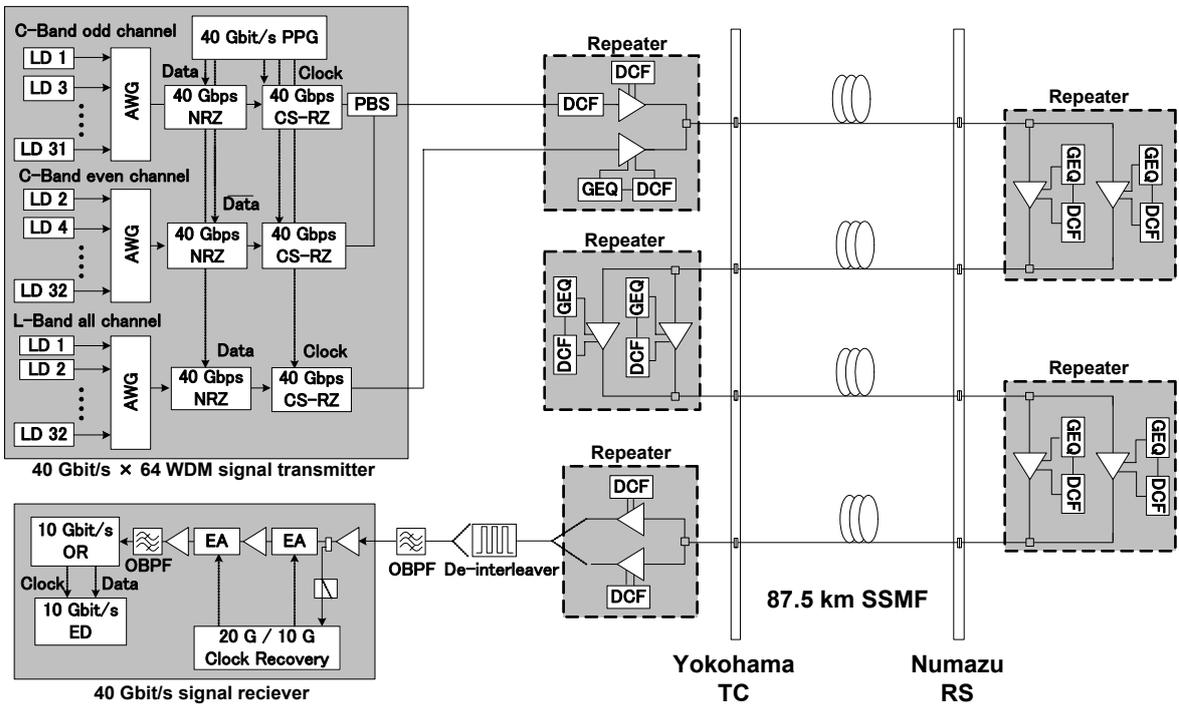
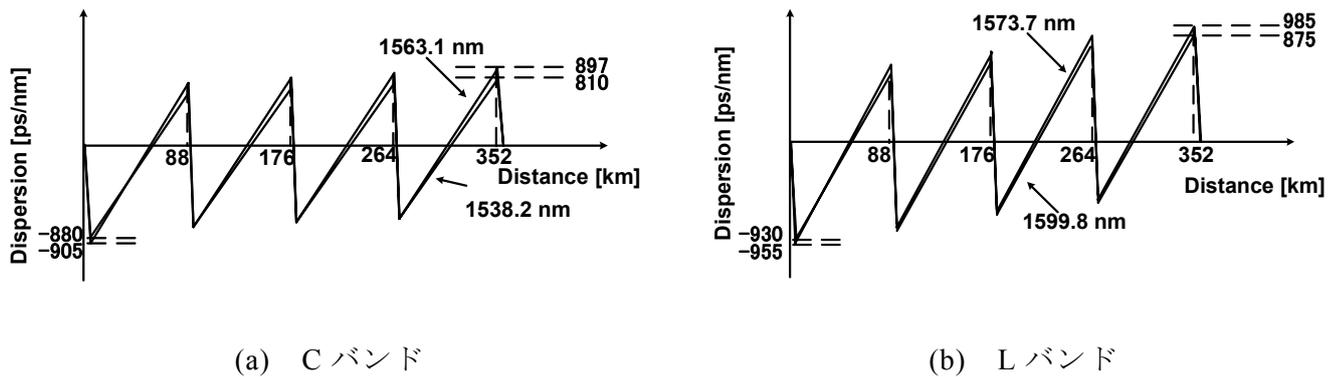


図 3-2 40Gbit/s 信号送受信器構成と伝送路構成



(a) Cバンド

(b) Lバンド

図 3-3 分散マップ

3-1-2. 評価結果と解析

図 3-1 に、測定した BER から計算して得られた各チャネルの Q 値を示す。ここでは、伝送後の OSNR を揃えるため、送信系にて C バンドの長波長側の 7 チャネルにプリエンファシスを施した。全チャネルの平均 Q 値は C バンドで 15.7dB、L バンドで 16.8dB であり、十分な伝送特性が得られていることがわかる。

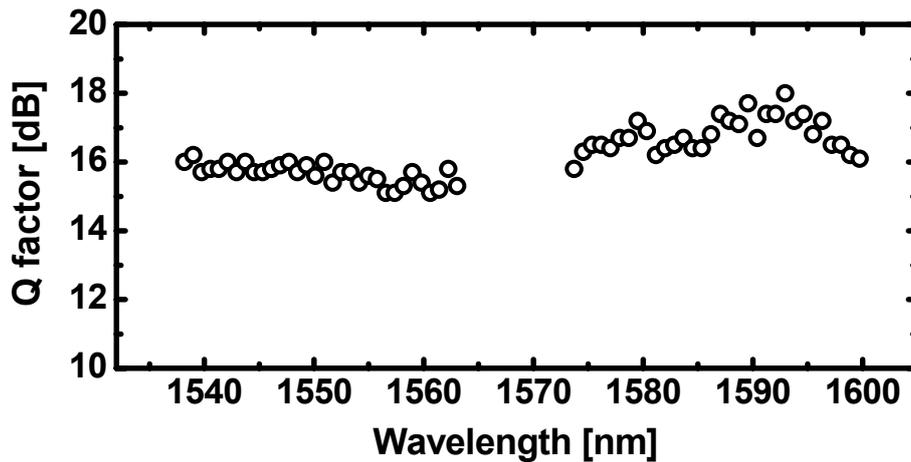


図 3-4 各チャネルの Q 値

図 3-2 や図 3-3 に示した、64 波長の 40Gbit/s 光信号を SMF で伝送する次世代 WDM 伝送システムの非線形条件を整理する。C バンドの中央波長 (1551.7nm) の場合の SMF 伝送路のパラメータは、

非線形屈折率 (n_2):	2.3E-20	[m ² /W]
実行断面積 (A_{eff}):	75	[μm^2]
波長分散 (CD):	+16.4	[ps/nm/km]
波長分散スロープ (CDS):	+0.059	[ps/nm ² /km]
各スパンの残留分散 (D):	+1.18	[ps/nm/km]
光ファイバ非線形定数 (γ):	1.98E-4	[/km/W]

また、光伝送システムのパラメータは、

チャネル数:	64	[ch]
各スパン距離 (d):	87.9	[km]
各スパン損失 (L):	18	[dB]
光パルス幅 (t):	13	[ps]
光パルスの包絡線関数:	sech2	

光中継器出力光パワー:	+18.5	[dBm]
光中継器出力ピークパワー (P_c):	7.8	[mW/ch]
光中継器出力ピークパワー平均 (P_{c_ave}):	4.9	[mW/ch]

上記に示した、SMF 伝送路パラメータと光伝送システムパラメータより、(1)式と(2)式に示す分散距離 L_D と非線形距離 L_{NL} を計算すると[3]、

$$L_D = -\frac{2\pi\tau^2}{D\lambda^2} \quad (1)$$

$$L_{NL} = \frac{\lambda A_{eff}}{n_2 P_c} \quad (2)$$

分散距離 L_D は 8,200[km]であり、非線形距離 L_{NL} は 1,040,000[km]と計算される。これは、 $L_D \gg d$ かつ $L_{NL} \gg d$ であるため、 $L_D \leq d$ かつ $L_{NL} \leq d$ の光ソリトン条件からは大きく外れていることがわかる。

以上より、次世代の 40Gbit/s 光伝送システムを想定した 64 波長の次世代 WDM 伝送システムにおいて、非線形条件は光ソリトン条件と大きく離れており、非線形光学効果を補償せずに積極的に利用することは現実的に難しいことがわかった。

3-2. ノンゼロ分散シフトファイバ伝送路を用いた 160Gbit/s 信号実験評価

前節の検討で、次世代の 40Gbit/s 光伝送システムを想定した 64 波長の次世代 WDM 伝送システムにおいて、非線形条件は光ソリトン条件と大きく離れていることがわかった。そこで、本節ではさらに非線形性が高くなる、超高速光信号を伝送する場合を検討する。

パルス幅が前節よりも短い 160Gbit/s 超高速光信号を用い、また光ファイバが持つ非線形定数が SMF よりも大きい NZ-DSF を用いて同様の検討を行った。

3-2-1. 想定システムと評価系

図 3-5 に、160Gbit/s 4WDM 伝送実験系を示す。

送信系では、1552.5 nm から 1562.3 nm まで 40GHz 間隔の 4 波長を用いた。これらを AWG にて合波し、40GHz の電気正弦波信号にて駆動した EA 変調器を 2 台用いて、40GHz 光クロック信号を発生させた。次に 10Gbit/s 電気信号を電氣的に多重して得た 40Gbit/s 電気信号で駆動した LN 変調器を用いて、パルス幅 5.5ps の 40Gbit/s RZ 変調光信号を発生させた。さら

に偏波保持型光時分割多重装置（PM-OTDM）を用いて光 MUX し、80Gbit/s CS-RZ 変調信号を発生させ[4]、さらに偏波直交型光時分割多重装置（orthogonal OTDM）にて、ビット毎に互いに偏波直交した 160Gbit/s 信号を発生させた。

受信系では、まず 160Gbit/s 信号から 80Gbit/s CS-RZ 変調光信号へ偏波分離した。続いて光バンドパスフィルタにより波長分離し、40Gbit/s から 10Gbit/s へ EA 変調器を用いて光時分割分離した[5]。その後、不当誤り率を測定し Q 値を算出した[6]。

伝送路は、3 スパンの NZ-DSF 75km と 2 段型 EDFA を 4 台用いて構成し、分散等化は DCF を各 EDFA の段間に配置した。スパン損失は約 17dB で、中継器出力は+11dBm にした。

図 3-6 に分散マップを示す。分散マネージド光ソリトン伝送時の条件[2]と同様に、零分散波長を信号光最短波長より短くなるように設定し、また各スパンでわずかに正分散が残留するように設定した。

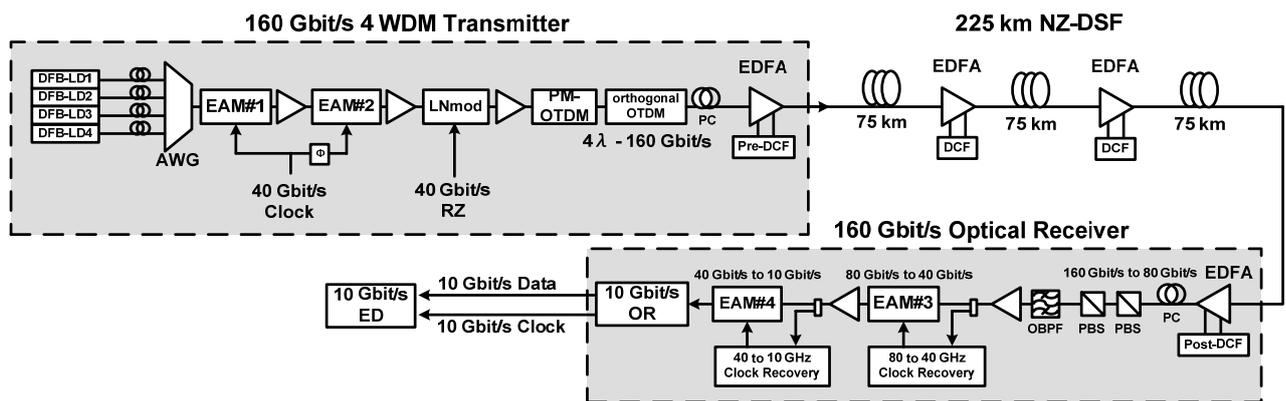


図 3-5 160Gbit/s 4WDM 伝送実験系

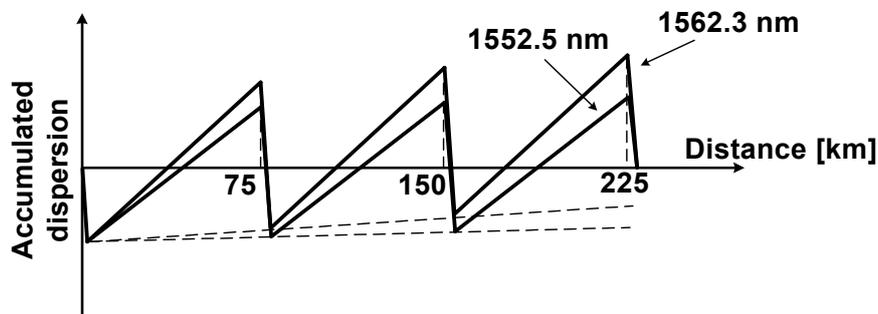


図 3-6 分散マップ

3-2-2. 評価結果と解析

図 3-7 に、伝送後の光スペクトル波形を示す。4 WDM チャンネルともキャリア周波数の信号が抑圧され、伝送後であっても CS-RZ が保たれていることがわかる。

図 3-8(a)に、ストリークカメラで測定した伝送前の 160Gbit/s 光波形を示す。本実験を行った 2001 年当時は、160Gbit/s 光波形を直接測定できる測定器は存在していなかったため、ストリークカメラを用いて光パルスの包絡線を観測した。

図 3-8(b)と(c)に、電気オシロスコープで測定した 80Gbit/s 光波形を示す。(a)は 160Gbit/s 信号に時分割多重される前の 80Gbit/s 光波形である。また、(b)は伝送された 160Gbit/s 信号を受信系にて時分割分離した後の 80Gbit/s 光波形である。本来であれば、第五章や第六章で示す光波形が測定されるはずであるが、2001 年当時は電気オシロスコープの帯域が 37GHz 程度であったため、図 3-8(b)と(c)に示すような波形として観測されている。図 3-8(b)と(c)を比較すると、伝送前後で大きな波形劣化は観測されなかったように見える。

図 3-9 に、各波長の Q 値を示す。各チャンネルの平均 Q 値に波長依存性は少なく、また 4 波長の平均 Q 値は 15.0dB であり、十分な伝送特性が得られることが分かった。

図 3-10 に、160Gbit/s 信号の波長分散耐力を示す。最適な Q 値を得る為に、各チャンネルの pre- と post-DCF を 2~3ps/nm 単位で調整することが必要であったため、pre-DCF を固定し、post-DCF のみを変化させたところ、Q 値の 0.5dB ダウン幅が±3.3ps であった。これより、実システムにて 160Gbit/s 光伝送を実現するには、2~3ps/nm 単位で調整できる可変 DCF が必要不可欠と思われる。この測定によって、世界で初めて 160Gbit/s 光信号の波長分散耐力が示した[7]。

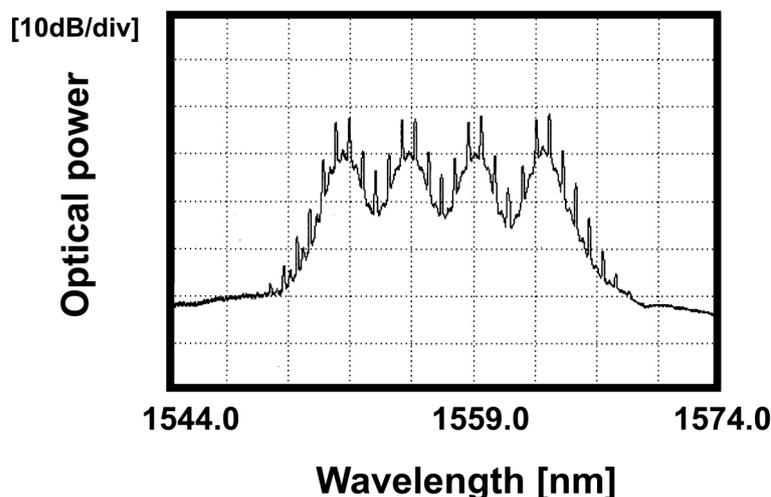
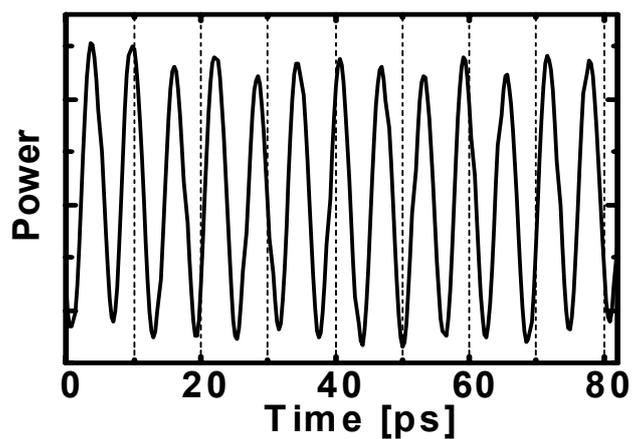
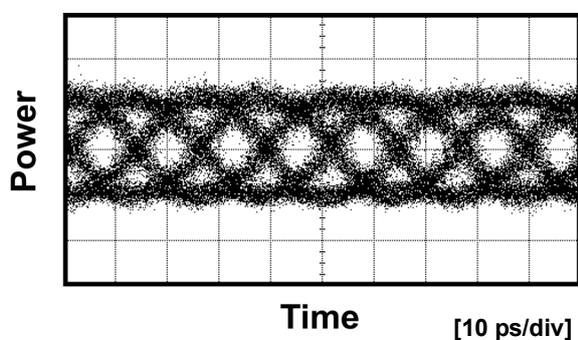


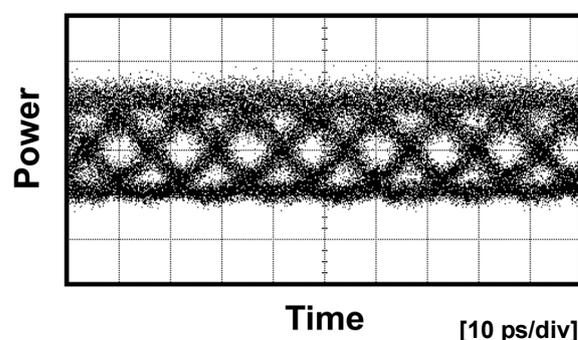
図 3-7 伝送後の光スペクトル波形



(a) ストリークカメラで測定した伝送前の 160Gbit/s 光信号



(b) 伝送前の 80Gbit/s 光信号波形



(c) 伝送後の 80Gbit/s 光信号波形

図 3-8 80Gbit/s 光信号の光波形

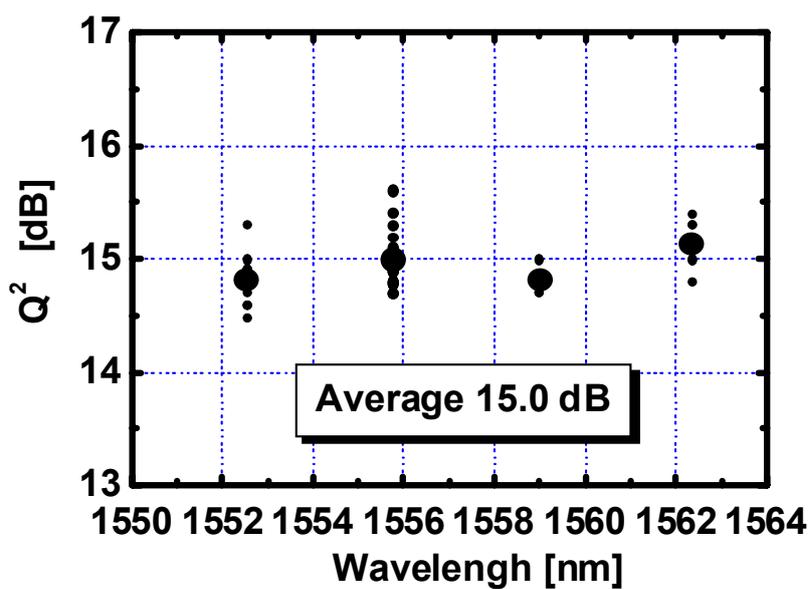


図 3-9 伝送後の光スペクトル波形

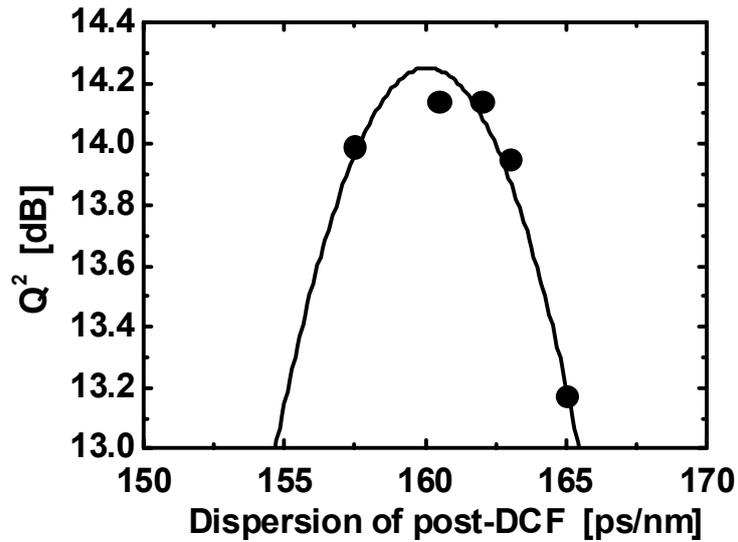


図 3-10 160Gbit/s 信号の波長分散耐力

上記の 160Gbit/s 4WDM 超高速光伝送システムの非線形条件を整理する。上記の WDM 実験の第一チャネル (1552.5nm) の場合の NZ-DSF 伝送路のパラメータは、

非線形屈折率 (n_2):	2.6E-20	[m ² /W]
実行断面積 (A_{eff}):	51.4	[μm^2]
波長分散 (CD):	+3.9	[ps/nm/km]
波長分散スロープ (CDS):	+0.05	[ps/nm ² /km]
各スパンの残留分散 (D):	+1.1	[ps/nm/km]
光ファイバ非線形定数 (γ):	0.3	[/km/W]

また、光伝送システムのパラメータは、

チャンネル数:	4	[ch]
各スパン距離 (d):	75.4	[km]
各スパン損失 (L):	17	[dB]
光パルス幅 (t):	5.5	[ps]
光パルスの包絡線関数:	sech2	
光中継器出力光パワー:	+11.0	[dBm]
光中継器出力ピークパワー (P_c):	12.6	[mW/ch]
光中継器出力ピークパワー平均 (P_{c_ave}):	7.5	[mW/ch]

上記に示した、NZ-DSF 伝送路パラメータと光伝送システムパラメータより、前節と同様に分散距離 L_D と非線形距離 L_{NL} を計算する[3]。

(1)式と(2)式より、分散距離 L_D は 220[km]であり、非線形距離 L_{NL} は 2,300[km]と計算される。これは、 $L_D < d$ かつ $L_{NL} \ll d$ であるため、 $L_D \leq d$ の光ソリトン条件から1桁ずれている。つまり、光ファイバ中で発生する非線形性が1桁足りないことを示している。これを満たすためには、約30倍の光中継器出力ピークパワーが必要となり、実際の光伝送システムでは非現実的である。

以上より、前節の40Gbit/sベースのシステムより光ファイバ中の非線形光学効果が大きく発生することが予想される、160Gbit/s超高速光信号のNZ-DSFを用いたWDM伝送時であっても、非線形光学効果を補償せずに積極的に利用することは、現在の光中継器を用いている限り現実的に難しいことがわかった。

3-3. まとめ

64波長の40Gbit/s光信号をシングルモードファイバで伝送する次世代伝送システムを想定し、実験的な解析と光ソリトン条件の導出を行い、光ソリトン方式の適応性について検討した。その結果、現実的な光伝送システム構成では、非線形条件は光ソリトン条件と大きく離れていることがわかった。

続いて、40Gbit/sベースのシステムより光ファイバ中の非線形光学効果が大きく発生することが予想される、160Gbit/s超高速光信号を用いたWDMシステムを想定した検討を行った。また伝送路を、非線形定数がSMFよりも大きいNZ-DSFを用いることとした。この結果、光ファイバ中で発生する非線形性が1桁足りず、光ソリトン条件を満足するためには約30倍の光中継器出力ピークパワーが必要となり、実際の光伝送システムでは非現実的であることがわかった。

以上より、次世代の光伝送システムである40Gbit/s WDM光伝送システムと、160Gbit/s超高速WDM光伝送システムにおいて、SMFよりも非線形性の高いNZ-DSFを用いたWDM伝送時であっても、非線形光学効果を補償せずに積極的に利用することは現実的に難しく、線形伝送の方が現実的であることがわかった。

参考文献

1. A. Hasegawa and F. D. Tappert, "Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers, I: Anomalous dispersion," *Appl. Phys. Lett.* 23 (1973) 142.
2. M. Suzuki, I. Morita, N. Edagawa, S. Yamamoto, H. Taga and S. Akiba, "Reduction of Gordon-Haus timing jitter by periodic dispersion compensation in soliton transmission", *IEE Electron. Lett.*, Vol. 31, No. 23, pp. 2027-2029, 1995.
3. G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Second Edition, Academic Press, 1995.
4. I. Morita and N. Edagawa, "Study on optimum OTDM signals for long-distance 40 Gbit/s transmission", *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit 2002*, TuA4, 2002.
5. D.T.K. Tong, Kung-Li Deng, B. Mikkelsen, G. Raybon, K.F. Dreyer and J.E. Johnson, "160 Gbit/s clock recovery using electroabsorption modulator-based phase-locked loop", *IEE Electron. Lett.*, 2000, Vol. 36, No. 23, pp. 1951-1952, 2000.
6. N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. R. Davidson, "Margin measurement in optical amplifier systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 5, No. 3, pp.304 - 306, 1993.
7. M. Daikoku, T. Otani, and M. Suzuki, "160 Gbit/s 4 WDM dispersion-managed soliton signal transmission over 225 km NZ-DSF," presented at the OptoElectronics and Communications Conference (OECC) 2002, Yokohama, Japan, July, 2002, Post-deadline Paper PD-4.

第四章： 全光再生中継技術

4-1 まえがき

超高速光信号に関わらず、光ファイバ中を光信号が伝搬すると、光中継器によって発生する光雑音の影響の他に、波長分散、偏波モード分散、非線形光学効果の影響が蓄積し、光信号特性は次第に劣化する。この課題克服のため、商用の陸上伝送ネットワークでは伝送装置内にて電気処理部を介すことによって、この光信号特性の劣化を一区間内に留めている。また本方式で光伝送距離伸延化を図るためには、電気処理部を多段に接続して対応している。しかし、この手法では光伝送距離伸延化に伴って電気処理部も増加し消費電力の抑圧が難しくなる。また電気処理部を介した光ネットワーク構成では、将来導入が期待される全光ネットワークの適応が不可能である。

電気処理を介さずに光ファイバ伝送路で発生する信号劣化を克服する技術として、光再生中継技術が現在検討される。一般的な光アンプが有する光増幅(Reamplifying)機能に加えて、光パルス整形(Reshaping)機能を有する光中継器を光 2R 中継器と呼び、さらにこの光 2R 中継器に光再生同期(Retiming)機能を加えたものを光 3R (再生) 中継器 (all-optical 3R regenerator) と呼ぶ。表 1 に各中継器の機能を纏める。

光アンプ	光増幅機能：Reamplifying
光 2R 中継器	光増幅機能：Reamplifying 光パルス整形機能：Reshaping
光 3R (再生) 中継器	光増幅機能：Reamplifying 光パルス整形機能：Reshaping 光再生同期機能：Retiming

表 1 光中継器の機能

光再生中継とは、誤ったデジタル信号情報を正す (Error Correction) 機能があるのではなく、光信号の“0”と“1”をある閾値を境に判定を光領域で実施し、判定後の信号を出力

する機能を有する。従って、光再生中継器に挿入される時点で既に光信号の“0”と“1”が誤っている場合、光再生中継を用いている限りでは永久に信号情報を正すことが出来ない。しかしながら、入力光信号に比べて出力信号の方が光信号雑音比（Optical Signal-to-Noise Ratio: OSNR）は改善可能である。ただ、本博士論文の第五章で評価するような、OSNR と光信号特性の関係は光再生中継後には成り立たない。

光再生中継として、電気吸収型変調器（Electro Absorption Modulator: EAM）ベース[1-2]や、半導体光アンプ（Semiconductor Optical Amplifiers: SOA）ベース[3-7]や、高非線形光ファイバ（Highly Non-Linear Fiber: HNLF）ベース[8-14]の全光再生中継器が提案されている。

本章では、電気処理を介さずに光ファイバ伝送路で発生する信号劣化を再生する全光再生中継方式を新規に提案し、動作原理とその有効性を十分な使用部品の応答速度が得られる周波数帯である 40GHz 帯にて評価した結果を示す。

4-2 全光再生中継器

図 4-1 に提案した全光再生中継器の構成を示す。全光再生中継器は、第一段目に自己位相変調(Self-Phase Modulation: SPM)効果を用いた SPM ステージと、第二段目に相互吸収変調(Cross-Absorption Modulation: XAM)効果を用いた XAM ステージの 2 つのステージによって構成される。

SPM ステージは、HNLF#1、光増幅器、光バンドパスフィルタ(OBPF: Optical Band-Pass Filter)で構成され、波形整形機能と波長変換機能を実現する[8-11]。SPM ステージへ挿入された光信号パルスは半値幅 1nm の OBPF#1 によって信号成分が選択された後、光アンプと OBPF#2 を介して HNLF#1 へ入力される。HNLF#1 は光ファイバ長が 1km であり、1550nm での特性は、波長分散： -2 ps/nm/km 、波長分散スロープ： $0.02 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$ 、有効断面積： 11.8 m^2 である。HNLF#1 では、HNLF#1 固有の波長分散と、光パルスが HNLF#1 に挿入する際に引き起こす SPM によって、入力された光パルスに周波数チャープが発生する。この周波数チャープによって光パルスのスペクトル成分は広げられる[8-12]。この広がった光スペクトル成分は、HNLF#1 の後段に設置された OBPF#3 によってスライスされる。この光スペクトルスライシングを行うことによって、光パルス整形機能と波長変換機能が得られる[8-11]。さらに、提案する SPM ステージは、上記の機能のほかに光パワーリミッティング機能[8]を有している。例えば、EAM に関して、許容入力パワーに制限があることは既実証されており、光サージ信号に対して十分な性能を有していないことが示されている[15]。つまり、EAM を初段に配置した光再生中継器では光サージに対して脆弱であり、実システムとしては適応性が乏しい。提案の光再生中継器では、EAM を用いる XAM ステージの前段に SPM ステージを採用する

ことで、EAM への光入力パワー耐力を確保している。

XAM ステージは、EAM、クロックリカバリ機能を有した光クロック信号源、光サーキュレータ、OBPF で構成される。XAM ステージへの入力信号は、EAM の XAM 効果により、光再生中継器への入力信号と同じ波長の光クロック信号に、SPM 段からの入力信号データを載せ替える機能を有する[1-2]。この際、SPM 段で広がったスペクトラム波形を、入力信号波形とほぼ同じ波形へ整形する働きも伴う。

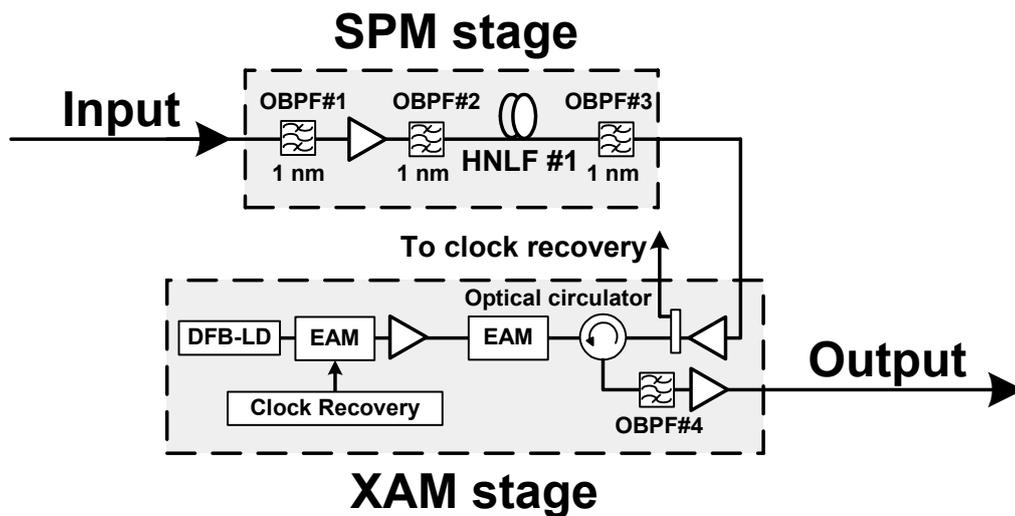


図 4-1 提案する全光再生中継器

4-3 評価系

提案する全光再生中継器の機能を実証するため、図 4-2 に示す 40GHz 帯の光伝送システムを想定した評価系を用いて、提案した全光再生中継器の有効性を評価した。

送信系を分布帰還型半導体レーザ (Distributed Feed Back Laser Diode: DFB-LD)、EAM、光アンプ、単一電極導波路型 LiNbO₃ (LNmod)変調器にて構成した。DFB-LD からの波長 1558.2nm の単一波長光に EAM を適応し光パルス化を施した後、15 段の擬似乱数バイナリビットシーケンス NRZ 電気信号にて駆動される LNmod に挿入した。この結果、本送信系によって全半値幅 9.0ps の 40Gbit/s RZ 光信号を生成した。

受信系では、本実験を行った 2003 年当時は 40Gbit/s 光信号を直接デジタル電気受信するのに十分な帯域を持った光電デバイスが存在しなかったため、2 段の光時分割分離手法を用いて 40Gbit/s 光信号の符号誤り率を評価した。40Gbit/s RZ 光信号は、まず 20GHz の正弦波で駆動された EAM によって、40Gbit/s 光信号から 20Gbit/s 光信号へ光時分割分離した。続いて、

この 20Gbit/s RZ 光信号を、10GHz の正弦波で駆動した EAM によって、20Gbit/s 光信号から 10Gbit/s 光信号へさらに光時分割分離した。

