

平成15年度 研究開発成果報告書

「既設光ファイバ網に適する超高速・長距離光伝送技術の開発」

目 次

1 研究開発課題の背景	3
1-1 ネットワーク社会の進展	3
1-2 将来のバックボーン伝送を支える技術	3
1-3 本研究開発に期待される影響度	4
1-4 本研究開発の波及度	4
2 研究開発分野の現状	5
2-1 超高速・長距離光伝送技術の現状	5
2-2 狭帯域 DPSK 変復調方式の現状	8
2-3 誤り訂正符号方式の現状	9
2-4 分散補償方式の現状	11
2-5 光ファイバの特性評価の現状	12
3 研究開発の全体計画	13
3-1 研究開発課題の概要	13
3-2 研究開発目標	15
3-2-1 最終目標	15
3-2-2 中間目標	16
3-3 研究開発の年度別計画	17
3-4 研究開発体制	18
3-4-1 研究開発管理体制	18
3-4-2 研究開発実施体制	19
3-4-3 研究実施場所	19
4 研究開発の概要（平成15年度まで）	20
4-1 研究開発実施計画	20
4-1-1 研究開発の計画内容	20
4-1-2 研究開発課題実施計画	21
4-2 研究開発の実施内容	22
5 研究開発実施状況（平成15年度）	23
5-1 システム概要	23
5-2 狭帯域 DPSK 変復調方式の研究開発	28
5-2-1 概要	29
5-2-2 研究開発成果	29
5-2-2-1 変復調方式検討	29
5-2-2-2 光送受信器技術	39
5-2-2-3 光デバイス技術	49
5-2-3 まとめ	54

5-3	誤り訂正符号方式の研究開発	56
5-3-1	概要	56
5-3-2	研究開発成果	57
5-3-2-1	誤り訂正技術	57
5-3-2-2	軟判定制御技術	63
5-3-2-3	L S I 構成	77
5-3-2-4	40Gbps 誤り訂正評価基板の構成	90
5-3-3	まとめ	94
5-4	分散補償方式の研究開発	95
5-4-1	概要	95
5-4-2	研究開発成果	97
5-4-2-1	波長・偏波分散制御デバイスの開発	99
5-4-2-2	高速偏波制御方式の開発	117
5-4-2-3	偏波分散補償最適アルゴリズムの開発	124
5-4-2-4	高速応答方式の検討	135
5-4-2-5	多波長一括補償方式の検討	138
5-4-2-6	電氣的偏波分散補償方式の検討	142
5-4-3	まとめ	146
5-5	光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験	149
5-5-1	概要	149
5-5-2	研究開発成果	150
5-5-2-1	光ファイバの特性評価	150
5-5-2-2	キーデバイスの総合評価	162
5-5-3	まとめ	163
5-6	総括	164
5-6-1	狭帯域 DPSK 変復調方式の研究開発	164
5-6-2	誤り訂正符号方式の研究開発	165
5-6-3	分散補償方式の研究開発	166
5-6-3	光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験	167

参考資料、参考文献

(添付資料)

1 研究発表、講演、文献等一覧

1 研究開発課題の背景

1-1 ネットワーク社会の進展

e-Japan 計画が推進する高度情報通信ネットワークインフラ整備は社会構造の変革を引き起こしつつある。IT は既に行政、金融、交通、エネルギーなどの全ての分野に深く浸透しており、もはや IT ネットワークは欠くことのできない社会基盤の一つとなっている。産業の国際競争力の観点からもネットワークインフラの重要性はコンセンサスとなり、国策としてのインフラ整備計画は広く支持されている。

平成 16 年 3 月末において、ブロードバンドアクセスへの加入者数は 1,492 万世帯に上り、FTTH への加入も 114 万世帯となった。これらの値は、e-Japan 計画の目標を大きく上回り、日本は世界トップレベルのブロードバンド環境を手に入れつつある。

このようなアクセス系の急激な普及はバックボーンへ流れるトラフィック量を急増させており、国内の主要インターネット・エクスチェンジにおけるトラフィック量の伸びは年間 2 倍のペースを上回っている。今後、さらに電子政府、遠隔医療・教育などの高度な情報利用が進展するに伴い、このままではバックボーンが対応しきれなくなるとの指摘もある。総務省でも「次世代 IP インフラ研究会」が開催され、インフラ整備に対する政策支援の在り方等についての議論が進められている。予想を上回る速度で増大し続けるトラフィックを処理するため、さらなるネットワークインフラ整備は重要な社会的な要請となっている。

1-2 将来のバックボーン伝送を支える技術

高度情報通信ネットワークインフラは、サービスの多様化に対応する柔軟性と、ストレスのない接続を保証する大容量性を必要としている。大容量性と低コスト性の両立には、伝送技術とネットワーク技術のさらなる発展が望まれる。現在、バックボーンネットワークは 1 本の光ファイバに複数の波長を伝送する波長多重伝送技術（WDM: Wavelength Division Multiplexing）によって支えられており、1 波長あたりの信号容量は 10Gbps、光ファイバ 1 本あたりの伝送容量は 1Tbps クラスまでが実用化されている。伝送とネットワークの何れの観点からも、大容量化と低コスト化を進めるためには 1 波長あたりの信号容量を拡大することが必要である。

近い将来に必要な光ファイバ 1 本あたり 10Tbps クラスの信号伝送を実現するためには、1 波当りの伝送速度として 40Gbps 以上の超高速・長距離光伝送技術の開発が不可欠である。1 波長あたりの伝送速度を 4 倍に高速化すると、単位容量あたりの伝送コストは半分になると期待される一方、長距離伝送の技術的困難性は急激に増し、伝送路光ファイバに対する要求が厳しくなることが知られている。学会レベルでは最新の光ファイバを用いた 40Gbps 以上の伝送が実証されているが、既設光ファイバの大部分では 40Gbps 以上の信号を伝送する際に伝送路損失、非線形歪量、偏波分散、波長分散などのパラメータが問題となるのである。

これらの問題を解決するため、より高度な伝送技術の開発が求められている。伝送路損失、非線形歪量に対する要求を緩和する技術としては誤り訂正技術や変復調技術が、偏波分散や波長分散に対処するためには波形整形技術が有望視されている。本研究開発では、これらの技術開発に加え、伝送路への理解を深めることで、既設光ファイバでの 40Gbps ベース WDM 伝送の実現を目標とする。

1-3 本研究開発に期待される影響度

本研究成果の実現により既存の光ファイバ網を用いた伝送速度 40Gbps の超高速光通信が実現可能となることから、新規に光ファイバ網を構築することなく、超高速大容量光ファイバ通信網の実現が可能となる。これにより幹線系は 40Gbps × 250 波で 10Tbps の伝送容量が達成できる。この伝送容量は現状の 10Gbps ベース波長多重伝送システムの約 10 倍であり、伝送コストの低減が可能となる。また、3,000km の非再生中継伝送距離を達成することにより、光クロスコネクタによる光領域での経路設定機能と組み合わせて、日本国内の任意の 2 地点を高価な再生中継装置を用いることなく接続することができる。これにより、将来各家庭にまで普及すると予想される高速の光加入者サービスを収容するバックボーンネットワークを構築でき、エンド・ツー・エンドで数十～百 Mbps の通信が安価にサービスできる環境が整うため、常時接続が一般化したアクセス・サービスの大幅な低コスト化に寄与でき、将来の新しいコンテンツの提供や新ビジネスが出現し通信産業の活性化が促進できる。

さらに、海外市場においても 10Tbps の伝送容量と 3,000km の伝送距離が達成できれば、例えば米国東西海岸を再生中継 1 回で接続でき、北米市場においても技術的競争力を発揮できる。

1-4 本研究開発の波及度

各家庭にまで高速光ファイバ通信網が普及する将来の高度情報通信ネットワークインフラのコアネットワークが構築され、通信と放送の融合がさらに加速される。また大学や研究機関、病院などが保有するデジタル映像機器や情報などの共有化が可能となり、誰でも、どこでも、低コストで高度先端技術、高度医療技術などの恩恵を受けることができるようになる。さらに、これらの通信インフラを利用した学習塾や各種スクールなど新しいサービス産業が創出され、国民は手軽に生涯学習や趣味などで利用することができるようになる。

このように本研究開発の成果は日本の産業、社会システム全体へ広く波及すると期待できる。

2 研究開発分野の現状

2-1 超高速・長距離光伝送技術の現状

大容量光通信システムは1980年代に導入されて以来、図2.1-1に示すとおり伝送容量拡大の一途を辿ってきた。1990年代からは光増幅技術、波長多重技術(WDM: Wavelength Division Multiplexing)による飛躍的な技術進歩がインターネット普及に伴うトラフィックの急増に応じてきた。1990年代末～2000年代初頭の通信インフラへの投資が過剰となったために、最近2～3年は供給過多の状況が続いている。しかしながら、ブロードバンドアクセス系の普及に伴い、日本国内の情報トラフィック量は依然として年2倍以上のペースで増え続けており、このままでは数年後に通信インフラの逼迫が深刻化すると指摘があり、早急な対策が重要である。

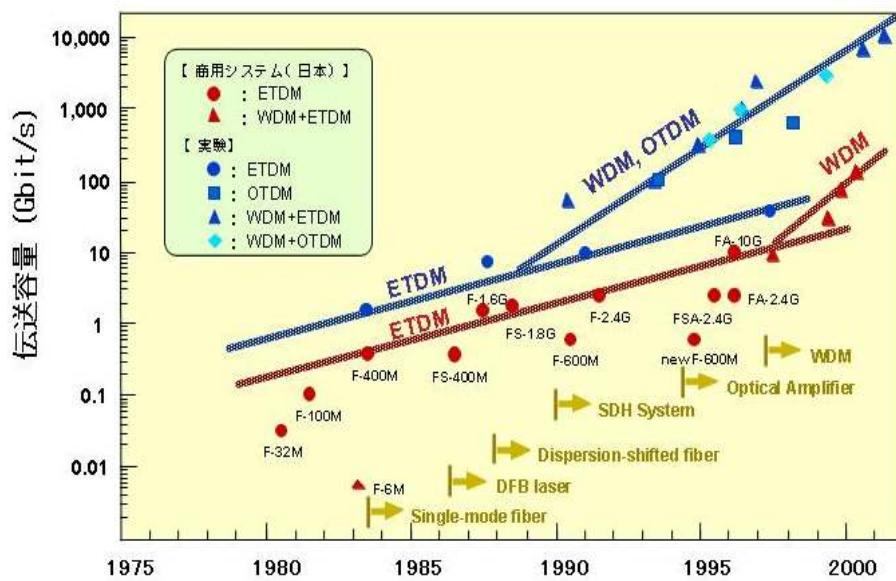


図 2.1-1 日本における光ファイバ伝送大容量化の進展
(佐藤健一 編著、古賀正文 著、”広帯域光ネットワーク技術-フォトリックネットワーク-”、コロナ社、p. 80、2003.)

長距離伝送システムに目を向けると、図 2.1-2 に示すとおり海底ケーブルシステムの光ファイバ1本あたりの伝送容量ビットレートと距離の積も指数関数的な伸びを示してきている。海底ケーブルシステムでは、最新の技術による長距離専用の光ファイバを導入し、さらに光増幅中継器の中継間隔を最適化できるため、陸上システムより遥かに長距離化が容易である。このため、既にテラビットクラスの大洋横断システムが実用化されており、数年後に需要が生まれると予測される次世代大容量ケーブルを実現する技術の開発も着実に進捗している。しかしながら、陸上システムでは、長距離大容量伝送には最適ではない光ファイバが敷設されており、また、中継器を設置できる場所もキャリアの局舎の地理的な位置によって決まってしまうという難点がある。既設光ファイバを用いた陸上システムの長距離大容量化には、海底システムで培われた技術の転用が効果的ではあるが、海底システム以上に高度な技術が求められる。

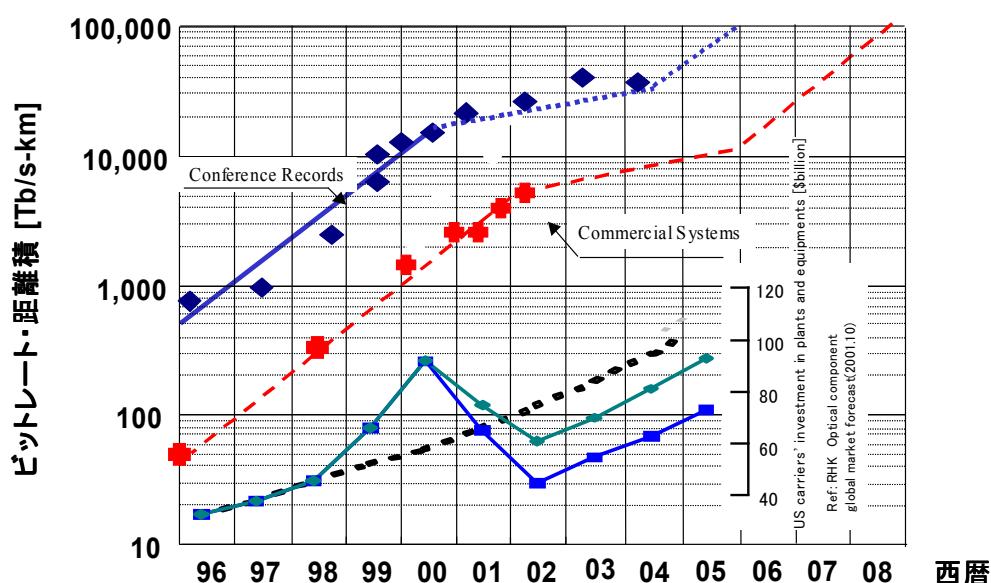


図 2.1-2 海底ケーブルシステムにおける長距離・大容量化の進展

これまでに実用化された大容量伝送システムでは、1波長当たりのビットレートを10Gbpsとして波長数を増加することで大容量化を図ってきた。しかし、さらなる大容量化を低コストに実現するためには、以下の理由により、1波長当たりのビットレートを40Gbpsに高速化するべきである。

- (A) 機器コストの低減： 光送受信器などの主要伝送機器の導入コストは、波長あたりの伝送容量が4倍になっても高々2倍から2.5倍にしかならないことが知られている。
- (B) 運用コストの低減： 波長あたりのビットレートを10Gbpsから40Gbpsとすることによって、波長の数を4分の1とできるため、監視・制御のコストを低減できる。また、保守のために用意する予備部品の数を削減できる効果もある。さらに、装置サイズや消費電力も低減可能となるため、空間的スペースや電力使用量といったランニングコスト削減も可能である。
- (C) 大容量化の実現： 総伝送容量を拡大するためには、光波長帯域あたり

に伝送できる伝送容量（周波数利用効率）を拡大すること必要である。現状では、光源や波長選択用光フィルタの精度の制約が波長間隔を詰めることを制限しているため、40Gbps を導入して波長の数を減らすことは周波数利用効率の改善につながる。総伝送容量を 10Tbps クラスとするためには 40Gbps 導入は不可欠である。

- (D) クライアントインタフェースからの要求： SDH/SONET 機器、ルータなどの多重化装置が扱うトラフィック単位が拡大してきており、平成 16 年度からは本格的に 40Gbps インタフェースの需要が顕在化する見込みである。多重化装置が扱うトラフィック単位を大きくすることは、多重化装置間の接続を大幅に簡略化し、ネットワーク効率を改善する。今後、40Gbps のクライアント側インタフェースの需要は増大していくことは確実であり、長距離伝送においても 40Gbps インタフェースを持つこと必須となると思われる。

以上の理由により、近い将来に既設光ファイバを用いた長距離大容量伝送システムを 1 波長あたり 40Gbps で実現する技術の開発が求められている。

40Gbps では既存の 10Gbps よりも 6dB 高い SNR (Signal to Noise Ratio) が原理的に必要あることに加え、伝送ペナルティも生じやすい。このため、40Gbps を実現するには、10Gbps システムで用いられている技術よりも約 7dB 優れた伝送技術を採用する必要がある。図 2.1-3 に示すとおり、誤り訂正技術 (FEC: Forward Error Correction)、光中継器の低雑音化、変復調方式技術、波形補償技術を組み合わせることによって、7dB 分の改善効果を得ることが期待される。また、伝送ペナルティを最小化するためには、既設の光ファイバの特性を正しく評価することが必要である。これらの技術の必要性は学会レベルでも広く認知されており、後述のとおり世界各国で研究開発が進められている。

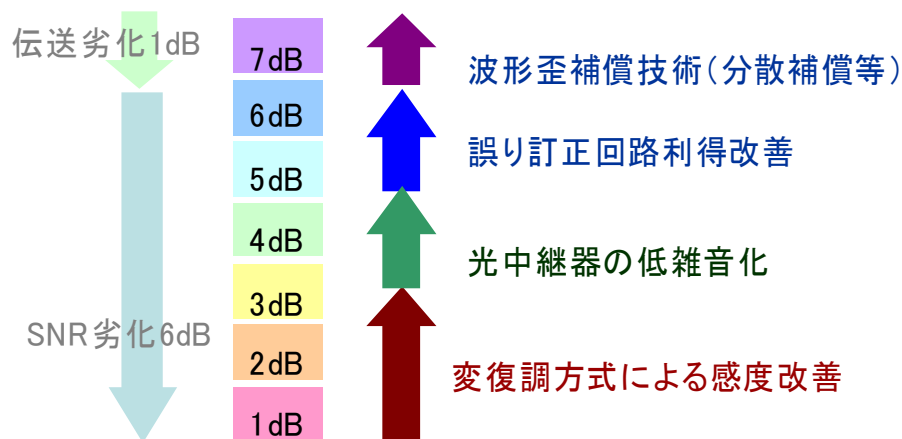


図 2.1-3 40Gbps 導入を実現する技術的シナリオ

2-2 狭帯域 DPSK 変復調方式の現状

従来の光通信システムでは ASK (Amplitude shift Keying、または OOK: On Off Keying) の NRZ (Non Return to Zero) または RZ (Return to Zero) 変復調が適用されてきた。一方、PSK (Phase-Shift Keying)、FSK (Frequency-Shift Keying) などの光位相信号を用いる変復調方式は ASK よりも原理的に受信感度に優れることが知られているが、光送受信器構成が複雑で高コストとなること、非線形効果に敏感[1-37]で伝送特性に難があることから商用システムへの本格導入は見送られてきた。しかしながら電子回路・光デバイス技術の進展により様々な変復調方式が比較的容易に実現できるようになってきたために PSK、FSK などの方式が改めて見直されることとなった。学会レベルで検討が進められている主な変復調方式だけでも CS (Carrier Suppressed) [1-1, 1-2]、VSB (Vestigial Side Band) [1-3, 1-4, 1-5]、Duo-binary [1-6, 1-7]、PSBT (Phase Shaped Binary Transmission) [1-8]、DPSK (Differential Phase Shift Keying) [1-9, 1-10], [1-42]、DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) [1-11, 1-12]、CDMA (Code Division Multiple Access) [1-13] など多数の方式がある。これらの変調スペクトルを、光フィルタを用いて狭帯域化する方法の有用性も指摘されており、例えば狭帯域 RZ-DPSK、狭帯域 CS-RZ などの伝送特性も議論されている [1-57, 1-59, 1-67, 1-88]。

これらの変調方式の中でも、DPSK や DQPSK といった位相変調をベースにした光伝送方式は、受信感度が高く、伝送特性にも優れているため、日本国内はもとより北米や欧州でも盛んに研究されている [1-38, 1-39, 1-43 ~ 45, 1-47, 1-48, 1-53 ~ 58, 1-68, 1-69]。特に 2002 年以降の国際学会で報告されている長距離大容量伝送のデモンストレーションは DPSK/DQPSK を用いたものが大部分となっている [1-29 ~ 35, 1-51, 1-52, 1-60 ~ 63, 1-66, 1-84, 1-86, 87]。なお、報告者 (三菱電機株式会社、株式会社 KDDI 研究所) からも本テーマに関しては古くから国際学会での発表を続けており、国内外の学会から招待講演を受けている。

DPSK/DQPSK 変復調方式の実用化にあたっては、光送受信器の構成の最適化やデバイスの開発も必要である。光送受信器の構成については、報告者らを含めて世界で数グループが論文を発表 [1-46, 1-64, 1-78] しているが、未だ商用システムをリリースしたメーカーはない。デバイスとしては、DPSK/DQPSK 復号用の 1 ビット遅延器、ツイン PD (Photo Diode) をいくつかのメーカーがサンプル販売している。しかし、未だ量産レベルの製品を発表しているメーカーはなく、1 ビット遅延器とツイン PD の集積化の報告 [1-94] もほとんどない。

このように DPSK/DQPSK を初めとする変復調方式およびそれを用いた光送受信器については、学会レベルでは盛んな研究が続けられているが、依然として商用レベルには到達していない状況である。

2-3 誤り訂正符号方式の現状

誤り訂正符号 (FEC: Forward Error Correction) は情報理論[2-1]に基づいてビット誤り率を改善する技術であり、古くから衛星間通信や無線伝送システムなどのデジタル通信システム、コンパクトディスクなどストレージ系アプリケーションなどに適用されてきた。しかしながら、誤り訂正符号回路は複雑な処理が必要であるため、大容量の信号を扱う光通信に適する速度では LSI 化が難しいという問題があった。そのため、FEC の光通信への適用開始は最近のことである。

FEC は 1990 年代前半に海底ケーブルシステムで初めて実用化された[2-2, 3]。このときの符号は Reed-Solomon 符号 RS (255, 239) [2-4, 5]であった。その後、この符号方式は多くの長距離システムに導入され ITU-T G. 975 として標準化されている (第一世代 FEC)。図 2-3.1 に示すとおり、FEC はクライアント側光送受信器とライン側 (長距離伝送側) 光送受信器の間に位置され、ビット誤りの原因にかかわらず、ある一定のビット誤りを訂正する。

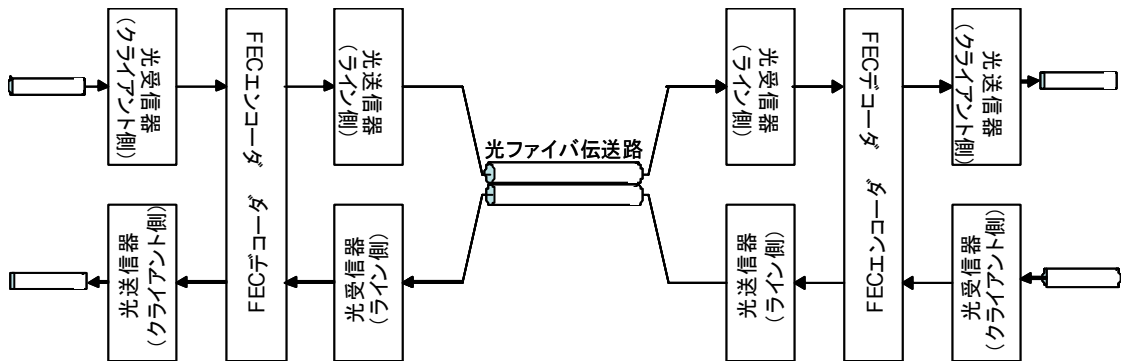


図 2.3-1 FEC 技術の光通信への導入

FEC は比較的小さなコストアップで大きなシステムマージンを生み出すことが認識されるに伴い、1990 年代後半以降、さらなる高い符号化利得の実現が検討された (第二世代 FEC)。符号化利得の上昇には図 2.3-2 のように複数の符号 (内符号と外符号) を組み合わせる接続符号[2-6]が用いられる。主な報告事例として RS (255, 239) + RS (255, 223) [2-7, 8]、RS (239, 223) + RS (255, 239) [2-9]、RS (248, 232) + RS (144, 128) [2-10]、RS (255, 239) + CSOC (Convolutional Self Orthogonal Code) [2-11]、RS (247, 239) + RS (255, 247) [2-12]などがあり、これらを用いた伝送実験も多く報告されている[2-13~16]。また、現在 LSI として容易に入手が可能となっているものも多い[2-17, 18]。

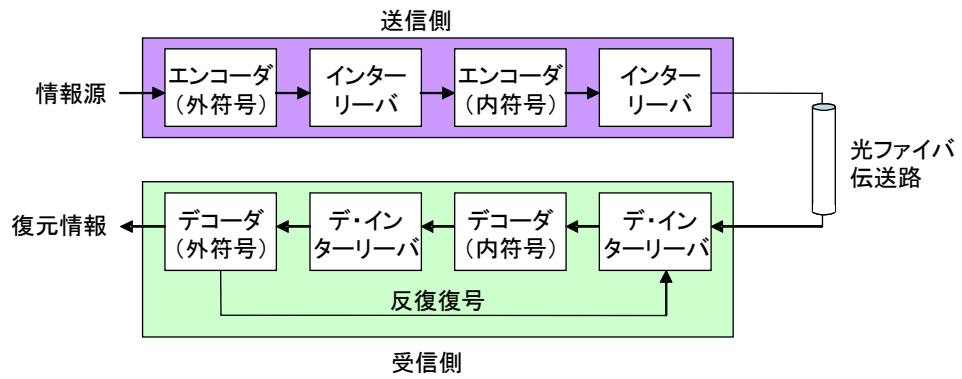


図 2.3-2 接続符号化技術

さらに報告者らは第三世代 FEC として、軟判定ブロック・ターボ方式を用いた FEC を提案している。Berrou らによって発明されたターボ符号 [2-19, 20] は、無線通信などでは既に用いられている方式であるが、光通信への適用が提案されたのは最近のことである [2-21, 22]。報告者らはブロック・ターボ符号を用いてビットレート 10Gbps の伝送実験において光通信用 FEC としての最大符号化利得となる 10.1dB を達成している [2-23]。

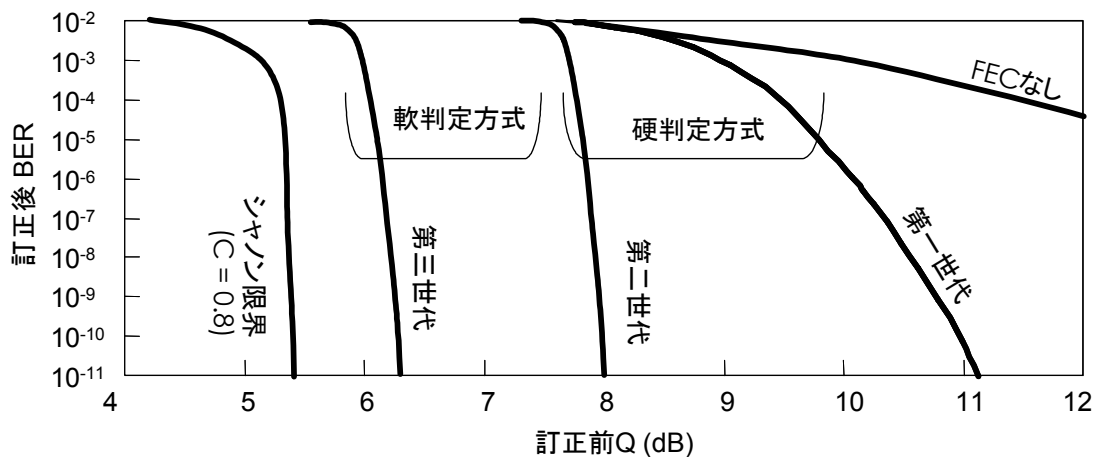


図 2.3-3 FEC 技術の進展

図 2.3-3 は、上述した過去から現在に至るビットレート 10Gbps までの光通信用 FEC の誤り訂正能力を 3つの世代に分けて示したものである。

理論限界に迫る第三世代 FEC 技術の 40Gbps システムへの適用は学会レベルでも十分な検討がなされておらず、本プロジェクトの主要なテーマでもある。

2-4 分散補償方式の現状

超高速光通信システムにおいては、波長分散（chromatic dispersion：CD）を有する光ファイバを伝送すると光パルス信号は時間的に広がり、波形劣化を引き起こすため、伝送速度や伝送距離が制限される。このような波長分散を補償するために、光ファイバ伝送路中に分散補償光ファイバを挿入することで、伝送路全体としての波長分散を低減することができる。しかしながら波長分散の波長依存性（波長分散スロープ）が存在するため、すべての波長帯域の波長分散を補償することは容易ではない。また、環境温度や応力によっても波長分散は変化する。よって分散補償ファイバにより補償しきれない残留分散を補償するための可変波長分散補償器についての研究開発が盛んに行われている[3-1~3]。

また同様に超高速光通信システムにおいては、伝送路に用いる光ファイバの製造バラツキにより中心部コアの形状が真円からずれることや、光ファイバへの不要な応力により発生する偏波分散（または偏波モード分散、Polarization mode dispersion：PMD）が問題となる。偏波分散によって、2つの直交した偏波成分の伝搬速度に違いが生ずるため、図 2.4-1 のように信号波形が歪み、波長分散と同様に超高速光通信システムにおける伝送速度や伝送距離が制限される。そのため偏波分散の補償方法を開発することが大きな課題となっている[3-4~8]。

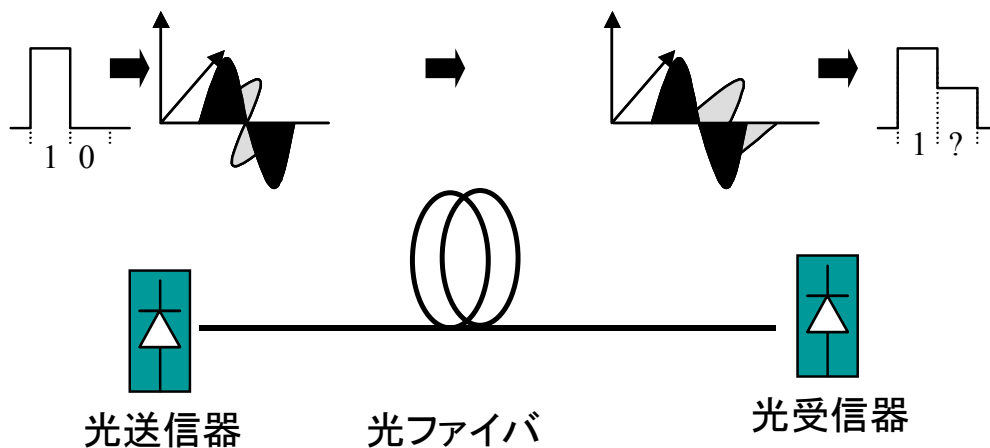


図 2.4-1 偏波分散による波形劣化

偏波分散を光学的に補償するためには、各偏波成分に発生したものと逆の群遅延時間差（Differential group delay：DGD）を与えることが必要であり、様々な方式の研究が行われている。また、偏波分散を電氣的に補償するために、無線通信などで広く培われた適応フィルタ技術や様々な等化アルゴリズムを活用する研究も始まっている[3-9~14]。

2-5 光ファイバの特性評価の現状

40Gbps 信号は伝送路の波長分散や偏波分散 (PMD : Polarization Mode Dispersion、偏波モード分散とも訳される) の影響を受けやすいため、40Gbps システムの実用化にあたっては、敷設された光ファイバの光学特性を正しく把握することが不可欠である。波長分散や偏波分散は環境温度の変化などの外的な要因により経時的に変動することが知られており、これらのパラメータは統計量的に扱われるべきであるとされている。

敷設された光ファイバの特性は、光ファイバ芯線そのものの特性のみならず、光ファイバケーブルの被覆、構造、敷設された環境にも大きく依存する。そのため、各国がそれぞれの敷設光ファイバの特性を評価する必要がある。例えば、北米では AT&T[4-1] が、欧州では Deutsche Telecom[4-2] が既設光ファイバの偏波分散特性について詳しい調査を進めている。AT&T は敷設光ファイバ単体としての評価および光アンプを含んだシステムの測定を実施しており、Deutsche Telecom は 10,000 本近いドイツ国内の光ファイバを測定し、古い光ファイバケーブルではかなり大きな偏波分散があることを報告している。また、KDDI 研究所、NTT、フランステレコムを初めとする国内外のキャリアは既設光ファイバを用いた 40Gbps 伝送試験を実施しており、その実現性を調査している。

このように既設光ファイバの特性評価の重要性は認知され、世界各国で評価が始まっている。しかしながら、変復調技術、FEC 技術、波形補償技術などに対する要求条件を明確化するに足る量と質の既設光ファイバ特性評価、分析が行われているとは言えない状況である。40Gbps 伝送を実現するために必要な技術の開発と並行して既設光ファイバの特性評価を進めていくことが重要と考えられる。

3 研究開発の全体計画

3-1 研究開発課題の概要

e-Japan 重点計画が推進する高度情報通信ネットワークインフラは、柔軟性に富む大容量バックボーンネットワークを必要としている。現状の10Gbps ベースの波長多重伝送技術では必要な伝送容量を提供することは困難であり、1波当りの伝送速度として40Gbps以上の超高速・長距離光伝送技術の開発が不可欠である。学会レベルでは最新の光ファイバを用いた40Gbps以上の伝送が実証されているが、既設光ファイバの大部分は40Gbps以上の信号を伝送する際に偏波分散、波長分散などのパラメータが問題となる。これらの問題を解決するため、より高度な伝送技術の開発が求められている。

伝送容量と伝送距離のターゲットとして、光ファイバ当たり10Tbpsの伝送容量と、陸上幹線システムを狙った3,000kmを目指している。また、既設の光ファイバインフラの適用を前提とした技術開発を行い、経済的なシステム導入が可能である。40Gbps以上の長距離・大容量光伝送技術として、高密度波長多重化が可能であり、また非線形光学効果に対して高い耐力を有する狭帯域DPSK(Differential Phase Shift Keyed)変復調方式の開発、中継区間の拡大によるシステム・コスト低減を可能とする誤り訂正符号方式の開発、波長分散及び偏波分散を補償する光学及び電気波形等化方式の開発、ならびに既設光ファイバ網で使用されている光ファイバの特性評価と上記技術の40Gbps波長多重伝送実験による検証を行う。また、上記方式を実現する光学、電気キーデバイスの開発も合わせて行う。

図3.1-1に我々が開発しているシステムの全体イメージ図を示す。伝送路側インタフェースにはDPSK光送受信器を採用し、Mach-Zehnder干渉計(MZI)集積型フォトダイオード(PD)を用いたバランス光受信器によって受信感度向上を図っている。40Gbps誤り訂正部では軟判定識別器によって得られる軟判定情報(ビット毎の符号誤りに対する確からしさを表す情報)を用い、4回繰り返し復号アルゴリズム処理を行うことで10dBを越える符号化利得を得ることができる。また、伝送速度40Gbpsの信号を既設の光ファイバケーブルを用いて伝送する場合に問題となる波長分散や偏波分散の影響を低減するために波長・偏波分散の同時補償器を用いることによって所望の性能を実現できる。

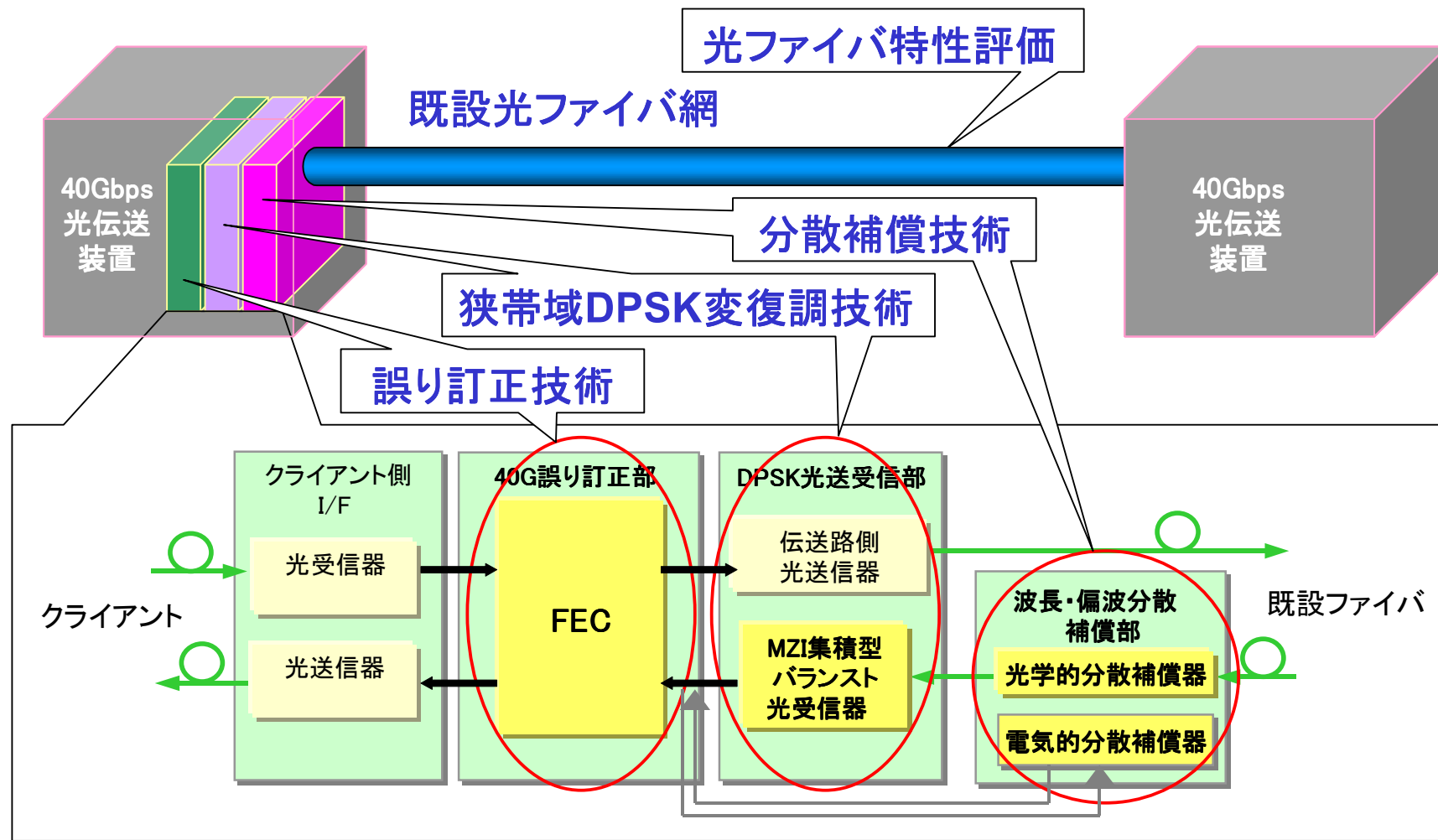


図 3.1-1 システムの全体イメージ図

3-2 研究開発目標

3-2-1 最終目標（平成18年3月末）

システム全体目標

- (1) 既設光ファイバでの10Tbps, 3,000km 伝送技術確立とキーデバイス開発
- (2) 周波数利用効率0.8bit/Hz 以上

ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式

- (1) 40Gbps DPSK 受信器技術及び Mach-Zehnder 干渉計集積化フォトダイオード
- (2) 受信 Q 値 14dB 以上（光 S/N=20dB/0.1nm）

イ. 誤り訂正符号方式

- (1) 40Gbps 誤り訂正符号方式及び符号・復号器 LSI、軟判定識別器 LSI
- (2) 符号化利得 10dB 以上

ウ. 分散補償方式

- (1) 分散補償器：一次分散値 400ps/nm、波長一括 4 波以上
- (2) 光学的偏波分散補償器：最大補償量 75ps 以上、応答速度 1kHz 以上
- (3) 電氣的偏波分散補償器：最大補償量 25ps 以上、応答周波数 2MHz 以上

エ. 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験

- (1) 光ファイバの分散特性の変動特性の定量的評価
- (2) 3,000km 級周回伝送実験

3-2-2 中間目標（平成17年1月末）

ア．狭帯域 DPSK 変復調方式

Mach-Zehnder 干渉計の集積デバイス化の検討。Mach-Zehnder 干渉計とツイインフォトダイオードによる DPSK 光受信器を用いた 40Gbps での動作検証。

イ．誤り訂正符号方式

誤り訂正符号器・復号器 LSI の 1 石当り 10Gbps の処理能力と誤り訂正能力検証。

ウ．分散補償方式

応答時間 波長分散 1 秒以下、偏波分散 0.1 秒以下で高速応答する波長・偏波分散補償器の試作と波長分散値 400ps/nm、4 波長以上の多波長化の検証。

偏波分散自動制御アルゴリズムの開発と検証。

エ．光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験

シングルモードファイバ、分散シフトファイバの波長分散特性、偏波分散特性及び光学的非線形性の定量的な評価。上記変復調方式、誤り訂正符号方式、分散補償方式に対する要求条件の明確化。

3-3 研究開発の年度別計画

(金額は非公表)

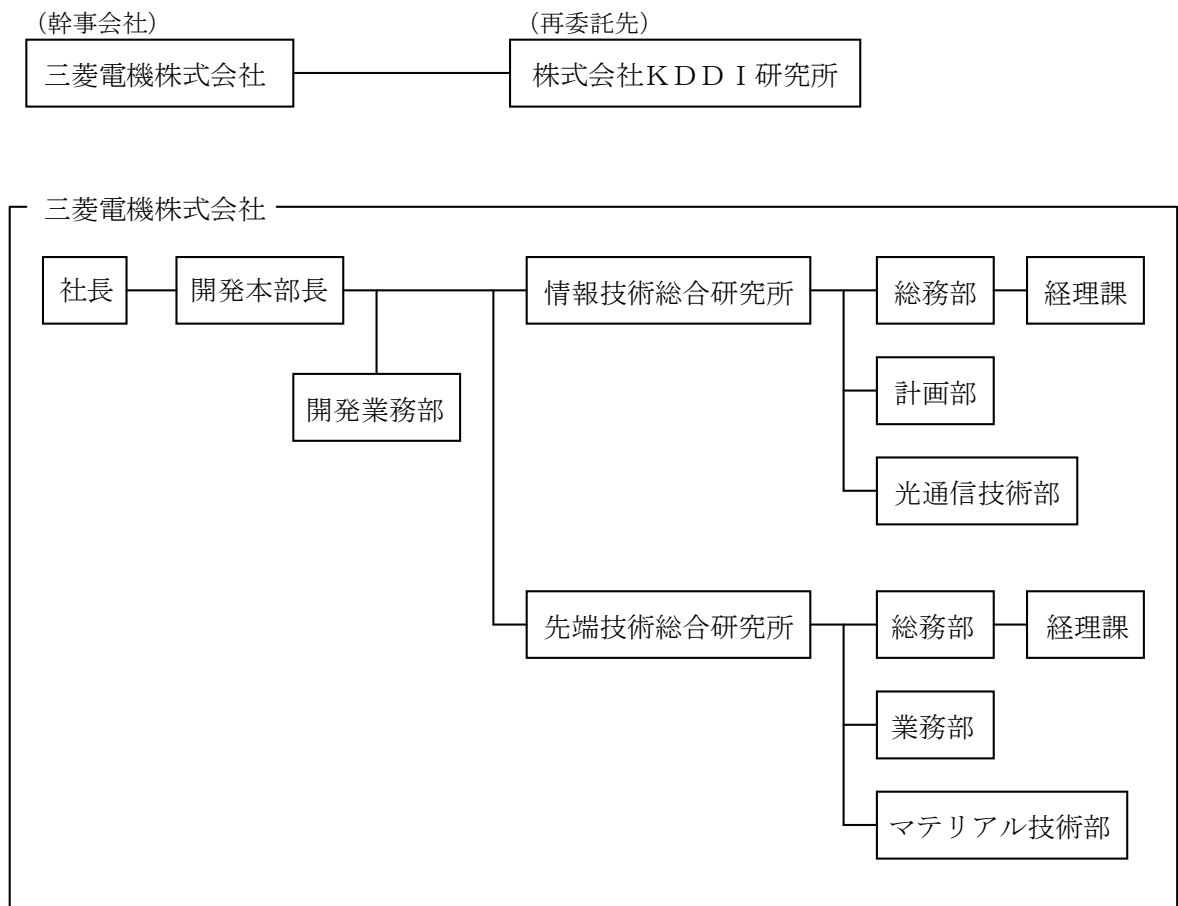
研究開発項目	15年度	16年度	17年度	計	備考
ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式 (1) Mach-Zehnder 集積化フォトダイオード (2) DPSK 光受信器		→	→		
イ. 誤り訂正符号方式 (1) 符号器・復号器 LSI (2) 軟判定 L S I	→	→	→		
ウ. 分散補償方式 (1) 光学的波長・偏波分散補償器 (2) 電氣的偏波分散補償器 (3) 光学的分散補償器制御方式	→	→	→		
エ. 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験 (1) 光ファイバ分散特性評価 (2) 総合評価試験	→	→	→		(株)KDDI 研究所
間接経費					
合計					

注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。

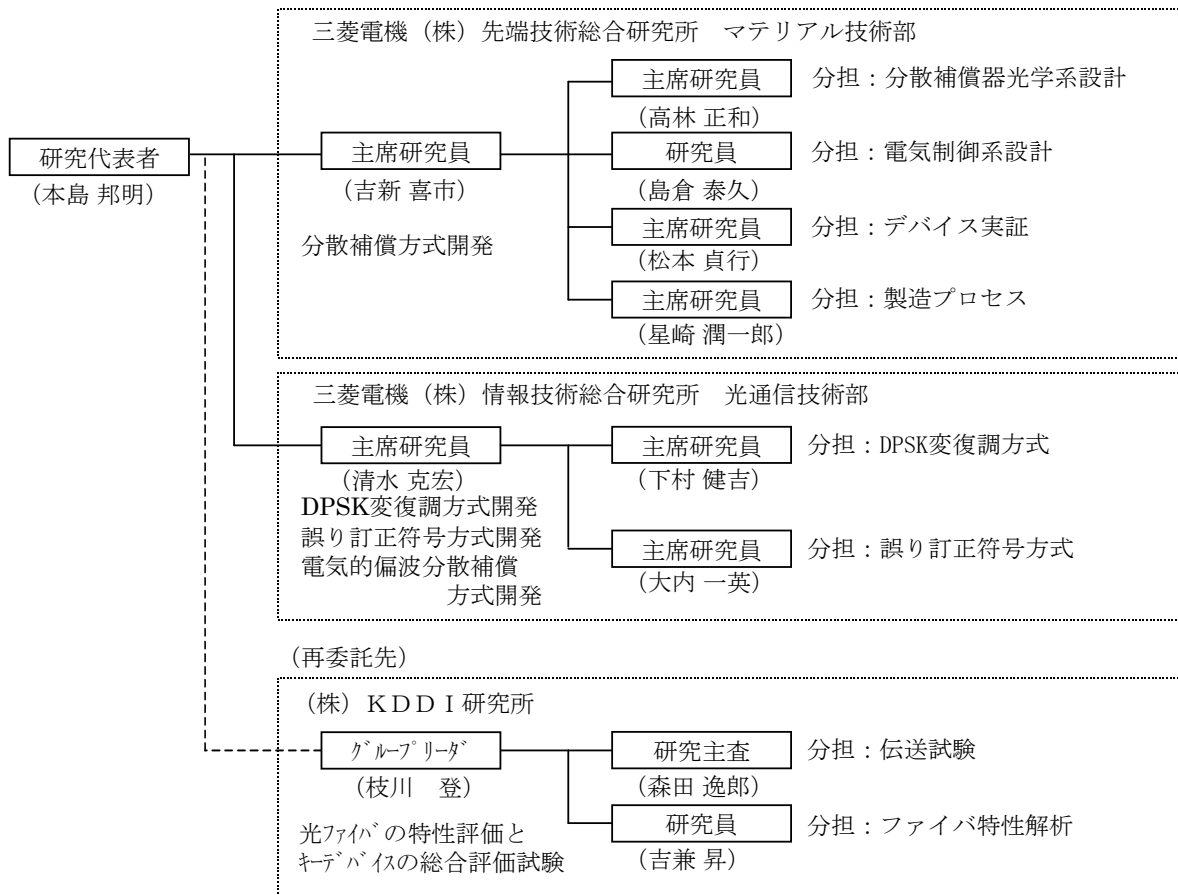
2 備考欄に再委託先機関名を記載。

3-4 研究開発体制

3-4-1 研究開発管理体制



3-4-2 研究開発実施体制



3-4-3 研究実施場所

- (1) 狭帯域 DPSK 変復調方式及び誤り訂正符号方式の開発
〒247-8501 神奈川県鎌倉市大船5-1-1
三菱電機株式会社 情報技術総合研究所 光通信技術部
- (2) 分散補償方式の開発
〒229-1195 神奈川県相模原市宮下1-1-57
三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 金属・セラミックス技術部
- (3) 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験
〒356-8502 埼玉県上福岡市大原2-1-15
株式会社 KDDI 研究所

4 研究開発の概要（平成 15 年度まで）

4-1 研究開発実施計画

4-1-1 研究開発の計画内容

ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式

10Tbps 信号の伝送では多くの波長を高密度に多重する必要がある。波長間隔を狭くすると波形歪が大きくなるという問題があるため、フィルタを用いた DPSK (Differential Phase Shift Keying : 差動位相変調) 方式、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 方式などについて実験、シミュレーションによって検討する。また、DPSK 復調器のキーデバイスである Mach-Zehnder 干渉計集積化フォトデバイスについて方式検討を行う。

イ. 誤り訂正符号方式

40Gbps 信号を 3000 km 伝送するためには高い利得の誤り訂正技術が必要となる。今年度は 40Gbps 軟判定方式、符号化方式、軟判定閾値自動制御アルゴリズムの基本検討を行う。また、ブロック・ターボ符号に基づいた誤り訂正符号器・復号器 LSI の機能構成を検討し、回路設計を行う。

ウ. 分散補償方式

40Gbps 信号を 3000 km 伝送するためには、光ファイバの波長分散と偏波分散を精度よく自動補償する技術が必要となる。本年度はファイバグレーティング技術を適用した光学的分散補償技術を開発し、一次、二次波長分散補償器を試作し、それぞれ一次分散値 400ps/nm、二次分散 15ps/nm²以上の特性を検証する。また、電氣的補償器の方式検討を行い、回路設計に着手する。

エ. 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験

敷設された光ファイバの波長分散や偏波分散特性は、環境温度の変化などにより、経時的に変動する。40Gbps 信号は伝送路の波長分散や偏波分散の影響を受けやすいため、長期的に安定な伝送特性を確保するためには受信側でこれらの波長分散変動や偏波分散変動を補償することが重要である。これらの補償器の最適動作条件を見極めるために、本年度は、光ファイバにおける波長分散変動や偏波分散変動の長期測定を行う。

4-1-2 研究開発課題実施計画

(金額は非公表)

研究開発項目	第1四半期	第2四半期	第3四半期	第4四半期	計	備考
ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式の基本検討 (1) 狭帯域変復調方式の基本検討 (2) Mach-Zehnder 集積化フォトダイオード検討			→	→		(株) KDDI 研究所
イ. 誤り訂正符号方式の方式検討・基本設計 (1) 符号器・復号器 LSI の回路設計			→	→		
ウ. 分散補償方式 (1) 1次, 2次波長分散同時補償の検討			→	→		
(2) 光学的偏波分散補償器の検討			→	→		
(3) 電氣的補償器の方式検討・回路設計				→		
エ. 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験 (1) 波長・偏波分散の長期測定			→	→		
間接経費						
合計						

4-2 研究開発の実施内容

ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式

10Tbps 信号の伝送を実現するためにはできるだけ多くの波長を高密度に多重する必要がある。しかし、波長間隔を狭くすると急激に波形歪が大きくなり、伝送品質が劣化するという問題があるため、最適な変復調方式を見極める必要がある。有力候補である狭帯域フィルタを用いた DPSK(Differential Phase Shift Keying : 差動位相変調)方式や DQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying : 差動多値位相変調)方式の理論検討を行うための光伝送シミュレータおよび伝送実験系を構築し、比較検討を行った。

また、狭帯域 DPSK 光受信器のキーデバイスである Mach-Zehnder 干渉計集積化フォトダイオードを実現する要素技術の 1 つである導波路型ツインフォトダイオードの開発を行った。

イ. 誤り訂正符号方式

伝送速度 40Gbps の信号を既存の光ファイバ 3,000 km 伝送するためには高い利得の誤り訂正技術が必要となる。40Gbps のスループットを処理でき、かつ高い符号化利得を達成する符号化方式、および復調器から取得した軟判定情報を入力して軟判定繰り返し復号を効率的に実施する復号方式を検討し、最適な方式として BTC 方式の採用を決定した。

さらに、符号器・復号器 LSI 化を進めるにあたり、機能ブロック図および外部設計仕様書を作成して LSI メーカーを選定し、現在 LSI 作製中である。また、LSI の評価基板の基本検討を実施した。

ウ. 分散補償方式

40Gbps 信号を 3,000km 伝送するためには、光ファイバの波長分散と偏波分散を精度よく自動分散補償する技術が必要となる。分散補償装置の小型化・低損失化を図る上でも波長分散と偏波分散の両方を個別に独立自動制御できる技術が不可欠である。2 本の分散補償ファイバブラッググレーティングを用いて、波長分散と偏波分散を独立に制御できる分散補償器を開発し、動作検証を行った。

電氣的偏波分散補償方式の検討を実施した。TVF(Transversal Filter)を用いた線形補償方式が回路規模を小さくすることができ、LSI 化が可能であるため、光学的補償との併用を考慮して最適であるとわかった。

エ. 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験

敷設された光ファイバの波長分散や偏波分散特性は、環境温度の変化などにより、経時的に変動する。40Gbps 信号は伝送路の波長分散や偏波分散の影響を受けやすいため、長期的に安定な伝送特性を確保するためには受信側でこれらの波長分散変動や偏波分散変動を補償することが重要である。これらの補償器の最適動作条件を見極めるために、光ファイバの波長分散や偏波分散の変動特性の評価を実施した。また、長期試験を継続中である。

5 研究開発実施状況（平成 15 年度）

5-1 概要

高度情報通信ネットワークインフラは、柔軟性に富む大容量バックボーンネットワークを必要としており、現状の 10Gbps ベースの波長多重伝送技術では必要な伝送容量を提供することは困難である。このため 1 波当りの伝送速度として 40Gbps 以上の超高速・長距離光伝送技術の開発が不可欠であるが、未だ 40Gbps の伝送システムは商用投入されていない。この理由のひとつは近年の市場低迷によって世界的に開発にブレーキがかかっていることであるが、最も根本的な原因は 40Gbps 伝送システムにおける技術的課題が解決されていないことである。

40Gbps 伝送による大容量化を進めるにあたり、現行の 10Gbps 伝送技術と比較して下記の技術課題がある。

- （課題 1）着信光信号対雑音電力比（OSNR: Optical Signal to Noise Ratio）の所要値が 6dB 高くなること
- （課題 2）光信号スペクトル幅が 4 倍になるためスペクトル効率のよい変調方式が重要となること
- （課題 3）伝送路の波長/偏波分散及びその変動に対して 16 倍以上敏感となること
- （課題 4）既設ファイバの波長/偏波分散の変動量を正確に把握する必要が生ずること

これら 4 つの課題を解決し、3000km クラスの 40Gbps 大容量伝送システムを実現するために、次の研究開発に取り組んでいる。

- ・狭帯域 DPSK (Differential Phase Shift Keying) 変復調方式の研究開発と高利得誤り訂正方式の研究開発（課題 1, 2 への対応）
- ・可変型波長/偏波分散同時補償器及びその制御アルゴリズムの研究開発（課題 3 への対応）
- ・既設光ファイバの波長/偏波分散の変動特性の定量評価およびキーデバイスの 40Gbps 光伝送試験系の研究開発（課題 4 への対応）

狭帯域 DPSK (Differential Phase Shift Keying) 変復調方式などの新しい変調方式は、従来の OOK (On Off Keying) による方法と比較して、高感度化と狭占有スペクトル幅化を実現できる可能性がある。変調方式による伝送特性の差異を明確化するために、RZ-DPSK 方式と 4 値化によって狭帯域化を行った RZ-DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keyed) 方式について伝送シミュレーションと伝送実験による比較を行った。一部の検討はデバイス性能の影響を排除するために、成熟したデバイスを適用できる 10Gbps ベースで行った。伝送距離と周波数利用効率の観点から変調方式のポートフォリオを作成し、高密度化には RZ-DQPSK が、長距離化には RZ-DPSK が優れていることを見出した。周波数利用効率 0.8bit/s/Hz、3000 km は RZ-DQPSK と RZ-DPSK の何れの方式でも、改善が必要であるが達成可能なターゲットである。来年度はより検討の精度を高めて変復調方

式を最終決定する。また平成15年度はこれらの方式を実現する光送受信器技術についても検討し、RZ-DQPSK方式であってもRZ-DPSKであっても適切な制御回路を設けることによって十分に安定な性能が得られることを確認した。また、1波長当たりの部品点数は従来方式のRZ-OOK光送受信器殆ど同一で、キーデバイスはMZI集積化バランスストレーバであることを明らかにした。さらにMZI集積バランスストレーバの基本構成要素であるツインPD(Photo Diode)の試作評価を行い、光受信器として目標の40GHz帯域幅を達成できる目処を得た。

誤り訂正方式については、図5.1-1に示す概念によって冗長度と誤り訂正能力の目標を決め、方式検討、回路設計を行いLSI化に着手した。図5.1-1に直線で示した必要な符号化利得の最小値とは、本研究開発の最終目標である40Gbps×256波長3000km伝送システムのQ値(伝送信号品質を示す指標)バジェット(表5.1-2)を満たすために必要な誤り訂正回路の符号化利得のことである。冗長度を高くすると非線形効果による信号品質の劣化は増大するが、それを補う符号化利得の改善が得られる。尚、図5.1-2は参考文献[1-90]に示された冗長度とファイバ伝送で発生する非線形劣化効果の計算例である。電気回路が動作できる範囲で冗長度を上昇させて符号化利得を稼ぐ方針とし、冗長度25%、誤り訂正符号化利得10.1dBを目標設計性能とした。この目標符号化利得を達成するために、いくつかの方式を比較検討した結果、軟判定ブロック・ターボ方式を採用することとし、回路方式の設計を行い、現在、LSI化を進めている。

40Gbps以上の超高速光伝送においては、10Gbps光伝送では問題とならない小さな波長分散によっても波形劣化を引き起こし、伝送特性を劣化させてしまう。したがって、波長分散の波長依存性(波長分散スロープ)や環境温度や応力による波長分散の時間変動などの影響も排除する必要があるため、可変波長分散補償器を開発している。さらに、偏波分散(Polarization mode dispersion:PMD)による影響も顕著となるため偏波分散補償方式に関する研究も進めている。検討の結果、波長分散スロープの変化は小さいため、波長分散と波長分散スロープを同時に制御する必要はないことがわかった。しかし、波長分散と偏波分散については、同時に、かつ独立に制御する必要があるため、この目的に適した光学的波長分散・偏波分散補償器を開発した。波長分散や偏波分散のうち、大きなゆっくりとした変動の補償に対しては光学的な補償が適当である。一方、小さな早い変動に追従するには電子回路的に補償する方式が優れている。電氣的補償については、無線通信などで広く培われた適応フィルタ理論や様々な等化アルゴリズムを検討し、LSI化に必要な基本設計を実施した。

敷設された光ファイバの光学特性は、環境温度の変化などの外的な要因により経時的に変動することが知られている。そのため、本研究開発で開発を行う変復調方式、誤り訂正符号方式、分散補償方式の要求条件を明確化するためには、既設の光ファイバ網に適用されているシングルモードファイバや分散シフトファイバの光学特性変動特性を定量的に把握する必

要がある。特に、40Gbps 信号は伝送路の波長分散や偏波分散の影響を受けやすいため、これらのパラメータの絶対値および変動量の評価は極めて重要である。そこで、恒温槽を用いた光ファイバ特性の温度依存性評価、既設光ファイバケーブルの偏波分散特性変動評価を実施した。また、開発したキーデバイスの総合評価を行うための 40Gbps 光伝送特性評価系の準備を進めている。

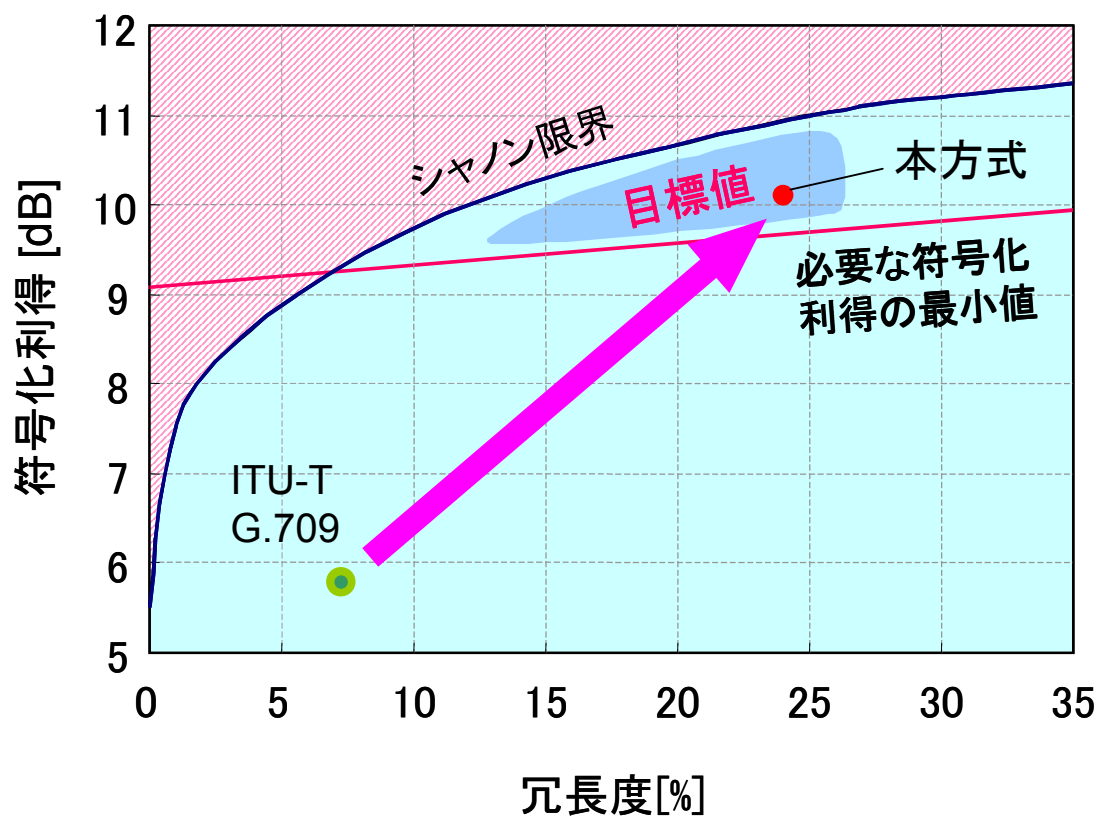


図 5.1-1 符号誤り訂正方式の開発目標の考え方

表 5.1-1 40Gps×256 波長 3000 k m 伝送システムの Q 値バジェットの一例

	Parameter	値	単位
0	受信光SNR	16.1	dB
1	受信Q値	12.7	dB
1.1	伝送ペナルティ合計	4.5	dB
1.2	非線形ペナルティ	2.0	dB
1.3	分散ペナルティ	1.0	dB
1.4	合分波クロストークペナルティ	1.0	dB
1.5	PMDペナルティ	0.5	dB
1.6	伝送Q値	8.2	dB
1.7	対向Q値	17.0	dB
2	システムQ値	7.6	dB
3	限界Q値	6.4	dB
4	BER	2.2E-02	-
5	システムマージン	1.2	dB

表 5.1-2 Q値バジェット計算に用いたパラメータ

Parameter	値	単位
システムパラメータ		
Transmission Bit Rate	50	bit/s
WDM Number	256	
Maximum System length	3000	km
Nominal Repeater Span	60	km
中継器パラメータ		
Nominal Repeater Output Level	23	dBm
Nominal Repeater Spacing	60	km
Nominal Repeater Noise Figure	4	dB
伝送路(SMF)		
Average Fiber Transmission Loss	0.33	dB/km
端局パラメータ		
FEC Gain	9.7	dB
Optical Band Width	0.4	nm
TTE B-B Q-factor	17	dB

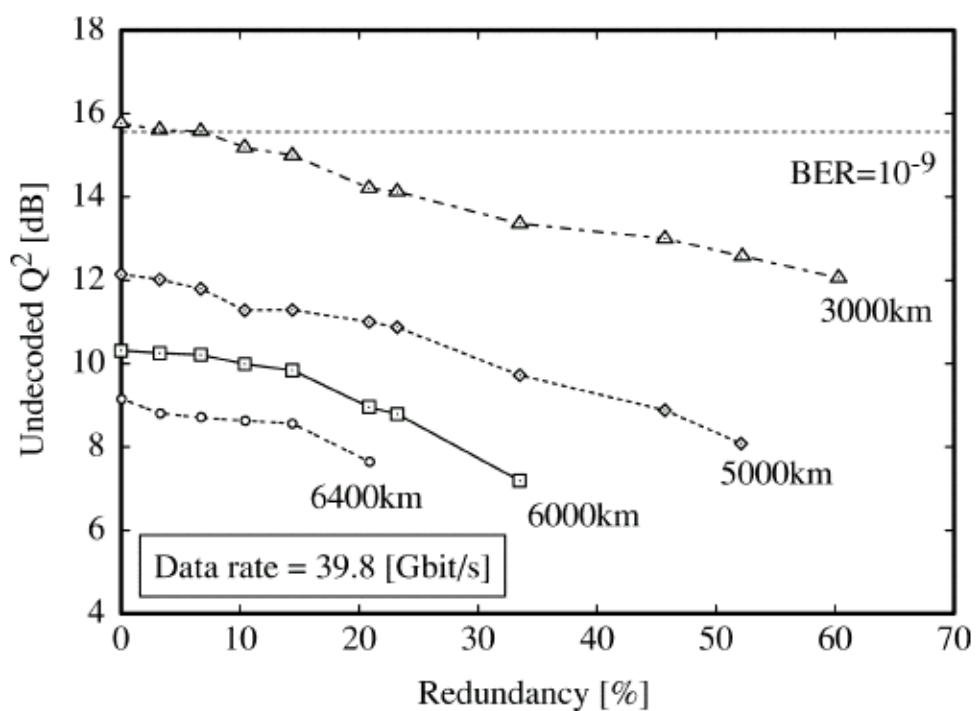


図 5.1-2 冗長度とファイバ伝送による信号品質劣化の計算例

5-2 狭帯域 DPSK 変復調方式の研究開発

5-2-1 概要

変復調方式については、我々が独自に 2003 年度上期までに蓄積してきたデータをまとめて総合的に評価検討を行う [1-92] とともに、光送受信器の構成技術という観点から検討 [1-93] を行った。さらにキーデバイスである MZI (Mach Zehnder Interferometer: マッハツェンダー干渉計) 集積バランスストレーバの要素技術であるツイン PD の試作評価を行った。

本節では、はじめに狭帯域 DPSK 変復調方式の技術的な位置付けを述べ、次に狭帯域フィルタを用いた 2 値 DPSK 変復調方式と 4 値 DQPSK (DQPSK: Differential Quadrature Phase Shift Keyed) 変復調方式との比較検討結果について述べる。我々の開発ターゲットは 40Gbps であるが、検証結果に実験で使用する光送受信器用部品の性能が寄与することを極力避けるため、一部の実験的検討においては部品成熟の進んだ 10bps をベースに比較を行った。さらにこれらの方式を採用した光送受信機の構成と特性の検討結果について述べた後、キーデバイスである MZI 集積バランスストレーバの開発状況について報告する。

本節の方式検討で用いた長距離伝送試験の結果及び送受信器技術検討で用いた 40bps 2 値 DPSK 送受信器 [1-64] は独立行政法人情報通信研究機構殿との委託契約締結以前の独自成果であるが、開発成果の背景と位置付けの明確化のために必要な範囲のデータを掲載した。

5-2-2 研究開発成果

5-2-2-1 変復調方式検討

5-2-2-1-1 DPSK 方式の位置づけ

10Tbps 信号の伝送を実現するためにはできるだけ多くの波長を高密度に多重する必要がある。しかし、波長間隔を狭くすると隣接チャネルとのクロストークによる波形歪が急激に大きくなり、伝送品質が劣化するという問題がある。さらに、チャネル当たりの伝送速度を 10Gbps から 40Gbps に上昇させることによって原理的に受信感度が 6dB 劣化するという問題がある。このため各チャネルのスペクトル占有スペクトル幅を狭帯域化し周波数利用効率を向上させると同時に受信感度を向上させることが必要である。

受信感度は PSK (Phase Shift Keyed) 方式あるいは FSK (Frequency Shift Keyed) 方式の採用によって、現在商用システムで用いられている OOK (On-Off Keyed) 方式と比較して 3 dB の向上が可能であることから 1980 年代後半から 1990 年代前半にかけて盛んに光通信システムへの適用が研究された [1-14~1-28] が、PSK/FSK が光ファイバ非線形効果に敏感で長距離伝送への適用が困難であった [1-37] ため商用システムへの適用は見送られてきた。しかしながらこの 10 年間の低非線形ファイバ技術、低雑音光ファイバ増幅技術、高感度光送受信器技術、誤り訂正技術などの著しい進展により、光ファイバの非線形効果を大幅に低減できるようになったためいよいよ PSK/FSK などの光の位相情報を用いた変復調方式の商用システムへの導入が検討できるようになった (図 5.2.1.1-1)。