このように、40Gbit/s の光信号を直接デジタル電気受信できない場合であっても、光ゲート作用を持つ正弦波駆動 EAM を用いることで光時分割分離を施し、光信号のビットレートを 1/2 や 1/4 のビットレートを持った複数の光信号へ分割し、この複数の分割された光信号をデジタル電気受信した後に符号判定をすることで元の信号の符号誤り率を評価することが可能である。本受信系の場合、40Gbit/s 光信号を 4 つの 10Gbit/s 光信号へ光時分割分離を施しているため、これら 4 つの 10Gbit/s 光信号を光電変換して符号誤り率を評価する必要がある。しかしながら、4 つの 10Gbit/s 光信号の符号誤り率を同時に評価するためには 4 台の符号誤り率測定装置が必要であり一般的な実験では現実的ではない。他の方法として、正弦波駆動 EAM と 40Gbit/s 光信号の相対的な時間差を調整することで 4 つの 10Gbit/s 光信号を順番に EAM から出力し、それぞれの符号誤り率を 1 台の符号誤り率測定装置で順番に評価することも可能であるが、符号誤り率評価に時間的な差異が生じてしまい、被評価システムが不安定な場合などは、測定時間の差異によって元の 40Gbit/s 光信号の符号誤り率測定の精度が悪くなってしまう。上記の問題を解決するために、本実験では参考論文[17-19]にて提案された平均符号誤り率測定法を採用し、安定的に 40Gbit/s 光信号の符号誤り率を測定した。本手法は、クロックリカバリ回路の前段にデータの光信号とは非同期の音響光学スイッチを挿入し、クロックリカバリ回路へ挿入される光信号のタイミングをランダムにすることで、正弦波駆動 EAM から出力される光時分割分離された光信号の選択がランダムになることを利用する。

本受信系では、1 台の 10Gbit/s 光信号の符号誤り率測定器と平均符号誤り率測定法を用いて 40Gbit/s 光信号の符号誤り率を測定し、Q 値を評価した。送信系と受信系を直接対向させた再の Q 値は約 25dB であり、非常に高品質な 40Gbit/s 光信号が得られたことがわかった。

本実験では、全長約 540km の光伝送路セクションを 2 組使い、送信系と受信系間の光伝送距離を 1080km とした。それぞれのセクションは、長さ 54km の分散シフトファイバ (Dispersion Shifted Fiber: DSF) を 10 リールと、累積波長分散補償用のシングルモードファイバ (Single Mode Fiber: SMF) で構成される。また DSF と SMF 間にはそれぞれ光アンプを挿入し、光アンプの出力パワーを約 0dBm と設定した。図 4-1 に示した全光再生中継器を上記の 2 つのセクションの間に挿入し、その有効性の評価を実施した。

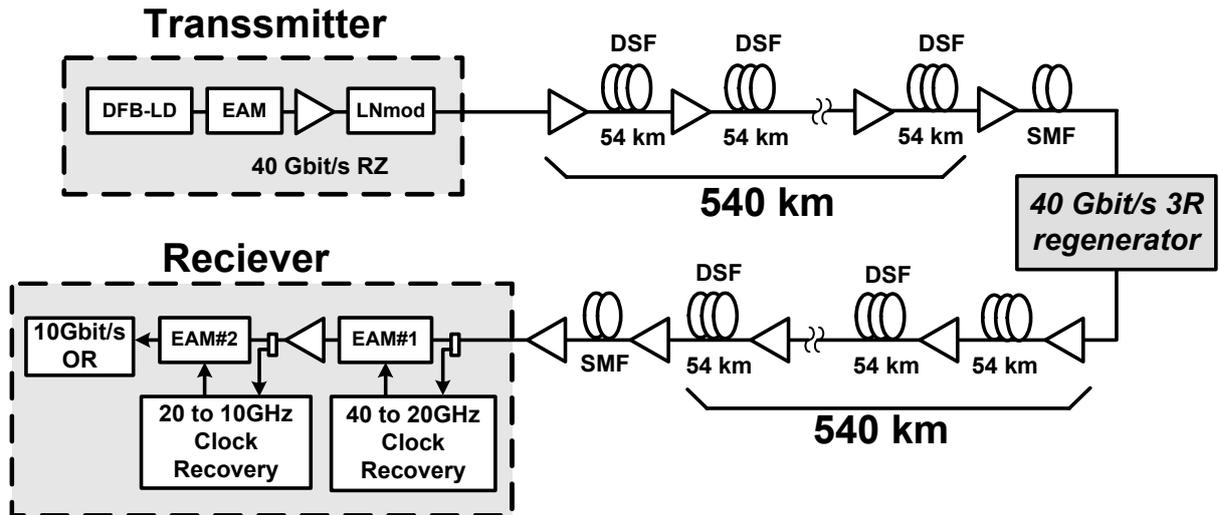


図 4-2 全光再生中継器評価系

4-4 評価結果

4-4-1. 全光再生中継器の単体評価結果

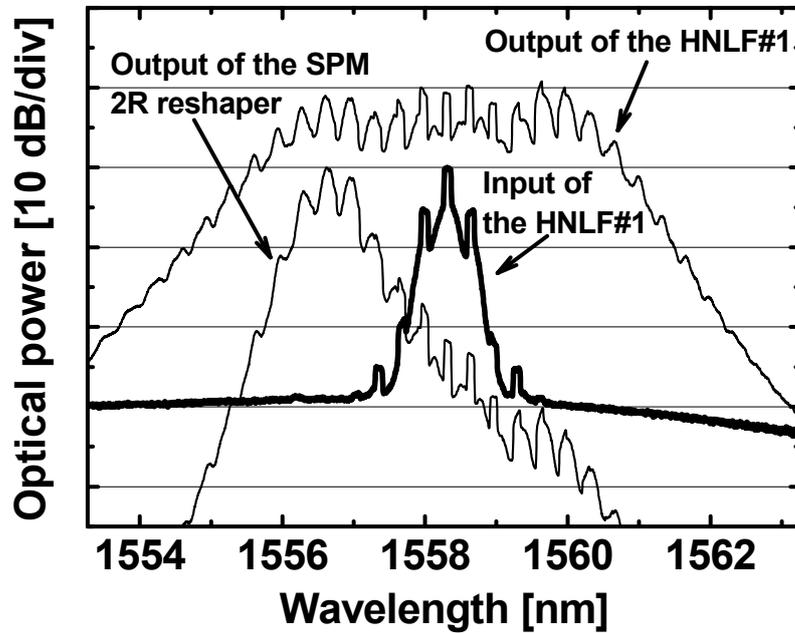
540km 伝送後に全光再生中継器を挿入し、全光再生中継器の単体特性評価を実施した。その際、全光再生中継器内の各種パラメータは、受信系の測定 Q 値が最も高くなるようにそれぞれ最適化を施した。図 4-3(a)と(b)に、その際の全光再生中継器の入出力光スペクトルの測定結果を示す。

図 4-3 (a) では、HNLF#1 へ約 28dBm で光信号を挿入した際の HNLF#1 の出力光スペクトル波形と、半値幅 1nm のベッセル透過関数を持った OBPF#3 にてスペクトルスライスした HNLF#1 の出力光スペクトル波形を示す。HNLF#1 の出力光スペクトル波形より、入力信号光スペクトルが十分に広がっており、入力信号波長より 2nm 以上波長シフトが可能であることを示す。尚、OBPF#3 の半値幅、信号波長と OBPF#3 の中心波長差、HNLF#1 への入力光パワーは、受信系の測定 Q 値が最も高くなるようにそれぞれ最適化した。

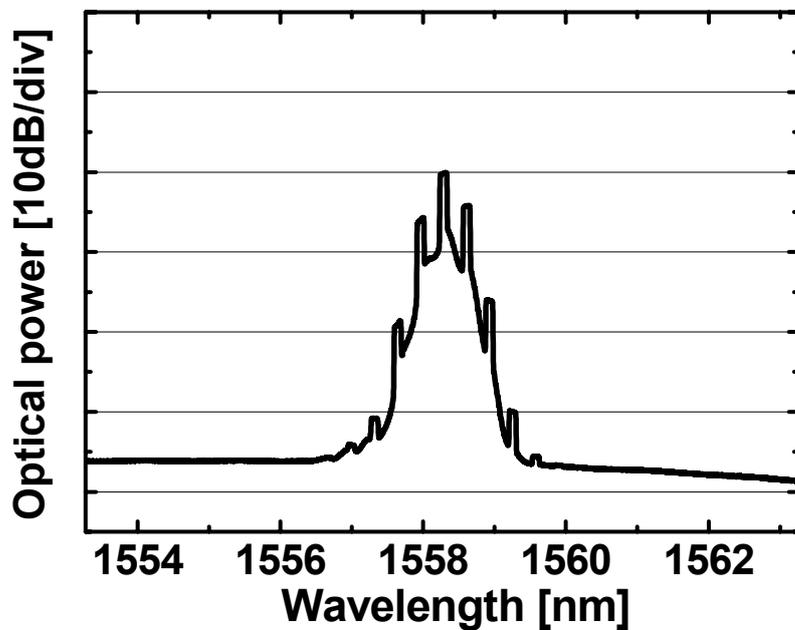
XAM ステージでは、EAM での最適な相互吸収変調効果が得られるように、40Gbit/s 光信号と 40GHz 光クロック信号の EAM への入力パワーを+19dBm と+9dBm と最適化し、また EAM のバイアス電圧は-2.8V と最適化した。

図 4-3 (b) に光再生中継器からの出力光スペクトル波形を示す。SPM ステージからの出力光スペクトルは OBPF#3 のスペクトルスライスによって入力信号の光スペクトル波形と異なった形状をしていたが、XAM ステージによってほぼ同じような光スペクトル波形に再生されているのが分かる。光伝送路中に発生する非線形光学効果は、光伝送路中の光スペクトル波

形にも起因するため、光スペクトル波形の再生機能は光伝送システムにとって非常に重要である。また、図 4-3(a)と(b)より光再生中継器の入出力光スペクトル波形を比較すると、波長分解能を 0.1nm とした際に約 8dB の OSNR が向上していることがわかる。



(a) HNLF#1 への入出力光スペクトル波形



(b) 全光再生中継器の出力光スペクトル波形

図 4-3 全光再生中継器評価系

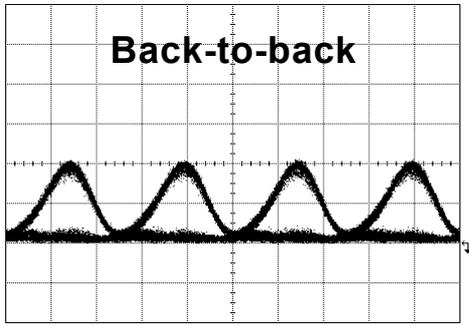
4-4-2. 全光再生中継器の伝送評価結果

図 4-2 に示すように 540km 伝送後に全光再生中継器を挿入し、1080km 伝送後の光信号特性の評価を実施した結果を述べる。

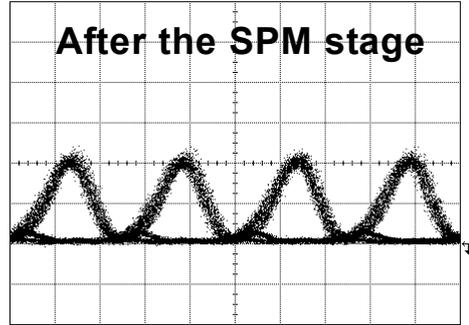
比較のため、540km 伝送後に全光再生中継器を挿入しない場合の光波形を図 4-4 の(a) (b) (c) に示す。光伝送路中で発生した非線形光学効果の影響やタイミングジッタの影響で、(a) 送信系の出力に比べて、(b) 540km 伝送後、及び(c) 1080km 伝送後に、徐々にアイ開口が狭くなり光波形が劣化していることがわかる。

続いて、540km 伝送後に全光再生中継器を挿入し、光信号波形の評価を実施した。全光再生中継器内の SPM ステージ出力光波形を図 4-4 (d) に示す。540km 伝送後に全光再生中継器を挿入しているため、光波形を全光再生中継器へ挿入した光波形は図 4-4 (b)に相当する。続いて、図 4-4 (d)の光波形を XAM ステージへ挿入して得られた XAM ステージの出力光波形を図 4-4 (e)に示す。これより、送信系から出力された光波形(a)と非常に似た光波形が XAM ステージの出力から得られていることがわかり、全再生光中継器によって信号波形劣化がほぼ再生されたことがわかる。図 4-4 (e)に示す XAM ステージからの出力波形を、さらに 540km 伝送した後の光波形を図 4-4 (f)に示す。図 4-4 (c)は 540km 伝送後に光再生中継器を挿入せずに 1080km 伝送した後の光波形を示し、図 4-4 (f)は 540km 伝送後に光再生中継器を挿入した際の 1080km 伝送後の光波形を示す。この両図を比較すると、光伝送路中で発生した信号波形劣化が再生されていることがわかり、光再生中継器の効果がわかる。

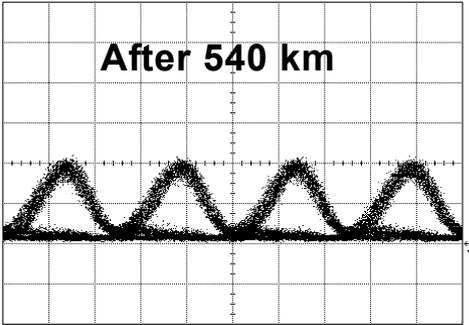
図 4-5 に、光再生中継器を 540km 伝送後に挿入した場合と、挿入しなかった場合の、1080km 伝送時の光信号特性を評価した結果を示す。図 4-5 より、540km 伝送後には Q 値が約 19.9dB へ劣化し、1080km 伝送後には約 17.6dB へ信号が劣化したことがわかる。540km 伝送後に提案する全光再生中継器を挿入することで、Q 値は 19.9dB から 23.1dB へ向上し、約 3.2dB の Q 値向上効果が得られることが分かった。さらにこの信号を 540km 伝送すると、約 20.5dB まで Q 値は劣化したものの、光再生中継器を 540km 伝送後に挿入しなかった場合に比べて約 3dB の Q 値向上効果が伝送後も得られることがわかった。これらの結果より、SPM ステージと XAM ステージで構成した提案する全光再生中継器は、一般的な 40Gbit/s 光伝送システムにおいて約 3dB の Q 値改善効果が得られることがわかった。またこの効果は、符号誤り率では約 4 桁向上したことに相当する。



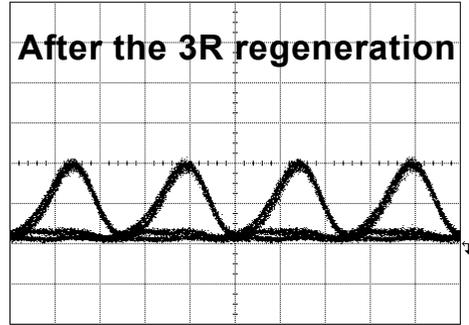
(a)



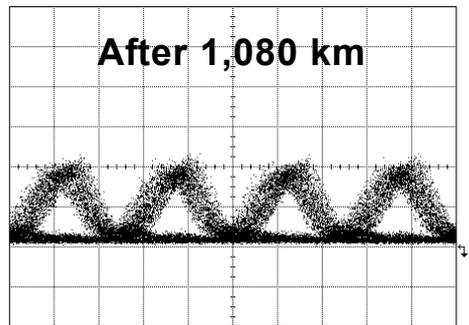
(d)



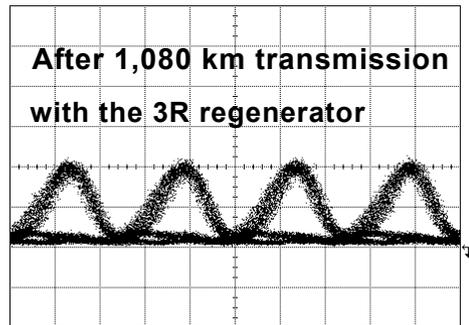
(b)



(e)



(c)



(f)

図 4-4 各測定点での光波形

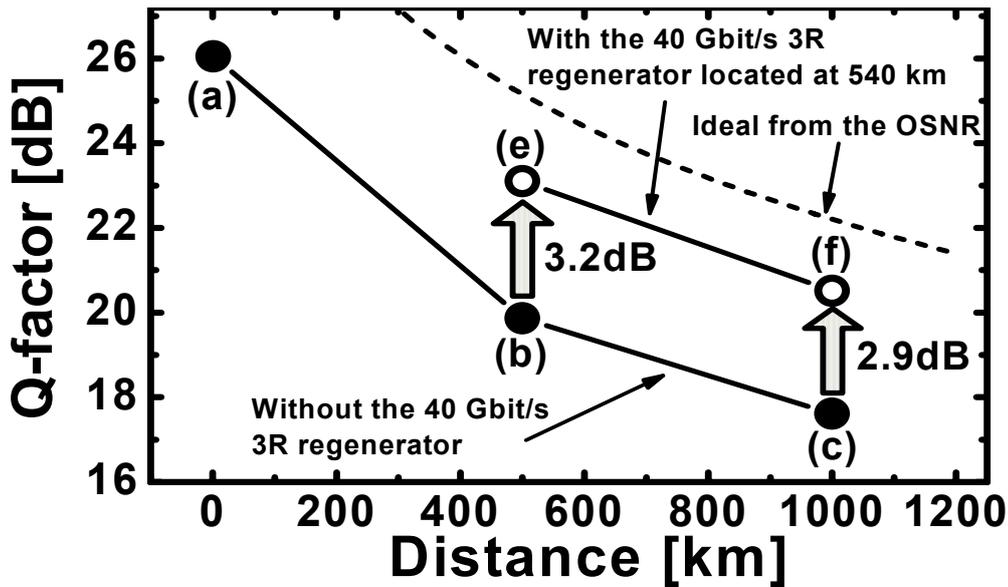


図 4-5 1080km 伝送時の全光再生中継器の効果

4-4-3. 波長分散耐力の向上に関する検討

光伝送路にて発生した光波長分の補償が何らかの理由でずれている場合、提案する全光再生中継器の SPM ステージでの自己位相変調効果が低減し、光再生効果が低減することが予想される。これは波長分散によって光パルス幅が広がった場合に光パルスの先頭値パワーが低下し、自己位相変調効果の発生が低減するためと考えられる。この効果を抑圧するためには、HNLF#1 への入力光パワーを上げることが考えられるが、高非線形性を確保するために有効断面積を小さくしている HNLF 内では、光ファイバ内で発生するブリリアン散乱 (Stimulated Brillouin Scattering: SBS) によって入力パワーが低いパワーレベルで制限されてしまい、容易に HNLF への光入力パワーを上げることはできない。また、この SBS の発生を抑圧するためには、HNLF のブリリアン閾値を上げることが必要である[20]。

上記の問題を解決するに、光パルス波形を符号誤り率に影響が出ない程度に保持しながら、入力光スペクトル幅を広げれば HNLF のブリリアン閾値を上げる効果が得られると考える。そこで図 4-6 に示すように、光アンプと HNLF#2 で構成されるプリディストーションブロック (pre-distortion block) を、図 4-1 に示す全光再生中継器の SPM ステージに挿入することを新たに提案する。プリディストーションブロックは、HNLF#2 で発生する SPM によって入力信号の光スペクトル幅を僅かに広げる効果と、HNLF#1 で発生する SBS を抑圧し HNLF#1 への入力光パワーを向上する効果を持つ。また、光パルス波形を符号誤り率に影響が出ないように保持する必要があるため、HNLF#2 のゼロ分散波長は光信号波長とほぼ同一であることが必要である。

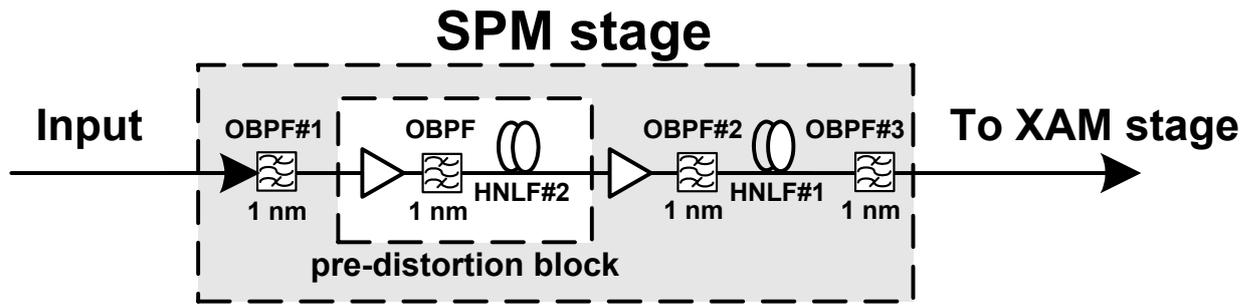


図 4-6 プリディストーションブロックを挿入した全光再生中継器の SPM ステージ

4-4-4. 波長分散耐力の向上に関する評価

前節で検討した条件を満たすため、ファイバ長が 1.0km、波長 1550nm での波長分散と波長分散スロープが 0 ps/nm/km と $0.02 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$ 、波長 1550nm での有効断面積が $12.2 \mu\text{m}^2$ である高非線形光ファイバ HNLF#2 を用いてプリディストーションブロックを構成した。また同ブロック内の OBPF には、半値幅 1nm のベッセル透過関数を持った光バンドパスフィルタを用いた。

図 4-7 に、HNLF#2 の入出力光スペクトル波形を示す。HNLF#2 での自己位相変調効果により、出力光スペクトルの 10dB ダウン幅は入力に比べて 25%広がっていることがわかる。また図 4-8 に、プリディストーションブロックを全光再生中継器に挿入した場合と、挿入しない場合の、波長分散耐力を測定した結果を示す。本測定結果は、受信系での光信号特性が最も良くなるように、HNLF#1 と#2 への入力光パワーを +27dBm と +9dBm と最適化した際の測定結果である。図 4-8 より、SPM ステージ内のプリディストーションブロックの効果によって、HNLF#1 へ挿入される光スペクトル幅が 25%広がり、HNLF#1 で発生する SBS の抑圧効果が得られ、全光再生中継器の波長分散耐力が 10 ps/nm から 17 ps/nm へ向上したことがわかる。この結果より、信号波長とほぼ同等の高非線形ファイバを使用することで、全光再生中継器の波長分散耐力の向上効果が得られることがわかった。

本論文で示した、HNLF を用いた全光再生中継器の波長分散耐力の向上効果は実験的な検討の第一歩であり、もし HNLF#1 や#2 への入力光パワーや他のパラメータの最適化を更に進めれば、全光再生中継器の波長分散耐力を更に拡大し、HNLF への光入力パワーを減少させることが可能であると思われる。

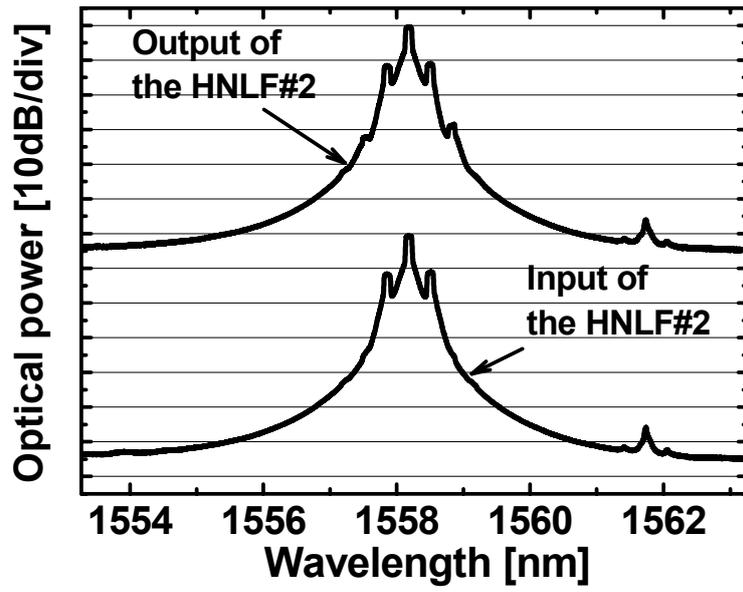


図 4-7 HNLF#2 の入出力光スペクトル波形

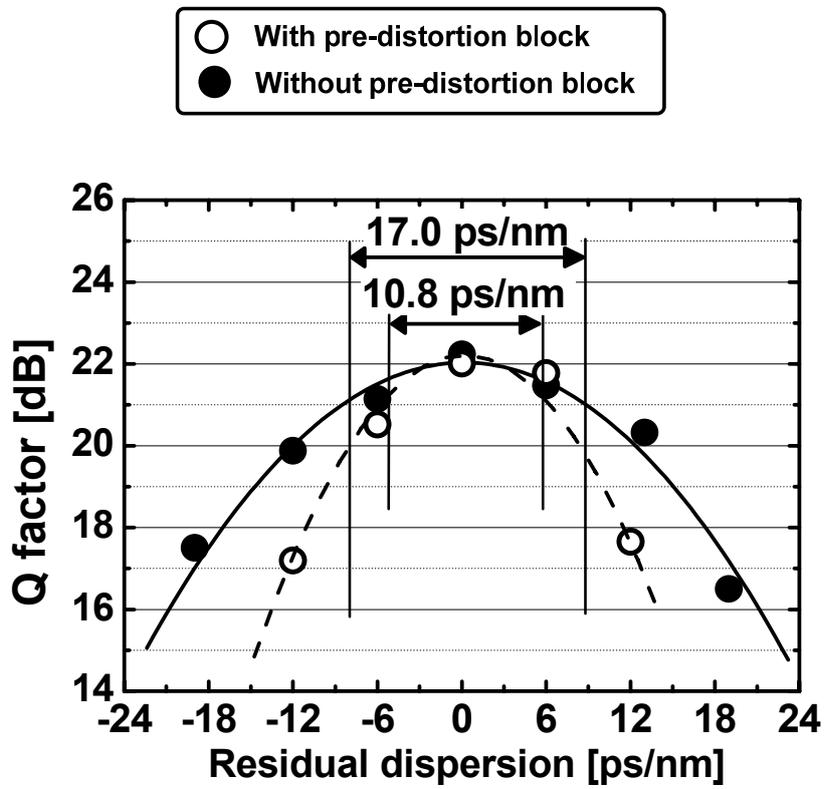


図 4-8 HNLF#2 の入出力光スペクトル波形

4-5 まとめ

本章では、電気処理を介さずに光ファイバ伝送路で発生する信号劣化を克服する技術として、SPM ステージと XAM ステージで構成された全光再生中継器を提案した。1080km の光伝送路の 540km 伝送後に全光再生中継器を挿入することで、1080km 伝送後に全光再生中継器を挿入しない場合に比べて、約 3dB の Q 値向上効果が得られることを示した。この結果より、提案した全光再生中継器は、電気信号処理を介さずに光ファイバ伝送路で発生する信号劣化を再生する機能を有しており、光伝送距離伸延化に大きく貢献可能であることを実験的に示した。また、全光再生中継器の波長分散耐力を向上させるためにプリディストーションブロックを考案した。このプリディストーションブロックを挿入することで、全光再生中継器の波長分散耐力が約 2 倍となることを実験的に示した。

本章で述べた全光再生中継器は単一波長で動作するものであるが、今日の光ネットワークにおいては波長多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 技術が採用されている。本章で提案した全光再生中継器を WDM ネットワークへ適応する際には、全波長分の全光再生中継器が必要であり、非常に複雑で高価な通信システムとなることが直感的に懸念される。しかしながら、全波長分の全光再生中継器は必要ではないと考える。

図 4-9 に、光クロスコネクタ装置 (Optical Cross Connect: OXC)、波長多重/分割装置、ネットワーク制御装置 (Network Management System: NMS) で構成される全光ネットワークを提案する。全光再生中継器は、各 OXC 装置のポート間にそれぞれ適応することを考える。本ネットワークシステムでは、各 OXC 装置にて WDM 信号特性をモニタリングし、信号特性が劣化した信号に関しては、各 OXC 装置にて全光再生中継器へ光路をクロスコネクタし、次 OXC 装置へ転送する前に全光再生中継器へ信号を挿入する。この一連のネットワーク装置間の連携動作は NMS にて一括して行う。このような仕組みを用いることによって、全光ネットワークに必要とされる全光再生中継器の個数を劇的に減少させることが可能となると考える。

本章での検討結果より、提案する全光再生中継器は全光ネットワークを実現する際に必要な候補の一つ成りえることができると考えられる。また提案する全光再生中継器で用いた光部品が集積化され、また使用光学部品の帯域を延ばすことが可能となれば、全光ネットワークの実現を加速できるものと思われる。

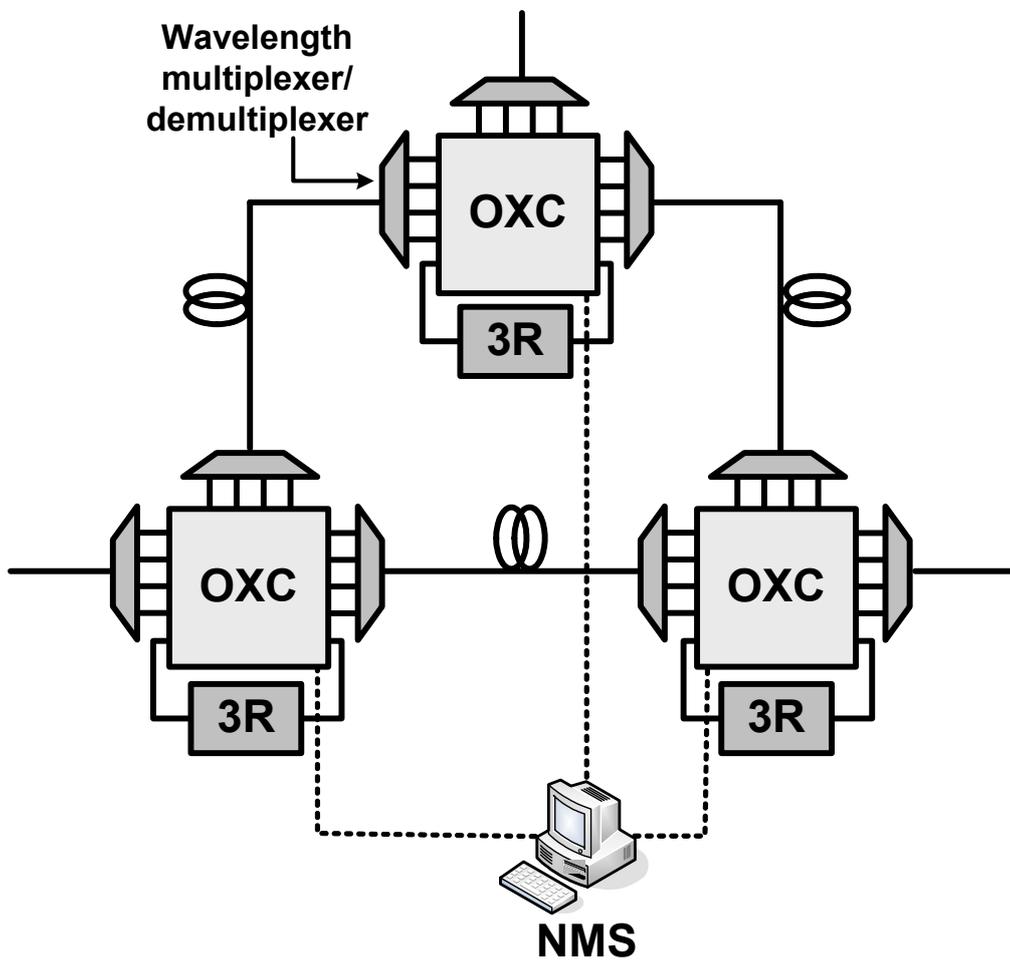


図 4-9 全光再生中継器の全光ネットワークへの適応例

参考文献

1. T. Otani, T. Miyazaki and S. Yamamoto, "40 Gbit/s optical 3R regenerator using electroabsorption modulators for optical networks", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 2, pp.195-200, 2002.
2. N. Edagawa, M. Suzuki and Y. Yamamoto, "Novel wavelength converter using an electroabsorption modulator", *IEICE transaction Electronics*, vol. E81-C, no. 8, pp.1251-1257, 1998.
3. B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, B. Dagens, R. Brenot, B. Therez, M. Renaud and O. Leclerc, "Operation Margins of a SOA-based 3R regenerator for 42.66 Gbit/s ULH transmission systems", *European Conference on Optical Communication 2003, Rimini Italy*, paper Mo4.3.4, vol. 1, pp. 92-93, 2003.
4. R. Inohara, M. Tsurusawa, K. Nishimura and M. Usami, "Experimental Verification for cascadeability of all-optical 3R regenerator utilizing two-stage SOA-based polarization discriminated switches with estimated Q-factor over 20 dB at 40 Gbit/s transmission", *European Conference on Optical Communication 2003, Rimini Italy*, paper Mo4.3.2, vol. 1, pp. 88-89, 2003.
5. J. Leuthold, B. Mikkelsen, R. E. Behringer, G. Raybon, C. H. Joyner and P. A. Besse, "Novel 3R regenerator based on semiconductor optical amplifier delayed-interference configuration", *IEEE Photonics technology Letters*, vol. 13, no. 8, pp. 860-862, 2001.
6. S. Nakamura, Y. Ueno and K. Tajima, "Error-free all-optical data pulse regeneration at 84 Gbps and wavelength conversion at 168 Gbps with Symmetric Mach-Zehnder all-optical switches", *Optical amplifier and their application 2002, Vancouver Canada*, PD4-1, 2002.
7. Leclerc, P. Brindel, D. Rouvillain, B. Dany, R. Brenot, A. Labrousse, A. Coquelin and B. Dagens, "Regenerated-40Gbit/s long-haul transmission using all-optical SOA-MZI as loss-free synchronous modulator", *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit 2003, Anaheim CA*, WF6-1, 2003.
8. P. V. Mamyshev, "All-optical data regeneration based on self-phase modulation effect", *European Conference on Optical Communication 1998, Madrid Spain*, pp. 475-476, 1998.
9. D. Kuksenkov, J. Rothman, M. Sauer, S. Li and K. Hoover "40 Gbit/s 2R regeneration using fiber-optic limiting parametric amplifier", *European Conference on Optical Communication 2003, Rimini Italy*, Paper We1.6.2, vol. 1, pp. 400-401, 2003.
10. Y. Su, G. Raybon, R. Essiambre and T. Her, "All-optical 2R regeneration of 40 Gbit/s signal impaired by intrachannel four wave mixing", *IEEE Photonics technology Letters*, vol. 15, no.

- 2, pp. 350-352, 2003.
11. N. Yoshikane, I. Morita, A. Agata, T. Tsuritani and N. Edagawa, "50 GHz-spaced 55 x 42.7 Gb/s transmission over 2500 km using SPM-based all-optical reshaper", *Optical amplifier and their application 2002, Vancouver Canada*, PD6-1, 2002.
 12. K. Kikuchi, K. Taira, T. Sakamoto and T. Tanemura "All-optical processing using fiber nonlinearity", *European Conference on Optical Communication 2003, Rimini Italy*, Paper We3.7.2, vol. 3, pp. 546-547, 2003.
 13. T. Her, G. Raybon and C. Headley, "Optimization of pulse regeneration at 40 Gbit/s based on spectral filtering of self-phase modulation in fiber", *IEEE Photonics technology Letters*, vol. 16, no. 1, pp. 200-202, 2004.
 14. G. Raybon, "Optical 3R regeneration in 40 Gbit/s pseudo-linear transmission systems", *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit 2003, Anaheim CA*, TuH1, pp. 191-193, 2003.
 15. H. Tanaka and Y. Matsushima, "Allowable input optical power of InGaAsP electro-absorption modulator", *First Optoelectronics and Communications Conference 1996, Makuhari Japan*, 17D1-3, pp.176-177, 1996.
 16. Neal S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. R. Davidson, "Margin measurements in optical amplifier systems", *IEEE photonics Technology Letters*, Vol. 5, No. 3, March 1993.
 17. Morita, T. Tsuritani, N. Yoshikane, A. Agata, K. Imai and N. Edagawa, "100 % spectral-efficient 25 x 42.7 Gbit/s transmission using asymmetrically filtered CS-RZ signal and a novel crosstalk suppressor", *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit 2002, Anaheim CA*, PD4.7, 2002.
 18. T. Otani, M. Hayashi, M. Daikoku, K. Ogaki, Y. Nagao, K. Nishijima and M. Suzuki, "Field trial of 63 channels 40 Gbit/s dispersion-managed soliton WDM signal transmission over 320 km NZ-DSFs", *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit 2002, Anaheim CA*, PD FC9-1, 2002.
 19. M. Daikoku, T. Otani, N. Yoshikane, I. Morita, K. Nishijima, H. Tanaka and M. Suzuki, "Field trial of 40 Gbit/s 64 WDM (2.56 Tbit/s) signal transmission over 351 km (4 x 8738 km) installed SSMF", *Optical Amplifiers and Their Applications, Otaru Japan*, MD04, pp.73-75, 2003.
 20. Govind P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics, 3rd ed", Chap. 9, *Academic Press*, San Diego, 2001.

第五章： 光信号変調技術

5-1 まえがき

光伝送システムの1波長当りのビットレートを増速すると、部品点数、設置床面積、システム構成サイズ、システムの複雑さ、消費電力、保守用予備設備の削減が期待できる[1-2]。しかしながら、ビットレートの増速は、波長分散耐力、偏波モード分散耐力、非線形光学効果への耐力が脆弱になる。波長分散の影響は分散補償光ファイバを用いれば、現在は波長分散の波長微分成分である波長分散スロープ値までも、ある程度は精度良く補償可能であるものの、偏波モード分散と非線形光学効果については補償や抑圧が難しい。この点を克服するために、無線技術と同様に信号変調方式を工夫することによってこれらの抑圧効果が得られることが期待できる。

本章では、現状の10Gbit/sベースの波長多重光伝送システムを、40Gbit/sベースへアップグレードする場合を想定し、光領域で実現可能な下記に示す6種類の光変調信号を生成し、光フィルタによる信号帯域制限耐力、波長分散耐力、偏波モード分散耐力、非線形光学効果耐力を一定条件下で定量的に特性を評価した。

OOK:	On-Off-Keying	[3]
RZ-OOK:	Return-to-Zero On-Off-Keying	[4-6]
DPSK:	Differential (binary) Phase-Shift-Keying	[8]
RZ-DPSK:	Return-to-Zero Differential (binary) Phase-Shift-Keying	[9]
DQPSK:	Differential Quadrature Phase-Shift-Keying	[10]
RZ-DQPSK:	Return-to-Zero Differential Quadrature Phase-Shift-Keying	[11-13]

5-2 評価送受信系

図 5-1 に OOK 光変調方式、DPSK 光変調方式、DQPSK 光変調方式の評価系を示す。

OOK 光変調方式の評価系の送信系では、分布帰還形半導体レーザ (Distributed Feed Back Laser Diode: DFB-LD)、単一電極導波路型 LN (LiNbO₃) 変調器、及び 3dB 帯域幅が 45GHz

の光バンドパスフィルタ (Optical Band Pass Filter: OBPF) を用いた。LN 変調器は、(1)式で生成される 15 段の擬似乱数バイナリシーケンス信号 (Pseudorandom Binary Sequence: PRBS) の 42.7Gbit/s データ信号で駆動され、駆動電圧振幅は V_{π} と設定した。受信系は、クロック抽出 (Clock Recovery: CR) 回路、フォトディテクタ (Photo Detector: PD)、42.7Gbit/s 電気信号から 10.7Gbit/s 電気信号への時分割分離装置 (Electrical Time Division Multiplexed signal De-multiplexer: ETDM Demux)、及び 10.7Gbit/s 誤り率 (Bit Error Rate: BER) 測定装置 (Error Detector: ED) にて構成した。尚、第四章で述べた平均符号誤り率測定法を採用し、CR 回路への入力光信号をゲーティングすることで、4 つの 10.7Gbit/s トリビュタリ信号の平均 BER を評価した[1]。

$$X^{15} + X^{14} + 1 \quad (1)$$

DPSK 変調方式の評価では、OOK 光変調方式で用いた変調器の代わりに、二電極 LN 変調器を位相変調器として用い、同様の PRBS の 42.7Gbit/s データ信号で push-pull 駆動することで DPSK 信号を生成した[2]。また受信系では、遅延量 23.4ps の 1 ビット遅延干渉系からの出力をバランスド受信し、OOK 変調と同様に DPSK 信号の 4 つの 10.7Gbit/s トリビュタリ信号の BER の平均値を評価した。

DQPSK 変調方式の評価には、RZ-DPSK 変調の送信系に位相変調器を追加し、それぞれの位相変調器を 21.3Gbit/s (PRBS: $2^{11}-1$) で駆動することで 42.7Gbit/s DQPSK 信号を得た[3]。受信系では、遅延量 50ps の 1 ビット遅延干渉系の位相差を $+\pi/4$ 、又は $-\pi/4$ に調整し、その出力をバランスド受信して、2 つの 21.3Gbit/s 信号を得た後、平均 BER を測定した[3]。また DQPSK 変調の評価では、DQPSK プリコーダを用いていないため、復号後に想定されるデータ列を予め ED に入力して BER を測定した。

RZ-OOK 光変調方式、RZ-DPSK 光変調方式、RZ-DQPSK 光変調方式の場合は、上記 3 種類の送信系に単一電極 LN 変調器を挿入し、Duty 比 50% の RZ パルスカーブを施した。

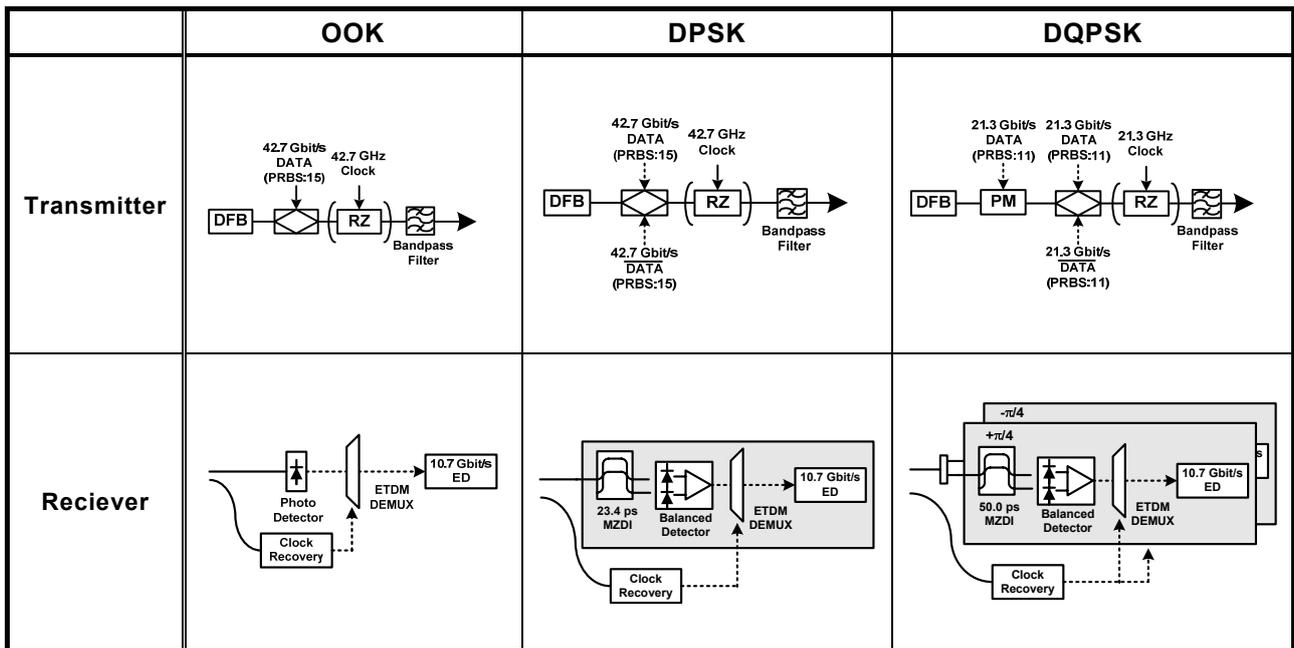
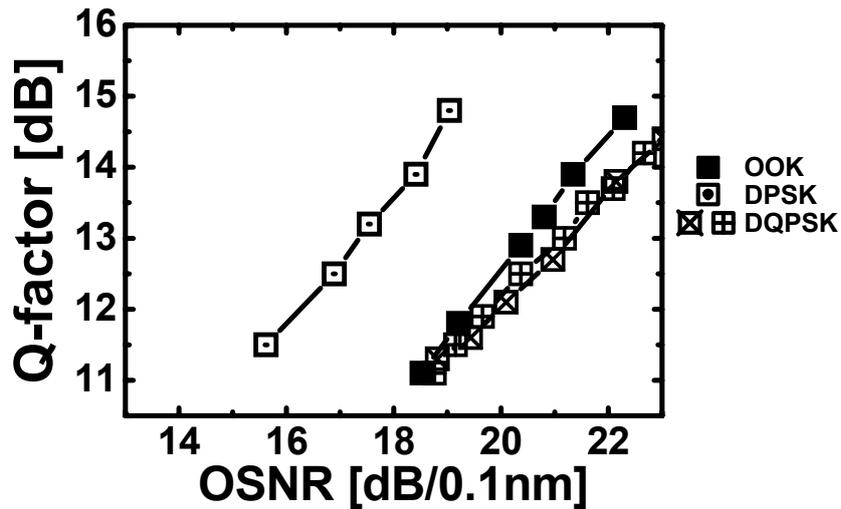


図 5-1 OOK、DPSK、DQPSK 光変調方式評価系

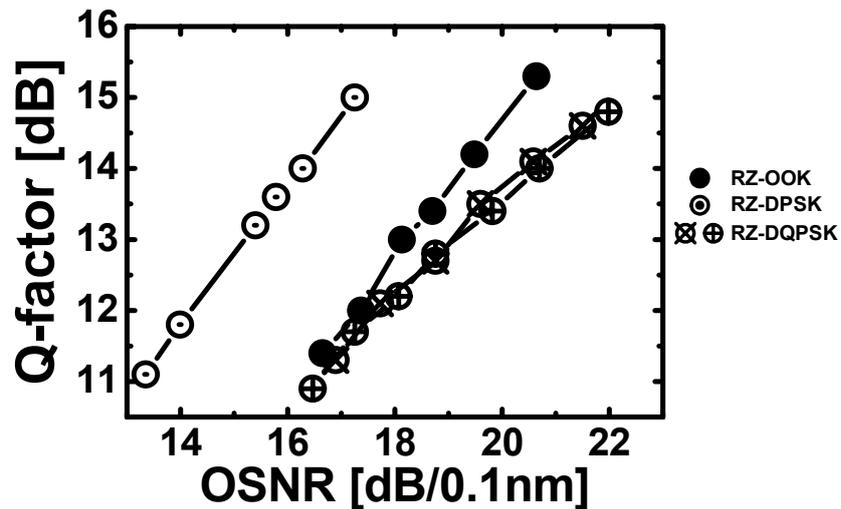
5-3 基礎信号特性評価

5-3-1. 光信号雑音比特性

図 5-2 に、(a)RZ パルスカーブを施さなかった場合と、(b)RZ パルスカーブを施した場合に測定した光信号雑音比特性をそれぞれ示す。光信号対雑音比（Optical Signal-to-Noise Ratio: OSNR）は 0.1nm 分解能で測定した値であり、Q 値は BER から換算した値である。図 5-2 より、全変調方式とも RZ パルスカーブを施すことによって、信号特性が約 2dB 向上することが分かった。また、RZ-DPSK 光変調方式が最も高い信号特性であり、OOK と RZ-DQPSK 光変調方式の信号特性がほぼ同じであることが分かった。



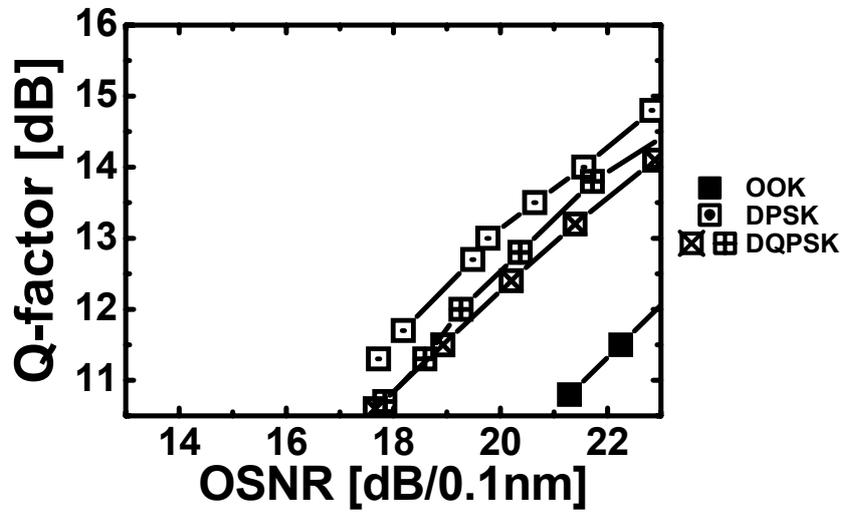
(a) OOK、DPSK、DQPSK 光変調方式



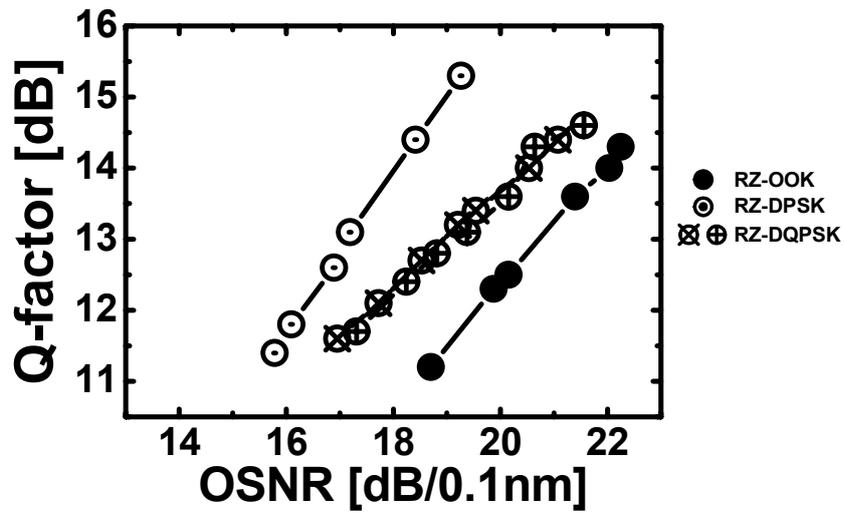
(b) RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 光変調方式

図 5-2 光信号雑音比特性

続いて、図 5-2 の送信器構成に 45GHz 帯域制限を加えた場合の光信号雑音比特性を図 5-3(a)、(b)に示す。図 5-3 より、45GHz 帯域制限を加えることによって Q 値 12dB の際に 2~3dB の信号特性劣化が OOK、RZ-OOK、DPSK、RZ-DPSK 光変調方式で観測されたものの、DQPSK と RZ-DQPSK ではほぼ観測されなかった。この帯域制限時の DPSK と DQPSK 光変調方式の信号特性差は、帯域制限を加えなかった際の両光変調方式の信号特性差を減少させる方向に機能している。また、45GHz 帯域制限によって約 2dB の信号特性劣化が観測されたものの、元の信号特性が高いため RZ-DPSK 光変調方式が最も高い信号特性であることが分かる。



(a) OOK、DPSK、DQPSK 光変調方式



(b) RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 光変調方式

図 5-3 45GHz 帯域制限時の光信号雑音比特性

5-3-2. 帯域制限特性

6種類の光変調方式の帯域制限特性を評価するため、図 5-4 に示すような光透過特性を持つ 3dB ダウン幅が 35GHz と 45GHz のアレイ導波路格子 (Arrayed Waveguide Grating: AWG) 光フィルタをそれぞれの送信系の最終段に挿入した。

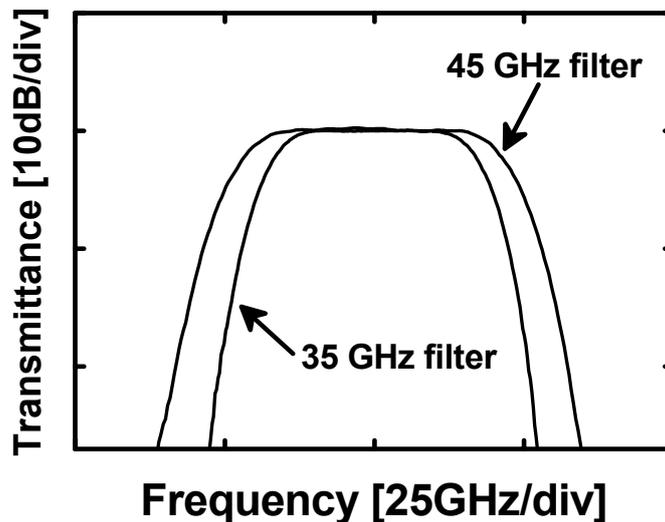


図 5-4 3dB ダウン幅が 35GHz と 45GHz の AWG 光フィルタの光透過特性

6種類の光変調方式の、帯域制限無し、45GHz 帯域制限時、35GHz 帯域制限時の光電変換後の電気受信波形を図 5-5 に示す。この電気受信波形を用いて“0”と“1”のデジタル判定を行う。また、全ての電気波形は 4 ビット分のデータ量を示している。図 5-5 に示すとおり、OOK、DPSK、RZ-OOK、RZ-DPSK は 1 シンボルで 1 ビットの情報量であるが、DQPSK と RZ-DQPSK は 1 シンボルで 2 ビットの情報量であるため、同じデータ量を表す時間軸であってもシンボルの数が半分となり、時間幅が倍となる。

図 5-5 より、OOK、DPSK、RZ-OOK、RZ-DPSK は帯域制限によって受信波形が劣化しているが、DQPSK、RZ-DQPSK の受信波形はほとんど劣化していないことが分かる。

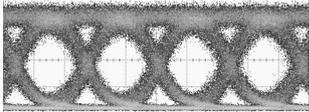
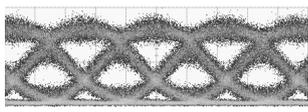
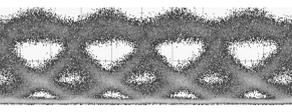
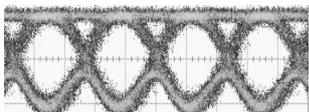
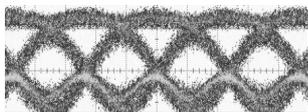
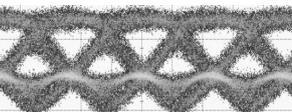
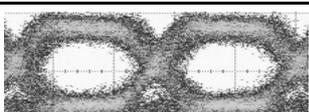
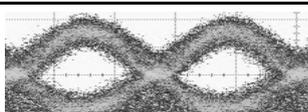
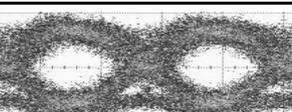
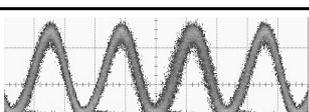
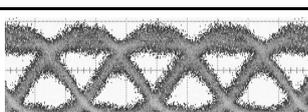
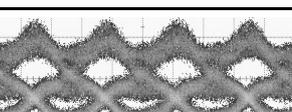
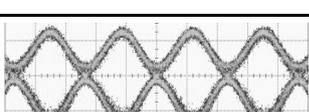
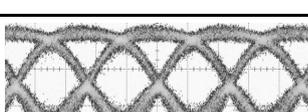
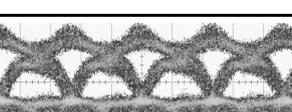
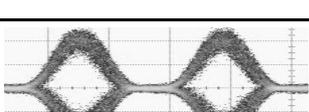
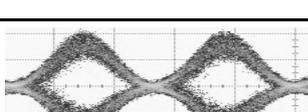
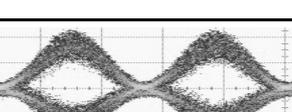
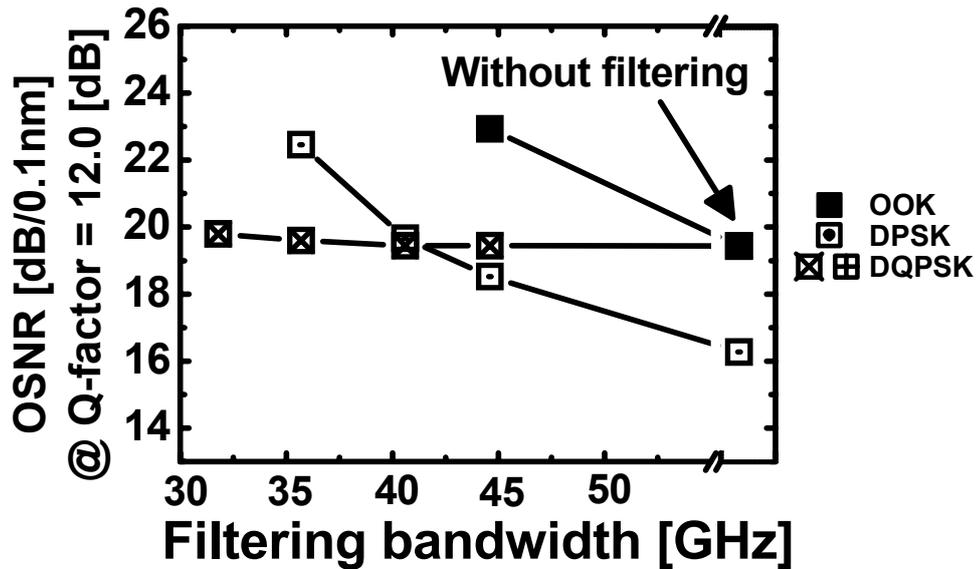
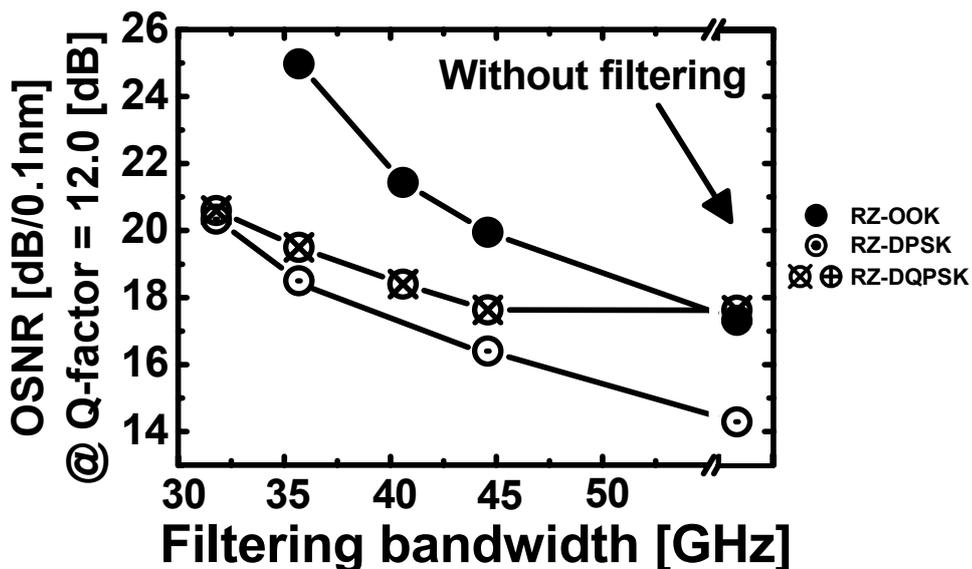
Modulation formats	No filtering	45 GHz filtering	35 GHz filtering
OOK			
DPSK			
DQPSK			
RZ-OOK			
RZ-DPSK			
RZ-DQPSK			

図 5-5 光電変換後の電気受信波形 (4 ビットデータ)

図 5-6 に、35GHz と 45GHz の AWG 光フィルタを複数用いて 3dB ダウン幅を変化させた場合の各光変調方式の帯域制限特性を示す。図 5-6 より、DQPSK が最も帯域制限に対して耐力を有していることが分かる。またこの結果は、OADM (Optical Add/Drop Multiplexer) 装置が挿入された光ネットワークに DQPSK 光変調信号がより適している、ということを示す。また、従来の陸上光伝送システムで採用されている OOK 光変調信号が 45GHz の帯域制限時に最も信号特性が低いことが分かった。



(a) OOK、DPSK、DQPSK 光変調方式



(b) RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 光変調方式

図 5-6 光電変換後の電気受信波形

5-4 各種耐力評価と考察

5-4-1. 想定する陸上伝送システム

前節までで述べた光変調方式の波長分散耐力、偏波モード分散耐力、非線形光学効果に対する耐力を評価するために、図 5-7 に示す一般的な陸上伝送システムを想定する。想定陸上伝送システムの各種パラメータ特性を表 1 に纏める。このパラメータ特性より、システムの総伝送距離とスパン損失は 320km と 28dB であることが分かる。ここで、光アンプで発生する雑音パワー P_{noise} は、 N_f を光アンプの雑音指数、 $h\gamma$ フォトンエネルギー、 G を光アンプの利得、 B_0 を光バンド幅とすると、

$$P_{\text{noise}} = N_f h\gamma (G-1) B_0 \quad (2)$$

で与えられる[15]。また、受信系に挿入する際の OSNR は、アンプの台数を N_{amp} 、スパンへの平均光入力パワーを P_0 とすると、

$$\text{OSNR} = \frac{P_0}{N_f h\gamma (G-1) B_0 N_{\text{amp}}} \quad (3)$$

と表せる[15]。

表 1 で想定したパラメータを用いると、図 5-7 に想定した光アンプ 1 台が発生する雑音パワーは式(2)より $P_{\text{noise}} = 6.35095\text{E-}6$ [W] と算出でき、全光アンプが発生する雑音パワーは、 $P_{\text{Total_noise}} = 3.17548\text{E-}5$ [W] と算出できる。さらに、送信系の送出信号の OSNR を 40dB とすると受信系挿入時の OSNR は式(3)より 20dB と算出できる。

ここで、想定する陸上伝送システムがリード・ソロモン連結式順方向誤り訂正技術 (Concatenated Reed-Solomon Forward Error Correction Technique: Concatenated Reed-Solomon FEC) を採用すると仮定すると、デコーディング後の符号誤り率が 1×10^{-13} 以下であるために必要な Q 値は 9dB である[7, 14]。少なくとも 3dB のシステムマージンの確保が必要であるとすると、想定する陸上伝送システムにおける要求信号特性は、Q 値で 12dB 以上であることがわかる。

上記の検討から、次節からの各種耐力評価において、各種光変調信号の OSNR を 20dB と固定し、また評価閾値を Q 値 12dB と設定する。尚、OOK 信号は 45GHz 帯域制限時に既に上記の条件を満足していないため本節での評価対象から外した。

また本節で記述する全ての OSNR は 0.1nm 光波長分解能の値である。

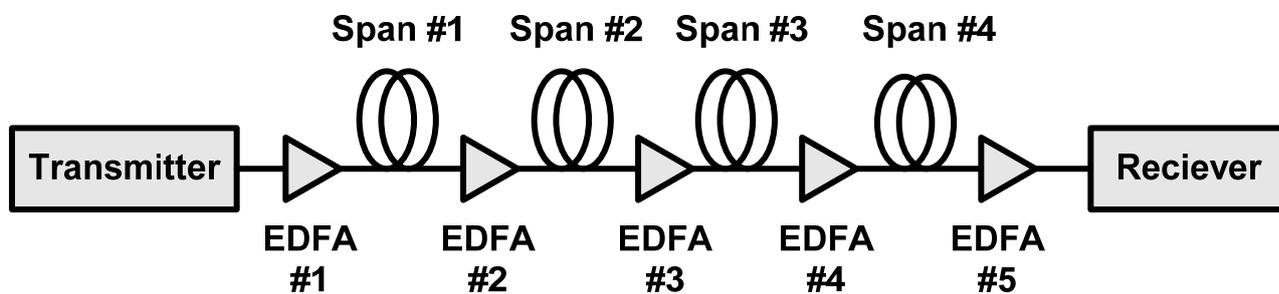


図 5-7 想定する陸上伝送システム

Span length	80 [km]
Fiber loss	0.35 [db/km]
Number of EDFA	5
Noise figure of EDFA	8 [dB]
Output power of EDFA	5 [dBm/ch]
OSNR at transmitter output	40 [dB/0.1nm]
System transmission length	320 [km]
Total span loss	28 [dB]

表 1 想定する陸上伝送システムの各種パラメータ

5-4-2. 実験評価系

波長分散耐力、偏波モード分散耐力、非線形光学効果に対する耐力を評価するための実験評価系を図 5-8 に示す。波長分散は単一モードファイバ (Single Mode Fiber: SMF) や波長分散補償ファイバ (Dispersion Compensation Fiber: DCF) を、偏波モード分散は偏波制御装置 (Polarization Controller: PC) と偏波保持ファイバ (Polarization Maintained Fiber: PMF) を用いてエミュレートした。非線形光学効果は光アンプ (Erbium Doped Fiber Amplifier: EDFA) にて増幅した信号を SMF へ挿入することで発生させた後、波長分散は DCF にて補償した。また、光雑音源 (Amplified Spontaneous Emission: ASE) と可変光アッテネータ (optical ATTenuator: ATT) を用いて、受信系へ挿入される信号の OSNR を全ての評価において 20dB となるように調整した。

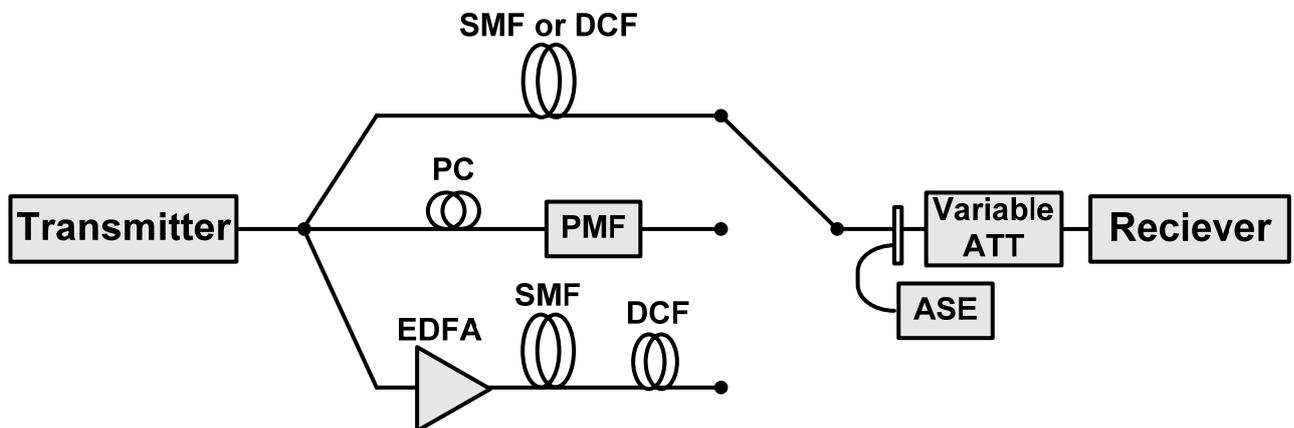
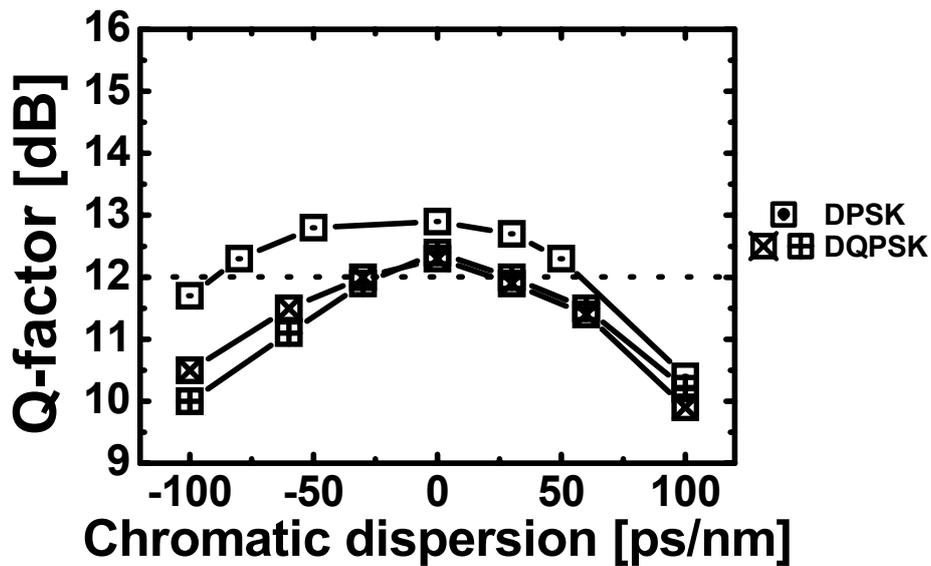


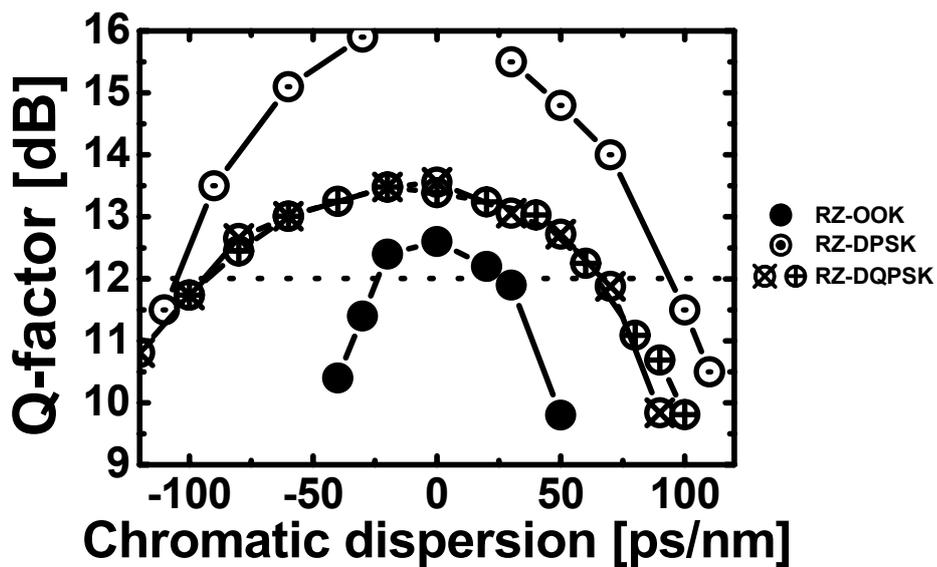
図 5-8 実験評価系

5-4-3. 波長分散耐力

波長分散耐力の測定結果を図 5-9 に示す。図 5-9 より、Q 値 12dB の閾値において、RZ-DPSK の波長分散トレランスが約 200ps/nm であり最も広い光変調方式であることが分かる。この理由として、RZ-DQPSK の方が波長分散による 1dB ダウン幅は最も小さいものの、最適分散値での RZ-DPSK の信号特性が最も高いためであると考えられる。また、RZ-DPSK の次に DPSK と RZ-DQPSK の光波長トレランスが広く約 150ps/nm であることがわかる。