光の位相情報を用いた変復調方式として近年 DPSK (Differential Phase Shift Keying) 方式が学会で注目を集めている。[1-29~35]、[1-42]、[1-70~77]、[1-80~83]。これらの方式は従来の OOK (On Off Keying) 方式比 3dB の感度改善改善が期待できることに加え、光遅延検波によって復調できるため OOK と同等の光送受信器構成が可能である。表 5.2.1.1-1 は現在商用システムで用いられているものを含め次世代の光通信システムの適用候補として提案されている光信号変調方式をまとめたものである。現在商用システムで用いられているものは、OOK 方式の NRZ (Non-Return-to-Zero) と OOK 方式の RZ (Return-to-Zero) の 2 種類のみである。

一方光信号の狭帯域化についてはシンボルレベルの多値化 [1-49, 1-50]、フィルタリングによる信号帯域制限 [1-57, 1-59, 1-67, 1-88] が有効である。しかしこれらのアプローチは基本的に受信感度の劣化が発生しやすいという問題があり、慎重な検討が必要である。

以上の観点から我々は、最終目標である 40 Gbps ベースの 10Tbps-3,000km 伝送達成のための変復調方式として PSK 方式を候補とし、狭帯域フィルタを用いた 2 値 RZ-DPSK 変復調方式と 4 値化した RZ-DQPSK (DQPSK: Differential Quadrature Phase Shift Keyed) 変復調方式との比較検討を行った。

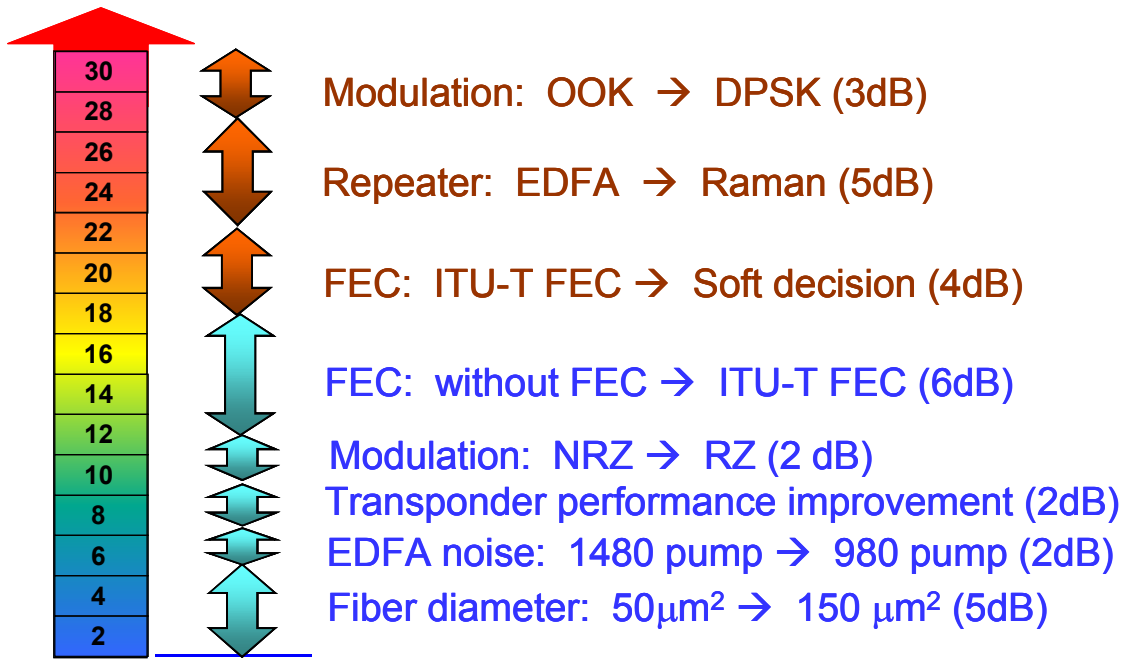


図 5.2.2.1-1 1990 年以降の光通信システムにおける技術進展とそれに伴うファイバ非線形効果の低減レベル

表 5.2.2.1-1 次世代光通信システムの適用候補として提案されている主な光信号変調方式

	Spectrum	Configuration of transmitter	bandwidth	feature
NRZ			2B	simple
RZ			4B	High sensitivity Low ISI Low dispersion tolerance
CS-RZ			3B	High sensitivity High nonlinear tolerance
VSB-RZ			3B	High sensitivity Filter shaping
Duo-binary			B	high dispersion tolerance Large ISI pre-coding
DPSK-RZ			4B	Very high sensitivity Low ISI Pre-coding
DQPSK-RZ			2B	High sensitivity Pre-coding High spectrum efficiency

5-2-2-1-2 DPSK、DQPSK 方式の比較検討

光伝送方式の比較には、(1)伝送路ファイバを含まない非伝送時状態での線形受信感度特性と、(2)ファイバ伝送を行なった場合の非線形効果による受信感度特性の劣化量の2点からの評価検討が必要である。本節では狭帯域フィルタを用いた DPSK 変復調方式と DQPSK 変復調方式との比較をシミュレーションおよび長距離伝送実験[1-92], [1-70]によって行った結果を述べる。

まず伝送路ファイバを含まない非伝送時状態で線形受信感度特性の評価結果を述べる。図 5.2.1.1-2 は Q 値(通信品質の定量的な指標)の OSNR(Optical Signal to Noise Ratio)依存性の測定結果を示すもので、比較に用いた変調フォーマットは従来技術である 10Gbps の RZ-00K 方式と、10Gbps の RZ-DPSK 方式および 20Gbps の RZ-DQPSK 方式である。バランスド受信によって RZ-DPSK 方式は RZ-00K 方式に比べて受信特性が 3dB 改善している。一方、RZ-DQPSK 方式は RZ-DPSK 方式に比べて 5dB だけ受信特性が劣化している。これは伝送速度の違いによる 3dB の劣化に加え、試験に用いた送受信器によって 2dB に相当する過剰な符号間干渉が発生しているためである。ファイバ伝送長距離伝送時に相当する低 OSNR 領域で比較を行なうと 20Gbps RZ-DQPSK 方式の受信特性劣化量は 10Gbps の RZ-00K 方式に比べて 3dB 以下であり、伝送速度による劣化を考慮すると RZ-00K 方式よりも優れていることになる。

次に、同一伝送速度(20Gbps)における RZ-DPSK 方式と RZ-DQPSK 方式の Q 値の周波数利用効率依存性を数値計算によって比較した。図 5.2.1.1-3 に結果を示す。RZ-DQPSK 方式の方が RZ-DPSK 方式よりも周波数利用効率を高めることができ、かつ合分波による特性の劣化が少ないことがわかった。

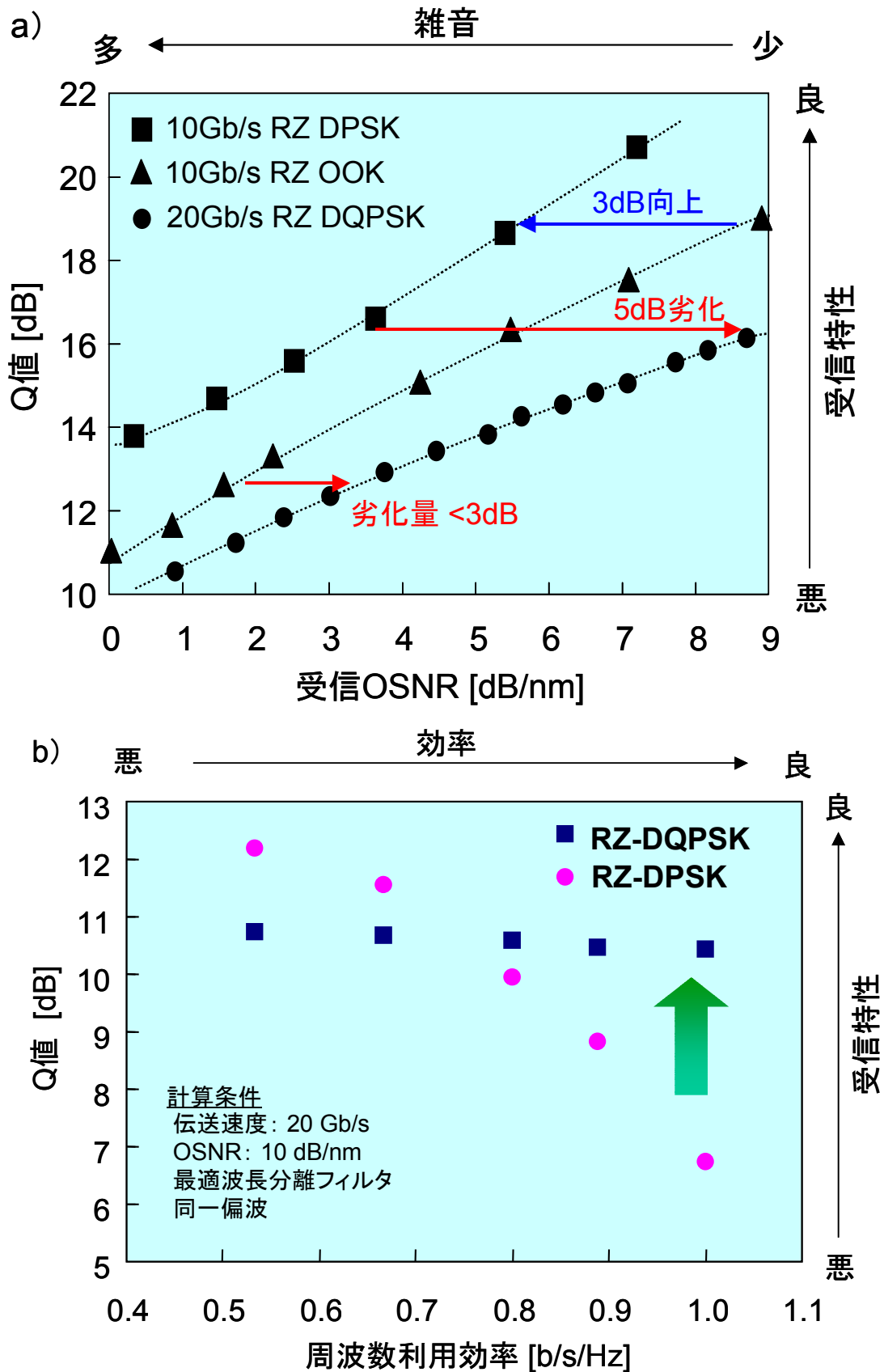


図 5.2.2.1-3 RZ-DPSK 方式と RZ-DQPSK 方式の Q 値の周波数利用効率依存性

ファイバ伝送によって発生する非線形効果の受信感度特性への影響の変調方式依存性を評価した結果について述べる。図 5.2.1.1-4 は伝送特性を OOK と DPSK で比較したものである。縦軸は受信感度を示す Q 値である。同図中の左部の短距離部分では非線形効果の影響のない場合の受信感度の比較、右の長距離部分では非線形効果の影響がある場合の比較ができる。図 5.2.2.1-4 で行った試験では周波数利用効率を 0.22b/s/Hz と低く設定しており、同条件下における超長距離伝送では DPSK の非線形効果に対する耐力が OOK に比べ小さいことがわかる。

波長多重光伝送時に光ファイバ中で発生する非線形効果は、光ファイバ中の信号光強度を増大させることによって急激に増大する。またこの非線形効果には波長多重信号同士の相互位相変調である XPM (Cross Phase Modulation) と単一波長信号で発生する自己位相変調 (SPM: Self Phase Modulation) の 2 種類がある。XPM の影響は多重する波長間隔を狭めて周波数利用効率を向上させることによっても増大する。図 5.2.2.1-5 は、図 5.2.1.1-4 の右端である 9180 km 伝送後の Q 値が非線形効果によって受けるペナルティ量と信号光強度の関係を示したものである。同図 (a)、(b) はそれぞれ RZ-DPSK と RZ-OOK についての実験値をプロットしたもので、塗りつぶしされた点は全波長がデータ変調された状態、白抜きの点は被測定波長以外すべてのチャンネルを無変調光として測定したものである。この試験によって Q ペナルティへの SPM と XPM の寄与分を知ることができる。図 5.2.2.1-5 の結果から周波数利用効率を 0.22b/s/Hz と低く設定しているにもかかわらず OOK の伝送ペナルティは XPM が支配的であり、一方、DPSK においては SPM が支配的であることがわかった。つまり強力な誤り訂正技術の適用による光信号レベル低減と周波数利用効率の向上という我々の方針にとって DPSK 方式が OOK 方式より適していると言える。我々が 2003 年に実験検討を行なった周波数利用効率 0.57b/s/Hz における 40 波長 \times 40Gbps 8700km 試験でも、RZ-DPSK は RZ-OOK に比較して高い伝送能力を示した [1-33]。

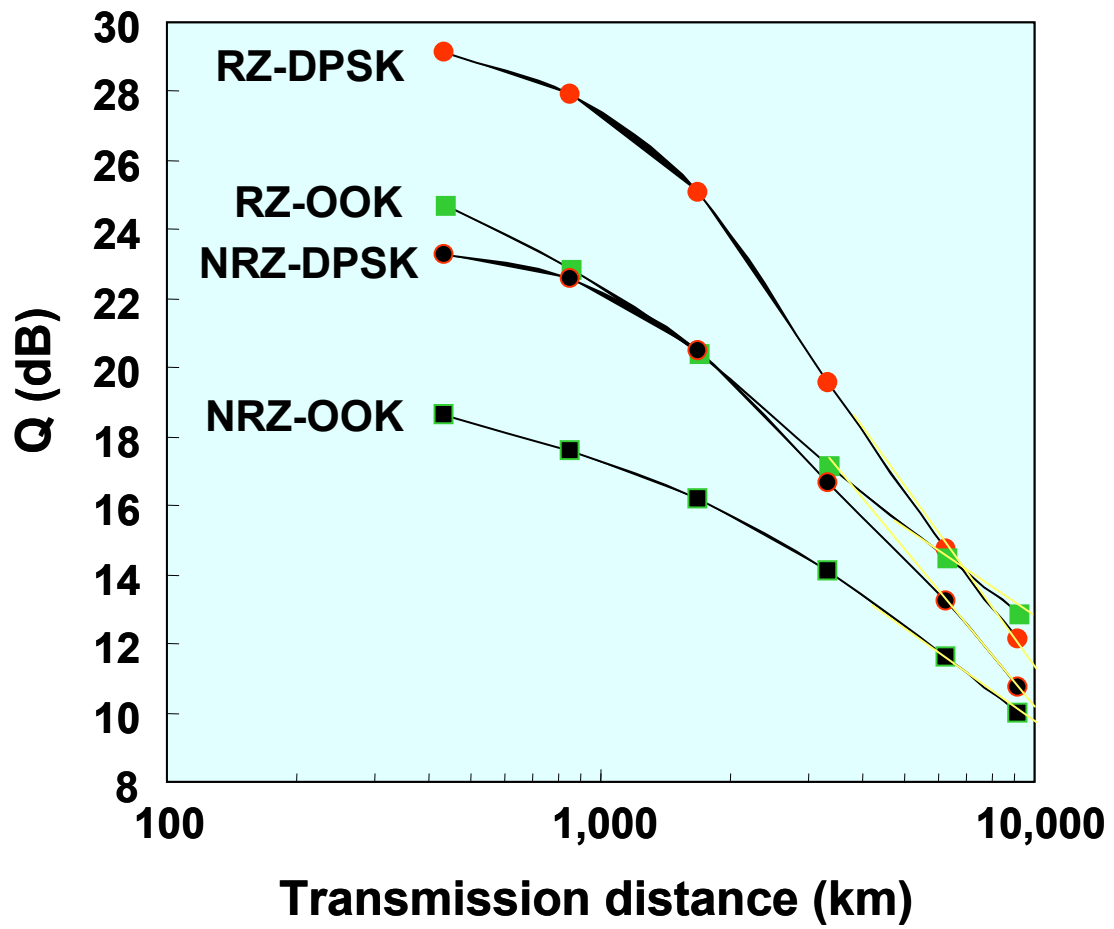
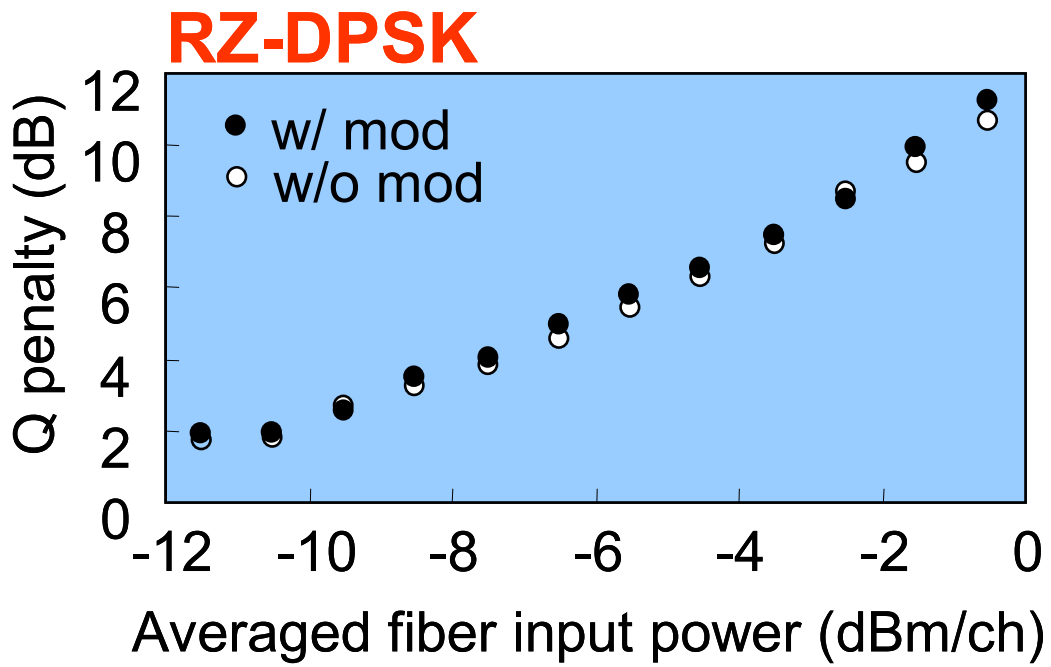
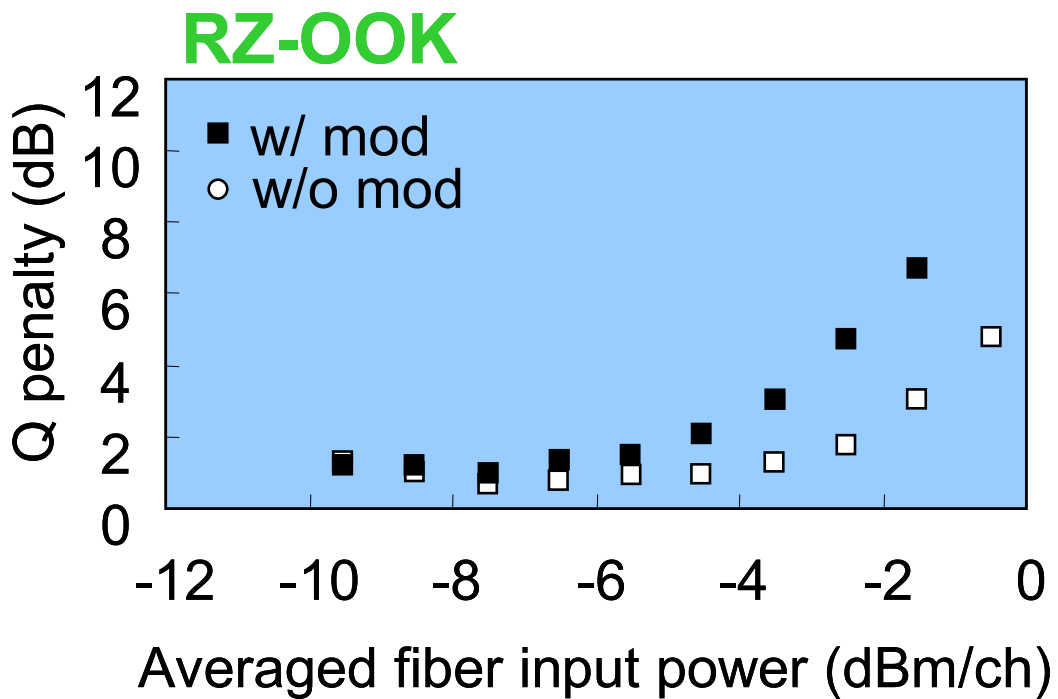


図 5. 2. 2. 1-4 DPSK, OOK 方式の長距離伝送時の受信 Q 値特性比較結果



(a)



(b)

図 5.2.2.1-5 被測定波長以外すべてのチャンネルがデータ変調されている場合とされていない場合の 9180 km 伝送後の Q 値劣化量

RZ-DQPSK 方式の伝送特性を検討するため周波数利用効率 0.53b/s/Hz において 20Gbps - 20 波長の RZ-DQPSK 信号の 5900km 伝送試験 [1-92], [1-70] を実施した。図 5.2.2.1-3 に示したとおり、RZ-DQPSK 方式は 0.8b/s/Hz 以上の高い周波数利用効率においても非伝送時の受信感度は殆ど劣化しない。図 5.2.2.1-6 は、周波数利用効率 0.53b/s/Hz において 20Gbps - 20 波長の RZ-DQPSK 信号を 3600km 伝送後の Q 値について図 5.2.2.1-5 と同様の評価を行なった結果を示したものである。Q 値が最大となる光信号レベルである -14 dBm/ch においても被測定波長以外すべてのチャンネルがデータ変調されている場合とされていない場合の差は 0.5dB 程度で、周波数利用効率の限界を決める XPM ペナルティは小さく SPM が支配的であることがわかる。伝送時の Q ペナルティは RZ-DPSK のそれより大きく、非伝送時の受信感度自体も RZ-DPSK より小さいことから実現できるシステム長は RZ-DPSK 方式よりも短くなるが、高い周波数利用効率を達成するのに適している。

以上の検討結果から、DPSK 方式と DQPSK 方式の選択は適用システムのパラメータによって大きく依存することがわかった。一般論として長距離狙う場合に DPSK が適するといえる。 10Gbps 伝送システムのポートフォリオをまとめると図 5.2.2.1-7 のようになり周波数利用効率 $>0.6\text{b/s/Hz}$ で 4000 km 程度までのシステムには DQPSK、周波数利用効率 $>0.4\text{b/s/Hz}$ でそれ以上の長距離狙う場合に DPSK が適するといえる。

平成 16 年度の研究開発では 40Gbps におけるポートフォリオを明らかにする。 40Gbps ではすべての方式の伝送可能距離が短くなるため、図 5.2.2.1-8 に示すようにターゲットは RZ-DPSK 方式と RZ-DQPSK の境界領域になると予測される。したがって RZ-DQPSK 方式の長距離化、又は RZ-DPSK 方式の周波数利用効率向上の両側面からターゲット達成を検討する。

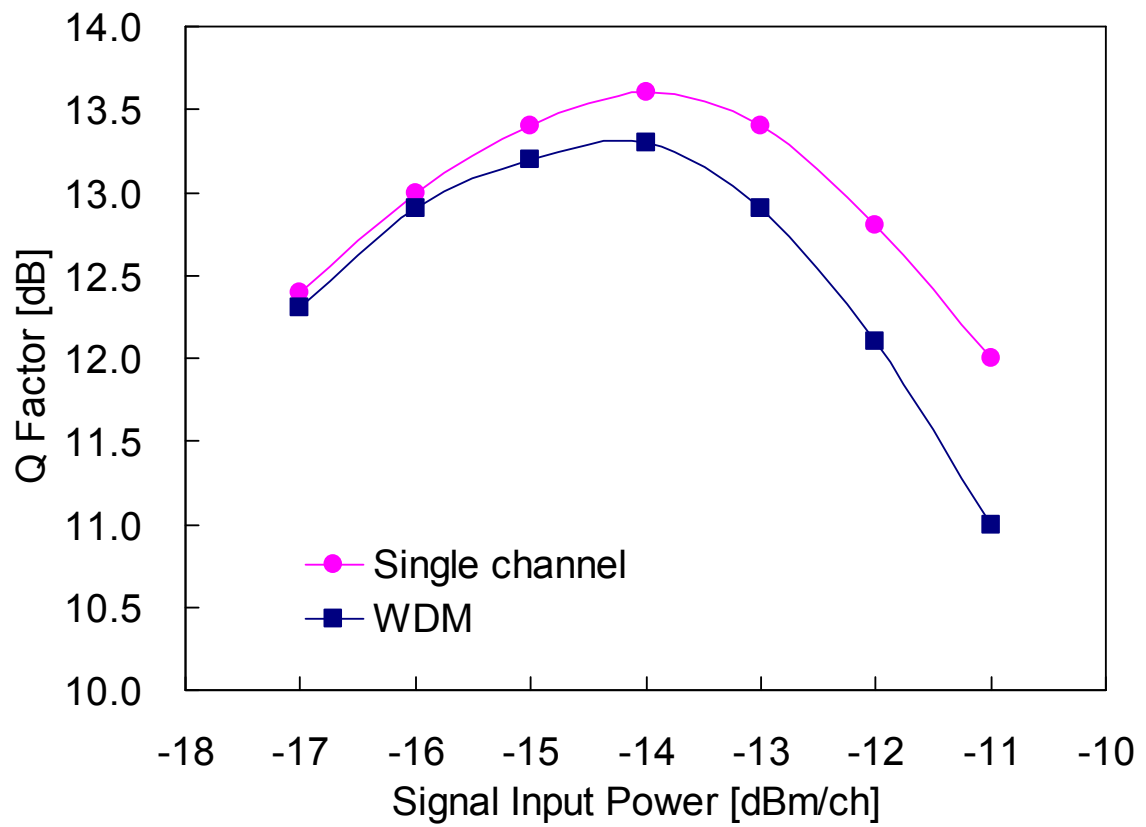


図 5.2.1.1-6 20Gbps RZ-DQPSK フォーマットにおいて被測定波長以外すべてのチャンネルがデータ変調されている場合とされていない場合の 3630 km 伝送後の Q 値

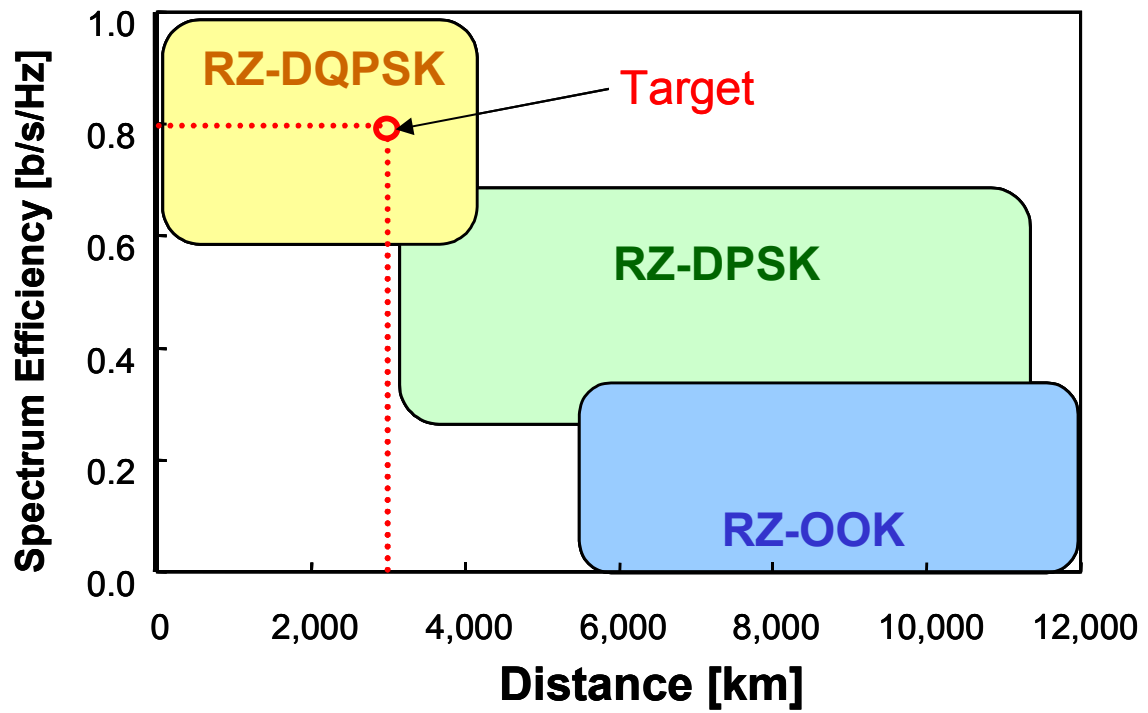


図 5.2.2.1-7 RZ-DPSK、RZ-DQPSK、RZ-OOK のポートフォリオ (10Gbps)

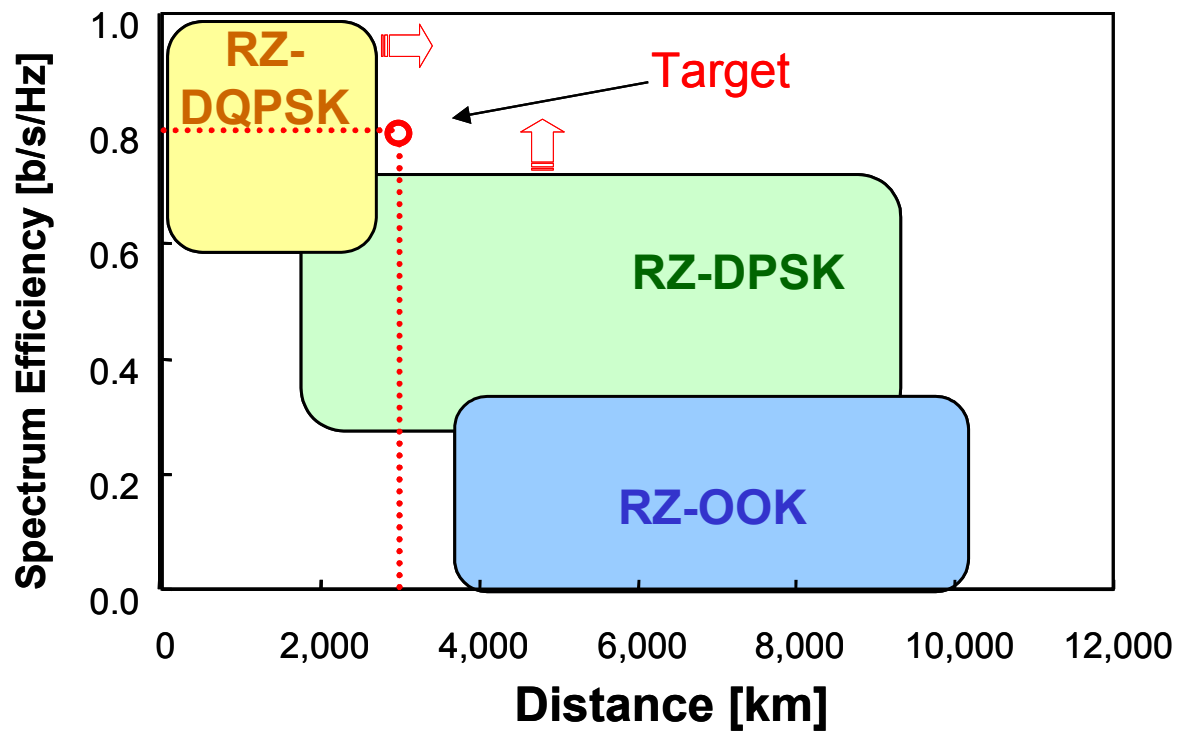


図 5.2.2.1-8 RZ-DPSK、RZ-DQPSK、RZ-OOK のポートフォリオ (40Gbps)

5-2-2-2 光送受信器技術

RZ-DQPSK 方式と RZ-DPSK 方式について、光送受信器の構成の観点から実験とシミュレーションで検討を行った[1-93, 1-64]。RZ-DPSK 方式に関する装置安定化については、報告者が本研究開発を開始する前に検討していたものであるが、本研究開発にとって重要な項目であるため、本章にて概要を説明する。

図 5.2.2.2-1 に RZ-OOK、RZ-DQPSK 方式と RZ-DPSK 方式の機能構成比較ブロック図を示す。同図は方式による構成の差異を明確化するため可能な範囲で同一の 10Gbps ベースの部品を使うという条件でまとめたものである。この図から明らかなように、RZ-DPSK 方式送受信器と RZ-OOK 光送受信器の部品点数差は送信側の差動エンコーダとバランスストレーバの 2 点のみである。差動エンコーダはロジックゲート 2 石で構成可能であり、バランスストレーバは MZI を集積化したツイン PD で構成できるうえにこれらの部品の消費電力は光送受信器の消費電力全体に比すれば無視できるほど小さい。したがって光送受信器のサイズには殆ど影響なく従来方式の RZ-OOK 光送受信器と同一レベルで構成できることがわかる。送信側の位相変調器は既に広く市販されており、基本的に駆動電圧、部品サイズは OOK 用の強度変調器と同一である。一方 RZ-DQPSK 方式は RZ-DPSK 方式の光受信器を 2 台分の機能を搭載し、光送信器の変調器を現在光 SSB 変調器としてサンプル出荷の始まっているものに交換し、10Gbps データを 2 系統入力する必要がある。以上をまとめると、(1) RZ-DQPSK 方式も RZ-DPSK 方式も 1 波長当たりの部品点数は従来方式の RZ-OOK 光送受信器殆ど同一で、キーデバイスは MZI 集積化バランスストレーバであり、(2) RZ-DQPSK は構成がやや複雑といえる。

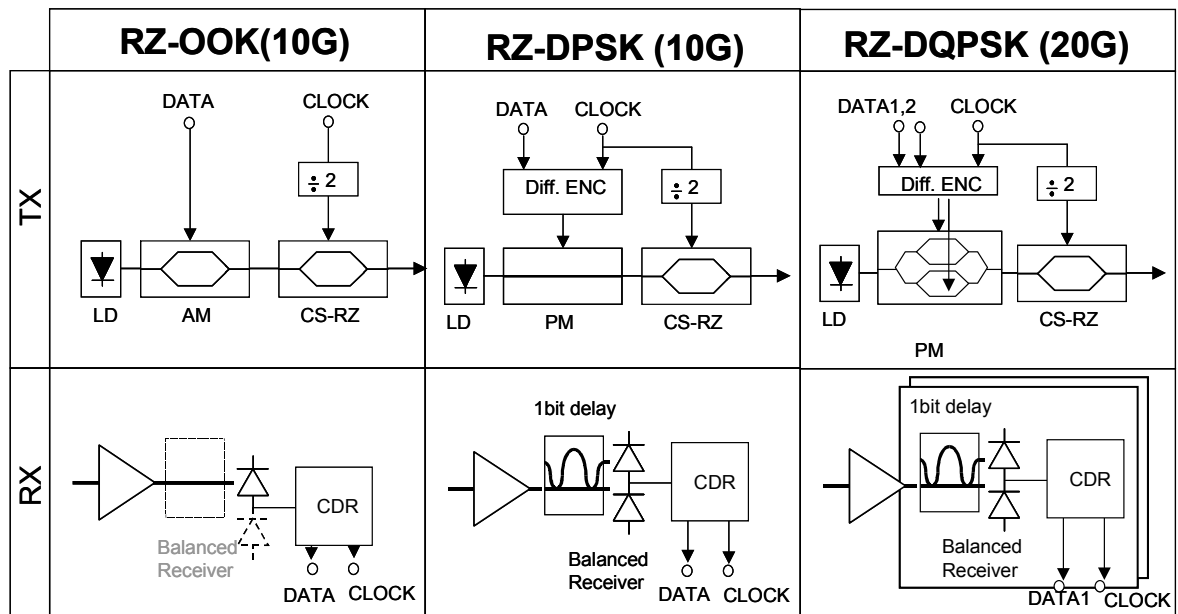


図 5.2.2.2-1 RZ-OOK、RZ-DPSK、RZ-DQPSK の光送受信器構成

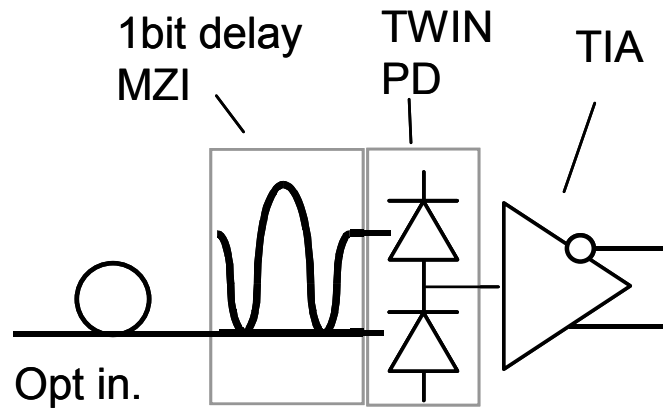


図 5.2.2.2-2 RZ-DPSK、RZ-DQPSK の共通のキーデバイスである

MZI 集積バランストレーシーバの構成

装置性能の安定化、すなわち光送受信器制御パラメータの受信感度特性への影響についての検討結果を示す。RZ-DPSK、RZ-DQPSK 方式の商用伝送装置への適用には、装置性能すなわち受信感度の安定化がきわめて重要である。したがって、光送信器用の変調器信号位相と RZ 変調位相やバイアスのズレ、また、従来の OOK 方式の光送受信器構成にはなかった MZI の通過波長と送信波長のズレが送受信器特性に与えるインパクトを評価する必要がある。さらに、これらのインパクトが無視できない場合には、安定化方式の開発が不可欠である。

ここではまず RZ-DPSK 光送受信器の各パラメータの性能への影響と安定化について述べ、さらに RZ-DQPSK 光送受信器に追加で必要になる制御パラメータの影響について検討した結果を示す。

5-2-2-2-1 RZ-DPSK 光送受信器

図 5.2.2.2-3 に RZ-DPSK 光送受信器の検討制御パラメータを示す。同図に示すとおり RZ 変調位相とバイアスずれ及び MZI 通過波長が受信 Q 特性に及ぼす影響を実験的に調べた。[1-64]

図 5.2.2.2-4、図 5.2.2.2-5、図 5.2.2.2-6 に RZ 変調器のバイアスの最適点からのずれ、変調位相の最適点からのずれ、及び MZI の通過波長ずれと受信 Q ペナルティの関係をそれぞれ示す。このときの受信 SNR は 18.8dB@0.1nm res. である。これらの結果から、許容する Q ペナルティの上限を 0.2dB とし、CS-RZ 変調のバイアスと位相変動、MZI の通過波長ずれをそれぞれ $0.15V\pi$ 、 $0.05UI(=1.2ps)$ 、 $3pm$ 以下に抑圧するよう制御回路を設計した。CS-RZ 変調の位相制御は周囲温度をモニタすることによって電气的に変動補償を行った。バイアス電圧は $V\pi$ の約 2% に相当する低速ディザ信号をバイアス電圧に重畳し、変調器出力光に現れるディザ信号の振幅と位相を検出することによって変動を抑圧した。ディザ信号重畳による Q ペナルティは無視できるほど小さい。受信部の MZI は、高精度 PID 制御回路と温度トラッキング誤差修正回路で制御されたペルチェ素子を用いて温度安定化を施した。周囲温度変化 $30^{\circ}C$ の範囲において、これらの回路が制御対象の変動を前述した範囲内に抑圧することを確認した。

次に RZ-DPSK 光送受信器の安定度を評価するため、非伝送状態で 10 時間の受信 Q 値測定を行った結果を図 5.2.2.2-7 に示す。制御回路を動作させ、上記パラメータの安定化を行なうことによって Q 値変動は 0.22dBpp と良好であった。一方制御回路 OFF 状態では 1.8dB 上の Q 値劣化が発生している。これは周囲温度の変動 (約 $1^{\circ}C$) に連動しており、同図から DPSK 方式はこれらのパラメータ管理が非常に重要であることと、適切な制御回路を施すことによって商用適用可能なレベルまで十分安定化が可能であることがわかる。また本試作機を 40Gbps×40 波長の周回伝送試験[1-33]に適用し、8,700km 伝送後の Q 値変動が 0.3dB 以下であることが確認できた。

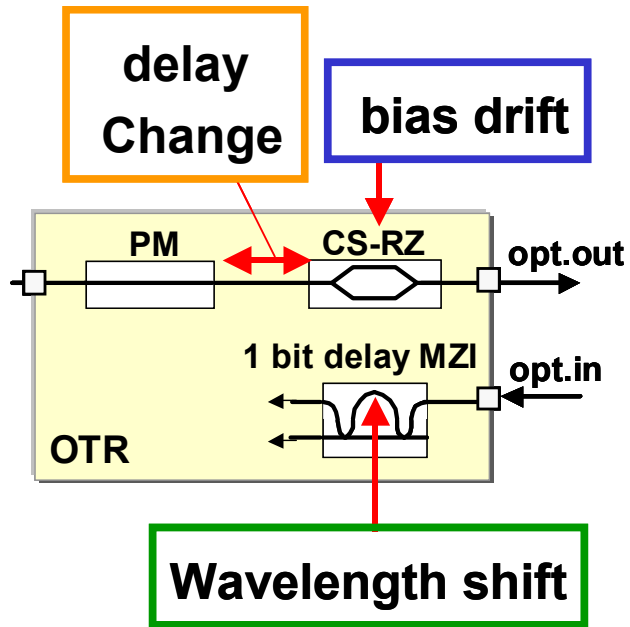


図 5.2.2.2-3 RZ-DPSK 光送受信器の検討制御パラメータ

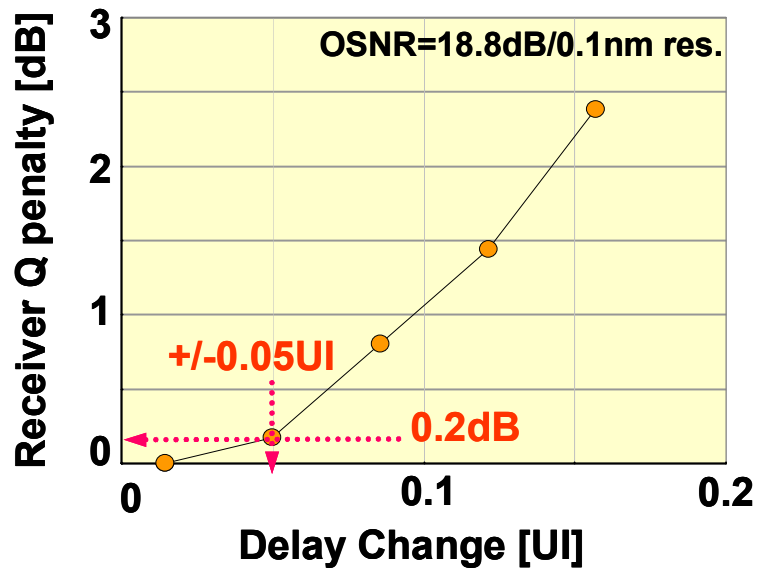


図 5.2.2.2-4 RZ-DPSK 光送受信器の RZ 変調位相ずれと受信 Q ペナルティ

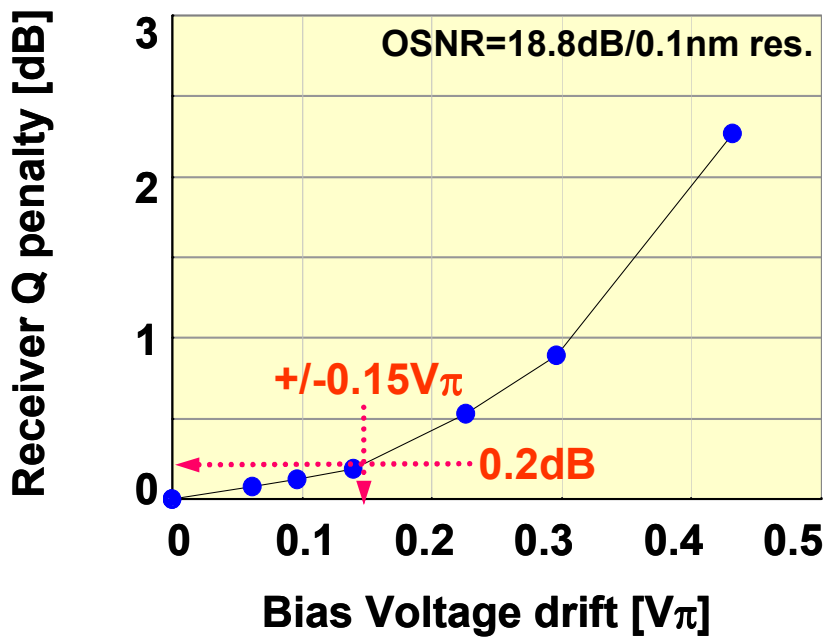


図 5.2.2.2-5 RZ-DPSK 光送受信器の RZ 変調バイアスずれと受信 Q ペナルティの関係

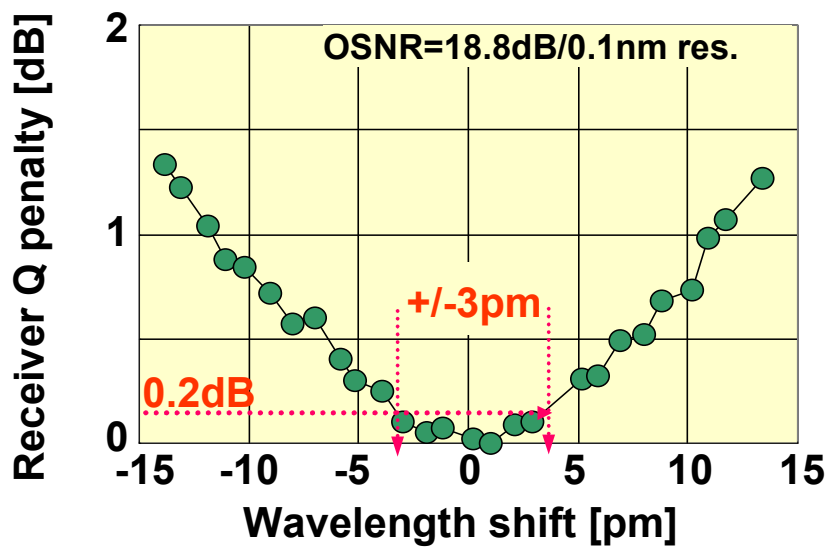


図 5.2.2.2-5 RZ-DPSK 光送受信器の MZI 透過波長ずれと受信 Q ペナルティの関係

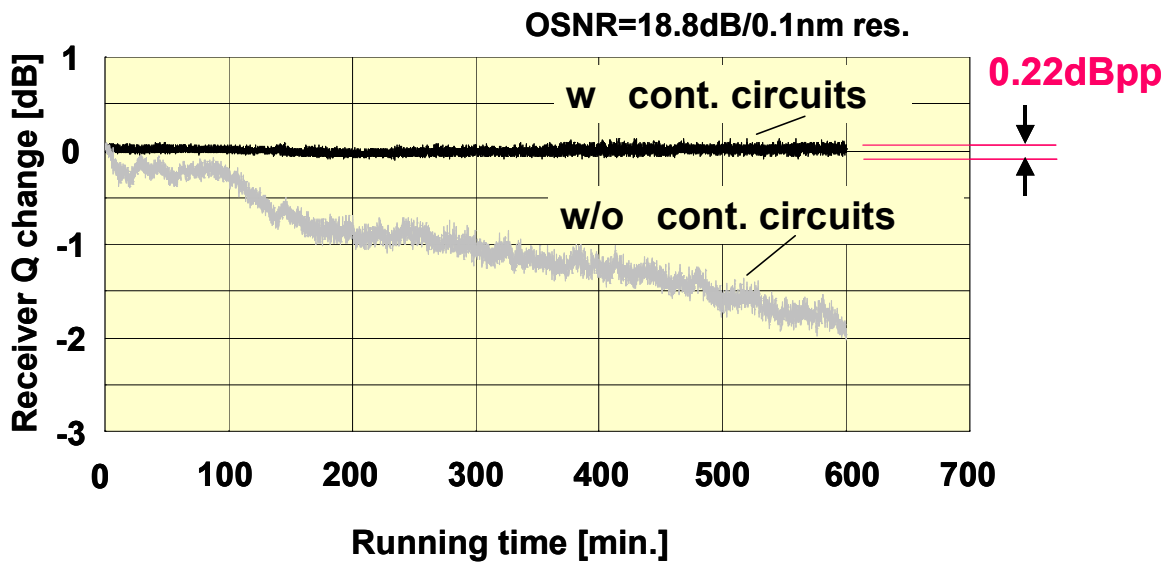


図 5.2.2.2-6 RZ-DPSK 光送受信器の制御パラメータあり、なし時の非伝送時の受信 Q の経時変化

5-2-2-2-2 RZ-DQPSK 光送受信器

5-2-2-1 章で述べたとおり、RZ-DQPSK 方式は 0.8b/s/Hz 以上の周波数利用効率達成の観点で非常に有望と考えられる。RZ-DQPSK 方式採用によって、RZ-DPSK 方式からさらに追加で必要になる制御パラメータが受信 Q 特性に及ぼす影響をシミュレーションによって検討した[1-93]

図 5.2.2.2-2 に検討に用いた RZ-DQPSK 方式の機能構成ブロック図を示す。RZ-DQPSK 方式では、受信部の MZI 通過波長ずれの許容範囲が RZ-DPSK 方式のそれに比べて $1/6$ になることが報告されている[1-95]。本章では、送信部の制御パラメータが非伝送時の受信 Q に及ぼす影響を検討した。送信用の変調器としては MZI の両アーム中にさらに MZI を形成した SSB 変調器[1-96]を用いた。他の方式として直線導波路型の位相変調器を 2 段接続する方法もあるが、本検討ではチャープレスな位相変調が可能な前述の SSB 変調器を用いた。図 5.2.2.2-2 の RZ-DQPSK 光送受信器の動作原理について簡単に説明する。送信部では SSB 変調器の両アーム中の MZI 変調器を光が通過しない null 点にバイアスし、それぞれ半波長電圧の 2 倍の電気振幅でデータ変調を行なう。この結果 “1”、“0” 2 値の電気データで変調された両アーム中の MZI 変調器の光出力強度ははすべて “1”、位相が電気データの “1”、“0” に応じて “0”、“ π ” 変調される。両アームでそれぞれ生成された前述の 2 系統の “0”、“ π ” 位相変調光の光位相を $\pi/2$ ずらして合波することにより、“ $1/4\pi$ ”、“ $3/4\pi$ ”、“ $5/4\pi$ ”、“ $7/5\pi$ ” の 4 値の位相変調を行う。受信側では片アームの遅延を光位相を $\pi/2$ ずらした 2 系統の 1bit delay MZI で強度変換し 2 系統の電気 2 値信号を得る。

本構成では、(1) 送信側の 2 系統の変調電気データ位相ずれ、(2) MZI アーム間の光位相ずれの 2 点が RZ-DPSK 方式にはない劣化要因であり、この 2 点について検討を行った。図 5.2.2.2-3 は (1) の送信側の 2 系統の変調電気データ位相ずれと受信 Q ペナルティの関係を示す。信号タイムスロットの 35%までデータ位相がずれても劣化は 1 dB であり十分な耐力を有するといえる。一方 (2) の MZI アーム間の光位相ずれと受信 Q ペナルティの関係は図 5.2.2.2-4 が示すとおり、光位相で 5 度、半波長電圧にしてわずか $0.03V\pi$ で 1 dB の劣化を引き起こす。前章の RZ-DPSK で用いたのと同様の精密なバイアス制御回路を付加することによって RZ-DQPSK の本来の性能を引き出すことが可能と考えられる

図 5.2.2.2-5 は試作した 20Gbps RZ-DQPSK 光送受信器と 10Gbps RZ-DPSK 光送受信器の非伝送時の受信感度特性を比較したものである。前者は後者に比べ 5 dB の感度劣化があり、伝送速度差による原理的な 3 dB 分を差し引いても 2dB の過剰劣化が残る。これは光受信器の MZI による自己相関検波による原理的劣化[1-71]である。

また図 5.2.2.2-6 は 20Gbps RZ-DQPSK と 20Gbps RZ-DPSK の分散耐力のシミュレーションと実験結果を示したものである。スペクトルの狭帯域化により、分散耐力が $\pm 300\text{ps/nm}$ 以上改善することがわかる

以上により、RZ-DQPSK 方式は構成の複雑さの面で課題はあるものの、狭帯域変調方式として非常に有望な変復調方式であるといえる。

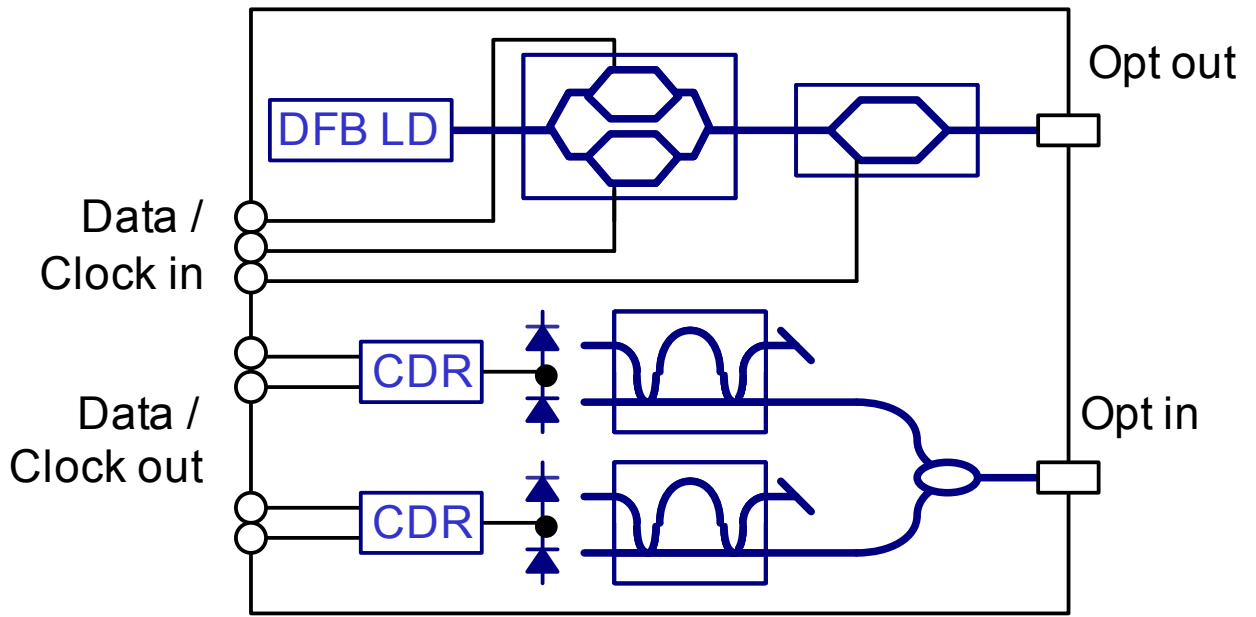


図 5.2.2.2-2 20Gb/s RZ DQPSK 光送受信器の機能ブロック図

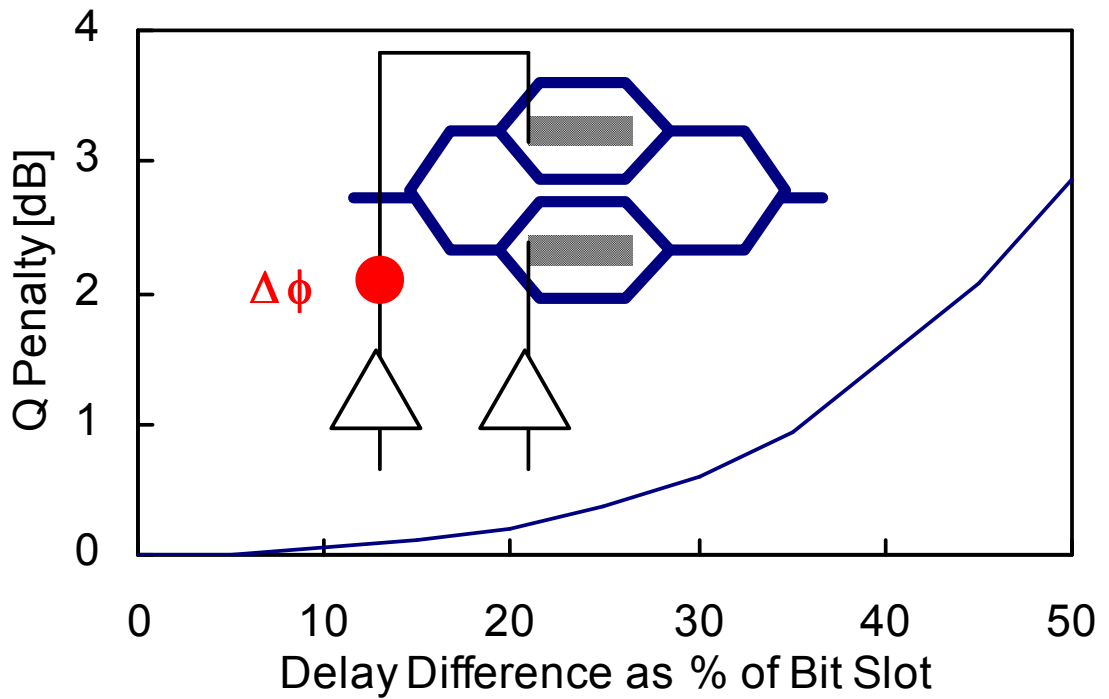


図 5.2.2.2-3 Q 値ペナルティ 対 2つの 10Gbps データ系列の位相差

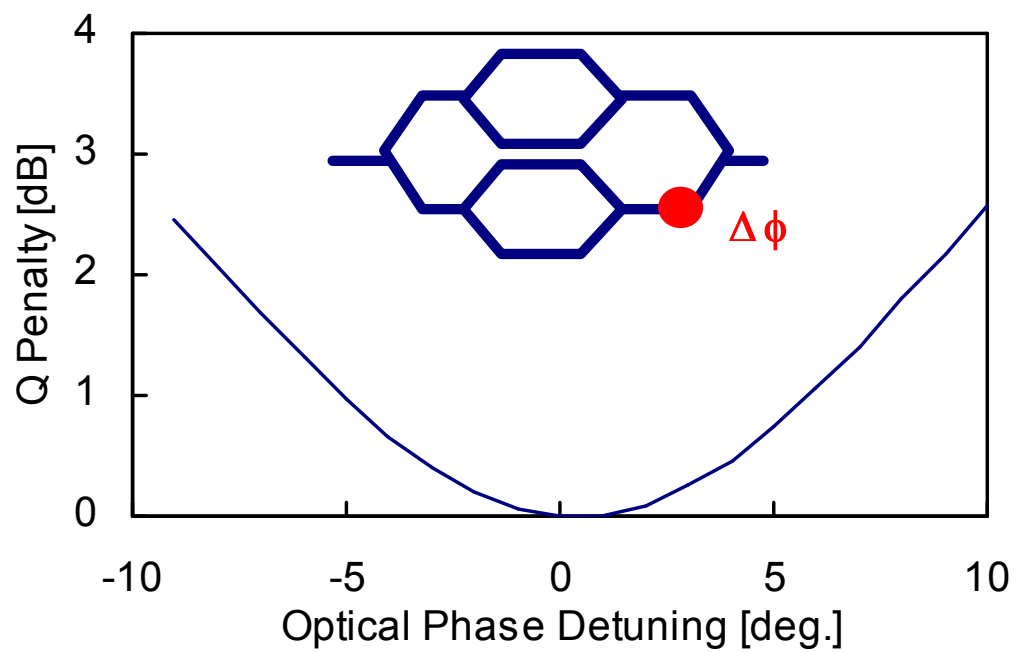


図 5.2.2.2-4 Q 値ペナルティ 対 SSB 変調器における光周波數位相ずれ

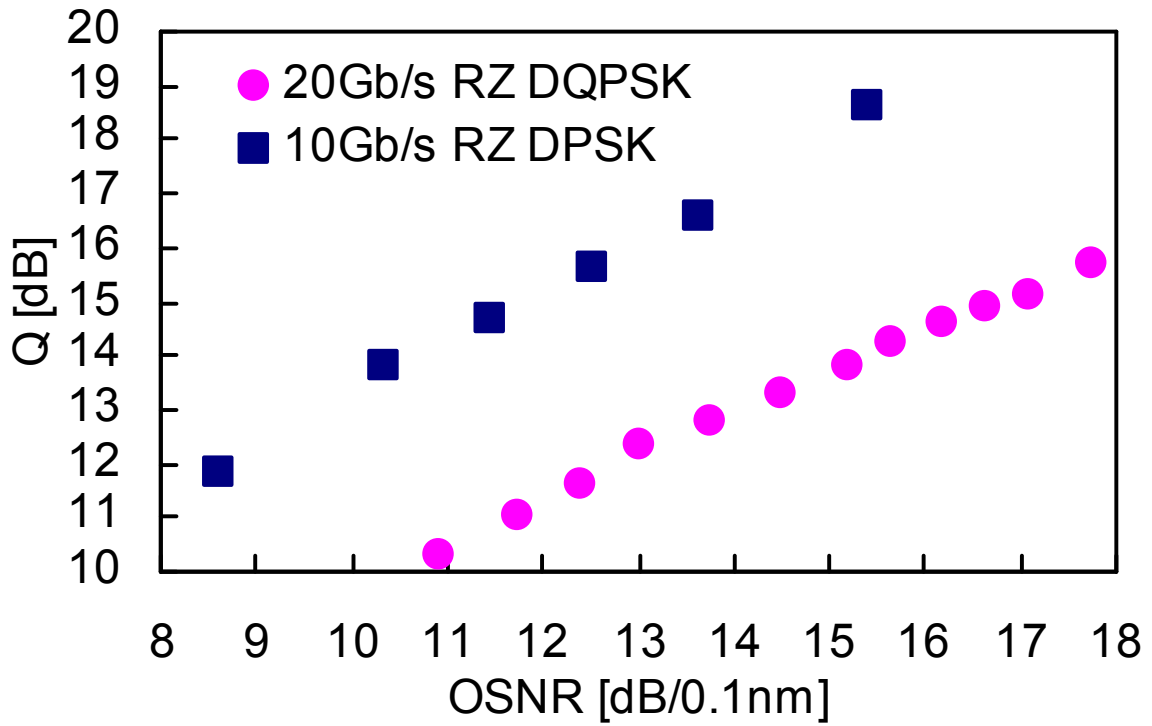


図 5.2.2.2-5 受信 OSNR 対 Q 値の測定値

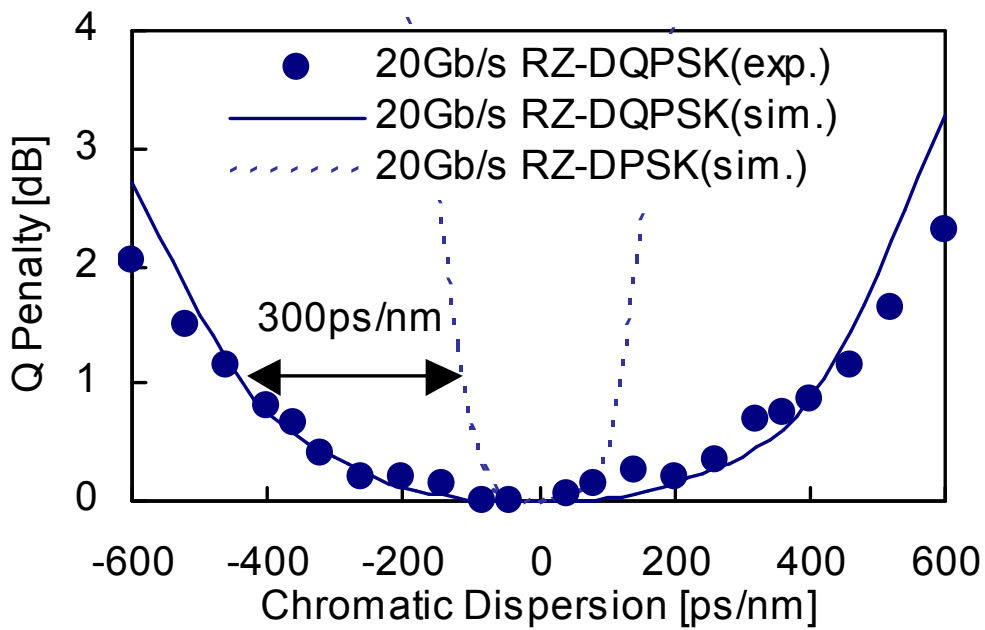


図 5.2.2.2-6 Q 値ペナルティ 対 波長分散

5-2-2-3 光デバイス技術

狭帯域 DPSK 光受信器のキーデバイスである Mach-Zehnder 干渉計 (MZI, Mach-Zehnder Interferometer) 集積化フォトダイオード (PD) の要素技術として、導波路型ツイン PD の開発を行った。ツイン PD は図 5.2.2.3-1 に示すように 1 ビット遅延 MZI の出力光信号を光-電気変換し、差動受信を行う。狭帯域伝送を行うことから、光-電気変換帯域をある程度確保する必要があり、光受信器としての目標仕様帯域を 40GHz 以上とした。また、バランスト受信を行うため、同相除去比 (CMRR: common-mode rejection ratio) も重要なパラメータとなり、ツイン PD の二つの PD は極力同じ周波数特性を持つ必要がある。

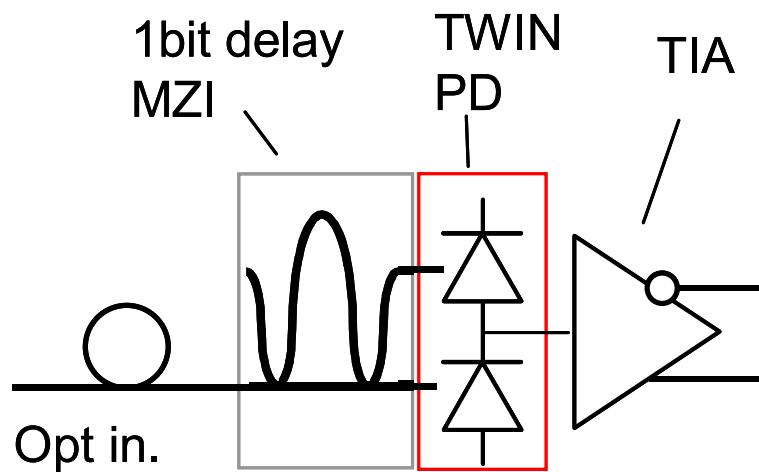


図 5.2.2.3-1 バランストレシーバにおける導波路型ツイン PD の適用箇所

図 5.2.2.3-2 に開発したツイン PD の素子構造を示す。MZI との集積化を考慮し、導波路型デバイスとした。当社で既に開発済みの導波路型 40Gbps 用シングル PD[1-91]を元にして広帯域化と高感度特性を同時に実現する素子構造の検討を行った結果、2本の光吸収導波路を近接アレイ化すると同時に完全にアイソレーションされる構造を見出した。電極パターンも同様に2つのPDが近接しても寄生容量が発生しない設計を行った。図 5.2.2.3-3 は、導波路長を変化させたときの PD の帯域及び感度の変化を示している。同図から分かるように、導波路長を $14\mu\text{m}$ 以下とすることで帯域 40GHz 以上を確保することが可能である。またこのとき、光吸収長を短くすることによる感度劣化は見られない。