(a) DPSK、DQPSK 光変調方式

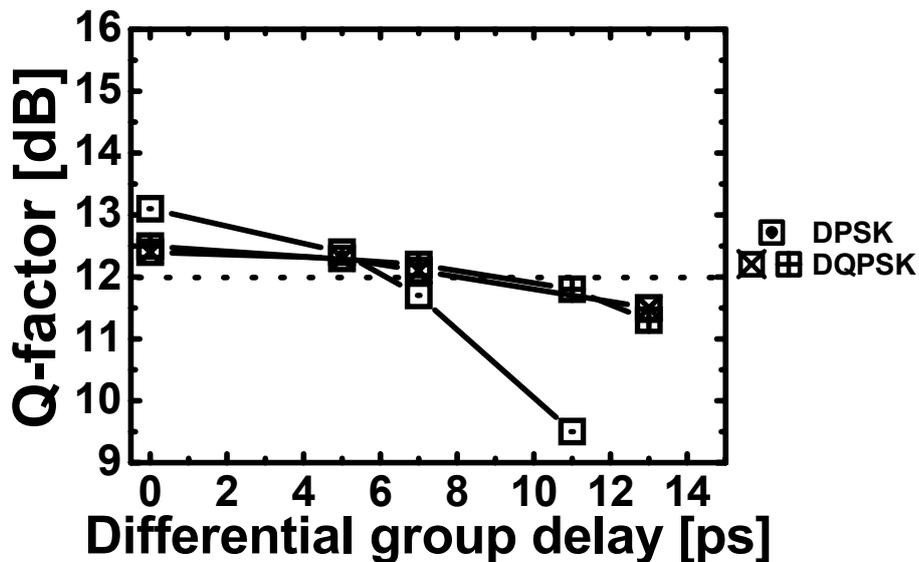


(b) RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 光変調方式

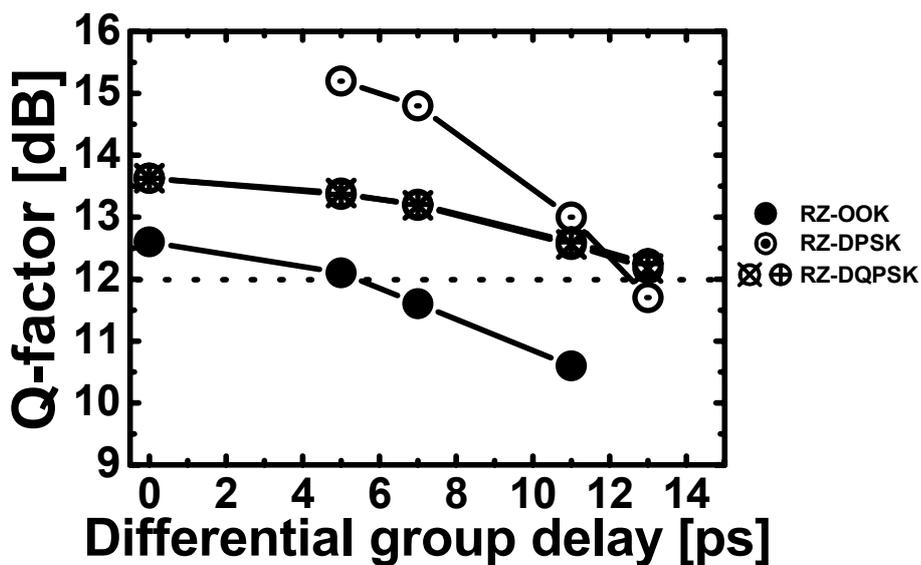
図 5-9 波長分散耐力

5-4-4. 偏波モード分散耐力

送信系から出力信号の偏波状態がPMFの遅軸に対して45度となるようPCを調整してPMFへ挿入し、各光変調方式の一次偏波モード分散（Differential Group Delay: DGD）耐力の評価を実施した。測定結果を図5-10に示す。図5-10より、Q値12dBでの偏波モード分散トレランスが最も広い光変調方式は、RZ-DQPSKで約13psであり、続いてRZ-DPSKが約12psであった。このRZ-DQPSKとRZ-DPSKの差は約1dBと小さいものの、RZ-DQPSKは偏波モード分散に対してRZ-DPSKより堅牢な振る舞いを示すことがわかる。



(a) DPSK、DQPSK 光変調方式

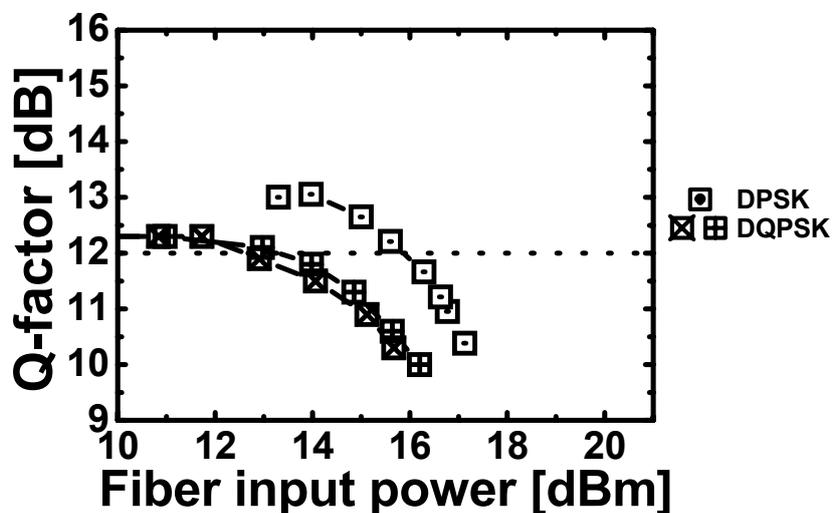


(b) RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 光変調方式

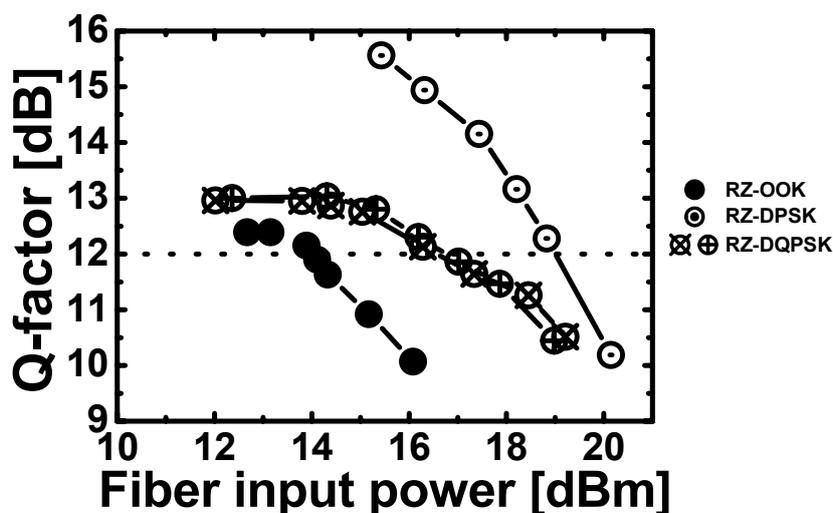
図 5-10 偏波モード分散耐力

5-4-5. 非線形光学効果に対する耐力

非線形光学効果に対する耐力を EDFA、SMF、DCF を用いて評価した。EDFA にて増幅した光信号を光ファイバ長 50km の SMF へ挿入し非線形光学効果を発生させた後、SMF にて発生した波長分散を DCF にて完全に補償した。DCF への光挿入パワーは十分に小さく、DCF で発生する非線形光学効果は十分に無視できると考える。図 5-11 に非線形光学効果に対する耐力を評価した結果を示す。図 5-11 より、最も広い耐力を有するのは RZ-DPSK であり、Q 値 12dB の際は SMF への光入力パワーは+19dBm であった。また、全ての光信号変調方式とも、約+15dBm 程度から信号劣化が観測された。



(a) DPSK、DQPSK 光変調方式



(b) RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 光変調方式

図 5-11 非線形光学効果に対する耐力

5-5 まとめ

本章では、6種類の光変調信号の光フィルタによる信号帯域制限耐力、波長分散耐力、偏波モード分散耐力、非線形光学効果耐力を、陸上伝送システムを想定した一定条件下で定量的に特性評価を実施した。全ての評価結果を表2に纏める。この結果、1次偏波モード分散耐力はRZ-DQPSKとほぼ同じであるものの、波長分散耐力と光信号雑音に対する信号特性の点でRZ-DPSK光変調方式が適していることを実験的に明らかにした。また、帯域制限条件下の超高速光伝送を想定した際の変調方式として、RZ-DQPSK光変調方式が他より優れていることを実験的に明らかにした。

この結果より、第七章で述べる敷設光伝送路を用いた超高速光伝送実験においてはRZ-DPSK光変調方式を採用することとし、また次世代イーサネット規格を想定した100Gbit/s超高速光信号伝送実験においては、部品帯域制限のためにRZ-DQPSK変調方式を採用する。

Tolerance comparison with 20 dB/0.1nm of OSNR, 12 dB of Q-factor and 45 GHz filtering.					
Modulation formats	DPSK	DQPSK	RZ-OOK	RZ-DPSK	RZ-DQPSK
OSNR sensitivity [dB/0.1nm]	18.6	19.6	19.6	16.3	17.6
Chromatic Dispersion [ps/nm]	150	55	55	200	160
Differential Group Delay [ps]	6.0	8.5	5.5	12.5	13.5 ~
Nonlinearity [dBm]	16	13	14	19	17

表2 評価結果のまとめ

参考文献

1. R. Essiambre, G. Raybon and B. Mikkelsen “Optical fiber telecommunications IVB systems and impairments”, Chapter 6, Academic Press, 2002.
2. I. Kaminow and T. L. Koch, “Optical Fiber Telecommunications III”, Academic Press, 1997.
3. G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, J.-D. Antona, P. Tran, and S. Bigo, “3.2 Tbit/s (80 x 42.7 Gb/s) C-band transmission over 9 x 100 km of TeraLight fiber with 50 GHz channel spacing”, presented at the OAA2002, Vancouver, Canada, 2002, paper PD1, 2001.
4. D. F. Grosz, A. Agarwal, S. Banerjee, A. P. KÜng, D. N. Maywar, A. Gurevich, T. H. Wood, C. R. Lima, B. Faer, J. Black and C. Hwu, “5.12 Tbit/s (128 x 42.7 Gb/s) Transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 1280 km of standard single-mode fiber using all-Raman amplification and strong signal filtering”, presented at the ECOC2002, Copenhagen, Denmark, 2002, paper PD.4.3, 2002.
5. M. Forzati, J. Martensson, A. Berntson, A. Djupsjobacka, and P. Johannisson, “Reduction of intrachannel four-wave mixing using the alternate-phase RZ modulation format”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 14, No.9, pp. 1285-1287, 2002.
6. M. Ogusu, K. Ide and S. Oshima, “Comparison among pre-filtered signals of inverse-RZ, DOSK and RZ-DPSK toward co-polarized 1.07-b/s/Hz DWDM”, presented at the ECOC2004, Stockholm, the Sweden, paper We3.4.3, 2004.
7. G. Charlet, S. Lanne, L. Pierre, C. Simonneau, P. Tran, H. Mardoyan, P. Brindel, M. Gorlier, J.-C. Antona, M. Molina, P. Sillard, J. Godin, W. Idler and S. Bigo, “Cost-optimized 6.3 Tbit/s-capacity terrestrial link over 17x100km using phase-shaped binary transmission in a conventional all-EDFA SMF-based system”, presented at the OFC 2003, Atlanta, CA, paper PD25-1, 2003.
8. G. Charlet, E. Corbel, J. Lazaro, A. Klekamp, R. Dischler, P. Tran, W. Idler, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge and S. Bigo, “WDM transmission at 6 Tbit/s capacity over transatlantic distance, using 42.7 Gb/s differential phase-shift keying without pulse carver”, presented at the OFC 2004, Anaheim, CA, paper PDP36, 2004.

9. B. Zhu, L. E. Nelson, S. Stulz, A. H. Gnauck, C. Doerr, J. Leuthold, L. Gruner-Nielsen, M. O. Pedersen, J. Kim, R. Lingle, Jr., Y. Emori, Y. Ohki, N. Tsukiji, A. Oguri and S. Namiki, "6.4-Tb/s (160 x 42.7 Gb/s) transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 32 x 100 km of fiber using CSRZ-DPSK format", presented at the OFC2003, Atlanta, CA, paper PD19-1, 2003.
10. Hoon Kim and R-J. Essiambre, "Transmission of 8 x 20 Gb/s DQPSK signals over 310-km SMF with 0.8-b/s/Hz spectral efficiency" IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 15, No.5, pp. 769-771, 2003.
11. Pak S. Cho, V. S. Grigoryan, Y. A. Godin, A. Salamon and Y. Achiam, "Transmission of 25-Gb/s RZ-DQPSK signals with 25-GHz channel spacing over 1000 km of SMF-28 fiber", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 15, No.3, pp. 473-475, 2003.
12. N. Yoshikane and I Morita, "1.14 b/s/Hz spectrally efficient 50 x 85.4-Gb/s transmission over 300 km using copolarized RZ-DQPSK signals", IEEE Journal of Lightwave technology, Vol. 23, No.1, pp. 108-114, 2005.
13. A. H. Gnauck, P. J. Winzer, S. Chandrasekha and C. Dorrer, "Spectral efficiency (0.8b/s/Hz) 1-Tb/s (25 x 42.7 Gb/s) RZ-DQPSK transmission over 28 100-km SSMF with 7 optical add/drops", presented at the ECOC2004, paper Th4.4.1, 2004.
14. T. Tsuritani, A. Agata, I. Morita and N. Edagawa, "21.4 Gbit/s x 56 WDM 9170 km transmission using symmetrically dispersion-managed fiber span", presented at the ECOC2001, Amsterdam, the Netherlands, paper PD M.1.6, 2001.
15. N. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. LT-7, pp. 1071-1082, 1989.

第六章： 超高速光信号の偏波モード分散抑圧技術

6-1 まえがき

1本の光ファイバ内の伝送速度の高速化を図ると、波長多重（Wavelength Division Multiplexing: WDM）システムの波長数の削減が可能となり、ネットワーク管理条件の緩和や、伝送装置の消費電力や占有床面積の低減が期待される。また光伝送速度の高速化に伴って、光スペクトル利用の高効率化が期待できる[1-2]。このような観点から、伝送速度の高速化は1ビット当りの単価の削減に大きく貢献すると考えられる。しかしながら、伝送速度の高速化を図ると、波長分散や、偏波モード分散（Polarization Mode Dispersion: PMD）、ファイバ中の非線形光学効果に対する信号特性耐力が小さくなる。特に、PMDは時間軸や波長軸上で変動する現象であるため[3-4]、伝送速度を高速化して隣接パルス間との時間幅が短くなった際に、非常に大きな劣化要因の一つとなり得る。これら偏波モード分散の影響はビットレートが低速であった場合は考慮せずに済んだが、同じ偏波モード分散量であっても100Gbit/sを超える超高速光信号伝送の際には相対的に大きな劣化要因となり、超高速光信号伝送を実現する上で非常に大きな克服課題である。また、電信柱に渡された電線のように光ファイバ伝送路を敷設した区間を「架空区間」と呼ぶ。この架空区間では、光ファイバの振動や環境温度の変化によって光ファイバ中の信号の偏波状態（State of Polarization: SOP）が大きく速く変動することが知られており[5-7]、架空区間のPMD補償は非常に難しい。

そこで本章では、伝送速度を高速化した際に発生する、PMDによる信号特性劣化を抑圧する技術として、出力光パワーをモニタする方式を適用した偏光子ベースのPMD抑圧器を提案する。PMDエミュレータ装置を用いて一次PMDと二次PMDをエミュレートし、提案する偏光子ベースのPMD抑圧器の特性評価を実施した。さらに、架空区間を含んだフィールドに敷設された光伝送路で160Gbit/s RZ-DPSK光信号伝送を行い、PMD抑圧器の有効性を検証した。

6-2 偏波モード分散

6-2-1. 偏波モード分散の定義

第2-1-3節に述べたように、PMDは、光ファイバ中の群速度が偏波方向に依存するために発生する分散である。主に、光ファイバ伝送路断面の真円からのズレや、光ファイバ敷設時に発生する外部応力や部分的な温度変化に起因する複屈折率の影響により、光ファイバ伝送路内の群速度が断面方向で異なることによって発生する。この群速度遅延差（Differential

Group Delay: DGD) を $\Delta\tau$ とすると、1 次の PMD ベクトル $\vec{\tau}$ は、遅軸偏光状態の単位ストークスベクトルを \vec{p} とすると、

$$\vec{\tau} \equiv \Delta\tau \cdot \vec{p} \quad (1)$$

と定義される[6-7]。また、2 次 PMD は、群速度遅延差量 $\Delta\tau$ と遅軸偏光状態の単位ストークスベクトル \vec{p} が光信号周波数 ω の関数となる場合であり、2 次の PMD ベクトル $\frac{d}{d\omega}\vec{\tau}(\omega)$ は、

$$\frac{d}{d\omega}\vec{\tau}(\omega) \equiv \frac{d}{d\omega}\Delta\tau(\omega) \cdot \vec{p} + \Delta\tau \cdot \frac{d}{d\omega}\vec{p}(\omega) \quad (2)$$

と定義される[6-7]。(2)式の右辺第 1 項はストークスベクトルと平行な成分であり波長依存偏波モード分散成分 (Polarization-dependent Chromatic Dispersion: PCD) を表す。また、右辺第 2 項はストークスベクトルと垂直な成分であり偏光主軸分散成分 (Principal State of polarization Depolarization: PSD) を表す。この二成分のうち、特に PSD が信号特性劣化の大部分に起因することが知られている[8-10]。

6-2-2. ポアンカレ球による偏光状態の表現

偏光状態を直感的に理解するために、ポアンカレ球を用いた表現を用いることがある。このポアンカレ球は、ストークスベクトルという 4 つの成分で偏光を記述する方法に立脚している。本節では、ストークスベクトル空間でのポアンカレ球を用いた PMD の表現について整理する。

X 軸方向と Y 軸方向の光の電場の式は、各成分の振幅を A_x , A_y 、各周波数を ω 、各成分の初期位相を δ_x , δ_y とすると、

$$\begin{aligned} E_x &= A_x \cos(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{x} + \delta_x) \\ E_y &= A_y \cos(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{y} + \delta_y) \\ \delta &= \delta_y - \delta_x \end{aligned} \quad (3)$$

と表される。尚、 δ は両成分の位相差を表す。

また、光の偏光状態を表す 4 次元の列ベクトルとして「ストークスベクトル」は、

$$\vec{S} = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} A_x^2 + A_y^2 \\ A_x^2 - A_y^2 \\ 2A_x A_y \cos \delta \\ 2A_x A_y \sin \delta \end{pmatrix} \quad (4)$$

と定義される[6]。ここで、 S_0 は光強度（輝度）を表す。また S_1 は、 S_1 - S_2 平面から相対的に 0° の直線偏光状態を表し、 S_2 は同様に相対的に 45° の直線偏光状態を表す。さらに、 S_3 は右円偏光状態を表す。この S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3 を用いて、無偏光以外の全ての光の偏光状態を表すことが可能である。例えば、以下のように示すことが出来る。

$$S_1\text{-}S_2\text{平面から相対的に } 0^\circ \text{ の直線偏光状態 : } \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$S_1\text{-}S_2\text{平面から相対的に } -45^\circ \text{ の直線偏光状態 : } \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{左円偏光状態 : } \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix}$$

続いて、(3)式と(4)式を用いて S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3 を表すと、新たに θ と ϕ を用いて、

$$\begin{aligned} S_0^2 &= S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \\ S_1 &= S_0 \cos\theta \cdot \cos\phi \\ S_2 &= S_0 \cos\theta \cdot \sin\phi \\ S_3 &= S_0 \sin\phi \end{aligned} \quad (5)$$

と式を変形することができる。ここで、 S_0 は光強度を表すため以下のように規格化する。

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 = 1 \quad (6)$$

(5)式と(6)式から、ストークスペクトルの4成分は、半径1の単位球面上の座標点(S_1 、 S_2 、 S_3)を、 θ と ϕ を用いて極座標表示していると考えられる。また球の中心から座標点(S_1 、 S_2 、 S_3)までのベクトルを単位ストークスペクトル \vec{p} とすると、図6-1のように表現することができ、これをポアンカレ球と呼ぶ。このように、偏光状態はポアンカレ球状の1点で示すことができ、図6-2にポアンカレ球上の代表的な点と偏光状態の関係を示す。

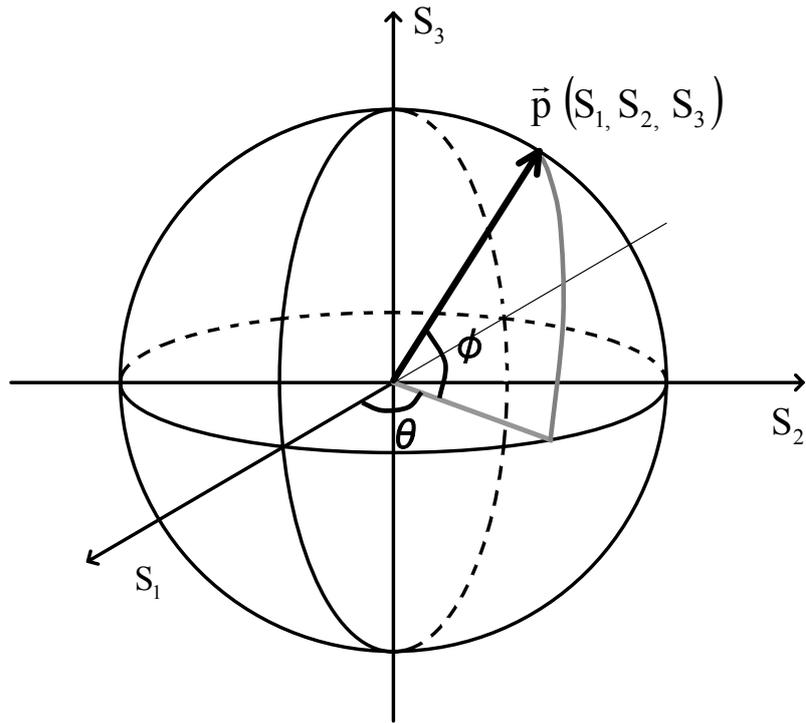


図 6-1 単位ストークスベクトルとポアンカレ球

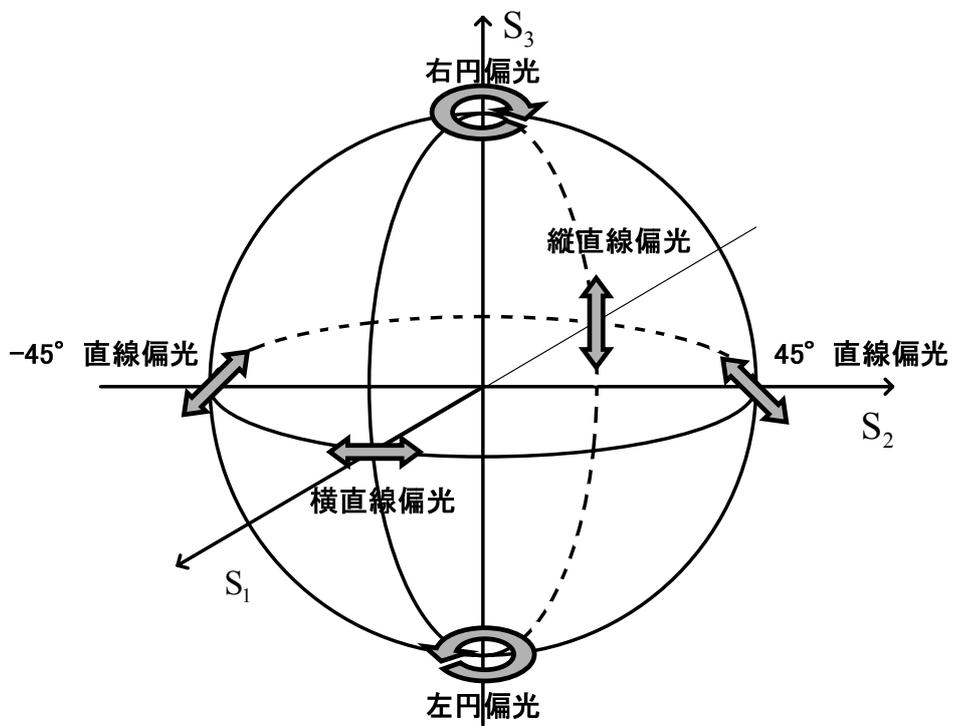


図 6-2 ポアンカレ球と偏光状態

6-2-3. ポアンカレ球と偏波モード分散

第 6-2-1 節に示したように、一次の PMD ベクトル $\vec{\tau}$ は、DGD を $\Delta\tau$ 、単位ストークスベクトルを \vec{p} とすると、

$$\vec{\tau} \equiv \Delta\tau \cdot \vec{p} \quad (1)$$

と定義される[6-7]。これは、ポアンカレ球の中心から長さ $\Delta\tau$ のベクトル $\vec{\tau}$ が、単位ストークスベクトル \vec{p} に平行に存在することを示している。ある一次 PMD 量を持った複屈折媒体に光信号を挿入した際に、その入力光信号の角周波数 ω を変動させると、一次 PMD の影響で出力信号のストークスベクトルはポアンカレ球面のある円周上に沿って分布する。

同様に第 6-2-1 節に示したように、二次の PMD は、群速度遅延差量 $\Delta\tau$ と単位ストークスベクトル \vec{p} が光信号周波数 ω の関数となりえる場合であり、二次の PMD ベクトル $\frac{d}{d\omega}\vec{\tau}(\omega)$ は、(1)式の光信号周波数 ω の微分で表され、

$$\frac{d}{d\omega}\vec{\tau}(\omega) \equiv \frac{d}{d\omega}\Delta\tau(\omega) \cdot \vec{p} + \Delta\tau \cdot \frac{d}{d\omega}\vec{p}(\omega) \quad (2)$$

と定義される。(2)式の右辺第 1 項はストークスベクトルと平行な成分であり PCD を表す。これは、ポアンカレ球の中心から、角周波数に依存する長さ $\Delta\tau(\omega)$ を持ったベクトル成分が、単位ストークスベクトル \vec{p} に平行に存在することを示している。また、右辺第 2 項はストークスベクトルと垂直な成分であり PSD を表す。これは、角周波数に依存して向きを変える単位ストークスベクトル $\vec{p}(\omega)$ と平行に、ポアンカレ球の中心から一定の長さ $\Delta\tau$ を持ったベクトル成分が存在することを示している。

二次 PMD の二成分のうち、特に PSD が信号特性劣化の大部分に起因することが知られていることから[8-10]、ポアンカレ球面上を単位ストークスベクトルが分布することが、信号特性劣化に大きく影響していると考えられる。

6-3 超高速光信号の偏波モード分散抑圧装置

6-3-1. 抑圧装置の条件

伝送速度を高速化して隣接パルス間との時間幅が短くなった際に、PMD は非常に大きな劣化要因の一つとなり得る。ビットレートを高速化した場合の一次 PMD の影響を以下に考察する。

光ファイバの平均一次 PMD と距離の関係を表す PMD 係数は、ITU-T G.652 が定めるシング

ルモードファイバの規格では $0.5[\text{ps}/\text{km}^2]$ 以下と規定されているが、管路に敷設された状態の光ファイバのPMD係数は約 $0.2[\text{ps}/\text{km}^2]$ と経験的に知られている。例えば、全長800kmの管路に敷設された光伝送システムを想定した場合、平均一次PMD量は、上記のPMD係数を用いると5.6psと計算できる。

一般的に、光伝送システムを設計する際は、指標値として平均一次PMD量の3倍がよく用いられる。これはPMDによって発生する一次PMD量の分布が、第6-5-2小節の(12)式に示す分布を取ることが知られており、平均一次PMD量の3倍はこの分布の99.997%に相当するため、システム設計時の指標としてよく用いる。

これらを上記の想定システムに適応すると、全長800kmの光伝送システムでは16.8psの一次PMDを指標値として扱えばよいとわかる。想定システムの光変調方式をRZ-DPSKとすると、光信号のビットレートが10Gbit/sである場合、次節で示すように約0.5dB程度のQ値劣化が見込まれるもののシステムに対する影響はほとんど無い。ビットレートが40Gbit/sの場合は、第五章の結果から概ね5~6dBのQ値劣化が想定されるため、例えばシステム長を半分以下にする検討が必要になる。また160Gbit/sの場合、隣接ビットとの時間的間隔である6.25psを超えるためシステム設計ができない。

このように、伝送速度を高速化して隣接パルス間との時間幅が短くなった際に同じ光伝送距離を得ようとする、PMDは非常に大きな光信号の特性劣化要因となり、またシステムの制限要因ともなり得るため、超高速光信号伝送を実現する上でPMDの影響を抑圧する装置は不可欠である。しかしながら、100Gbit/sを超える超高速光信号の周波数領域では、光電変換デバイスや受光装置は現在のところ存在しないため、電気処理にてPMDの影響を抑圧することはできない。

以上より、超高速光信号のためのPMD抑圧器は、電気処理を用いずにPMDの影響を抑圧する必要がある。また第四章でも述べたように、全光ネットワークを考慮すると“ビットレート無依存”のほうがさらに好ましいと考えられる。また、故障率やコストを勘案すると動作原理が単純であるようが望ましい。

6-3-2. 偏波モード分散抑圧器

前節で検討した条件を踏まえて、図6-3に示すPMD抑圧方式を考案した。このPMD抑圧器は、 $\lambda/4$ 板、 $\lambda/2$ 板、偏波ビームスプリッタ (Polarization Beam Splitter: PBS)、フォトディテクタ (Photo Detector: PD)、PC用の電気制御回路で構成される。 $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板はステップモータによって回転駆動される。制御回路は、二つのPDの光パワー差が最大になる

ようにフィードバック制御を施し、 $\lambda/4$ 板にて光パワー最大を探索後に $\lambda/2$ 板にて光パワー最大を探索するアルゴリズムを使用した。 $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板の回転速度は π [rad/sec]、回転量は 0.1 [deg/step]である。また、用いた PBS の偏波消光比は 20dB 以上である。

本 PMD 抑圧器の利点として、非常に簡便な構成とフィードバック機構を持つことと、入力信号のビットレートに無依存であることが挙げられる。

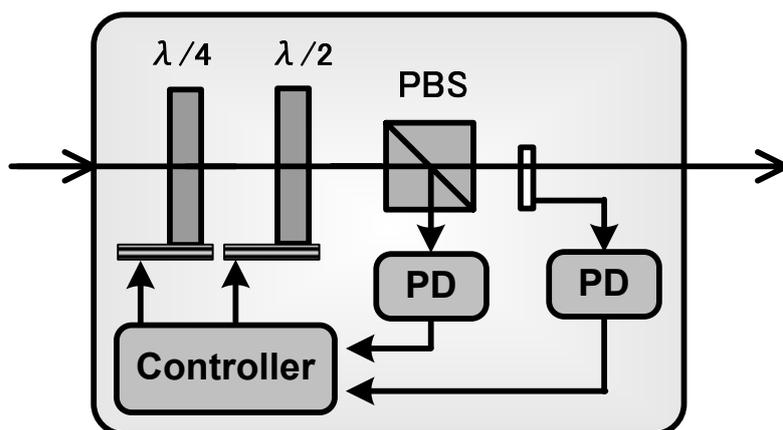


図 6-3 考案した偏波モード分散抑圧装置

6-3-3. 偏波モード分散抑装置の動作原理

考案した PMD 抑圧器に含まれる光学素子は、 $\lambda/4$ 板、 $\lambda/2$ 板、PBS の3つである。本節では、まずこの3つの光学素子に関して、ポアンカレ球上での表現について述べる。続いて、PMD 抑圧装置の動作原理について述べる。

6-3-3-1. $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板

偏光板とは、複屈折媒体を利用して光信号のある偏光成分に位相差を生じさせる性質を持つ。信号波長に対して $1/2$ の位相差を生じさせるものが $\lambda/2$ 板であり、 $1/4$ の位相差を生じさせるものが $\lambda/4$ 板である。

ここでジョーンズマトリクスを考えると、Y 偏波に位相遅延 Γ を与えるジョーンズマトリクスは、

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{i\Gamma} \end{pmatrix} \quad (7)$$

と表現できる。また入射偏光が回転せずに偏光板を角度 θ 回転することは、Y 軸に対して角度 θ で傾いた直線偏光の光を用いることと同値であるので、Y 軸に対して角度 θ で傾いた

直線偏光のジョーンズベクトルは、

$$\begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad (8)$$

である。例えば、Y 軸に対して偏光板を角度 θ 回転させ、Y 軸に平行な偏光成分を持った光が入射した際の実出力ジョーンズベクトルは、

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{i\Gamma} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ e^{i\Gamma} \sin \theta \end{pmatrix} \quad (9)$$

となる。例えば、 $\lambda/2$ 板の場合は、 $\Gamma = \pi$ なので、(9)式は、

$$\begin{pmatrix} \cos \theta \\ e^{i\Gamma} \sin \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ -\sin \theta \end{pmatrix} \quad (10)$$

となる。これは、Y 軸に対して角度 θ 回転させた $\lambda/2$ 板に、Y 軸と平行の直線偏光を挿入すると、角度 2θ 回転した直線偏光が出力されることを示す。

また、 $\lambda/4$ 板の場合は、 $\Gamma = \frac{\pi}{2}$ なので、(9)式は、

$$\begin{pmatrix} \cos \theta \\ e^{i\Gamma} \sin \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ i \sin \theta \end{pmatrix} \quad (11)$$

となる。これは Y 軸に対して角度 θ 回転させた $\lambda/4$ 板に、Y 軸と平行の直線偏光を挿入すると、 θ に依存して円偏光か楕円偏光が出力されることを示す。

つまり、 $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板を用いると、任意の偏光状態を出力することが可能であることがわかる。これは、 $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板を用いると、ポアンカレ球面上の任意の点を任意の別の点に移動できることを示す。

6-3-3-2. 偏波ビームスプリッタ

偏波ビームスプリッタ (Polarization Beam Splitter: PBS) とは、一般的に 1 つの入力ポートと、2 つの出力ポートによって構成される。任意の偏波状態を持った信号が PBS に入射すると、PBS の偏光軸と平行な偏光成分がどちらか 1 つのポートから出力され、PBS の偏光軸と直交する偏光成分はもう 1 つのポートから出力される。ここで、一組の入出力ポートの組に着目すると、その機能は偏光子と同等と考えることができるため、本小節では PBS を偏光子として考える。偏光子は、偏光子の偏光軸と平行な偏光成分は出力され、直交する偏光成分は吸収する性質を持つ。これをポアンカレ球面上で考えると、偏光子の偏光軸の座標と入力

信号のストークスペクトルが同じ場合は偏光子からの光出力パワーが最大となり、この点から球面上の距離が長くなるほど光出力パワーが減少し、ポアンカレ球中心点の点対称の座標では偏光子からの光出力パワーが最小となると考えられる。図 6-4 に偏光子のポアンカレ球面上での概念図を示す。

このように、ポアンカレ球上に分布した影響を抑圧可能であるが、二次 PMD の PCD 成分のようなストークスペクトルの角周波数依存成分による影響は原理上抑圧できないと考える。しかしながら、PCD よりも PSD が信号特性劣化の大部分に起因することが知られているため [8-10]、二次 PMD による信号劣化要因に効果があると考えられる。

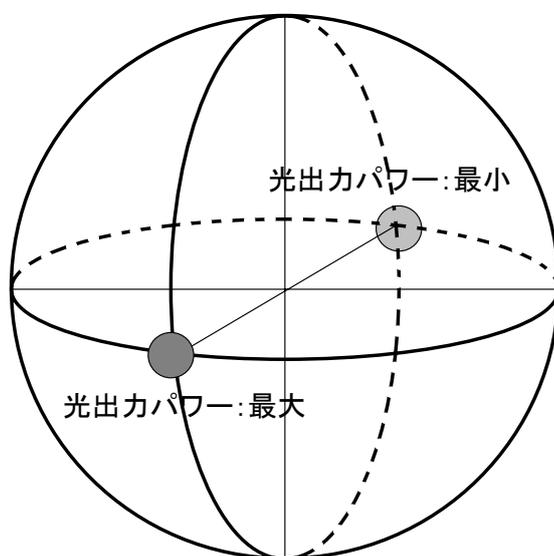


図 6-4 偏光子のポアンカレ球面上での概念図

6-3-3-3. 動作原理

第 6-2-3 節で述べたように、一次 PMD と二次 PMD の PSD 成分の影響を受けた信号のストークスペクトルは、信号の角周波数幅に依存してポアンカレ球面をある範囲で分布する。一次 PMD や二次 PMD の影響を受けていない信号の場合、ポアンカレ球面上の分布は理論的にないことから、この分布が信号特性へ影響を及ぼしていると予想することができ、このポアンカレ球面上の信号ストークスペクトルの分布を抑制することを目的に、 $\lambda/4$ 板、 $\lambda/2$ 板、PBS にて構成された PMD 抑圧装置を考案した。

図 6-5 に動作原理の概念図を示す。入力光信号を、 λ_1 から λ_4 まで光スペクトル成分を有するとする。PMD の影響を受けていない状態では λ_1 から λ_4 までの光スペクトル成分はポアンカレ球面上の同一点に重なって存在する。光伝送路などを透過して PMD の影響を受ける

と、図 6-5 のようにポアンカレ球面上にある範囲でランダムに $\lambda 1 \sim \lambda 4$ までの成分は分布する。PMD の影響を受けた信号が PMD 抑圧装置へ入射されると、二つの PD の光パワー差が最大になるフィードバック制御によって $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板がステッピングモータによって回転し、PBS の透過パワーが最大になるポアンカレ球面上の点へフィードバック制御がかかり、PBS の光出力パワーが最大となるポアンカレ球面上の点を中心に、 $\lambda 1$ から $\lambda 4$ までの光スペクトル成分が分布するように移動される。図 6-5 では、PBS の光透過パワーが最大の点を図 6-4 と同一の位置とした。続いて、PBS は、光出力パワーが最大の点からポアンカレ球面上を離れるように分布している光スペクトル成分ほど、PBS 透過出力パワーを減少させる。このため、一次 PMD や PSD の影響によってポアンカレ球面上を光スペクトル成分が広く分布すればするほど、PBS によって抑圧効果が大きく得られることとなる。つまり、一次 PMD や PSD の影響と PBS の組合せによって、入力信号の光スペクトル成分に光フィルタリング効果が適応されることになる。このようにして、一次 PMD や PSD の影響によるポアンカレ球面上の分布が抑圧され、PMD の抑圧効果を得た。

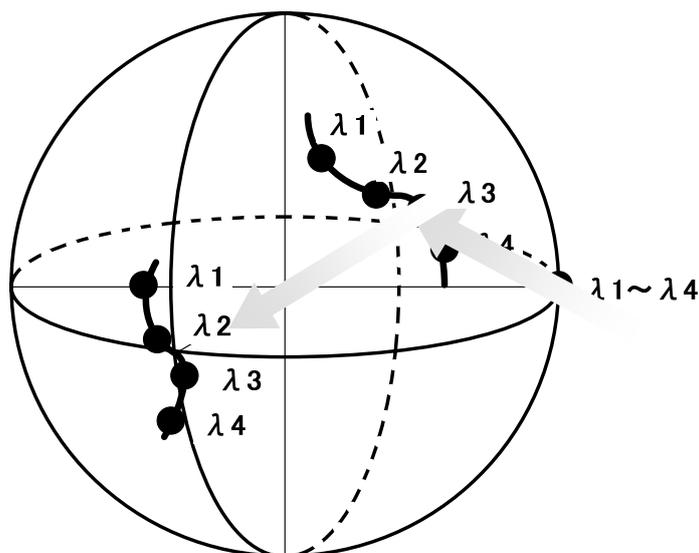


図 6-5 偏光子ベースの PMD 抑圧装置動作概念図

6-4 偏波モード分散抑圧装置の室内評価

第 6-3 節で述べた波モード分散抑圧方式の原理を実証するため、エミュレータを用いて考案した PMD 抑圧方式の性能評価を実施した。図 6-6 に評価系を示す。評価系を安定に動作させ、かつ評価系固有の PMD による測定結果への影響を相対的に減少させるため、各デバイスの帯域が十分得られるようにビットレートを 10Gbit/s に設定して評価を実施した。さらに、

エミュレータ以外の評価系固有の PMD の影響が測定結果に及ばないように、PMD エミュレータ透過後に偏波スクランブラ（Polarization Scrambler）を挿入し、偏波スクランプリングをすることで、偏波スクランブラより後段の光学部品固有による評価信号への PMD の影響を平均化した。光変調方式は、第七章で述べる実証実験とほぼ同様の、デューティ比 50% の RZ-DPSK 変調方式を採用した。また、全ての測定信号の OSNR を 0.1nm 波長分解能で 11.5dB となるように光アッテネータ（optical ATTenuator: ATT）と光雑音信号源（Noise Source）を用いて調整した。信号特性は BER を測定した後、Q 値へ換算した。尚、本評価において PCD は常に信号中心波長でゼロとした。

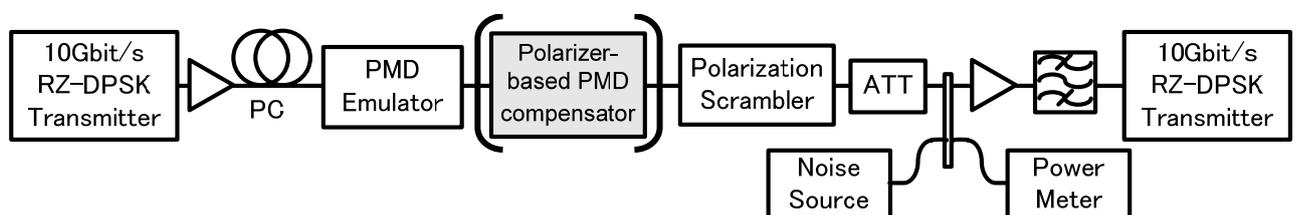
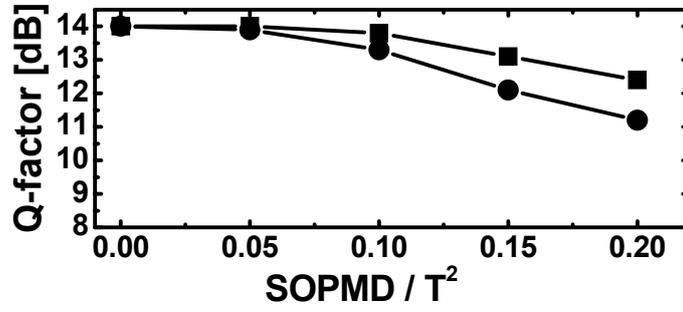
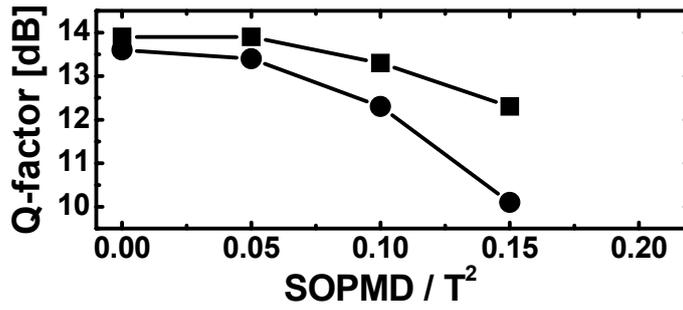


図 6-6 偏光子ベースの偏波モード分散抑圧装置の実験室評価結果

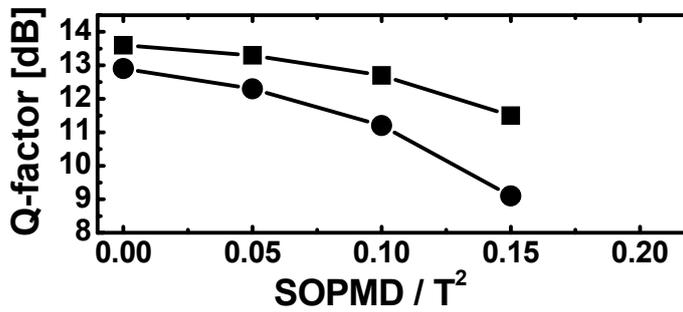
ビット間隔で規格化した二次 PMD 量と 10Gbit/s RZ-DPSK 信号の劣化量に関する評価結果を図 6-7 に示す。図 6-7 (a) ~ (d) のビット間隔で規格化した二次 PMD 量は (a) 0.01、(b) 0.20、(c) 0.31、(d) 0.44 とした。図 6-8 に規格化した二次 PMD 量と改善した Q 値の量の関係を示す。図 6-7 と図 6-8 より、全ての測定において PMD 抑圧装置が Q 値を改善していることがわかり、また DGD や PSD が大きいほうが Q 値の改善量も大きいことが分かる。これは、ストークスベクトル $\vec{p}(\omega)$ が、一次 PMD と PSD の影響でポアンカレ球上にランダムに分布していたものの、PBS を適応することで出力される光信号のストークスベクトルのポアンカレ球面上の分布が抑圧され、考案した偏波モード抑圧装置が DGD と PSD による信号劣化を抑圧可能であると考えられる。第 6-3-3 節で検討した動作原理が正しいことを示す結果であると考えられる。



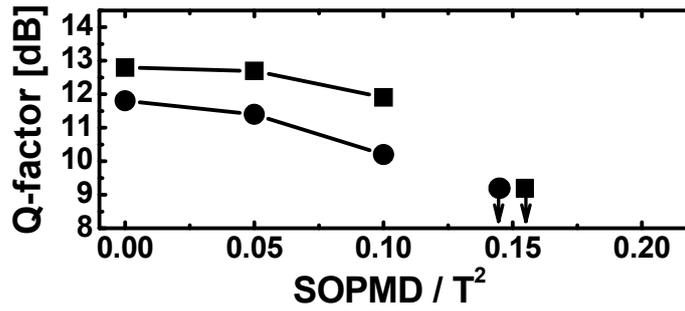
(a) $\text{SOPMD}/T^2 = 0.01$



(b) $\text{SOPMD}/T^2 = 0.20$



(c) $\text{SOPMD}/T^2 = 0.31$



(d) $\text{SOPMD}/T^2 = 0.44$

図 6-6 偏光子ベースの偏波モード分散抑圧装置の実験室評価結果

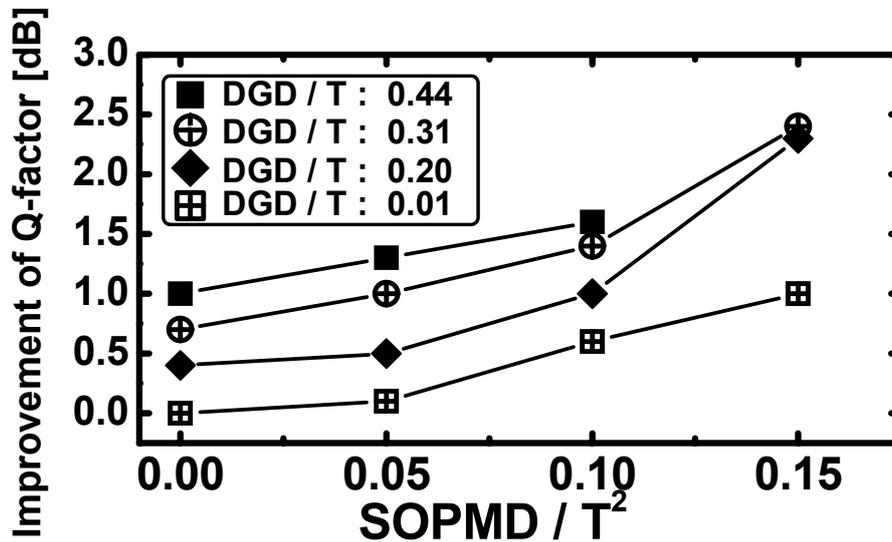


図 6-7 偏光子ベースの偏波モード分散抑圧装置の実験室評価結果のまとめ

6-5 偏波モード分散抑圧装置のフィールド評価

第 6-3 節で述べた PMD 抑圧装置について、フィールド伝送路に単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号を伝送させ、伝送後に考案した PMD 抑圧装置を挿入することで、PMD 抑圧装置の実証実験を行った。まず、架空区間を含んだ敷設光伝送路の構成と特性を述べた後、フィールド評価結果について述べる。

6-5-1. 敷設光伝送路の構成

図 6-8 に、本フィールド評価実験で用いた敷設光伝送路を示す[11]。また図 6-9 に敷設光伝送路の構成を示す。大手町からつくばまで、柏を経由して敷設された片道 100km の光回線を 2 経路用いた。この 2 経路の光伝送路をつくばで折り返し、全長 200km の光伝送路構成で PMD 抑圧装置の評価を実施した。大手町局からつくば局の手前までは、主に高速道路沿いに敷設された管路区間の光ケーブルであり、常磐高速からつくば局までは架空に光ケーブルを敷設した架空区間である。各局には 3 段構成の光アンプが設置され、局間を ITU-T G.652 準拠の SMF で接続してある。また波長分散と波長分散スロープは各局に設置した分散補償光ファイバにて補償を行い、残留波長分散と残留波長分散スロープは信号波長帯でほぼゼロに調整した。

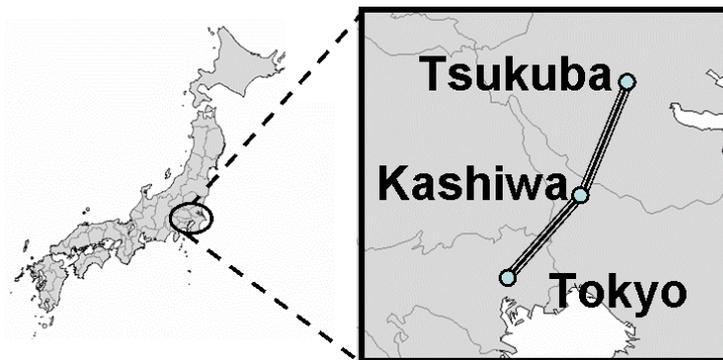


図 6-8 敷設光伝送路

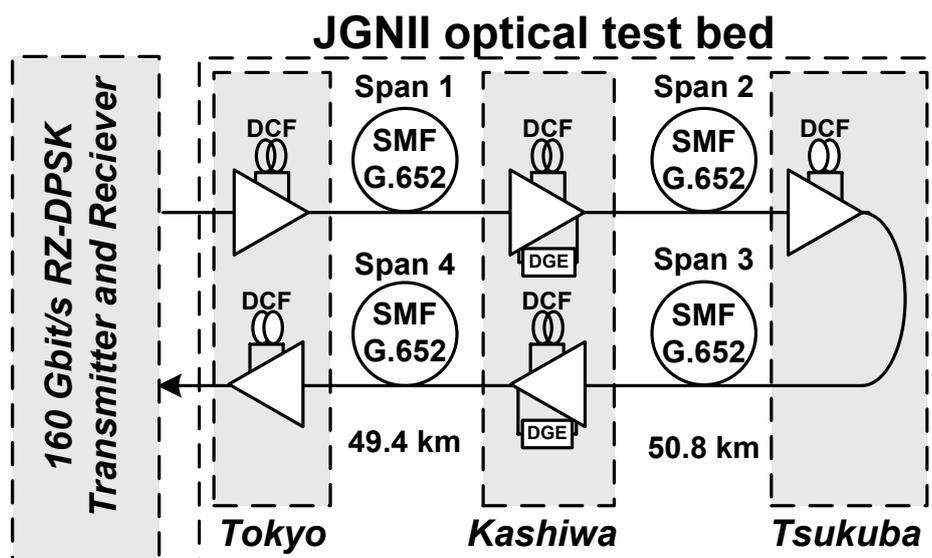


図 6-9 敷設光伝送路の構成

6-5-2. 敷設光伝送路の特性評価

図 6-10 に、図 6-9 に示す敷設光伝送路の DGD と SOPMD の長期測定結果を示す。両結果ともジョーンズ・マトリックス法 (Jones Matrix Eigen analysis (JME) method) [12]を用いて、1535～1565nm に渡って 90 秒毎に 10 時間測定した結果である。

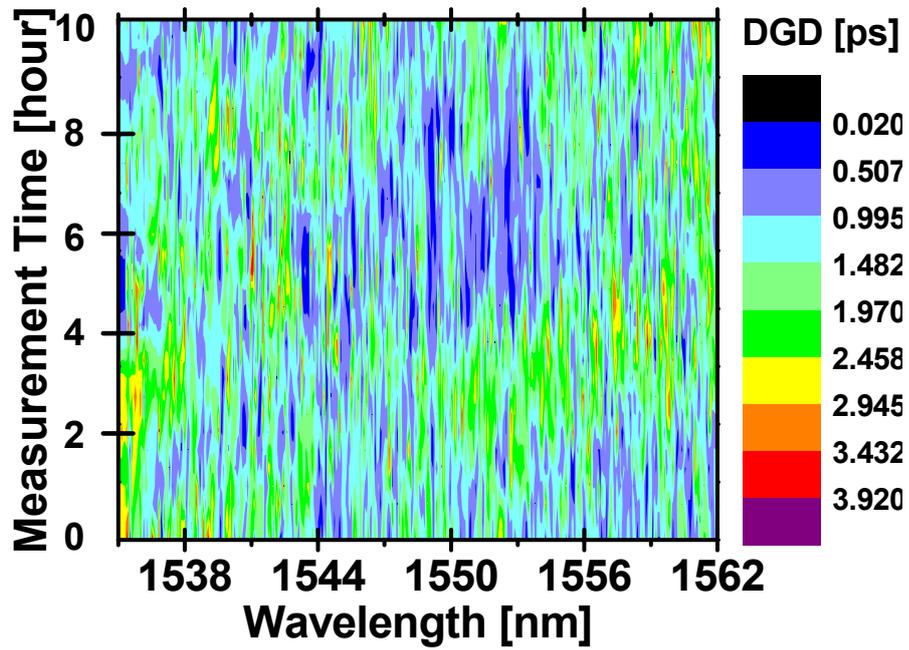
図 6-11 に、図 6-10 で測定した DGD と SOPMD の発生分布結果を示す。図 6-11 より、平均 DGD と平均 SOPMD は 1.4ps と 0.7ps²であることがわかり、また本測定時の DGD 発生範囲は 0 から 4.0ps であり、SOPMD 発生範囲は 0 から 3.6ps²であったことがわかった。また図 6-11 に理論的に得られる式(12)と(13)の発生頻度曲線を示す[6]。図 6-11 より、DGD と SOPMD の発生頻度が発生頻度曲線に非常に近似しており、本敷設光伝送路で発生する DGD と SOPMD が十分にランダムであることを示している。

$$|\bar{\tau}| = \frac{8}{\pi^2 \tau} \left(\frac{2x}{\tau} \right)^2 \exp \left\{ -\frac{\left(\frac{2x}{\tau} \right)^2}{\pi} \right\} \quad (12)$$

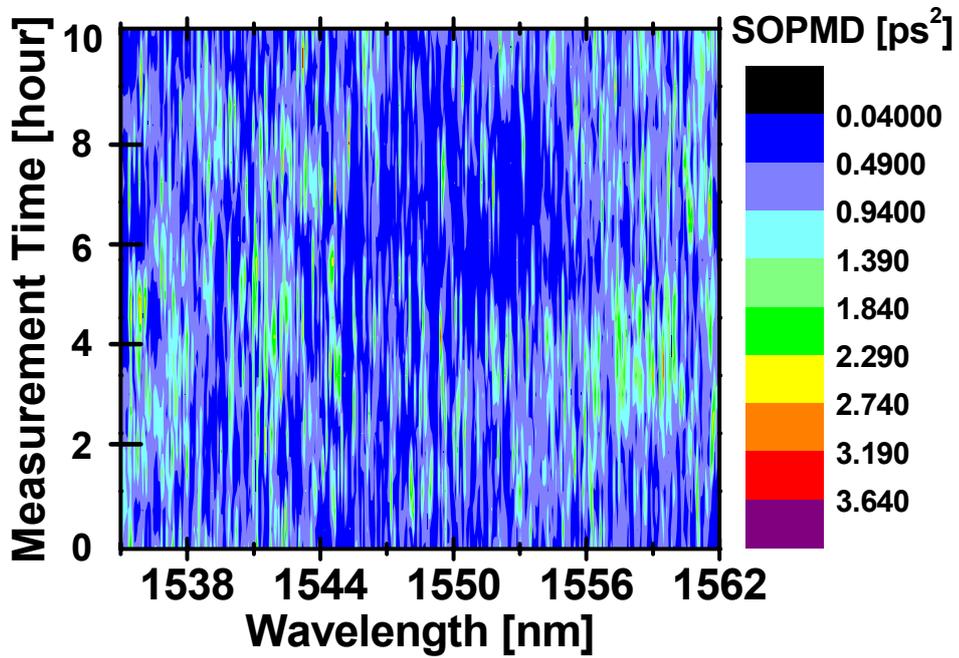
$$|\bar{\tau}_o| = \frac{8}{\pi \tau^2} \frac{4x}{\tau^2} \tanh \left(\frac{4x}{\tau^2} \right) \operatorname{sech} \left(\frac{4x}{\tau^2} \right) \quad (13)$$

図 6-12 に、実験室に設置したボビン状の光伝送路の DGD と SOPMD の長期測定結果を示す。実験室内の伝送路は 5 台の光中継器と 4 つの長さ 80km の SMF によって構成した。また平均 DGD は 1.3ps であり、敷設光伝送路とほぼ同じ値となっている。図 6-10 と図 6-12 を比較すると、実験室の光ファイバや、全て管路に敷設された光伝送路の測定結果[3-4]とは異なって、ランダムに状態が変動していることがわかる。

図 6-13 に、(a)図 6-10 の敷設光伝送路と、(b)図 6-12 の実験室に設置したボビン状の光伝送路にて、DGD の時間的変化を波長 1535～1565nm に渡って 10 時間毎に 6 時間測定した結果を示す。図 6-13 より、ほぼ同じ平均値をもった二種類の光伝送路であっても、波長 1550nm の信号における DGD 変化量は実験室内光伝送路では約 1ps と小さいものの、敷設光伝送路では 3ps であった。この結果、架空区間を含んだ敷設光伝送路の DGD は、実験室に設置したボビン状の光伝送路よりも大きく速く変化していることがわかった。

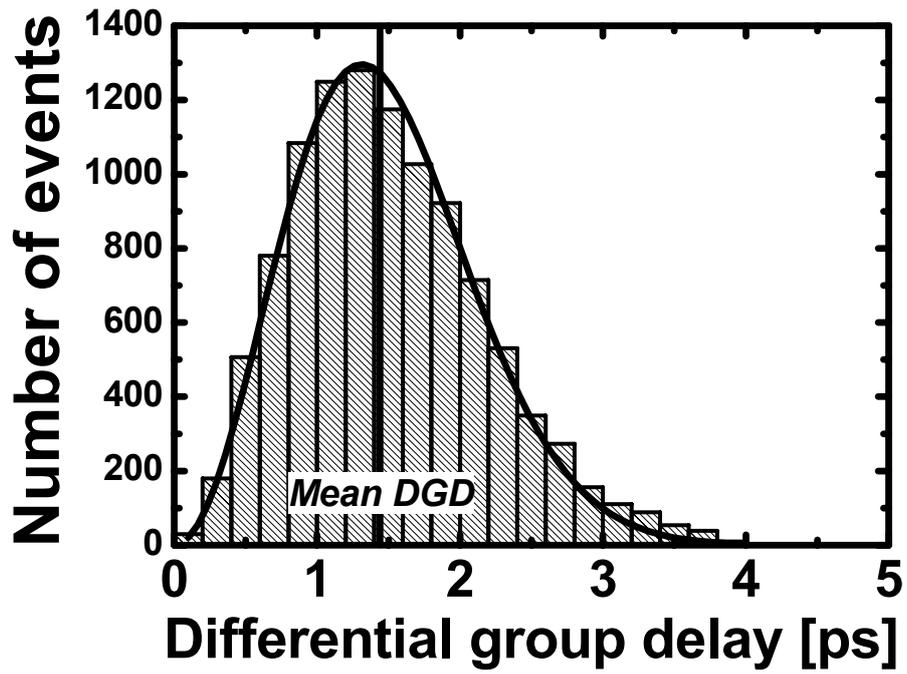


(a) DGD

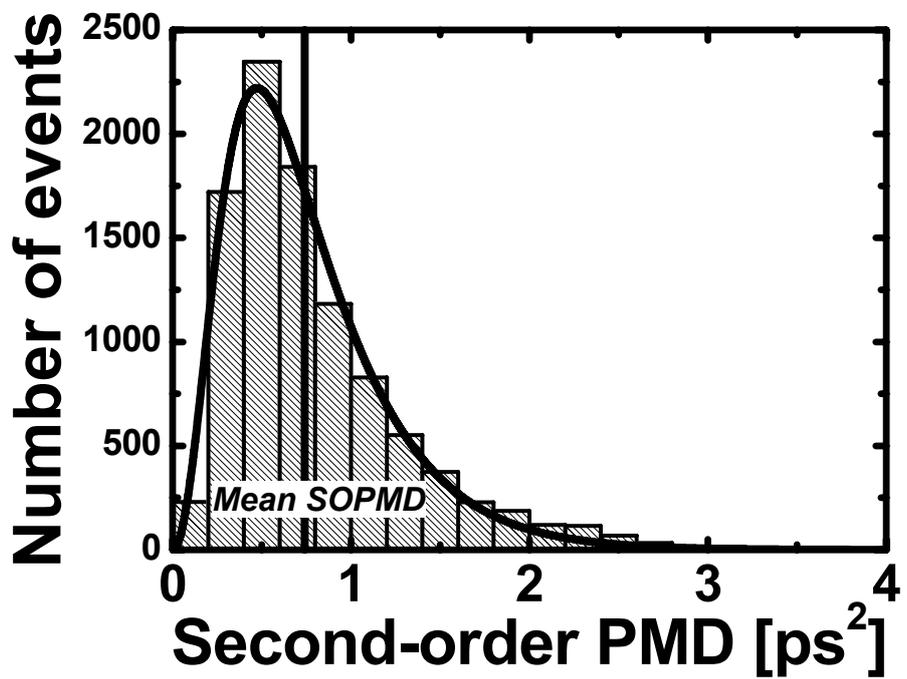


(b) SOPMD

図 6-10 敷設光伝送路の PMD 長期測定結果

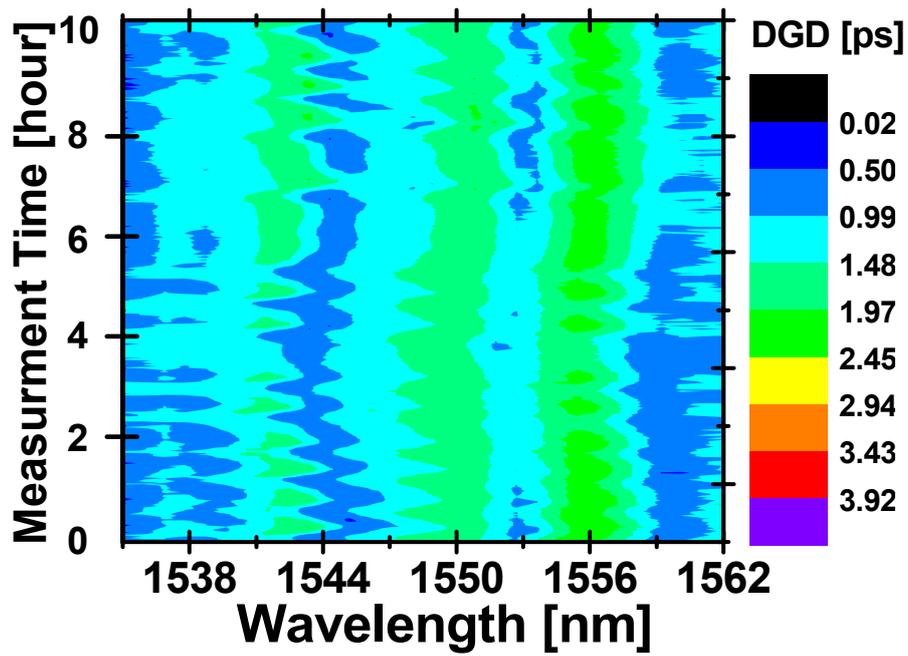


(a) DGD

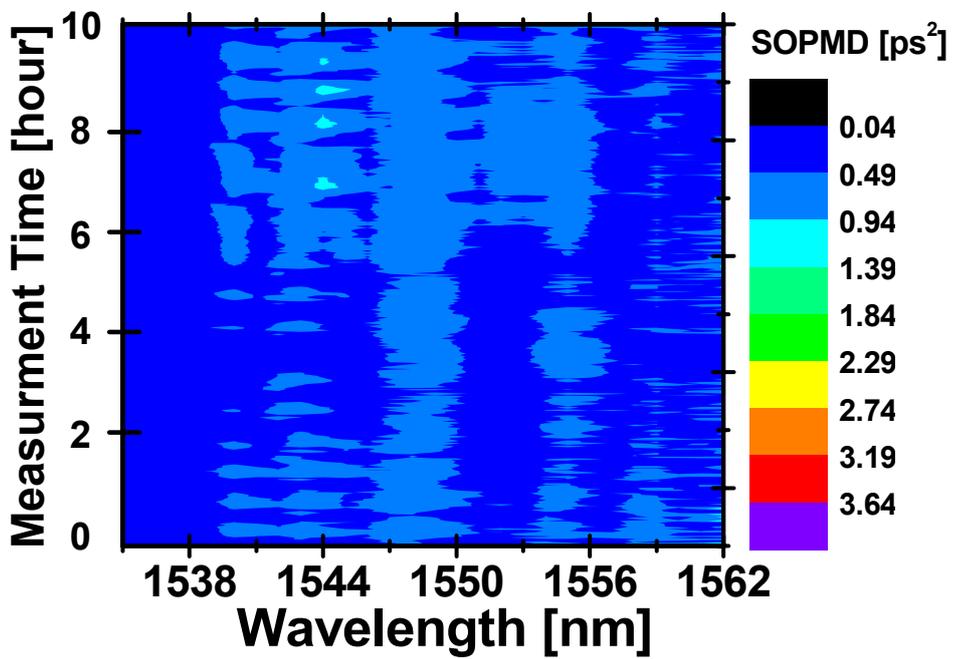


(b) SOPMD

図 6-11 敷設光伝送路の PMD 発生頻度測定結果

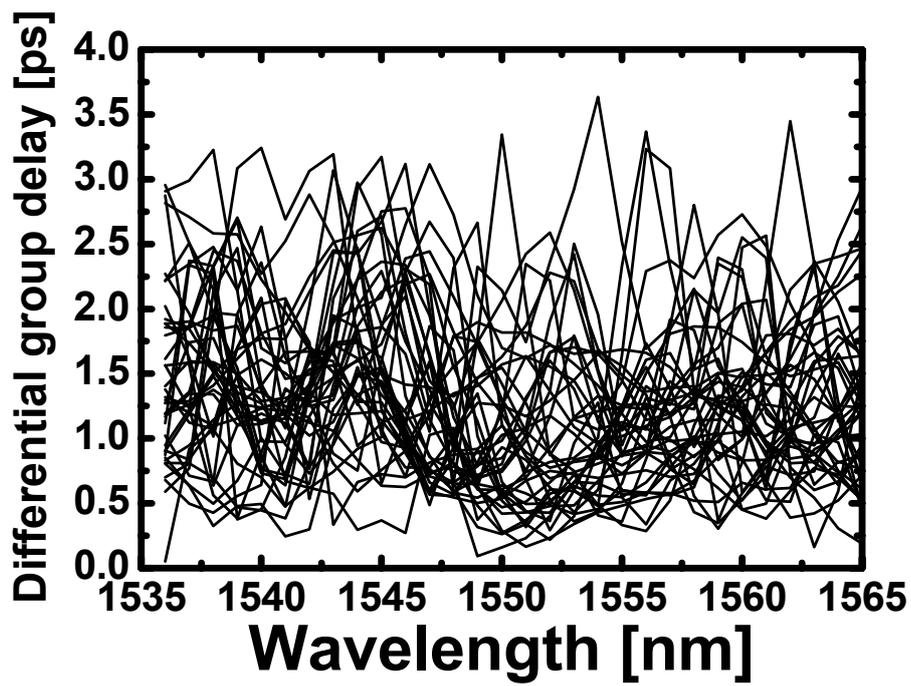


(a) DGD

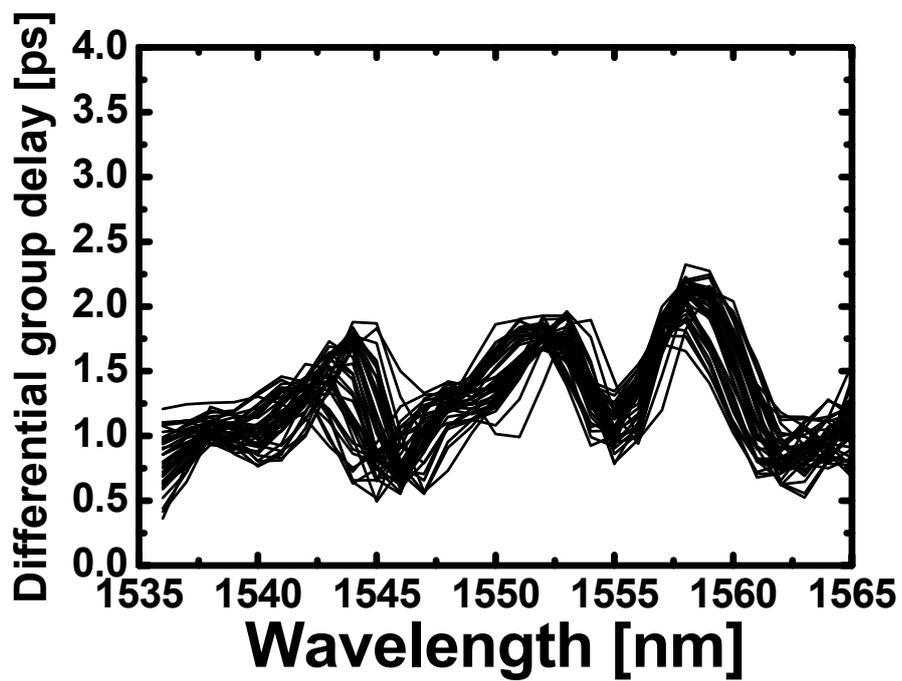


(b) SOPMD

図 6-12 敷設光伝送路の PMD 長期測定結果



(a) 敷設光伝送路



(b) 実験室のポビン状光伝送路

図 6-13 DGD の時間的变化

図 6-14 に、敷設光伝送路において波長 1558nm の信号のストークスパラメータを、1 分毎に約 23 時間に渡って 1376 ポイント連続測定した結果のうち、400 分を抽出したグラフを示す。図 6-14 中の 3 本のグラフは、それぞれ S1, S2, S3 を示し、これはポアンカレ球面上の座標の時間変化を示す。図 6-14 より、ポアンカレ球面上を時間と共に動いていることがわかる。