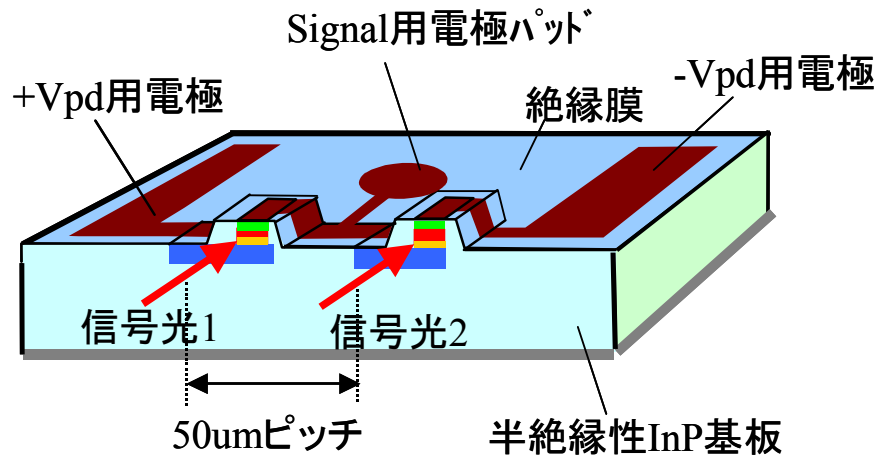


図 5.2.2.3-2 導波路型ツイン PD の素子構造

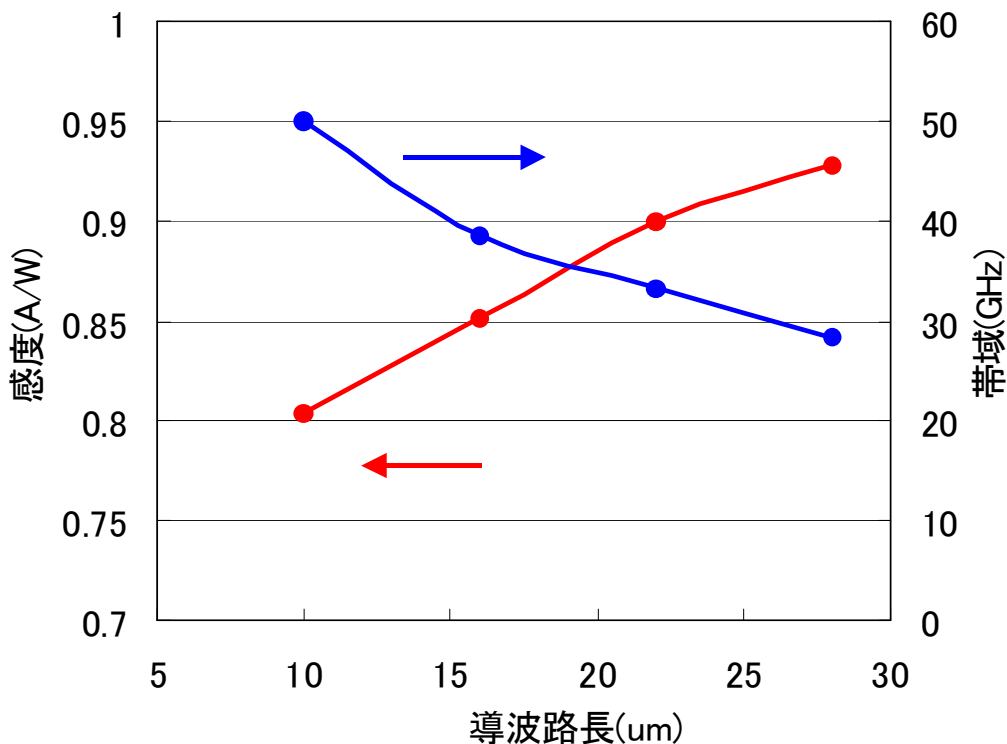


図 5.2.2.3-3 導波路長と帯域及び感度の関係

図 5.2.2.3-4 は、上記設計により 1 次試作した導波路型ツイン PD の周波数応答 (S21) を示している。3dB 減衰帯域として、40GHz 以上の帯域が確保されていることが分かる。また、PD 感度 0.80A/W、動作電圧 (-3V) 時の暗電流 10nA を実現した (図 5.2.2.3-5)。寄生容量を低減した効果により、広帯域にわたり非常に平坦な周波数特性が得られ、二つの PD 間ではほぼ同じ周波数特性が得られていることが分かる。光受信器の帯域は MZI 集積化フォトダイオードの後段に置く TIA (Trans-impedance amplifier) プリアンプとの組み合わせで決まるが、シミュレーションにより、今回試作のツイン PD との組み合わせで目標帯域の確保が可能であることも確認した。

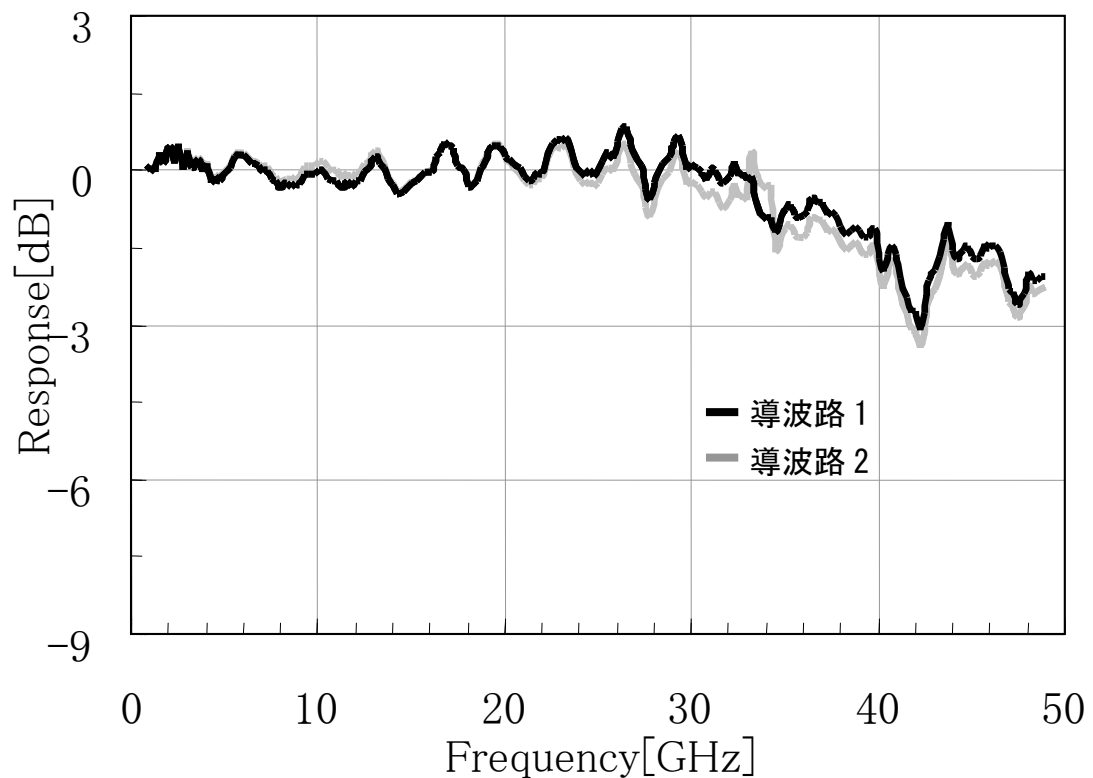


図 5.2.2.3-4 試作した導波路型ツイン PD の周波数応答 (S21)

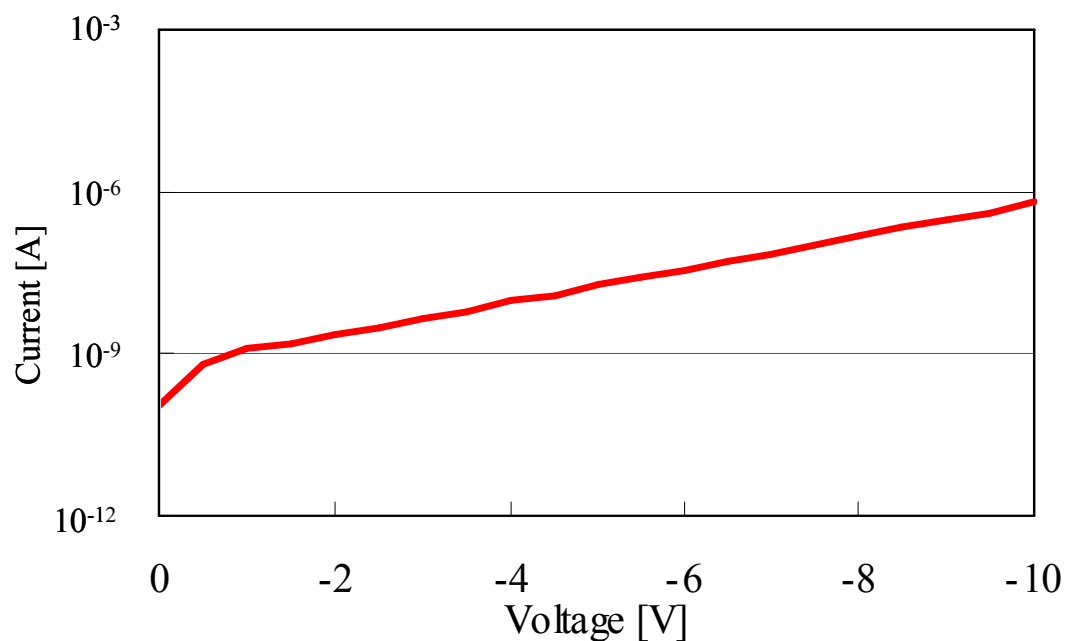


図 5.2.2.3-5 試作した導波路型ツイン PD の暗電流特性（実測値）

図 5.2.2.3-6(a)、(b)は、今回設計したツイン PD と市販の TIA を組み合わせた際の周波数特性を示している。これらの周波数特性をもとに、波形シミュレーションを行った結果が図 5.2.2.3-6(c)であり、良好な DPSK 受信波形が得られることが分かる。図 5.2.2.3-6 の周波数特性では、TIA による帯域制限により光受信器としての帯域が 40GHz に到達していないが、MZI 集積化フォトダイオードとの組み合わせに特化した TIA を用いることにより、目標帯域確保はできる見込みである。

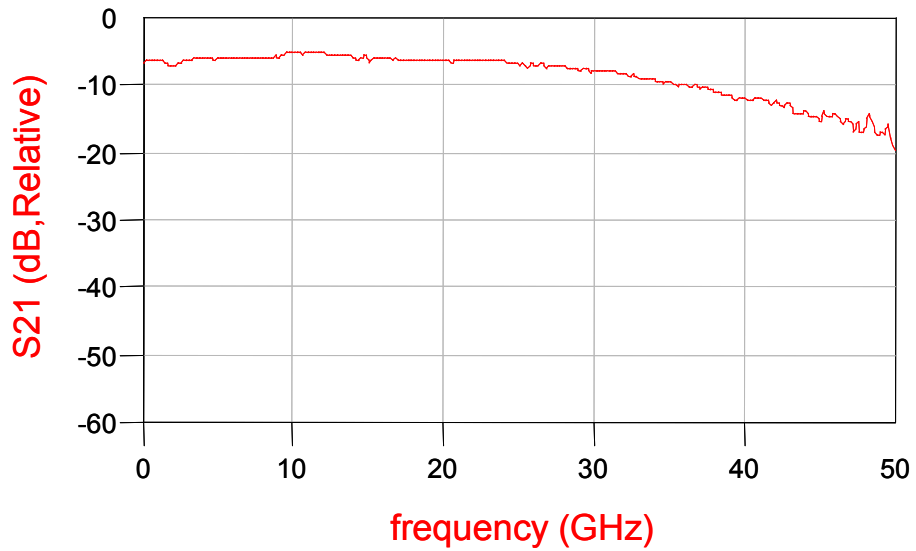


図 5. 2. 2. 3-6(a) PD プリアンプの S 21 特性例 (シミュレーション)

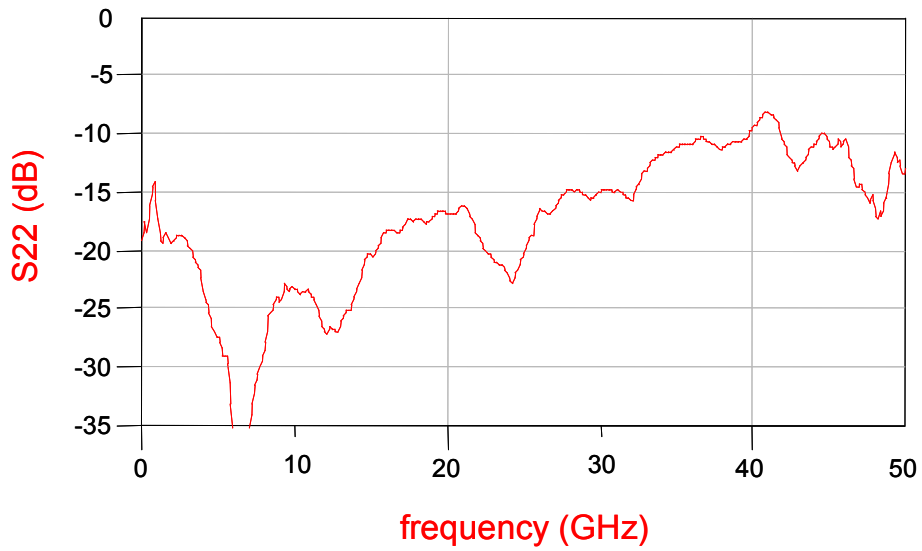


図 5. 2. 2. 3-6(b) PD プリアンプの S 22 特性例 (シミュレーション)

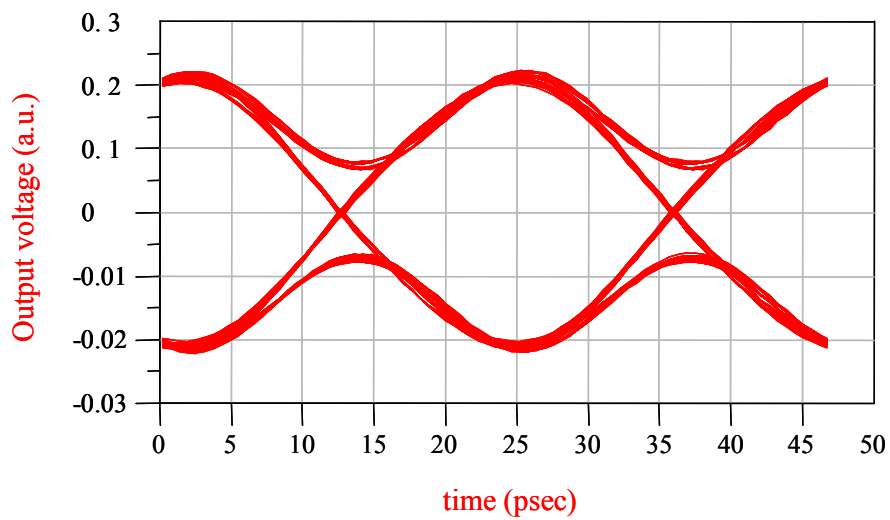


図 5. 2. 2. 3-6(c) PD プリアンプの DPSK 受信信号波形例 (シミュレーション)

5-2-3 まとめ

平成15年度は最終目標である40Gbpsベースの10Tbps-3,000km伝送達成のための変復調方式としてPSK方式を候補とし、狭帯域フィルタを用いた2値RZ-DPSK変復調方式と4値化したRZ-DPSK(DQPSK: Differential Quadrature Phase Shift Keyed)変復調方式との比較検討を実施した。さらに、これらの変調方式を用いた光送受器の構成を検討し、キーマイクデバイスであるMZI集積化フォトダイオードの要素技術である導波路型ツインPD(Photo Diode)の試作評価を行った。

5-2-3-1 変復調方式検討

伝送路である光ファイバを含まない非伝送時状態で線形受信感度特性を評価し、RZ-DPSK方式はRZ-00K方式に比べて受信特性が3dB改善し、RZ-DQPSK方式はRZ-00K方式に比べて同等以上の受信特性が得られることを確認した。またRZ-DQPSK方式の方がRZ-DPSK方式よりも周波数利用効率を高めることが可能で、0.8b/s/Hz以上の高い周波数利用効率においても非伝送時の受信感度は殆ど劣化しないことがわかった。

次に光ファイバ伝送によって発生する非線形効果の受信感度特性への影響の変調方式依存性を評価した結果、0.22b/s/Hz程度の低い周波数利用効率においても00K方式の伝送ペナルティはXPMが支配的であるが、DPSK方式においてはSPMが支配的であることがわかった。一方RZ-DQPSK方式は高い周波数利用効率(0.53b/s/Hz)で3600kmを伝送する場合でも、周波数利用効率の限界を決めるXPMペナルティは小さくSPMが支配的であることがわかった。しかし伝送時のQ受信ペナルティはRZ-DPSKのそれより大きく、非伝送時の受信感度自体もRZ-DPSKより小さいことから実現できるシステム長はRZ-DPSK方式よりも短くなるが、高い周波数利用効率を達成するのに適していることがわかった。

以上の検討結果から、DPSK方式とDQPSK方式の選択は適用システムのパラメータによって大きく依存することがわかった。一般論として長距離狙う場合にDPSKが適するといえる。本開発のターゲットである周波数利用効率 $>0.8\text{b/s/Hz}$ 、3000km伝送はRZ-DPSK、RZ-DQPSKの境界領域にあり、どちらでも達成可能性のある領域と言える。10Gbps伝送システムでは、周波数利用効率 $>0.6\text{b/s/Hz}$ で4000km程度までのシステムにはDQPSK、周波数利用効率 $>0.4\text{b/s/Hz}$ で長距離の場合にはDPSKが適するといえる。

平成16年度の研究開発ではRZ-DQPSK方式の長距離化とRZ-DPSK方式の周波数利用効率向上の両面から検討を進め、ターゲット達成のために採用する変調方式の決定を目指す。

5-2-3-2 光送受信器技術

平成 15 年度は、RZ-DPSK、RZ-DQPSK 送受信器の構成と性能の安定化について検討を行った。構成は RZ-DQPSK 方式も RZ-DPSK 方式も 1 波長当たりの部品点数は従来方式の RZ-OOK 送受信器とほとんど同一で、キーデバイスは MZI 集積化バランスストレーバであり、RZ-DQPSK 方式は構成がやや複雑になる。RZ-DPSK 送受信器はの性能の安定化のためには RZ 変調器の変調位相と受信部の MZI の透過波長の安定化が非常に重要であるが、適切な制御回路を施すことによって商用適用可能なレベルまで十分安定化が可能であることがわかった。RZ-DQPSK 方式はさらに 2 系統の位相変調器間の光位相安定化が重要であり、RZ-DPSK 同様の制御回路を施すことによって RZ-DQPSK の本来の性能を引き出すことが可能であることを確認した。平成 16 年度は変復調方式検討の結果を受け、光送受信器の詳細方式検討に着手する予定である

5-2-3-3 光デバイス技術

平成 15 年度は、RZ-DPSK 方式は RZ-OOK 方式共通のキーデバイスである MZI 集積化フォトダイオードの検討を行った。Mach-Zehnder 干渉計集積化を念頭に置いた導波路型ツイン PD の 1 次試作を実施し、設計通り 40GHz 以上の帯域特性が得られることを確認した。現在プリアンプとのハイブリッド集積モジュールのアセンブリに着手しており受信器としての評価の準備を進めている。今後の課題は Mach-Zehnder 干渉計の集積デバイス化の検討で、平成 16 年度は中間目標である Mach-Zehnder 干渉計とツインフォトダイオードによる DPSK 光受信器を用いた 40Gbps での動作検証を行う予定である。

5-3 誤り訂正符号方式の研究開発

5-3-1 概要

伝送速度 40Gbps の信号を既存の光ファイバ 3,000 km 伝送するためには高い利得の誤り訂正技術が必要となる。40Gbps のスループットを処理でき、かつ理論限界に近い高符号化利得が得られる誤り訂正符号である BTC (Block Turbo Code) と LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号の両方式に関して復号性能および回路規模の両面で比較検討した。さらに復調器から取得した軟判定情報を入力して軟判定繰り返し復号を効率的に実施する復号方式を検討し、最適な方式として冗長度 25% 程度の BTC 方式の採用を決定した。

本方式に基づく誤り訂正符号器／復号器の機能構成を詳細に検討し、回路設計および機能シミュレーションを行い、符号器・復号器 LSI の機能ブロック図および詳細な外部設計仕様書を作成した。以上の検討結果をもとに LSI メーカー選定を行い、現在 LSI を作製中である。また、LSI の評価基板の基本検討を進め、最先端の高速 FPGA を採用することで所要の性能を実現できる目処を得た。

5-3-2 研究開発成果

5-3-2-1 誤り訂正技術

伝送速度 40Gbps の信号を既存の光ファイバ 3,000 km 伝送するためには、40Gbps のスループット処理と高い誤り訂正能力(符号化利得)を同時実現する符号化方式が必要不可欠である。符号理論に基づく理論限界(シャノン限界)とシステム条件から算出された所望の符号化利得から誤り訂正能力の目標値を設定した。図 5.3.2.1-1 にその結果を示す。計算機シミュレーションによって復号性能を検証すると同時に実現しうる回路規模を検討した結果、40Gbps 伝送では冗長度 25%程度 の BTC(Block Turbo Code)方式を採用することで 10dB を越える符号化利得を実現できることがわかった。以下では、その検討結果について記す。

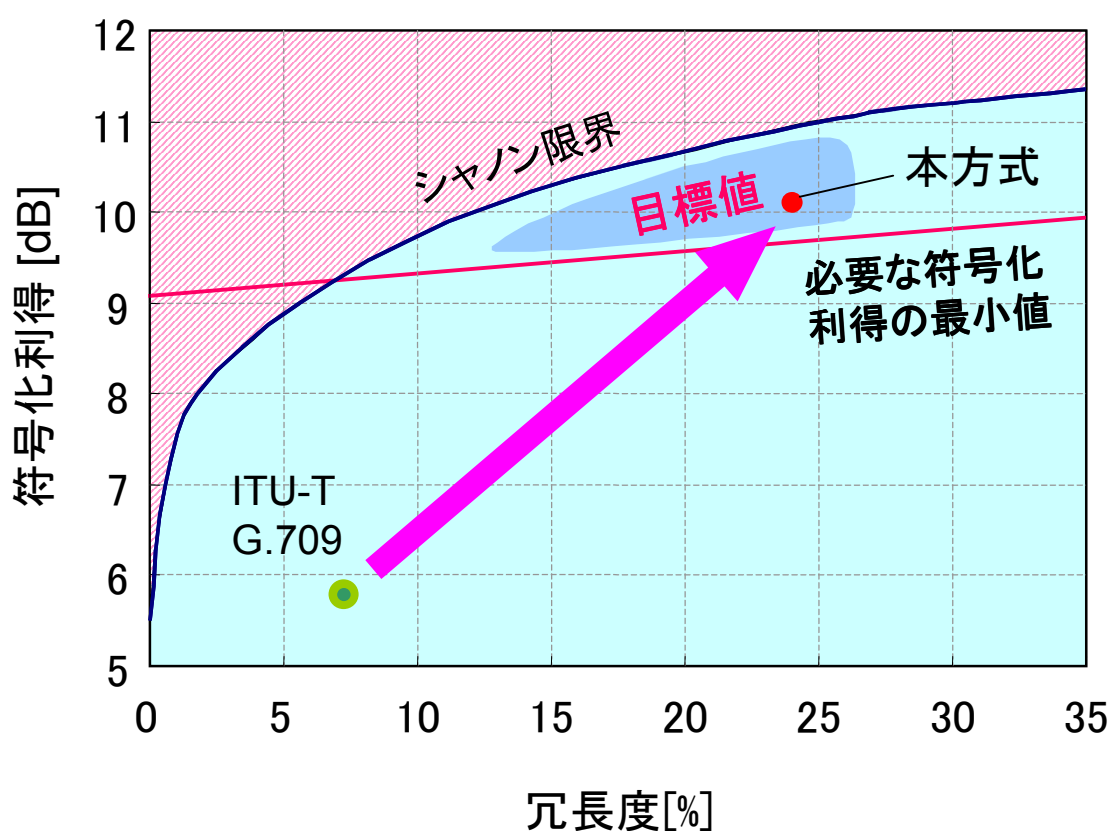


図 5.3.2.1-1 誤り訂正能力の目標値

まず、冗長度 50%以下 (20%~30%程度を目標) で、符号化利得 9dB 以上 (復号後 BER=1E-13 点) が期待される誤り訂正符号の調査および基本検討を実施した。その検討の結果、表 5.3.2.1-1 に示す候補を挙げた。符号の候補としては、BTC (BCH 符号の 2 次元の組み合わせによる積符号とその軟判定繰り返し復号) と LDPC (Low-Density Parity-Check) 符号を取り上げた。

表 5.3.2.1-1 誤り訂正符号の方式案

#	方式	冗長度 (%)
1	Alcatel 方式 ブロックターボ符号 [BCH(128, 113) × BCH(128, 113) 積符号]	28.3
2	三菱方式 1 ブロックターボ符号 [BCH(128, 113) × BCH(256, 239) 積符号]	21.3
3	三菱方式 2 ブロックターボ符号 [BCH(144, 128) × BCH(256, 239) 積符号]	20.5
4	Agere 方式 LDPC 符号 符号長 1024、情報長 512、繰り返し最大 64 回	100%
5	Agere 方式改 LDPC 符号 符号長 1024、情報長 800、繰り返し最大 8 回	28.0%
6	LDPC 符号 符号長 36899、情報長 29461、繰り返し最大 8 回	25.2%

方式#1 は、Alcatel 社が OFC2000 で発表した BTC による方式である [2-21]。

方式#2 および#3 は、当社が提案する BTC 方式である。特に方式#3 は、ITU-T G.709 準拠の OTN フォーマットを容易に収容できるようにするために提案したものである。方式#3 の符号化・復号化部の回路規模は、一次近似的試算では、動作周波数 200MHz、1 チップあたり 10Gbps のスループットにおいて、回路規模 6.6MGate+メモリ 1.9Mbit であり、1 チップ LSI への実装が可能と見込んでいる。

方式#4 は、冗長度 100%の LDPC 符号を LSI 化した事例である [2-29]。冗長度が本プロジェクトの目標の範囲外であるが、事例として取り上げた。この事例の回路の諸元は、動作周波数 64MHz、1Gbps のスループット、1.7MGate、消費電力 690mW となっている。この方式#4 の冗長度を方式#3 と同等にして、スループット 10Gbps を想定したのが方式#5 である。

また、方式#6 は、符号長および冗長度を方式#2、#3 と同程度で、一般的なレギュラータイプの LDPC 符号による方式である。

上述した方式の計算機性能検証の結果を図 5.3.2.1-2 に記す。方式#1、#2、#3 の繰り返し数は 4 回固定、方式#5、#6 の最大繰り返し数は 8 回である。比較すると、方式#2、#3 の BTC 方式（軟判定）が最も符号化利得が大きくなるという結果を得た。尚、符号化利得の比較は出力 BER=1 x 10⁻¹³ にて行っている。方式#5 の結果は、方式#2 および方式#3 との性能に開きがある。方式#5 は他の方式とは異なり、符号長が短いため、復号性能としては不利な条件となっている。また、方式#5 および方式#6 の LDPC 符号は、繰り返し数の制限のため、十分な性能を発揮できていないと考えられるが、実用的な回路で復号するためには上記程度に最大繰り返し数を制限せざるを得ない。

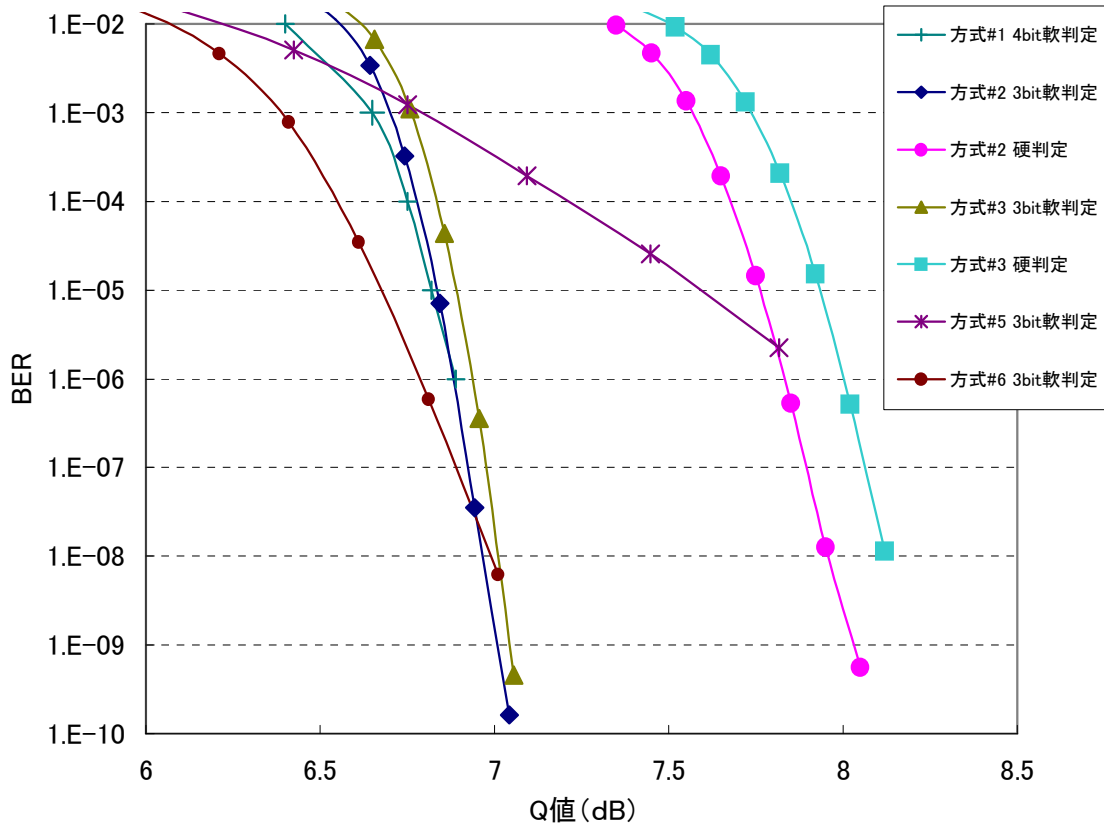


図 5.3.2.1-2 性能比較結果

一方、回路規模を方式#2、#3 と方式#6 とで比較する。方式#6 の回路規模の参考として、Flarion 社が発表している LDPC 方式について述べる。符号化方式および復号方式の詳細が不明であり、方式#6 とは異なると思われるが、回路規模の比較のために取り上げた。Flarion 社の発表資料 [2-30] をもとに、方式#3 と同等の符号構成および動作条件での回路規模見積もりは、5.2MGate+メモリ 1.6Mbit であるが、メモリアクセスが方式#3 に比べて複雑であるため、実装上かなりの困難があると見込まれる。よって、BTC のような 2 次元ブロック符号の回路実装はすでに実績があるため、回路実装の容易さでは方式#2、#3 のほうが優位である。

以上の検討から、回路実装の容易さおよび少ない復号繰り返し数で訂正能力を十分に発揮することが可能なことを重視して、BTC 方式の採用を決定した。

次に、BTC方式における軟判定情報のビット幅の違いによる復号性能の比較を実施した。図5.3.2.1-3および図5.3.2.1-4は、5-3-3-2-2章に示した閾値最適化手法を開発する前のデータであり、若干、他のデータより誤り訂正能力が低い結果となっているが、方式的な相対比較目的のデータとしては問題はない。方式#2において、軟判定ビット幅を2ビット、3ビットとそれぞれ設定した場合の比較検証の結果を図5.3.2.1-3に記す。軟判定閾値は両者とも等間隔としている。3ビット軟判定は、2ビット軟判定に比べて符号化利得が0.5dB向上する結果となった。

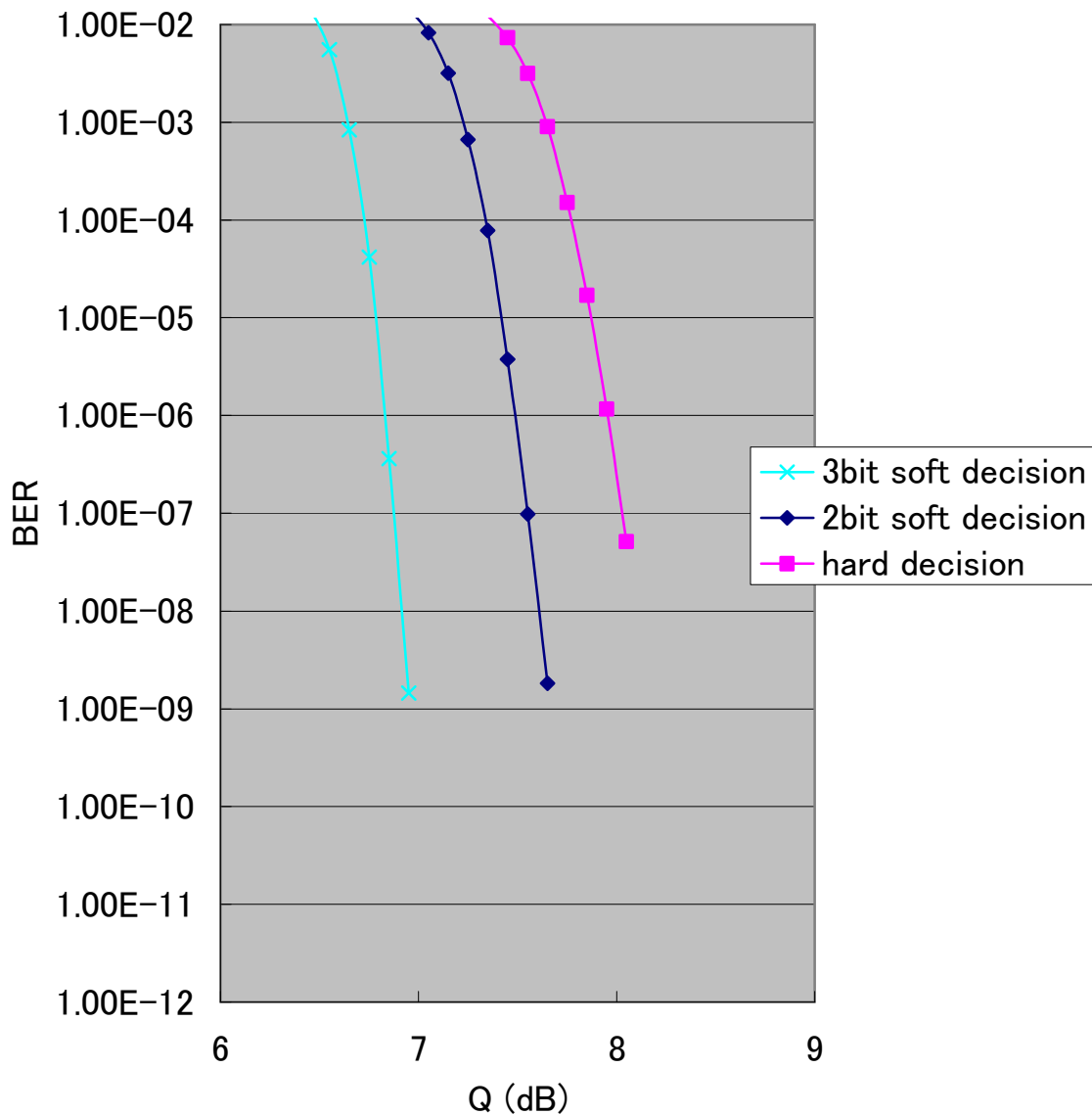


図 5.3.2.1-3 軟判定ビット幅比較結果

なお、4ビット以上のビット幅での軟判定を実施したが、性能は3ビット軟判定と大きく変わらなかった。この結果、回路規模と符号化利得の比較から、3ビット軟判定が適切と判断する。

BTC方式において、復号繰り返し回数の違いによる復号性能の違いを比較した。方式#2において、繰り返し数を3回、4回とそれぞれ設定した場合の比較検証の結果を図5.3.2.1-4に記す。その結果、繰り返し4回は、繰り返し3回に比べて符号化利得が約0.2dB向上する。

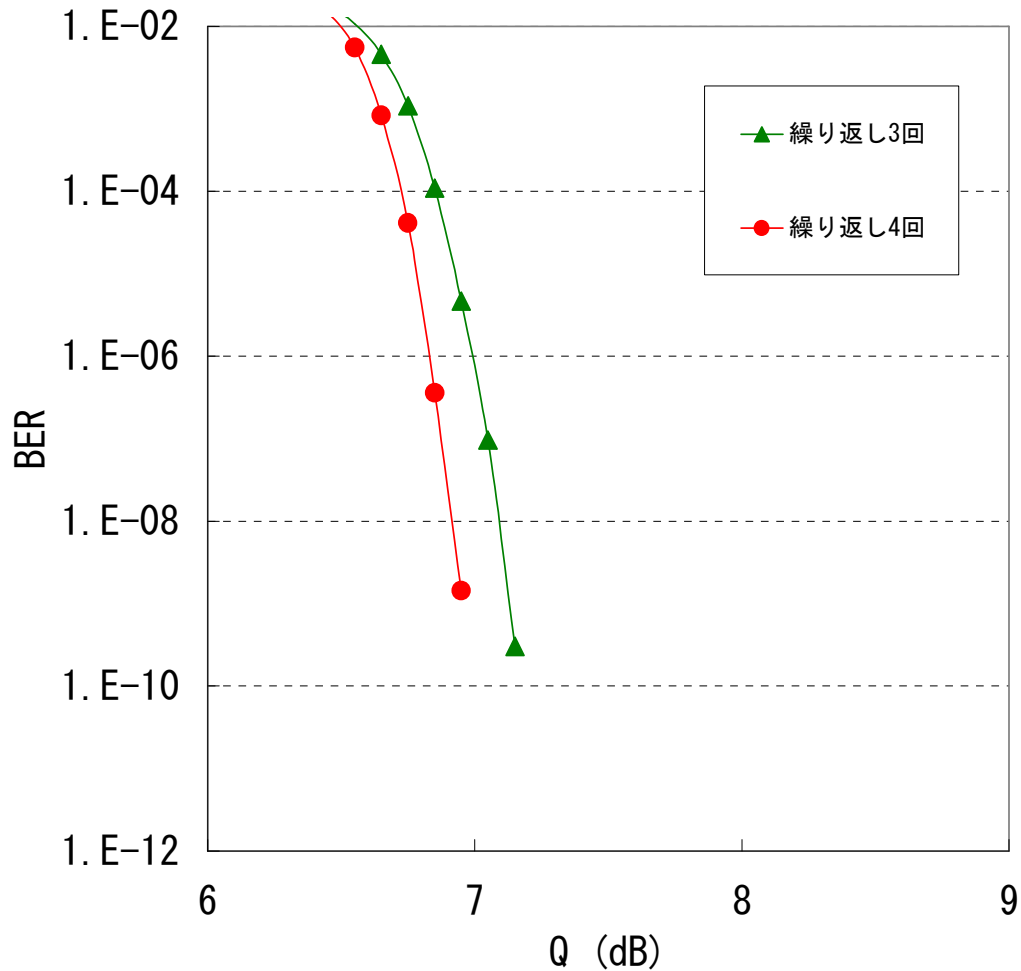


図 5.3.2.1-4 復号繰り返し数比較結果

なお、繰り返し数を5回以上に増やしても、符号化利得の向上の度合いは小さかった。

この結果、復号遅延時間と符号化利得の観点から、繰り返し数4回が適切と判断する。

最後に、復号回路の内部演算ビット幅の違いによる復号性能の違いを比較した。方式#3 において、復号内部演算ビット幅を 4 ビットとした場合と、6 ビットとした場合（演算方法も一部変更）の比較検証の結果を図 5.3.2.1-5 に記す。その結果、ビット幅を 6 ビットとした場合は、4 ビットとした場合に比べて符号化利得が約 0.1dB 向上する。

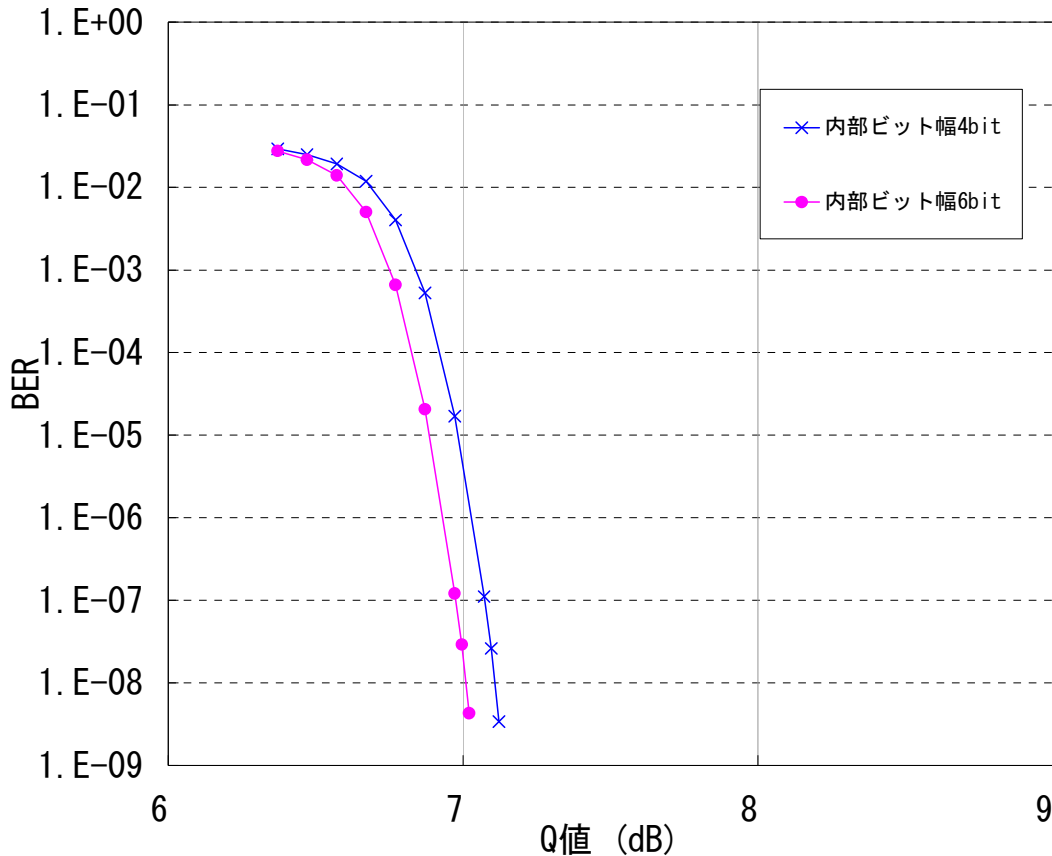


図 5.3.2.1-5 復号内部演算ビット幅比較結果

しかし、ビット幅 6 の場合は、ビット幅 4 の場合と比べて、回路規模が約 1.1MGate 増加することが見込まれる。以上の結果、回路規模の増分が大きいことから、復号内部演算ビット幅は 4 ビットが適切と判断する。

これまでの検討結果から、冗長度 25%の BTC (方式#3)、3 ビット軟判定、繰り返し回数 4 回、内部演算ビット幅 4 ビット、という方式がもっとも適切であると判断した。また、BTC の高性能化、かつ効率的な軟判定繰り返し復号アルゴリズムを検討し、計算機シミュレーションによりその有効性を確認した。

40Gbps 誤り訂正部では軟判定識別器によって得られる軟判定情報(ビット毎の符号誤りに対する確からしさを表す情報)を用い、4 回繰り返し復号アルゴリズム処理を行うことで 10dB を越える符号化利得を得ることができる。

5-3-2-1 軟判定制御技術

本章では軟判定識別制御方式、シンボルの時系列干渉を考慮した軟判定情報の修正方法のアルゴリズム、40Gbps 軟判定識別器 LSI の回路設計指針等について検討結果を報告する。40Gbps での軟判定識別器 LSI の実現には、最新の LSI プロセス技術を適用しても、集積度、速度、消費電力等に多くの困難が予測される。これらの制約条件のもとで最大の誤り訂正能力を達成するために、適切な回路構成を検討し、平成 16 年度以降の LSI 設計に反映することが本章における検討の目的である。

5-3-3-2 章で紹介する 10Gbps における実験的検討の多くは本プロジェクトが開始される平成 15 年度 9 月以前になされたものである。しかし、本プロジェクトにおける 40Gbps 用軟判定方式の検討には、10Gbps における実験的検討結果の分析が極めて有益であるため、本報告書に概要を記載する。

5-3-3-2-1 軟判定方式について

従来の光通信システムでは受信信号が「1」であるか「0」であるかある一つの閾値を基準としてデジタル的に識別している。これを硬判定と呼ぶ。一方、図 5.3.3.2-1 にイメージを示すように、受信信号の振幅を複数の閾値で判定し、「1」というシンボルを「0に近い1」、「より振幅の大きな1」などの複数のグループに分類する技術を軟判定と呼ぶ。「0に近い1」よりも「より振幅の大きな1」の方が、より「1」である確率が高いため、軟判定を行うことは、受信シンボルにビット毎に復調の信頼度を付与することに相当する。図 5.3.3.2-1 の例では、7つの識別閾値があるため、シンボルは8つのグループに分類される。8つのグループは3ビットで示される。すなわち、図 5.3.3.2-1 における一番上の軟判定閾値よりも高い振幅のパルスを (1 1 1)、一番上と二番目の閾値の間に位置するパルスを (1 1 0)、以下、(1 0 1)、(1 0 0) とし、硬判定閾値よりも低いパルスを (0 0 0)、(0 0 1)、(0 1 0)、最も低い軟判定閾値よりも低いパルスを (0 1 1) と3ビットで記載する。このとき、最左ビットは硬判定識別結果に相当し、右側2ビットが信頼度情報である。信頼度情報が (1 1) であることは硬判定識別結果が最も確からしいことを示し、信頼度情報が (0 0) であることは硬判定識別結果が正しくない可能性が高いことを示す。7つの閾値により、硬判定識別結果1ビットと2ビット信頼度情報の計3ビットの情報が得られるため、これを3ビット軟判定と呼ぶ。

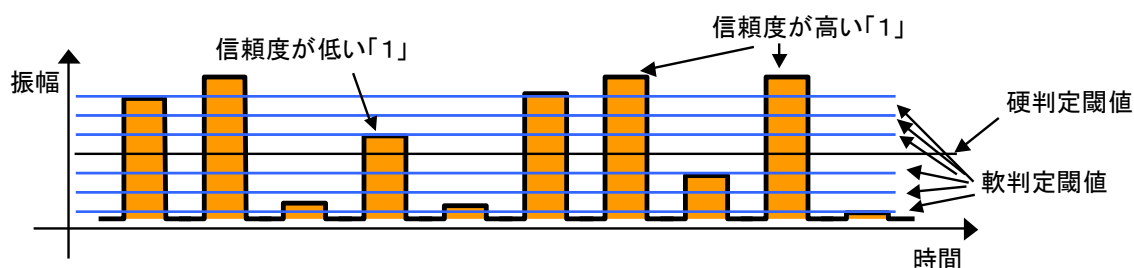


図 5.3.3.2-1 軟判定識別のイメージ図と信頼度付与の仕組み

軟判定識別結果によって得られた信頼度情報はFECの符号化利得の向上に有益である。これは、可能性のある訂正候補パターンの中から最も確からしい候補に絞り込むプロセスにおいて、軟判定による信頼度情報を利用することにより、正しい復号結果に到達できる可能性が高まるためである。

5-3-3-2-2 軟判定識別電圧の設定方法に関する検討

上述のとおり、軟判定識別の目的は FEC の復号プロセスに用いる信頼度情報を抽出することにある。従って、各信頼度に属するビットの数には最適値がある。このため、より高い符号化利得を達成するためには、3 ビット軟判定における識別器の識別レベル(閾値)の配置が重要である。

第一に閾値間隔の最適値を調査した。信頼度が最も低いビットの数の最適値は、軟判定復号の一種である Chase 復号アルゴリズム [2-28] の動作パラメータによって決定される。図 5.3.3.2-2 は 10Gbps における実験結果であり、この例では入力信号振幅 562mV に対して閾値間隔の最適値は 40mV であった。このとき、信頼度が最低となるビットの出現確率は採用した Chase 復号アルゴリズムが訂正候補パターンを作成する際に選択するビット反転数と一致した。

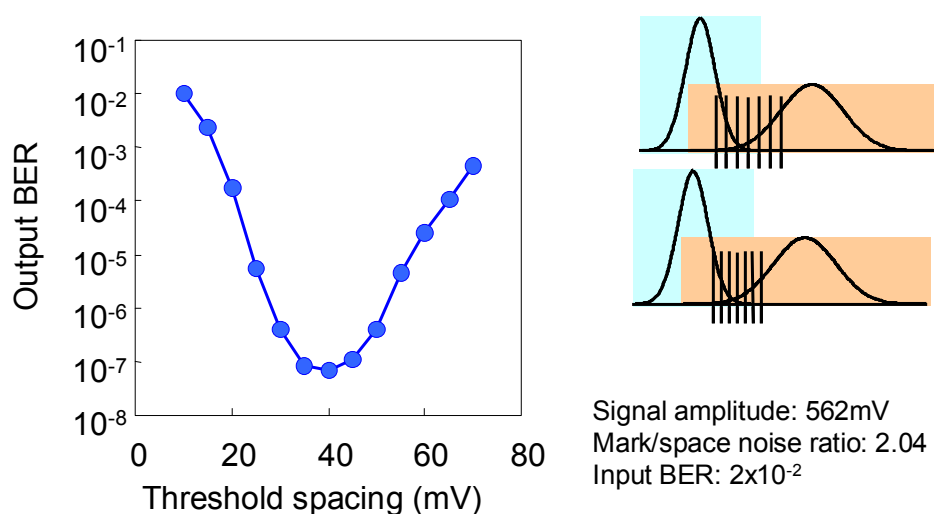


図 5.3.3.2-2 最適な識別電圧間隔について (等間隔配置の場合)

第二に、マーク側（「1」側）とスペース側（「0」側）の最適な閾値配置を検証した。一般的に無線通信システムでは、「0」の分散と「1」の分散が対称であり場合が多いため、識別器の閾値配置は等間隔に並べられる。しかしながら、図 5. 3. 3. 2-3 に示すとおり、光増幅器が発生する ASE 雑音に支配される光通信では、「0」と「1」の雑音分布は、「1」の分散が「0」の分散よりも大きい非対称ガウス分布となる。このため、光通信システムにおける最適な閾値配置は不等間隔である。図 5. 3. 3. 2-4 はマーク側の閾値間隔を広くした場合と、スペース側を広くした場合の実験的比較を行った結果を示している。マーク側を広くした場合のほうが優れたビット誤り訂正能力を達成できることが確認された。

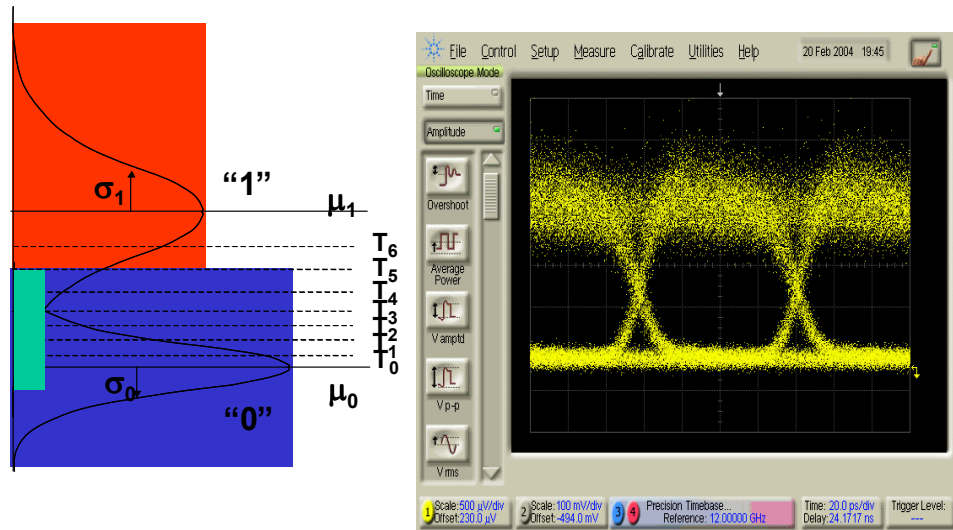


図 5. 3. 3. 2-3 光通信における最適な閾値配置の検討

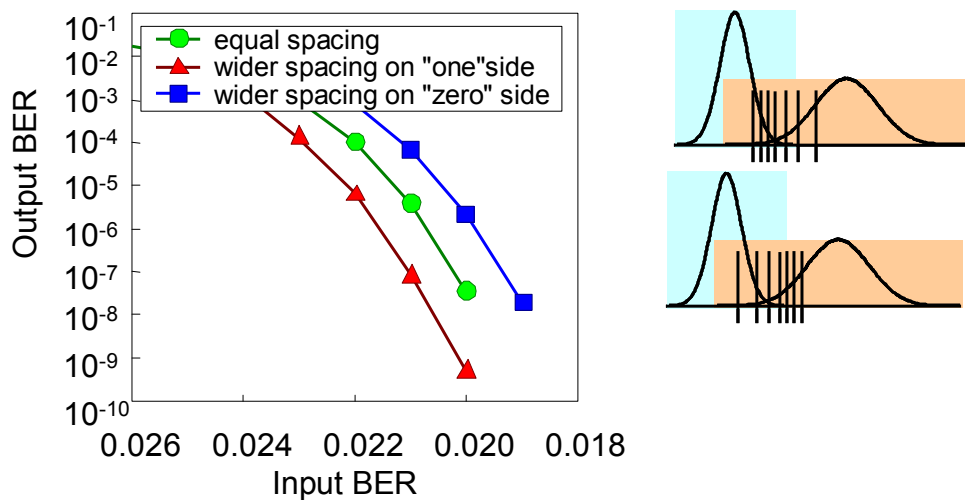


図 5. 3. 3. 2-4 マーク側とスペース側の閾値間隔

第三に、外側と内側の閾値間隔について検討した。図 5.3.3.2-5 に示すとおり、外側の閾値間隔を内側の閾値間隔よりも広くした場合の方が高い符号化利得を得ることができた。これは特定の信頼度の出現率が少なくなりすぎないように配置したことの効果と見ることができる。

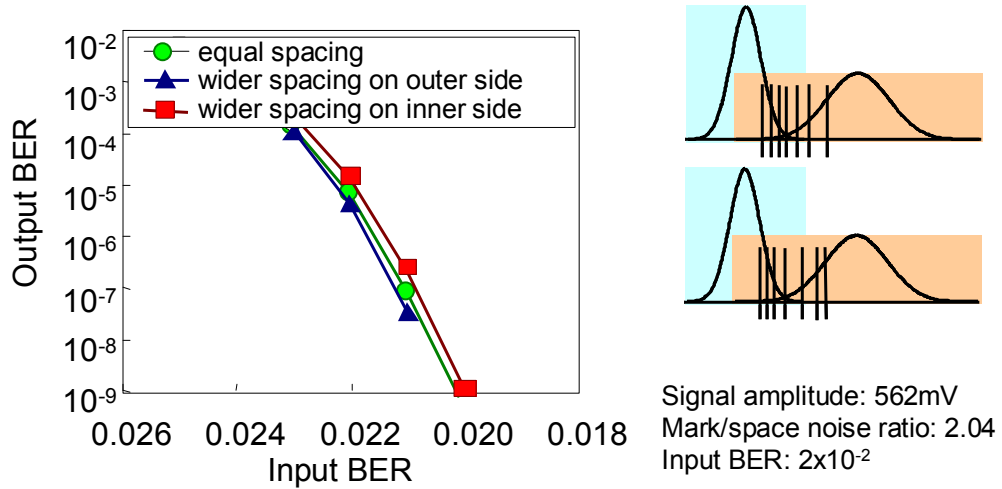


図 5.3.3.2-5 外側と内側の閾値配置

上述のとおり、軟判定閾値には最適な配置方法が存在し、その配置は復号アルゴリズムと深く関係することが確認された。本試験は 10Gbps にて実施したが、本設計概念はビットレート、軟判定ビット数に依存しないため、40Gbps においても有用である。

5-3-3-2-3 軟判定識別電圧の設定方法に関する検討

前章にて検討した閾値の最適配置は入力信号の振幅に依存するため、入力振幅により閾値間隔を変更する必要がある。制御方法に関する検討結果を示す。

光増幅器が発生する ASE 雑音に支配される光通信においては、情報データ「0」と「1」の雑音確率密度分布 (Probability Density Function: p. d. f.) は、図 5.3.3.2-3 に示したとおり「1」の分散 σ_1 が「0」の分散 σ_0 より大きい非対称ガウス分布となる。図中 μ_0 は 0 の平均、 μ_1 は 1 の平均、 $T_0 \sim T_6$ は、7 つの軟判定用識別器の閾値を表す。

図 5-3-3-2.6 は μ_0 および μ_1 の検出について説明する図である。一般的にマーク率 1/2 の光通信における非対称ガウス分布の下では、閾値 D が μ_0 のとき、0 と識別される数と 1 と識別される数の比が 1:3 となり、閾値 D が μ_1 のときは、0 と識別される数と 1 と識別される数の比が 3:1 となる。この閾値を検出することにより μ_0 および μ_1 が求まる。 μ_0 と μ_1 の差が入力信号の振幅となる。7 つの軟判定用識別器とは別の第 8 の識別器を用意することにより、運用中でも入力振幅検出ができる。

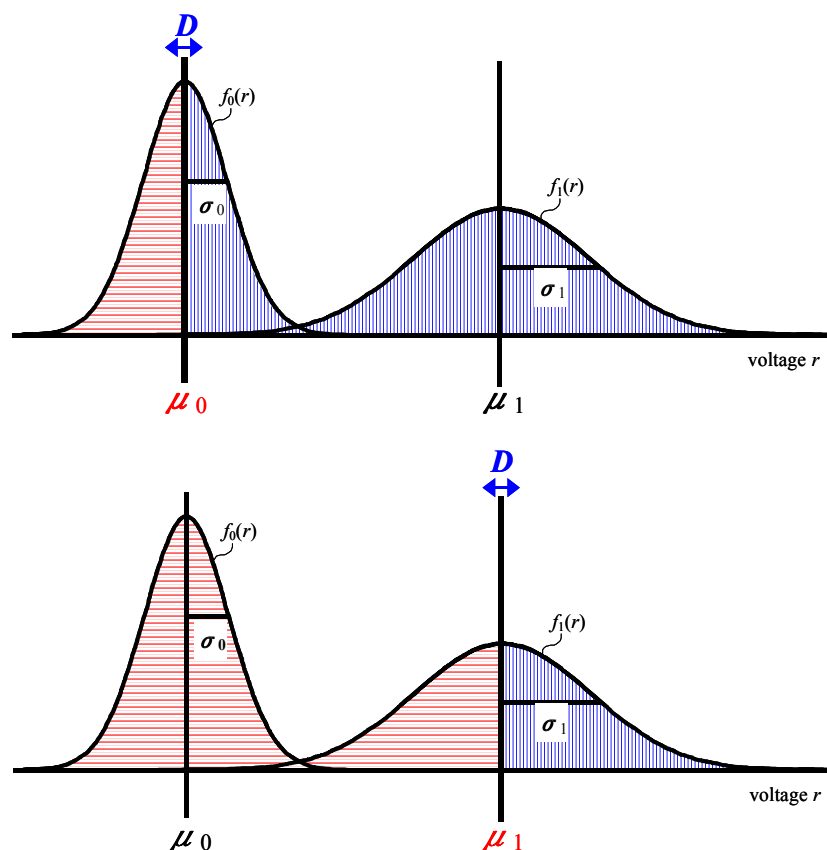


図 5.3.3.2-6 μ_0 および μ_1 の検出方法

硬判定閾値 T_3 は 0 と 1 の誤り数が最小、または 0 と 1 の判定数が等しくなる閾値の検出を行うことで求まる。次に軟判定各識別器の閾値と硬判定閾値 T_3 との間隔を、基準とした入力振幅と検出した入力振幅との比から算出し設定する。例えば基準とした入力振幅を $X[V]$ とし、その時の軟判定各識別器の最適閾値の間隔をそれぞれ $D_0 \sim D_2$ および $D_4 \sim D_6$ とすると、入力振幅が $Y[V]$ 時の軟判定各識別器の閾値の間隔は、

$$D_0 \sim D_2, D_4 \sim D_6 \times Y/X$$

と与えられる。

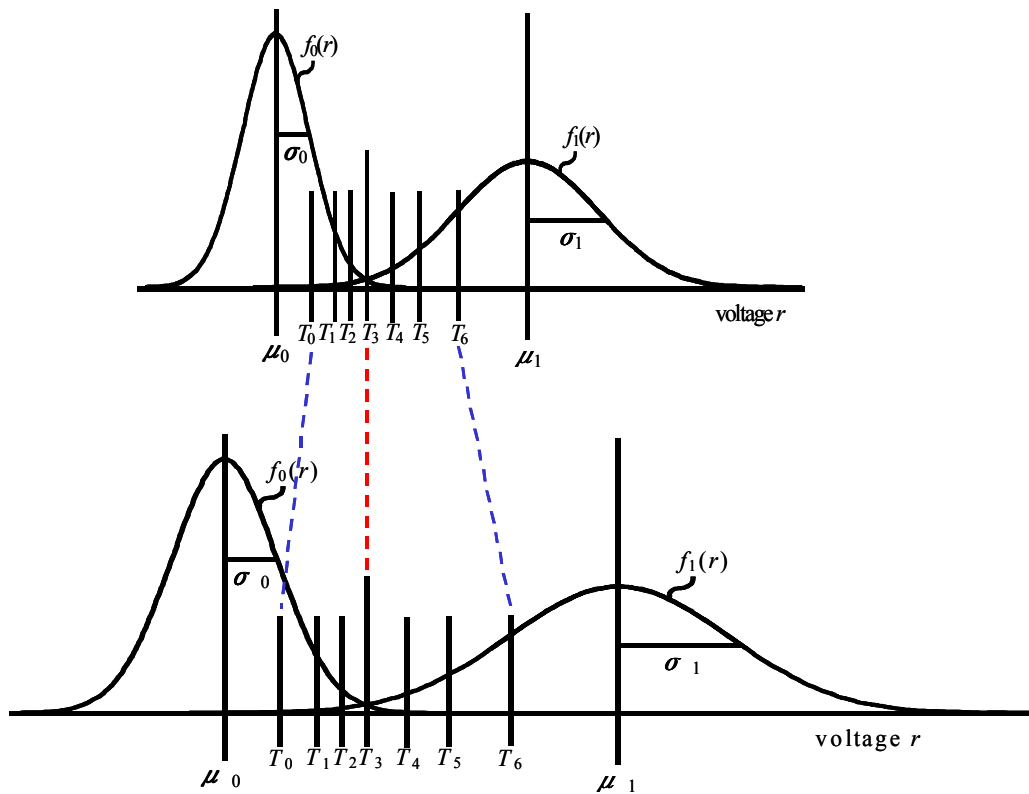


図 5.3.3.2-7 信号振幅が変化した場合の最適閾値の変更方法

上述の検討を検証するために、入力振幅 300mV 時の軟判定各識別器を最適閾値に設定し（基準とし）、入力振幅を変化させて、閾値間隔制御を行った場合と、行わなかった場合の誤り訂正能力を測定した。図 5.3.3.2-8 に誤り訂正能力の測定結果を示す。閾値間隔制御を行わない場合には、入力振幅が変化すると誤り訂正能力が劣化するのに対し、前記制御方法により閾値間隔制御を行うことで、誤り訂正能力を常に最大とすることが可能である。

本方式を用いることによって、入力される信号振幅が経時変化するような場合でも最適な閾値間隔を保持することができる。本試験は 10Gbps にて実施したが、本手法はビットレート、軟判定ビット数に依存しないため、40Gbps においても有用である。

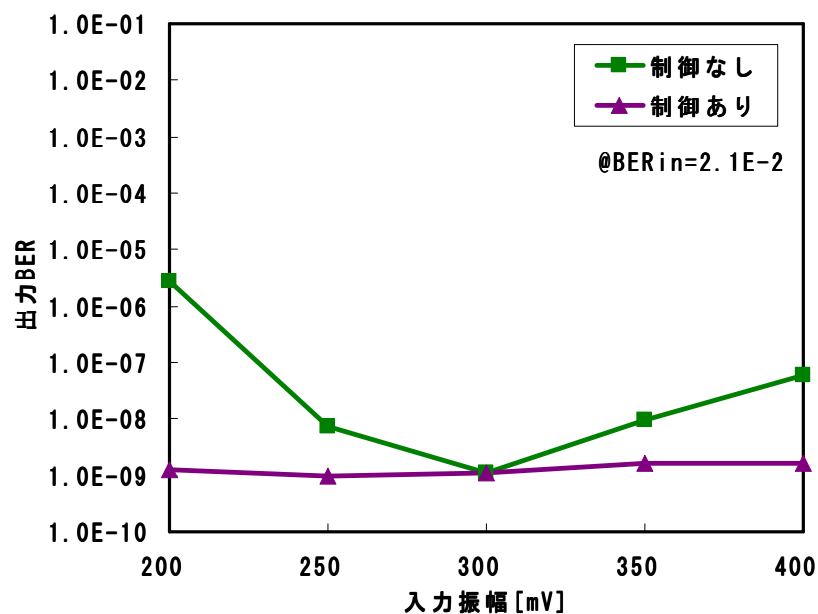


図 5.3.3.2-8 入力振幅変化に対する出力誤り率の測定結果

5-3-3-2-4 パターン依存性のある信号への対策

40Gbps 信号の伝送においては、信号のパルスビットパターンに依存した波形歪みが大きいという課題がある。パターン依存性波形歪みを引き起こす要因としては下記のような現象が挙げられる。

- (ア)波長分散： 波長による伝播速度の差であり、光パルスの広がりを引き起こす。波長分散による波形歪み効果はビットレートの2乗に比例するため、40Gbps では10Gbps の16倍の影響がある。パルス広がりには隣接パルスに影響を与えるので、ビットパターンに依存した波形歪みが生ずることになる。
- (イ)偏波分散： 偏波モードによる伝播速度の差であり、光パルスの広がりを引き起こす。偏波分散による波形歪み効果はビットレートに比例するため、40Gbps では10Gbps の4倍分だけ本効果に対して敏感である。パルス広がりには隣接パルスに影響を与え、ビットパターンに依存した波形歪みを引き起こす。
- (ウ)非線形効果： 光ファイバ中の非線形効果には多くの種類があるが、パルス強度に比例した位相変化を生ずる自己位相変調効果 (SPM: Self Phase Modulation) はパターン依存性のある波形歪みを生じる。SPM はビットレートの2～3乗に比例する効果であり、40Gbps は10Gbps よりも遥かに敏感となる。SPM の一種である IFWM (Intra-channel Four Wave Mixing)は「1」に囲まれた「0」において、ゴーストパルスを生ずることもある。
- (エ)光フィルタリング効果： 光信号が光バンドパスフィルタを通過することにより、信号スペクトルの一部のエネルギーが削り取られて波形歪みが発生する。特定スペクトル成分が失われると特定のビットパターンにおけるエネルギーが失われ、パターンに依存したビット誤りを生ずる場合がある。
- (オ)その他符号間干渉： 各種光デバイスの透過スペクトル形状、電子デバイスの周波数レスポンスが不完全であることに伴い、信号スペクトルの特定領域のエネルギーが失われ、位相回転が生ずることがある。この結果として、パターンに依存した波形歪みが発生する。40Gbps では信号スペクトルが広いため、デバイスレスポンスの不完全性の影響を受けやすい。

このように多くの要因により、40Gbps 信号においては10Gbps 信号よりもパターン依存性を有する波形歪みが生じやすい。この結果、特定ビットパターンにおけるビット誤り率が高くなる。FEC はランダムなビット誤り発生に対して所定の符号化利得を達成するように設計されているため、ビット誤りに極端なパターン依存性があると訂正能力が劣化する場合がある。

ビット誤りのパターン依存性に対する耐力を確保するために、FEC では信号処理時のビット並び順を、伝送路におけるビット並び順と異なるようにするなどの工夫を行うことが一般的である。しかしながら、パターン依存性が大きい 40Gbps における FEC パフォーマンスを最適化するために、より積極的なアプローチを検討することとした。

前頁の (ア) ~ (オ) にて指摘したパターン依存性の発生要因は、いずれも **Deterministic** なビット誤り劣化を引き起こす。すなわち、予めビット誤り率劣化が生じやすいビットパターンを予測することが、ある程度可能と考えられる。5-3-3-2-1 章にて記載したとおり、開発中の FEC では誤りが生じている可能性が高いビットを軟判定によって選び、試行錯誤的アプローチによりビット誤り訂正能力を高める仕組みを有している。この機能を利用することにより、ビットパターンによって予め誤りが生じやすいビットを予測することで、ビット誤り訂正能力を高めることができる可能性がある。

上記アイデアを LSI に組み込む方法を検討するにあたり、ビットパターンに依存したパルス波形劣化（振幅変化）をシミュレーションした。パターン依存性を生じさせるために、IFWM が大きくなる条件にて伝送シミュレーションを実施した。シミュレーションモデルを図 5.3.3.2-9 に、条件を表 5.3.3.2-1 に示す。

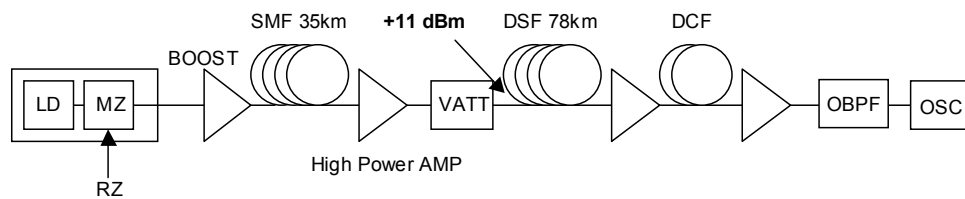


図 5.3.3.2-9 シミュレーションブロック図

表 5.3.3.2-1 シミュレーション条件

変調方式	データ	DSF 入射パワー
RZ	PRBS7 段 (127 ビット)	+11[dBm]

図 5.3.3.2-10 に受信アイパターンを，図 5.3.3.2-11、図 5.3.3.2-12 に受信波形のパルスパターンの一部を示す．例えば前後 2 ビットを「0」に囲まれた「1」の振幅は、他の「1」よりも小さく、誤りが生じやすい状態となっていることがわかる。

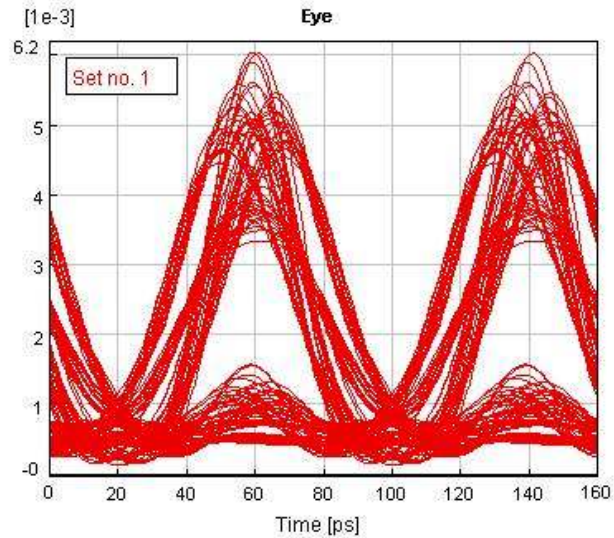


図 5.3.3.2-10 受信アイパターン

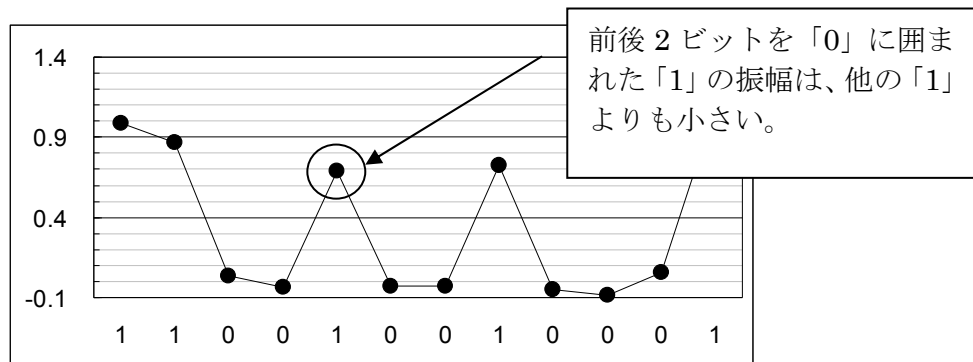


図 5.3.3.2-11 受信パターンの一部（縦軸：サンプリング点における振幅）

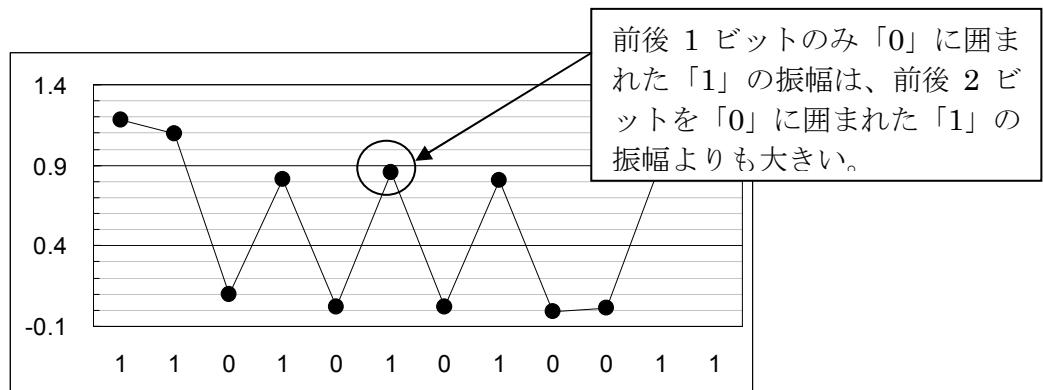


図 5.3.3.2-12 受信パターンの一部（縦軸：サンプリング点における振幅）

次に、ある特定ビットに影響を与えるビット数を分析した。表 5.3.3.2-2 には前後を「1」に囲まれた「0」の振幅を示している。当該ビットの2ビット前あるいは2ビット後ろのビットの符号によって、当該ビットの振幅が0.05~0.20と大きく変動していることがわかる。

表 5.3.3.2-3 は前後2ビットを「11」に囲まれた「0」の振幅を示している。当該ビットの振幅は3ビット前あるいは3ビット後ろのビットの符号によって、あまり大きく影響されていないことがわかる。従って、パルスの振幅は前後2ビットのパルスパターンには大きく影響されるが、3ビット前あるいは3ビット後ろのパルスからの影響は少ないといえる。

表 5.3.3.2-2 前後2ビットのパルスパターンの影響

該当ビットにおける振幅	前 2bit	前 1bit	該当 bit	後 1bit	後 2bit	
0.20	1	1	0	1	1	
0.16						
0.12						
0.08	1	1		1	0	
0.05						
0.12	0	1		0	1	1
0.08						
0.05						
— (*1)	0	1	1		0	

(*1) : シミュレーションパターン中に当該パターン無し

表 5.3.3.2-3 前後3ビットのパルスパターンの影響

該当ビットにおける振幅	前 3bit	前 2bit	前 1bit	該当 bit	後 1bit	後 2bit	後 3bit
0.20	1	1	1	0	1	1	1
0.20	1	1	1		1	1	0
0.12	0	1	1		1	1	1
0.16	0	1	1		1	1	0

以上の検討より、前後2ビットのビットパターンを考慮して、ビット誤り率が劣化しやすいビットを予測することとした。前後2ビットの組み合わせ32通りについて、当該ビットの振幅および誤り率を整理したものが表5.3.3.2-4および表5.3.3.2-5である。表5.3.3.2-4におけるパターン1、パターン2の誤り率が極端に悪い。

この例では、「前1ビットおよび後ろ2ビットが1であるときの0は誤り易い」といえる。この情報に基づいてパターン1、パターン2を検出した際に、信頼度情報を1段階低くする処理を行うことで、誤り訂正能力を高める（誤り訂正能力の劣化を防ぐ）ことが期待できる。

LSIの設計にあたっては、前後2ビットの組み合わせ32通りについて、任意に信頼度情報を書き換える機能を加えることとした。この機能により、ビットパターン依存性を引き起こす要因に応じて、特定のパターンに関する信頼度情報を操作することが可能となる。

本機能は学会レベルでも報告例がない方式であり、ビットパターンに依存した符号誤り率劣化を生じ易い40Gbpsシステムの欠点を補うものとして期待される。

表 5.3.3.2-4 各パターンの BER (該当 bit=0 場合)

パターン	0の振幅	前2bit	前1bit	該当 bit	後1bit	後2bit	BER
1	0.20	1	1	0	1	1	1.6E-01
2	0.16	0	1		1	1	5.6E-02
3	0.08	1	1		1	0	8.7E-03
4	0.08	1	0		1	1	8.7E-03
5	0.05	1	1		0	1	2.0E-03
6	0.05	0	0		1	1	2.0E-03
7	0.02	0	1		1	0	8.5E-05
8	0.02	0	0		0	0	8.5E-05
9	0.02	1	1		0	0	6.4E-05
10	-0.01	0	1		0	1	1.0E-06
11	-0.03	1	0		1	0	2.3E-08
12	-0.03	0	1		0	0	2.3E-08
13	-0.03	0	0		1	0	2.3E-08
14	-0.08	1	0		0	1	1.3E-15
15	-0.09	1	0		0	0	1.7E-18
16	-0.09	0	0		0	1	3.3E-20

表 5.3.3.2-5 各パターンの BER (該当 bit=1 場合)

パターン	1 の振幅	前 2bit	前 1bit	該当 bit	後 1bit	後 2bit	BER
1	0.69	0	0	1	0	0	6.2E-03
2	0.77	1	0		0	0	2.1E-03
3	0.77	0	0		0	1	2.1E-03
4	0.82	1	0		0	1	1.1E-03
5	0.84	0	1		0	1	7.8E-04
6	0.84	0	0		1	0	7.8E-04
7	0.88	0	1		0	0	5.7E-04
8	0.89	0	1		1	0	4.2E-04
9	0.93	1	0		1	0	3.1E-04
10	0.95	1	1		0	0	2.3E-04
11	1.04	1	1		0	1	1.0E-04
12	1.07	0	0		1	1	7.7E-05
13	1.07	0	1		1	1	7.7E-05
14	1.12	1	1		1	0	4.7E-05
15	1.15	1	0		1	1	3.7E-05
16	1.31	1	1		1	1	1.2E-05

5-3-2-3 LSI 構成

5-3-2-3-1 基本構成

上述の検討により、目標とする 10Tbps-3,000km 伝送システムを実現するためには、40Gbps 伝送において冗長度 25%程度の BTC(Block Turbo Code)方式によって 10dB を越える符号化利得を実現すべきであることがわかった。この BTC 方式のアルゴリズムに基づいて誤り訂正の符号器・復号器の LSI 化を行うために機能構成を詳細に検討した。

図 5.3.2.3-1 に軟判定誤り訂正の基本構成を示す。誤り訂正符号器・復号器 LSI は軟判定識別器 LSI と組み合わせて軟判定誤り訂正を実現する。符号器では以下の処理を行う。

- ①クライアントインタフェースに入力されたデータのパフォーマンスモニタ (Client Monitor 部)
- ②25%冗長度の FEC フレームへのマッピング (Mapper 部)
- ③OH (オーバヘッド) 挿入
- ④BTC 符号付加 (Encoder 部)

図 5.3.2.3-2 に誤り訂正の符号器・復号器 LSI のフレームフォーマットを示す。信号の伝送順は OH の列を先頭に上から下に 1 列分伝送した後、右の列の伝送というように、右の列に移りながら伝送する。最後にスクランブルを行い符号器・復号器 LSI から出力する。符号器・復号器 LSI から出力されたデータは MUX IC で多重化を行い、Modulator Driver を通して 50Gbps シリアル信号としてラインインタフェースに出力する。

ラインインタフェースから入力された 50Gbps シリアル信号は軟判定識別器 LSI で軟判定識別および低速・並列化を行う。軟判定識別を行うことにより軟判定識別器 LSI からは元の主信号データである硬判定データおよび 3 ビット軟判定により生成される 2 つの軟判定データが出力される。符号器・復号器 LSI における復号器は主として以下の処理を実施する。

- ①硬判定データによる OH 検索にもとづくフレーム同期
- ②デスクランブル
- ③硬判定データおよび 2 つの軟判定データを用いた BTC 復号 (Decoder 部)
- ④OH 抽出
- ⑤25%冗長度の FEC フレームからの BTC 符号除去
- ⑥パフォーマンスモニタ (Client Monitor 部)

これらの符号器・復号器 LSI の基本機能の実現については、10Gbps の光通信用誤り訂正 LSI にて報告者が蓄積してきた回路ブロック資産を適用できる部分が多い。なお、高性能な誤り訂正を行うため、符号器・復号器 LSI での演算結果をもとにコントロールプロセッサで軟判定識別器 LSI の軟判定識別レベルをコントロールする。

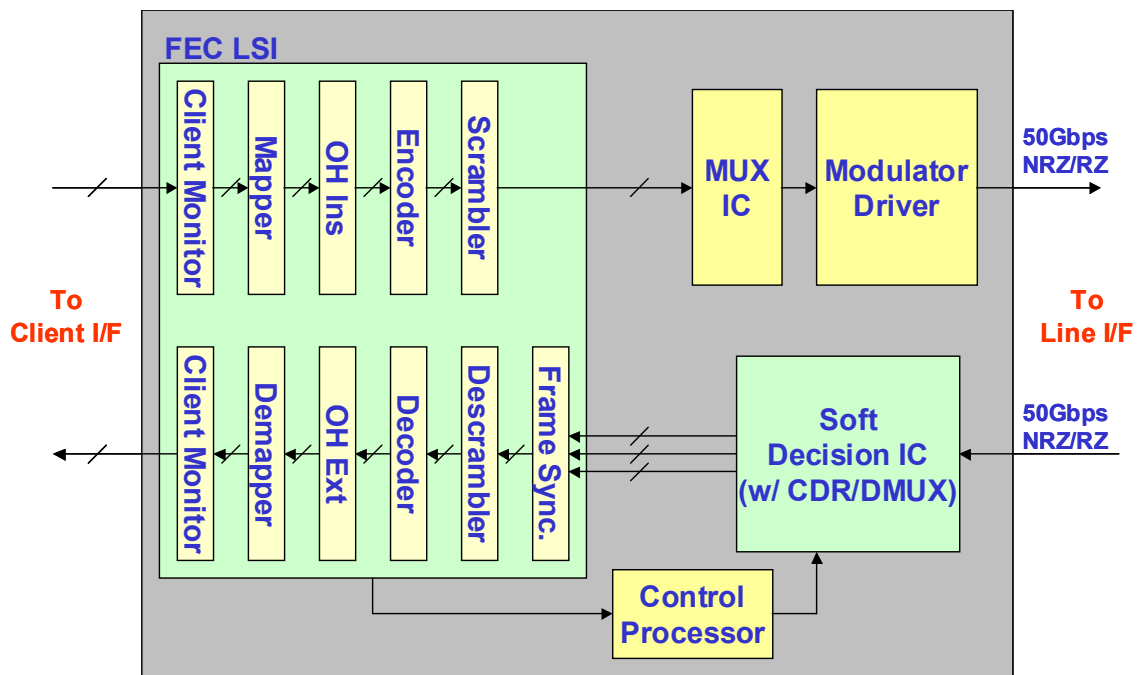


図 5.3.2.3-1 軟判定誤り訂正の基本構成

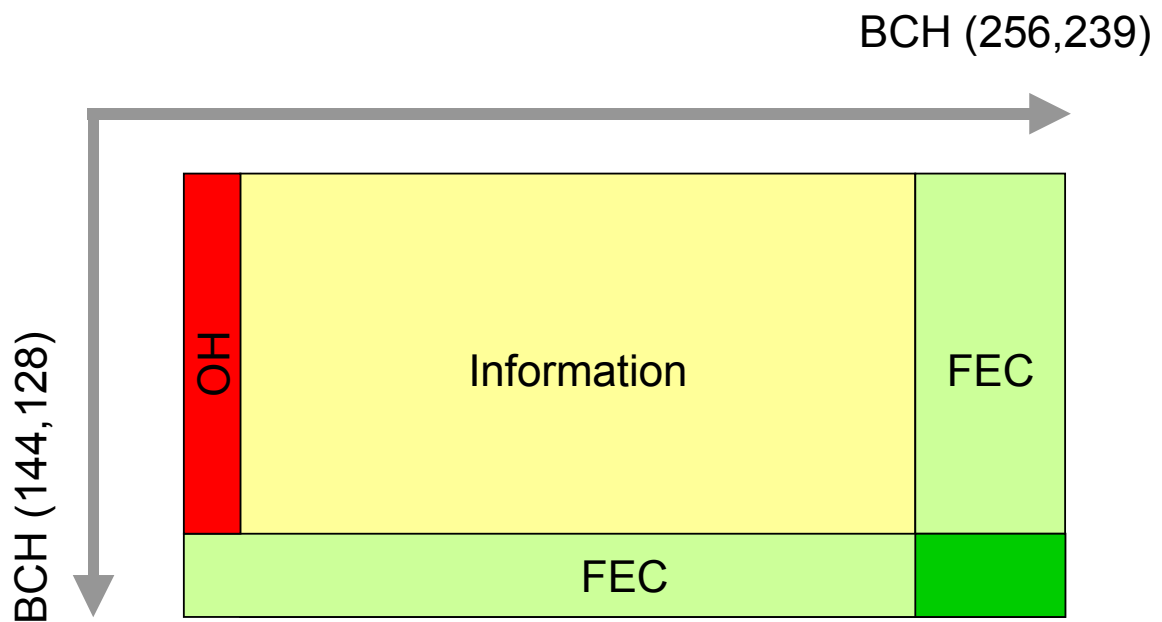


図 5.3.2.3-2 誤り訂正符号器・復号器 LSI のフレームフォーマット

5-3-2-3-2 課題と解決法

詳細検討の結果、40Gbps の高符号化利得誤り訂正の LSI 化実現に当たっては、(1)トリビュタリ制御機能が必須であり、(2)伝送時に発生するビットパターン依存性の低減機能の実現が好ましいことがわかった。これらの機能の実現方法を検討し LSI 設計に同機能を盛り込んだ。

(1)トリビュタリ制御機能

現在の LSI プロセスでは、速度・回路規模の点から LSI 1 石で 40Gbps の誤り訂正を実現することはほぼ不可能である。したがって 40Gbps の誤り訂正を実現するためには、40Gbps の処理を複数の LSI に分散させた構成で実現することになる。複数の LSI に分割する方法としては、機能ブロックで分割する方法と、速度で分割してパラレル処理する方法の 2 通りが考えられる。機能ブロックで分割する方法は、たとえばクライアントモニタ処理、マッピング/デマッピング処理、FEC 符号化/復号化処理、等の機能ブロックごとに分割する方法である。この方法では複数種類の LSI を開発する必要があり、開発費用が増大してしまう問題がある。速度で分割する方法は、たとえば 40Gbps の誤り訂正機能を 10Gbps 単位の誤り訂正機能 4 ブロックに分割する方法である。この方法では 1 種類の LSI のみ開発し、同一の LSI を 4 石使用すればよいため、LSI 開発費を抑えることが可能である。上記 2 方式の比較の結果、10Gbps 単位の誤り訂正機能 4 ブロックに分割する方法を採用した。

40Gbps 信号は 10Gbps の 4 トリビュタリ信号を多重化した構成で伝送する。1 トリビュタリは 40Gbps の誤り訂正機能を 4 ブロックに分割した 10Gbps 単位のデータである。符号器・復号器 LSI は 1 石あたり 1 トリビュタリ 10Gbps 単位で誤り訂正を行う。40Gbps 信号を受信し、10Gbps×4 トリビュタリに DEMUX する際に、元の送信時の 4 トリビュタリの順序および位相が崩れてしまうため、元の送信時の状態に修正する必要がある。また、4 トリビュタリ独立にフレーム変換を行ってしまうと、符号器・復号器 LSI 出力データを再び 40Gbps 信号に戻す際に、データの連続性が失われてしまうため、4 トリビュタリが同期動作となるよう制御する必要がある。

解決策としてトリビュタリ順序・位相制御機能およびトリビュタリ間のマスター・スレーブ機能を持たせ、4 トリビュタリの順序および位相を修正し、4 トリビュタリの同期動作を可能にする回路を LSI に盛り込んだ。

具体的には符号器・復号器 LSI のほかにトリビュタリ制御を行う FPGA を用意し、トリビュタリ制御 FPGA と符号器・復号器 LSI 4 石間でフレームパルス等の位相情報を共有し、符号器・復号器 LSI 4 石が同期動作となるようにする。送信時には符号器・復号器 LSI 4 石から出力されるデータフレームの空き領域にそれぞれ異なる ID のトリビュタリ ID を挿入する。受信時には符号器・復号器 LSI 4 石からそれぞれトリビュタリ ID を検出して、トリビュタリ制御 FPGA でトリビュタリ順序・位相制御を行い、クロスポイントスイッチでトリビュタリ単位でデータの入れ替えを行うことにより、符号器・復号器 LSI に自 ID のデータが入力されるようにする。

また、データを再び 40Gbps 信号に戻す際に、データの連続性が失われな
いように、同期信号を符号器・復号器 LSI、SFI-5 と SFI-4 の変換 FPGA、
トリビュタリ制御 FPGA 間で渡すことにより、4 トリビュタリの同期動作
を行うことができる。

(2) ビットパターン依存性の低減機能

5-3-2-2-4 章で述べたように 40Gbps 伝送においては波長分散、偏波分
散および符号間干渉等によるパターン依存性が現れやすく、パターン依存
性によるビット誤りが発生しやすい。

5-3-2-2-4 章での検討結果により、パターン依存性の補償は前後のデー
タの関連性をみて、信頼度情報を修正することで行うこととした。符号
器・復号器 LSI はモード設定により、軟判定動作と硬判定動作を選択す
ることができる。軟判定時と硬判定時では、パターン依存性補償に必要な処
理が異なるため、LSI の設計にあたっては、前後 2 ビットの組み合わせ 32
通りについて、任意に信頼度情報を書き換える機能を加えることとした。
この機能により、ビットパターン依存性を引き起こす要因に応じて、特定
のパターンに関する信頼度情報を操作することが可能となる。硬判定動作
時については信頼度情報入力ピン等を用い、40Gbps 分のデータを入力で
きるようにし、LSI 単独でパターン依存性補償できるようにした。軟判定
時については、パターン依存性補償の軟判定での効果を検討しつつ、軟判
定識別 LSI あるいは FPGA でパターン依存性補償する方法の検討を進める。

同方式の効果の確認、制御方法、具体的なアルゴリズム検討は平成 16
年度に実施する。

5-3-2-3-3 LSI 設計

方式検討の結果をもとに符号器・復号器 LSI の設計を行い、回路設計および機能シミュレーションを実施した。図 5.3.2.3 3 に誤り訂正符号器・復号器 LSI の概略構成を示す。LSI の入出力インタフェースは OIF (Optical Internetworking Forum) の SFI-4 (Serdes Framer Interface-4) 規格に準拠とし、Client Monitor として G.707 標準 (STM-64) および G.709 標準 (OTU2) の終端機能／パフォーマンスモニタ機能を持たせた。またインタフェース部分およびマッピング部分に折り返し機能を持たせ、再生中継機能およびデバッグ効率向上を可能とした。

概略構成からさらに機能構成を詳細に検討した。図 5.3.2.3-4 に誤り訂正符号器・復号器 LSI のブロック図を示す。このブロック図に従い、回路設計を行った。表 5.3.2.3-1 に誤り訂正符号器・復号器 LSI の回路ファイル一覧を示す。また図 5.3.2.3-5 に誤り訂正符号器・復号器 LSI の設計した回路の一部を示す。LSI としては、0.13 ミクロン CMOS プロセスを採用することで温度範囲 0~70°C での動作を達成できる見込みである。現時点では回路設計およびチップフロアプラン設計および PAD アサインメントまでを完了した。図 5.3.2.3 6 に誤り訂正符号器・復号器 LSI の概略レイアウトを、表 5.3.2.3 2 に PAD アサインメントを示す。

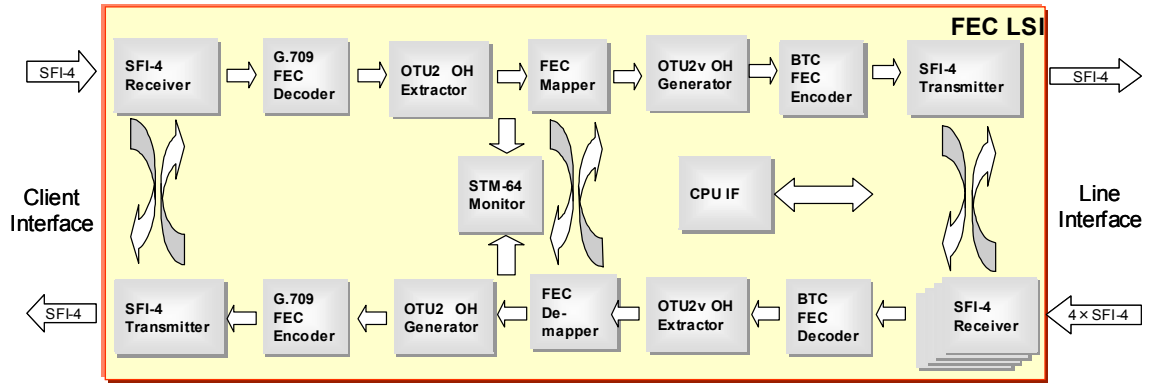


図 5.3.2.3-3 誤り訂正符号器／復号器 LSI の概略構成

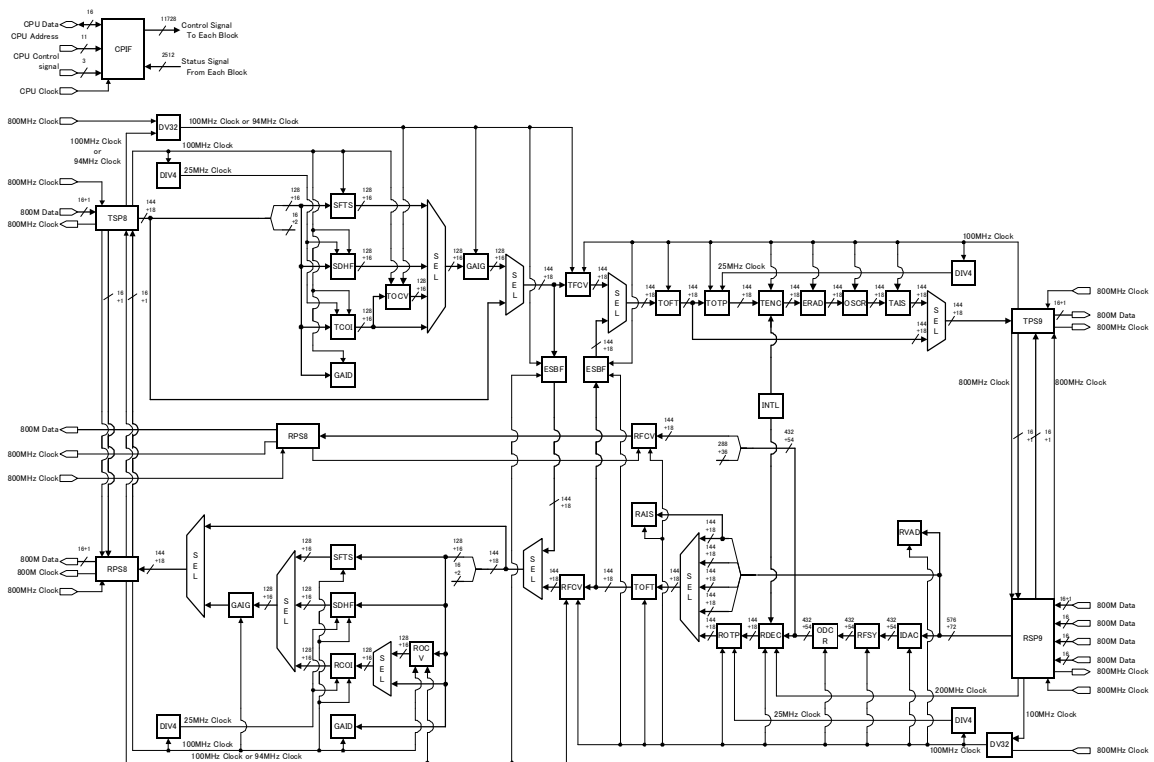


図 5.3.2.3-4 誤り訂正符号器／復号器 LSI のブロック図

表 5.3.2.3-1 誤り訂正符号器／復号器 LSI の回路ファイル一覧

FMDT61BF.v	ESBF WRCTR.v	RDEC BLR2.v	SFTS C064.v	TOIF FPOUT.v
B2 CTL.v	FRM CTL.v	RDEC BLR2PT.v	SFTS C096.v	TOIF PTYCHK.v
B2_ERR_LAT.v	GAID61AS.v	RDEC BLR3.v	SFTS C160.v	TOTU61BF.v
B3 ENV.v	GAID CT1B.v	RDEC BLR3P1.v	SFTS C192.v	TOTU61BF.v
BIP_ERR.v	GAIG61BF.v	RDEC BLR4.v	SFTS C224.v	TOTU ASYNC.v
BIP_ERR_3.v	GAIG P11C32.v	RDEC BLR4P1.v	SFTS P31C.v	TOTU BEILT.v
BIT_SFT.v	IDAC61BF.v	RDEC BSO5.v	SFTS P31D.v	TOTU BIPGEN.v
CFSY61BF.v	IDAC_DCHG.v	RDEC BSO5W.v	SFTS P31G.v	TOTU DTSEL.v
CFSY_DAT_SYN.v	IDAC_DCHG_CORE.v	RDEC BSO85.v	SOH_DT_GEN.v	TOTU_FPGEN.v
CFSY_FAS_SCH.v	IDAC_DSSEL.v	RDEC BSOA5.v	SOIF61BF.v	TOTU_IAEGEN.v
CFSY_FP_GEN.v	INS_DT_SEL.v	RDEC BSOE.v	SOIF_INS_19M.v	TOTU_LDGEN.v
CFSY_PHA_SEL.v	INTL.v	RDEC BSORT.v	SOIF_INS_78M.v	TOTU_MTASY.v
CKBD61AS.v	LOFD61BF.v	RDEC BSYN.v	SOIF_INS_WRC.v	TOTU_MTCNT.v
CKBD_BCLK16.v	LOMD61BF.v	RDEC BTABLE.v	SOIF_MON_19M.v	TOTU_MTINS.v
CKBD_DET.v	MEMC_IF.v	RDEC BTC.v	SOIF_MON_78M.v	TOTU_PTYCHK.v
CMP_MD.v	MEMD_IF.v	RDEC CNT1.v	SOIF_MON_RDC.v	TPS961BF.v
COEC61BF.v	M_DT_LAT.v	RDEC CNT2.v	SOIF_P8CHK.v	TPS9_MNADJ.v
COEC_BIP.v	ODCR61BF.v	RDEC COUNT.v	SOIF_RDC_ADG.v	TPS9_MNPRC.v
COHE61BF.v	OEIF61BF.v	RDEC FM1ARIF.v	SOIF_WRC_ADG.v	TSP61BF.v
COH61BF.v	OEIF_DTPSOUT.v	RDEC FM1AWIF.v	SOIN61BF.v	TSP8_MNADJ.v
COIC61BF.v	OIIF61BF.v	RDEC FM1BRIF.v	SOIN_B3_OPE.v	TSP8_MNPRC.v
COIC_BEILT.v	OIIF_DTLT.v	RDEC FM1BWIF.v	SOIN_SPH_GEN.v	YNSCD0.v
COIC_FPGEN.v	OIIF_ENLT.v	RDEC FM1CRIF.v	SOIN_SPH_INS.v	YNSCE.v
COIC_MTCNT.v	OSCR61BF.v	RDEC FM1CWIF.v	SOMT61BF.v	berrsum.v
COIC_MTINS.v	OSCR_DATA.v	RDEC INTLIF.v	SOMT_BSAD256.v	ch00.v
COIC_PTYCHK.v	OSCR_DEL_2.v	RDEC MD1S.v	SOMT_BSAD32.v	ch01.v
COMM_CKGEN.v	OSCR_SCR_036.v	RDEC OCOBCH.v	SOMT_CHG_GEN.v	ch02.v
COMM_FPCNV.v	OSCR_SCR_144.v	RDEC OCOBS0.v	SOMT_OPE.v	ch03.v
COMM_FPGEN.v	PDT_GEN.v	RDEC OCOBS1.v	SOMT_OPE_CM1.v	ch04.v
COMM_OTUCV.v	POH_DT_GEN.v	RDEC OCOBS2.v	SOMT_OPE_CM2.v	ch05.v
COMM_P128CHK.v	PTCK31KS.v	RDEC OCODDLY.v	SOMT_OPE_MS.v	ch06.v
COMM_P144CHK.v	RAIS61AS.v	RDEC OCOHJ.v	SOMT_SOH_B1.v	ch07.v
COMM_PCKPS.v	RAIS CT1B.v	RDEC OCCO0.v	SOMT_SOH_B2.v	ch08.v
COMM_PCKSP.v	RAMD61BF.v	RDEC OCCO1.v	SOMT_SOH_K2.v	chcnt0.v
COMM_PHGEN.v	RCOI61BF.v	RDEC OCCO1CB.v	SOMT_SOH_SEP.v	chil.v
COMM_PLSCV.v	RDCO61BF.v	RDEC OCCO1S1.v	SOMT_SOH_SMP.v	chin.v
COMM_PSCNV.v	RDD031KS.v	RDEC OCCO1S3.v	SSYC61BF.v	coft.v
COMM_RINGC.v	RDEC.v	RDEC OCCOIN.v	SSYC_FRM_ALN.v	corc.v
COMM_SPCNV.v	RDEC_ABUFFER.v	RDEC OCOPLDLY.v	SSYC_PTN_SRH.v	dcnt0.v
COMM_TDMCG.v	RDEC_ABUFREG.v	RDEC OCOPT0.v	SSYC_SYC_CTL.v	eccv.v
COMM_TDMCT.v	RDEC_AC.v	RDEC OCOPT11.v	SYC_CTL.v	ectv.v
COMM_X6PLS.v	RDEC_ACALC.v	RDEC OCORT.v	T1SE61BF.v	en00.v
COUNTR_32S.v	RDEC_ACAP1.v	RDEC OCOSD.v	TAIS61BF.v	en01.v
COUNTW_32S.v	RDEC_ACH8.v	RDEC OSELA.v	TAIS_P11C36.v	en02.v
CPIF61BF.v	RDEC_ACHS0.v	RDEC OUTFI.v	TB_FMA.v	en03.v
CPIF_R10.v	RDEC_ACHS1.v	RDEC PRTYCHK.v	TB_FMB.v	en04.v
CPIF_R11.v	RDEC_ACHS2.v	RDEC PRTYGEN.v	TB_FMC.v	en05.v
CPIF_R20.v	RDEC_ACHS3.v	RDEC RAMARIF.v	TB_FMR.v	en06.v
CPIF_R21.v	RDEC_ACHS4.v	RDEC RAMAWIF.v	TB_RAMA.v	en07.v
CPIF_RC0.v	RDEC_ACHS5.v	RDEC RAMBRIF.v	TB_RAMB.v	en08.v
CPIF_RC1.v	RDEC_ADELAY.v	RDEC RAMBWIF.v	TB_RAMD.v	en09.v
CPIF_REG0.v	RDEC_ALR.v	RDEC RAMDRIF.v	TB_TM1.v	en10.v
CPIF_REG1.v	RDEC_ALR0.v	RDEC RAMDWIF.v	TB_TM1_INTL.v	en11.v
CPIF_REG10.v	RDEC_ALR0CT.v	RDEC RS.v	TCO61BF.v	en12.v
CPIF_REG11.v	RDEC_ALR0P1.v	RDEC RS_CHIL.v	TENC.v	en13.v
CPIF_REG12.v	RDEC_ALR0PT.v	RDEC RS_CHIN.v	TENC_BTC.v	en14.v
CPIF_REG13.v	RDEC_ALR1.v	RDEC RS_COFT.v	TENC_BTC_AE.v	en15.v
CPIF_REG14.v	RDEC_ALR1P1.v	RDEC RS_CORC.v	TENC_BTC_AEP1.v	encd.v
CPIF_REG15.v	RDEC_ALR2.v	RDEC RS_DCNT.v	TENC_BTC_BE.v	eucl.v
CPIF_REG16.v	RDEC_ALR2P1.v	RDEC RS_DINTLV.v	TENC_BTC_CNT.v	int_pulse_gen.v
CPIF_REG17.v	RDEC_ASCH2.v	RDEC RS_ECCY.v	TENC_INT_LIF.v	int_rd_sel.v
CPIF_REG18.v	RDEC_ASCTR2.v	RDEC RS_EUCL.v	TENC_PRTYGEN.v	int_req.v
CPIF_REG19.v	RDEC_ASEL.v	RDEC RS_FMRIF.v	TENC_RS.v	mem_ac_if.v
CPIF_REG2.v	RDEC_ASENTAK.v	RDEC RS_FMRWIF.v	TENC_RS_DINTLV.v	mem_bd_if.v
CPIF_REG20.v	RDEC_ASXD2.v	RDEC RS_INTLV.v	TENC_RS_ECNT.v	party_ck.v
CPIF_REG21.v	RDEC_ASXD6.v	RDEC RS_MONT.v	TENC_RS_ENCD.v	sel_1024_dat.v
CPIF_REG3.v	RDEC_ASXD8.v	RDEC RS_SYND.v	TENC_RS_INTLV.v	sy00.v
CPIF_REG4.v	RDEC_ASXF2.v	RDEC TM1ARIF.v	TFCV61BF.v	sy01.v
CPIF_REG5.v	RDEC_ASXF5.v	RDEC TM1AWIF.v	TFCV_FCTL.v	sy02.v
CPIF_REG6.v	RDEC_ASXF6.v	RFCV61BF.v	TFCV_FPRM.v	sy03.v
CPIF_REG7.v	RDEC_ASXF8.v	RFSO61BF.v	TFCV_MCHK.v	sy04.v
CPIF_REG8.v	RDEC_ASXF5.v	RFSO_DTLT.v	TFCV_MFRM.v	sy05.v
CPIF_REG9.v	RDEC_ASLSORT.v	RFSY61BF.v	TFCV_PCKB.v	sy06.v
CPIF_TMgv	RDEC_ASNE8.v	RFSY_DAT_SYN.v	TFCV_RAMA.v	sy07.v
CPIF_WR0.v	RDEC_ASNS5.v	RFSY_FAS_DET.v	TFCV_RAMB.v	sy08.v
CPIF_WR1.v	RDEC_ASNS85.v	RFSY_FAS_SCH.v	TFCV_RCTL.v	sy09.v
CSCR61BF.v	RDEC_ASNSA5.v	RFSY_FP_GEN.v	TFCV_SLCT.v	sy10.v
CSCR_DATA.v	RDEC_ASNSA5W.v	RFSY_PHA_SEL.v	TFCV_WCTL.v	sy11.v
CSCR_SCR_032.v	RDEC_ASNSORT.v	RFSY_SY_STAT.v	TFSI61BF.v	sy12.v
CSCR_SCR_128.v	RDEC_ASYN8.v	ROCV61BF.v	TFSI_DTSEL.v	sy13.v
CSDH_B1_OPE.v	RDEC_ASYNCBUF.v	ROCV_FASDET.v	TOCV61BF.v	sy14.v
CSDH_B2_ENB.v	RDEC_ASYP1.v	ROCV_FPGEN.v	TOCV_FCTL.v	sy15.v
CSDH_B2_OPE.v	RDEC_ATABLE.v	RVAD61BF.v	TOCV_FSEL.v	synd.v
CSDH_B2_PART.v	RDEC_ATBF64.v	RVAD_ADD1.v	TOCV_MCHK.v	
CSDH_CNT.v	RDEC_BC.v	RVAD_ADD1_CORE.v	TOCV_OTURT.v	
CSDH_SCR_OPE.v	RDEC_BCALC.v	RVAD_ADD2.v	TOCV_RAM.v	
CSDH_SC_CNT.v	RDEC_BCAP1.v	RVAD_DCD.v	TOCV_RCTL.v	
CSDH_SFT_RG.v	RDEC_BCH8.v	RVAD_MASK.v	TOCV_WCTL.v	
DIV461BF.v	RDEC_BCHS0.v	RVAD_MONOUT.v	TOFT61BF.v	
DV3261BF.v	RDEC_BCHS1.v	SDHF61BF.v	TOFT_C036.v	
EMRS61BF.v	RDEC_BCHS2.v	SDH_RAMA.v	TOFT_C072.v	
EMRS_ADD2.v	RDEC_BCHS3.v	SDH_RAMB.v	TOFT_C108.v	
EMRS_MASK.v	RDEC_BCHS4.v	SDT_GEN.v	TOFT_C180.v	
EMRS_MONO.v	RDEC_BCHS5.v	SEL2T1B148.v	TOFT_C216.v	
ENDL31KS.v	RDEC_BKIOK70.v	SEL2T1B166.v	TOFT_C252.v	
ERAD61BF.v	RDEC_BKIOK71.v	SEL4T1B10.v	TOFT_OFTS.v	
ERAD_CNT4BIT.v	RDEC_BLR.v	SEL4T1B14.v	TOFT_P31C.v	
ERAD_TIMGEN.v	RDEC_BLR01.v	SEL4T1B148.v	TOFT_P31D.v	
ESBF61BF.v	RDEC_BLR01D2.v	SEL4T1B162.v	TOFT_P31G.v	
ESBF_EGDET.v	RDEC_BLR01D6.v	SEL4T1B166.v	TOIF61BF.v	
ESBF_P3CHK.v	RDEC_BLR01D7.v	SEL4T1B4.v	TOIF_BIPOUT.v	
ESBF_RAM.v	RDEC_BLR01SL.v	SFTS61BF.v	TOIF_DTLT.v	
ESBF_RDCTR.v	RDEC_BLR01SO.v	SFTS_C032.v	TOIF_ENLT.v	

```

module TSP861BF ( TRSTN, TCKTRI, TFPTRI, TOFPTRI, TDI, TBPI, TSP36PLS,
  TSPFPPHSEL, TSPRSTOMOD, TSPRSEL, TSPFPINHN, TSPMODE, TSPPTYSEL, TSPPTYINH,
  TSPTDMFPINHN, TST_PTYNOT_TSP8, LBFECFPI, LBOTUFPI, LBDI, LBPI, STMINTLP,
  RCLKEI, CLK_SCAN, SCAN_MODE, FECFPO, OTUFPO, TDO, TBPO, TSPRSTO, TCK78MO,
  TCK_TDM, CLK_SEL, PTYERRO, LBFECFPO, LBOTUFPO, LBDO, LBPO );
input [1:0] TSPFPPHSEL;
input [1:0] TSPRSTOMOD;
input [15:0] TDI;
input [15:0] LBDI;
output [17:0] TBPO;
output [143:0] TDO;
output [15:0] LBDO;
input TRSTN, TCKTRI, TFPTRI, TOFPTRI, TBPI, TSP36PLS, TSPRSEL, TSPFPINHN,
  TSPMODE, TSPPTYSEL, TSPPTYINH, TSPTDMFPINHN, TST_PTYNOT_TSP8, LBFECFPI,
  LBOTUFPI, LBPI, STMINTLP, RCLKEI, CLK_SCAN, SCAN_MODE;
output FECFPO, OTUFPO, TSPRSTO, TCK78MO, TCK_TDM, CLK_SEL, PTYERRO, LBFECFPO,
  LBOTUFPO, LBPO;
  wire [143:0] i_td;
  wire i_ptyerr, i_clk78m;
  wire [17:0] i_tbp;
  wire i_clktdm, i_otufp, i_adenb, i_fecfp;
  TSP8_MNPRC UTSP8_MNPRC ( .TRSTN(TRSTN), .TCKTRI(TCKTRI), .TFPTRI(TFPTRI),
    .TOFPTRI(TOFPTRI), .TDI(TDI), .TBPI(TBPI), .TSP36PLS(TSP36PLS),
    .TSPFPPHSEL(TSPFPPHSEL), .TSPRSTOMOD(TSPRSTOMOD), .TSPRSEL(TSPRSEL),
    .TSPFPINHN(TSPFPINHN), .TSPMODE(TSPMODE), .TSPPTYSEL(TSPPTYSEL),
    .TSPPTYINH(TSPPTYINH), .TSPTDMFPINHN(TSPTDMFPINHN), .TST_PTYNOT_TSP8(
    TST_PTYNOT_TSP8), .ADENB(i_adenb), .LBFECFPI(LBFECFPI), .LBOTUFPI(
    LBOTUFPI), .LBDI(LBDI), .LBPI(LBPI), .STMINTLP(STMINTLP), .RCLKEI(
    RCLKEI), .SCAN_MODE(SCAN_MODE), .FECFPO(i_fecfp), .OTUFPO(i_otufp),
    .TDO(i_td[143:0]), .TBPO(i_tbp[17:0]), .TSPRSTO(TSPRSTO), .CLK78M(
    i_clk78m), .CLK_TDM(i_clktdm), .CLK_SEL(CLK_SEL), .PTYERRO(i_ptyerr),
    .LBFECFPO(LBFECFPO), .LBOTUFPO(LBOTUFPO), .LBDO(LBDO), .LBPO(LBPO) );
  COMM_TDMCT UCOMM_TDMCT ( .RSTN(TRSTN), .CLK_TDM(TCK_TDM), .ADENB(i_adenb)
  );
  TSP8_MNADJ UTSP8_MNADJ ( .TRSTN(TRSTN), .CLK(TCK78MO), .TDI(i_td[143:0]),
    .TBPI(i_tbp[17:0]), .FECFPI(i_fecfp), .OTUFPI(i_otufp), .PTYERR(
    i_ptyerr), .TDO(TDO), .TBPO(TBPO), .FECFPO(FECFPO), .OTUFPO(OTUFPO),
    .PTYERRO(PTYERRO) );
  CLKMX2X6 U_10 ( .S0(SCAN_MODE), .B(CLK_SCAN), .A(i_clktdm), .Y(TCK_TDM) );
  CLKMX2X6 U_11 ( .S0(SCAN_MODE), .B(CLK_SCAN), .A(i_clk78m), .Y(TCK78MO) );
endmodule

```

図 5.3.2.3-5 誤り訂正符号器・復号器 LSI の回路 (一部)

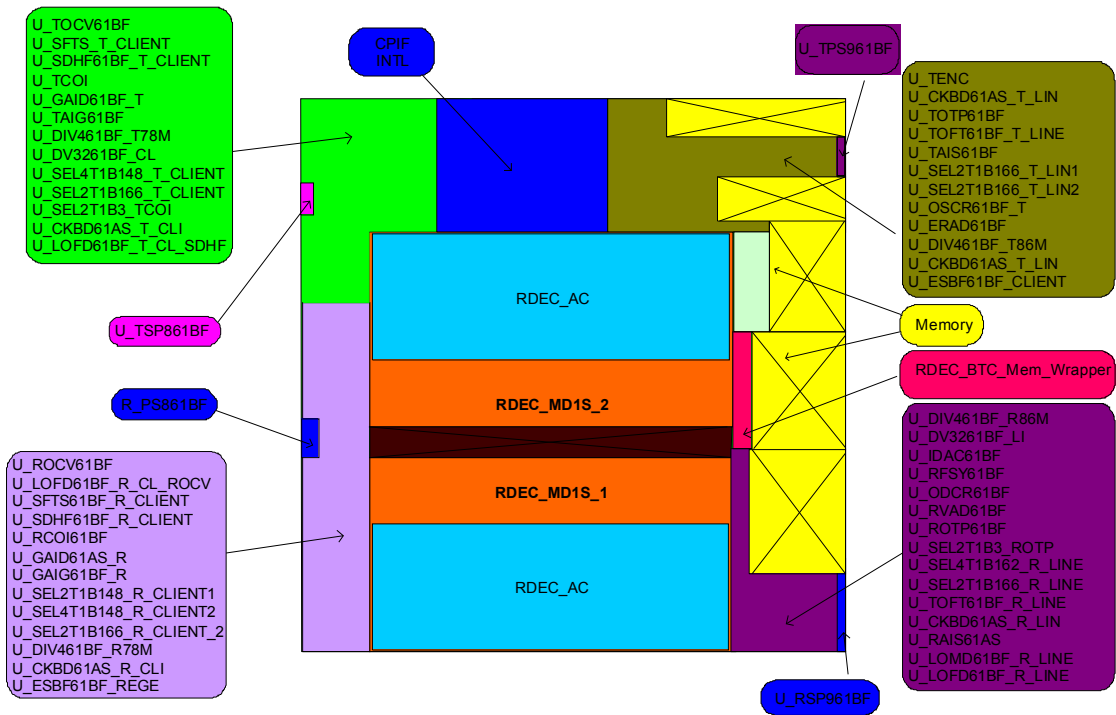


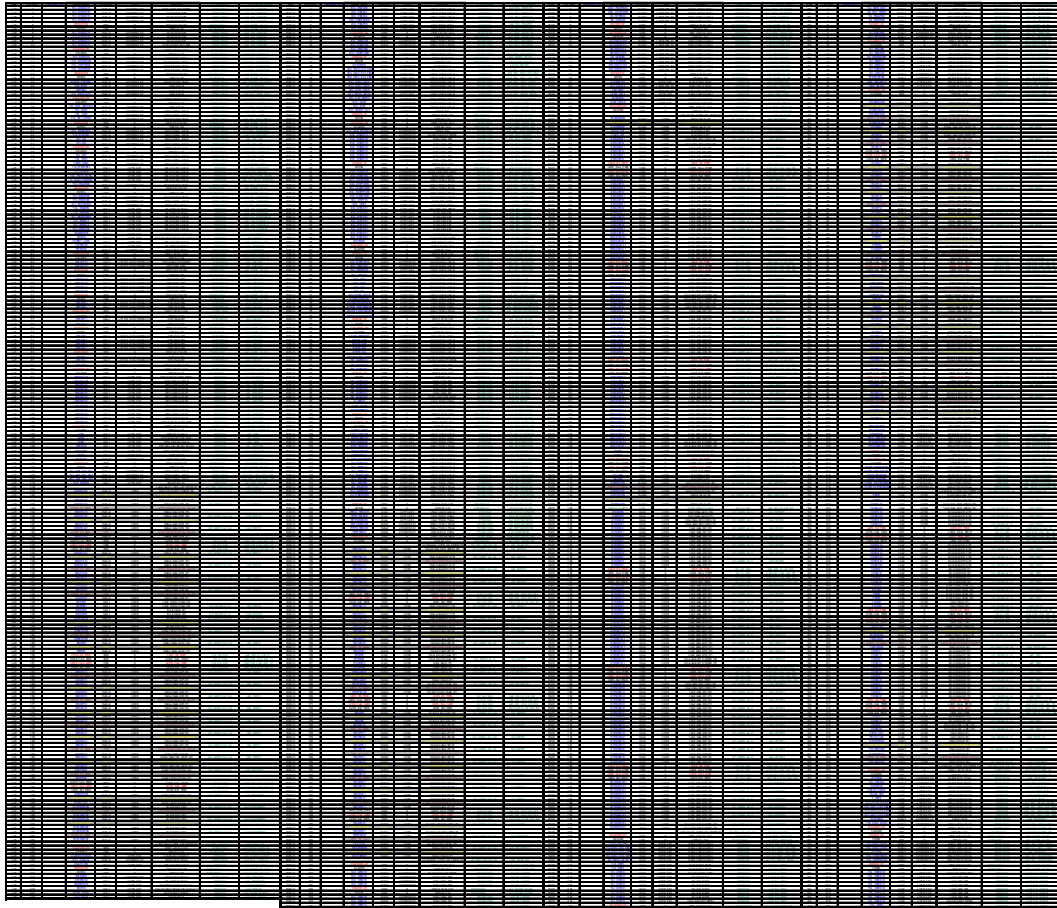
図 5.3.2.3-6 誤り訂正符号器／復号器 LSI の概略レイアウト

5-3-2-3-4 今後の予定

平成 16 年度は符号器・復号器 LSI の開発を完了させ、符号器・復号器 LSI 実装基板を作製し、符号器・復号器 LSI の誤り訂正能力の実機検証を行う。具体的には、符号器・復号器 LSI は、チップフロアプラン後のチップ配線を伴うレイアウト、レイアウト後の遅延シミュレーションを行い、マスク作製・LSI チップ製造し、BGA パッケージにパッケージングを行う。表 5.3.2.3-3 に平成 15 年度に実施した誤り訂正符号器・復号器 LSI の開発フローを、表 5.3.2.3-4 に平成 16 年度の誤り訂正符号器・復号器 LSI の開発フローを示す。

平成 16 年度の誤り訂正能力の実機検証では、まず誤り訂正符号器・復号器 LSI の 1 石当たり 10Gbps の処理能力と誤り訂正能力検証を行い、続いて符号器・復号器 LSI の硬判定モードを用いて、50Gbps 動作検証を行う。軟判定での誤り訂正能力検証は符号器・復号器 LSI と軟判定識別器 LSI を組み合わせて行う必要がある。軟判定識別器 LSI は 40G(50G)で動作させる超高速 LSI プロセスが必要であり、平成 17 年度に製造を行う予定である。そのため平成 16 年度は 40Gbps 軟判定 LSI の方式検討を実施し、回路設計に着手する。シンボルの時系列干渉を考慮した軟判定情報の修正方法のアルゴリズム検討を行うとともに、40Gbps 軟判定識別器 LSI の回路設計を開始する。40Gbps での軟判定識別器 LSI の実現には、最新の LSI プロセス技術を適用しても、集積度、速度、消費電力等に多くの困難が予測される。これらの制約条件のもとで最大の誤り訂正能力を実現するために、適切な回路構成を検討・決定する。さらに、通信路雑音推定機能および軟判定閾値の設定可変機能を利用し、訂正能力を最適化する動的制御機能の方式検討およびその実機検証も同時に行う。

表 5.3.2.3-2 誤り訂正符号器／復号器 LSI の PAD アサインメント



Bottom	221	RLL_OH0[0]	Output	LVCMOS3.3V	Output data bit0 (LSB)	PD004CDG	pad_RLL_OH00
Bottom	222	RCK2IMO	Output	LVCMOS3.3V	Output Clock	PD004CDG	pad_RCK2IMO
Bottom	223	RLL_OHPO	Output	LVCMOS3.3V	Output data parity	PD004CDG	pad_RLL_OHPO
Bottom	224	RLL_IOHFFPON	Output	LVCMOS3.3V	Output Timing Pulse	PD004CDG	pad_RLL_IOHFFPON
Bottom	225	RLL_IOH0FFPON	Output	LVCMOS3.3V	Output Timing Pulse	PD004CDG	pad_RLL_IOH0FFPON
Bottom	226	IOVDD3.3V	VDD	0	VDD 3.3V for I/O	PVDD2DGZ	pad_DVDD_IO B10
Bottom	227	IOVSS	VSS	0	VSS for I/O	PVSS2DGZ	pad_DVSS_IO B10
Bottom	228	CoreVDD1.2V	VDD	0	VDD 1.2V for core	PVDD1DGZ	pad_VDD_CORE B8
Bottom	229	CoreVSS	VSS	0	VSS for core	PVSS1DGZ	pad_VSS_CORE B8
Bottom	230	RLL_ALM_SERIAL0	Output	LVCMOS3.3V	Output data	PD004CDG	pad_RLL_ALM_SERIAL0
Bottom	231	RLL_ODU_LCKO	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_ODU_LCKO
Bottom	232	RLL_ODU_OCIO	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_ODU_OCIO
Bottom	233	RLL_ODU_AISO	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_ODU_AISO
Bottom	234	RLL_LOM	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_LOM
Bottom	235	RLL_OOM	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_OOM
Bottom	236	RLL_FSYN_RSTN	Input	LVTT1.3.3V	Input control signal	PDDDGZ	pad_RLL_FSYN_RSTN
Bottom	237	RLL_LOF	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_LOF
Bottom	238	IOVDD3.3V	VDD	0	VDD 3.3V for I/O	PVDD2DGZ	pad_DVDD_IO B11
Bottom	239	IOVSS	VSS	0	VSS for I/O	PVSS2DGZ	pad_DVSS_IO B11
Bottom	240	CoreVDD1.2V	VDD	0	VDD 1.2V for core	PVDD1DGZ	pad_VDD_CORE B9
Bottom	241	CoreVSS	VSS	0	VSS for core	PVSS1DGZ	pad_VSS_CORE B9
Bottom	242	RLL_OOF	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_OOF
Bottom	243	RLL_NG	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_NG
Bottom	244	RLL_OK	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_OK
Bottom	245	RLL_AISO	Output	LVCMOS3.3V	Output status signal	PD004CDG	pad_RLL_AISO

表 5. 3. 2. 3-3 誤り訂正符号器／復号器 LSI の開発フロー（平成 15 年度）

	Description
1	Project Start
2	Phase-0 DR (Design Spec Review)
3	Design Partitioning / Synthesis (physical compilation)
4	Initial synthesis netlist / pinlist available
5	Technology setup & validation (SPICE Models, std cell, I/O, mem & IP lib and tech files infrastructure setup)
6	Clock distribution design (clock generation, noise management, skew control)
7	Power distribution design / guidelines
8	Package/Pin/Pad assignment (IO driver selection, IO signal integrity analysis, power & noise management)
9	Floor Planning (physical compilation) (Hierarchical routability analysis & die size estimation)"

表 5.3.2.3-4 誤り訂正符号器／復号器 LSI の開発フロー (H16 年度)

	Description
1	Initial P&R (Gate-level hierarchical placement down to instance level → generate WL info)
2	Re-synthesis (with WL info - CWLM & setloads file)
3	2nd gate-level netlists available after re-synthesis
4	Floorplan adjustment, sync-up
5	Trial DRC/LVS/Antenna
6	Pre-layout STA & Assessment
7	Partial re-synthesis
8	Phase-1 DR (Initial Layout Design Review)
9	Final netlist available
10	Clock / Power distribution physical design
11	P&R
12	Timing optimization (STA, P&R ECO)
13	Electrical optimization (IR Drop analysis, cross-talk analysis, EM analysis, P&R ECO)
14	Antenna ECO
15	Final DRC/LVS
16	Final DR (Final Layout Design Review)
17	Final DR feedback, final timing, DRC/LVS regression
18	Tapeout to Fab
19	Package substrate development
20	Wafer at metal
21	Wafer out
22	Assembly/Packaging
23	ES

5-3-2-4 40Gbps 誤り訂正評価基板の構成

符号器・復号器 LSI を実装し、40Gbps 動作を検証するための評価基板の基本検討を行った。本基板は図 3.1-1 のシステムの全体イメージ図中に示した「40G 誤り訂正部」の機能を有し、クライアント側 IF と DPSK 光送受信部を本基板に実装することによって伝送システムの基本機能を実現する。

符号器・復号器 LSI は 40Gbps 信号を 10Gbps×4 トリビュタリに分けて 10Gbps 単位で処理を行うが、電気多重分離および光-電気変換、電気-光変換を行う 40Gbps トランスポンダは、40Gbps 単位で処理を行うため、10Gbps×4 トリビュタリの信号を 40Gbps 単位の信号に変換する必要がある。具体的には 10Gbps×4 トリビュタリの信号は OIF(Optical Internetworking Forum)の SFI-4(Serdes Framer Interface-4)規格を用い伝送しているが、40Gbps 単位の信号は SFI-5(Serdes Framer Interface-5)規格を用いる。SFI-4 と SFI-5 の変換は、最先端の高速 FPGA を用いることにより、実現できる目処が立った。また、40Gbps 単位の信号は基板上を 2.5Gbps×16 本で伝送するが、複数のデバイス間で 2.5Gbps×16 本伝送を行うため、基板の配線パターン設計に非常な困難を伴う。この課題は市販のクロスポイントスイッチ LSI を用いることで配線パターン制約を大幅に緩和した基板設計を実現できる。

10Gbps の 4 トリビュタリ信号に多重化された 40Gbps 信号を受信し、10Gbps×4 トリビュタリに DEMUX する際に、元の送信時の 4 トリビュタリの順序および位相の状態に修正するためのトリビュタリ制御機能は次のように実現する。まず送信時に符号器・復号器 LSI 4 石にトリビュタリ ID を挿入し、受信時に符号器・復号器 LSI 4 石からそれぞれトリビュタリ ID を検出して、トリビュタリ制御 FPGA でトリビュタリ順序・位相制御を行う。次にクロスポイントスイッチでトリビュタリ単位でのデータ入れ替えを行うことにより、符号器・復号器 LSI に自 ID のデータが入力されるようにする。さらに、データを再び 40Gbps 信号に戻す際に、データの連続性が失われないように、同期信号を符号器・復号器 LSI、SFI-5 と SFI-4 の変換 FPGA、トリビュタリ制御 FPGA 間で渡すことにより、4 トリビュタリの同期動作を行うことができる。

図 5.3.2.41 に評価基板の概略構成を、表 5.3.2.4-1 にキーデバイス一覧を示す。符号器・復号器 LSI を 4 石、最先端の高速 FPGA を用いた SFI-5 4×SFI-4 変換 FPGA を 5 石、3Gbps 以上の伝送速度の信号の 144×144 スイッチングを行うことができるクロスポイントスイッチを 1 石、そして中速 FPGA を用いたトリビュタリ制御 FPGA を 1 石搭載することで所要機能を実現する。

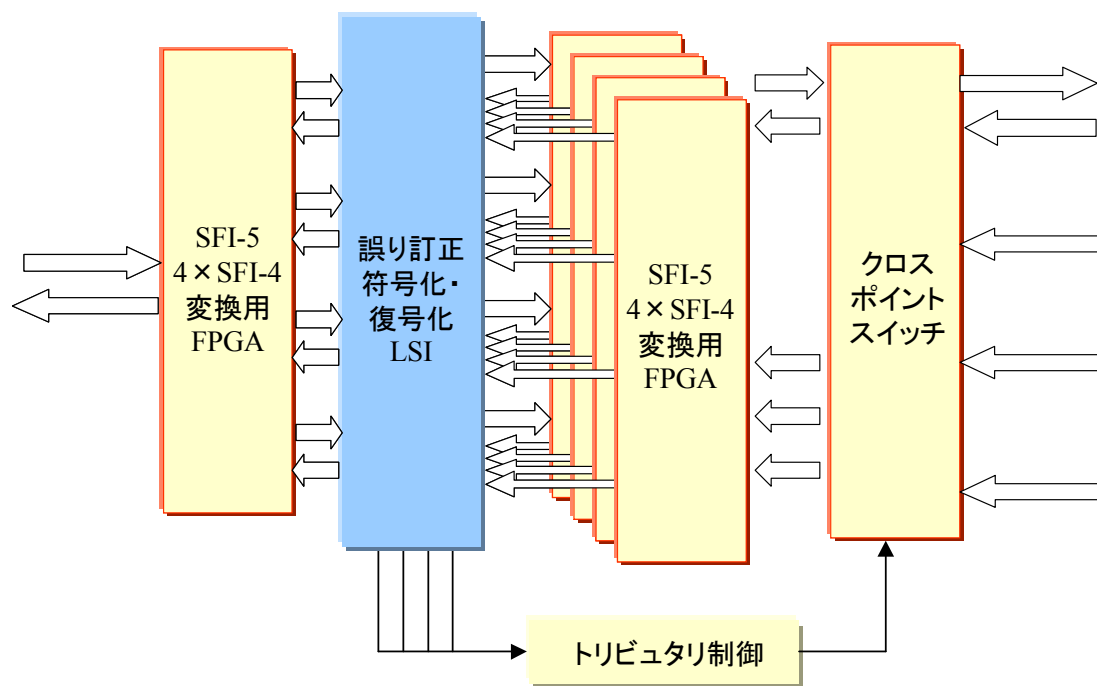


図 5.3.2.4-1 誤り訂正評価基板の概略構成

表 5.3.2.4-1 キーデバイス一覧

デバイス	概要
SFI-5 4×SFI-4 変換用 FPGA(Client 側用)	Client 側 40G トランスポンダからの 2.5Gbps×16 の SFI-5 データ取り込み及びチャンネル間デスクューを行い、符号器・復号器 LSI への 620Mbps×16 の SFI-4 データ×4 トリビュタリ分の合計 64 並列データに変換し、出力する。また符号器・復号器 LSI からの 620Mbps×16 の SFI-4 データ×4 トリビュタリ分のデータを取り込み、Client 側 40G トランスポンダへの 2.5Gbps×16 の SFI-5 データに変換し、デスクュー用のデータとともに出力する。
SFI-5 4×SFI-4 変換用 FPGA(Line 側用)	Line 側 50G SER/DES からの 3.1Gbps×16 の SFI-5 データ(クロスポイントスイッチ経由)取り込み及びチャンネル間デスクューを行い、符号器・復号器 LSI への 780Mbps×16 の SFI-4 データ×4 トリビュタリ分合計 64 並列のデータに変換し、出力する。また符号器・復号器 LSI からの 780Mbps×16 の SFI-4 データの 4 トリビュタリ分のデータを取り込み、Line 側 50G SER/DES への 3.1Gbps×16 の SFI-5 データに変換し、デスクュー用のデータとともに出力する。
誤り訂正符号化・復号化 LSI	BTC 符号を用いた誤り訂正、パフォーマンスモニタを行う。Client 側では G.707(STM-64)および G.709(OTU2)のパフォーマンスモニタを行なう。
クロスポイントスイッチ	3.1Gbps×16 の SFI-5 データのトリビュタリ入れ替えを行う。また基板設計の配線パターン制約を大幅に緩和できる。
トリビュタリ制御 FPGA	符号器・復号器 LSI で検出されるトリビュタリ ID を用いて、トリビュタリ入れ替え用の制御信号をクロスポイントスイッチに出力する。また同期信号を符号器・復号器 LSI、SFI-5 と SFI-4 の変換 FPGA、トリビュタリ制御 FPGA 間で渡し、4 トリビュタリの同期動作を行う。

さらにクロック分配系の検討を行った。誤り訂正機能の前後では誤り訂正に必要な冗長ビット分相当するデータ速度の変更が起こるためクロック周波数の変換、カウンタクロッキングによるタイミングの安定化を行う。5.3.2.4-2に誤り訂正基板の概略クロック系統図を示す。クライアント側は620MHzクロック、ライン側は780MHzクロックを用い、クロックの乗せ替えは符号器・復号器LSIのMapper/Demapperで行う。

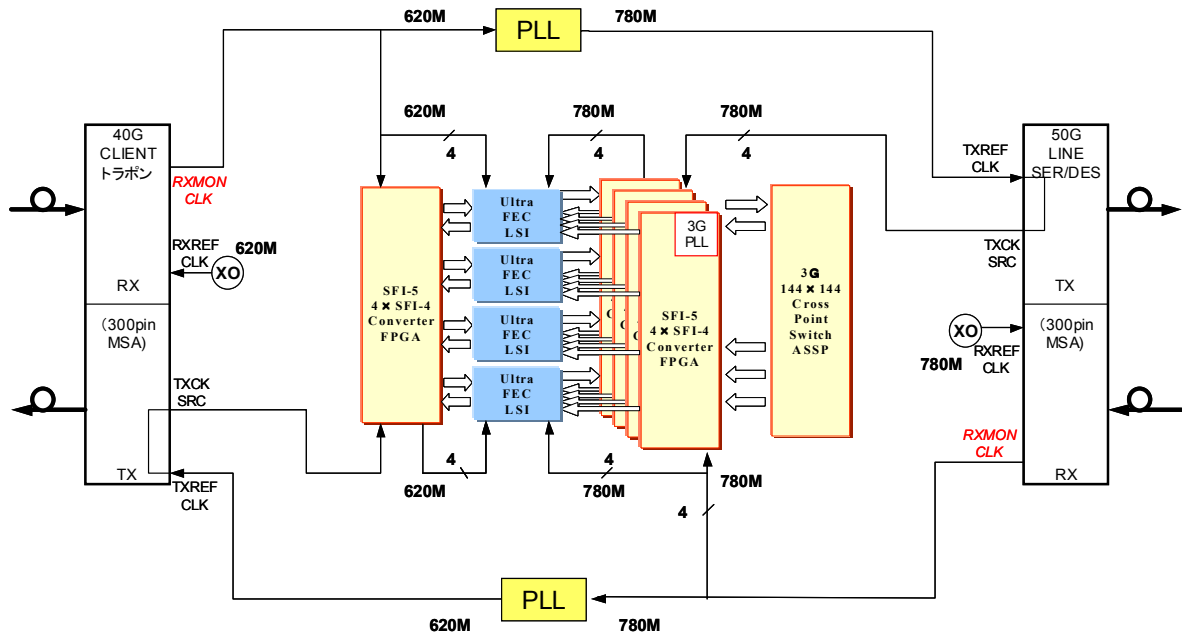


図 5.3.2.4-2 誤り訂正評価基板の概略クロック系統図

平成 16 年度は評価基板としては、基板設計（接続図作成、パターン設計、等）および基板製造、各種部品の実装組み立てを行う。また、トリビュタリ制御および SFI-4 と SFI-5 の変換を行う FPGA の設計を行う。平成 16 年度に完成する符号器・復号器 LSI を実装し、符号器・復号器 LSI の誤り訂正能力の実機検証を行う予定である。

5-3-3 まとめ

5-3-3-1 誤り訂正技術

平成 15 年度は、誤り訂正能力の高い LDPC 符号と BTC について検討を行い、40Gbps では冗長度 25%程度の BTC が最適であるとの結論に達した。採用した方式の有効性を確認するため、ハードウェアエミュレータを用いた伝送実験を行い、その有効性を確認した。

5-3-3-1 軟判定制御技術

閾値の最適制御の手法、シンボルの時系列干渉を考慮した軟判定情報の修正方法のアルゴリズム、及びパターン依存性のある信号への対策についての検討を行った。

平成 16 年度は、平成 15 年度に進めた検討を反映し、40Gbps 用の軟判定識別器 LSI の回路設計を進める予定である。

5-3-3-3 LSI 構成

平成 15 年度は BTC 方式の符号器・復号器 LSI の設計を行い、回路設計および機能シミュレーションを実施した。40Gbps のスルーレートを確保するために 4 石構成とし、(1)トリビュタリ制御機能、(2)伝送時に発生するビットパターン依存性の低減機能を搭載することとした。現在 LSI 化に着手し、チップフロアプラン設計までを完了した。