このポアンカレ球面上でのストークスベクトルの時間変化量を評価するために、図 6-14 で測定した 1 分毎のストークスベクトルの内積を(14)式を用いて算出した。尚、図 6-15 に示すように、図 6-14 で示した連続測定結果において n 分時のストークスベクトルの座標を $\vec{p}_n(x_n, y_n, z_n)$ とし、 ψ_n を二つのストークスベクトル \vec{p}_n と \vec{p}_{n+1} 間の角度とした。

$$\cos\psi_n = x_n x_{n+1} + y_n y_{n+1} + z_n z_{n+1} \quad (14)$$

図 6-16 に、(14)式で算出した $\cos\psi_n$ のうち、400 分の測定結果を抽出したグラフを示す。抽出した部分は図 6-14 に示した時間範囲と同一である。図 6-16 より、ストークスベクトルはポアンカレ球上を比較的移動しない時間帯と、比較的激しく移動する時間帯があり、移動する際には非常にスパイキーであることがわかった。

図 6-14 に示した n 分時のストークスベクトルの時間変化の相関を評価するため、ストークスベクトル $\vec{p}_n(x_n, y_n, z_n)$ に関して自己相関関数 $A(\tau)$ を求めた。自己相関関数を得るために式(15)を用いた。但し、 τ は $-344 \leq \tau \leq +344$ の範囲の整数である。

$$A(\tau) = \sum_{n=-344}^{+344} \vec{p}_n \cdot \vec{p}_{n+\tau} \quad (15)$$

図 6-17 に得られた自己相関関数 $A(\tau)$ を示す。図 6-17 より、自己相関関数の値は概ね 0.4 であることがわかり、ストークスベクトルの内積の時間変化には弱い相関があることがわかった。一般的に、架空区間が含まれる光伝送路のストークスベクトルの時間変化はランダムであると考えられているが[3-7]、この結果はストークスベクトルの時間変化に弱い復元力があることを示唆するものである。この現象を定量的に論じるには長時間の測定や、更に多数の敷設光伝送路の測定が必要であると考えられるため、本博士論文ではこれ以上は論じないが、この現象が普遍的であるならば光伝送システムの設計に対して非常に大きな意義があるものと考ええる。

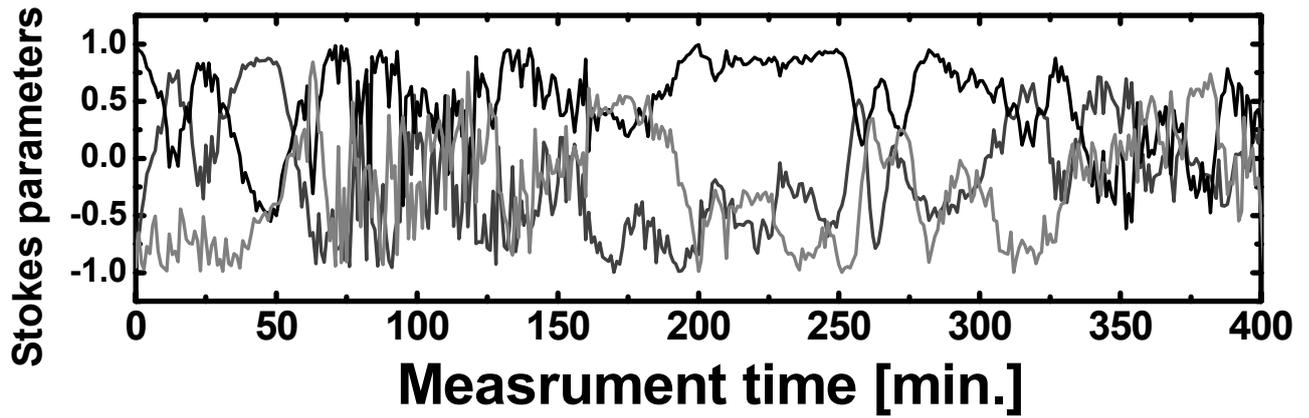


図 6-14 ストークスパラメータ長期測定結果

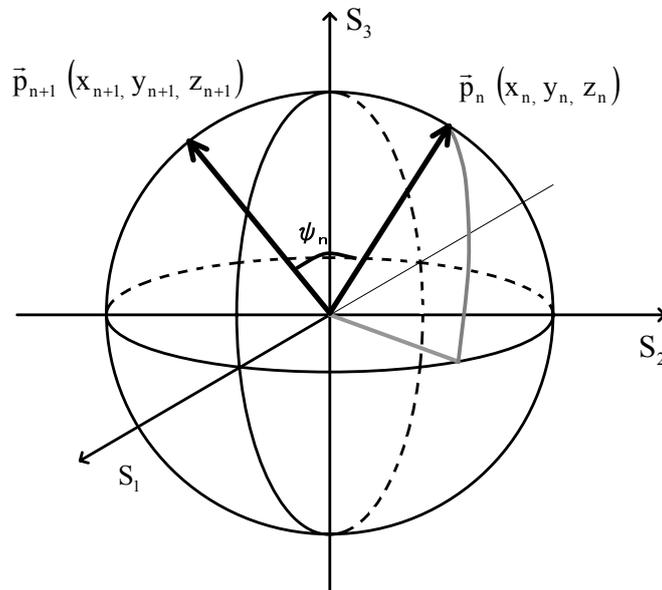


図 6-15 ポアンカレ球面上の2点間の内積

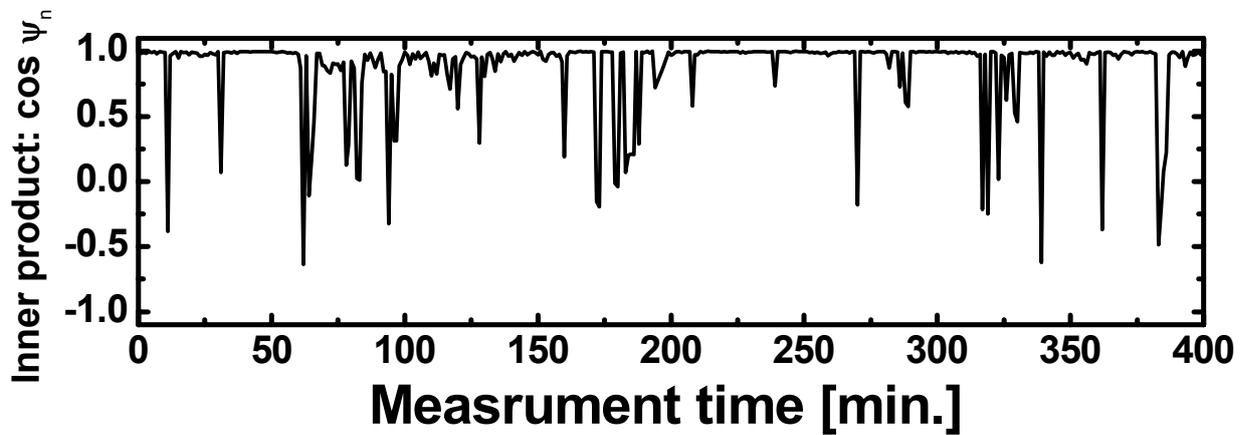


図 6-16 ストークスベクトルの内積

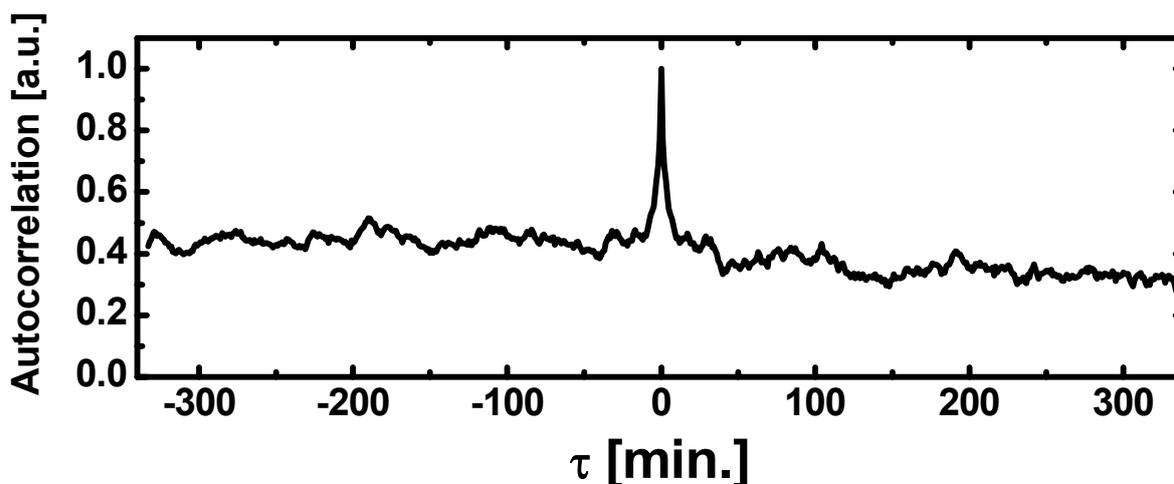


図 6-17 ストークスパラメータの自己相関関数波形

6-5-3. フィールド評価系

図 6-18 に、提案した PMD 抑圧装置の超高速光信号に対する実証実験を実施するために用いた、単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の送受信器構成を示す。

送信系では、分布帰還形半導体レーザ (Distributed Feed Back Laser Diode: DFB-LD) を連続光源として用い、2 台の吸収型光変調器 (Electro-Absorption Modulator: EAM) を用いてパルス幅 3.3ps の 40GHz 光パルスを生じた後、二電極導波路型 LN (LiNbO₃) 変調器を $2V_{\pi}$ で駆動することにより、7 段の擬似乱数バイナリシーケンス信号 (Pseudorandom Binary Sequence: PRBS) を用いて 40Gbit/s DPSK 変調を施した。その後、高非線形ファイバ (High Non-linear Fiber: HNLF) を用いて、パルス圧縮を行った。パルス圧縮条件は、伝送特性により最適化した。その後、データパターン長の 1/4 と 1/2 に相当する 0.8ns と 1.6ns の時間遅延を有した偏波保持型光時分割多重装置 (PM-OTDM) を用いて、パルス幅 2.3ps の PRBS:7 段の単一偏波 160Gbit/s 信号を発生させた。また、 $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板にて構成される偏波制御器 (Polarization Controller: PC) を用いて、光伝送路への入射偏波状態 (State of Polarization: SOP) を調整した。

受信系では、光伝送路中の PMD の影響を抑圧するために、図 6-3 に示す PMD 抑圧装置にまず受信光信号を入力した。PMD 抑圧装置を透過後、光時分割分離系とバランスドフォトディテクタの偏波依存性を平均化するため、偏波スクランブラ (Polarization Scrambler) を用いて信号の偏波状態をスクランブルした。その後、2 台の EAM を用いて 160Gbit/s 信号から 40Gbit/s 信号に光時分割分離を行い、1 bit 遅延干渉系 (Mach-Zehnder delay interferometer: MZDI) により DPSK 信号を強度変調信号に復号して、バランスドフォトディテクタにて受信

した。続いて、40Gbit/s 信号から 10Gbit/s 信号へ電気時分割分離して、誤り率測定器（10Gbit/s ED）にて BER を測定した。尚、EAM ベースのクロック抽出回路[13]への光入力信号を音響光学（acoustic optical: AO）スイッチにてゲーティングすることにより第四章で述べた平均符号誤り率測定法を適用し[14]、16 トリビュタリの 10Gbit/s 信号の平均 BER を測定した。この測定した BER より、単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の Q 値を算出した[15]。

ここで、第二章で述べたように OOK（On-Off keying）信号の雑音分布はガウシアン分布であり[3]、また RZ-DPSK の雑音分布は χ^2 分布であることが知られている[16-18]。第二章で示したとおり、従来の Q 値を測定する手段[15]は、雑音分布をガウシアンと仮定した手法であり、 χ^2 分布を持った光信号に適応することはできない。しかしながら、この従来の Q 値を測定する手段を用いて測定した RZ-DPSK と RZ-OOK の両信号特性差は、Q 値 20dB 以下ではほぼ一定であるとの報告がある[19]。従って、本博士論文では、Q 値が 20dB 以下の領域であれば、従来の Q 値を測定する手段[15]で RZ-DPSK の Q 値を測定しても問題ないとした。

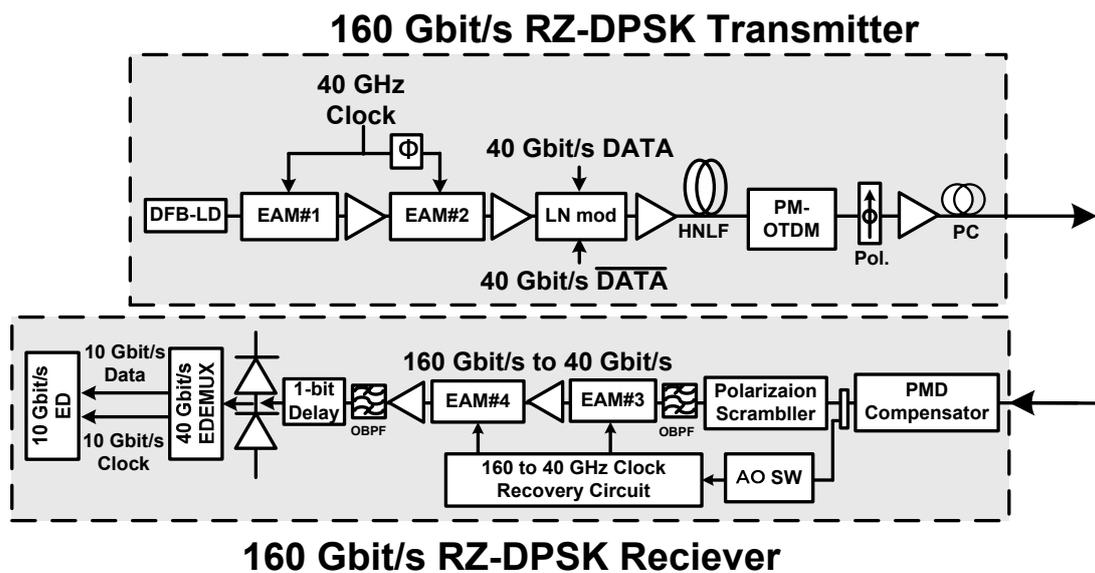


図 6-18 単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の送受信器構成

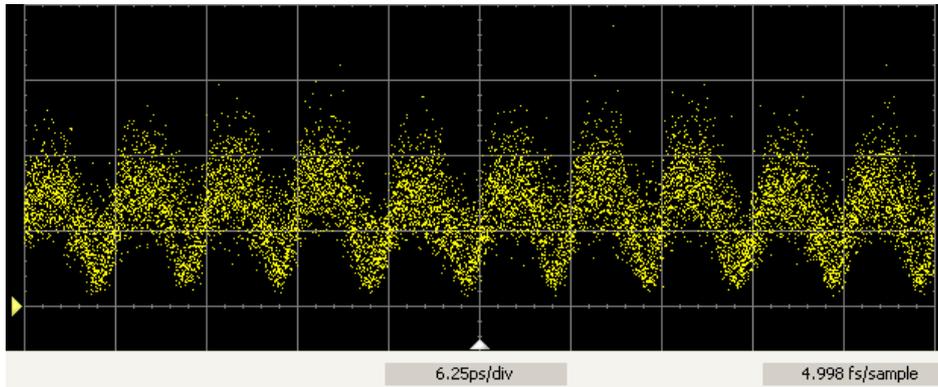
6-5-4. フィールド評価結果

まず、光伝送路や波長分散補償ファイバへの光信号挿入パワーを最適化するために、送信系の PC を用いて、光伝送路から受ける PMD の影響が最小となるように、最小の BER が得られる状態に調整した。この状態で、光伝送路や波長分散補償ファイバへの光信号挿入パワーを、+7.5dBm と 0dBm に最適した。また、光信号波長での残留波長分散の値はほぼゼロになるように調整した。これら光伝送路条件の最適化の後、伝送信号の特性評価を実施した。

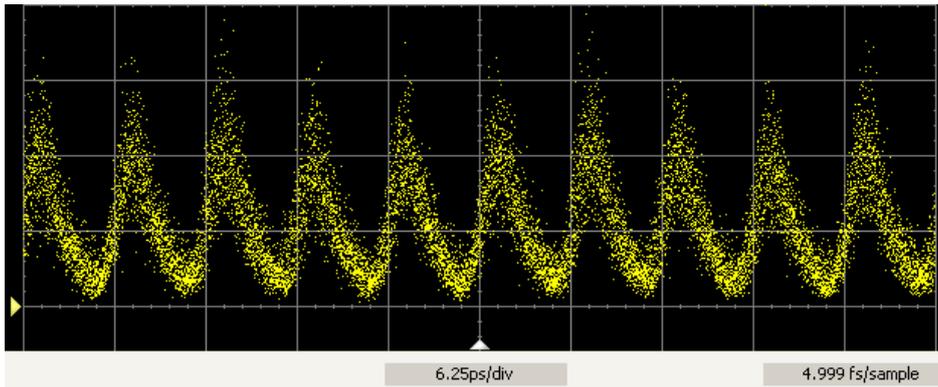
図 6-19 (a) に、敷設光伝送路を伝送した単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の光波形を示す。この光波形を測定した際の DGD は約 2.1ps であり、光伝送路への入力偏波は最大の BER が得られるように調整した。図 6-19 (b) に、PMD 抑圧装置の出力光波形を示す。図 6-19 (a) と (b) より、PMD 抑圧装置を挿入することで、伝送後の単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の光波形が整形されたことがわかる。

図 6-20 に、PMD 抑圧装置の効果を定量的に評価した結果を示す。横軸は、信号波長から ±1.3nm の範囲で DGD を平均値した値を示す。また、四角 (□) と三角 (▲) は、それぞれ PMD 抑圧装置を用いた場合と、用いなかった場合の 160Gbit/s RZ-DPSK 信号特性を示す。これらの測定の際は、光伝送路への入力偏波は最大の BER が得られるように調整し、また PMD 抑圧装置を用いた場合には光損失を付加し、光パワーレベルを一定に調整した。図 6-20 より、DGD が 1.5ps の際には Q 値が約 17.8dB から 18.9dB へ改善し、約 1dB の Q 値改善効果が得られることがわかった。また、この結果を BER で評価すると、DGD が 1.5ps の際には 4.2×10^{-15} から 8.1×10^{-19} に約 4 桁の符号誤り率を減少させたことに相当する。

イーサネットの信号特性規格 (BER= 1×10^{-12} 以下) から 1dB マージンを取った Q 値 18dB を超える信号特性を得るための許容 DGD 範囲を評価すると、PMD 抑圧装置を挿入することで 1.3ps から 2.3ps へ拡大したことがわかる。この結果を図 6-11 (a) に適応すると、Q 値 18dB 以上を得ることができる DGD 分布の許容範囲が 40% から 90% へ拡大したことがわかり、PMD 抑圧装置を挿入することで非常に大きな効果が得られることがわかる。



(a) 偏波モード分散抑圧装置への入力 [6.25ps/div]



(b) 偏波モード分散抑圧装置への出力 [6.25ps/div]

図 6-19 敷設光伝送路伝送後の単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の光波形

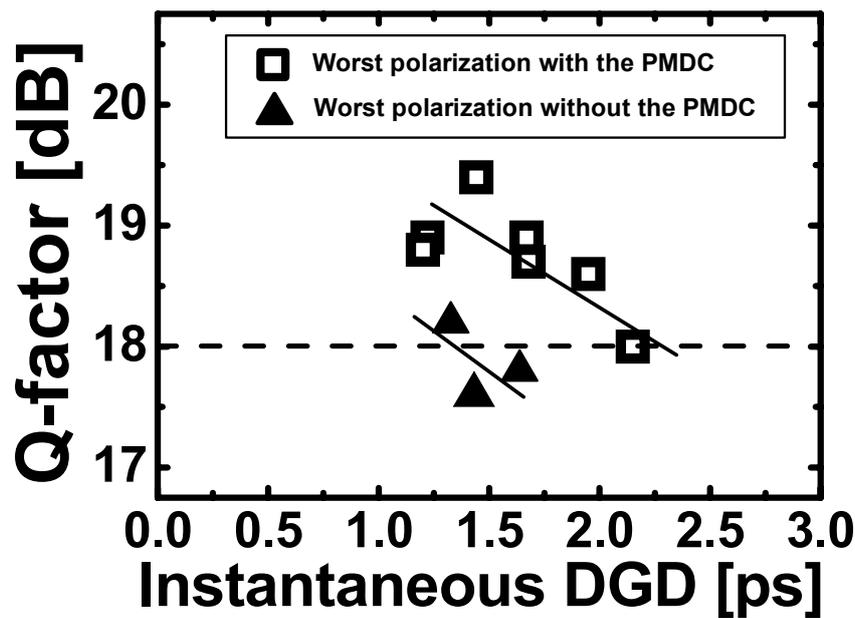


図 6-20 偏波モード分散抑圧装置の効果

6-6 まとめ

本章では、 $\lambda/4$ 板、 $\lambda/2$ 板、偏波ビームスプリッタの3つの光学部品で構成される非常に簡便な偏波モード分散抑圧装置の新規提案を行い、一次と二次偏波モード分散による信号特性劣化抑圧効果の原理を示し、その効果を実験的に初めて実証した。また、この偏波モード分散抑圧装置を敷設光伝送路に適応して約1dBのQ値改善効果が得られることを示し、超高速光信号伝送時に効果があることを初めて実証した。また実証実験において、偏波モード分散抑圧装置を挿入することで、Q値18dB以上を得ることができるDGD分布の許容範囲が40%から90%へ拡大することを示し、非常に大きな効果が得られることを示した。また、一般的には架空区間が含まれる光伝送路のストークスペクトルの時間変化はランダムであると考えられているが、ストークスペクトルの時間変化に弱い復元力があることを世界で初めて示唆した。

参考文献

1. N. Yoshikane and I. Morita, "160 % Spectrally-Efficient 5.12 Tb/s (64 x 85.4 Gb/s RZ DQPSK) Transmission without Polarisation Demultiplexing", European Conference and Exhibition on Optical Communication Conference 2002, post deadline paper, Th4.4.3, 2002.
2. A. H. Gnauck, G. Charlet, P. Tran, P. J. Winzer, C. R. Doerr, J. C. Centanni, E. C. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto, and K. Higuma, "25.6 T-b/s C+L-band transmission of polarization-multiplexed RZ-DQPSK signals", Optical Fiber Communication Conference 2007, post deadline paper, PDP19, 2007.
3. S. Kieckbusch, S. Ferber, H. Rosenfeldt, R. Ludwig, C. Boerner, A. Ehrhardt, E. Brinkmeyer, and H. G. Weber, "Adaptive PMD compensator in 160Gb/s DPSK transmission over installed fiber" Optical Fiber Communication Conference 2004, PDP31, 2004.
4. M. Brodsky, P. Magill and J. Frigo, "Polarization-mode dispersion of installed recent vintage fiber as a parametric function of temperature", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 1, pp.209 - 211, 2004.
5. D. Waddy, P. Lu, L. Chen, and X. Bao, "Fast state of polarization changes in aerial fiber under different climatic conditions" IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 13, no. 9, pp.1035-1037, 2001.
6. H. Kogelnik, R. M. Jopson and L. E. Nelson, "Optical fiber telecommunications IVB systems and impairments", Chapter 15, Academic Press, 2002.
7. I. Kaminow and T. L. Koch, "Optical Fiber Telecommunications III", Academic Press, 1997.
8. F. Roy, C. Francia, F. Bruyere, and D. Penninckx, " A simple dynamic polarization mode dispersion compensator", Optical Fiber Communication Conference 1999, vol.1, pp.275-278, 1999.
9. F. Buruyere, "Impact of first- and second-order PMD in optical digital transmission systems", Optical Fiber Technology., issue 2, 1996, pp.269-280, 1996.
10. C. Francia , F. Bruyere, D. Penninckx, and M. Chbat, "PMD second-order effects on pulse propagation in single-mode fibers", IEEE Photonics Technology Letters, vol.10, pp.1739-1741,

1998.

11. <http://www.jgn.nict.go.jp/e/index.html>
12. B. L. Heffner, "Automated measurement of polarization mode dispersion using Jones matrix eigenanalysis", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 4, Issue. 9, pp.1066 - 1069, 1992.
13. H. T. Yamada, H. Murai, A. R. Pratt and Y. Ozeki, "Scaleable 80 Gbit/s OTDM using a modular scheme based on EA modulators", European Conference and Exhibition on Optical Communication Conference 2000, 1.3.5, 2000.
14. I. Morita, T. Tsuritani, N. Yoshikane, A. Agata, K. Imai, and N. Edagawa, "100% spectral-efficient 25 x 42.7 Gbit/s transmission using asymmetrically filtered CS-RZ signal and a novel crosstalk compensator", European Conference and Exhibition on Optical Communication Conference 2002, PD4.7, 2002.
15. N. S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. R. Davidson, "Margin measurement in optical amplifier systems", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5, No. 3, pp.304 - 306, 1993.
16. S. Benedetto and E. Biglieri, "Principales of digital transmission with wireless applications", Chapter 4 and 5, Kluwer Academic / Plenum publishers, New York, 1999.
17. I. Ho, "Impact of nonlinear phase noise to DPSK signals: a comparison of different models", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, No. 5, pp.1403 - 1405, 2004.
18. X. Liu, C. Xu, and X. Wei, "Nonlinear phase noise in pulse-overlapped transmission based on return-to-zero differential-phase-keying", European Conference and Exhibition on Optical Communication Conference 2002, 9.6.5, 2002.
19. T. Mizuochi, K. Ishida, T. Kobayashi, J. Abe, K. Kinjo, K. Motoshima, and K. Kasahara, "A comparative study of DPSK and OOK WDM transmission over transoceanic distances and their performance degradations due to nonlinear phase noise", Journal of Lightwave Technology, Volume: 21 ,Issue: 9 ,September 2003, pp.1933 – 1943, 2003.

第七章：超高速光信号の伝送実証実験

7-1 まえがき

第五章で検討した光変調方式と、第六章で提案した偏波モード分散（Polarization Mode Dispersion: PMD）抑圧装置の有効性を示すため、以下の2種類の超高速光信号の伝送実証実験を実施した。本章ではこの二つの実証実験について述べる。

実証実験 1： 架空区間を含んだ敷設光伝送路での超高速光信号の波長多重伝送実験

実証実験 2： 次世代イーサネット向け 100Gbit/s 超高速光信号の伝送実験

7-2 架空区間を含んだ敷設光伝送路での 160Gbit/s 超高速光信号の WDM 伝送実験

第一の実証実験として、第六章で述べた環境変動の激しい架空区間をリンクの一部に含んだ、大手町とつくば間に敷設された光伝送路を用いて実施した、160Gbit/s 超高速光信号の波長多重（Wavelength Division Multiplexing: WDM）伝送実験について述べる。

7-2-1. 実験系

図 7-1 に、160Gbit/s 超高速光信号の WDM 送受信系構成を示す。

送信系では、192.2THz から 194.3THz までの 300GHz 間隔の分布帰還形半導体レーザ（Distributed Feed Back Laser Diode: DFB-LD）を 8 台の光源として用いた。これら 8 波の連続光信号をアレイ導波路格子（Arrayed Waveguide Grating: AWG）にて合波した後、三つの二電極導波路型 LN 変調器（LiNbO₃ modulator: LN mod）を用いてクロック変調とデータ変調を施した。

ここで、第五章の検討において、一次 PMD 耐力は RZ-DQPSK とほぼ同じであるものの、光信号雑音に対する信号特性の点で RZ-DPSK 光変調方式が適していることが明らかになったため、一次 PMD 耐力と光信号雑音に対する信号特性が要求される本実証実験では、RZ-DPSK を光変調方式として採用することとした。

第一の LN mod を 40GHz 電気クロック信号で $2V_{\pi}$ 駆動することにより、80GHz の光パルス信号を生成した。続いて第二の LN mod を、20GHz 電気クロック信号で同様に $2V_{\pi}$ 駆動し、80GHz パルス信号を半分に間引くような動作タイミングに調整して 40GHz の光パルス信号を

得た。第三の LN mod を $2V_{\pi}$ で駆動することにより、第六章の実験と同様に 7 段の擬似乱数バイナリシーケンス信号 (Pseudorandom Binary Sequence: PRBS) を用いて 40Gbit/s DPSK 変調を施した。続いて、データパターン長の 1/4 と 1/2 に相当する 0.8ns と 1.6ns の時間遅延を有した偏波保持型光時分割多重装置 (PM-OTDM) を用いて、パルス幅 3.9ps の PRBS:7 段の単一偏波 8 x 160Gbit/s RZ-DPSK 信号を生成した[1]。また、第六章の実験と同様に、 $\lambda/4$ 板と $\lambda/2$ 板にて構成される偏波制御器 (Polarization Controller: PC) を用いて、光伝送路への入射偏波状態 (State of Polarization: SOP) を調整した。

受信系では、半値幅 2nm の光バンドパスフィルタで測定チャンネルを選択後、図 6-18 の単一偏波 160Gbit/s RZ-DPSK 信号の送受信器構成に示した受信系と同様のものを用いた。

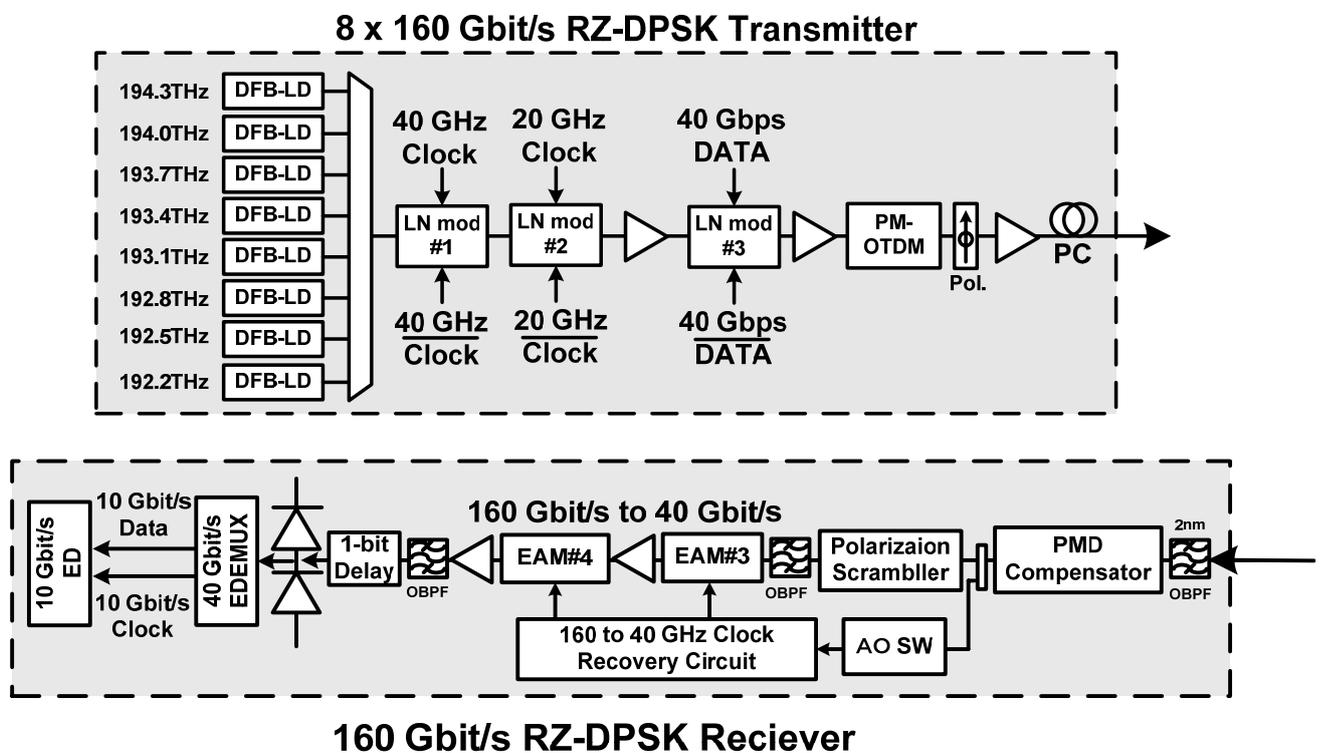


図 7-1 単一偏波 8 x 160Gbit/s RZ-DPSK 送受信器構成

7-2-2. 評価結果

第六章で述べた同様の手順で、光伝送路への光信号挿入パワーを最適化するために、送信系の PC を用いて、光伝送路から受ける PMD の影響が最小となるように、最小の BER が得られる状態に調整した。この状態で光伝送路への 1 波長あたりの光信号挿入パワーを +6.5dBm に最適した。本実験では WDM 信号を伝送するため非線形光学効果の影響を抑制す

るため、第六章で述べた単一波長の伝送条件よりも、光伝送路への光信号挿入パワーが減少したことがわかる。また、光信号波長での残留波長分散の値は、測定波長毎に最適化した。これら光伝送路条件の最適化の後、伝送信号の特性評価を実施した。

図 7-2 に、波長分解能を 0.1nm として設定した際の 200km 伝送前後の光スペクトル波形と、伝送後の光信号雑音比（Optical Signal-to-Noise Ratio: OSNR）を示す。200km 伝送後の OSNR はチャンネル間でほぼ同じであり、波長分解能を 0.1nm とした際に全チャンネルの平均 OSNR は 29.8dB であった。