平成 16 年度は符号器・復号器 LSI の開発を完了させ、符号器・復号器 LSI 実装基板を作製し、符号器・復号器 LSI の誤り訂正能力の実機検証を行う。

5-3-3-4 40Gbps 誤り訂正評価基板の構成

平成 15 年度は、符号器・復号器 LSI を実装して 40Gbps 誤り訂正を行う評価基板の基本検討を行った。符号器・復号器 LSI を 4 石、最先端の高速 FPGA を用いた SFI-5 4×SFI-4 変換 FPGA を 5 石、3Gbps 以上の伝送速度の信号の 144×144 スイッチングを行うことができるクロスポイントスイッチを 1 石、そして中速 FPGA を用いたトリビュタリ制御 FPGA を 1 石、それぞれ搭載して実現が可能である目処を得た。

平成 16 年度には評価基板を完成し、40Gbps における高利得誤り訂正機能を実証する予定である。

5-4 分散補償方式の研究開発

5-4-1 概要

超高速光通信システムにおいては、波長分散 (CD: chromatic dispersion) を有する光ファイバを伝送する光パルス信号は、図 5.4.1-1 のように時間的に広がり、波形が劣化する。よって超高速光通信システムにおける伝送速度や伝送距離が制限される。このような伝送路の波長分散を補償するために、光ファイバ伝送路中に分散補償ファイバを挿入することで、伝送路の波長分散を低減することができる。しかしながら波長分散には波長依存性 (波長分散スロープ) があるため、使用するすべての波長帯域の波長分散を完全に補償することは難しい。また、環境温度や応力によっても波長分散は変化する。よって分散補償ファイバにより補償しきれない残留分散を補償するための可変波長分散補償器についての研究開発が盛んに行われている [3-1~3]。

また同様に超高速光通信システムにおいては、伝送路に用いる光ファイバの製造バラツキにより中心部コアの形状が真円からずれることや、光ファイバへの不要な応力により発生する偏波分散 (または偏波モード分散、Polarization mode dispersion: PMD) が問題となる。偏波分散とは光ファイバ中を伝搬する光パルス信号が2つの直交した偏波成分の伝搬速度に違いを持つことから発生するものである。そのため図 5.4.1-2 のように信号波形が歪み、波長分散と同様に超高速光通信システムにおける伝送速度や伝送距離が制限される。そのため偏波分散の補償方法を開発することが大きな課題となっている [3-4~8]。

偏波分散を光学的に補償するためには、伝送路で発生したものと逆の群遅延時間差 (Differential group delay: DGD) を与えることが必要である。また、偏波分散の電氣的な補償は、無線通信などで広く培われた適応フィルタ理論や様々な等化アルゴリズムを活用し、高速 LSI プロセス技術を用いることで実現が可能である。

波長分散及び偏波分散を補償するための補償システムの小型化・低損失化を図るため、本研究では、波長分散や偏波分散、さらにはそれらを同時に補償するためのシステムを開発することを目的とし、そのために以下の要素技術開発を行った。

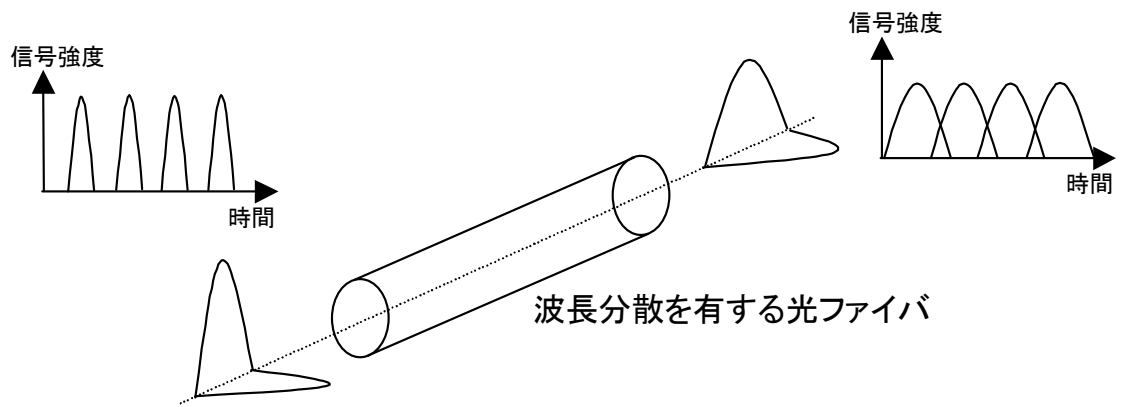


図 5.4.1-1 波長分散による光信号の歪み

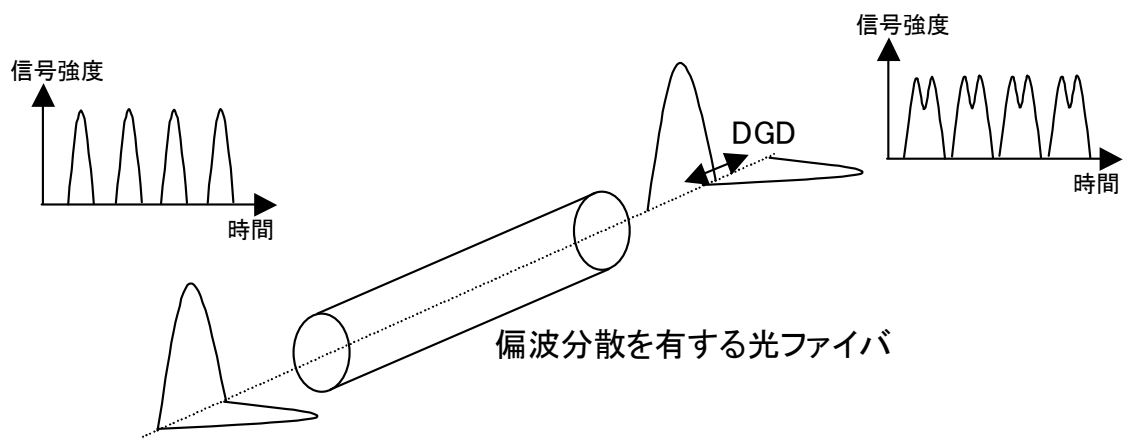


図 5.4.1-2 偏波分散による光信号の歪み

5-4-2 研究開発成果

(1) 波長・偏波分散制御デバイスの開発

図 5.4.2-1 に示す波長・偏波分散補償システムにおいては、波長分散と群遅延時間差 (DGD) の両方を制御することのできるデバイスが必要である。チャープファイバグレーティングの下に多分割薄膜ヒータを形成し一次関数形の温度分布をグレーティングに与えることにより、波長分散の制御が可能となる [3-15]。また、偏波分離/合成器と 2 本のチャープファイバグレーティングを組み合わせた構成で、各チャープファイバグレーティングの平均温度を制御することで、DGD を制御することのできる [3-16, 17]。本研究では、これらの構成を組み合わせることにより、波長分散と DGD の両方を制御することのできる、グレーティング型 PMD/CD 補償器を開発したので報告する [3-18]。

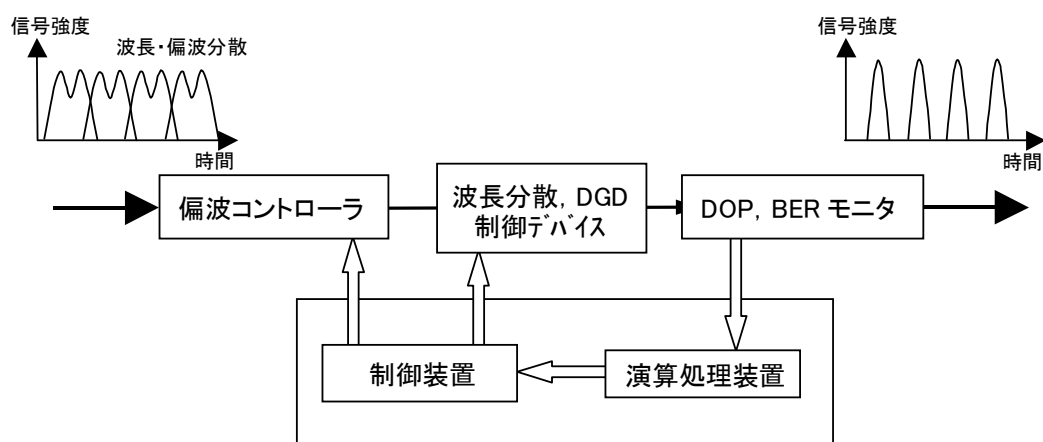


図 5.4.2-1 波長・偏波分散補償システム (光学的)

(2) 高速自動偏波制御方式の開発

偏波分散の補償においては、入力側に光信号の偏波状態を制御するための偏波コントローラが必要になる。この偏波コントローラは、時間的に高速にランダムに変化する光信号の偏波状態に対して、連続的に追従する必要がある [3-19~21]。偏波コントローラの種類としては、位相板を回転させるタイプ、液晶タイプ、LN (ニオブ酸リチウム: LiNbO₃) タイプ等が検討されている。位相板を回転させるタイプや液晶タイプは、一般に応答速度が遅く、信頼性にも問題を生じやすい。LN タイプは変調器にも用いられているように、サブ μ s オーダの高速動作が可能であり、偏波分散補償器用の偏波コントローラとして期待できる。本研究では、LN 導波路型偏波コントローラを評価し、高速自動偏波制御方式への適用を検討したので報告する。

(3) 偏波分散補償最適アルゴリズムの開発

波長・偏波分散制御デバイスと偏波コントローラ組み合わせて実際のシステムで使用するためには、それらを制御するためのアルゴリズム開発が

必要となる。波長分散の自動補償に関しては BER (Bit Error Ratio) モニタを用いた手法を既に開発しているため[3-22]、偏波分散の自動補償に関する開発を実施する。補償器に入力する偏波状態を自動制御するために偏光度 (DOP: degree of Polarization) をモニタし、これに応じて偏波状態を制御するシステムを開発したので報告する。

(4) 高速応答方式の検討

波長・偏波分散補償システムのさらなる高度化のためには、偏波分散の補償だけでなく波長分散の応答速度の高速化が必要である。波長分散制御に関しては、薄膜ヒーター基板厚の最適化やヒートスプレッダの大型化など、グレーティング周囲の熱構造を最適化し、グレーティングの平均温度を一定に保ったまま波長分散を制御する方法を開発し、従来 30 秒の応答時間を 2 秒以下に高速化することに成功したので報告する。

(5) 多波長一括補償方式の検討

波長・偏波分散補償システムの小型化やコスト低減のためには、多波長一括補償できることが望ましい[3-23~28]。今回、シミュレーションにより、屈折率変調とグレーティングピッチの位相にサンプリングを行うことにより、2 波長に対応したサンプルドグレーティングが作製可能であることを確認した。さらに、サンプルドグレーティングに 50°C の温度勾配を印加することにより、2 波長とも中心波長のずれを生じることなく、310ps/nm の波長分散制御が可能であることがシミュレーションにより確認できたので報告する。

(6) 電氣的偏波分散補償方式の検討

電氣的偏波分散補償方式は光学的補償では実現できない高速補償の実現が可能であり、さらに、LSI 化することで非常に小型化できるというメリットがある。先ず線形補償方式である TVF (Transversal Filter) 方式[3-29]と非線形補償方式である DFE (Decision-Feedback Equalizer) 方式[3-29]や MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation) 方式[3-30, 31]との比較検討を補償能力と回路規模の観点で実施した。光学的偏波分散補償との併用を前提とした場合、TVF 方式の方が非線形補償方式よりも総合的な補償能力と回路規模の両面で有利であり、LSI 化の実現性も高いことがわかった。これらの検討結果をもとに目標仕様を定め、TVF 方式による回路設計を開始した。

5-4-2-1 波長・偏波分散制御デバイスの開発

偏波分散は、本来縮退しているべき2つの直交偏波モードが分離して、群遅延時間差 DGD (1 次の偏波分散) を与えるものである。DGD は環境の変化とともにランダムに変化し、その確率分布はマクセル分布によって表される。尚、偏波分散値 (PMD) は DGD 値の平均値として定義されている。また波長に依存する高次の偏波分散も存在する。偏波コントロール部と DGD 付与部を複数組み合わせた構成は高次を含む偏波分散の補償に優れているが、制御の複雑さやコスト高などといったことが問題となっている。そのため本研究では、偏波コントローラと可変 DGD 付与部を組み合わせたグレーティング型 PMD/CD 補償器を提案する。

5-4-2-1-1 グレーティング型 PMD/CD 補償器の外観及び構成

今回開発したグレーティング型 PMD/CD 補償器の外観及び構成図を図 5.4.2.1-1, 図 5.4.2.1-2 に示す。構成部品は、偏波コントローラ, サーキュレータ, 偏光ビームスプリッタ/コンバイナ, チャープファイバグレーティング, ペルチェ素子, 多分割薄膜分割ヒータである。

このグレーティング型 PMD/CD 補償器の機能について説明する。入力信号は偏波コントローラを通過し、偏光ビームスプリッタ/コンバイナへ入力される。偏波コントローラは入力光の偏波状態を調整し、最適な偏波状態にして偏光ビームスプリッタ/コンバイナに入力させるためのものである。偏光ビームスプリッタ/コンバイナにより、2つの直交する偏光である TM 偏光と TE 偏光は分離され、それぞれの偏波状態の信号は2つのチャープファイバグレーティングにより反射され、再び偏光ビームスプリッタ/コンバイナにより合成され、サーキュレータを通して出力される。



図 5.4.2.1-1 グレーティング型 PMD/CD 補償器の外観

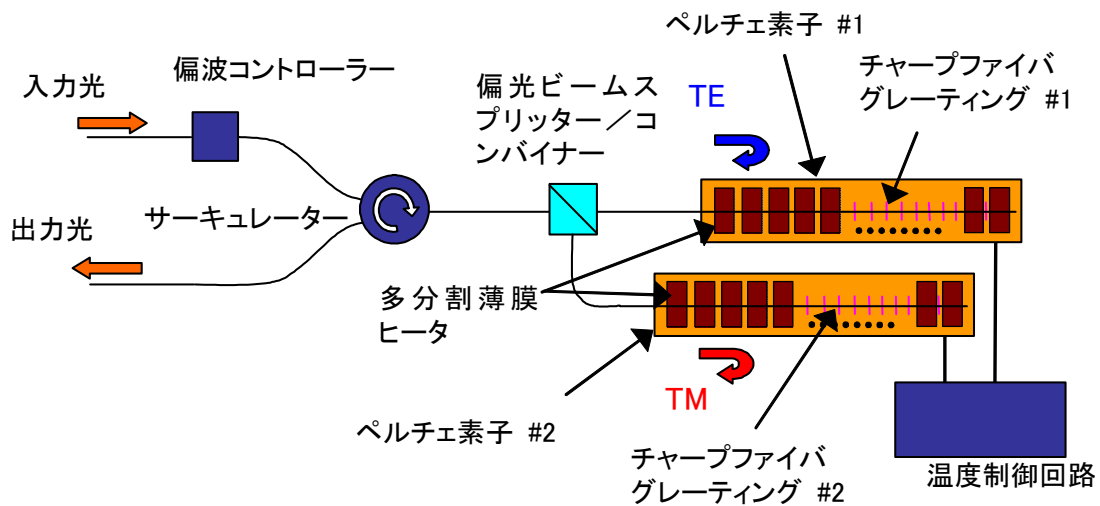


図 5. 4. 2. 1-2 グレーティング型 PMD/CD 補償器の構成

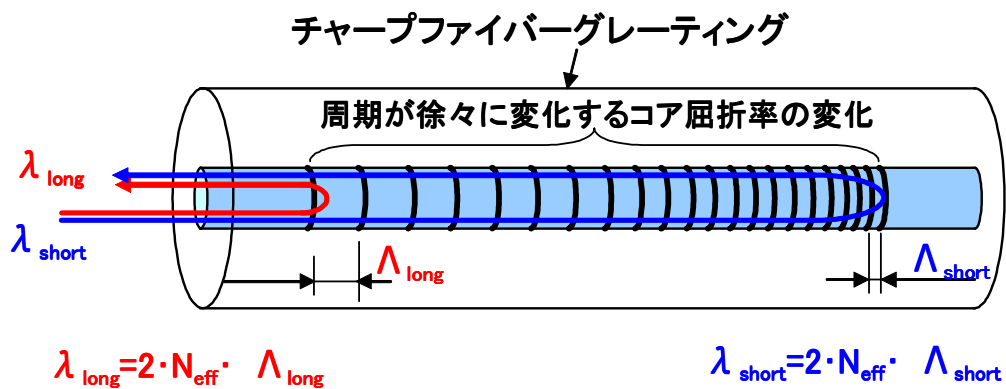


図 5. 4. 2. 1-3 チャープファイバグレーティング

チャープファイバグレーティングとは図 5. 4. 2. 1-3 のようにグレーティング周期が伝搬方向に対して変化しているものである。グレーティングの反射波長 λ は (5. 4. 2. 1-1) 式で表される。

$$\lambda = 2 N_{\text{eff}} \Lambda \quad (5. 4. 2. 1-1)$$

ここで、 N_{eff} は屈折率、 Λ はグレーティング周期である。従って、 Λ がグレーティング位置により変化している場合には、反射波長も位置により異なる。よってグレーティング周期 Λ が 1 次関数的に変化している場合には、波長に対して 1 次間数的に変化する群遅延時間特性が得られる。

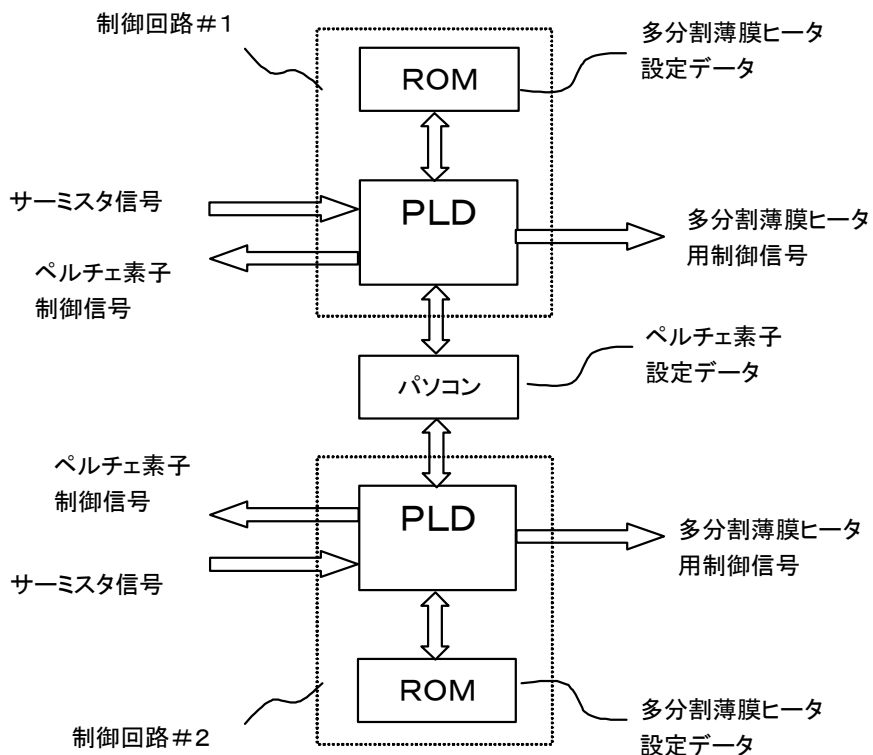


図 5.4.2.1-4 温度制御回路の構成図

図 5.4.2.1-4 にチャープファイバグレーティング用温度制御回路の構成図を示す。グレーティング型 PMD/CD 補償器ではチャープファイバグレーティングの温度制御のため多分割薄膜ヒータとペルチェ素子を駆動する必要があるため、2つのチャープファイバグレーティングそれぞれに対応した PLD (Programmable logic device) を用いてこれらを制御する構成とした。PLD は RS-232C によってパソコンに接続され、パソコンで DGD や波長分散を設定するとそれに対応したペルチェ設定温度と ROM に記憶された多分割薄膜ヒータの印加電力が PLD をとおしてチャープファイバグレーティングに印加される。

5-4-2-1-2 DGD 制御の原理

チャープファイバグレーティングは図 5.4.2.1-5 のようにペルチェ素子により温度を調整することができるため、チャープファイバグレーティングの中心波長の制御が可能である。温度により N_{eff} が変化するため、(5.4.2.1-1) 式に従い、中心波長の制御が可能となる。温度差 ΔT と中心波長のシフト量 $\Delta \lambda$ の関係には (5.4.2.1-2) 式が成り立つ。

$$\Delta \lambda = 0.01 \times \Delta T \quad (5.4.2.1-2)$$

ペルチェ素子の動作前においては、PMD/CD 補償器を構成する 2 つのチャープファイバグレーティングは同一の反射率特性、群遅延時間特性を有しており、図 5.4.2.1-6 (a) のように TM 偏光と TE 偏光の特性は重なっている。この時 TM 偏光と TE 偏光の群遅延時間特性の差で表される DGD はゼロである。ここで、一方を冷却し一方を加熱すると、それぞれの中心波長は図 5.4.2.1-6 (b) のようにシフトし DGD が発生する。よって印加する温度差に比例した DGD を発生させることができ、温度差により DGD 制御が可能となる。DGD と温度差 ΔT の関係には (5.4.2.1-3) 式が成り立つ。ここで、 D はチャープファイバグレーティングの波長分散値、 $\Delta \lambda_c$ は 2 本のチャープファイバグレーティングの同温度での中心波長の差である。

$$\text{DGD} = | D \times (0.01 \times \Delta T - \Delta \lambda_c) | \quad (5.4.2.1-3)$$

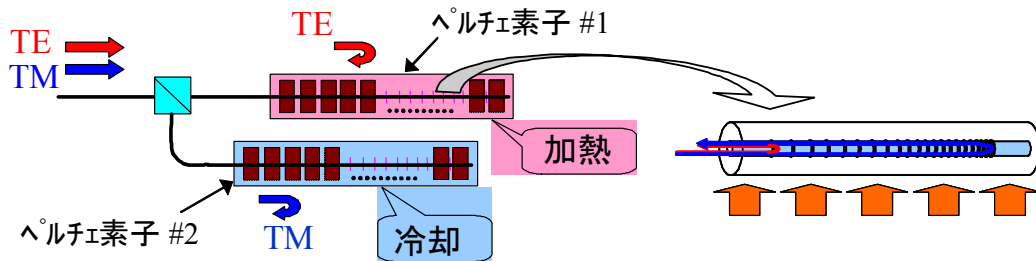


図 5.4.2.1-5 DGD 制御の原理 (平均温度の制御)

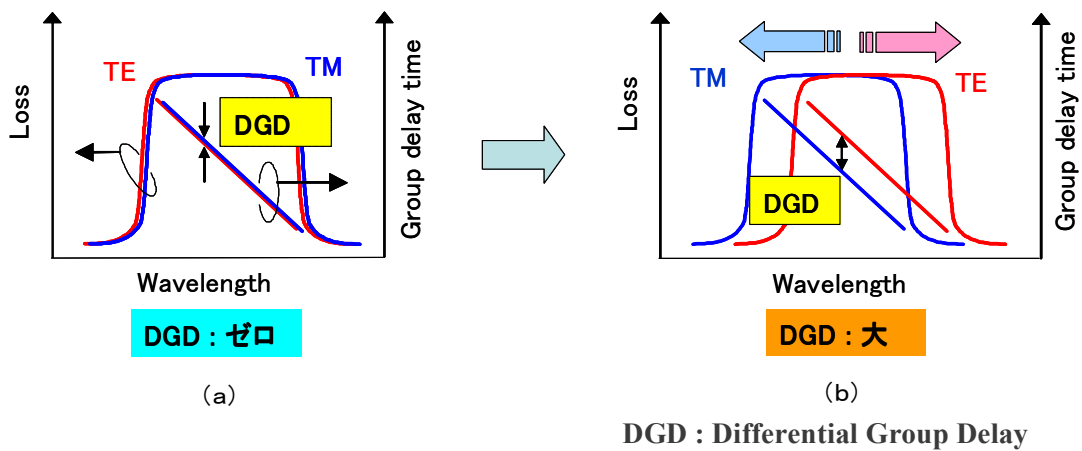


図 5.4.2.1-6 DGD 制御の原理 (特性の変化)

5-4-2-1-3 波長分散制御の原理

チャープファイバグレーティングの下部には多分割薄膜ヒータを形成しており、図 5.4.2.1-7 のように線形的な温度分布を制御する。チャープファイバグレーティングの群遅延時間特性は、上述したように波長に対して1次関数的に変化する。図 5.4.2.1-7 のような一次関数的な温度分布を形成すると、位置により異なる等価屈折 N_{eff} の変化が発生し、反射波長の位置に対する勾配が変化するため、群遅延時間特性も図 5.4.2.1-8 のように勾配が変化する。よって温度分布を制御することにより群遅延時間特性の波長微分で表される波長分散を制御できる。

前節での平均温度と本節での温度分布を制御することにより、グレーティング型 PMD/CD 補償器では DGD と波長分散の両方を制御できる。

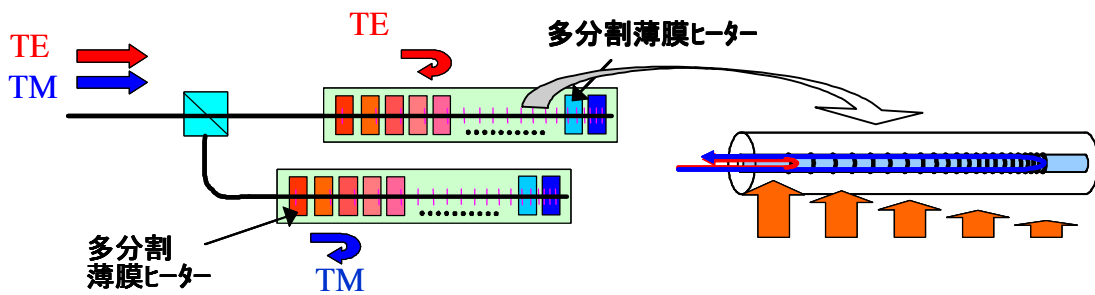
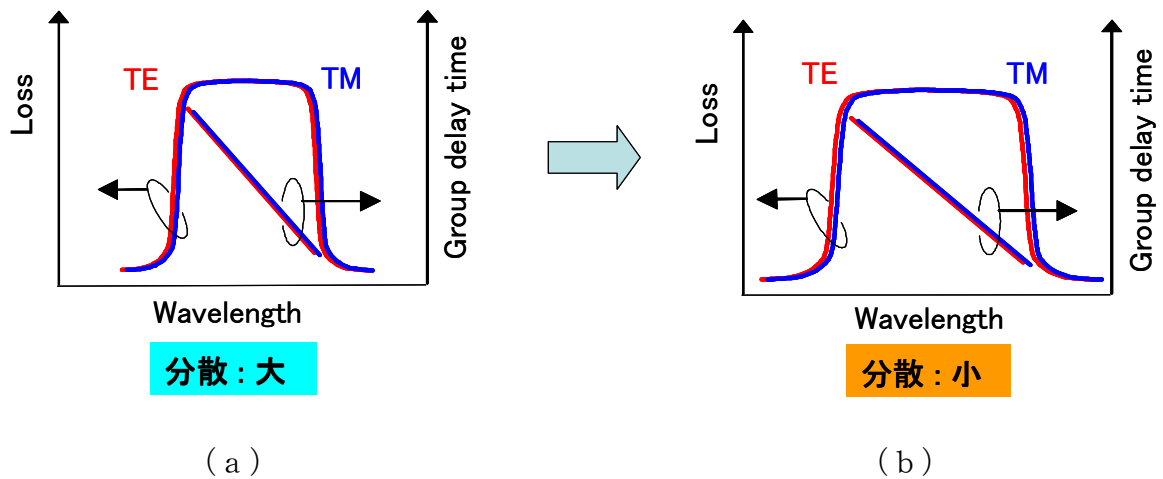


図 5.4.2.1-7 波長分散制御の原理 (温度分布の制御)



(a) (b)

図 5.4.2.1-8 分散制御の原理 (特性の変化)

5-4-2-1-4 評価方法

(1) 個々のチャープファイバグレーティングの特性

評価系概略図を図 5.4.2.1-9 に示す。グレーティング型 PMD/CD 補償器の偏波コントローラにより、片方のチャープファイバグレーティングのみに測定光が入力されるよう設定し、各チャープファイバグレーティングの損失、群遅延時間特性を評価した。偏波コントローラはもう一方のグレーティングの透過光が最小となるように調整した。グレーティングの透過光はファイバの端に簡易コネクタを取り付けて光パワーメータに接続して測定した。分散測定器 (ADVANTEST, Q7760) の設定は、測定モード: CONTINUE、変調周波数: 200MHz、SENSE: HIGHSENSE、波長分解能: 5pm とした。

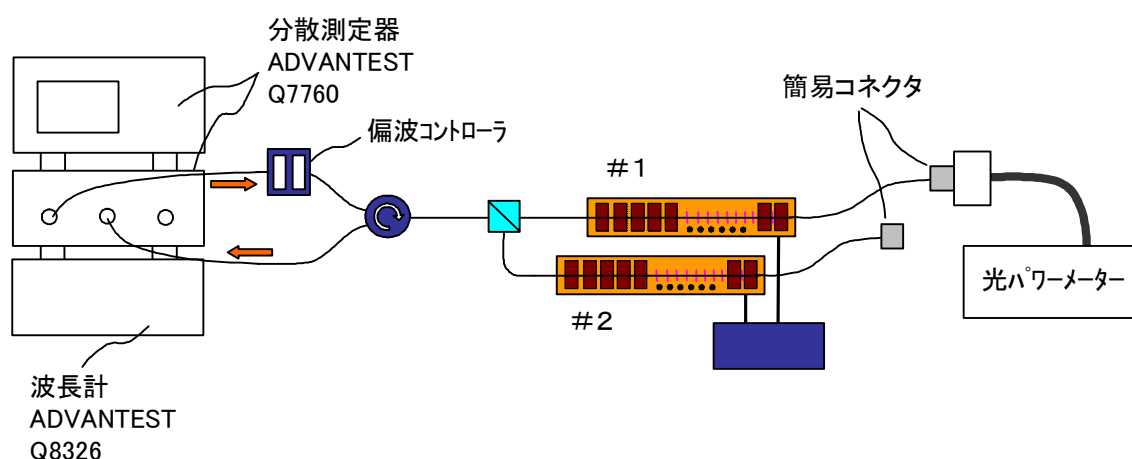


図 5.4.2.1-9 評価系概略図

(2) DGD 及び波長分散制御特性

前節と同様に、偏波コントローラを調整することにより、各チャープファイバグレーティングの群遅延時間特性を測定した。そして損失、群遅延時間に関してはそれらを平均し、DGD に関しては差をとることにより算出した。分散測定器 (ADVANTEST, Q7760) には、PMD 測定モードがあるが、大きな DGD を測定する場合には再現性に課題があり、100 ps 程度の DGD を測定する場合で 10 ps 程度変動する。そのため今回は上述のように個々のチャープファイバグレーティングの群遅延特性を測定し、それらの差から DGD を求める方法を用いた。分散測定器の設定は、測定モード: CONTINUE、変調周波数: 200MHz、SENSE: HIGHSENSE、波長分解能: 5pm とした。

5-4-2-1-5 評価結果

(1) 個々のチャープファイバグレーティングの特性

測定結果を図 5.4.2.1-10~5.4.2.1-12 に示す。多分割薄膜ヒータにより温度分布を制御し、それぞれ波長分散値を 180ps/nm, 270ps/nm, 380ps/nm とした。グラフ中の温度はペルチェ素子の設定温度を示している。それぞれのチャープファイバグレーティング#1、#2 の群遅延リップルは $\pm 3 \sim \pm 5$ ps 程度であった。各群遅延特性の差が DGD となる。

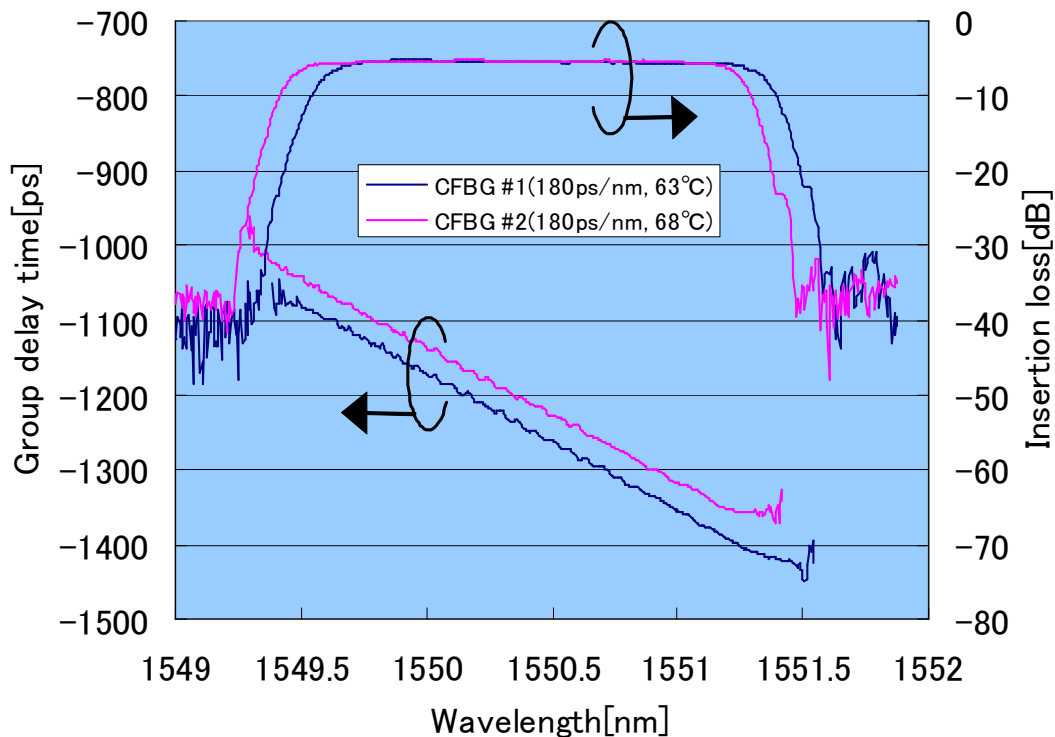


図 5.4.2.1-10 各チャープファイバグレーティングの損失及び群遅延時間特性 (180ps/nm)

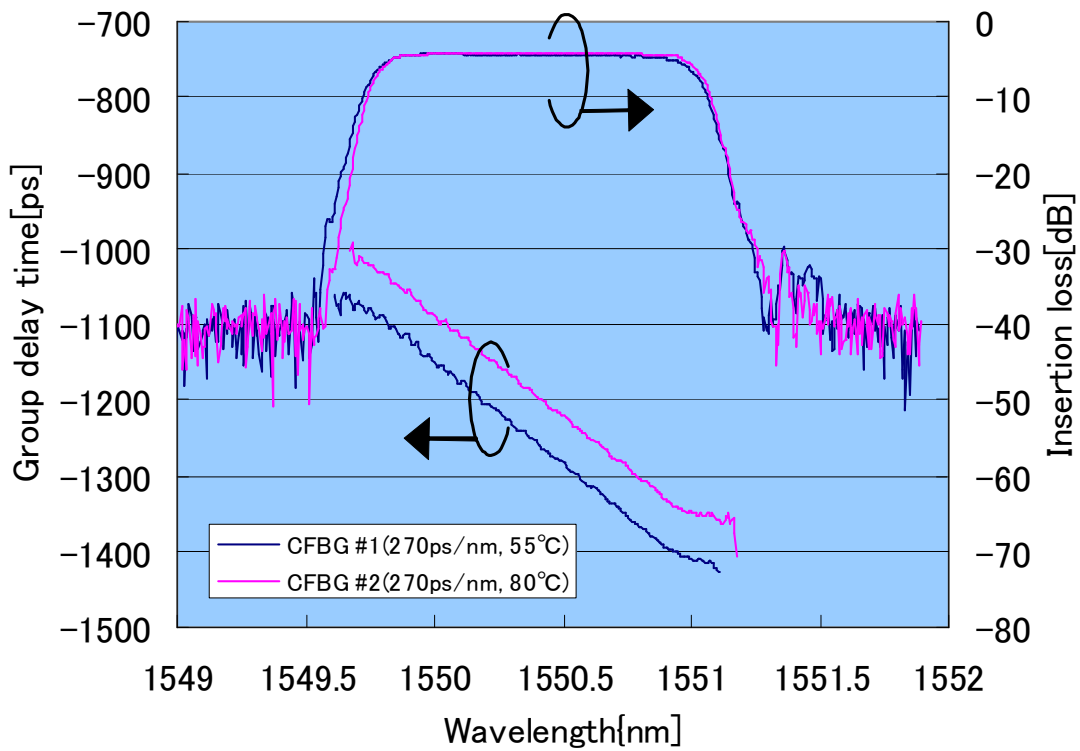


図 5. 4. 2. 1-11 各チャープファイバグレーティングの損失及び群遅延時間特性 (270ps/nm)

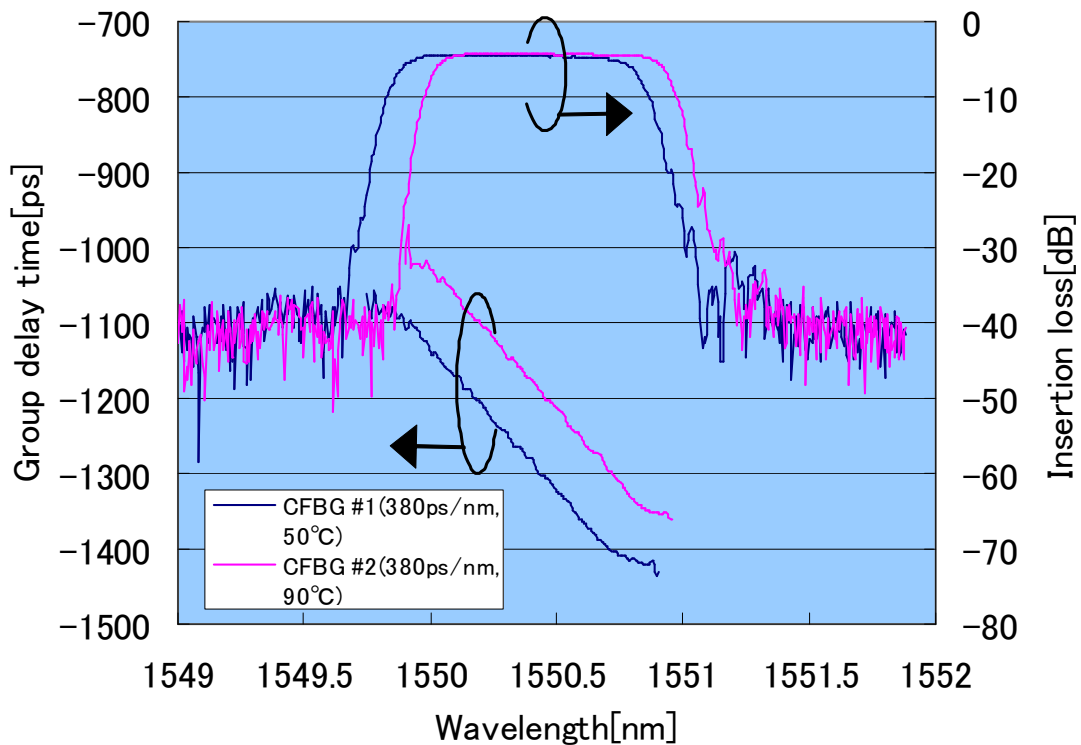


図 5. 4. 2. 1-12 各チャープファイバグレーティングの損失及び群遅延時間特性 (380ps/nm)

(2) DGD 制御特性

DGD 制御時の特性を測定した。 ΔT はチャープファイバグレーティング # 1、# 2 のペルチェ素子設定温度の差であり、(5.4.2.1-4) 式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta T &= \text{チャープファイバグレーティング \# 1 の温度} \\ &\quad - \text{チャープファイバグレーティング \# 2 の温度} \end{aligned} \quad (5.4.2-1.4)$$

ΔT を変化させる際には、図 5.4.2.1-13 のようにペルチェ素子の設定温度をある中心温度 T_c を中心にして一方を加熱し、一方を冷却するよう次式のように変化させた。

$$\text{チャープファイバグレーティング \# 1 の温度} = T_c + \Delta T / 2 \quad (5.4.2.1-5)$$

$$\text{チャープファイバグレーティング \# 2 の温度} = T_c - \Delta T / 2 \quad (5.4.2.1-6)$$

図 5.4.2.1-14, 図 5.4.2.1-16, 図 5.4.2.1-18 に波長分散値をそれぞれ 180ps/nm, 270ps/nm, 380ps/nm 固定とした場合における DGD 制御特性の測定結果を示す。それぞれ ΔT により DGD を制御できていることがわかる。波長分散が 380ps/nm の際に帯域は最も狭まり 0.6nm 程度である。

図 5.4.2.1-15, 図 5.4.2.1-17, 図 5.4.2.1-19 は各波長分散値における損失及び群遅延時間特性を測定した結果である。結果が示すように DGD を変化させても群遅延時間特性はほとんど重なっており、波長分散が一定に保たれていることがわかる。よって今回開発したグレーティング型 PMD/CD 補償器では、DGD を波長分散とは独立に制御できることを確認できた。

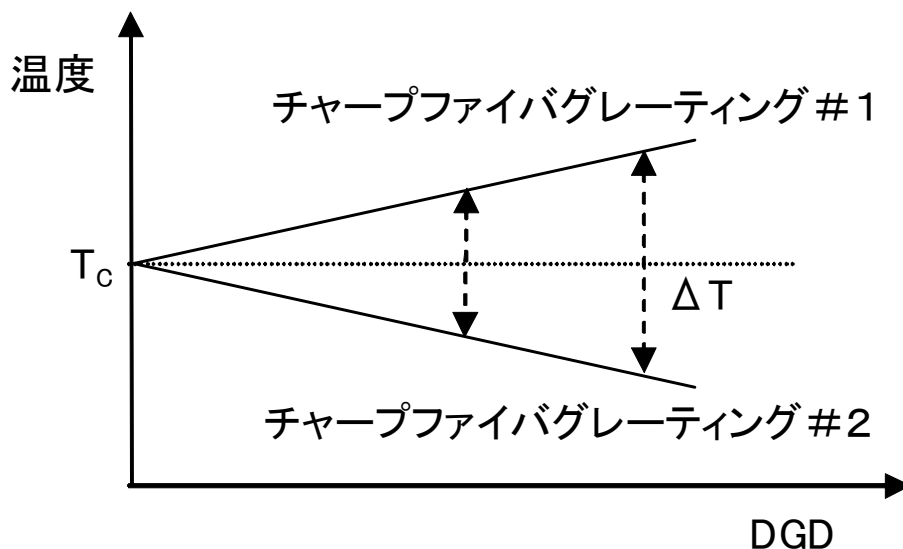


図 5.4.2.1-13 チャープファイバグレーティングの温度制御

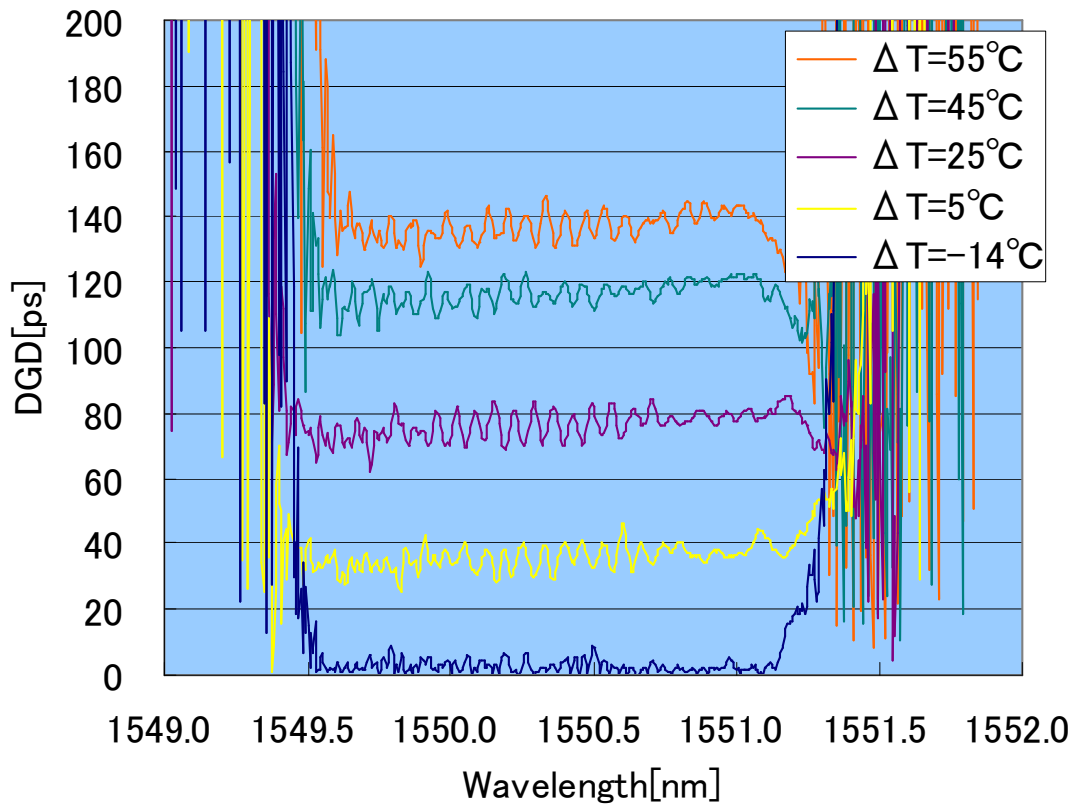


図 5. 4. 2. 1-14 DGD制御特性 (180ps/nm)

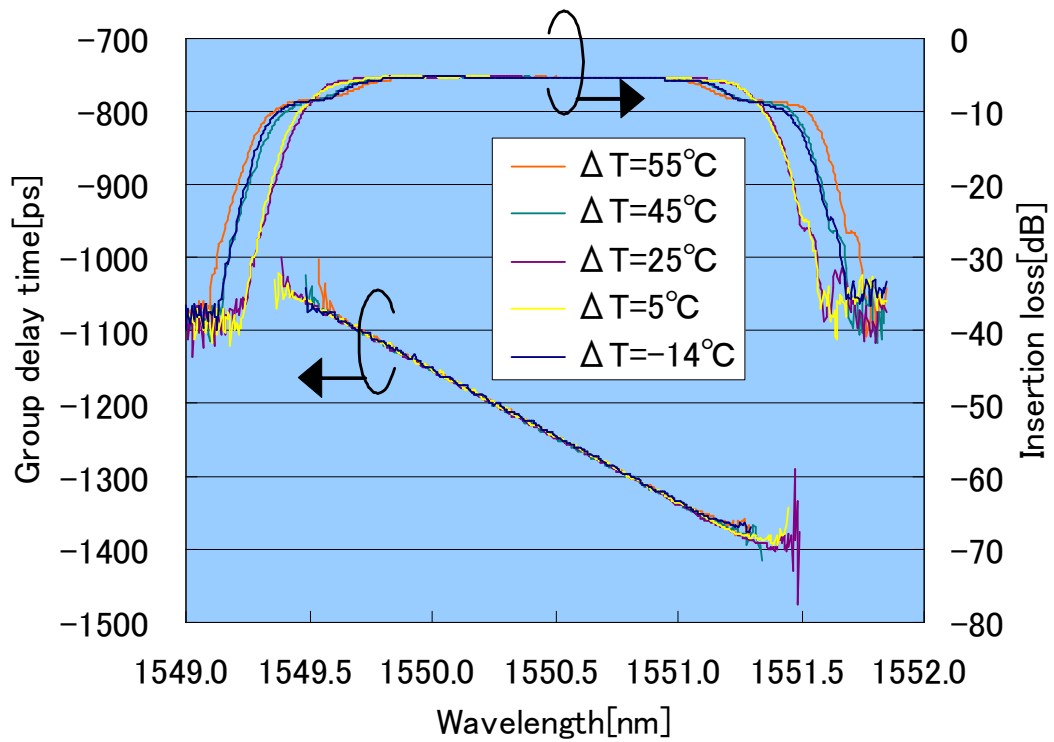


図 5. 4. 2. 1-15 DGD制御時における損失, 群遅延時間特性 (180ps/nm)

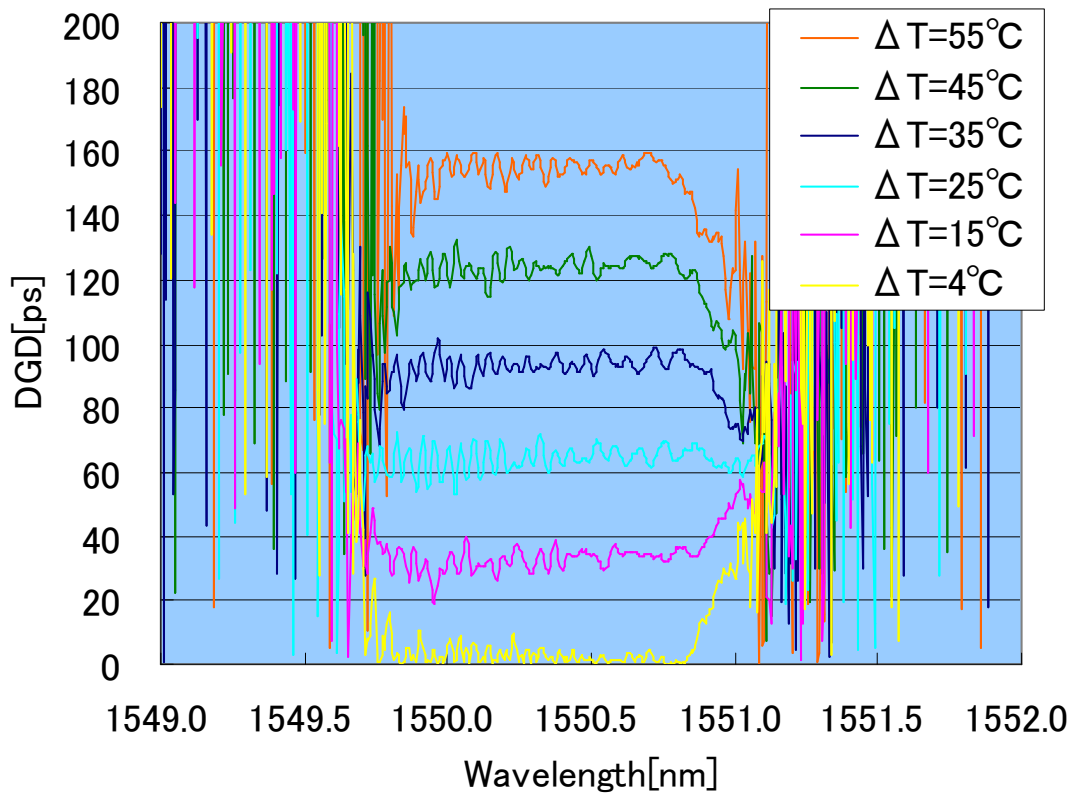


図 5. 4. 2. 1-16 DGD制御特性 (270ps/nm)

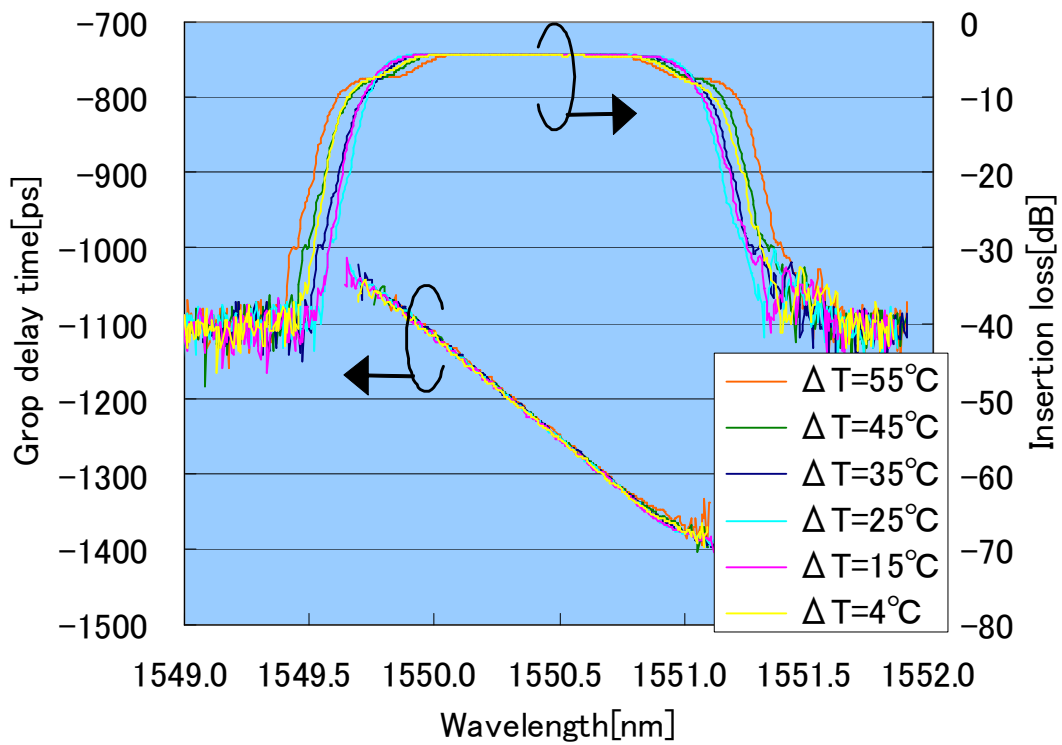


図 5. 4. 2. 1-17 DGD制御時における損失, 群遅延時間特性 (270ps/nm)

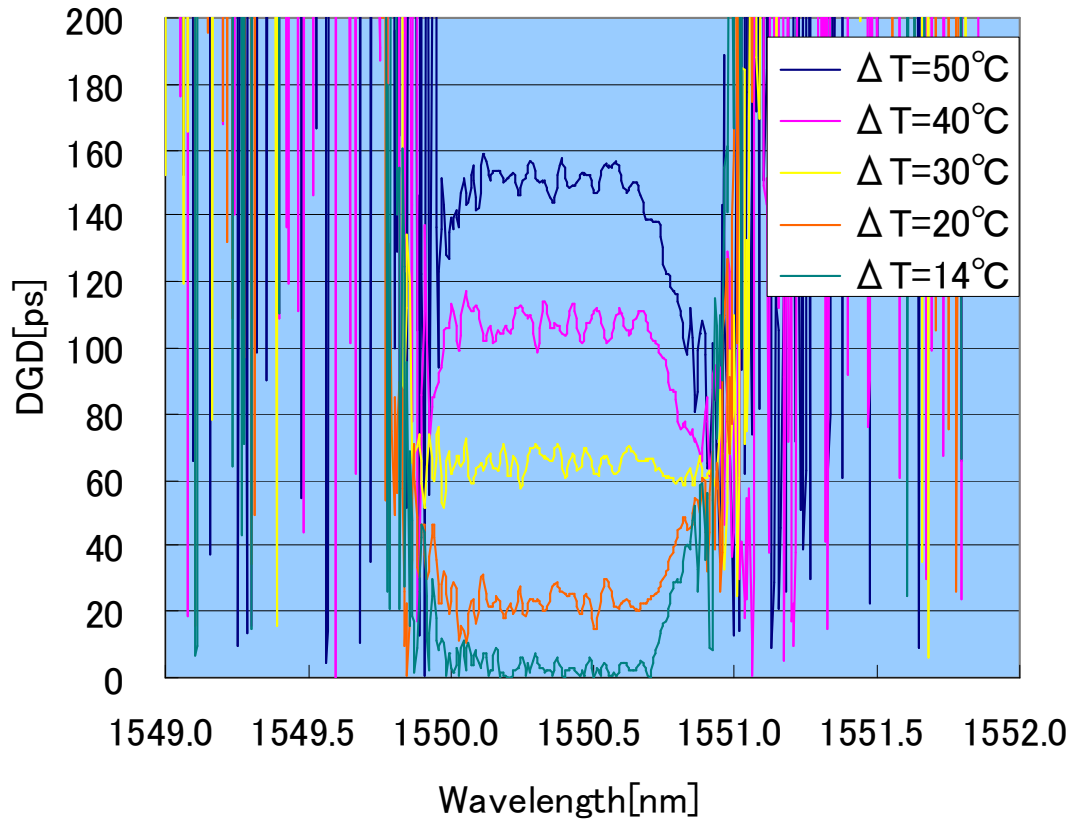


図 5. 4. 2. 1-18 DGD制御特性 (380ps/nm)

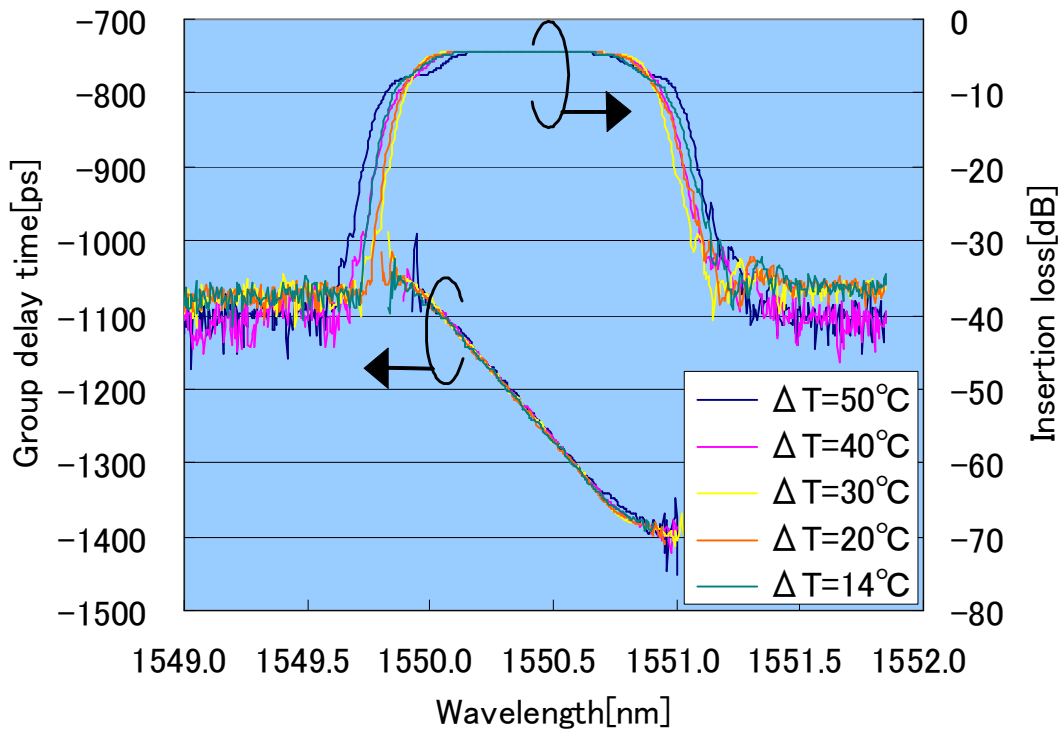


図 5. 4. 2. 1-19 DGD制御時における損失, 群遅延時間特性 (380ps/nm)

DGD の帯域内での平均値をプロットした結果を図 5.4.2.1-20 に示す。各波長分散値において、DGD は ΔT とともに線形的に変化していることがわかる。波長分散が大きい場合の方が、群遅延時間の傾きが大きいため、図のように DGD の ΔT に対する傾きは大きい。このように ΔT を変化させることにより DGD を波長分散と独立に制御できることがわかった。

また、今回設定した各波長分散値における中心温度 T_c ((5-4-2-1-5), (5-4-2-1-6) 式参照) と、DGD=0ps となる ΔT を図 5.4.2.1-21 に示す。多分割薄膜ヒータにより波長分散値を変えると平均温度が変化するため、多少中心波長がシフトする。それを補償するために各波長分散における中心温度を補正する必要がある。図 5.4.2.1-20 から、DGD=0ps となる ΔT は波長分散によって変化するが、これらは本来変化しないはずである。今回作製した PMD/CD 補償器に関して、同じ波長分散値に対応する多分割薄膜ヒータに印加する電力の大きさが、グレーティング # 1 と # 2 とで異なっていた。これは電力を印加する前 (1 次関数的な温度分布を形成する前) のグレーティングの波長分散値が完全に同一でないことが原因であり、その結果上述したように中心波長や DGD=0ps での ΔT が変化する。結果的には、波長分散と独立に DGD を制御する際には ΔT のみを変化させれば良いが、DGD と独立に波長分散を制御する際には多分割薄膜ヒータの電力とともに ΔT の補正が必要である。

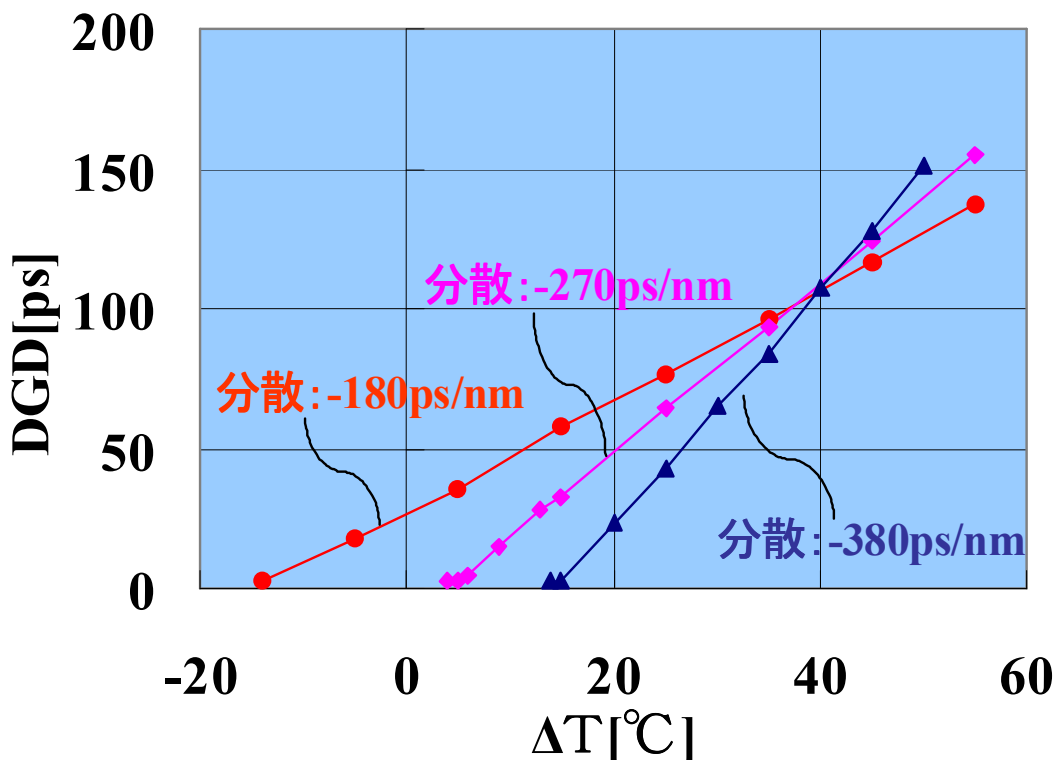


図 5.4.2.1-20 DGD と ΔT の関係

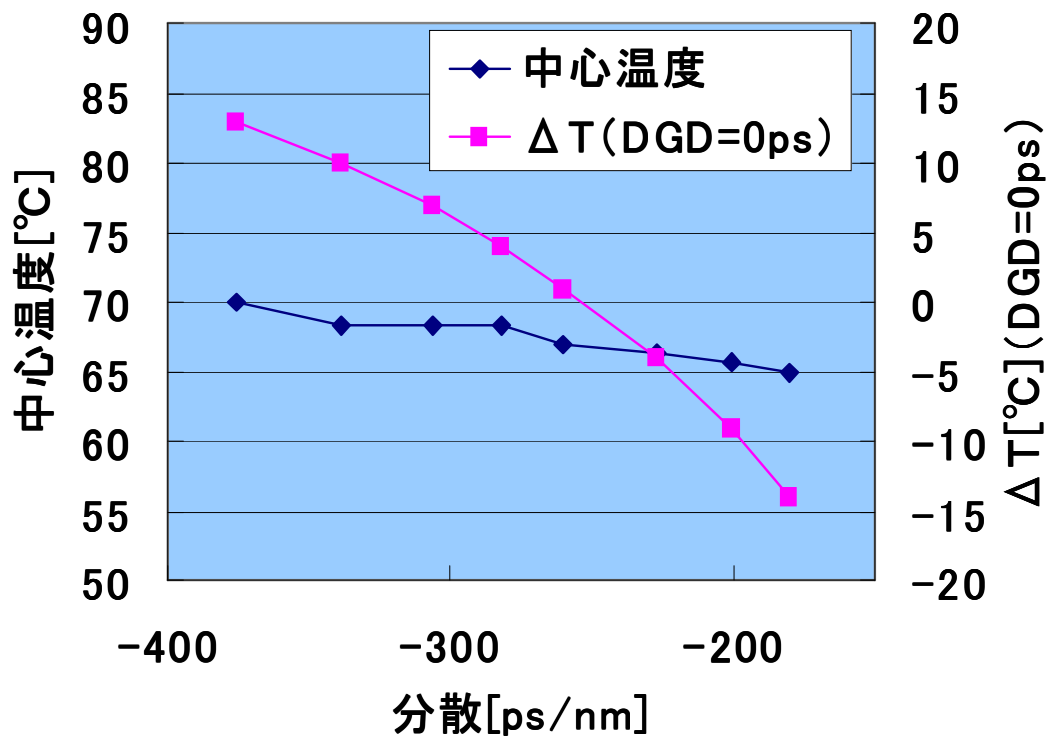


図 5.4.2.1-21 中心温度 T_c と $DGD=0ps$ となる ΔT の変化

(3) 波長分散制御特性

図 5.4.2.1-22, 図 5.4.2.1-24, 図 5.4.2.1-26 に DGD 値をそれぞれ 0ps, 60ps, 120ps 固定とした場合における波長分散制御特性の測定結果を示す。それぞれ任意に波長分散値を制御できていることがわかる。波長分散が 380ps/nm の際に帯域は最も狭くなり 0.6nm 程度となった。

図 5.4.2.1-23, 図 5.4.2.1-25, 図 5.4.2.1-27 は各 DGD 値における損失及び DGD 特性を測定した結果である。結果が示すように波長分散値を変化させても DGD 特性はほぼ重なっており、DGD が一定に保たれていることがわかる。よって今回開発したグレーティング型 PMD/CD 補償器では、波長分散を DGD とは独立に制御できることを確認できた。

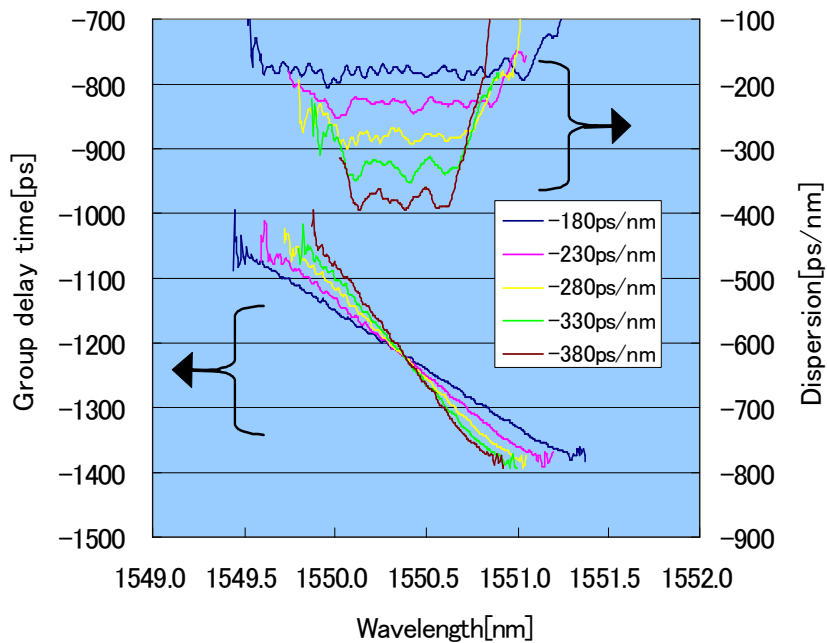


図 5.4.2.1-22 分散制御特性 (DGD : 0ps)

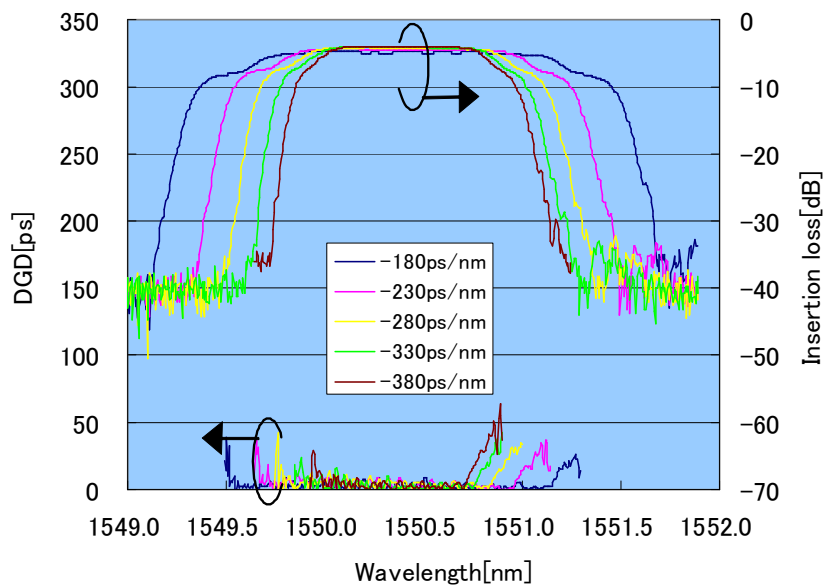


図 5.4.2.1-23 分散制御時における損失, DGD 特性 (DGD : 0ps)

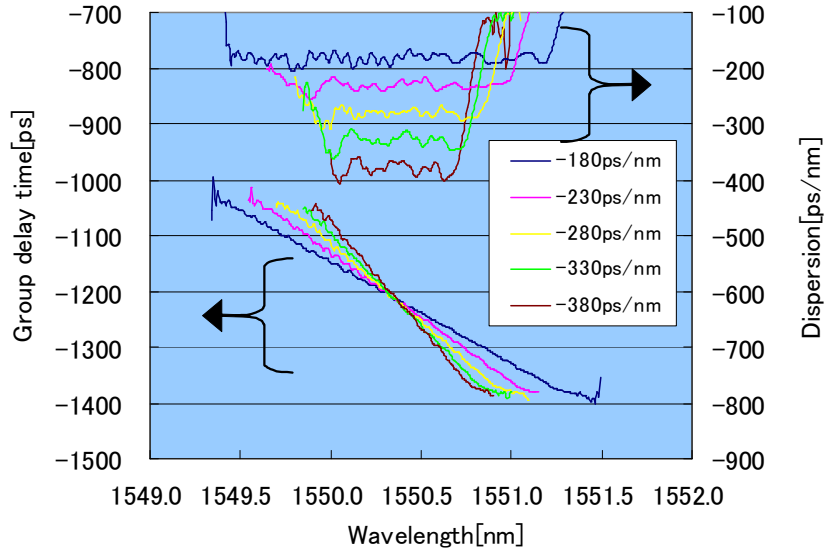


図 5.4.2.1-24 分散制御特性 (DGD : 60ps)

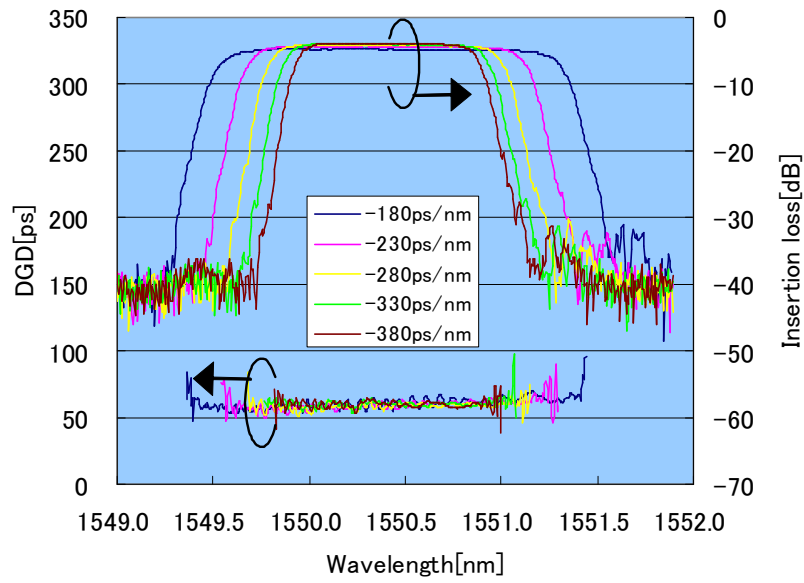


図 5.4.2.1-25 分散制御時における損失, DGD特性 (DGD : 60ps)

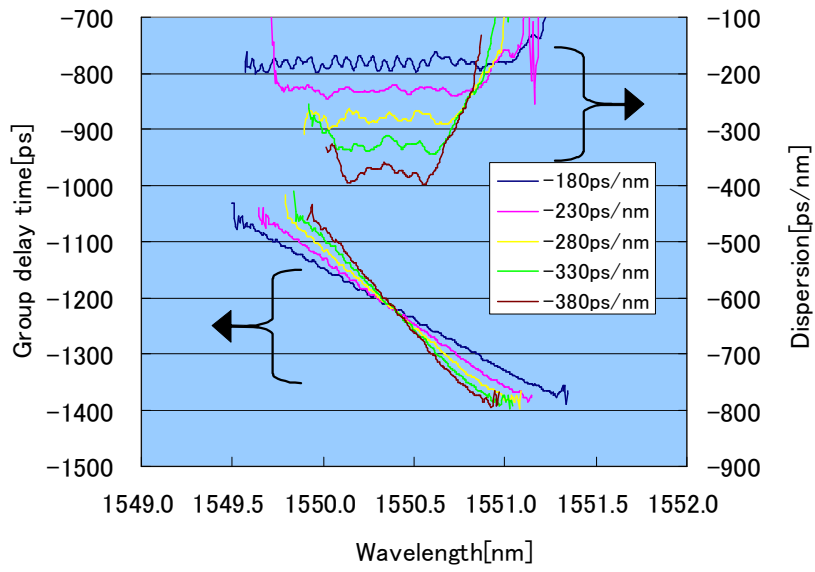


図 5. 4. 2. 1-26 分散制御特性 (DGD : 120ps)

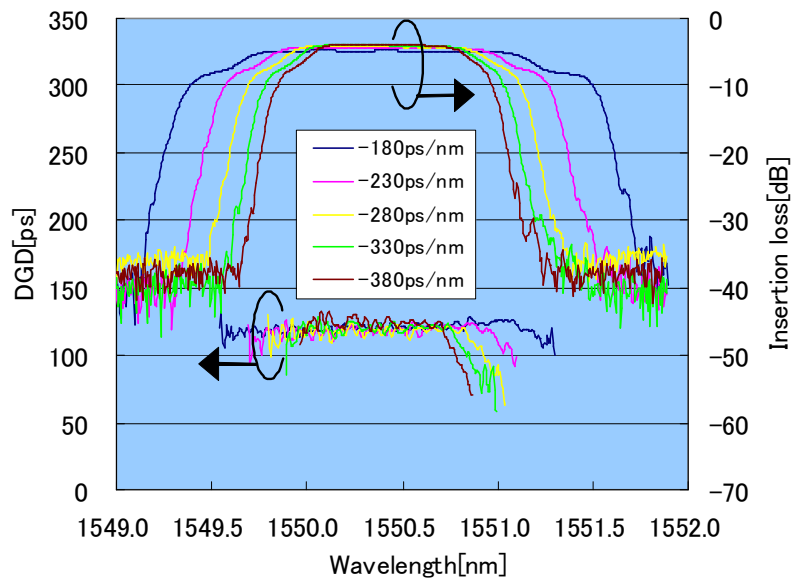


図 5. 4. 2. 1-27 分散制御時における損失, DGD特性 (DGD : 120ps)

5-4-2-1-6 伝送シミュレーション結果

前節の図 5.4.2.1-14～図 5.4.2.1-19 の測定結果を用いて、伝送シミュレーションを行った。伝送ビットレートは 40Gbps とし、伝送信号の変調フォーマットは CS-RZ とした。伝送路が波長分散及び DGD を有するとして、それを受信側にてグレーティング型 PMD/CD 補償器により補償するとした。DGD により分離される各偏光成分の強度は 1 : 1 とし、それぞれの偏光成分は図 5.4.2.1-2 のグレーティング型 PMD/CD 補償器のそれぞれのグレーティングに入力される。シミュレーションの結果、ペナルティ 1dB の帯域幅は 0.45nm 程度と、十分な帯域が得られた。よってグレーティング型 PMD/CD 補償器と偏波コントローラをうまく制御することができれば、波長分散や DGD により歪んだ信号を補償することができることがわかった。

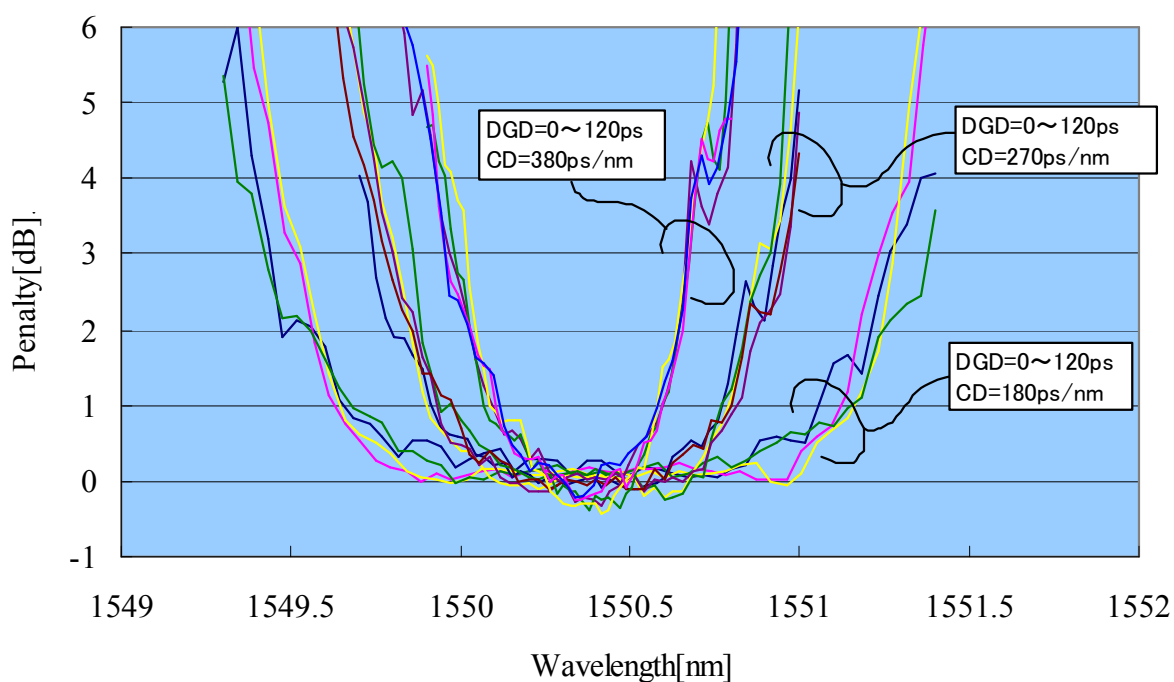


図 5.4.2.1-28 伝送シミュレーション結果 (40Gbps, CS-RZ)

5-4-2-1-6 設定値と実測値の比較

今回、グレーティング型 PMD/CD 補償器を試作後、DGD 値及び波長分散値が設定した値からどの程度ずれるか評価した。図 5.4.2.1-29 は DGD 値に関する結果である。各波長分散値において、DGD の設定値からのずれは $\pm 4\text{ps}$ 程度であった。DGD の設定値がゼロの時には、 $2.3\sim 3.5\text{ps}$ の値が得られた。図 5.4.2.1-30 は波長分散値に関する結果である。各 DGD 値において、波長分散値の設定値からのずれは $\pm 3.5\text{ps}$ 程度であった。

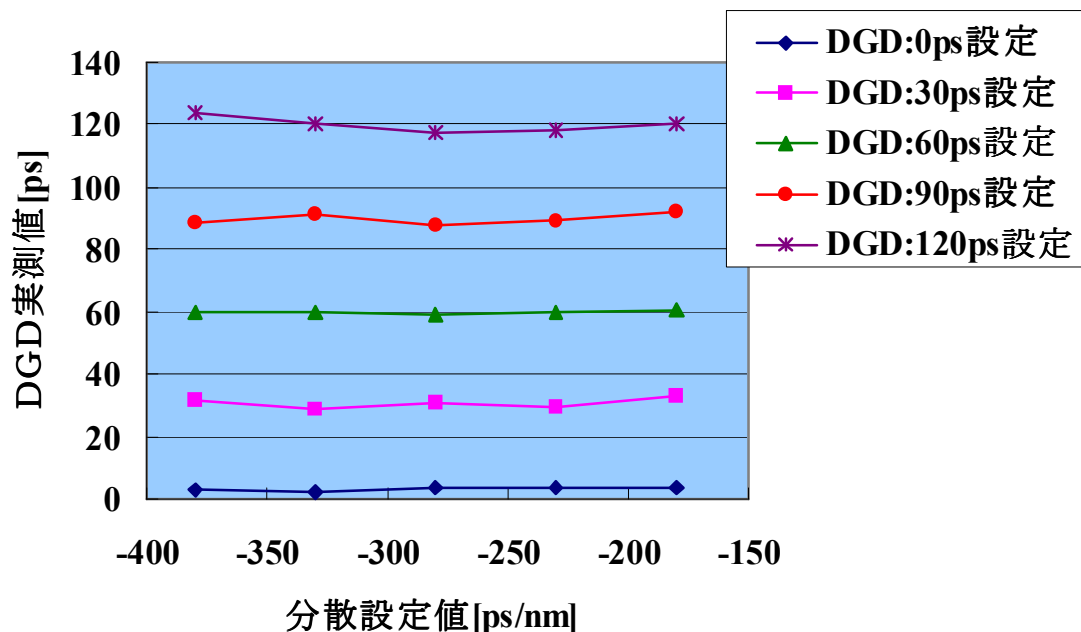


図 5.4.2.1-29 DGD の設定値に対する実測値

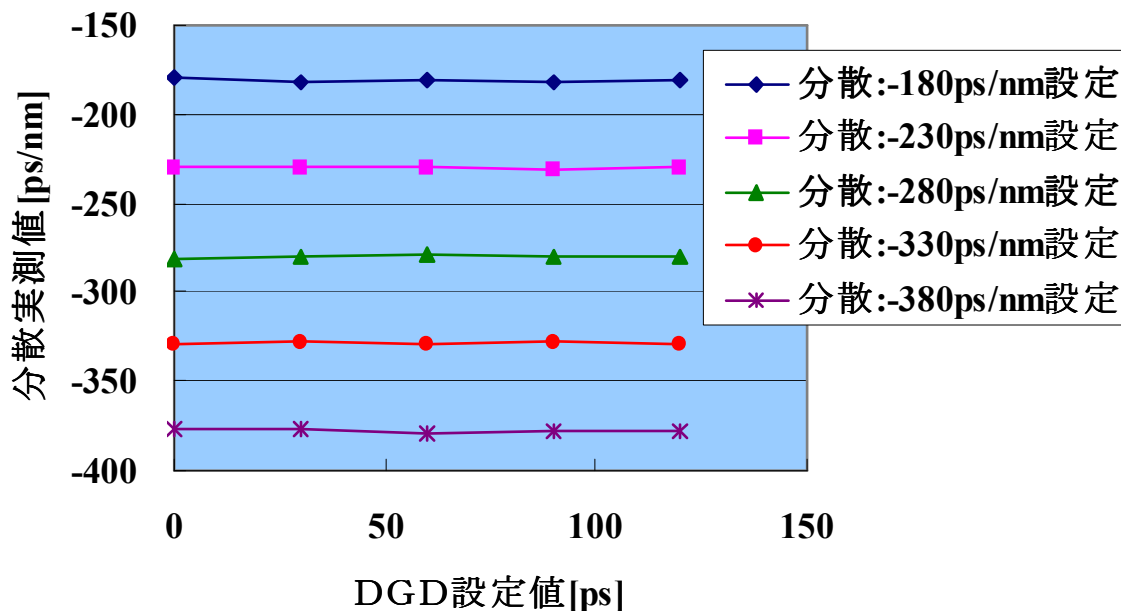


図 5.4.2.1-30 波長分散の設定値に対する実測値

5-4-2-2 高速自動偏波制御方式の開発

偏波分散の補償においては、光信号の偏波状態を高速に制御するための偏波コントローラが必要になる。LN タイプは変調器にも用いられているように、サブ μ s オーダの高速動作が可能であり、偏波分散補償器用の偏波コントローラとして期待できる。本研究では、LN 導波路型偏波コントローラを評価し、高速自動偏波制御方式への適用を検討したので報告する。

5-4-2-2-1 LN 導波路型偏波コントローラの構成及び外観

LN 導波路型偏波コントローラの構成及び外観を図 5.4.2.2-1, 図 5.4.2.2-2 に示す。2つのモードコンバータ (MC) と1つのフェイズシフタ (PS) から構成され、MC は3電極構造、PS は2電極構造となっている。現在、採用しているz軸伝搬導波路は、結晶の複屈折のない方向を用いているが、導波路形状に起因する複屈折が存在する。そのため低電圧でモード変換を行うためには、結晶のY軸方向に電界を印加して複屈折を補償する必要がある。この理由によりMCは3電極構造となっている。

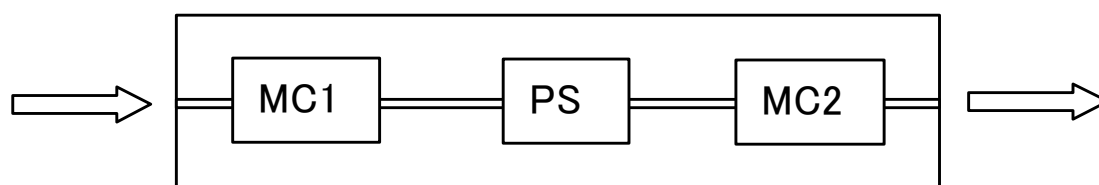


図 5.4.2.2-1 LN 導波路型偏波コントローラの構成



図 5.4.2.2-2 LN 導波路型偏波コントローラの外観

5-4-2-2-2 評価方法

(1) V_{π} 評価方法

V_{π} 測定のための評価系を図 5.4.2.2-3 に示す。偏波コントローラの実出力側には偏光子を配置し、制御電圧に対する出力光強度をパワーメータ (ADVANTEST : Q8221) により測定した。MC, PS それぞれについて別個に制御電圧を印加して測定した。

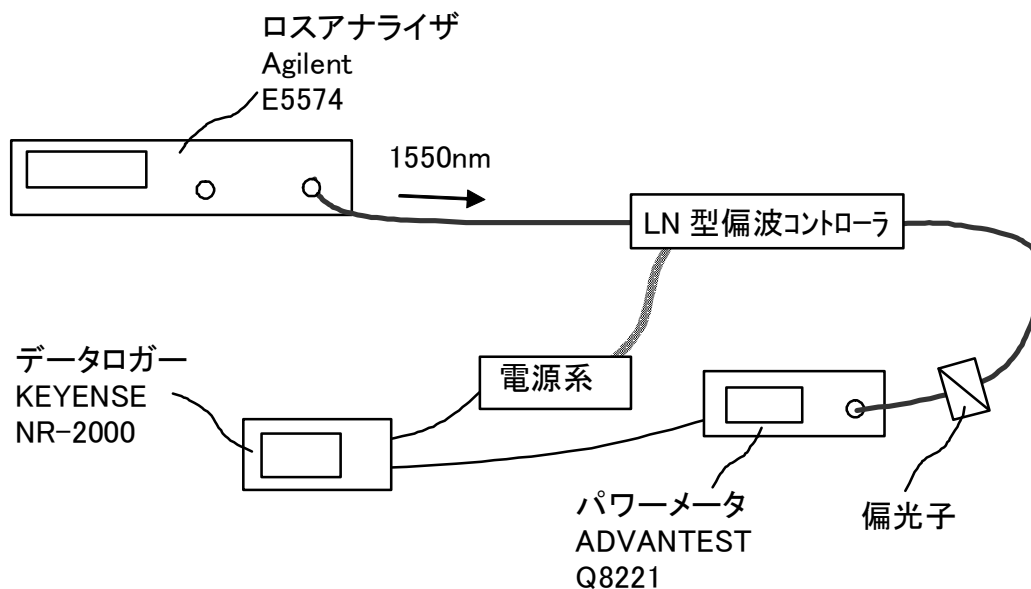


図 5.4.2.2-3 V_{π} 評価系

(2) 損失, PDL, PMD 評価方法

損失及びPDL測定のための評価系を図5.4.2.2-4に示す。ロスアナライザ (Agilent: E5574) を使い、PDLを測定する場合には電源系により各MC, PSの印加電圧を変えて測定した。

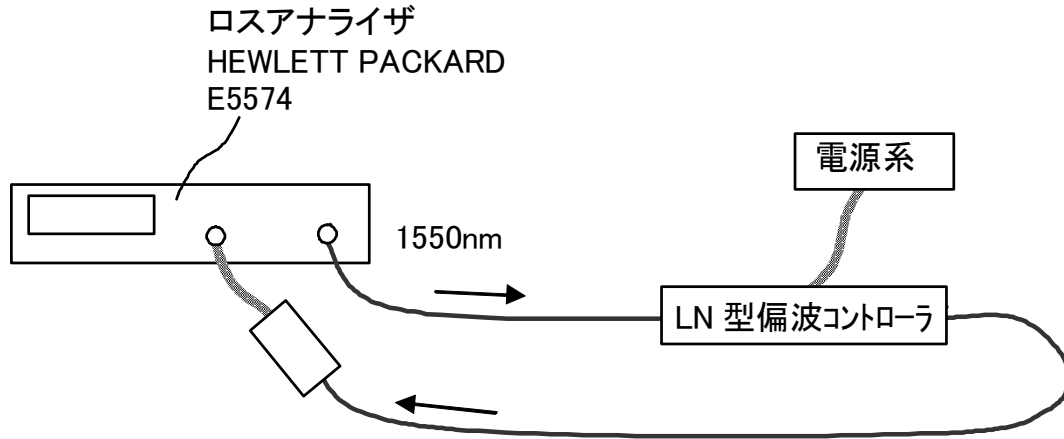


図 5.4.2.2-4 損失, PDL 評価系

PMD測定のための評価系を図5.4.2.2-5に示す。分散測定器 (ADVANTEST: Q7760) を使い、電源系により各MC, PSの印加電圧を変えてPMDを測定した。

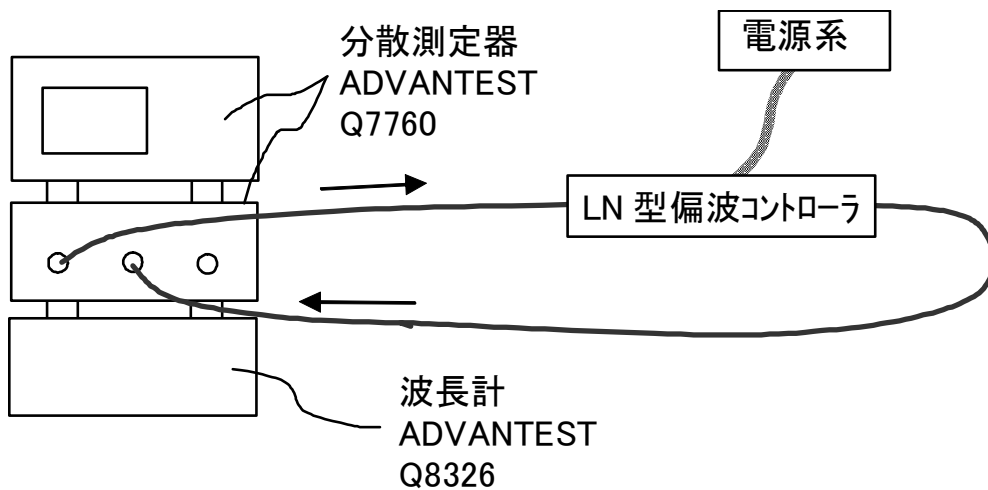


図 5.4.2.2-5 PMD 評価系

(3) 偏波制御特性評価方法

偏波制御特性測定のための評価系を図 5.4.2.2-6 に示す。偏波アナライザ (Agilent8509B) を使い、電源系により各 MC, PS の印加電圧を変えながら偏波制御特性を測定した。制御電圧は図 5.4.2.2-7 のように周期的に変化させた。入力側の手動偏波コントローラは、LN 導波路型偏波コントローラのポアンカレ球上における偏波制御範囲が最大となるように変化させた。

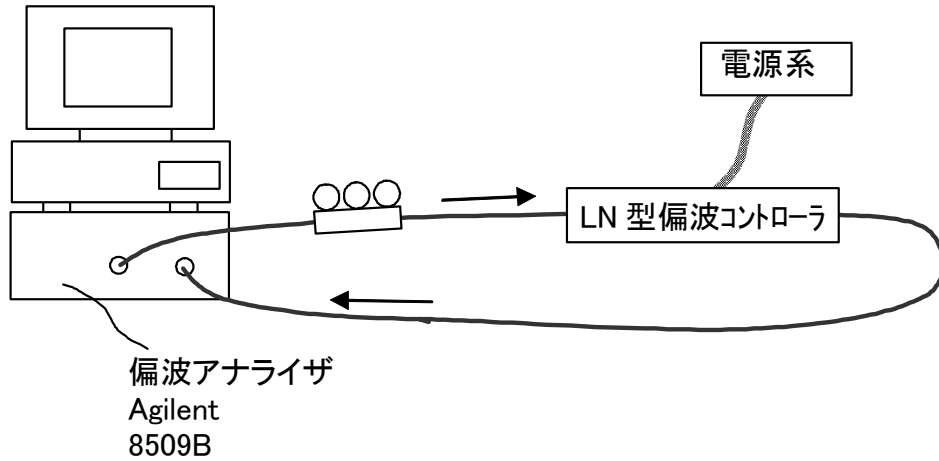


図 5.4.2.2-6 偏波制御特性評価系

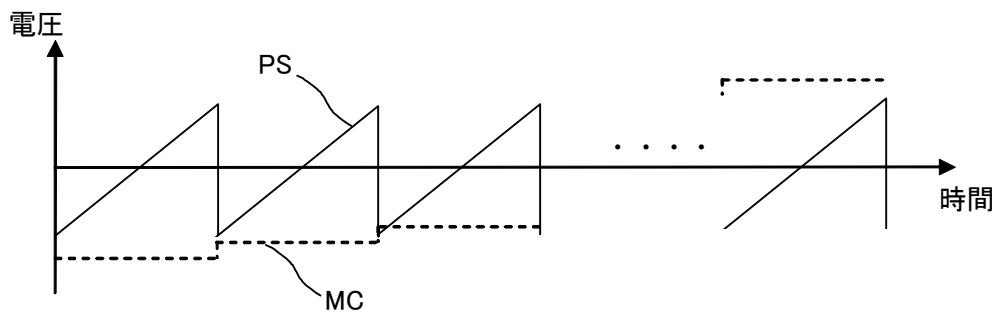


図 5.4.2.2-7 印加制御電圧

5-4-2-2-3 評価結果

(1) V_{π} 評価結果

図 5.4.2.2-8 に PS の V_{π} の測定結果を示す。図に示すように、 V_{π} は出力光強度の最大と最小での制御電圧の差で表される。PS については $V_{\pi} = 23.8\text{V}$ 、MC2 についてはバイアス電圧を 70V とした場合で $V_{\pi} = 20.2\text{V}$ であった。

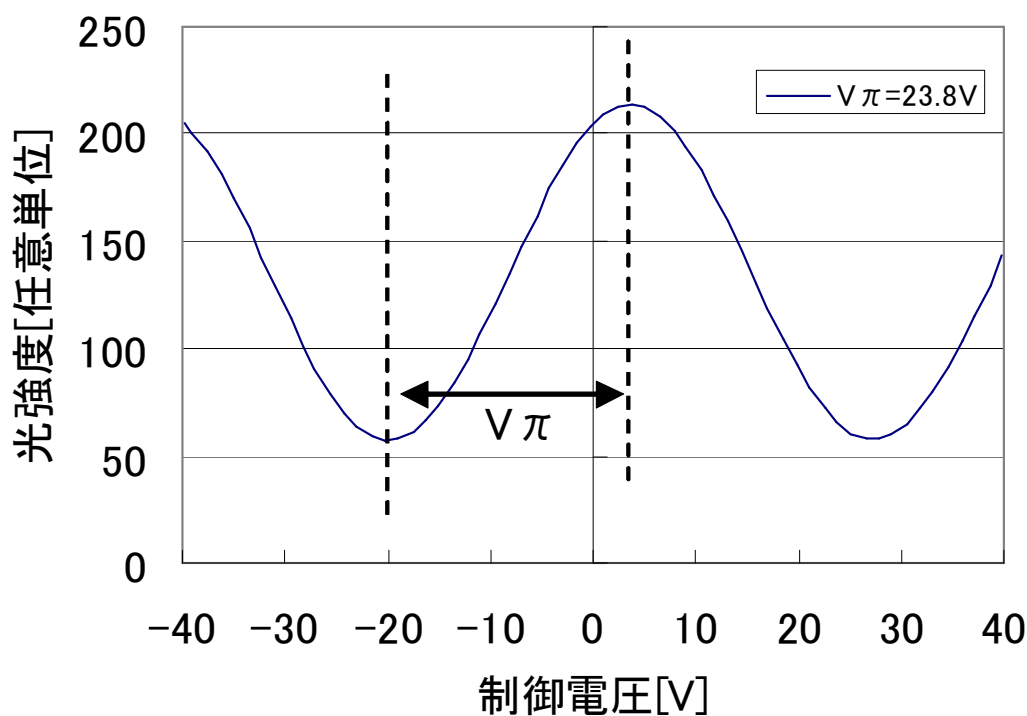


図 5.4.2.2-8 PS の V_{π} 測定結果

(2) 損失, PDL, PMD 評価結果

損失を測定した結果は 7.7dB であった。損失は制御電圧には依存しなかった。PDL については、MC1, PS, MC2 のそれぞれについて制御電圧を $\pm 20\text{V}$ の範囲で変化させて測定した。測定した結果、PDL は $0.25\text{dB} \sim 0.45\text{dB}$ であった。

制御電圧を $\pm 20\text{V}$ の範囲で数点変化させ、PMD の波長特性を測定した。PMD は常に 0.3ps 以下と良好な結果であった。損失及び PDL に関しては、導波路の熱拡散時の温度等、プロセスの最適化や、電極位置等の最適化により低減できると考えられる。

(3) 偏波制御特性評価結果

MC2 と PS により偏波制御し、偏波アナライザにより偏波状態を計測した結果を図 5.4.2.2-9 に示す。結果の図は偏波状態をポアンカレ球上で表現したものであり、赤がポアンカレ球の手前側の面の偏波状態を表している。青が裏側の面の偏波状態を表している。ポアンカレ球に関する詳細は、5-4-2-3 節に述べる。結果より MC2 : $\pm 9.5\text{V}$ (バイアス電圧 : 70V) , PS : $\pm 24.6\text{V}$ の制御電圧でポアンカレ球上のすべての偏波状態を形成できることがわかった。これにより偏波コントローラとしての基本的な動作を確認できた。

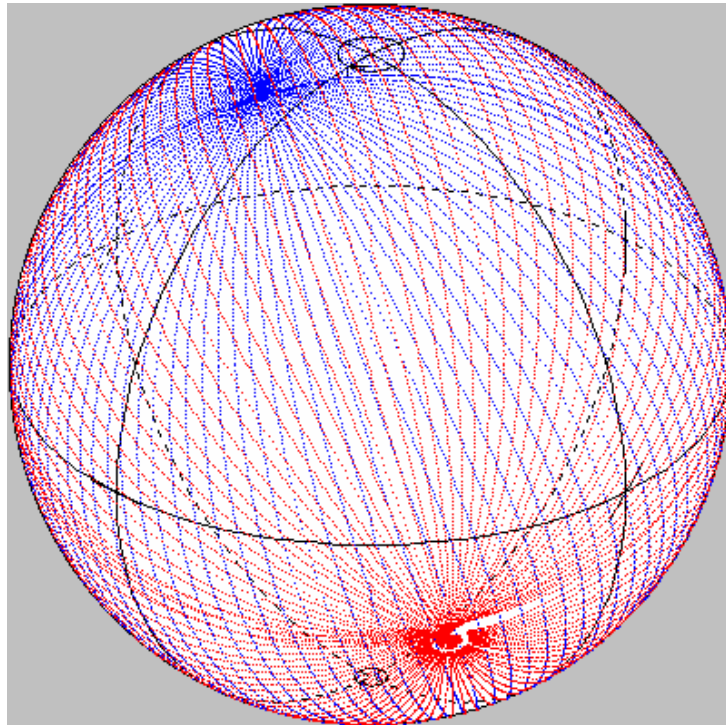


図 5.4.2.2-9 MC2 : $\pm 9.5\text{V}$ ($\cong \pm V\pi/2$)
(バイアス電圧 : 70V)
PS : $\pm 24.6\text{V}$ ($\cong \pm V\pi$)

5-4-2-3 偏波分散補償最適アルゴリズムの開発

偏波分散補償のためには、光信号の偏波状態を偏波コントローラにより制御するアルゴリズムを開発することが必要である。DOP (Degree of Polarization) は一般に偏波分散と相関があり、偏波コントローラや DGD の制御に用いることができる。また DOP は偏波状態に関する情報を与えるものであるため、波長分散補償との切り分けができる可能性がある[1]。本研究では今回、図 5.4.2.3-1 のように DOP をモニタすることによって偏波コントローラを制御するアルゴリズムの開発を行ったので報告する。アルゴリズム開発のための偏波コントローラとしては、ファイバ・スクイーズ型の偏波コントローラを用いた。

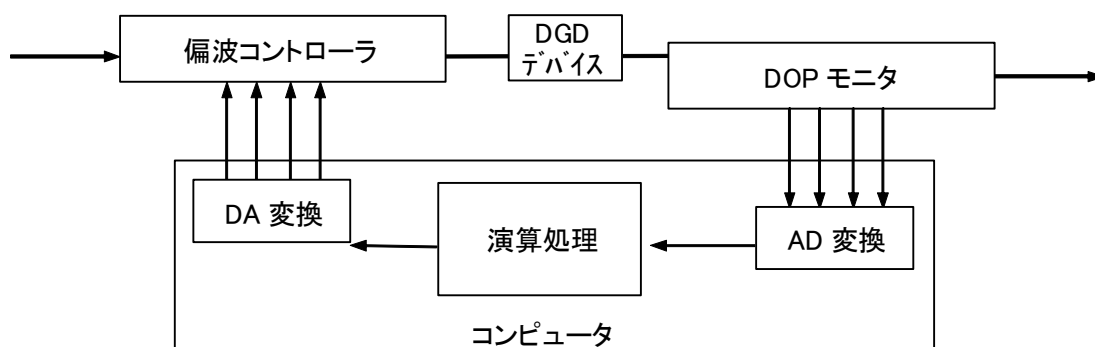


図 5.4.2.3-1 DOP による偏波コントローラの制御システム

DOP モニタは、光信号の波長板や偏光子を用いて、全体光強度、水平直線偏光成分、45 度直線偏光成分、右円偏光成分を検出し、(5.4.2.3-1) 式により DOP を算出するものである。

また、各偏光成分の強度がわかればそれによって光信号の偏波状態を図 5-4-2-3-2 のようなポアンカレ球上の一点で表すことができる。

$$DOP = \left\{ (S_1^2 + S_2^2 + S_3^2)^{1/2} \right\} / S_0 \quad (5.4.2.3-1)$$

ここで、

- S_0 : 全体光強度
- S_1 : 水平直線偏光成分
- S_2 : 45 度直線偏光成分
- S_3 : 右円偏光成分

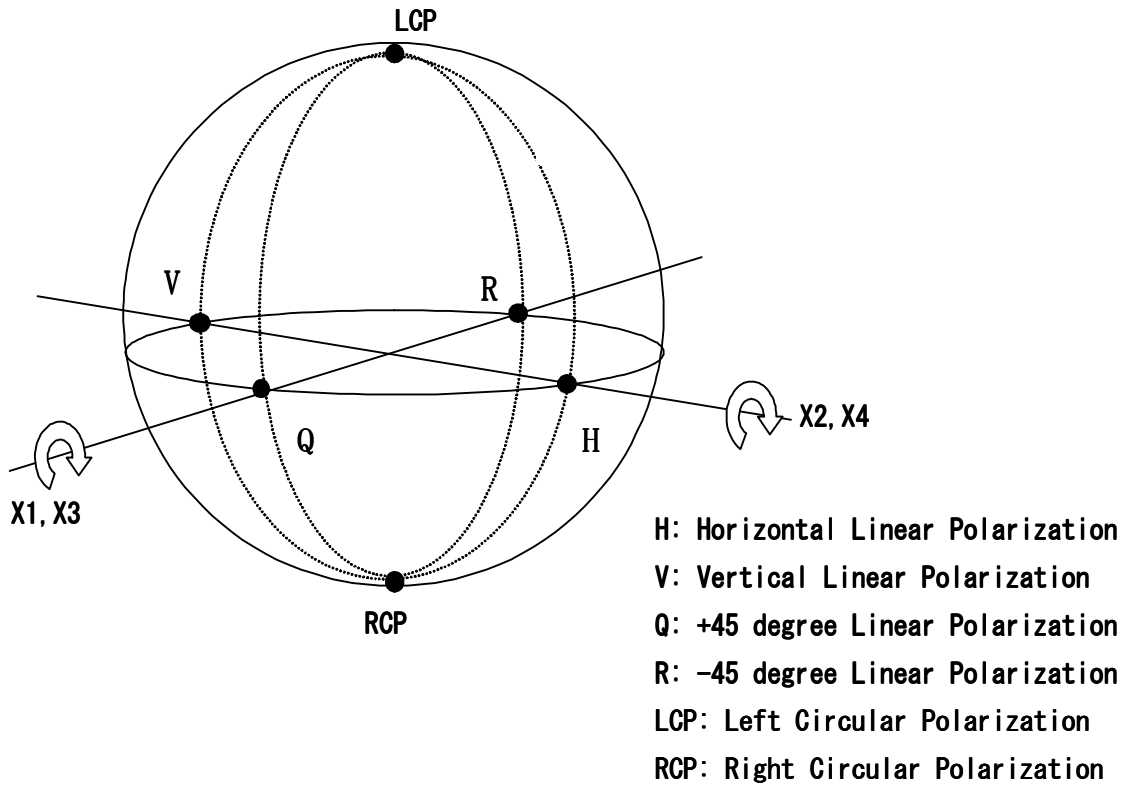


図 5. 4. 2. 3-2 偏波状態を表現したポアンカレ球

5-4-2-3-1 ファイバ・スクイーザ型偏波コントローラの評価

ファイバ・スクイーザ型の偏波コントローラはファイバの長手方向と垂直に応力を印加させて偏波制御を行うタイプのものであり、今回、4箇所に応力を印加する4軸タイプのもので使用した。偏波分散補償器用の偏波コントローラでは入力される光信号の偏波状態の変化に合わせて無限追従できることが必要であり、そのためには4軸以上であることが必要である。それぞれの隣り合う軸は互いに45度の角度でファイバに応力を印加している。図5.4.2.3-2に示すように、X1軸、X3軸はポアンカレ球上のある同じ回転軸を中心にして偏波を制御でき、X2軸、X4軸についてはその回転軸と垂直に交わる回転軸を中心にして偏波を制御できる。よって例えば円弧LCP-H-RCP-V上の偏波状態の光については、X1軸及びX2軸の2軸を用いてポアンカレ球上のすべての偏波状態を形成できる。しかしながらそれ以外の偏波状態の光が入射された場合にはすべての偏波状態を形成することはできない。例えばポアンカレ球上のQ点の偏波状態の光が入射された場合には、X1軸に電圧を印加してもQ点から変化されることはない。よってその場合にはX2軸及びX3軸を用いる必要がある。このように入射光の偏波状態に依存せずに偏波状態を制御するためには、3軸を用いることが必要となる。

今回、ファイバ・スクイーザ型の偏波コントローラを用いて偏波制御のアルゴリズムを開発するため、ファイバ・スクイーザ型の偏波コントローラの偏波制御特性を図5-1-2の測定系にて評価した。偏波状態の評価には偏波アナライザ(Agilent 8509C)を用いた。ファイバ・スクイーザ型の偏波コントローラには±1.2VのDC固定電圧を印加し、制御用のDC電圧(最大5V)をX1軸、X2軸、X3軸、X4軸それぞれに印加して偏波状態を制御することができる。半波長電圧 V_{π} は各軸とも1V程度である。

図5.4.2.3-3に例として、X2軸、X3軸それぞれに電圧2Vを印加した場合の偏波状態の変化を示す。それぞれは円弧状の軌跡を描き、電圧を2 V_{π} を印加することでポアンカレ球上をほぼ一周する。またそれぞれの円弧に対応した回転軸A、Bはポアンカレ球上の中心でほぼ垂直に交わっている。また例えば、X1軸とX2軸あるいはX3軸とX4軸のように隣り合う軸であれば同様にそれらの回転軸は垂直に交わることを確認した。これにより偏波制御の基本的な動作を確認できた。

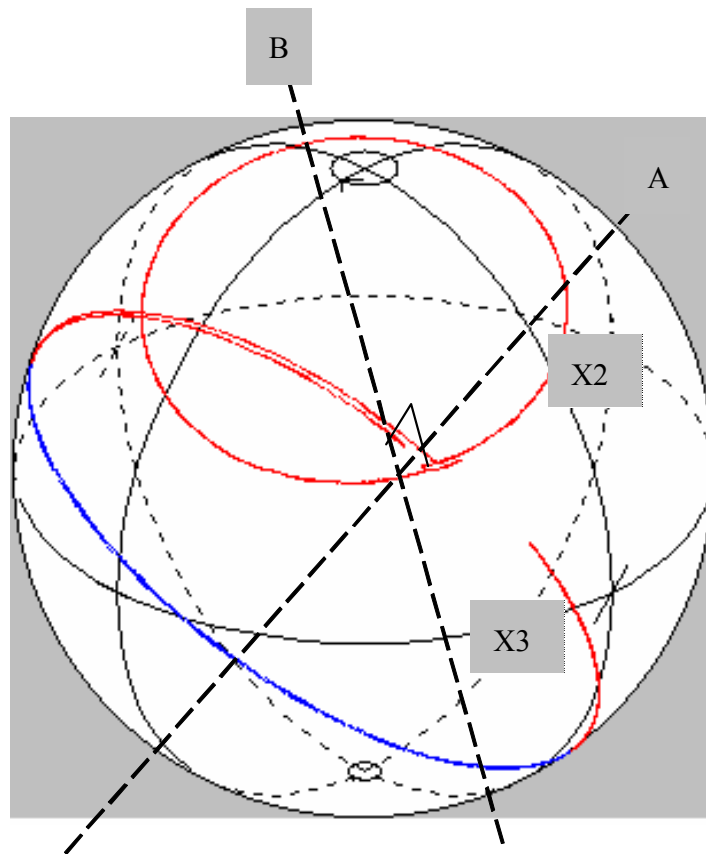


図 5. 4. 2. 3-3 偏波制御結果 (X2, X3 軸)

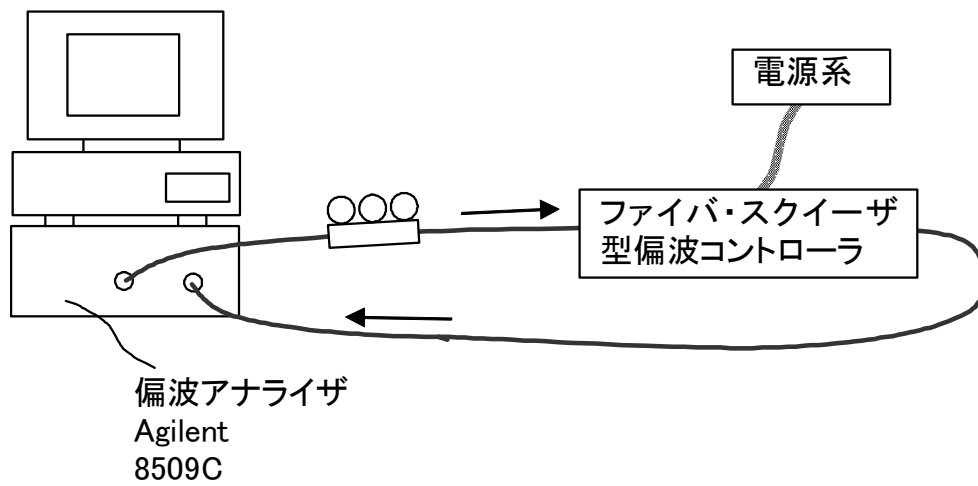
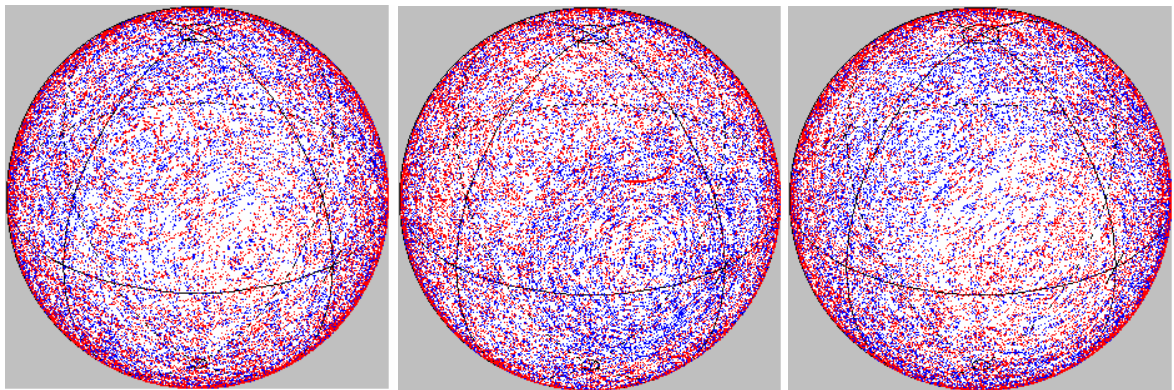


図 5. 4. 2. 3-4 偏波制御特性評価系

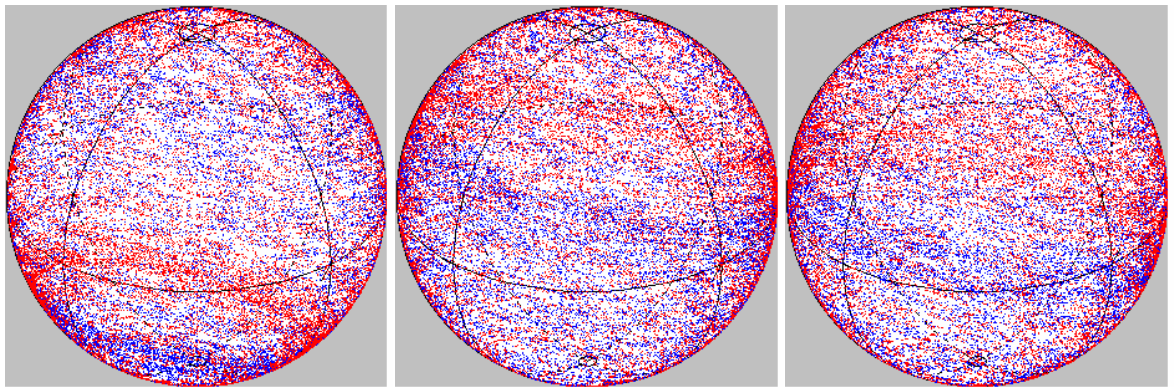
また、図 5.4.2.3-4 のような評価系を用いて、入射光の偏波状態に依存せずに偏波状態を制御できることを確かめるため、入射光の偏波状態を手動の偏波コントローラにより変化させて偏波制御を行った。入射光の偏波状態によらずに偏波制御を行うためには、上述したように最低 3 軸が必要になる。X1 軸, X2 軸, X3 軸、もしくは X2 軸, X3 軸, X4 軸を用い、3 つの軸によってすべての偏波状態を形成できることを確かめた。測定結果を図 5.4.2.3-5, 図 5.4.2.3-6 に示す。入射偏波はポアンカレ球上の LCP, Q, RCP 点に初期設定を行った。

結果が示すように、ポアンカレ球上のすべての領域を制御できていることを確認でき、無限追従はできないが、3 軸用いれば入射光の偏波状態によらず、偏波状態を制御できることがわかった。



(a)初期偏波状態:LCP 点 (b)初期偏波状態:Q 点 (c)初期偏波状態:RCP 点

図 5.4.2.3-5 偏波状態制御結果 (X1 軸, X2 軸, X3 軸)



(a)初期偏波状態:LCP 点 (b)初期偏波状態:Q 点 (c)初期偏波状態:RCP 点

図 5.4.2.3-6 偏波状態制御結果 (X2 軸, X3 軸, X4 軸)

5-4-2-3-2 DOP モニタを用いた偏波制御の検討

図 5.4.2.3-7 のような系を用いて、DOP モニタとファイバ・スクイーズ型の偏波コントローラにより、DOP モニタから出力される偏波状態を一定に保つ制御の実験を行った。入力光の偏波状態はロスアナライザに内蔵されている偏波コントローラによりランダムに変化させた。出力側の DOP モニタによりストークスパラメータを検出し、ストークスパラメータ S_1 が最大となるように偏波コントローラを制御した。 S_1 は水平方向の偏光成分を表すパラメータで、 S_1 が最大となるということは、DOP モニタの位置での偏波状態が図 5.4.2.3-2 のポアンカレ球上の H 点となることを意味する。ただし、DOP モニタと偏波アナライザを接続するためのファイバにより偏波状態が変化するため、偏波アナライザの位置でのポアンカレ球の点とは通常は一致しないと考えられる。しかし DOP モニタでの偏波状態が一定であれば、偏波アナライザでの偏波状態も一定となるはずである。よって偏波状態が一定となっていることを確認するため偏波アナライザ (Agilent 8509C) によって偏波状態を計測した。

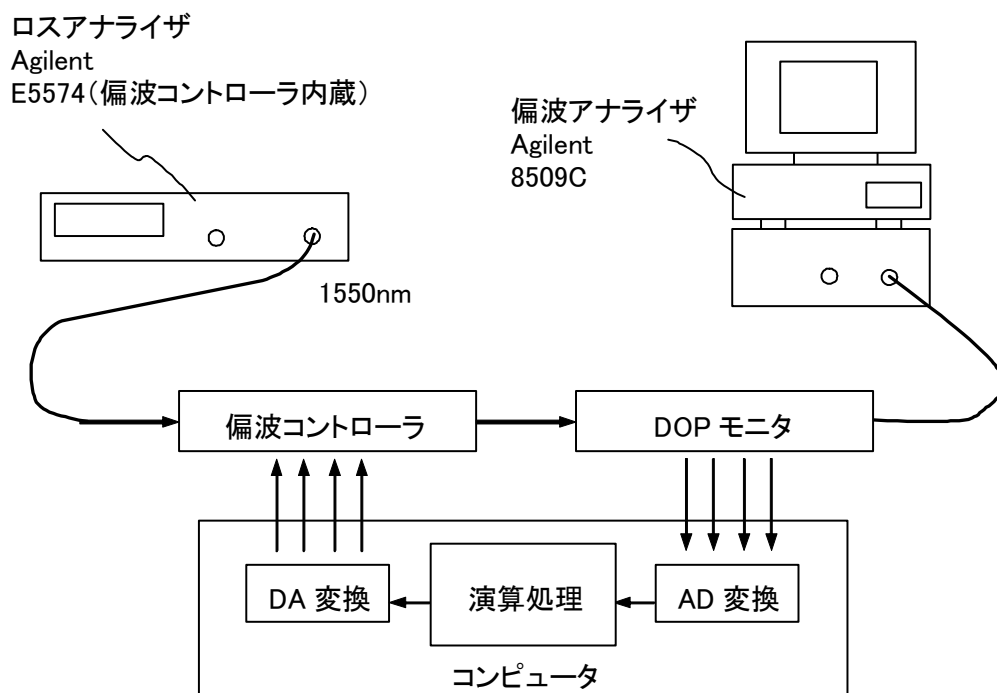


図 5.4.2.3-7 DOP モニタを用いた偏波制御系

図 5.4.2.3-8 に偏波制御を OFF とした場合の結果を、図 5.4.2.3-9 に偏波制御を ON とした場合の結果を示す。結果が示すように、偏波制御を OFF とした場合にはロスアナライザ内蔵の偏波コントローラによりポアンカレ球上のほぼすべての偏波状態が形成されていることがわかる。しかし偏波制御を ON とした場合には、ほぼ一定な偏波状態が形成されていることがわかる。これにより、入力側の偏波状態が変化した場合でも、DOP モニタにより偏波状態を計測しそれに伴って偏波コントローラを制御することにより出力偏波を一定に保つことができることがわかった。よって4軸制御によって、ほぼ無限追従できることの実証ができた。しかし十分満足するほど収束していないので、今後アルゴリズムの改良を行う。

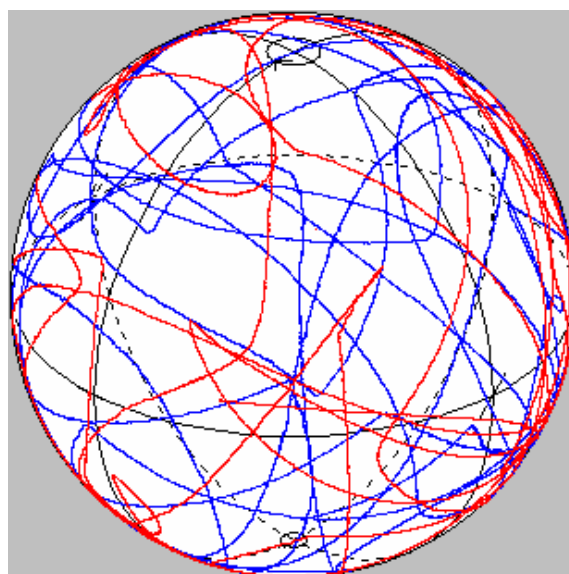


図 5.4.2.3-8 偏波制御 OFF 時の偏波状態計測結果

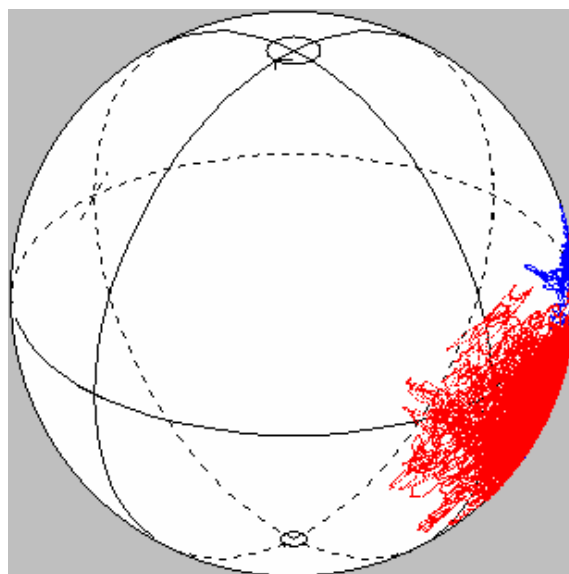


図 5.4.2.3-9 偏波制御 ON 時の偏波状態計測結果

5-4-2-3-3 高速 DOP モニタシステムの開発

5-4-2-3-2 節では、DOP モニタと偏波コントローラを組み合わせた偏波制御システムの原理の実証を行った。本節では、実際の光通信システムでの偏波変動に追従するためにコンピュータを用いた制御システムの高速化のための最適化を行ったので報告する。このシステムでは図 5.4.2.3-7 のように、DOP モニタの出力信号である 4 つの電圧値をパソコンにて高速にモニタし、演算処理をして DOP を算出した後に、それが最大となるように偏波コントローラの制御信号を生成する。

今回使用した DOP モニタ (General Photonics 社製ポーラリメータ) においては、入力する信号光の偏波状態に依存する、V1 ~ V4 の 4 つの電圧が出力ポートから出力される。この V1 ~ V4 は、偏波状態を示すストークスパラメータと (5.4.2.3-2) 式のような関係がある。よって 4 つの電圧値を読み取り、コンピュータにより演算することで偏波状態をリアルタイムに検出できる。

$$\begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} & m_{24} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} & m_{34} \\ m_{41} & m_{42} & m_{43} & m_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \\ V4 \end{pmatrix} \quad (5.4.2.3-2)$$

このようにして求められたストークスパラメータと偏光度 DOP には、(5.4.2.3-1) 式の関係があるため、計算したストークスパラメータからコンピュータによって DOP を計算し、この DOP の値を最適にするための制御信号を作り出し、偏波コントローラに入力する。このような DOP モニタシステムを構築するため、今回制御用 PC に AD 変換ボード、DA 変換ボードを搭載し、それらを一元的に制御するための制御ソフトウェアを開発した。

一般的に偏波分散の変化は速くて数 kHz とされている。よってこれらの制御には 10kHz 以上の高速なサンプリング動作が求められる。そこで今回開発したシステムの応答速度を測定するため、図 5.4.2.3-10 のようなテストシステムを用いた。

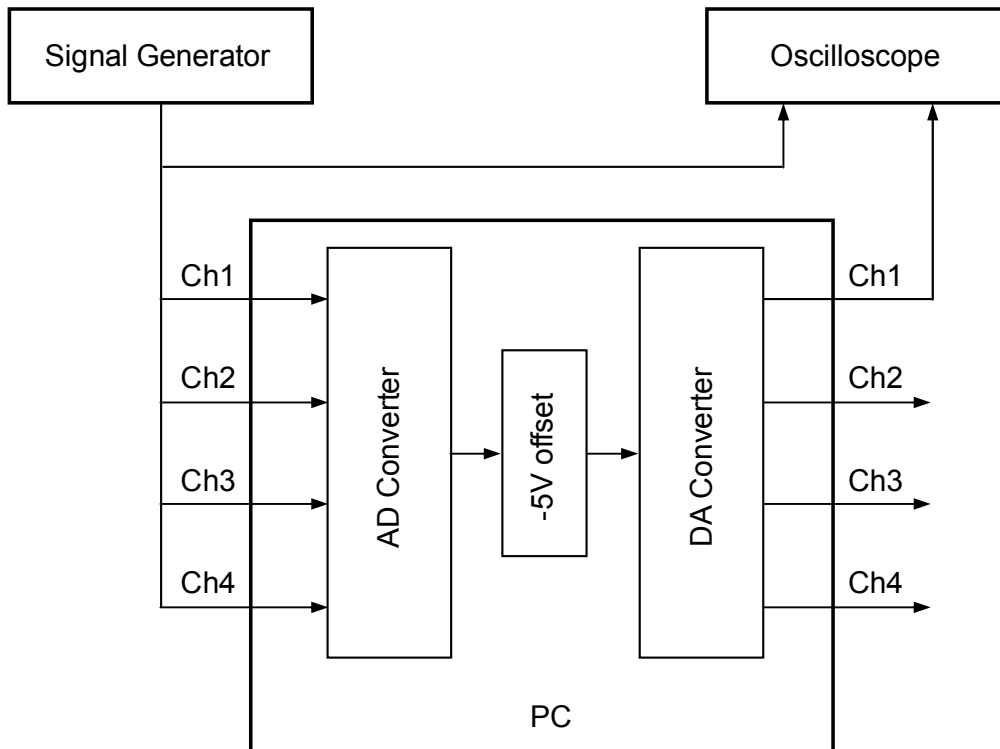


図 5.4.2.3-10 テストシステム

Signal Generator の信号を AD 変換ボードに入力し、-5V オフセットした電圧を DA 変換ボードで出力する。制御プログラムを 3 種類 (Rev. A、Rev. B、Rev. C)、PC を 2 種類 (PC1、PC2) 用意して実験を行なった。それぞれの違いを表 5.4.2.3-1、表 5.4.2.3-2 に示す。

表 5.4.2.3-1 制御プログラムの違い

名称	言語	コンパイラ	備考
Rev. A	Basic	Visual Basic 6.0	グラフィカル
Rev. B	Basic	Visual Basic 6.0	コンソール
Rev. C	C++	Visual C++.net	コンソール

表 5.4.2.3-2 制御 PC の違い

名称	CPU	CPU 速度	Memory	OS
PC1	Pentium3	733MHz	128MB	Windows 2000
PC2	Pentium4	3.2GHz	1GB	Windows XP

(1) 実験結果 1 (制御ソフトウェア : Rev. A 制御 PC : PC1)

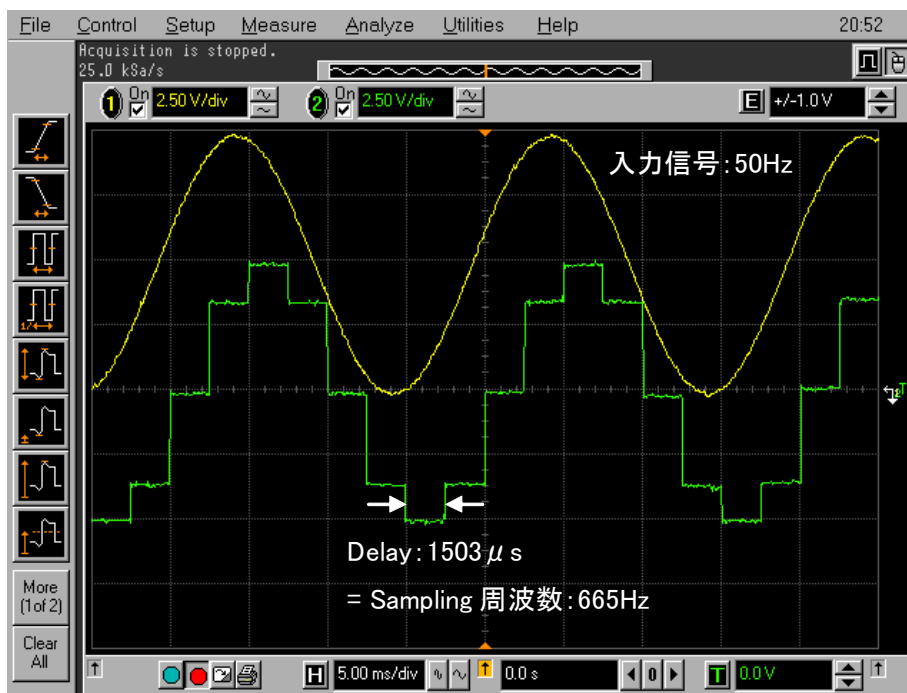


図 5.4.2.3-11 実験結果 1

(2) 実験結果 2 (制御ソフトウェア : Rev. B 制御 PC : PC1)

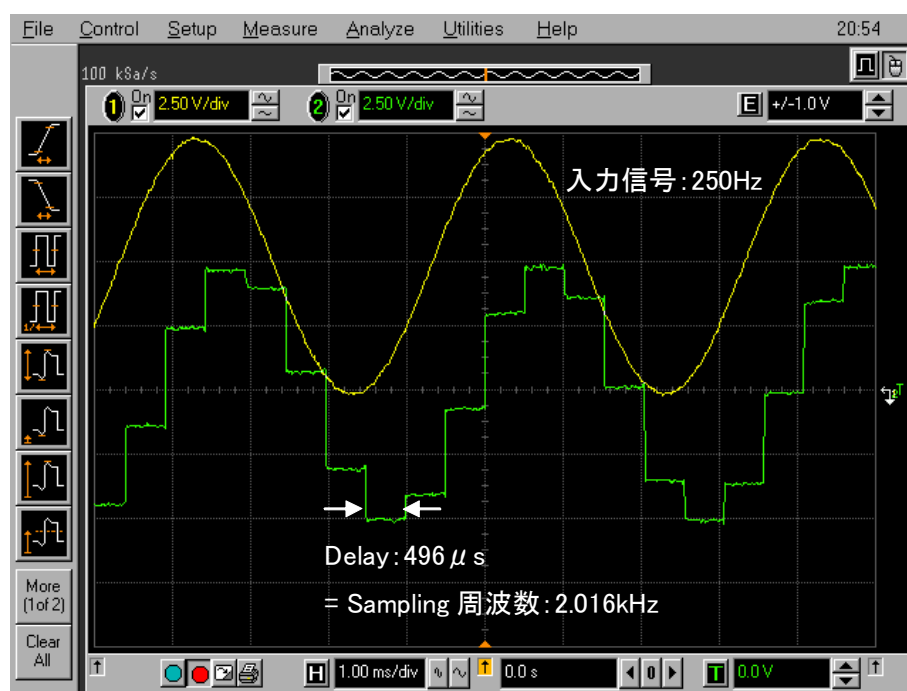


図 5.4.2.3-12 実験結果 2

(3) 実験結果 3 (制御ソフトウェア : Rev. B 制御 PC : PC2)

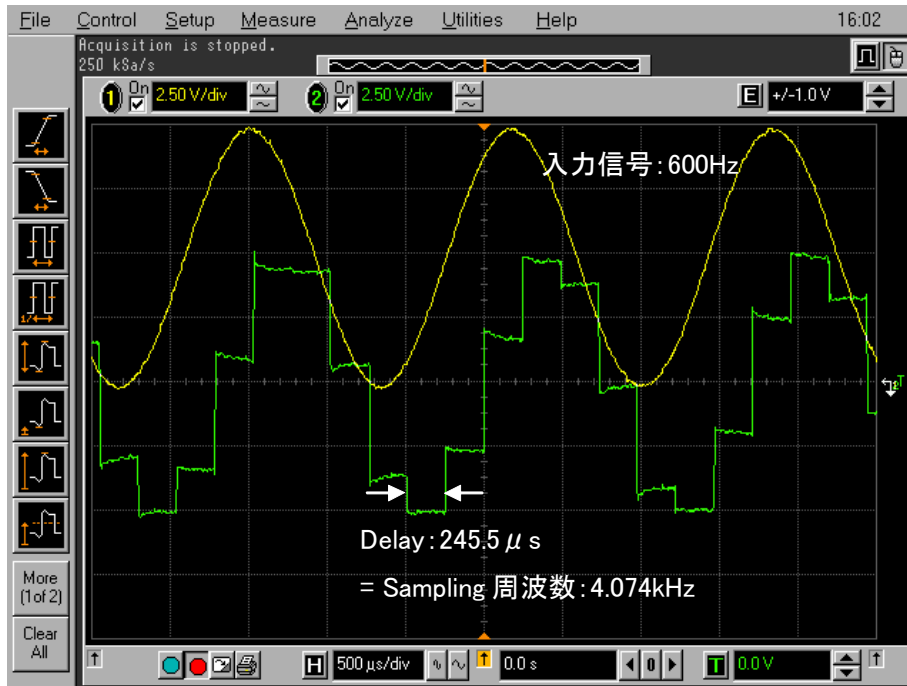


図 5. 4. 2. 3-13 実験結果 3

(4) 実験結果 4 (制御ソフトウェア : Rev. C 制御 PC : PC2)

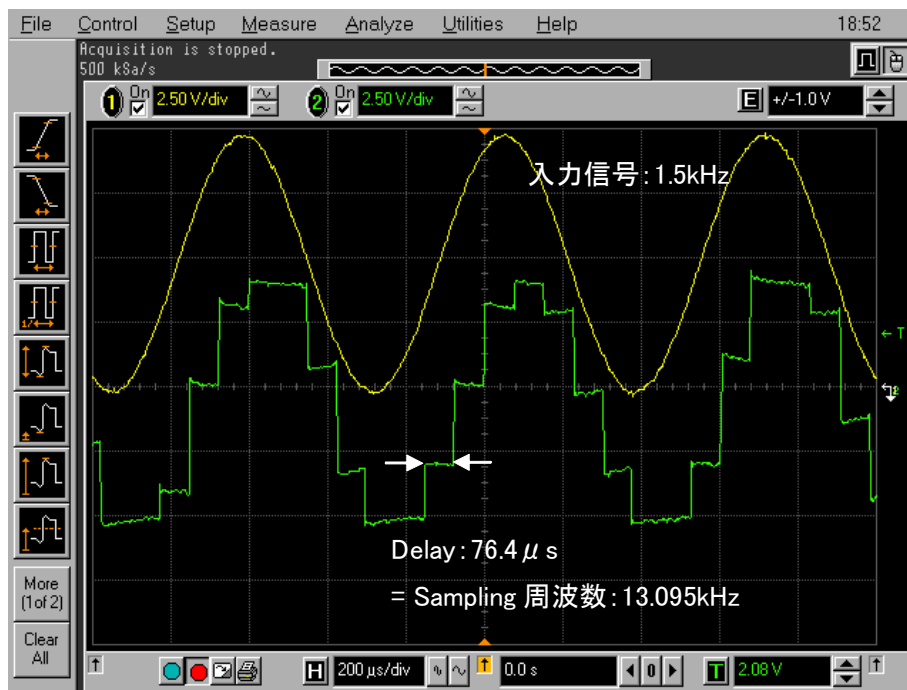


図 5. 4. 2. 3-14 実験結果 4

上記の結果より、制御用のプログラム言語としてC++を用い、コンピュータのCPUをPentium4とした場合に、サンプリング周波数13kHzを達成でき、偏波コントローラの制御に十分な速度が得られることがわかった。