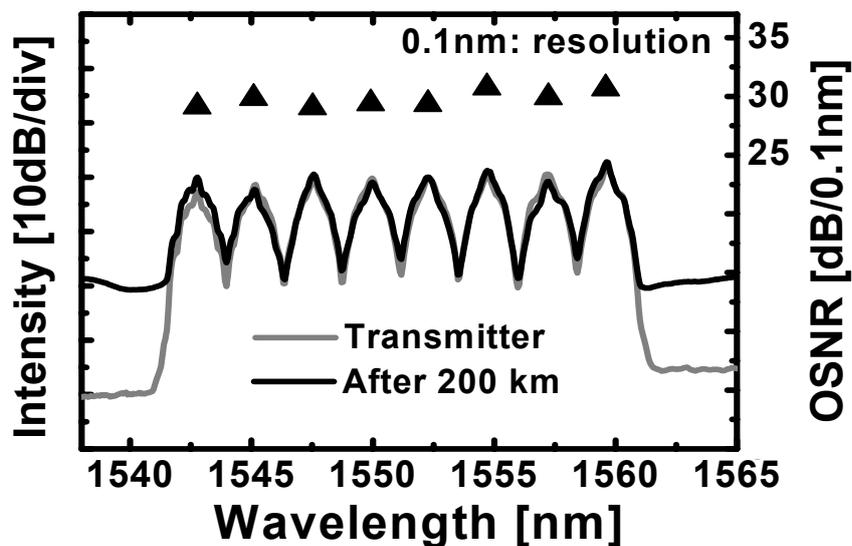


図 7-2 200km 伝送前後の 8 波光スペクトル波形と伝送後の光信号雑音比

次に、光伝送路で発生する PMD の影響が最大となる状態で伝送信号特性を評価するために、受信した符号誤り率（Bit Error Rate: BER）が最大となるように、伝送路への入射 SOP を調整した。

図 7-3 に BER から計算した 200km 伝送後の全 8 波長の Q 値と、信号波長近傍 DGD 値との相関を示す。この評価の結果、200km 伝送後であっても DGD 値に対して全チャンネルともほぼ同様の信号特性を示すことがわかった。また、PMD 抑圧装置はクロックリカバリ動作と伝送信号品質の安定化に非常に効果があることがわかった。

図 7-4 に、200km 伝送後の DGD による Q 値変化を示す。最小の Q 値は 14.4dB であり、これはインバンド前方向誤り訂正技術（Forward Error Correction: FEC）[2]を用いた場合、復号後に BER=1E-13 を得ることができる信号品質（Q 値：13.3dB）以上であるため、インバンド

FEC を用いれば十分な信号品質が得られることがわかった。

また、受信後の信号に、ASE 雑音を付加して OSNR を一定に保つと共に、伝送路の PMD が一定の間に、隣接チャンネルがある場合と、ない場合の伝送信号品質を測定し、WDM クロストークの影響を評価した。その結果、本実験での WDM クロストークによる劣化量は、チャンネル間隔が 300GHz であっても 0.5dB 以下であることがわかった。従って、アウトバンド FEC を用いた場合、チャンネル間隔を狭窄化することによって大きくなる WDM クロストークによる劣化量より、FEC 利得の増加分の方が大きくなる領域では、さらなるチャンネル間隔の狭窄化が期待される。

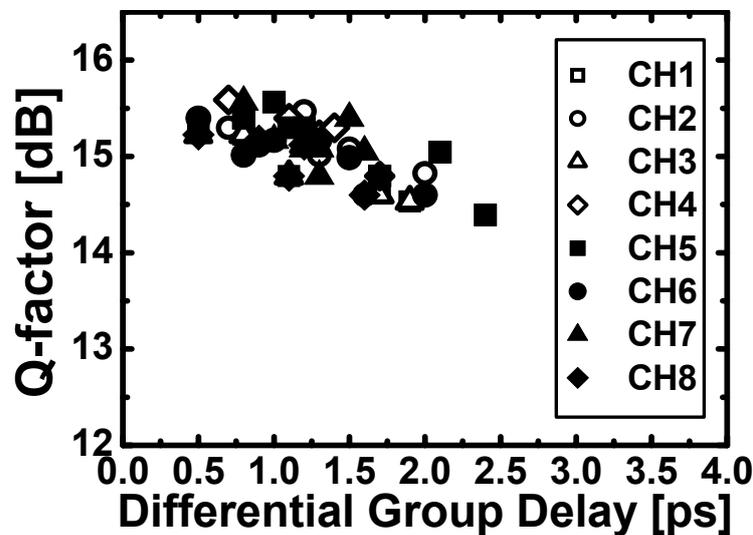


図 7-3 全チャンネルの 200km 伝送後 Q 値と信号波長近傍 DGD 値との相関

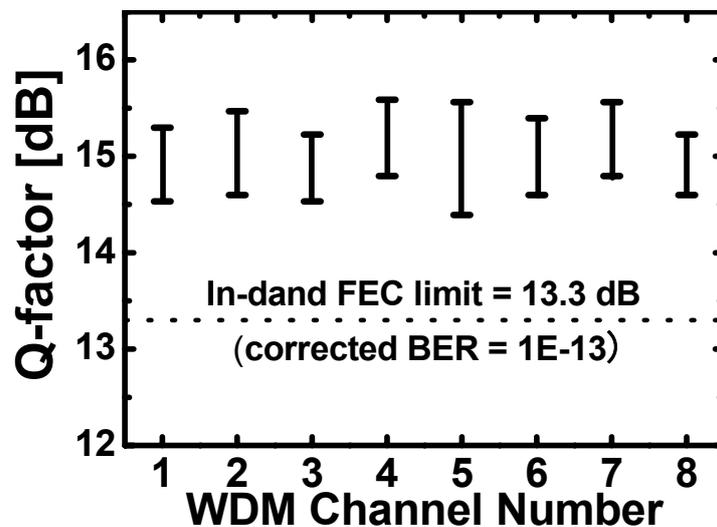


図 7-4 200km 伝送後の DGD による Q 値変化

7-2-3. まとめ

偏波モード分散抑圧装置を適応し、160Gbit/s 超高速光信号を 8 波長多重した伝送実験を実施した。この結果、総伝送容量 1.28 Tbit/s の都市間伝送が可能であることを世界で初めて実証した。

表 1 に最近の敷設光伝送路を用いた超高速光信号伝送実験について纏める。表 1 より、環境変動の激しい架空区間をリンクの一部に含んだ敷設光伝送路であっても、160Gbit/s 超高速光信号の波長多重伝送が都市間で可能であることが世界で初めて実証されたことがわかる。

参考文献	総伝送容量	伝送距離	光ファイバ伝送路の種類	変調方式 (信号偏波)	PMD抑圧方式/ モニタ方式	研究機関
[3] 2004, Mar.	160 Gbit/s	75 km	実験室内 一部フィールド(管路) (環境変動:少)	RZ-DPSK (単一偏波)	複屈折率媒体 / 偏光度モニタ	HHI, Hanburg TU Adaptif photonics
[4] 2004, Jul.	160 Gbit/s	200 km (50 km x 4)	全区間フィールド 一部架空区間を含む (環境変動:大)	RZ-DPSK (単一偏波)	偏光子 / 光パワーモニタ	KDDI , NICT
[5] 2004, Sep.	170 Gbit/s x 8 WDM	430 km (71 km x 6)	全区間フィールド (環境変動:少)	CSRZ-OOK (偏波多重)	複屈折率媒体 / アイ開口モニタ	Alcatel, T-system
[6] 2004, Sep.	160 Gbit/s	550 km (70 km x 8)	全区間フィールド (環境変動:ほぼ無し)	RZ-OOK (単一偏波)	PSP伝送 / 符号誤り率(手動)	Siemens, BT, Eindhoven Univ.
[7] 2005, Sep.	160 Gbit/s x 8 WDM	200 km (50 km x 4)	全区間フィールド 一部架空区間を含む (環境変動:大)	RZ-DPSK (単一偏波)	偏光子 / 光パワーモニタ	KDDI , NICT

表 1 : 最近の敷設光伝送路を用いた超高速光信号伝送実験

7-3 次世代イーサネット向け 100Gbit/s 超高速光信号の伝送実験

IEEE 802.3 Higher Speed Study Group [8]では、現在のイーサネット規格の中で最も伝送容量のある 10GbE に続く次世代イーサネット規格として、40Gbit/s クラスと 100Gbit/s クラスのイーサネットを想定し検討を進めている。前節の超高速光信号伝送実験では、160Gbit/s 信号を PM-OTDM という光学装置を用いて実現したが、“シンプル”や“安価”という理念で発展を遂げてきたイーサネットでは光学装置が送信器内に採用されることは想定し難く、直接的に 100Gbit/s クラスの超高速光信号を生成することが必須条件であると考えられる。

しかしながら、現在の電気信号を光信号へ変換する光変調器は、40GHz 帯域の信号変調用のデバイスしか存在せず、100Gbit/s クラスの超高速光信号を生成することは困難である。そこで、第五章で述べた光変調信号特性の検討結果から、1 シンボル当たり 2 ビットの情報量を持つ差動四値位相 (Differential Quadrature Phase-Shift-Keing: DQPSK) 変調方式を本実証実験の光変調方式として採用することとした。

7-3-1. 実験系

図 7-5 に、100Gbit/s DQPSK 光信号の送受信器構成と評価系を示す。

送信系には、波長 1558nm の分布帰還形半導体レーザ (Distributed Feed Back Laser Diode: DFB-LD) を光源として用いた。続いて、7 段の擬似乱数バイナリシーケンス信号を持った 50Gbit/s 電気信号でプッシュプル駆動された二電極導波路型 LN (LiNbO_3) 変調器[9]に挿入した。50Gbit/s 電気信号は電気ケーブルを伝送すると振幅や波形が低速信号よりも劣化することから、二つの高速 DFF (Delay Flip-Flop) 電気回路によって、LN 変調器に挿入される直前で 50Gbit/s 電気信号を再生した。LN 変調器のバイアスは変調器の最大消光点に調整し、また LN 変調器の 2 つの導波路のデータ間の相関を無くすために、2 つの 50Gbit/s データ間に 108 ビットの遅延差を加えた。尚、本条件で動作させた LN 変調器の光透過損失は約 12dB であった。

受信系には、伝送した 100Gbit/s 光信号の振幅を増幅するため、1480nm を励起光として用いたエルビウム添加光ファイバ増幅器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier: EDFA) を用いた。また、DQPSK 信号を復調するため 2 ビット遅延干渉系 (two-bit-delay Mach-Zehnder interferometer: 2-bit delay MZI) を用いた。MZI の光路長差を、信号波長の $-\pi/4$ と $+\pi/4$ に調整することで、DQPSK 信号が持つ in-phase 成分と quadrature 成分の二つのデータ信号を選択した。その後、半値幅 45GHz のバランスド受光器を用いて光電変換を行い、1:8 の電気時分割分離器にて 8 つの 6.25Gbit/s へ分割してそれぞれの BER を測定した。尚、復調された

DQPSK 信号の二つのデータを計算し[10]、6.25Gbit/s 符号誤り率測定器 (Error Detector: ED) に設定して BER を測定した。

このようにして、DQPSK 信号が持つ “in-phase 成分” と “quadrature 成分” の二つのデータ信号の BER を評価した。

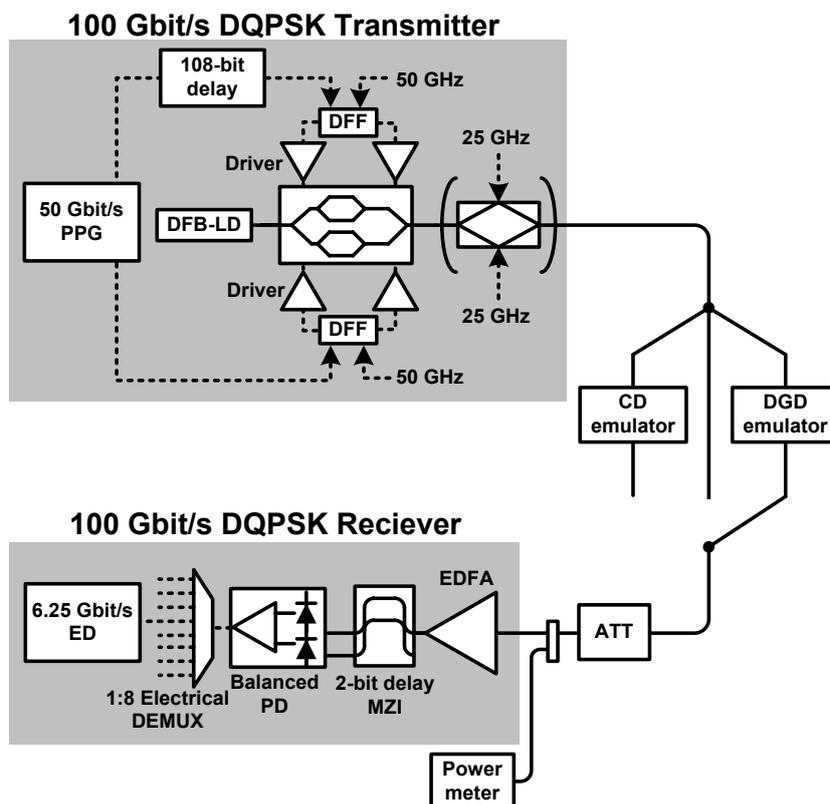


図 7-5 次世代イーサネット向け 100Gbit/s 超高速光信号評価系

7-3-2. 評価結果

まず、送受信系対向時の信号特性を評価するために、100Gbit/s DQPSK 信号の受信特性、波長分散耐力、PMD 耐力の評価を行った。続いて、波長分散補償を施した 50km 伝送特性と、波長分散補償を施さない 2km 伝送特性の評価を実施した。全ての実験において、100Gbit/s DQPSK 信号送信器の出力光パワーを 0dBm と設定した。また、受信特性は EDFA への入力光パワーを用いた。

7-3-2-1. 送受信系対向時の特性評価

図 7-6 に、波長分解能を 0.02nm に設定した際の 100Gbit/s DQPSK の光スペクトル波形を示す。

図 7-7 に、65GHz 帯域のヘッドをもったオシロスコープで測定した 100Gbit/s DQPSK の光波形を示す。図 7-7 より、電気デバイスの帯域や振幅の制限によって、100Gbit/s DQPSK 波形が劣化していることがわかる。

図 7-8 に、100Gbit/s DQPSK 信号を復調した後にバランスド受光器で受信した電気波形を示す。尚、60GHz 帯域のヘッドをもったオシロスコープで測定した。図 7-7 に示したように、光波形は電気デバイスの帯域や振幅の制限によって劣化していたものの、復調後の波形はアイ開口が得られていることがわかる。

図 7-9 に、100Gbit/s DQPSK 信号の“in-phase 成分”と“quadrature 成分”それぞれの受信特性を示す。図 7-9 より、BER=10⁻⁹が得られる受信光パワーは、それぞれ-22dBm と-21dBm であることがわかる。

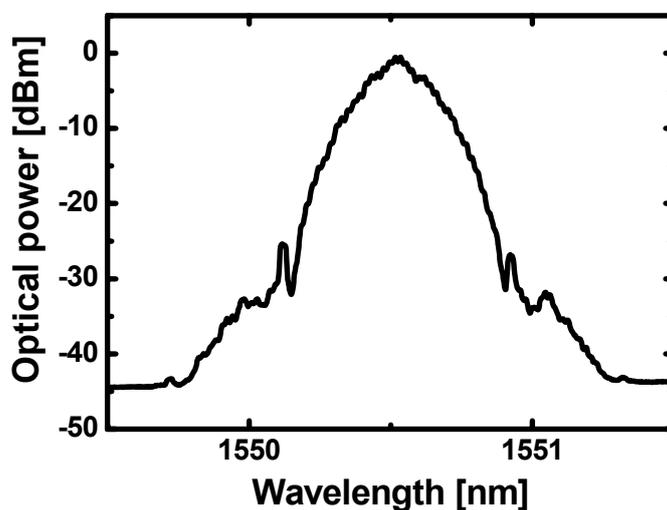


図 7-6 100Gbit/s DQPSK 信号の光スペクトル波形

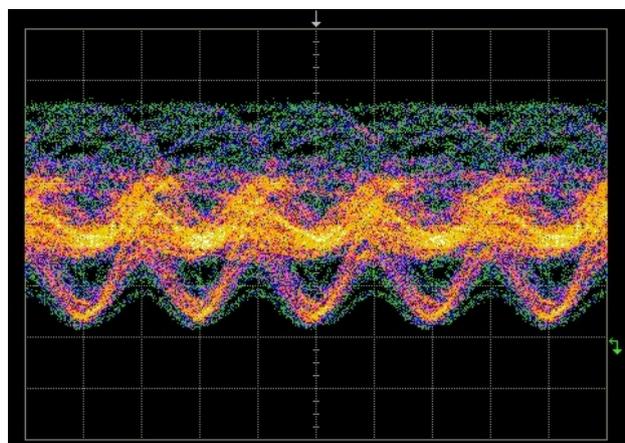


図 7-7 100Gbit/s DQPSK 信号の光波形
[10ps/div]

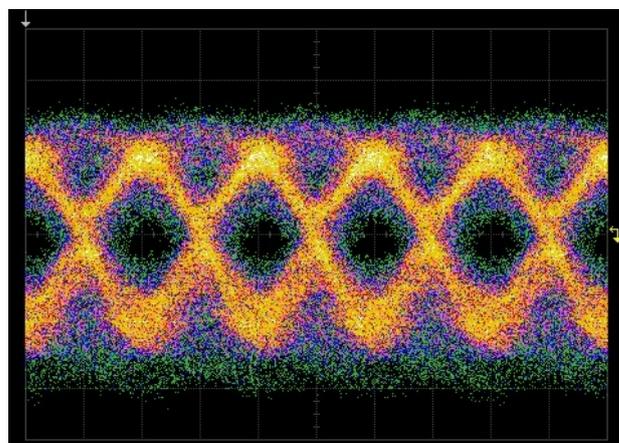


図 7-8 100Gbit/s DQPSK 信号復調後の電気
波形 [10ps/div]

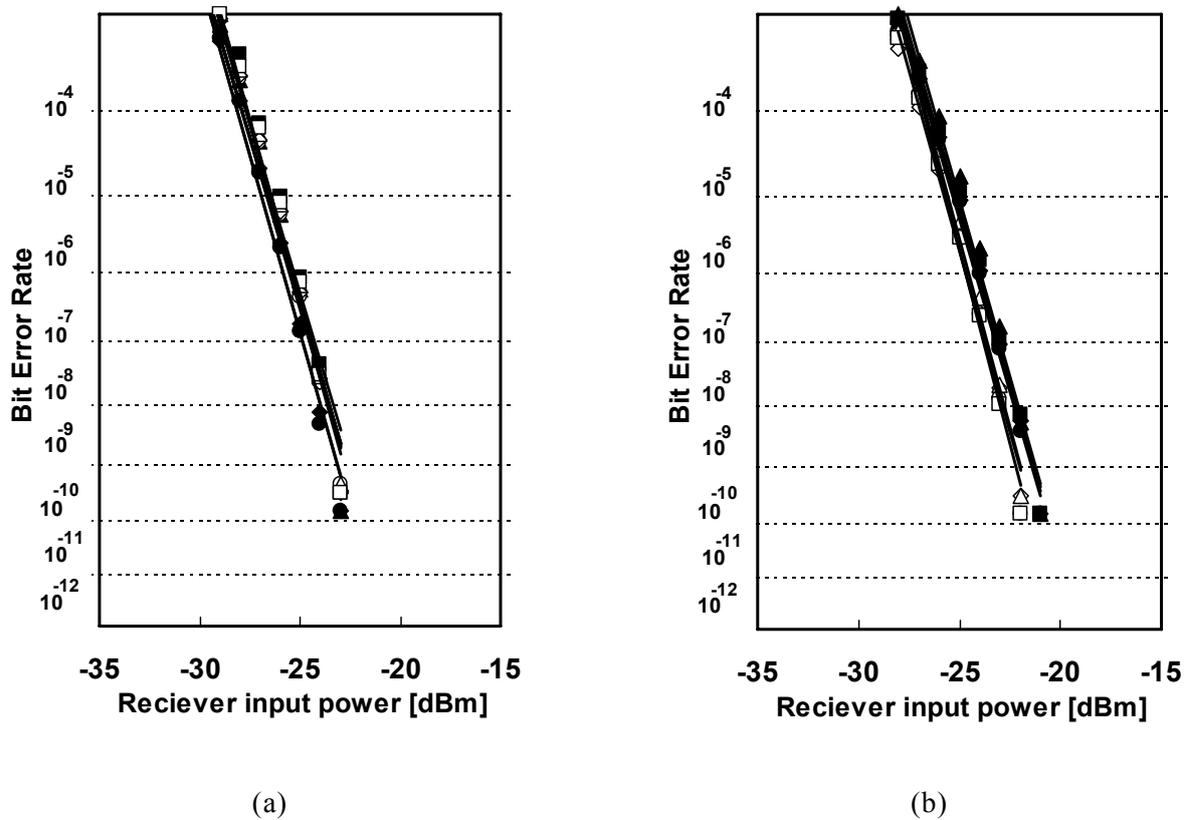


図 7-9 送受信器対向時の 100Gbit/s DQPSK 信号受信特性

7-3-2-2. 伝送特性評価

100Gbit/s DQPSK 信号の伝送特性を評価するために、波長分散耐力と PMD 耐力の評価を行った。

図 7-10 と図 7-11 に、BER=10⁻⁹ が得られる受信光パワーを縦軸にした際の波長分散耐力と PMD 耐力の測定結果を示す。42.8Gbit/s RZ-DQPSK 信号の波長分散耐力結果[11-12]から考えて、100Gbit/s DQPSK 信号は 30ps/nm 以上の波長分散耐力を有すると予想されるが、図 7-10 より波長分散耐力の 1dB ペナルティ幅は約 18ps/nm であることがわかる。これは、電気デバイスと LN 変調器の振幅制限と帯域制限によるものと考えられる。図 7-11 より、PMD 耐力の 1dB ペナルティは 3.3ps であることがわかる。波長分散耐力と同様に、電気デバイスの振幅制限と帯域制限をうけているものと考えられる。

続いて、IEEE802.3 にて規定される、“short” と “long” の伝送を想定した際の適応性評価のため、2km と 50km のシングルモードファイバを用いた場合の伝送特性を評価した。図 7-12 に、伝送特性評価系を示す。100Gbit/s DQPSK 信号の送受信器構成は図 7-5 と同じ構成である。

“short”の伝送実験では、2kmのシングルモードファイバを伝送路として用い、伝送路の累積波長分散は補償しない。また伝送路の光損失は、コネクタ損失も含めて約2dBであった。

“long”の伝送実験では、50kmのシングルモードファイバを伝送路として用い、伝送路の累積波長分散は波長分散補償ファイバを用いて補償した。また波長分散補償ファイバも含めた伝送路の光損失は、コネクタ損失も含めて約19dBであった。

図7-13(a)と(b)に、2km及び50km伝送した際の100Gbit/s DQPSK信号受信特性を示す。図7-13(a)より、BER=10⁻⁹を得るために必要な受信光パワーは-16dBmであり、図7-9と比較すると伝送ペナルティは6.5dBであることがわかる。伝送路の累積波長分散は補償されていないため、波長分散が伝送ペナルティを増加させたためと考えられる。しかしながら、図7-13(a)より、まだパワーマージンが残っているため、100Gbit/s DQPSK変調方式は100ギガビットイーサネットの“short”規格に適応可能であると考えられる。図7-13(b)より、BER=10⁻⁹を得るために必要な受信光パワーは-22dBmであり、伝送路の累積波長分散は補償されているため、伝送ペナルティはほぼゼロであることがわかる。

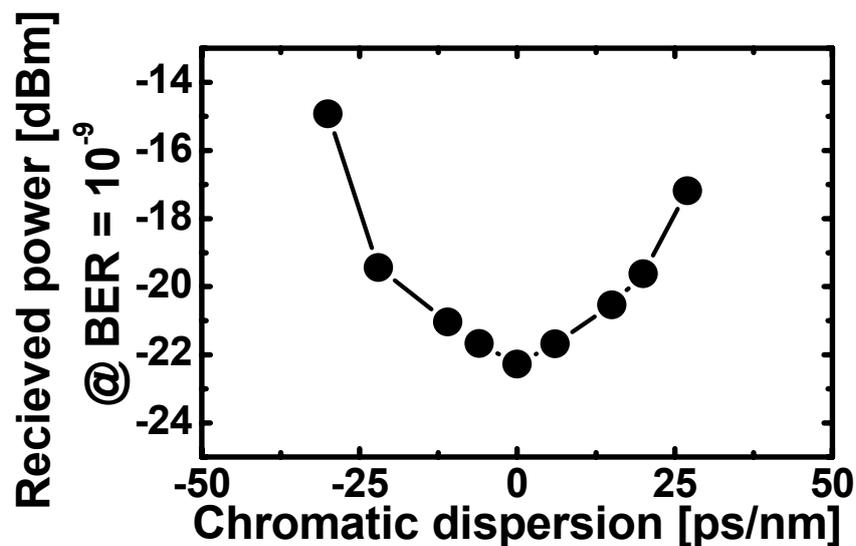


図7-10 100Gbit/s DQPSK信号の波長分散耐力

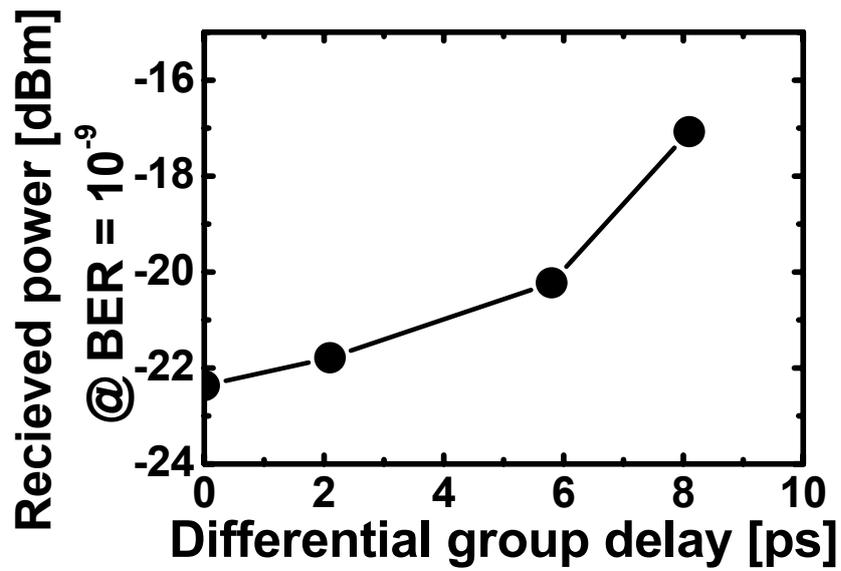


図 7-11 100Gbit/s DQPSK 信号の偏波モード分散耐力

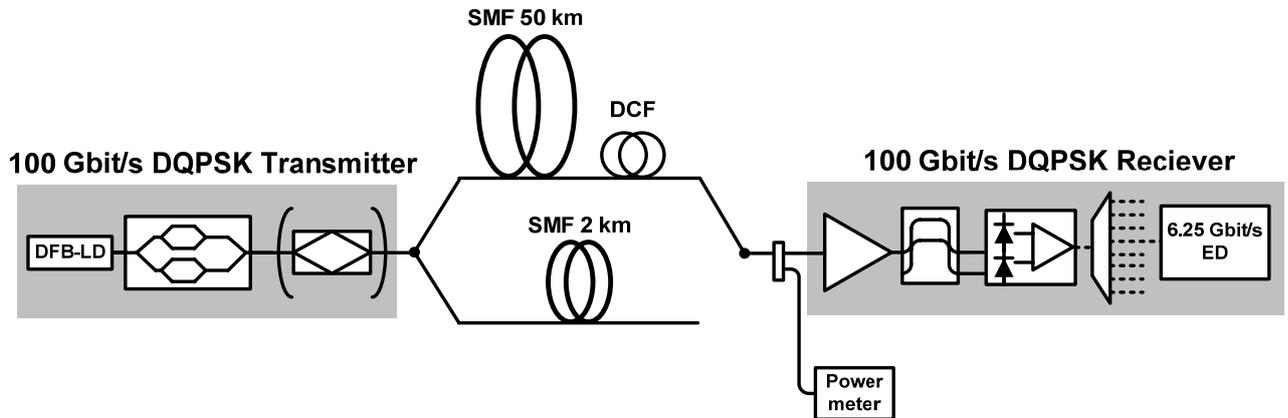


図 7-12 100Gbit/s DQPSK 信号の伝送特性評価系

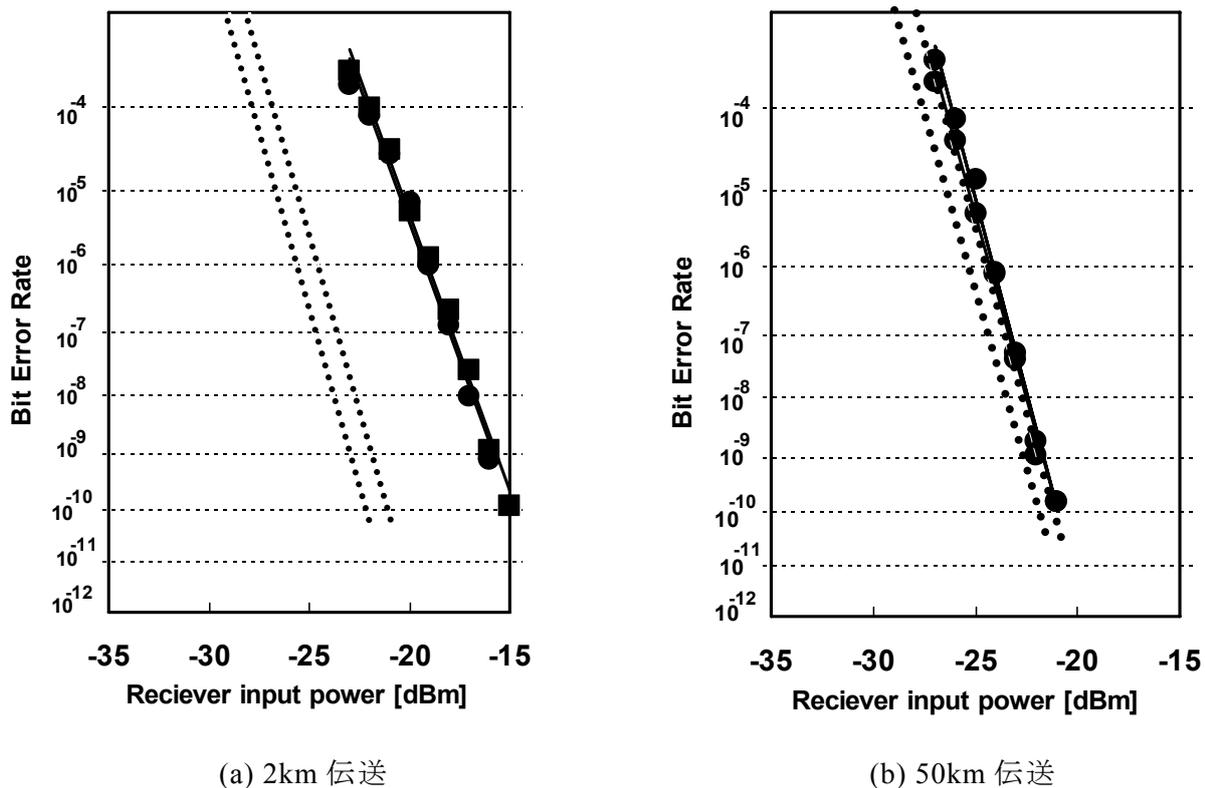


図 7-13 伝送時の 100Gbit/s DQPSK 信号受信特性

7-3-2-3. 信号特性評価の解析

図 7-7 や図 7-8 に示した光波形や、図 7-10 や図 7-11 に示した波長分散耐力や PMD 耐力は、100Gbit/s DQPSK 信号の伝送特性に何かしらの劣化要因があることを示唆している。この劣化要因を定量的に評価するために、変調方式を DQPSK から RZ-DQPSK に変更する。RZ-DQPSK 変調方式は、ビットレートが 42.7Gbit/s の場合の特性が既に評価されており[11]、100Gbit/s RZ-DQPSK の特性と比較が可能である。

100Gbit/s RZ-DQPSK 光信号を生成するために、送信系にデューティ比 66% の RZ パルスを施す LN 変調器をデータ用 LN 変調器の後段に挿入した。この LN 変調器の光挿入損失は約 8dB であった。本構成では、100Gbit/s RZ-DQPSK 送信系の出力光パワーは -2dBm に設定した。

図 7-14 に、波長分解を 0.02nm に設定した際の 100Gbit/s RZ-DQPSK 光信号の光スペクトル波形を示す。

図 7-15 に、図 7-7 と同じ 65GHz 帯域のヘッドをもったオシロスコープで測定した 100Gbit/s RZ-DQPSK の光波形を示す。

図 7-16 に、図 7-8 と同じ 60GHz 帯域のヘッドをもったオシロスコープで測定した、復調後の 100Gbit/s RZ-DQPSK の電気波形を示す。

図 7-17 に、100Gbit/s RZ-DQPSK 信号の“in-phase 成分”と“quadrature 成分”それぞれの送受信対向時の受信特性を示す。図 7-17 より、BER=10⁻⁹ が得られる受信光パワーは、それぞれ-25dBm と-24dBm であることがわかる。

これらの結果より、RZ パルス化を施すことによってシンボル間干渉が抑圧され、3dB の受信特性改善効果が得られることがわかった。また、42.8Gbit/s RZ-DPSK 信号の送受信対向時の受信特性[11]と比較すると、100Gbit/s RZ-DQPSK 信号の BER=10⁻⁹ が得られる受信特性は-29dBm 程度であることが期待されるが、図 7-17 より数 dB 劣化していることがわかる。この理由として、LN 変調器を駆動する電気デバイスの振幅制限と帯域制限によって、約 4dB のペナルティが生じていることがわかった。本検討から、LN 変調器を駆動する電気デバイスの振幅と帯域が拡大すれば、100Gbit/s DQPSK 信号の特性も向上すると考えられる。

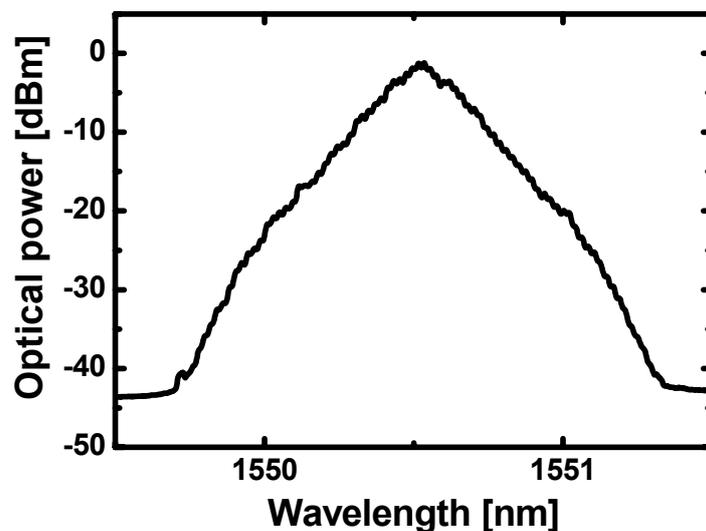


図 7-14 100Gbit/s RZ-DQPSK 信号の光スペクトル波形

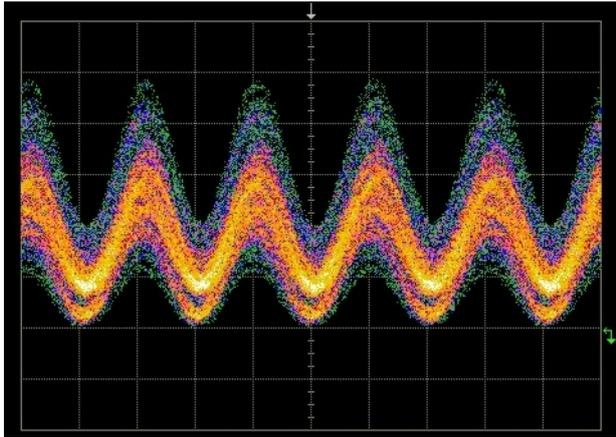


図 7-15 100Gbit/s RZ-DQPSK 信号の光波形
[10ps/div]

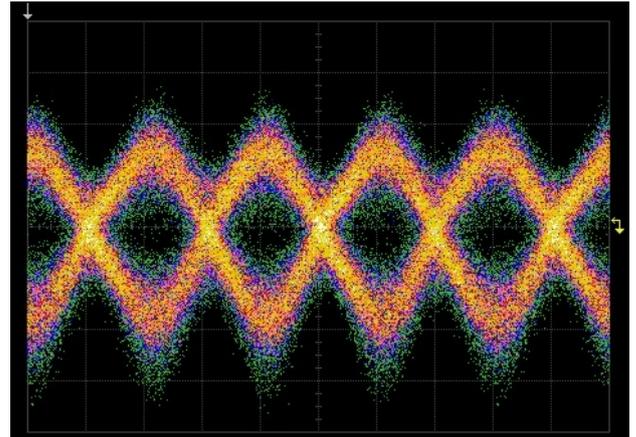
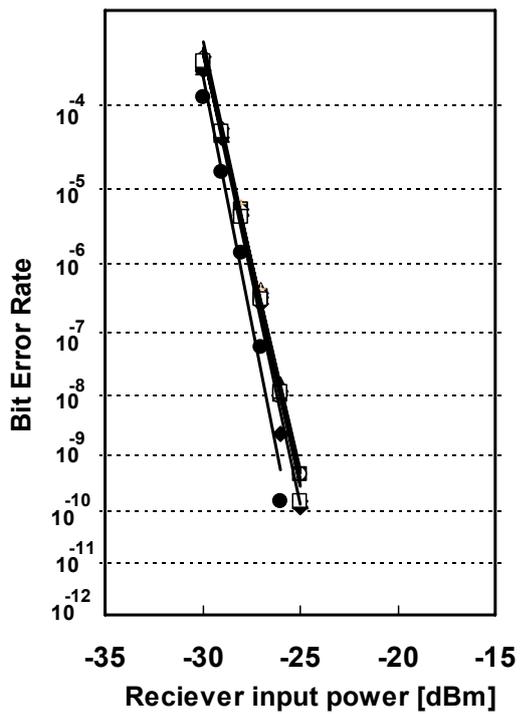
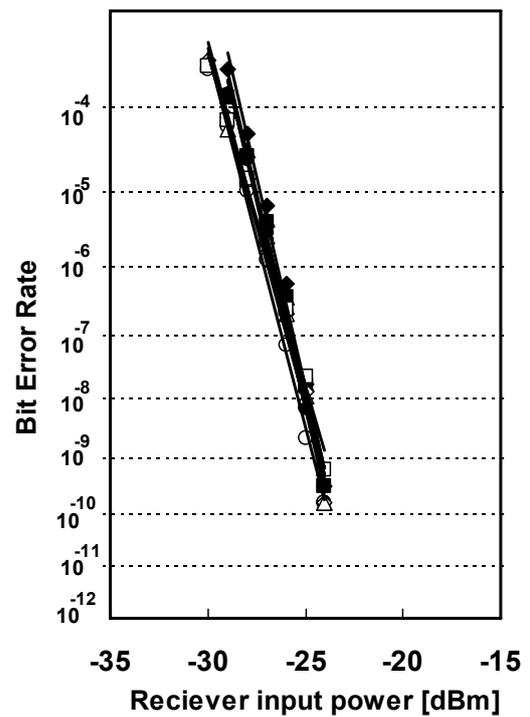


図 7-16 100Gbit/s RZ-DQPSK 信号復調後の
電気波形 [10ps/div]



(a)



(b)

図 7-17 生成した 100Gbit/s DQPSK 信号の光スペクトル波形

7-3-3. まとめ

次世代イーサネット規格を想定した 100Gbit/s 超高速光信号の送受信技術について実現性を検証した。第五章で述べた光変調信号特性の検討結果から、周囲部品の帯域が不足した場合であっても、1シンボル当たり2ビットの情報量を持つ差動四値位相変調方式を採用することで 100Gbit/s 超高速光信号の送受信が可能であることを世界で初めて示した。また、LN 変調器を駆動する電気デバイスの振幅と帯域が拡大すれば、100Gbit/s DQPSK 信号の特性も向上することを示唆した。

最近の1シンボル当たり複数ビットの超高速信号伝送実証実験について表2に纏める。本実証実験をきっかけに、100Gbit/s DQPSK 及び 100Gbit/s RZ-DQPSK を用いた本方式の更なる研究が他の研究機関で盛んに進んでいることがわかる。

参考文献	ビットレート	総伝送容量	伝送距離	変調方式 (信号偏波)	1シンボル当りのビット数	研究機関
[13, 14] 2006.Mar.	100 Gbit/s	0.1 Tbit/s	50 km	DQPSK RZ-DQPSK	2 bit	KDDI, NICT, SOC
[15] 2006.Sep.	107 Gbit/s	1 Tbit/s	1200 km	RZ-DQPSK	2 bit	Lucent , NICT, SOC
[16] 2007. Mar.	107 Gbit/s	25.6 Tbit/s	1200 km	NRZ-DQPSK	2 bits	Alcatel-Lucent, NICT, SOC
[17] 2007. Mar.	111 Gbit/s	20.4 Tbit/s	240 km	偏波直行 RZ-DQPSK	2 bits	NTT
[18] 2007. Mar.	111 Gbit/s	1 Tbit/s	2375 km	偏波直行 RZ-DQPSK	2 bits	CoreOptics, Eindhoven Univ., Siemens

表2： 最近の1シンボル当たり複数ビットの超高速信号伝送実証実験

7-4 まとめ

第五章で検討した光変調法式と、第六章で提案した偏波モード分散（Polarization Mode Dispersion: PMD）抑圧装置の有効性を示すため、2種類の超高速光信号の伝送実証実験を実施した。

実証実験1では、架空区間を含んだ敷設光伝送路での超高速光信号の波長多重伝送実験を、第六章で有効性を確認した偏波モード分散抑圧装置を適用して実施した。この結果、環境変動の激しい架空区間をリンクの一部に含んだ敷設光伝送路であっても、160Gbit/s超高速光信号の波長多重伝送が都市間で可能であることが世界で初めて実証した。

実証実験2では、次世代イーサネット向け100Gbit/s超高速光信号の伝送実験を実施した。この結果、周囲部品の帯域が不足した場合であっても、1シンボル当たり2ビットの情報量を持つ差動四値位相変調方式を採用することで100Gbit/s超高速光信号の送受信が可能であることを世界で初めて示した。また、LN変調器を駆動する電気デバイスの振幅と帯域が拡大すれば、100Gbit/s DQPSK信号の特性も向上することを示唆した。

参考文献

1. A. H. Gnauck, G. Raybon, P. G. Bernasconi, J. Leuthold, C. R. Doerr and L. W. Stulz, "1 Tb/s (6 x 170.6 Gb/s) Transmission over 2000 km NZDSF using OTDM and RZ-DPSK format", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 11, pp. 1618 - 1620, 2003.
2. ITU-T recommendation G.707/Y.1322
3. S. Kieckbusch, S. Ferber, H. Rosenfeldt, R. Ludwig, C. Boerner, A. Ehrhardt, E. Brinkmeyer, H. G. Weber, "Adaptive PMD compensator in 160 Gb/s DPSK transmission over installed fiber," presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2004, Los Angeles, CA, February, Post-deadline Paper PDP31, 2004.
4. T. Miyazaki, M. Daikoku, I. Morita, H. Tanaka, M. Suzuki, F. Kubota, "Ultra-high Speed Field Demonstration using JGN II Testbed," *OptoElectronics and Communications Conference (OECC) 2004*, Yokohama, Japan, July, Post-deadline Paper PD-1-3, 2004.
5. M. Schmidt, M. Witte, F. Buchali, E. Lach, E. Le Rouzic, S. Salaün, S. Vorbeck, R. Leppla, "8x170 Gbit/s DWDM field transmission experiment over 430 km SSMF using adaptive PMD compensation," presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2004, Stockholm, the Sweden, Post-deadline Paper Th4.1.2, 2004.
6. J. Seoane, A.I. Siahlo, A.T. Clausen, L.K. Oxenløwe, P. Jeppesen, M. Schmidt, M. Schilling, E. Lach, "Ultra high-speed demultiplexing using a NOLM based on commercially available highly non-linear fibre," presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2004, Stockholm, the Sweden, paper We1.5.4, 2004.
7. M. Daikoku, T. Miyazaki, I. Morita, H. Tanaka, F. Kubota, and M. Suzuki, "160 Gbit/s-based field transmission experiments with single-polarization RZ-DPSK signals and simple PMD compensator," presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, Scotland, September 2005, Invited Paper We2.1.1.
8. <http://grouper.ieee.org/groups/802/3/hssg/index.html>
9. T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, M. Izutsu, T. Fujita, S. Mori, K. Higuma and J. Ichikawa, "High-speed optical DQPSK and FSK modulation using integrated Mach-Zehnder interferometers", *Optics Express.*, 14, pp.4469-4478, 2006.
10. R. A. Griffin and A. C. Carter, "Optical Differential Quadrature Phase-Shift Key (oDQPSK) for High Capacity Optical Transmission", *Optical Fiber Communication Conference 2002*, Paper WX6, Anaheim, 2002.
11. A. H. Gnauck, P. J. Winzer, C. Dorrer, and S. Chandrasekhar, "Linear and nonlinear

- performance of 42.7-Gb/s single-polarization RZ-DQPSK format”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 18, No. 7, pp.883-885, 2006.
12. D. Borne, S. L. Jansen, G. D. Khoe, H. Waardt, and E. Gottwald, “Line optimization in long-haul transmission systems with 42.8-Gbit/s RZ-DQPSK modulation”, *Optical Fiber Communication Conference 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference*, Paper OFD2, Anaheim, 2006.
 13. M. Daikoku, I. Morita, H. Taga, H. Tanaka, T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, and T. Fujita, “100Gbit/s DQPSK Transmission Experiment without OTDM for 100G Ethernet Transport”, presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2006, Los Angeles, CA, February 2006, Post-deadline Paper PDP36.
 14. M. Daikoku, I. Morita, H. Taga, H. Tanaka, T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, and T. Fujita, “100 Gbit/s DQPSK Transmission Experiment without OTDM for 100G Ethernet Transport,” IEEE Journal of Lightwave Technology, Volume 25, Issue 1, pp.139-145, .January 2007.
 15. P. J. Winzer, G. Raybon, C. R. Doerr, L. L. Buhl, T. Kawanishi, T. Sakamoto, M. Izutsu, K. Higuma, “2000-km WDM Transmission of 10 x 107-Gb/s RZ-DQPSK,” presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2004, Cannes, the France, Post-deadline Paper Th4.1.3, 2006.
 16. A. H. Gnauck¹, G. Charlet, P. Tran, P. Winzer, C. Doerr, J. Centanni, E. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto, K. Higuma, “25.6-Tb/s C+L-Band Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals,” presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2007, Los Angeles, CA, March, Post-deadline Paper PDP19, 2007.
 17. H. Masuda, A. Sano, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, Y. Hibino, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, H. Fukuyama; “20.4-Tb/s (204 × 111 Gb/s) Transmission over 240 km Using Bandwidth-Maximized Hybrid Raman/EDFAs,” presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC), Los Angeles, CA, March, Post-deadline Paper PDP20, 2007.
 18. C. R. S. Fludger, T. Duthel, D. van den Borne, C. Schulien, E-D. Schmidt, T. Wuth, E. de Man, G. D. Khoe, H. de Waardt, “10 x 111 Gbit/s, 50 GHz Spaced, POLMUX-RZ-DQPSK Transmission over 2375 km Employing Coherent Equalisation,” presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2007, Los Angeles, CA, March, Post-deadline Paper PDP22, 2007.

第八章： 結論

第一章から第七章に渡って、100Gbit/s を超える超高速光信号伝送時に遭遇する様々な劣化要因を精査し、これら劣化要因を克服するための光信号送受信技術を提案し、その解析結果および評価結果をまとめた。また、これら克服技術を敷設光伝送路で構築した光伝送システムへ適用し、考案した克服技術の有効性を劣悪な実環境下で実証した結果を述べた。

第二章では、超高速光伝送を実現する上で克服すべき課題として、波長分散、偏波モード分散、光信号雑音比による信号特性に対する影響に関して整理した。また光信号品質を評価する際に一般的に用いられる符号誤り率や Q 値等の超高速光伝送周辺技術を整理した。

第三章では、次世代の基幹系光伝送システムとして想定される、シングルモードファイバ (SMF) を用いた 40Gbit/s 光信号波長多重 (WDM) 伝送システムにて、最適条件の実験的な抽出を行い、光ソリトン方式の適応性について検討した。その結果、想定光伝送システムの現実的な装置条件では、非線形条件は光ソリトン条件と大きく離れていることがわかった。続いて、40Gbit/s ベースのシステムより光ファイバ中の非線形光学効果が大きく発生することが予想される、160Gbit/s 超高速光信号を用いた WDM システムを想定した検討を行った。また光ファイバ中の非線形光学効果が SMF よりも大きいゼロ分散シフトファイバ (NZ-DSF) を想定した。その結果、光ソリトン条件を満たすためには、約 30 倍の光中継器出力ピークパワーが必要となり、通常の光伝送システムでは非現実的な動作条件であることがわかった。以上より、次世代の光伝送システムである 40Gbit/s WDM 光伝送システムと、160Gbit/s 超高速 WDM 光伝送システムにおいて、SMF よりも非線形性の高い NZ-DSF を用いた WDM 伝送時であっても、非線形光学効果を補償せずに積極的に利用することは現実的に難しく、線形伝送の方が現実的であることを示した。

第四章では、自己位相変調ステージと相互位相変調ステージで構成された全光再生中継器を提案した。1080km の光伝送路の 540km 伝送後に全光再生中継器を挿入することで、1080km 伝送後に全光再生中継器を挿入しない場合に比べて、約 3dB の Q 値向上効果が得られることを示した。この結果、提案した全光再生中継器は、電気信号処理を介さずに光ファイバ伝送路で発生する信号劣化を再生する機能を有しており、光伝送距離伸延化に大きく貢献可能であることを実験的に示した。また、全光再生中継器の波長分散耐力を向上させるためにプリディストーションブロックを考案した。このプリディストーションブロックを挿入することで、約 2 倍の波長分散耐力が得られることを実験的に示した。また、全光ネットワークへの全光再生中継器の適応性を述べ、全光ネットワークを実現する際に必要な候補の一つ成りえることを示唆した。

第五章では、6 種類の光変調信号の光フィルタによる信号帯域制限耐力、波長分散耐力、偏波モ

ード分散耐力、非線形光学効果耐力を、陸上伝送システムを想定した一定条件下で定量的に特性評価を実施した。この結果、1次偏波モード分散耐力は RZ-DQPSK (Return-to-Zero Differential Quadrature Phase-Shift-Keying) とほぼ同じであるものの、波長分散耐力と光信号雑音に対する信号特性の点で RZ-DPSK (Return-to-Zero Differential (binary) Phase-Shift-Keying) 光変調方式が適していることを実験的に明らかにした。また、帯域制限条件下の超高速光伝送を想定した際の変調方式として、RZ-DQPSK 光変調方式が他より優れていることを実験的に明らかにした。

第六章では、 $\lambda/4$ 板、 $\lambda/2$ 板、偏波ビームスプリッタの3つの光学部品で構成された、非常に簡便な偏波モード分散抑圧装置の提案を行い、一次と二次偏波モード分散による信号特性劣化抑圧効果の原理を示し、その効果を実験的に初めて実証した。また、この偏波モード分散抑圧装置を敷設光伝送路での超高速光信号伝送システムに適用し、約 1dB の Q 値改善効果が得られることを初めて実証した。この中で、偏波モード分散抑圧装置を挿入することで、Q 値 18dB 以上が得られる一次偏波モード分散値の分布の許容範囲が 40%から 90%へ拡大することを示し、非常に大きな効果が得られることを示した。また、一般的には架空区間が含まれる光伝送路のストークスペクトルの時間変化はランダムであると考えられているが、ストークスペクトルの時間変化に弱い復元力があることを世界で初めて示唆した。

第七章では、第五章で検討した光変調方式と、第六章で提案した偏波モード分散抑圧装置の有効性を示すため、2種類の超高速光信号の伝送実証実験を実施した。第一の実証実験では、架空区間を含んだ敷設光伝送路での超高速光信号の波長多重伝送実験を、第六章で有効性を確認した偏波モード分散抑圧装置を適用して実施した。この結果、環境変動の激しい架空区間をリンクの一部に含んだ敷設光伝送路であっても、160Gbit/s 超高速光信号の波長多重伝送が都市間で可能であることが世界で初めて実証した。第二の実証実験では、次世代イーサネット向け 100Gbit/s 超高速光信号の伝送実験を実施した。この結果、周囲部品の帯域が不足した場合であっても、1シンボル当たり2ビットの情報量を持つ差動四値位相変調方式を採用することで 100Gbit/s 超高速光信号の送受信が可能であることを世界で初めて示した。

以上述べたように、光-電気変換や電気-光変換の周波数帯域が不足する 100Gbit/s を超えるビットレートの光信号を扱う際には、光変調技術、光中継技術、抑圧技術を慎重に検討し、その中で最適な技術を選択することが必要である。

第一章でも述べたように、世界の通信トラフィック量は増加する傾向を維持している。その大量のトラフィック流通を支えるネットワークの基幹系には、これから 10Gbit/s ベース光伝送システムに代わり、40Gbit/s や 100Gbit/s を超えるビットレートが必要となる時期が遅かれ早かれ訪れることは明白である。このように、ますますビットレートの増速が求められる中で、光信号変調技術は非常に有効な手段の一つであることを第五章で述べた。本博士論文を纏め始めた 2007 年春頃からの新た

な光信号変調技術のトレンドとして、光直交周波数分割多重（Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM）変調技術や光直交振幅変調（Quadrature Amplitude Modulation: QAM）技術が検討され始めている。今のところ電気の演算処理速度が足りずにオフラインでの原理実験に留まってはいるが、無線伝送技術の進化の流れを踏襲するように光信号変調技術も発展していき、超高速光伝送技術も今後益々発展するものと期待する。

謝辞

本研究を取り纏めるにあたり、終始懇切丁寧に御指導と御高配を賜った、筑波大学大学院電子・物理工学専攻、服部利明准教授に心から感謝する。

また本論文の内容に関して多くの有益な御討論及び御鞭撻を頂いた、独立行政法人情報通信研究機構新世代ネットワーク研究センター超高速フォトニックネットワークグループグループリーダーの宮崎哲弥博士、筑波大学大学院電子・物理工学専攻の伊藤雅英教授、同じく筑波大学大学院電子・物理工学専攻の長谷宗明准教授、筑波大学情報環境機構学術情報メディアセンターの片岸一起准教授に深く感謝の意を表す。

本研究の遂行と共に、取り纏めの機会を与えて頂いた、株式会社 KDDI 研究所所長の秋葉重幸博士に謹んで感謝申し上げます。また株式会社 KDDI 研究所フォトニクスネットワーク部門長の鈴木正敏博士に深く感謝申し上げます。

また、本研究を遂行するに当り御指導及び御鞭撻を終始頂き、また数々の貴重な御助言を頂いた田中英明博士、長尾康之博士、森田逸郎博士、大谷朋広博士、吉兼昇博士に深く感謝する。また、非常に貴重な御指導を頂いた中山大學の多賀秀徳教授に深く感謝する。

この他、KDDI 研究所フォトニクスネットワーク部門の数多くの上司、先輩、同僚、後輩の方々に深く感謝する。

研究業績目録

1. 査読付き学術論文リスト

1.1 筆頭著者論文

1. M. Daikoku, T. Otani, and M. Suzuki, “160 Gbit/s 4 WDM quasi-linear transmission over 225 km NZ-DSF with 75 km spacing,” IEEE Photonics Technology Letters, Volume 15, Issue 8, pp. 1165–1167, August 2003.
2. M. Daikoku, N. Yoshikane, T. Otani, and H. Tanaka, “Optical 40 Gbit/s 3R regenerator with a combination of the SPM and XAM effects for all-optical networks,” IEEE Journal of Lightwave Technology, Volume 24, Issue 3, pp.1142-1148, March 2006.
3. M. Daikoku, T. Miyazaki, I. Morita, H. Tanaka, F. Kubota, and M. Suzuki, “8 x 160 Gbit/s WDM field transmission experiment with single-polarization RZ-DPSK signals and PMD compensator,” IEEE Photonics Technology Letters, Volume 18, Issue 2, pp. 391–393, January 2006.
4. M. Daikoku, I. Morita, H. Taga, H. Tanaka, T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, and T. Fujita, “100 Gbit/s DQPSK Transmission Experiment without OTDM for 100G Ethernet Transport,” IEEE Journal of Lightwave Technology, Volume 25, Issue 1, pp.139-145, .January 2007.
5. M. Daikoku, T. Miyazaki, I. Morita, T. Hattori, H. Tanaka, F. Kubota, and M. Suzuki, “Field demonstration of 160 Gbit/s RZ-DPSK transmission over inter-city installed fiber link including the aerial cable routes with simple PMD compensator,” was submitted to IEEE Journal of Lightwave Technology.

1.2 共著論文

1. T. Hattori, K. Kabuki, Y. Kawashima, M. Daikoku, and H. Nakatsuka, "Femtosecond pulse shaping with twisted-nematic liquid-crystal spatial-light modulators" Japanese Journal Applied Physics, Volume 38, Issue 10, pp. 5898-5904, 1999.
2. T. Hattori, Y. Kawashima, M. Daikoku, H. Inouye, and H. Nakatsuka, "Autocorrelation measurement of femtosecond optical pulses based on two-photon photoemission in a photomultiplier tube" Japanese Journal Applied Physics, Volume 39, Issue 8A, pp. L809-L811, 2000.
3. T. Hattori, Y. Kawashima, M. Daikoku, H. Inouye, and H. Nakatsuka, "Femtosecond two-photon response dynamics of photomultiplier tubes" Japanese Journal Applied Physics, Volume 39, Issue 8, pp. 4793-4798, 2000.
4. T. Hattori, Y. Kawashima, M. Daikoku, H. Inouye, and H. Nakatsuka, "Autocorrelation measurement of femtosecond optical pulses using two-photon-induced photocurrent in a photomultiplier tube" in "Ultrafast Phenomena XII" (Springer, 2001), ed. by T. Elsaesser, S. Mukamel, M.M. Murnane, and N.F. Scherer, (Proceedings of the 12th International Conference on Ultrafast Phenomena) pp.117-119, 2001.
5. M. Hayashi, K. Ohara, H. Tanaka, M. Daikoku, T. Otani, and M. Suzuki, "Highly reliable optical bidirectional path switched ring networks applicable to photonic IP networks", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 21, no. 2, pp. 356 – 364, February 2003.
6. T. Otani, M. Hayashi, M. Daikoku, K. Ogaki, Y. Nagao, K. Nishijima, and M. Suzuki, "Investigation of system upgradeability over installed fiber-optic cable using 40-Gb/s WDM signals toward multiterabit optical networks," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 21, no. 4, pp. 947 – 952, April 2003.

2. 口頭発表リスト

2.1 国際会議

1. M. Daikoku, T. Otani, and M. Suzuki, “160 Gbit/s 4 WDM dispersion-managed soliton signal transmission over 225 km NZ-DSF,” presented at the OptoElectronics and Communications Conference (OECC) 2002, Yokohama, Japan, July, 2002, **Post-deadline Paper** PD-4.
2. M. Daikoku, T. Otani, N. Yoshikane, I. Morita, K. Nishijima, H. Tanaka, and M. Suzuki, “Field trial of 40 Gbit/s 64 WDM (2.56 Tbit/s) signal transmission over 351 km (4 x 87.8 km) installed SSMF,” presented at the Optical Amplifiers and their Applications Topical Meeting (OAA) 2003, Otaru, Japan, July, 2003, Paper MD04.
3. M. Daikoku, N. Yoshikane, T. Otani, and H. Tanaka, “40 Gbit/s 3R regenerator with a combination of the SPM and XAM effects for all-optical networks,” presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2003, Rimini, Italy, September, 2003, Paper Mo4.3.6.
4. M. Daikoku, N. Yoshikane, and I. Morita, “Performance comparison of modulation formats for 40 Gbit/s DWDM transmission systems,” presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2005, Los Angeles, CA, February 2005, Paper OFN2.
5. M. Daikoku, T. Miyazaki, I. Morita, H. Tanaka, F. Kubota, and M. Suzuki, “160 Gbit/s-based field transmission experiments with single-polarization RZ-DPSK signals and simple PMD compensator,” presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2005, Glasgow, Scotland, September 2005, **Invited Paper** We2.1.1.
6. M. Daikoku, I. Morita, H. Taga, H. Tanaka, T. Kawanishi, T. Sakamoto, T. Miyazaki, and T. Fujita, “100Gbit/s DQPSK Transmission Experiment without OTDM for 100G Ethernet Transport”, presented at the Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2006, Los Angeles, CA, February 2006, Post-deadline Paper PDP36.
7. M. Daikoku, I. Morita and H. Tanaka, “Study of 40 Gbit/s Modulation Format to Upgrade 10 Gbit/s Long-Haul Transmission Systems with 50 GHz Channel Spacing”, presented at the European Conference on Optical Communication (ECOC) 2006, Cannes, France, September 2006, Paper Tu4.2.3.
8. M. Daikoku, M. Tsurusawa and H. Tanaka, “Applicability Investigation of Ethernet OAM in Wide Area Network” , presented at the National Fiber Optic Engineers Conference (NFOEC) 2007, San Diego, CA, March 2008, Paper NWA4.

2.2 国内学会、及び研究会

1. 大黒 将弘、大谷 朋広、鈴木 正敏、“光バンドパスフィルタの振幅・分散特性の 40Gbit/s 光信号への影響”、電子情報通信学会ソサイエティ大会、宮崎大学、B-10-99、2002.
2. 大黒 将弘、大谷 朋広、田中英明、鈴木 正敏、“160 Gbit/s 4 WDM 光信号の 225 km NZ-DSF 伝送実験”、電子情報通信学会総合大会、東北大学、B-10-98、2003.
3. 大黒 将弘、大谷 朋広、吉兼 昇、森田 逸郎、西島 和彦、田中 英明、鈴木 正敏、“40Gbit/s 64WDM (2.56Tbit/s) 信号の 351km SMF フィールド伝送実験”、電子情報通信学会ソサイエティ大会、新潟大学、B-10-67、2003.
4. 大黒 将弘、吉兼 昇、大谷 朋広、田中英明、“自己位相変調と相互吸収変調効果を用いた 40G bit/s 全光再生中継器”、電子情報通信学会総合大会、東京工業大学、B-10-83、2004.
5. 大黒 将弘、宮崎 哲弥、森田 逸郎、大谷 朋広、長尾 康之、久保田 文人、鈴木 正敏、“JGN II 光テストベッド B を用いた 160Gbit/s DPSK 光信号フィールド伝送実験”、電子情報通信学会ソサイエティ大会、徳島大学、B-10-66、2004.
6. 大黒 将弘、宮崎 哲弥、森田 逸郎、大谷 朋広、長尾 康之、久保田 文人、鈴木 正敏、“JGN II 光テストベッドを用いた 160Gbit/s OOK/DPSK 光信号フィールド伝送実験”、電子情報通信学会光通信システム (OCS) 研究会、九州工業大学、OCS2004-83、2004.
7. 大黒 将弘、吉兼 昇、森田 逸郎、“チャンネル間隔 50GHz の 40Gbit/s WDM システムに適した変調方式の検討”、電子情報通信学会総合大会、大阪大学、B-10-49、2005.
8. 大黒 将弘、宮崎 哲弥、森田 逸郎、田中英明、“160Gbit/s 信号伝送システムに適した偏波モード分散補償器の検討”、電子情報通信学会ソサイエティ大会、北海道大学、B-10-41、2005.
9. 大黒 将弘、宮崎 哲弥、森田 逸郎、大谷 朋広、長尾 康之、久保田 文人、鈴木 正敏、“PMD 補償器を用いた単一偏波 160Gbit/s ベース信号フィールド伝送実験”、電子情報通信学会光通信システム (OCS) 研究会、九州工業大学、OCS2005-52、2005.
10. 大黒 将弘、森田 逸郎、田中英明、“帯域制限時の 40Gbit/s Duobinary 変調方式の特性評価”、電子情報通信学会ソサイエティ大会、国士舘大学、B-10-63、2006.
11. 大黒 将弘、森田 逸郎、“敷設光ファイバテストベッドを用いた 160Gbit/s 光伝送実験”、第 2 回超高速フォトニクスシンポジウム、TEPIA 青山、**招待講演**、2006.
12. 大黒 将弘、森田 逸郎、田中英明、“50GHz チャンネル間隔の陸上長距離伝送システムに

適した 40Gbit/s 光変調方式の検討”、電子情報通信学会総合大会、金沢大学、B-10-45、2006.

13. 大黒 将弘、森田 逸郎、田中英明、“50GHz チャンネル間隔の陸上長距離伝送システムに適した 40Gbit/s 光変調方式の検討”、電子情報通信学会光通信システム (OCS) 研究会、九州大学、OCS2006-38、2006.
14. 大黒 将弘、鶴沢宗文、田中英明、“RPR 装置をベースとしたメトロ網におけるイーサネットリンクトレース”、電子情報通信学会ソサイエティ大会、名城大学、B-7-79、2007.
15. 大黒 将弘、鶴沢宗文、田中英明、“イーサネットリンクトレースを用いた論理トポロジ推定手法”、電子情報通信学会総合大会、鳥取大学、B-7-29、2007.

3. 発明・特許

3.1 登録特許

1. 大黒將弘、大谷朋広、田中英明、「光ファイバ端面処理装置」、特願 2003-367288、特許公開 2005-134447、2003 年 10 月 28 日出願、2007 年 11 月 2 日 特許第 4033107 号。
2. 大黒將弘、森田逸郎、鈴木正敏、「光伝送システム」、特願 2004-025775、特許公開 2005-218047、2004 年 2 月 2 日 出願、2007 年 9 月 28 日 特許第 4016953 号。

3.2 出願特許

1. 大黒將弘、大谷朋広、田中英明、「ビットインターリーブ直交偏波多重信号光の光受信方法及び装置並びに偏波分離方法及び装置」、特願 2003-294462、特許公開 2005-65027、2003 年 8 月 18 日出願。
2. 大黒將弘、森田逸郎、「光ネットワークシステム」、特願 2005-003376、特許公開 2006-196938、2005 年 1 月 1 日出願。
3. 大黒將弘、釣谷剛宏、森田逸郎、大谷朋広、「光ネットワークシステム」、特願 2005-098158、特許公開 2006-279726、2005 年 3 月 30 日出願。
4. 大黒將弘、森田逸郎、「差動位相変調信号光再生方法及び装置」、特願 2005-140032、特許公開 2006-319651、2005 年 5 月 12 日出願。
5. 大黒將弘、「ネットワーク接続形態検出方法及びシステム、並びにネットワーク機器」、特願 2006-188721、2006 年 7 月 8 日出願。
6. 大黒將弘、森田逸郎、「偏波モード分散モニタ方法及び装置並びに偏波モード分散抑圧方法及びシステム」、特願 2006-214321、2006 年 8 月 7 日出願。
7. 大黒將弘、鶴沢宗文、「運用保守管理フレームを処理するレイヤ 2 ネットワーク装置、データ構造及びプログラム」、特願 2006-317937、2006 年 11 月 27 日出願。
8. 大黒將弘、鶴沢宗文、「リンクアグリゲーション構成時の OAM 手法」、特願 2006-317938、2006 年 11 月 27 日出願。
9. 大黒將弘、鶴沢宗文、「Ethernet OAM フレーム内に Ethernet OAM を包含したフレームを使用した Ethernet OAM 手法」、特願 2006-356688、2006 年 12 月 29 日出願。
10. 大黒將弘、鶴沢宗文、「接続ポート情報を含んだ論理トポロジーのモニタリング手法」、

特願 2007-002782、2007 年 1 月 10 日出願。

11. 大黒將弘、鶴沢宗文、「イーサネット網内のループ検出及び回避手法」、特願 2007-035626、2007 年 2 月 16 日出願。
12. 大黒將弘、「データ通信システム」、特願 2007-078102、2007 年 3 月 26 日出願。
13. 大黒將弘、林通明、田中英明、「リンク障害予知システム」、特願 2007-301081、2007 年 11 月 21 日出願。
14. 大黒將弘、林通明、田中英明、「ループ障害予知システム」、特願 2007-301082、2007 年 11 月 21 日出願。
15. 大黒將弘、林通明、田中英明、「最適なループ回避箇所特定システム」、特願 2007-301083、2007 年 11 月 21 日出願。

4. 学会誌掲載

1. 「世界初、実環境光ファイバ伝送路を用いた 160Gbit/s ベースの波長多重伝送に成功」、電子情報通信学会誌、『ニュース解説』、平成 17 年 12 月号、Vol. 88、No. 12、pp. 1010-1011、2005 年。
2. 大黒 將弘、森田 逸郎、「将来のバックボーンを支える超高速光伝送技術」、電子情報通信学会誌『学生・教養のページ』、平成 18 年 4 月号、Vol. 89、 No. 4、 pp. 347-349、2006 年。

5. 受賞暦

1. 第 20 回（2006 年度）独創性を拓く先端技術大賞、企業・産学部門 経済産業大臣賞

～Ministry of Economy, Trade and Industry (METI) Minister Award in the 20th Advanced Technology Awards～

受賞論文：

森田逸郎、大黒將弘、田中英明、鈴木正敏、宮崎哲弥、久保田文人、

“160Gbit/s 超高速光伝送技術の研究開発”

～Development of 160Gbit/s ultrahigh-speed optical transmission technologies～

2. 平成 18 年度電子情報通信学会学術奨励賞

～The Young Engineering Award from Institute of Electronics, Information, and Communication Engineers (IEICE)～

受賞論文 1：

大黒 將弘、森田 逸郎、田中英明、

“帯域制限時の 40Gbit/s Duobinary 変調方式の特性評価”

～Performance evaluation of 40Gbit/s Duobinary modulation formats with band limitation～

平成 18 年度電子情報通信学会ソサイエティ大会、B-10-63

受賞論文 2：

大黒 將弘、森田 逸郎、田中英明、

“50GHz チャンネル間隔の陸上長距離伝送システムに適した 40Gbit/s 光変調方式の検討”

～Investigation of 40 Gbit/s Modulation Format to Upgrade 10 Gbit/s Long-Haul Transmission Systems with 50 GHz Channel Spacing～

平成 18 年度電子情報通信学会総合大会、B-10-45