5-4-2-4 高速応答方式の検討

波長分散は、偏波分散ほど高速に変化するといった報告はないものの、周囲の温度変化や応力変化によって変化するため、常に変化している。本研究で進めている分散補償器は偏波分散と波長分散の両方を補償するものであるため、波長分散においても分散可変の高速化が必要と考えられる。本方式の波長・偏波分散補償器では、偏波分散制御は2本のチャープファイバグレーティングの平均温度差を変化させ、それぞれのグレーティングの中心波長を変化させることで制御し、波長分散制御はチャープグレーティングの温度勾配制御によってグレーティングのチャープ率を変化させることにより波長分散を制御する。今年度はチャープファイバグレーティング周囲の熱的構造を見直し、波長分散制御の高速化を検討した。

図 5.4.2.4-1 に我々が本研究の開始以前に開発した可変波長分散補償器の構造を示す。長さ 40mm のチャープファイバグレーティングを、1mm 厚の石英基板上に形成した多分割薄膜ヒータ上に設置し、多分割薄膜ヒータの個々のヒータの電力を制御することで、チャープファイバグレーティングに温度勾配を印加して波長分散を制御していた。石英基板は、厚さ 1mm のヒートスプレッド上に配置し、ヒートスプレッドの下には平均温度を一定に保つペルチェ素子を配置していた。このような構造の可変波長分散補償器では波長分散制御の応答時間は 30 秒程度であった。

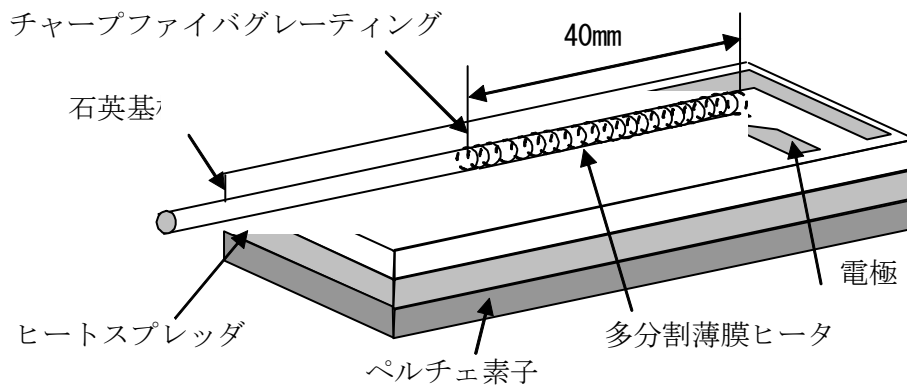


図 5.4.2.4-1 従来の可変波長分散補償器の構造

多分割薄膜ヒータを形成した石英基板を薄型化することで高速化を試みた。図 5. 4. 2. 4-2 は石英基板の厚みを 0. 1mm, 0. 5mm, 1. 0mm とし温度勾配を正から負に切り替えたときの、ある波長の群遅延時間の変化を示したものである。測定には (株) アドバンテスト製分散測定器「オプトスコープ Q7760」を用いた。図から分かるように石英基板の厚みを薄くすることによって群遅延時間の変化、すなわち波長分散の変化を高速にすることができることが分かった。

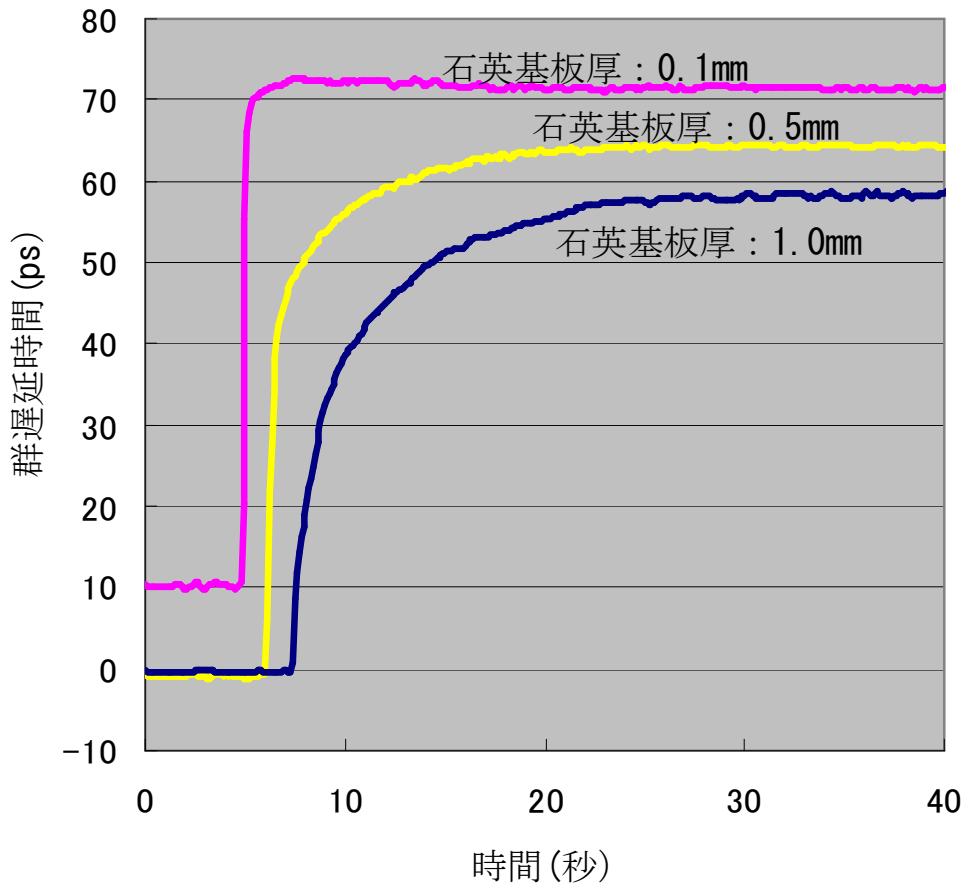


図 5. 4. 2. 4-2 石英基板厚を変化させた場合の群遅延時間の変化

図 5. 4. 2. 4-3 に高速応答型可変波長分散補償器の構造を示す。厚さ 0. 1mm の石英基板上に多分割薄膜ヒータを形成した。またヒートスプレッドは厚さ 2mm の純銅製で、多分割薄膜ヒータより両端 10mm 長い 60mm とした。この理由はヒートスプレッドの熱伝導率が低いと多分割薄膜ヒータの温度勾配によりヒートスプレッド上にも温度勾配が生じ、応答時間の高速化を妨げることが分かったためである。

図 5. 4. 2. 4-3 の構造の可変波長分散補償器を 2 台直列に接続して波長分散可変幅 400ps/nm の可変分散補償器を作製した。図 5. 4. 2. 4-4 に試作した波長可変分散補償器の応答時間を示す。図に示すように波長分散可変幅の±5%以内の波長分散値に達するまでの時間は 1. 2 秒以下と極めて良好な特性が得られた。

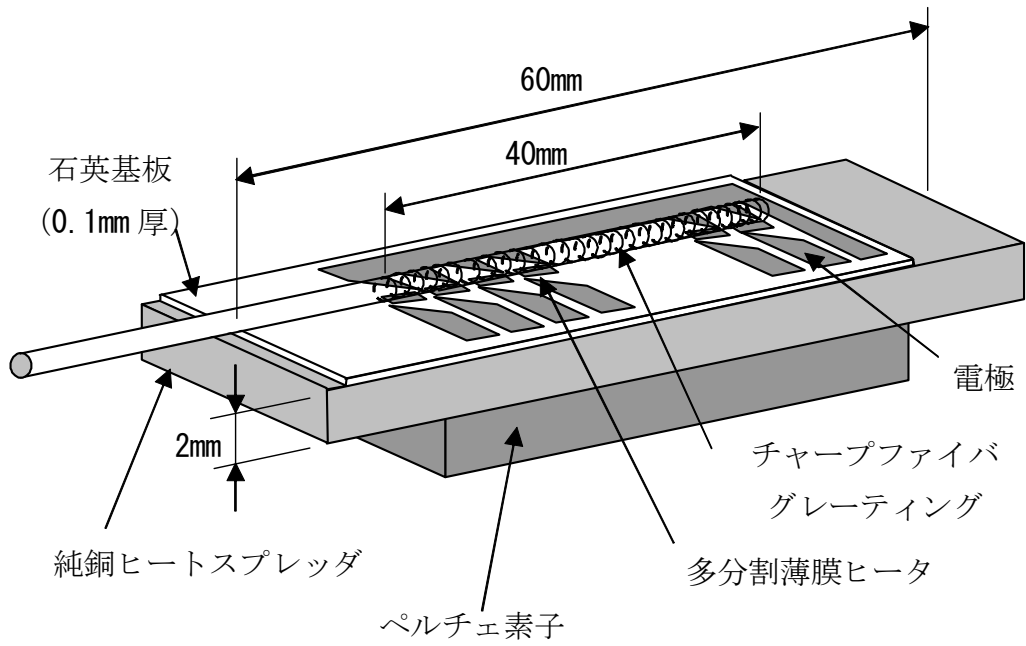


図 5.4.2.4-3 高速応答型可変波長分散補償器の構造

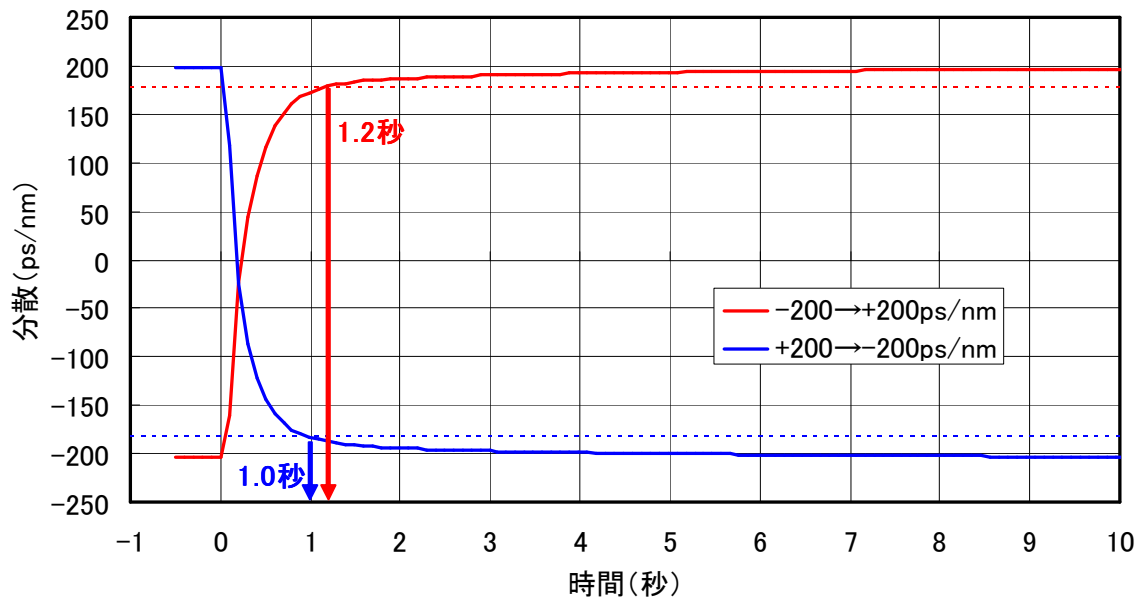


図 5.4.2.4-4 試作した可変波長分散補償器の応答時間

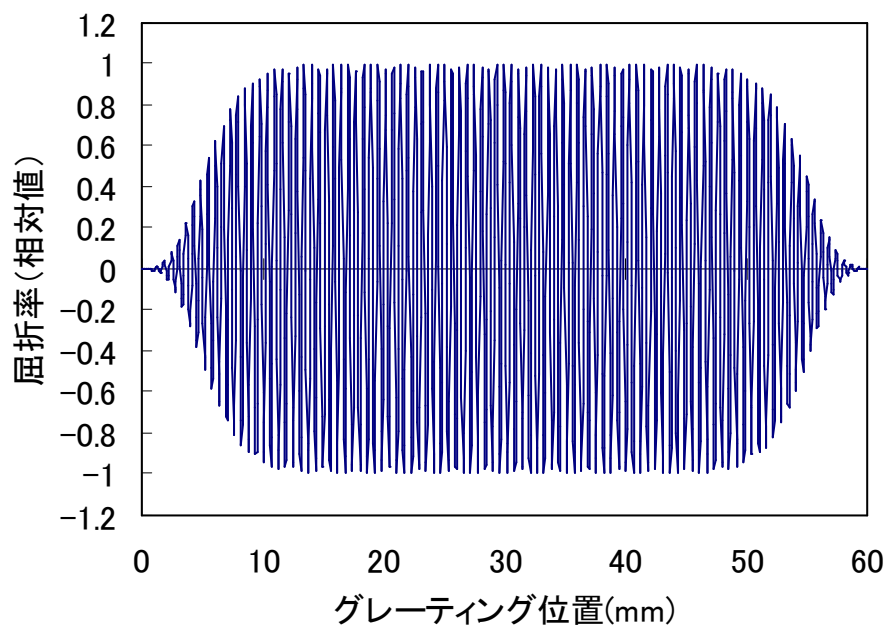
5-4-2-5 多波長一括補償方式の検討

10Tbps 信号の伝送には波長多重が必要不可欠であり、伝送装置の小型化のためには、波長分散補償器に対しても多波長一括補償が求められる。一本のチャープファイバグレーティングで複数波長の波長分散補償を行う方式が提案されており、このようなグレーティングはサンプルドグレーティングと呼ばれている[17]-[22]。サンプルドグレーティングには屈折率変調のアポダイズにサンプリングを行い、グレーティングピッチの位相に π シフトを適宜形成するものと[17]-[19]、グレーティングピッチの位相のみを π 以外の位相にサンプリングし、屈折率変調のアポダイズは通常のグレーティングと同様のものを形成するものが報告されている[20]-[22]。前者は、グレーティングピッチの位相制御が後者に比較し簡単であるが、屈折率変調の制御が複雑であるだけでなく、屈折率変調の最大ピークを、1波長のみのグレーティングのものに対し、波長数倍に大きくしなければならないという特徴がある。一方、後者のものはグレーティングピッチの位相制御が極めて複雑となり高度な製造技術を要するが、屈折率変調の最大ピークの大きさを1波長のみのグレーティングに比較して、数倍程度の大きさでよいという特徴がある。さらにグレーティングピッチの位相を予めグレーティング作製に用いる位相マスクに作りこむことによって、1波長のみのグレーティングと同様のプロセスで作製することができ、量産性を向上させることも可能となる[22]。

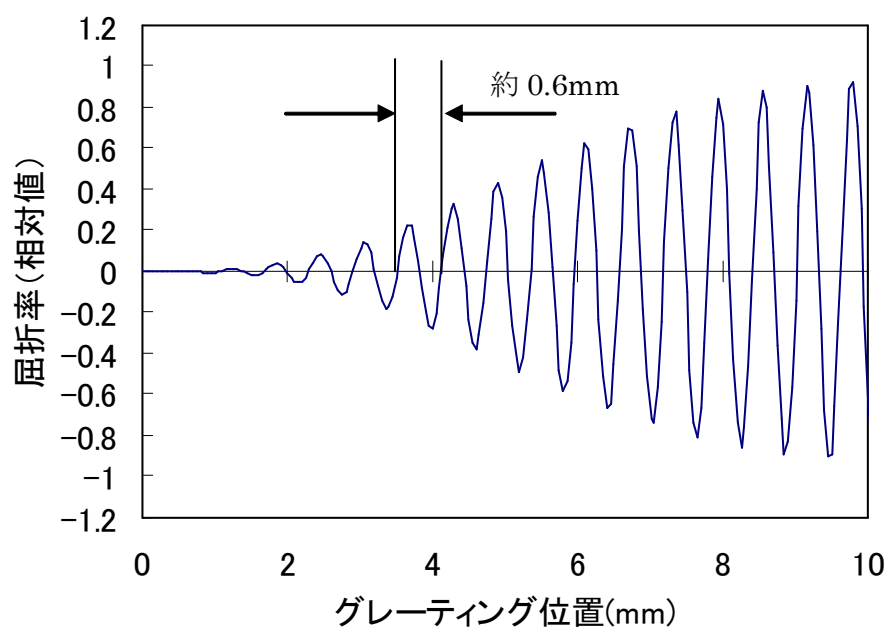
今回、前者の屈折率変調とグレーティングピッチの位相にサンプリングを行い、一本のファイバグレーティングで複数波長を反射するグレーティングの検討を行った。具体的にはシミュレーションを用いて、2波長で動作するチャープファイバグレーティングと、温度制御によってその波長分散を変化させた場合の特性について検討した。

1波長のチャープファイバグレーティングと同様[9]、6次のスーパーガウス型のアポダイズに \cos 関数を掛けたアポダイズを設計した。図 5.4.2.5-1 に設計したチャープグレーティングの屈折率変調のアポダイズを示す。図 5.4.2.5-1 (a) はグレーティング全長、(b) はグレーティングの片端部分を拡大したものである。図に示すように2波長動作のサンプルドグレーティングのアポダイズは、その包絡線が6次のスーパーガウス型であるが、約 0.6mm の周期の \cos 関数を掛け合わせて正負に屈折率の大きさを変化させたものである。しかし、実際のグレーティング製造では負の屈折率変化を実現できないので、負側の屈折率変調ではグレーティングピッチの位相を半周期シフト (π シフト) させることでこれを実現することができる。図 5.4.2.5-2 に負側の屈折率変調でグレーティングピッチの位相を π シフトさせた場合のアポダイズを示す。(a) はグレーティング全長のアポダイズ、(b) は片端側を拡大したものである。青色の線で示したアポダイズと赤色で示したアポダイズではグレーティングピッチが半周期 (約 270nm) 異なる。このようなグレーティングピッチの位相を制御したサンプルドグレーティングは以下のようにして作製することができる。まず、光ファイバに位相マスクを近接させ、青色の線で示した分布で紫外レーザ光を照射し、青色部分のグレーティングを作製する。その後、位相マスクを約 270nm 横方向にずらせ、赤色の線で示した分布で紫外レーザ光を照射する。このため、サンプルドグレーティングの作製にはナノメートルのオーダで高精度に位相マスクを制御する治具が必要となる。

また図 5.4.2.5-2 (b) から分かるように、0.3mm 周期で cos 型の屈折率分布を形成しなければならず、細いビーム径紫外レーザー光を集光し、高精度に照射量分布を制御する必要がある。今年度はこれら製造設備の最適化が行えなかったため実際にサンプルドグレーティングを作製することはできなかった。

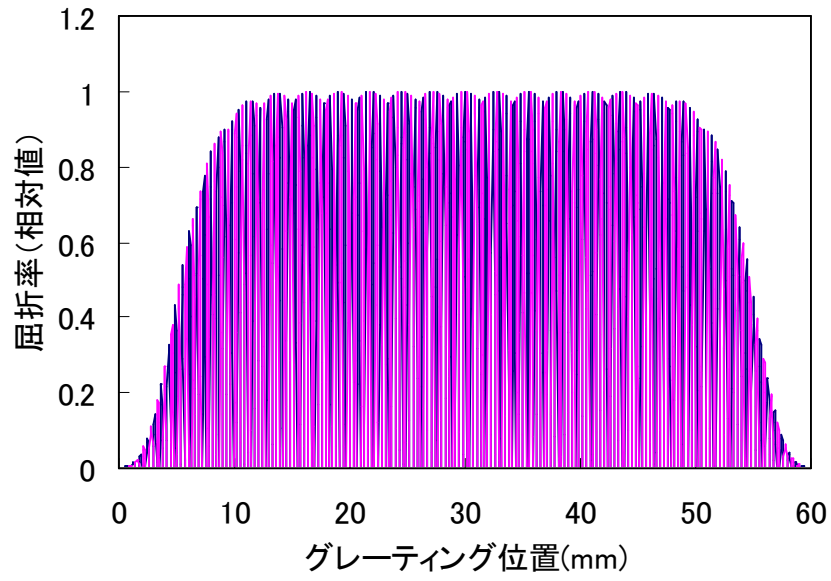


(a) グレーティング全長のアポダイズ

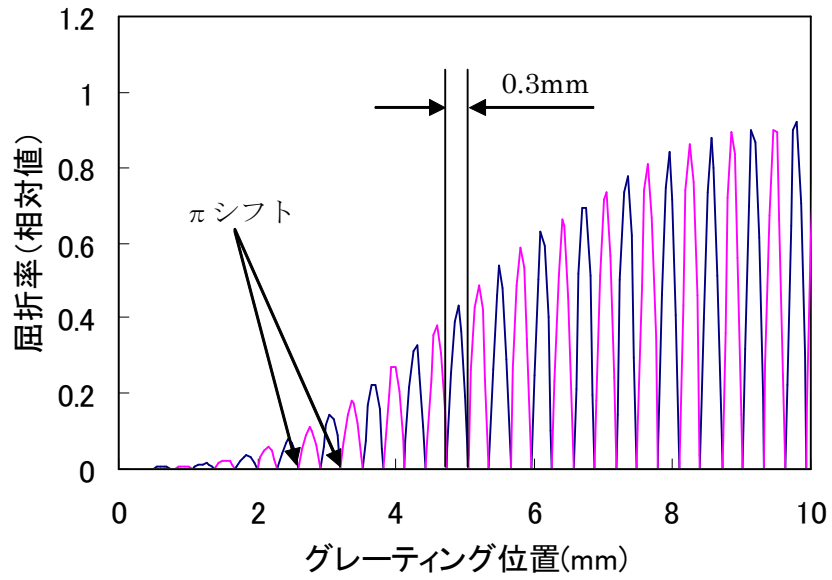


(b) グレーティングの片端側のアポダイズ拡大図

図 5.4.2.5-1 2 波長反射サンプルドグレーティングのアポダイズ



(a) グレーティング全長のアポダイズ



(b) グレーティングの片端側のアポダイズ拡大図

図 5.4.2.5-2 π シフトを用いたサンプリドグレーティングのアポダイズ

サンプルドグレーティングの光学特性をシミュレーションによって求めた。また、サンプルドグレーティングに一次関数の温度勾配を印加して波長分散を制御した場合の特性を求めた。サンプルドグレーティングは、長さ 60mm でグレーティングピッチのチャープ率を 0.088nm/cm とした。これは $\pm 60^{\circ}\text{C}$ の温度勾配制御で波長分散を 350ps/nm 可変できる設計のものである。

図 5.4.2.5-3 にシミュレーション結果を示す。図 5.4.2.5-2 のようなアポダイズとグレーティングピッチをサンプリングしたサンプルドグレーティングに、 -50°C 、 0°C 、 $+50^{\circ}\text{C}$ で、 $\pm 50^{\circ}\text{C}$ の温度勾配を印加した場合の特性を計算したものである。ここで温度勾配の符号は、グレーティングの入出力側から温度が上昇する向きの温度勾配を+、下降する向きの温度勾配を-とした。また図中には各特性の波長分散を示した。

図 5.4.2.5-2 で示したアポダイズを形成することで、2 波長で動作するサンプルドグレーティングが作製可能であり、1 波長の波長分散補償器と同様の温度勾配制御を行うことで、2 波長とも、中心波長のずれを生じることなく、波長分散を制御することが可能であることが確認できた。

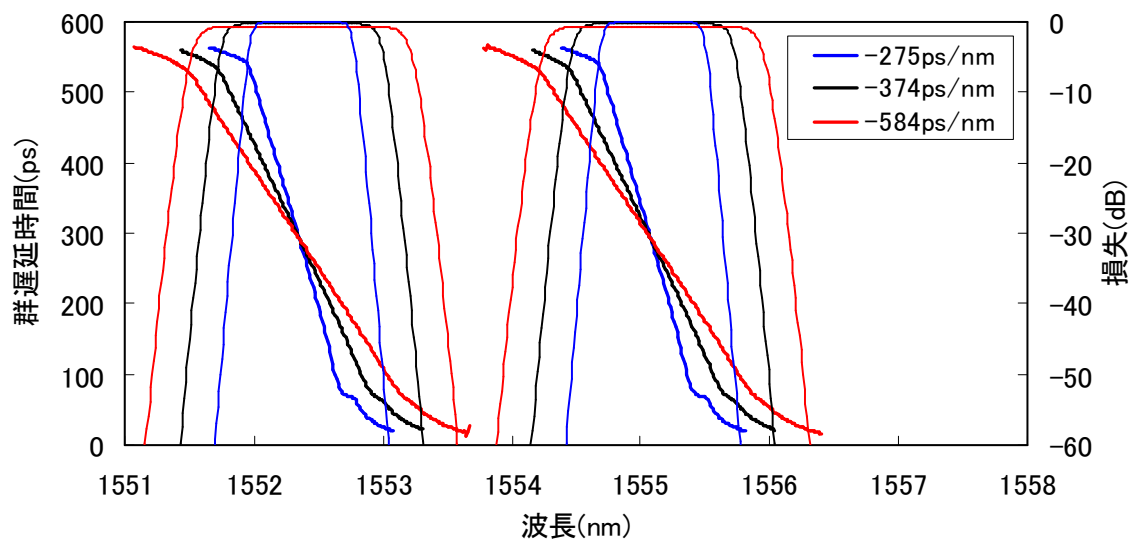


図 5.4.2.5-3 2 波長動作サンプルドグレーティングの波長分散制御特性

5-4-2-6 電氣的偏波分散補償方式の検討

光学的偏波分散補償方式は、電氣的偏波分散補償方式に比べて伝送速度に依存しない補償が可能であり、大きな補償能力を有するという長所があるが、構成サイズが大きく、補償速度が遅いという短所がある。表 5.4.2.6-1 に光学的補償方式と電氣的補償方式の比較をまとめる。

表 5.4.2.6-1 等化方式比較

方式	利点	欠点	適用先
電氣的補償	<ul style="list-style-type: none"> ・応答速度が速い ・波形歪の要因に依らず等化可能 ・小型化に適す 	<ul style="list-style-type: none"> ・等化量の増加により大幅な回路規模の増大を招く ・高速の IC プロセスが必要 	高速制御が必要な場合の補償
光学的補償	<ul style="list-style-type: none"> ・ビットレート無依存 ・大きな遅延量を得やすい 	<ul style="list-style-type: none"> ・応答速度が遅い ・小型化に不利 	低速制御による大きな遅延量補償

電氣的偏波分散補償技術は、無線技術等で広く用いられている適応等化技術の応用が有効である。図 5.4.2.6-1 に一般的な適応等化器の構成図を示す。前置フィルタ、データ判定器、タップ係数推定器から構成され、その構成方式により TVF(Transversal Filter)を用いた線形等化方式[3-29]、TVF と DFE(Decision Feedback Equalizer) [3-29]を用いた判定帰還等化方式、最尤系列推定(MLSE; Maximum Likelihood Sequence Estimator)方式[3-30, 31]に大別される。図 5.4.2.6-2(a), (b)および(c)に各方式の概要を示す。

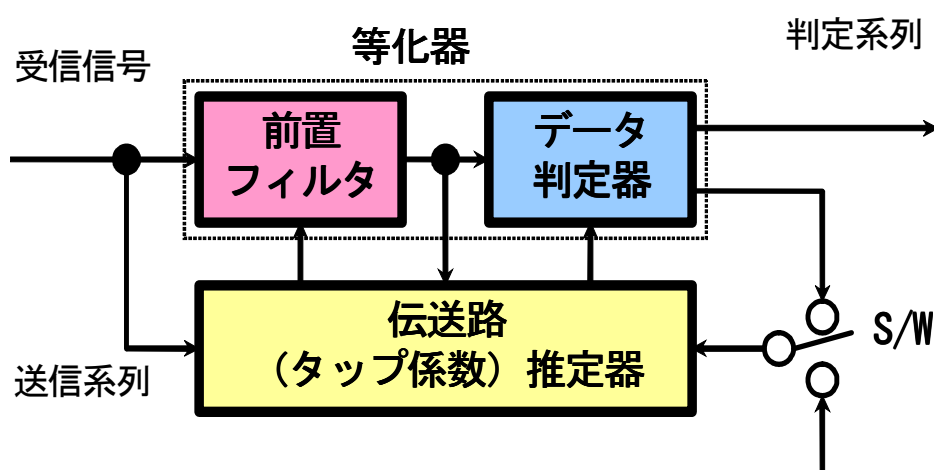


図 5.4.2.6-1 一般的な適応等化器の構成

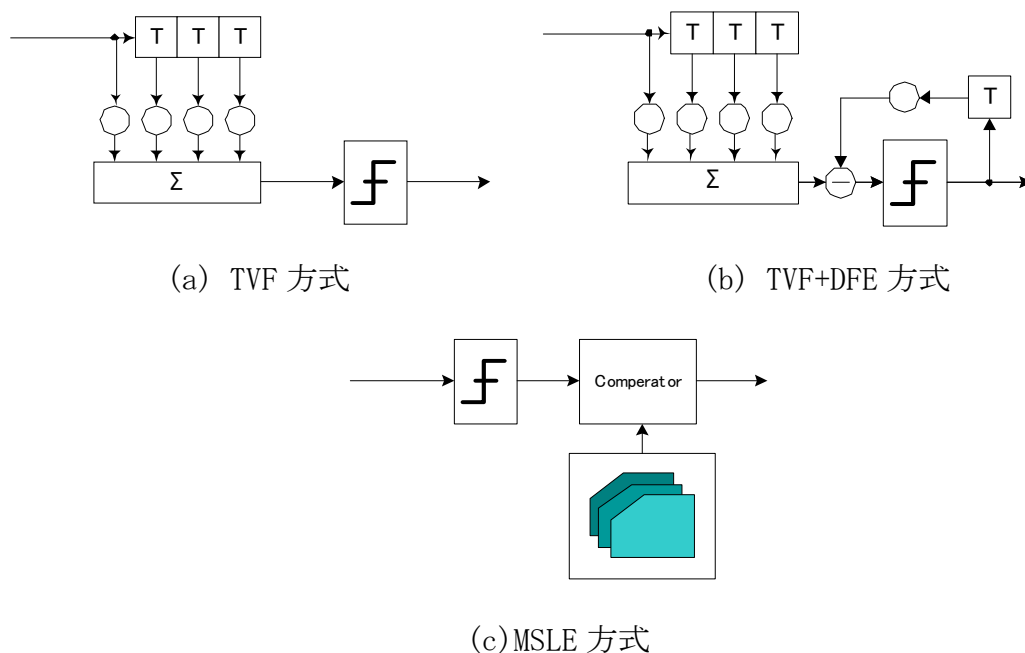


図 5.4.2.6-2 適応等化器の分類例

線形補償方式である TVF 方式は、回路構成が比較的小規模であり、要求されるプロセス性能は高くないため、LSI 化は比較的容易である。しかしながら、遅延波レベルが高いと特性が劣化するという欠点がある。一方、DFE 方式や MLSE 方式のような非線形方式は、線形方式よりも大きな補償量を見込めるが、回路規模やプロセス性能の面で実現性が難しい。特に、40Gbps で非線形方式の LSI 動作を実現させるにはプロセス性能の指標の一つである遮断周波数 (f_T: Transition frequency) は 200GHz 程度が必要であり、同時に高い集積度が要求されることからシリコン系プロセスが必須となるが、現時点での商用プロセスでの実現は容易ではない。

以上の検討より、電氣的分散補償と光学的偏波分散補償とを併用することが望ましいと考えられる。季節変化などによるゆっくりとした大きな偏波分散の変動は秒単位の低速制御の光学的偏波分散補償を用いて粗調整し、ミリ秒単位の高速制御が可能な TVF 方式を用いた電氣的偏波分散補償方式を用いることでシステム全体としての偏波分散による性能劣化を抑えることができる。

図 5.4.2.6-3 に TVF 方式による偏波分散補償 IC および周辺回路の構成ブロック図を示す。IC は心臓部となる TVF、クロック抽出を行う CDR (Clock Data Recovery)、TVF で波形整形されたアナログ信号をデジタル化する AD コンバータ、40Gbps の高速シリアル信号を低速パラレル信号に変換する DEMUX (Demultiplexer) 回路、AD 変換されたデータの書き込み、読み出しを行うメモリ部から構成される。なお、外部のプロセッサでは TVF のタップ係数を算出するアルゴリズム処理が行われ、波形整形された信号は外部の DEMUX IC によって 2.5Gbps の 16 本のパラレル信号に変換される。

表 5.4.2.6-2 に示す目標仕様を定めて、回路設計を開始した。

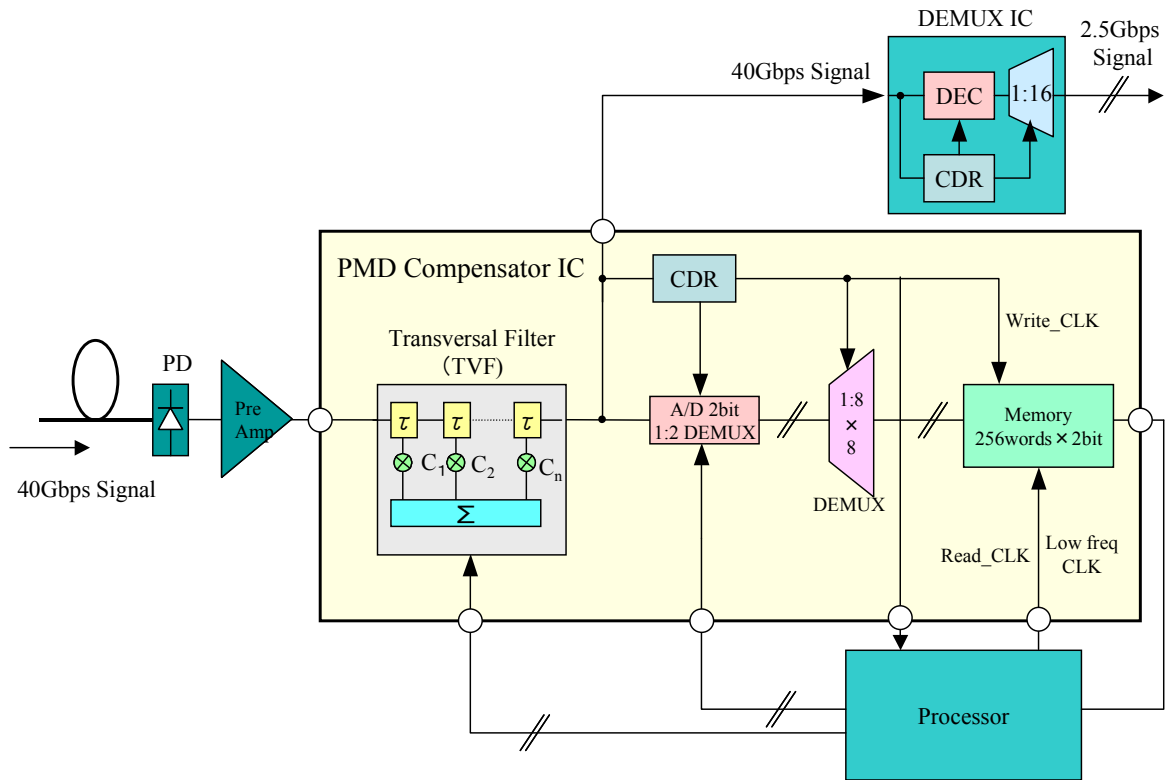


図 5.4.2.6-3 偏波分散補償 IC および周辺回路の構成ブロック図

表 5.4.2.6-2 目標仕様

項目	記号	min	typ	max	単位	備考
電源電圧 1	V_{CC3}	3	3.3	3.5	V	
電源電圧 2	V_{CC5}	4.5	5	5.5	V	
電源電圧 3	V_{DD}	1.6	1.8	2.0	V	
ジャンクション 温度	T_j	0		100	°C	
消費電流	I_{PMD}		3,516		mA	
消費電力	P_{PMD}		11,764		mW	
TVF						
40Gb/s DATA 入力振幅	V_{IN}		200		mV _{PP}	AC 結合 単相/差動 CML
40Gb/s DATA 出力振幅	V_{OUT}		200		mV _{PP}	AC 結合 差動 CML
タップ数	N		8			タップ数
タップ遅延量	τ		12.5		ps	タップ遅延量
ADC						
ビット数			2			閾値数 ; 3
サンプリング 周波数	f_{SMP}		80		GHz	
CDR						
VCO 発振周波数	f_{VCO}	17		25	GHz	ハーフレート
VCO ゲイン	K_{VCO}	3.970	5.819	7.569	(GHz/V)	
PD ゲイン	K_{PD}	0.2267	0.2531	0.2706	(V/rad)	with LPF
LOL 閾値		2^{-10}		2^{-3}		周波数差
メモリ						
メモリ容量			1024		ビット	256WORDS
出力 DATA 本数			8			1:8DEMUX の数 に等しい
書き込み速度	f_w		2.5		Gb/s	
読み出し速度	f_R	5		40	Mb/s	FPGA の性能に よる
CMOSDATA 入力 HIGH レベル	V_{IH}			V_{DD}	V	LVC MOS
CMOSDATA 入力 LOW レベル	V_{IL}	0			V	LVC MOS
20GHz CLK バッファ						
20Gb/s CLK 入力振幅	V_{IN}		200		mV _{PP}	AC 結合 単相 CML
20Gb/s CLK 出力振幅	V_{OUT}		400		mV _{PP}	AC 結合 差動 CML
S11	S11			-15	dB	@20GHz
S22	S22			-15	dB	@20GHz
モニタ						
2.5Gb/s DATA 出力振幅	V_{OUT}		350		mV _{PP}	LVDS

5-4-3 まとめ

5-4-3-1 波長・偏波分散制御デバイスの開発

偏光ビームスプリッタ／コンバイナと温度制御機構を有する2本のチャープファイバグレーティングを用いたグレーティング型PMD/CD補償器を開発した。チャープファイバグレーティングの温度制御機構は平均温度を制御するためのペルチェ素子と、温度分布を制御するための多分割薄膜ヒータから構成され、DGDと波長分散の両方を独立に制御可能である。特性を評価した結果、DGD可変幅：120ps、波長分散可変幅：200ps/nm、損失：4.5dB、帯域幅：0.6nmが得られた。設定値に対する精度は、DGDに関しては±4ps、波長分散に関しては±3.5psであった。また、評価した結果を用いて伝送シミュレーションを行った。伝送ビットレートは40Gbpsとし、伝送信号の変調フォーマットはCS-RZとした。結果より、ペナルティ1dBの帯域幅は0.45nm程度と、十分な帯域が得られた。よってグレーティング型PMD/CD補償器と偏波コントローラをうまく制御することができれば、波長分散やDGDにより歪んだ信号を補償することができることがわかった。

今後は、波長分散及び偏波分散を有する伝送システム内で、本デバイスの補償機能を確認するための実験を行い、シミュレーション結果と比較することにより本デバイスの実証を行う。

5-4-3-2 高速自動偏波制御方式の開発

高速動作が可能なLN導波路型偏波コントローラを評価し、高速自動偏波制御方式への適用を検討した。 V_{π} を測定した結果、MCについては20V程度、PSについては24V程度であった。損失を評価した結果は7.7dB、PDLは0.25dB～0.45dB、PMDは0.3ps以下であった。損失及びPDLに関しては、導波路の熱拡散時の温度等、プロセスの最適化や、電極位置等の最適化により低減できると考えられる。偏波制御特性については、MC：±9.5V（ $\cong \pm V_{\pi}/2$ ）、PS：±24.6V（ $\cong \pm V_{\pi}$ ）ですべての偏波状態を形成することができた。これらの結果から、原理的にLN導波路型偏波コントローラを偏波分散補償器用の偏波コントローラとして適用できることがわかった。

今後は、電圧制御系や制御用プログラミング等の開発、LN導波路型偏波コントローラの損失及びPDLを低減することにより高速自動偏波制御方式を開発し、本方式を用いた偏波分散自動補償アルゴリズムの最適化を図る。

5-4-3-3 偏波分散補償最適アルゴリズムの開発

DOPモニタとファイバ・スクイーザ型の偏波コントローラを用いて、出力される偏波状態を一定に保つ制御を行う実験を行った。入力光の偏波状態はロスアナライザに内蔵されている偏波コントローラによりランダムに変化させた。出力側のDOPモニタによりストークスパラメータを検出し、偏波状態が一定となるようにファイバ・スクイーザ型の偏波コントローラを制御した。出力光の偏波状態は偏波アナライザ（Agilent 8509C）を用いて計測した。偏波制御をOFFとした場合にはロスアナライザ内蔵の偏波

コントローラによりポアンカレ球上のほぼすべての偏波状態が形成されているのに対して、偏波制御を ON とした場合には、ほぼ一定な偏波状態が形成できることがわかった。これにより、入力側の偏波状態が変化した場合でも、DOP モニタにより偏波状態を計測しそれに伴って偏波コントローラを制御することにより出力偏波を一定に保つことができることがわかった。また、アルゴリズムの最適化のため、プログラミング言語の種類や、制御用コンピュータの種類を変えてテストシステムにて評価した結果、サンプリング周波数 13kHz を達成でき、偏波コントローラの制御に十分な速度が得られることがわかった。

今後は、DOP モニタを用いた本方式と偏波分散補償器とを組み合わせ、偏波分散自動補償アルゴリズムを開発し、さらには BER モニタ等を組み合わせた波長・偏波分散の同時自動補償補償方式を開発する。

5-4-3-4 高速応答方式の検討

可変波長分散補償器における、チャープファイバグレーティング周囲の熱的構造を見直すことにより、波長分散制御の高速化を検討した。多分割薄膜ヒータを形成した石英基板の厚みが 0.1mm, 0.5mm, 1.0mm のものを作製し、石英基板を薄型化することで波長分散制御の高速化が可能であることを確認した。高速応答型の可変波長分散補償器の作製ために、多分割薄膜ヒータを形成した厚さ 0.1mm の石英基板と、熱伝導率の向上のため厚さを 2mm、長さを多分割薄膜ヒータより両端 10mm 長い 60mm とした純銅製のヒートスプレッドを用いた。このような可変波長分散補償器を 2 台直列に接続して波長分散可変幅 400ps/nm の可変波長分散補償器を作製した。波長分散可変幅の±5%以内の波長分散値に達するまでの時間は 1.2 秒以下と極めて良好な特性が得られた。

今後は、熱シミュレーション解析により熱構造をさらに最適化し、グレーティング周囲に直接薄膜ヒータを形成する構成等により、波長分散制御のさらなる高速化を行う。またピエゾ素子や圧電薄膜などの応力制御手段を用いてグレーティングに応力を印加する方式を検討することにより偏波分散制御の高速化を行う。

5-4-3-5 多波長一括補償方式の検討

今回、一本のファイバグレーティングで複数波長を反射するグレーティングの検討を行った。具体的には、屈折率変調とグレーティングピッチの位相にサンプリングを行い、シミュレーションを用いて、2 波長で動作するチャープファイバグレーティングと、温度制御によってその波長分散を変化させた場合の特性について検討した。グレーティング長さ 60mm、グレーティングピッチのチャープ率を 0.088nm/cm とした。このようなサンプルドグレーティングの光学特性をシミュレーションによって求めた結果、2 波長で動作するサンプルドグレーティングが作製可能であることが確認できた。さらに、50℃の温度勾配を印加した場合の特性を計算した結果、2 波長とも中心波長のずれを生じることなく、310ps/nm の波長分散制御が可能であることが確認できた。

今後は、4 波長以上に対応した分散補償ファイバグレーティングを設計し、さらにナノステージを用いた位相マスクとファイバの相対位置制御に

よるサンプルドグレーティングの製造方法を開発する。これにより 4 波長以上に対応した波長・偏波分散補償器を開発する。

5-4-3-6 電氣的偏波分散補償方式の検討

大きな補償能力を持つ光学的偏波分散補償との併用を前提とした場合、TVF(Transversal Filter)を用いた線形補償方式の方が非線形補償方式よりも回路規模を小さくすることができ、LSI 化が可能であることがわかり、回路設計に着手した。

今後は、ビットレート 40Gbps で動作する遮断周波数 200GHz 以上の高速プロセスの選定を行い、LSI 化における基本設計および詳細回路設計を進め、LSI 化開発に着手する予定である。

5-5 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価

5-5-1 概要

敷設された光ファイバの光学特性は、環境温度の変化などの外的な要因により経時的に変動することが知られている。そのため、本研究開発で開発を行う変復調方式、誤り訂正符号方式、分散補償方式の要求条件を明確化するためには、既設の光ファイバ網に適用されているシングルモードファイバや分散シフトファイバの光学特性変動の定量的な評価を行う必要がある。特に、40Gbps 信号は伝送路の波長分散や偏波分散 (PMD: Polarization Mode Dispersion) の影響を受けやすいため、長期的に安定な伝送特性を確保するためには受信側でこれらの波長分散変動や偏波分散変動を補償することが重要であるが、これらの補償器の最適動作条件を見極めるためには、既設光ファイバの波長分散や偏波分散の変動特性の評価を行う必要がある。

また、開発した伝送方式、誤り訂正符号方式および補償方式の有効性を確認するためには、実際の 40Gbps 光信号を用いた伝送実験での評価により要求条件を明らかにし、設計等にフィードバックすることが重要である。さらに、このような過程を経て各方式の完成度を高めた後、最終的には、周回伝送実験系を用いた数千 km 程度の 40Gbps 波長多重伝送実験による検証を行う必要がある。

そこで、平成 15 年度は、恒温槽を用いた光ファイバ特性の温度依存性評価、既設光ファイバケーブルの偏波分散特性変動評価、および、開発したキーデバイスの総合評価を行うための 40Gbps 光伝送特性評価系の準備を行った。

5-5-2 研究開発成果

5-5-2-1 光ファイバの特性評価

5-5-2-1-1 光ファイバ特性の温度依存性評価

敷設された光ファイバの環境温度の変化による光学特性の変化を評価するため、恒温槽を用いて光ファイバ特性の温度依存性の測定を行った。これまでに、いくつかの光ファイバに対する波長分散の温度依存性が報告されているが [4-3~6]、本検討では、既設光ファイバ網で使用されている種々の光ファイバの特性を評価するため、シングルモード光ファイバ (SMF)、分散シフト光ファイバ (DSF)、ノン零分散シフト光ファイバ (NZDSF) の3種類の光ファイバの特性を評価した。なお、SMF と DSF に関しては、製造メーカーの異なる複数の光ファイバについても測定を行った。表 5.5.2.1-1 に評価を行った光ファイバの各種パラメータを示す。なお、通常の SMF (SMF1~SMF3) は光ファイバのコア部にゲルマニウムをドープしてクラッド部よりも屈折率を高くする構造になっているのに対し、SMF4 はコア部にはドープする代わりに、クラッド部にフッ素をドープして屈折率を低くする構造となっている (ピュアシリカコア光ファイバ)。

表 5.5.2.1-1 測定光ファイバの各種パラメータ

	光ファイバ種別	長さ (km)	波長分散 (ps/nm/km)	波長分散スロープ (ps/nm ² /km)
a	SMF1	6.0	16.4	0.059
b	SMF2	10.0	17.0	0.060
c	SMF3	20.0	16.3	0.059
d	SMF4	15.0	18.8	0.057
e	DSF1	13.0	-0.44	0.072
f	DSF2	13.0	-0.58	0.067
g	NZDSF	5.0	5.1	0.047

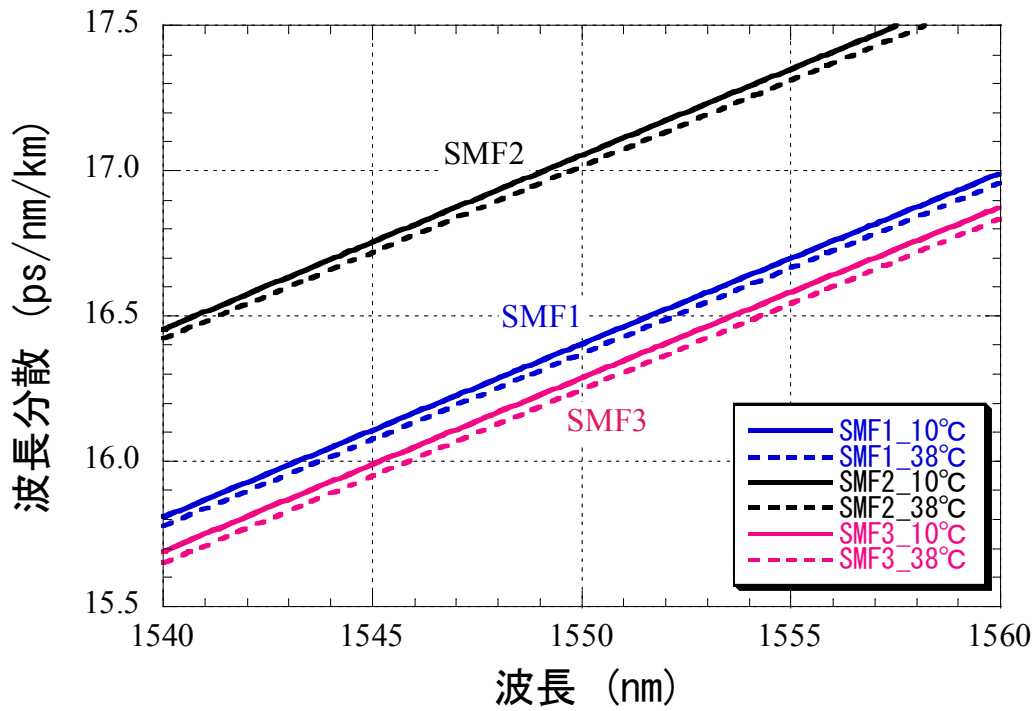
(※波長分散、波長分散スロープは、波長 1550nm、温度 20℃の時の値)

光ファイバ特性の温度依存性測定は、各光ファイバスプールを恒温槽内に設置し、恒温槽の温度を 10℃～38℃の範囲で変化させて行った。十分に温度が安定した状態で測定を行うため、恒温槽の温度を変化させた際には、設定温度にした状態で 12 時間以上保持した後、測定を開始した。評価は、40Gbps 光信号特性への影響が大きい波長分散および偏波分散について行い、その温度依存性を測定した。

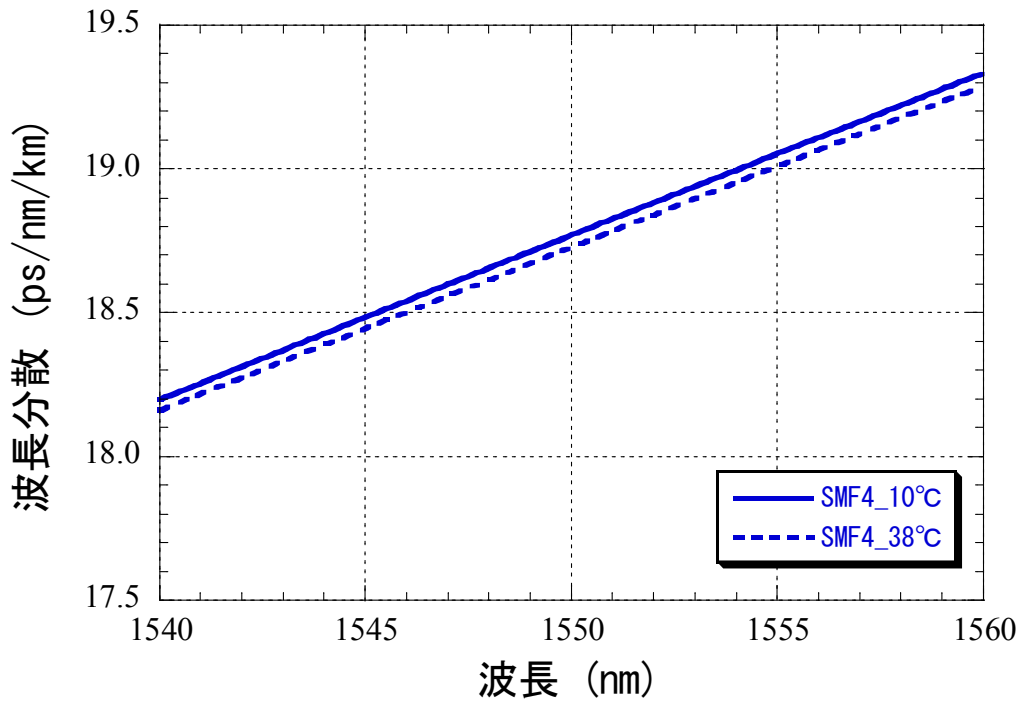
波長分散の評価には位相シフト法を用いた。測定光パルスの変調周波数は光ファイバスプールの累積波長分散に応じて最適化を行い、SMF2、SMF3、SMF4 については、それぞれ、2GHz、1GHz、1.3GHz、それ以外の光ファイバについては 3GHz に設定した。このような変調周波数にて測定された群遅延特性をセルマイヤ多項式でフィッティングし、各光ファイバの波長分散および波長分散スロープを求めた。

偏波分散の評価にはジョーンズマトリックス法を用い、測定波長を 1540nm～1590nm の範囲で 1nm 間隔にて掃引することにより得られた 50 ポイントの DGD (Differential Group Delay) の平均をとり、その値を光ファイバ長の平方根で割ることにより、各光ファイバの PMD 係数を求めた。

図 5.5.2.1-1~3 にそれぞれ SMF、DSF および NZDSF における波長分散の波長依存性の測定結果を示す。図 5.5.2.1-1~3 には、温度が 10°C の場合と 38°C の場合の結果を示した。



(a) SMF1~SMF3



(b) SMF4

図 5.5.2.1-1 各種 SMF の波長分散特性

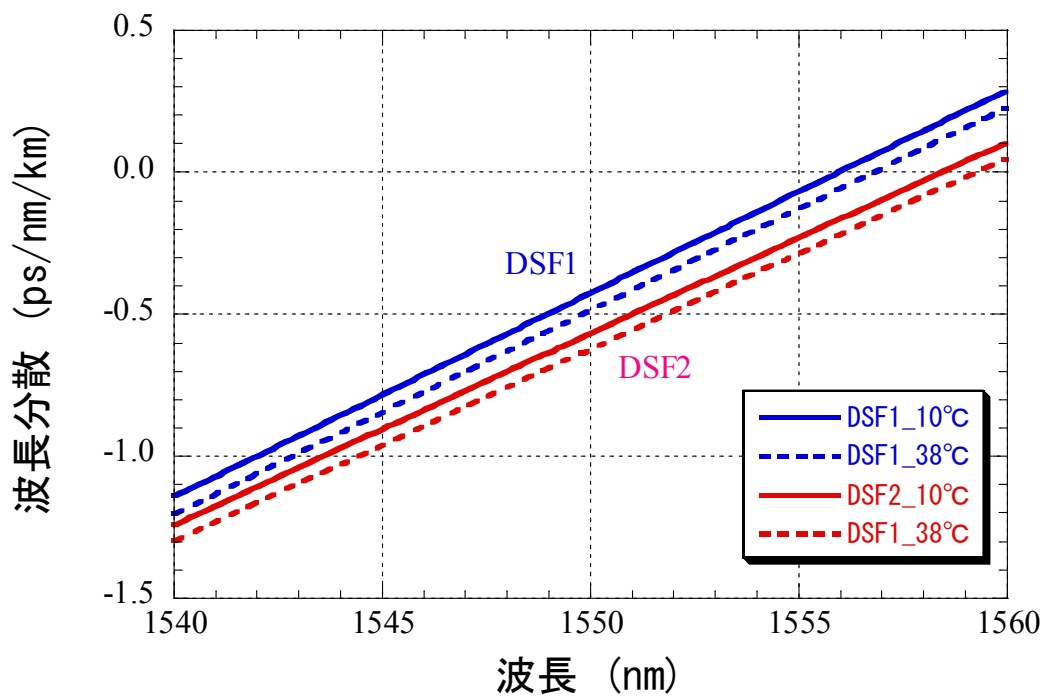


図 5. 5. 2. 1-2 DSF の波長分散特性

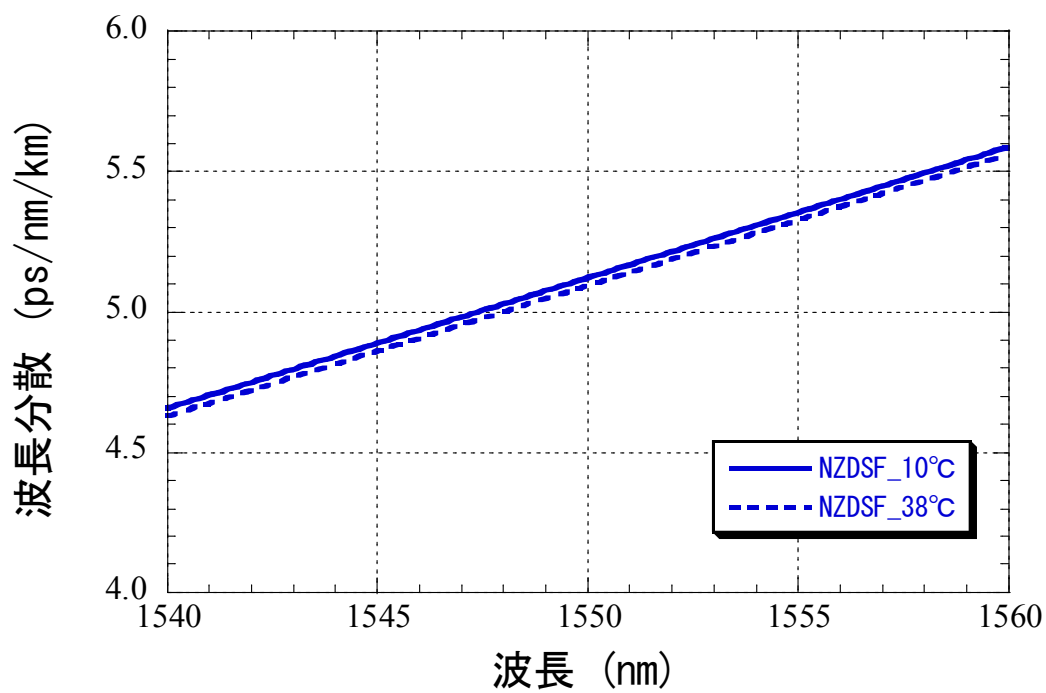


図 5. 5. 2. 1-3 NZDSF の波長分散特性

また、波長 1550nm における波長分散の温度による変化を図 5.5.2.1-4 に示す。ただし、図 5.5.2.1-4 では、温度 10°Cの時の波長分散を基準として、その値からの変化をプロットした。図 5.5.2.1-4 より、光ファイバの波長分散の温度依存性の大きさは光ファイバの波長分散スロープとともに大きくなり [4-5]、DSF>SMF>NZDSF の順に大きくなる事が分かる。今回評価を行った光ファイバにおいては、波長分散の温度係数は $-0.001\text{ps/nm/km/}^{\circ}\text{C}$ ~ $-0.002\text{ps/nm/km/}^{\circ}\text{C}$ であった。

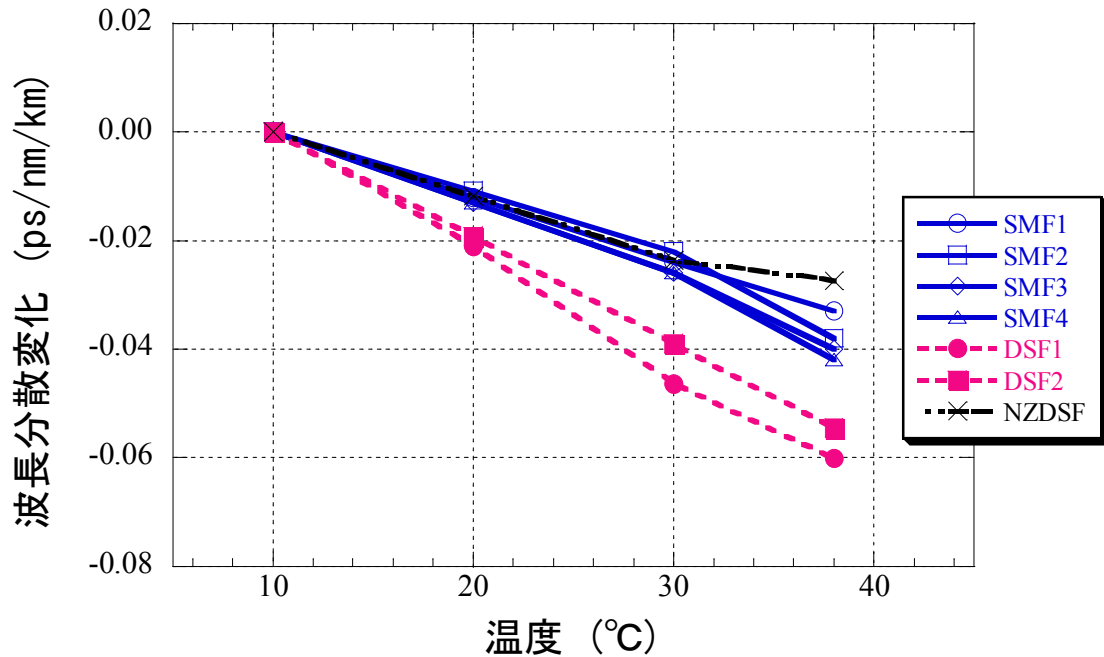


図 5.5.2.1-4 各種光ファイバの温度による波長分散変化

敷設された光ケーブルの温度変化の目安として、気象庁のアメダスのデータによる 2003 年の日本各地の気温（最高気温と最低気温）の変化を図 5.5.2.1-5 に示す。これより、気温の変化は、小さい地方でも 40℃程度、大きな地方では 50℃以上となることが分かる。敷設された光ファイバケーブルの温度は気温変動に影響を受けるが、その影響の大きさは敷設状態により異なる。地中に埋設された管路内に敷設された場合は気温変動の影響は小さくなるが、電信柱等を用いて空中に設置される架空ケーブルの場合は気温変動の影響は大きく、光ファイバケーブルに気温変動よりも大きな温度変化が生じる可能性もある。ここでは、光ファイバケーブルの受ける温度変化を 50℃と仮定して、波長分散変動が伝送特性に与える影響を見積もった。

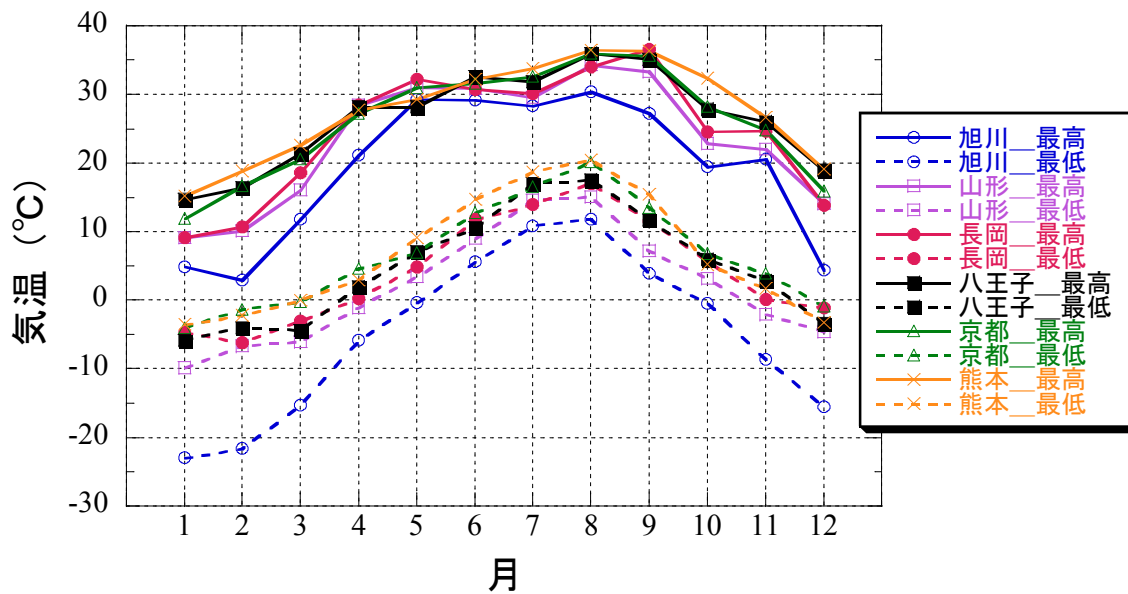


図 5.5.2.1-5 日本各地の年間気温変化

図 5.5.2.1-6 に温度変化を 50°C とした時の伝送距離と累積波長分散変動の関係を示す。狭帯域光フィルタを用いた 40Gbps DPSK 変復調方式の場合、Q 値（信号品質を表す定量的な指標で SNR と等価）の劣化が 1dB 以下となる分散耐力は 50ps/nm~100ps/nm 程度しかないため [4-7]、40Gbps 光信号を用いて 3000km 以上の伝送を実現するためには適応波長分散補償方式の導入が必須であることが分かる。伝送用光ファイバとして、SMF、NZDSF を用いた場合には、波長分散補償器に要求される波長分散可変幅は 100ps/nm~150ps/nm 程度であるが、DSF を用いた場合には、250ps/nm 程度の波長分散可変幅が必要となることが分かる。

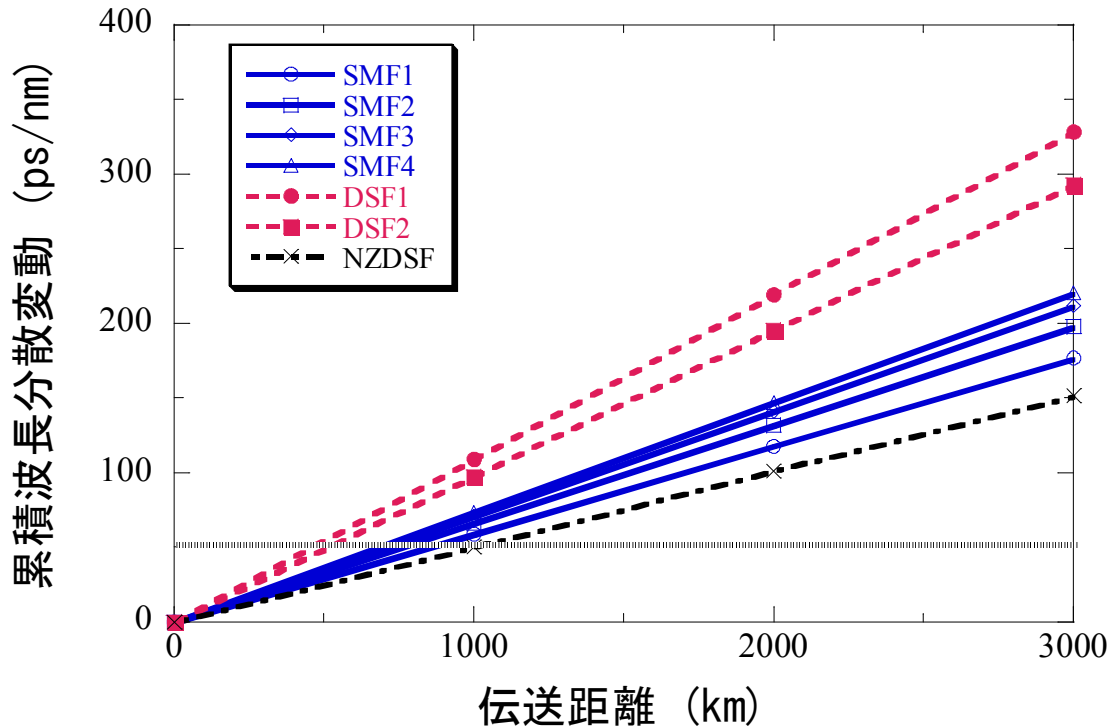


図 5.5.2.1-6 50°Cの温度変化による累積波長分散の変化

恒温槽の温度を変化させながら各光ファイバの波長分散特性の測定を行う際に、偏波分散特性の測定も同時に行った。図 5.5.2.1-7 に、各種光ファイバの偏波分散の温度依存性の測定結果を示す。これより、波長分散特性とは異なり、PMD 係数と温度の間の相関は小さいことが分かる。偏波分散変動は温度の値そのものではなく、温度の変化と相関があることが報告されており [4-9]、偏波分散の変動特性を把握するためには、光ファイバケーブルが敷設されている実環境での評価が必要であることを確認した。

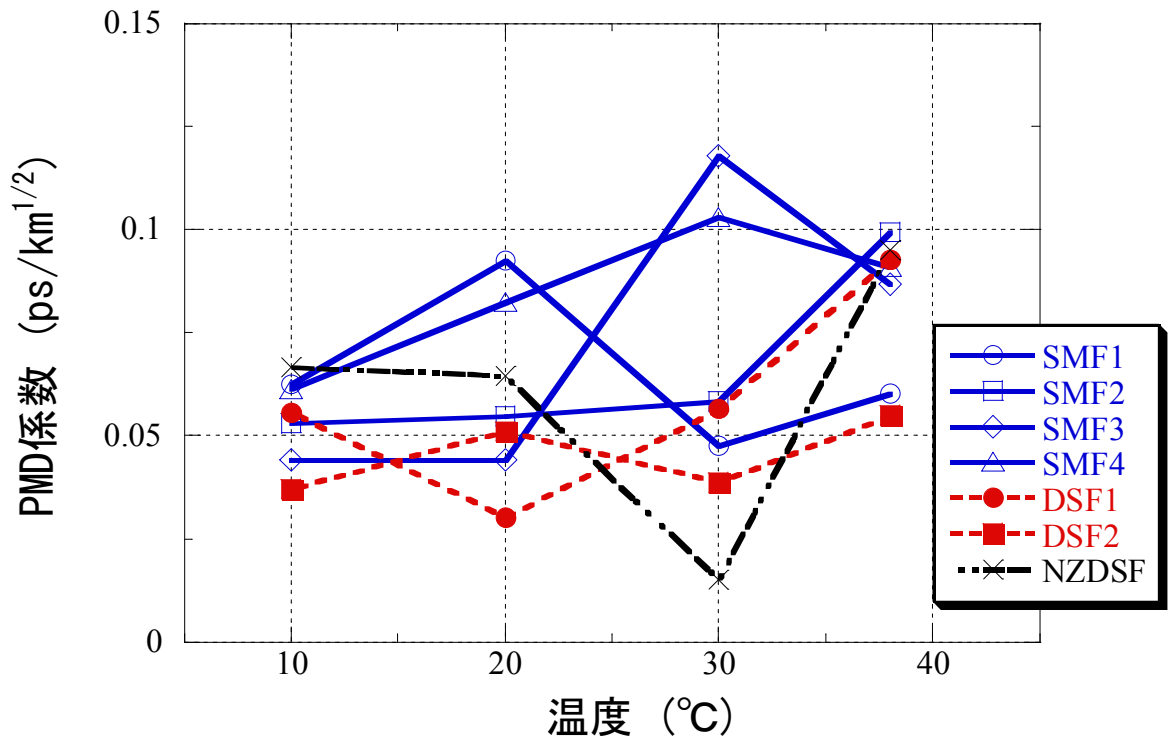


図 5.5.2.1-7 各種光ファイバの偏波分散特性

5-5-2-1-2 既設光ファイバの偏波分散変動評価

敷設された光ファイバの偏波分散の時間変動を把握し、その補償方式を確立することは、長距離 40Gbps 波長多重伝送システムの安定化には必須の課題である。これまでに、既設光ファイバケーブルを用いた検討が複数の研究機関により行われているが[4-1, 2, 8~13]、光ファイバの偏波分散特性は光ファイバの製造工程、ケーブル化技術、敷設方式および敷設状態に大きく依存し、各国でその特性は異なると予想される。そのため、国内に実際に敷設されている光ファイバの偏波分散特性の評価を行った。

表 5.5.2.1-2 に評価を行った光ファイバケーブルのパラメータを示す。区間 A、B ともに高速道路沿いの管路に敷設されたテープスロット型ケーブルであり、区間 B では同一ケーブル内に SMF、NZDSF が混在している。

表 5.5.2.1-2 測定光ファイバケーブルのパラメータ

区間	ファイバ長 (km)	ファイバ種別
A	33	SMF
B	88	SMF、NZDSF

光ファイバケーブルの偏波分散は、広帯域光源（ピーク波長：1525nm、半値幅：85nm）を用いた干渉法により得られた測定結果を光ファイバ長の平方根で割って得られた PMD 係数により評価した。干渉法の測定構成を図 5.5.2.1-8 に示す。各区間、各ファイバ種について、数心を選択し、日較差の評価には 5 分間隔で 24 時間測定した結果、長期変動（11 月～3 月）の評価には約 1 ヶ月毎のほぼ同じ時間帯に測定した結果を用いた。

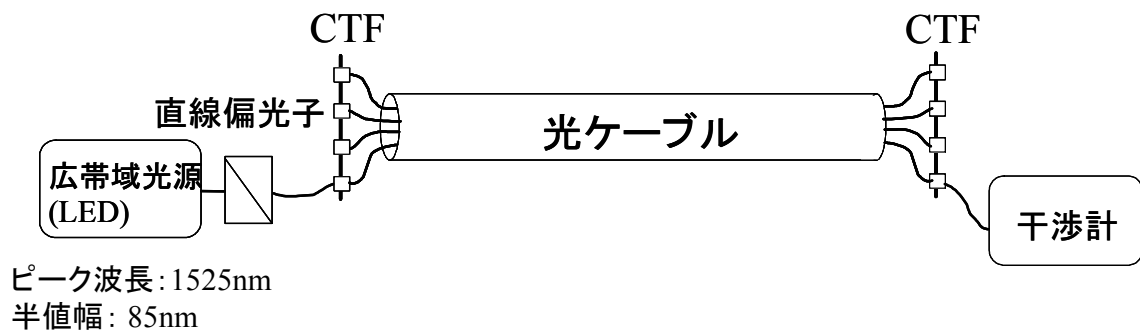
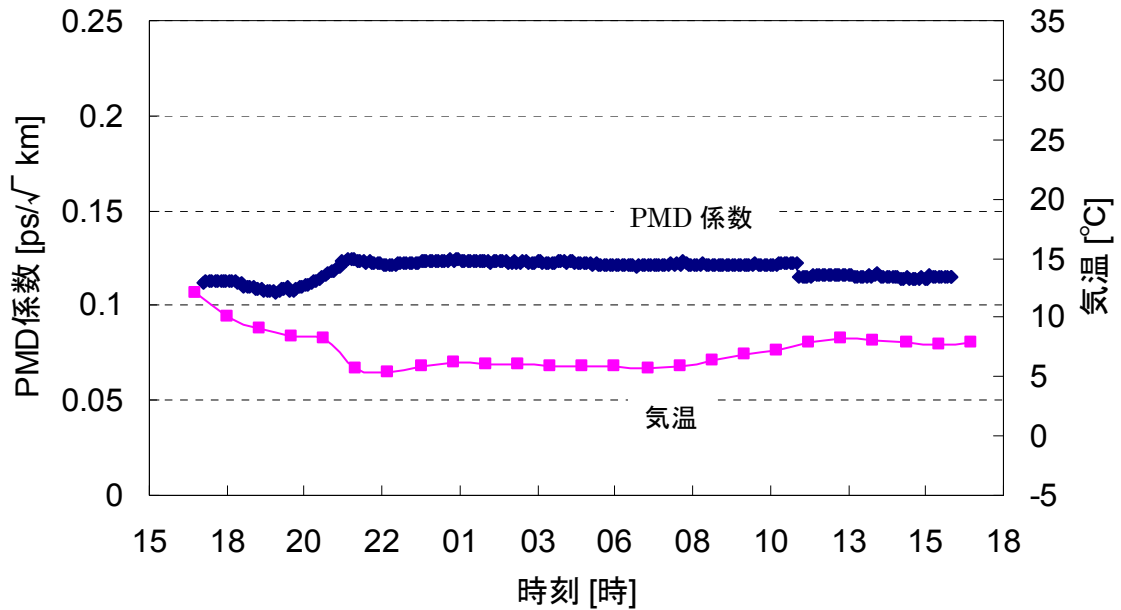


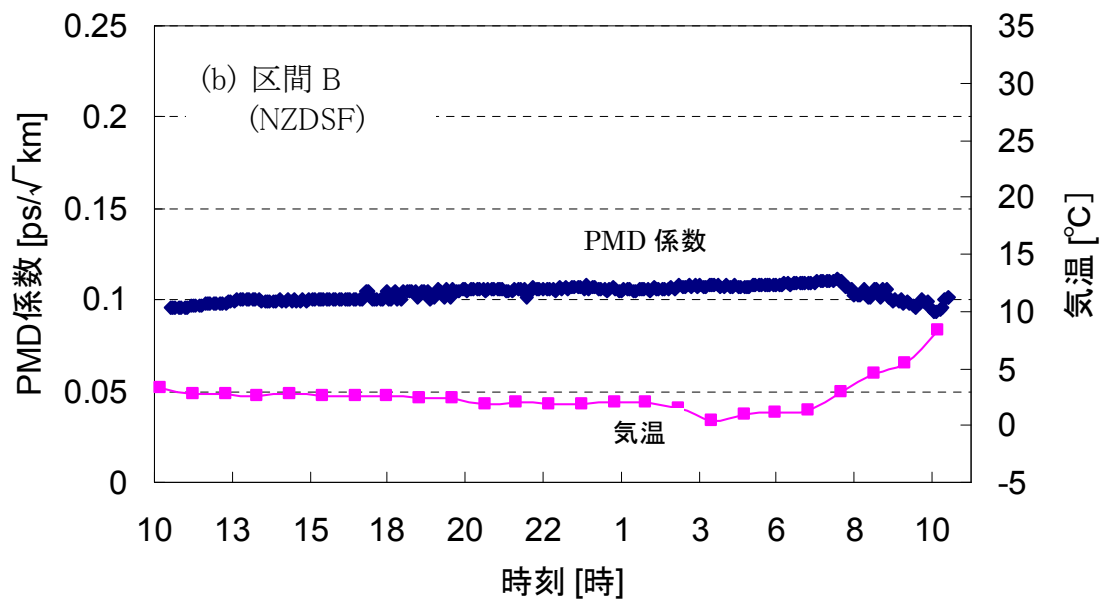
図 5.5.2.1-8 干渉法の測定構成

図 5.5.2.1-9 に、区間 A および区間 B の光ファイバケーブルの偏波分散の日較差を示す。図 5.5.2.1-9(a) は、3 月中の 1 日の区間 A の SMF の PMD 係数および気温の変化、図 5.5.2.1-9(b) は、2 月中の 1 日の区間 B の NZDSF の PMD 係数および気温の変化を示している。

それぞれの光ファイバケーブルの PMD 係数の平均は、 $0.12\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 、 $0.10\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ と同様な値となっており、偏波分散の 1 日での変動は、平均値の 20% 程度であった。特に、気温が安定している時間帯での PMD 係数の変動は小さく、気温の変化がある時間帯にわずかに PMD 係数に変化していることが分かる。



(a) 区間 A (SMF)



(a) 区間 B (NZDSF)

図 5.5.2.1-9 偏波分散変動特性 (1 日)

図 5.5.2.1-10、図 5.5.2.1-11 に、区間 A、区間 B の光ファイバケーブルの偏波変動の長期変動（11 月～3 月）を示す。区間 B については、同一ケーブル内にある SMF と NZDSF の両方の測定結果を示した。

これらの結果より、いずれの光ファイバケーブルの場合も、PMD 係数変動は日較差と比較すると大きくなるが、その変動幅は $0.05\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 以下であることが分かる。また、偏波分散変動特性の光ファイバ種別による大きな差異はなく、長期変動（11 月～3 月）の測定結果からは気温変化と PMD 係数の間に大きな相関は見られなかった。気温変化と PMD 係数の間の相関が小さい理由として、今回評価を行った光ファイバケーブルは地下に埋設された管路内に敷設されているため、外気温の影響を受けにくかったことが考えられる。敷設された光ファイバケーブルの温度は外気温に影響を受けるが、その影響の大きさは敷設状態により異なる。電信柱等を用いて空中に設置される架空ケーブルの場合は、外気温の影響を受けやすくなるだけでなく、風等による振動の影響も受けるため、管路内に敷設された光ファイバケーブルよりも偏波分散変動は大きくなると考えられる。

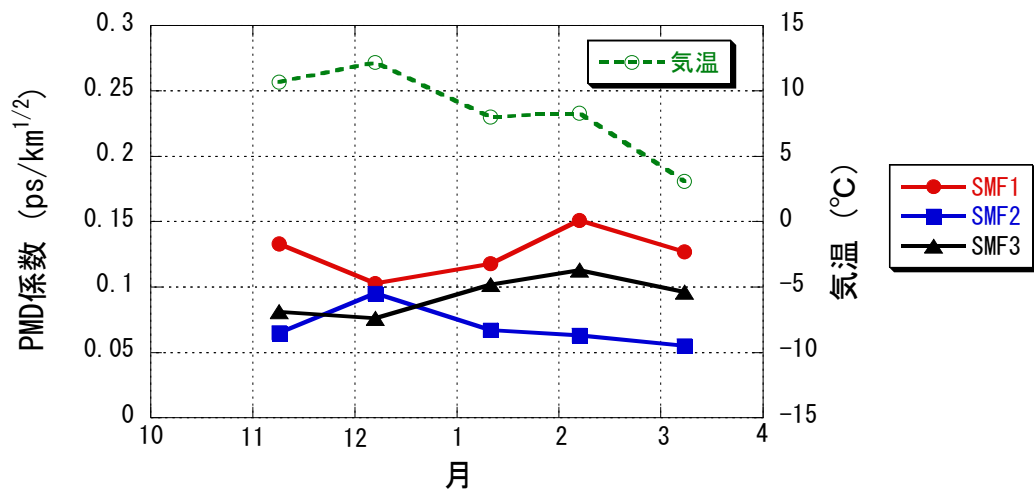


図 5.5.2.1-10 区間 A での偏波分散変動特性（11 月～3 月）

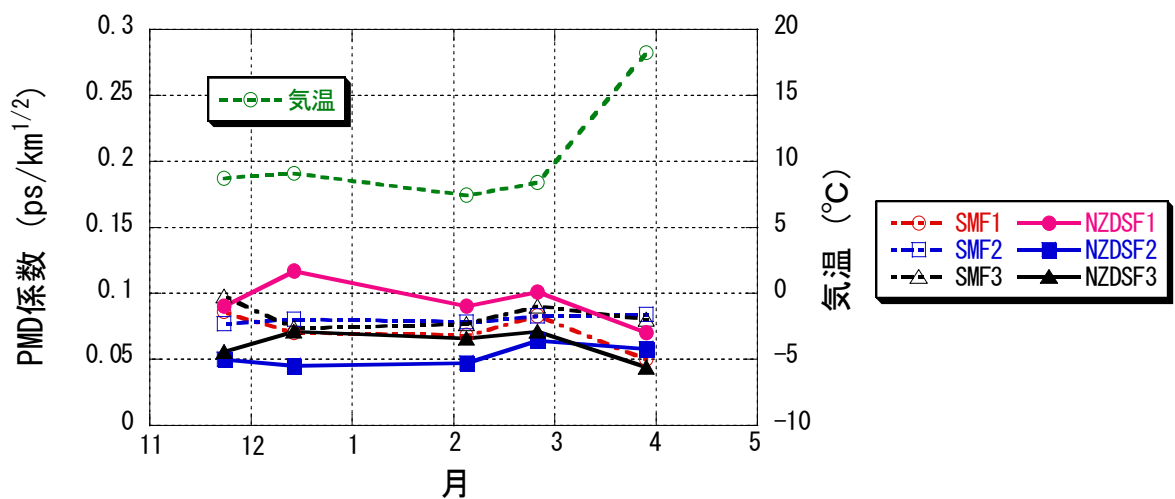


図 5.5.2.1-11 区間 B での偏波分散変動特性（11 月～3 月）

日較差、長期変動（11月～3月）の評価より、今回評価を行った光ファイバケーブルにおいては、PMD係数は $0.15\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 以下であった。PMD係数を $0.15\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ と仮定した場合、3000km長の光ファイバ伝送路全体でのDGDは8.2psとなる。なお、実際の光伝送システムでは、光ファイバの偏波分散の他に、光中継器の偏波分散の影響も考慮しなければならないため、光伝送システム全体のDGDはさらに大きくなる。一般に、光信号の許容DGDは伝送速度に対応したタイムスロットの1/10程度と言われているため、40Gbps光信号（タイムスロット：25ps）の場合、DGDの許容値は2.5ps程度となる。したがって、既設光ファイバ伝送路を用いた40Gbps光信号の3000km以上の伝送を実現するためには偏波分散補償方式の導入が必須であることが分かる。

偏波分散補償方式への要求条件を明らかにするために、特定波長における短いサンプリング周期での偏波分散変動評価を行った。この評価の際には、同一ケーブル内の同種光ファイバ2心線を用い、遠端の中継所において折り返す構成でジョーンズマトリクス法（Jones Matrix Eigenanalysis法）を用いて測定した結果を用いた。測定の際には、波長可変光源の波長を1550nmと1551nmに約7秒間隔で変化させ、それぞれの波長のジョーンズマトリクスを測定し、DGDを求めた。図5.5.2.1-12にジョーンズマトリクス法を用いた測定構成を示す。

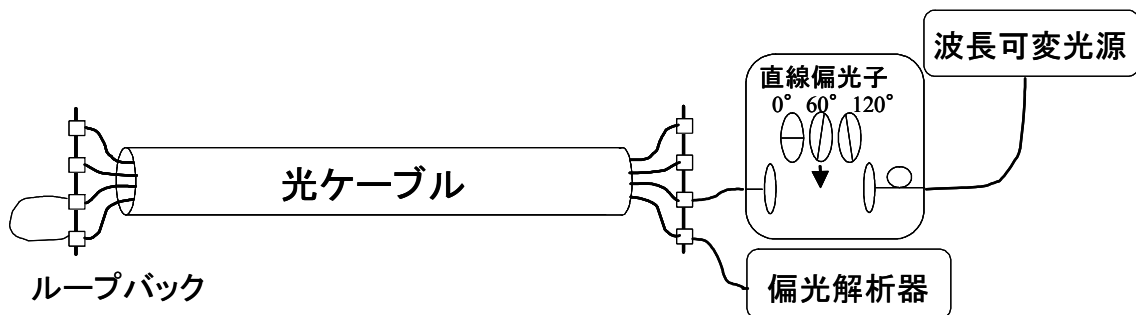


図 5.5.2.1-12 ジョーンズマトリクス法を用いた測定構成

図 5.5.2.1-13 に区間 A の SMF について、折り返し状態（ファイバ長：66km）で 1 時間測定した結果を示す。これより、高速道路沿いの管路に敷設された光ファイバケーブルでは、偏波変動特性はゆるやかで、短時間での急激な変化はないことが分かる。

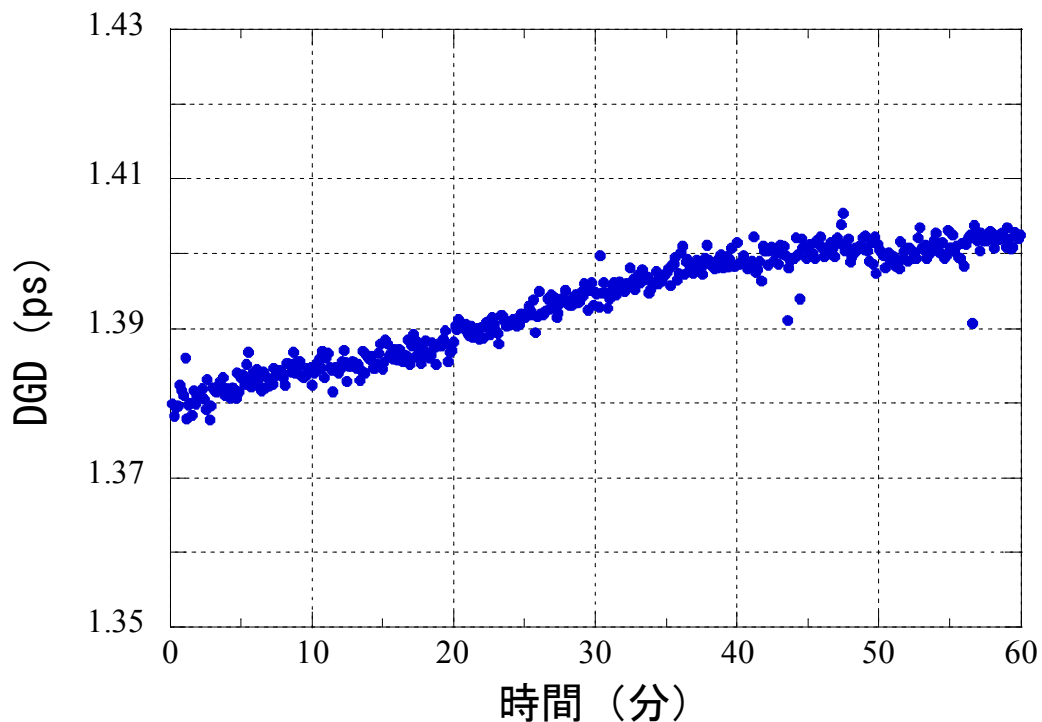


図 5.5.2.1-13 DGD の変化（区間 A の SMF）

5-5-2-2 キーデバイスの総合評価

開発した伝送方式、誤り訂正符号方式および補償方式の有効性を確認するためには、実際の光信号を用いた伝送実験での評価により要求条件を明らかにし、設計等にフィードバックする必要がある。そのため、文献調査を中心とした関連技術の調査と実験評価系の検討を行い、40Gbps 光信号を用いたキーデバイスの評価と大容量波長多重伝送実験を行うための指針を得た。

5-5-3 まとめ

既設光ファイバケーブルの光学特性の変動を評価するため、各種光ファイバの波長分散特性の温度依存性の評価、および、高速道路沿いの管路に敷設された光ファイバケーブルの偏波変動特性の評価を行った。

恒温槽を用いて各種光ファイバの波長分散の温度依存性を評価した結果、既設光ファイバ網で使用されている伝送用光ファイバの波長分散の温度依存性は $-0.001\text{ps/nm/km/}^\circ\text{C}\sim-0.002\text{ps/nm/km/}^\circ\text{C}$ であることを確認した。その結果、3000kmの光伝送システムにおいて 50°C の温度変化があると仮定すると、適応波長分散補償方式の導入は必須であり、波長分散補償器に要求される波長分散可変幅は 250ps/nm 程度であることを確認した。

既設光ファイバケーブルの偏波分散変動を評価した結果、高速道路沿いの管路に敷設された光ファイバケーブルの偏波分散変動は $0.05\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 程度と比較的小さく、その変化はゆるやかであることを確認した。今後は、高速道路沿い管路に敷設された光ファイバケーブルの評価を継続して行い、温度変化量がさらに大きくなる年間変動の評価を行うとともに、架空など管路以上に光ファイバの温度変化が大きくなる敷設状態の既設光ファイバケーブルの評価も行い、敷設状態による変動特性の差異を明確化する予定である。

また、開発した伝送方式、誤り訂正符号方式および補償方式の有効性を確認するためには、40Gbps光信号を用いた伝送実験での評価を行う必要があるため、その準備を行った。今後は、本研究開発で試作した波長分散補償器、分散スロープ補償器、および、偏波分散補償器について、40Gbps光信号による特性評価を行い、次段階の開発への指針を得る。さらに、開発した伝送方式、および、誤り訂正符号方式を適用した40Gbpsの光送受信器の試作機について、周回伝送実験による長距離伝送評価を行い、その有効性を検証する予定である。

5-6 総括

5-6-1 狭帯域変復調方式

平成15年度は最終目標である40Gbpsベースの10Tbps-3,000km伝送達成のための変復調方式としてPSK方式を候補とし、狭帯域フィルタを用いた2値RZ-DPSK変復調方式と4値化したRZ-DPSK変復調方式との比較検討を実施した。さらに、これらの変調方式を用いた光送受信技術について検討するとともに、キーデバイスであるMZI集積化フォトダイオードの要素技術となる導波路型ツインPDの試作評価を行った。

本開発のターゲットである「周波数利用効率0.8b/s/Hz以上、3,000km伝送」はRZ-DPSK、RZ-DQPSKの境界領域にあり、どちらの変調方式でも改善が必要であるが、どちらの変調方式でも達成の可能性がある領域と言える。平成16年度はRZ-DQPSK方式の長距離化、又はRZ-DPSK方式の周波数利用効率向上の両側面から検討を進め、変調方式の決定を行う。

また平成15年度にはRZ-DPSK、RZ-DQPSK送受信器の構成と性能の安定化についての検討を行った。(1)RZ-DQPSK方式もRZ-DPSK方式も1波長当たりの部品点数は従来方式のRZ-OOK送受信器とほとんど同一で、キーデバイスはMZI集積化バランストレーサであること、(2)適切な制御回路を施すことによって商用適用可能なレベルまで十分な安定化が可能であること、が判明した。平成16年度は変復調方式検討の結果を受け、光送受信器の詳細方式検討に着手する予定である。

さらにRZ-DPSK方式、RZ-DQPSK方式共通のキーデバイスであるMZI集積化フォトダイオードの検討を行った。Mach-Zehnder干渉計集積化を念頭に置いた導波路型ツインPDの1次試作を実施し、設計通り40GHz以上の帯域特性が得られることを確認した。現在プリアンプとのハイブリッド集積モジュールのアセンブリに着手しており受信器としての評価の準備を進めている。今後の課題はMach-Zehnder干渉計の集積デバイス化の検討で、平成16年度は中間目標であるMach-Zehnder干渉計とツインフォトダイオードによるDPSK光受信器を用いた40Gbpsでの動作検証を行う予定である。

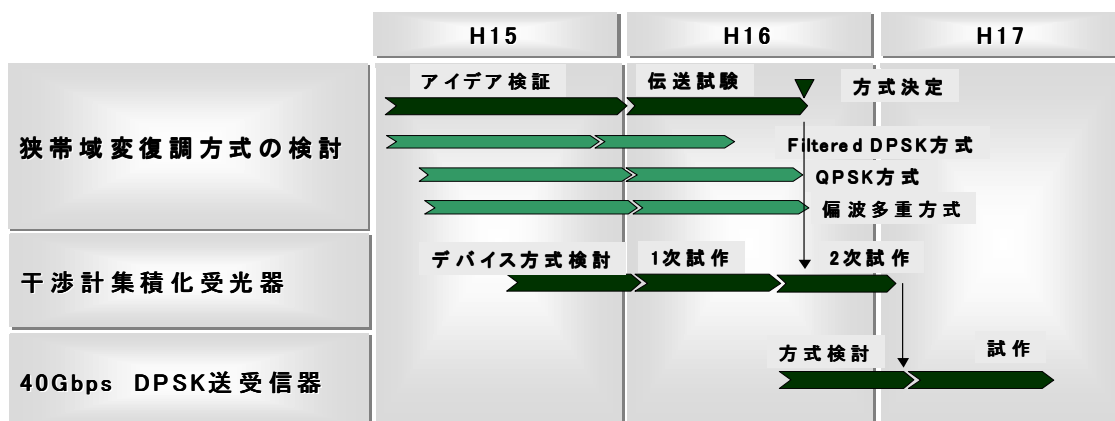


図 5.6-1 狭帯域変復調方式の計画

5-6-2 誤り訂正方式

平成15年度は誤り訂正能力の高い LDPC (Low-density parity-check) 符号と BTC (Block turbo code) について検討を行い、40Gbps では冗長度 25%程度 のBTC によって符号化利得 10dB を目指すべきであるとの結論に達した。

方式検討の結果をもとに符号器・復号器 LSI の設計を行い、回路設計および機能シミュレーションを実施した。40Gbps の実現には (1) トリビュタリ制御機能が必須であり、(2) 伝送時に発生するビットパターン依存性の低減機能の実現が好ましいことがわかった。これらの機能の実現方法を検討し LSI 設計に同機能を盛り込んだ。現在 LSI 化に着手し、チップフロアプラン設計までを完了している。

また開発中の符号器・復号器 LSI の動作を検証するために用いる 40Gbps 誤り訂正評価基板の基本検討を実施した。

平成16年度は誤り訂正符号器・復号器 LSI の動作検証および 40Gbps 軟判定 LSI の基本設計を実施する予定である。

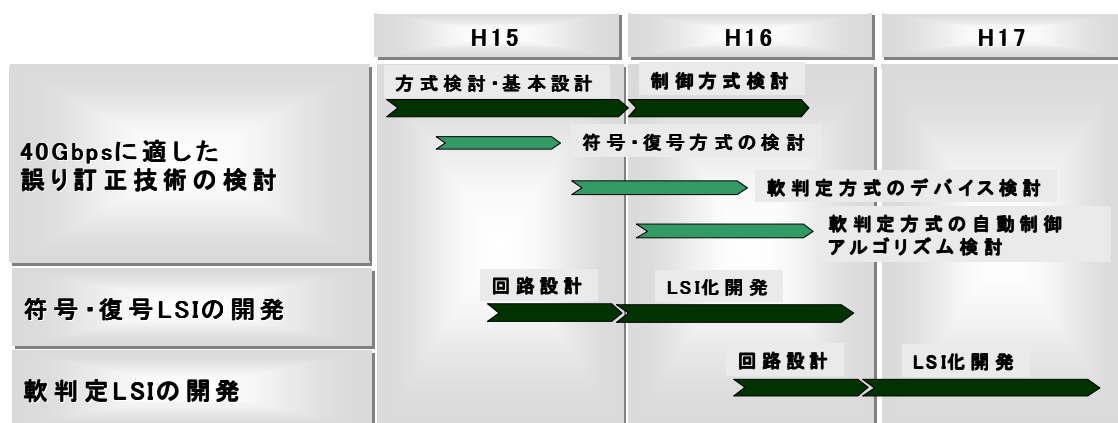


図 5.6-2 誤り訂正方式の計画

5-6-3 分散補償方式

平成15年度は波長・偏波分散の同時補償方式の基礎検討を行った。2本の分散補償ファイバブラッググレーティングを用いて2つ偏波モード間の遅延時間差（偏波分散）を補償し、かつファイバブラッググレーティングの長手方向における温度勾配を制御して波長分散を制御することで波長分散を200ps/nm、偏波分散を120psそれぞれ可変できることを確認した。今後は伝送実験を行い、本デバイスの有効性を検証する。

また、偏波分散の自動最適化の方式検討および偏波分散補償のアルゴリズム開発を行い、偏光度モニタによる偏波制御を行う方式を提案し、4段偏波制御器の無限追従制御方式の検討を行った。今後は制御系の開発、デバイスの高性能化を図るとともにアルゴリズムの最適化を行う。

また、可変分散補償器の高速化の検討を行い、グレーティング周囲の熱構造の最適化により波長分散の応答速度として2秒以下を達成した。今後は熱シミュレーション解析による熱構造のさらなる最適化や応力制御といった別方式の検討を進める。

多波長一括補償方式の検討としてシミュレーションによりグレーティングピッチの位相を制御したサンプルドグレーティングの設計・試作を行い、2波長以上に対応できることを確認した。今後は4波以上へ対応するため、製造技術の開発を行う。

また、上述のファイバグレーティングを用いた光学的分散補償方式に加えて電氣的偏波分散補償方式を併用することが有益であるとの結論に達し、実現方法の検討を実施した。TVF(Transversal Filter)を用いた線形補償方式は非線形補償方式よりも回路規模を小さくすることができるため、LSI化が可能であると判断し、回路設計に着手した。平成16年度には40G動作を実現する高速プロセスの選定及びLSI化開発を進める。

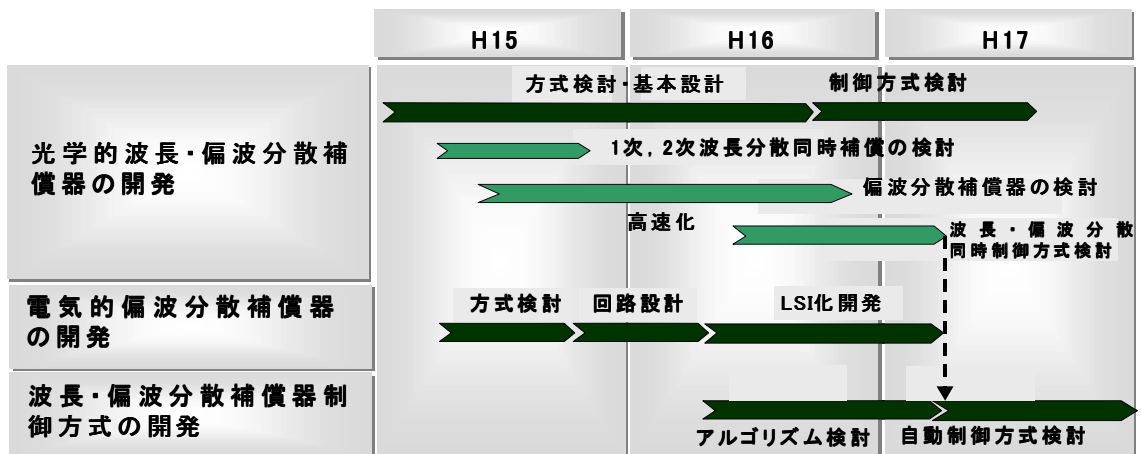


図 5.6-3 分散補償方式の計画

参考文献リスト

1. DPSK 変復調技術

- [1-1]Y. Miyamoto et al., "320 Gbit/s (8 x 40Gbit/s) WDM transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero format," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 2041-2042, 1999.
- [1-2]A. Hirano et al., "40 Gbit/s L-band transmission experiment using SPM-tolerant carrier-suppressed RZ format," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 2213-2215, 1999.
- [1-3]Y. Kobayashi et al., "A comparison among pure-RZ, CS-RZ and SSB-RZ format, in 1 Tbit/s (50 x 20 Gbit/s, 0.4 nm spacing) WDM transmission over 4,000 km," *Proc. ECOC2000*, paper PD1.7, 2000.
- [1-4]T. Tsuritani et al., "40GHz-Spaced 21.4Gbit/s x 82WDM VSB-RZ Transmission Over 8260km Using Raman/EDFA Hybrid Repeaters and Symmetrically Dispersion-Managed Fibre," *Proc. ECOC2002*, paper 9.1.4, 2002.
- [1-5]H. Kim et al., "10 Gbit/s 177 km transmission over conventional singlemode fibre using a vestigial side-band modulation format," *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 1533-1534, 2001.
- [1-6]K. Yonenaga et al., "Optical duobinary transmission system with no receiver sensitivity degradation," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1359-1361, 1995
- [1-7]T. Ono et al., "Characteristics of Optical Duobinary Signals in Terabit/s Capacity, High-Spectral Efficiency WDM Systems", *J.Lightwave Tech.*, vol. 16, pp. 788-797, 1998.
- [1-8]D. Penninckx et al., "The phase-shaped binary transmission (PSBT): a new technique to transmit far beyond the chromatic dispersion limit," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 259-261, 1997.
- [1-9]T. Miyano et al., "Suppression of degradation induced by SPM/XPM + GVD in WDM transmission using a bit-synchronous intensity modulated DPSK signal," *Proc. OECC2000*, paper 14D3-3, 2000.
- [1-10]A. H. Gnauck et al., "2.5 Tb/s (64 x 42.7 Gb/s) transmission over 40 x 100 km NZDSF using RZ-DPSK format and All-Raman-amplified spans," *Proc. OFC 2002*, paper PD-FC2, 2002.
- [1-11]C. Wree et al., "High Spectral Efficiency 1.6-b/s/Hz Transmission (8 x 40 Gb/s With a 25-GHz Grid) Over 200-km SSMF Using RZ-DQPSK and Polarization Multiplexing," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 1303-1305, 2003.
- [1-12]P. S. Cho et al., "Transmission of 25-Gb/s RZ-DQPSK Signals With 25-GHz Channel Spacing Over 1000 km of SMF-28 Fiber," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 473-475, 2003.
- [1-13]H. Sotobayashi et al., "1.6 bit/s/Hz, 6.4 Tbit/s WDM (4 OCDM x 40 WDM x 40 Gbit/s) transmission experiment," *Proc. ECOC2001*, paper Th.M.4.1, 2002.
- [1-14] Y. Yamamoto, "Receiver performance evaluation of various digital optical modulation-demodulation systems in the 0.5–10 μm wavelength region," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 16, pp. 1251–1259, Nov 1980..
- [1-15] T. Okoshi, "Recent advances in coherent optical fiber communication systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 5, pp. 44–52, Jan. 1987.

- [1-16] R. A. Linke, A. H. Gnauck, "High-capacity coherent lightwave systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 6, no. 11, pp. 1750-1769, Nov. 1988.
- [1-17] A. H. Gnauck, K. C. Reichmann, J. M. Kahn, S. K. Korotky, J. J. Veselka, T. L. Koch., "4-Gb/s heterodyne transmission experiments using OOK, FSK, and DPSK modulation", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 2, no. 12, pp. 908–910, 1990.
- [1-18] T. Chikama, S. Watanabe, T. Naito, H. Onaka, T. Kiyonaga, Y. Onoda, H. Miyata, M. Suyama, M. Seino, H. Kuwahara, "Modulation and demodulation techniques in optical heterodyne PSK transmission systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 8, No. 3, pp. 309-322, Mar. 1990.
- [1-19] R. Noe, E. Meissner, B. Borchert, and H. Rodler, "Direct modulation 565 Mb/s DPSK experiment with 62.3 dB loss span and endless polarization control," *IEEE, Photon, Technol. Lett.*, vol. 4, no. 10, pp. 1151-1154, 1992.
- [1-20] R. S. Vodhanel, "5 Gbit/s direct optical DPSK modulation of a 1530-nm DFB laser," *IEEE Photon. Technol. Lett.* vol. 1, No.8, pp. 218-220, Aug. 1989.
- [1-21] T. Mizuochi, K. Shimizu, K. Shimomura, E. Ishimura, T. Kitayama and K. Ito, "Frequency stabilized 622-Mb/s 16-channel optical FDM system and its performance in 1.3/1.55um zero-dispersion fiber transmission," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol.13, no.10, pp. 1937–1947, Oct. 1995.
- [1-22] S. Saito, T. Imai, T. Ito, "An over 2200-km coherent transmission experiment at 2.5 Gb/s using Erbium-doped-fiber in-line amplifiers," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 9, No. 2, pp. 161-169, Feb. 1991.
- [1-23] S. Ryu, S. Yamamoto, H. Taga, N. Edagawa, Y. Yoshida, H. Wakabayashi, "Long-haul coherent optical fiber communication systems using optical amplifiers," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol.: 9, no. 2, pp. 251-260, Feb. 1991.
- [1-24] O. K. Tonguz and R. E. Wagner, "Equivalence between preamplified direct detection and heterodyne receivers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, pp. 835–837, Sept. 1991.
- [1-25] A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, "Chromatic dispersion limitations for FSK and DPSK systems with direct detection receivers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.3, No. 1, pp. 71-73, Jan. 1991.
- [1-26] E. A. Swanson, J. C. Livas, R. S. Bondurant, T. J. Paul, "Optically preamplified 3 Gb/s DPSK receiver with 80 photon/bit sensitivity", presented at the OFC1993, paper PD29, San Jose, 1993.
- [1-27] E. A. Swanson, J. C. Livas, R. S. Bondurant, "High sensitivity optically preamplified direct detection DPSK receiver with active delay-line", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.6, No. 2, pp. 263-265, Feb. 1994.
- [1-28] S. R Chinn, D. M. Boroson, J. C. Livas, "Sensitivity of optically preamplified DPSK receivers with Fabry-Perot filters," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, No. 3, pp. 370-376, Mar.1996.
- [1-29] A. H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, L. Stulz, A. Agarwal, S. Banerjee, D. Grosz, S. Hunsche, A. Kung, A. Marhelyuk, D. Maywar, M. Movassaghi, X. Liu, C. Xu, X. Wei, D. M. Gill, "2.5 Tb/s (64 x 42.7 Gb/s) transmission over 40 x 100 km NZDSF using RZ-DPSK format and All-Raman-amplified spans", presented at the OFC 2002, paper, PD-FC2, Anaheim, 2002.
- [1-30] B. Zhu, L. Leng, A. H. Gnauck, M. O. Pedersen, D. Peckham, L. E. Nelson, S. Stulz, S. Kado, L. Gruner-Nielsen, R. L. Lingle, Jr., S. Knudsen, J. Leuthold, C.

- Doerr, S. Chandrasekhar, G. Baynham, P. Gaarde, Y. Emori, S. Namiki, "Transmission of 3.2 Tb/s (80 x 42.7 Gb/s) over 5200 km of UltraWave™ fiber with 100-km dispersion-managed spans using RZ-DPSK format," presented at the ECOC 2002, paper PD4.2, Copenhagen, 2002.
- [1-31] C. Rasmussen, T. Fjelde, J. Bennike, F. Liu, S. Dey, B. Mikkelsen, P. Mamyshev, P. Serbe, P. Wagt, Y. Akasaka, D. Harris, D. Gapontsev, V. Ivshin, and P. Reeves-Hall, "DWDM 40 G transmission over trans-Pacific distance (10,000 km) using CSRZ-DPSK, enhanced FEC and all-Raman amplified 100 km ultrawave fiber spans," presented at the OFC 2003, Atlanta, GA, 2003, Paper PD18.
- [1-32] B. Zhu, L. E. Nelson, S. Stultz, A. H. Gnauck, C. Doerr, J. Leuthold, L. Gruner-Nielsen, M. O. Pedersen, J. Kim, R. Lingle Jr, Y. Emori, Ohki, N. Tsukiji, A. Oguri, and S. Namiki, "6.4-Tb/s (160 x 42.7 Gb/transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 32 x 100 km fiber using CSRZ-DPSK format," presented at the OFC 2003, Atlanta, GA, 2003, Paper PD19.
- [1-33] T. Tsuritani, K. Ishida, A. Agata, K. Shimomura, I. Morita, T. Tokura, H. Taga, T. Mizuochi, and N. Edagawa, "70 GHz-spaced 40 x 42.7 Gbit/s transmission over 8700 km using CS-RZ DPSK signal, all-Raman re-peaters and symmetrically dispersion-managed fiber span," presented at the OFC 2003, Atlanta, GA, 2003, Paper PD23.
- [1-34] W. A. Atia, R. S. Bondurant, "Demonstration of return-to-zero signaling in both OOK and DPSK formats to improve receiver sensitivity in an optically preamplified receiver, in Proc LEOS 12th annual meeting, vol. 1, pp. 226-227, 1999.
- [1-35] A H. Gnauck, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, and L. Stulz, "Demonstration of 42.7 Gb/s DPSK receiver with 45 photons/bit sensitivity," *IEEE, Photon, Technol. Lett.*, vol. 15, no. 1, pp. 99-101, Jan. 2003.
- [1-36] O. Vassilieva, T. Hoshida, S. Choudhary, G. Castanon, H. Kuwahara, T. Terahara, H. Onaka, "Numerical comparison of NRZ, CS-RZ and IM-DPSK formats in 43Gbit/s WDM Transmission", *Proceeding of IEEE LEOS 14th Annual Meeting*, 673-674, 2001.
- [1-37] J. P. Gordon, L. F. Mollenauer, "Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers," *Optics Letters*, vol. 15, no. 23, pp. 1351-1353, Dec. 1990.
- [1-38] X. Liu, C. Xu, X. Wei, "Nonlinear phase noise in pulse-overlapped transmission based on return-to-zero differential-phase-shift-keying", presented at the ECOC 2002, paper 9.6.5, Copenhagen, 2002.
- [1-39] H. Kim, A. H. Gnauck, "Experimental investigation of the performance limitation of DPSK systems due to nonlinear phase noise," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 2, pp. 320-322, Feb. 2003.
- [1-40] J. K. Rhee, D. Chowdhury, K. S. Cheng, U. Gliese, "DPSK 32x10 Gb/s transmission modeling on 5x90 km terrestrial system," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.12, No. 12, pp. 1627-1629, Dec. 2000.
- [1-41] J. Leibrich, C. Wree, W. Rosenkranz, "CF-RZ-DPSK for suppression of XPM on dispersion-managed long-haul optical WDM transmission on standard single-mode fiber", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, No. 2, pp. 155-157, Feb. 2002.
- [1-42] Y. Miyamoto, A. Hirano, S. Kuwahara, Y. Tada, "Carrier-suppressed differential phase shift keying format for ultra-high-speed channel transmission", presented at the OAA2002, paper OtuB2-1, 2002.

- [1-43] K. Ishida, T. Kobayashi, J. Abe, K. Kinjo, S. Kuroda, and T. Mizuochi, "A comparative study of 10 Gb/s RZ-DPSK and RZ-ASK WDM transmissions over transoceanic distance," presented at the OFC 2003, Atlanta, GA, 2003, Paper ThE3.
- [1-44] C. Xu, X. Liu, and L. Mollenauer, "Comparison of return-to-zero differential phase-shift keying and ON-OFF keying in long-haul dispersion managed transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 4, pp. 617-619, Apr. 2003.
- [1-45] J.-X. Cai, D. G. Foursa, C. R. Davidson, Y. Cai, G. Domagala, H. Li, L. Liu, W. W. Patterson, A. N. Pilipetskii, M. Nissov, and N. S. Bergano, "A DWDM demonstration of 3.73 Tb/s over 11 000 km using 373 RZ-DPSK channels at 10 Gb/s," presented at the OFC 2003, Atlanta, GA, 2003, Paper PD22.
- [1-46] P. J. Winzer, D. Stahl, and H. Kim, "Impact of pulse carver chirp on RZ-DPSK receiver performance," presented at the ECOC 2003, paper We3.5.6, Rimini, 2003
- [1-47] S. Ferber, R. Ludwig, C. Boerner, A. Wietfeld, B. Schmauss, J. Berger, C. Schubert, G. Unterboersch and H. G. Weber, "Comparison of DPSK and OOK modulation format in a 160 Gb/s transmission system," presented at the ECOC 2003, paper Th2.6.2, Rimini, 2003
- [1-48] W. Idler, A. Klekamp, R. Dischler, J. Lazaro, A. Konczykowska, "System performance and tolerances of 43Gb/s ASK and DPSK modulation formats," presented at the ECOC 2003, paper Th2.6.3, Rimini, 2003
- [1-49] S. Hayase, N. Kikuchi, K. Sekine, S. Sasaki, "Proposal of 8-State per symbol (binary ASK and QPSK) 30-Gbit/s optical modulation / demodulation scheme," presented at the ECOC 2003, paper Th2.6.4, Rimini, 2003
- [1-50] X. Liu, X. Wei, Y.-H. Kao, J. Leuthold, C. R. Doerr, and L. F. Mollenauer, "Quaternary differential-phase amplitude-shift-keying for DWDM transmission," presented at the ECOC 2003, paper Th2.6.4, Rimini, 2003
- [1-51] X. Liu, C. Xu, and X. Wei, "Performance analysis of time-polarization multiplexed 40-Gb/s RZ-DPSK DWDM transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, No. 1, pp. 302-304, Jan. 2004.
- [1-52] A. H. Gnauck, G. Raybon, P. G. Bernasconi, J. Leuthold, C. R. Doerr, and L. W. Stulz, "1-Tb/s (6 170.6 Gb/s) transmission over 2000-km NZDF using OTDM and RZ-DPSK format," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 11, pp. 1618-1620, Nov. 2003.
- [1-53] X. Liu, Y. -H. Kao, M. Movassaghi, and R. C. Giles, "Tolerance to in-band coherent crosstalk of differential phase-shift-keyed signal with balanced detection and FEC," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, No. 4, pp. 1209-1211, Apr. 2004.
- [1-54] X. Wei, X. Liu, and C. Xu, "Numerical simulation of the SPM penalty in a 10-Gb/s RZ-DPSK system," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 11, pp. 1636-1638, Nov. 2003.
- [1-55] G.-W. Lu, K. Chan, L.-K. Chen, and C.-K. Chan, "Robustness of DPSK-WDM systems against nonlinear polarization fluctuation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, No. 3, pp. 927-929, Mar. 2004.
- [1-56] T. Hoshida, O. Vassilieva, K. Yamada, S. Choudhary, R. Pecqueur, and H. Kuwahara,, "Optimal 40 Gb/s modulation formats for spectrally efficient long-haul DWDM systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 20, No. 12, pp. 1989-1996, Dec.2002.
- [1-57] Y. Miyamoto, A. Hirano, S. Kuwahara, M. Tomizawa, and Y. Tada, "Novel Modulation and Detection for bandwidth-reduced RZ formats using duobinary-mode

- splitting in wideband PSK/ASK conversion," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 20, No. 12, pp. 2067-2078, Dec.2002.
- [1-58] T. Mizuoichi, 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," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, No. 9, pp. 1933-1943, Sep.2003.
- [1-59] I. Morita and N. Edagawa, "50GHz-spaced 64 x 42.7 Gbit/s transmission over 8200km using pre-filtered CS-RZ DPSK signal and EDFA repeaters," presented at the ECOC 2003, paper Th4.3.1, Rimini, 2003
- [1-60] L. Becouam, G. Vareille, and O. Pecci, "3Tbit/s transmission (301 DPSK channels at 10.709Gb/s) over 10270km with a record efficiency of 0.65 (Bit/s)/Hz," presented at the ECOC 2003, paper Th4.3.2, Rimini, 2003
- [1-61] G. Charlet, J. Lazaro, E. Corbel, P. Tran, A. Klekamp, T. Lopez, H. Mardoyan, W. Idler, A. Konczykowska, J.P. Thiery, R. Dischler, and S. Bigo, "One-hundred WDM-channel transatlantic transmission experiment at 43Gbit/s using Raman repeaters with large 65km spacing," presented at the ECOC 2003, paper Th4.3.3, Rimini, 2003
- [1-62] L. Becouarn, G. Vareille, P. Pecci, and J.F. Marcerou, "Multi-terabit DPSK transmission for submarine systems: experimental assessment with relevant margins from regional to transpacific distances," presented at the ECOC 2003, paper Tu4.6.1, Rimini, 2003
- [1-63] B. Zhu, C.R. Doerr, P.Gaarde, L. E. Nelson, S. Stulz, L. Stulz, and L. Gruner-Nielsen, "72-nm continuous single-band transmission of 3.56 Tb/s (89 x 42.7 Gb/s) over 4000 km of NZDF fiber, " presented at the ECOC 2003, paper Tu4.6.2, Rimini, 2003
- [1-64] K. Shimomura, K. Ishida, T. Mizuoichi, T. Kobayashi, T. Sugihara, K. Shimizu, and K. Motoshima, "A performance stabilized 40Gb/s CS-RZ DPSK transponder for transoceanic WDM transmission systems," presented at the ECOC 2003, paper Tu4.6.6, Rimini, 2003
- [1-65] R. Dischler, A. Klekamp, J. Lazaro, W. Idler, "Experimental comparison of non linear threshold and optimum pre dispersion of 43 Gb/s ASK and DPSK formats, " presented at the OFC 2004, paper TuF4, L.A., 2004
- [1-66] Y. Zhu, K. Cordina, N. Jolley, R. Feced, H. Kee, R. Rickard and A. Hadjifotiou, " 1.6 bit/s/Hz orthogonally polarized CSRZ – DQPSK transmission of 8 x 40 Gbit/s over 320 km NDSF," presented at the OFC 2004, paper TuF1, L.A., 2004
- [1-67] K. Tanaka, I. Morita, and N. Edagawa, "Study on optimum pre-filtering condition for 42.7 Gbit/s CS-RZ DPSK signal," presented at the OFC 2004, paper TuF2, L.A., 2004
- [1-68] B. Spinnler, N. Hecker-Denschlag, S. Calabrò, M. Herz, C.-J. Weiske, E.-D. Schmidt, D. van den Borne, G.-D. Khoe, H. de Waardt, R. Griffin, and S. Wadsworth, "Nonlinear tolerance of differential phase shift keying modulated signals reduced by XPM," presented at the OFC 2004, paper TuF3, L.A., 2004
- [1-69] J. -X. Cai, M. Nissov, D. G. Foursa, C. R. Davidson, L. Liu, Y. Cai, A. N. Pilipetskii, W. W. Patterson, G. Domagala, H. Li, and Neal S. Bergano, "Experimental comparison of DPSK and OOK modulation formats over slope-matched fiber spans," presented at the OFC 2004, paper FM1, L.A., 2004

- [1-70] K. Ishida, D.-S. Ly-Gagnon, K. Shimizu, T. Mizuochi, K. Kikuchi, and K. Motoshima, "Transmission of 20 x 20 Gb/s RZ-5090 km with 0.53 b/s/Hz spectral efficiency," presented at the OFC 2004, paper FM2, L.A., 2004
- [1-71] C. Wree; J. Leibrich; and W. Rosenkranz, "RZ-DQPSK format with high spectral efficiency and high robustness towards fiber nonlinearity," presented at the ECOC2002, paper 9.6.6, Copenhagen, 2002
- [1-72] R. A. Griffin et al., "10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration," presented at the OFC 2002, paper PD-FD4, Anaheim, 2002.
- [1-73] R.A. Griffin and A.C. Carter, "Optical differential quadrature phase-shift key (oDQPSK) for high capacity optical transmission," presented at the OFC 2002, paper WX6, Anaheim, 2002.
- [1-74] C. Wree, M. Serbay, and W. Rosenkranz, "Towards 1.6b/s/Hz spectral efficiency by strong optical filtering of RZ-DQPSK," presented at the ECOC 2003, paper WP4.P.126, Rimini, 2003
- [1-75] P. 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 Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 3, pp. 473-475, Mar. 2003.
- [1-76] H. 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 Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 5, pp. 769-771, May 2003.
- [1-77] H. Kim and R.-J. Essiambre, "High spectral efficiency 1.6-b/s/Hz transmission (8 x 40 Gb/s with a 25-GHz grid) over 200-km SSMF using RZ-DQPSK and polarization multiplexing," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 9, pp. 1303-1305, Sep. 2003.
- [1-78] H. Kim and P.-J. Winzer, "Robustness to laser frequency offset in direct-detection DPSK and DQPSK systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol.21, No. 9, pp. 1887-1891, Sep. 2003.
- [1-79] P. K. Cho and J. Khurgin, "Suppression of cross-gain modulation in SOA using RZ-DPSK modulation format," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.15, No. 1, pp. 162-164, Jan. 2003.
- [1-80] P. K. Cho, Y. Achiam, G. Levy-Yurista, M. Margalit, Y. Gross, and J. Khurgin, "Investigation of SOA nonlinearities on the amplification of DWDM channels with spectral efficiency up to 2.5 b/s/Hz," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, No. 3, pp. 918-920, Mar. 2004.
- [1-81] P. K. Cho, G. Harston, C. J. Kerr, A. S. Greenblatt, A. Kaplan, Y. Achiam, G. Levy-Yurista, M. Margalit, Y. Gross, and J. Khurgin, "Investigation of 2-b/s/Hz 40-Gb/s DWDM transmission over 4 100 km SMF-28 fiber using RZ-DQPSK and polarization multiplexing," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, No. 2, pp. 656-658, Feb. 2003.
- [1-82] V. S. Grigoryan, P. S. Cho, and I. Shpantzer, "Nonlinear penalty reduction of RZ-DBPSK versus RZ-OOK modulation format in fiber communications," presented at the ECOC 2002, paper P3.29, Copenhagen, 2002.
- [1-83] J. M. Gené, M. Soler, R. I. Killey, and J. Prat, "Investigation of 10-Gb/s optical DQPSK systems in presence of chromatic dispersion, fiber nonlinearities, and phase noise," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, No. 3, pp. 924-926, Mar. 2004.

- [1-84] J.-X. Cai, D. Foursa, L. Liu, C. Davidson, Y. Cai, W. Patterson, A. Lucero, B. Bakhshi, G. Mohs, P. Corbett, V. Gupta, W. Anderson, M. Vaa, G. Domagala, M. Mazurczyk, H. Li, M. Nissov, A. Pilipetskii, N. Bergano, "RZ-DPSK field trial over 13,100 km of installed non slope-matched submarine fibers," presented at the OFC 2004, paper PDP34, L.A., 2004.
- [1-85] A. H. Gnauck, J. Leuthold, C. Xie, I. Kang, S. Chandrasekhar, P. Bernasconi, C. Doerr, L. Buhl, J. D. Bull, N. A. F. Jaeger, H. Kato, A. Guest, "6 x 42.7 Gb/s transmission over ten 200 km EDFA-amplified SSMF spans using polarization-alternating RZ-DPSK," presented at the OFC 2004, paper PDP35, L.A., 2004.
- [1-86] G. Charlet, E. Corbel, J. Lazaro, A. Klekamp, R. Dischler, P. Tran, W. Idler, H. Mardoyan, A. Konczykowska, F. Jorge, S. Bigo, "WDM transmission at 6 Tbit/s capacity over transatlantic distance, using 42.7Gb/s differential phase-shift keying without pulse carver," presented at the OFC 2004, paper PDP36, L.A., 2004.
- [1-87] L. Becouarn, G. Vareille, S. Dupont, P. Plantady, J.-F. Marcero, A. Klekamp, R. Dischler, W. Idler, G. Charlet, "42 x 42.7 Gb/s RZ-DPSK transmission over a 4820 km long NZDSF deployed line using C-band-only EDFAs," presented at the OFC 2004, paper PDP37, L.A., 2004.
- [1-88] N. Yoshikane and I. Morita, "1.14 b/s/Hz spectrally-efficient 50 x 85.4 Gb/s transmission over 300 km using copolarized CS-RZ DQPSK signals," presented at the OFC 2004, paper PDP38, L.A., 2004.
- [1-89] C. Wree, M. Serbay, J. Leibrich, W. Rosenkranz, "Offset-DQPSK modulation format for 40Gb/s and comparison to RZ-DQPSK in WDM environment," presented at the OFC 2004, paper MF62, L.A., 2004.
- [1-90] A. Agata, K. Tanaka and N. Edagawa, "Study on the Optimum Reed-Solomon-Based FEC Codes for 40-Gb/s Based Ultralong-Distance WDM Transmission", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 20, NO. 12, Dec. 2002.
- [1-91] M. Nakaji, E. Ishimura, Y. Hanamaki, Y. Mihashi, T. Aoyagi, and E. Omura, "Asymmetric Waveguide Photodiode over 50GHz with High Sensitivity for Both 1.3mm and 1.55mm Wavelengths," in Proc. ECOC 2003, Rimini, Italy, Paper Th3.4.2 (2003).
- [1-92] K. Shimizu, Takashi Mizuochi, K. Ishida, T. Kobayashi, Jun'ichi Abe, K. Kinjo and K. Motishima, "Demonstrations of RZ-DQPSK as alternative modulation formats for next generation submarine cable systems," SubOptic2004, Monaco, Paper Tu B1.4.
- [1-93] K. Ishida, K. Shimizu and K. Motoshima, "Performance Evaluation of SSB Modulator-based 20 Gb/s RZ-DQPSK Transponder," To be submitted to 9th OptoElectronics and Communications Conference (OECC2004).
- [1-94] T. Yamada, T. Ohyama, Y. Akahori, M. Oguma, R. Kasahara, M. Ishii, T. Miyano and M. Fukutoku, "A hybrid integrated differential photoreceiver module using PLC platform for a bit-synchronous intensity modulated DPSK system", *Technical Digest of OECC 2002*, paper 10C1-3, Yokohama, 2002
- [1-95] H. Kim and P. J. Winzer, "Robustness to Laser Frequency Offset in Direct-Detection Offset-Direct-Detection DPSK and DQPSK Systems", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, NO. 9, Sep. 2003.
- [1-96] K. Higuma, S. Oikawa, Y. Hashimoto, H. nagata and M. Izutsu, "X-cut lithium niobate optical single-sideband," *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 515-516, 2001

2. 誤り訂正技術

- [2-1] C. E. Shannon: "A mathematical theory of communication," *The Bell System Tech. J.*, 27, (1948) pp.379-423, pp.623-656.
- [2-2] S. Yamamoto, H. Taga, N. Edagawa, and H. Wakabayashi: "Observation of BER degradation due to fading in long distance optical amplifier system," *Electron. Lett.*, 29, 2, (1993) pp.209-210.
- [2-3] S. Yamamoto, H. Takahira, and M. Tanaka: "5 Gbit/s optical transmission terminal equipment using forward error correcting code and optical amplifier," *Electron. Lett.*, 30, 3, (1994) p.254-255.
- [2-4] I. S. Reed, and G. Solomon: "Polynomial codes over certain finite fields," *SIAM J. Appl. Math.*, 8, (1960) p.300-304.
- [2-5] Y. Sugiyama, M. Kasahara, S. Hirasawa, and T. Namekawa: "A method for solving key equation for decoding Goppa codes," *Information and Control*, edited by M. Eden, 27, Academic Press, New York and London, (1975) pp.87-99.
- [2-6] G. D. Forney, *Concatenated Codes*, Cambridge, MA, The MIT Press, (1967).
- [2-7] O. Ait Sab, and J. Fang: "Concatenated forward error correction schemes for long-haul DWDM optical transmission systems," *ECOC1999, Nice, France, Paper II-290*.
- [2-8] F. Kerfoot, and H. Kidorf: "Forward error correction for optical transmission systems," *OFC2002, Anaheim, Paper WL1*.
- [2-9] T. Mizuochi, K. Kubo, M. Akita, M. Imai, S. Kurahashi, N. Takemura, A. Hamaoka, Y. Osaki, K. Shimokasa, K. Kuno, H. Yoshida, and T. Kitayama: "Transparent multiplexer featuring Super FEC for optical transport networking," *SubOptic2001, Kyoto, Paper P4.2.3*.
- [2-10] J. Yoshimura, K. Suzuki, and T. Ohsumi: "10 Gb/s x 105 DWDM SLTE with super FEC transponder," *SubOptic2001, Kyoto, Paper T.4.4.4*.
- [2-11] K. Seki, K. Mikami, M. Baba, A. Katayama, H. Tanaka, Y. Hara, M. Kobayashi, and N. Okada: "Single-chip FEC codec LSI using iterative CSOC decoder for 10Gb/s long-haul optical transmission systems," in *Proc. CICC2002*, 9-3, (2002) pp.155-158.
- [2-12] G. Varella, O. Ait Sab, G. Bassier, J. P. Collet, B. Julien, D. Dufournet, F. Pitel, and J. F. Marcero: "1.5 terabit/s submarine 4000 km system validation over a deployed line with industrial margins using 25 GHz channel spacing and NRZ format over NZDSF," *OFC2002, Anaheim, Paper WP5*.
- [2-13] C. Rasmussen, S. Dey, F. Liu, J. Bennike, B. Mikkelsen, P. Mamyshev, M. Kimmitt, K. Springer, D. Gapontsev, and V. Ivshin: "Transmission of 40x42.7 Gbit/s over 5200 km UltraWave® fiber with terrestrial 100 km spans using turn-key ETDM transmitter and receiver," *ECOC2002, Copenhagen, Paper PD4.3*.
- [2-14] J. -X. Cai, M. Nissov, A. N. Pilipetskii, A. J. Lucero, C. R. Davidson, D. Foursa, H. Kidorf, M. A. Mills, R. Menges, P. C. Corbett, D. Sutton, and N. S. Bergano: "2.4 Tb/s (120 x 20 Gb/s) transmission over transoceanic distance using optimum FEC overhead and 48% spectral efficiency," *OFC 2001, Anaheim, CA, Paper PD20*.
- [2-15] Y. Yamada, S. Nakagawa, T. Kawazawa, H. Taga, and K. Goto: "2 Tbit/s (200 x 10 Gbit/s) over 9200 km transmission experiments using C-band EDFA and VSB format with 53% spectral efficiency," *SubOptic2001, Kyoto, Paper PDP-1*.
- [2-16] A. Puc, F. Kerfoot, A. Simons, and D. L. Wilson: "Concatenated FEC experiment over 5000 km long straight line WDM test bed," *OFC1999, San Diego, Paper ThQ6*.

- [2-17] Product brief: "Intel IXF30009 Optical Transport Processor," URL <http://www.intel.com/design/network/products/optical/phys/ixf30009.htm>
- [2-18] Product brief: "FEC and Performance Monitoring," URL <http://www.vitesse.com/products/group.php?hilite=VSC6134>
- [2-19] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima: "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1)," in Proc. Int. Conf. Communications ICC'93, Geneva, (1993) pp. 1064-1071.
- [2-20] R. Pyndiah, A. Glavieux, A. Picart, and S. Jacq: "Near optimum decoding of products codes," in Proc. IEEE GLOBECOM'94, San Francisco, (1994) pp. 339-343.
- [2-21] O. Ait Sab, and V. Lemaire: "Block turbo code performances for long-haul DWDM optical transmission systems," OFC2000, Baltimore, Paper ThS5.
- [2-22] M. Akita, H. Fujita, T. Mizuochi, K. Kubo, H. Yoshida, K. Kuno, and S. Kurahashi: "Third generation FEC employing Turbo Product Code for long-haul DWDM transmission systems," OFC2002, Anaheim, Paper WP2.
- [2-23] T. Mizuochi, K. Ouchi, T. Kobayashi, Y. Miyata, K. Kuno, H. Tagami, K. Kubo, H. Yoshida, M. Akita, and K. Motoshima: "Experimental demonstration of net coding gain of 10.1 dB using 12.4 Gb/s Block Turbo Code with 3-bit soft decision," OFC 2003, Atlanta, Paper PD21.
- [2-24] R. G. Gallager: "Low density parity check codes," Trans. IRE on Information Theory, (1962) p.21.
- [2-25] B. Vasic, and I. B. Djordjevic: "Low-density parity check for long-haul optical communication systems," IEEE Photon. Technol. Lett., 14, 8, (2002) pp.1208-1210.
- [2-26] I. B. Djordjevic, and B. Vasic: "Projective geometry LDPC codes for ultra long-haul WDM high-speed transmission," IEEE Photon. Technol. Lett., 15, 5, (2003) pp.784-786.
- [2-27] B. Vasic, Ivan B. Djordjevic, and R. K. Kostuk: "Low-density parity check codes and iterative decoding for long-haul optical communication systems," IEEE J. Lightwave Technol., 21, 2, (2003) pp.438-446.
- [2-28] D. Chase, "A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 170-182, Jan. 1972.
- [2-29] A. J. Blanksby and C. J. Howland, "A 690-mW 1-Gb/s 1024-b, Rate-1/2 low-density parity-check code decoder," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, no. 3, pp. 404-412, Mar. 2002.
- [2-30] Product brief: "Flarion Vector-LDPC(TM) coding solution data sheet," URL http://www.flarion.com/products/overviews/Vector-LDPC_Product_Overview.pdf.

3. 分散補償技術

- [3-1] B.J.Eggleton, A.Ahuja, P.S.Westbrook, J.A.Rogers, P.Kuo, T.N.Nielsen and B.Mikkelsen, "Integrated tunable fiber gratings for dispersion management in high-bit rate systems," *J. Lightwave Technol.*, Vol.18, pp1418-1432. Oct. 2000.
- [3-2] T.N.Nielsen, B.J.Eggleton, J.A.Rogers, P.S. Westbrook, P.B.Hansen and T.A. Strasser, "Dynamic post dispersion optimization at 40 Gb/s using a tunable fiber Bragg grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.12, pp173-175. Feb.2000.
- [3-3] K.Takiguchi, K.Jinguji, K.Okamoto and Y.Ohmori, "Dispersion compensation using a variable group-delay dispersion equaliser," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 2192-2194, Dec. 1995.
- [3-4] Jens C. Ramussen, A. Isomura and G. Ishikawa, "Automatic compensation of polarization-mode dispersion for 40 Gb/s transmission systems," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.20, pp2101-2109. Dec. 2002.
- [3-5] N. Gisin and B. Huttner, "Combined effects of polarization mode dispersion and polarization dependent losses in optical fibers," *Optics Comm.*, No.142, pp.119-125. Oct. 1997.
- [3-6] M. Karlsson, J. Brentel, and Peter A. Andrekson, "Long-term measurement of PMD and polarization drift in installed fibers," *J. Lightwave Technol.*, Vol.18, pp941-951. July 2000.
- [3-7] S. Lee, R. Khosravani, J. Peng, V. Grubsky, D. S. Starodubov, A. E. Willner and J. Feinberg, "Adjustable compensation of polarization mode dispersion using a high-birefringence nonlinearly chirped fiber Bragg grating," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.11, pp1277-1279. Oct.1999.
- [3-8] M. Rochette, S.LaRochelle, P.Y.Cortes, M.Guy and J.Lauzon, "Polarization mode dispersion compensation of chirped Bragg gratings used as chromatic dispersion compensators," *Electron. Lett.*, Vol.36, pp342-343, Feb.2000.
- [3-9] Jack H. Winters and Richard D. Gitlin, "Electrical Signal Processing Techniques in Long-Haul Fiber-Optic Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol.38, no.9, pp.1439-1453, 1990.
- [3-10] Jack H. Winters and Mario A. Santoro, "Experimental Equalization of Polarization Dispersion," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.2, no.8, pp.591-593, (1990).
- [3-11] Sanjay Kasturia and Jack H. Winters, "Techniques for High-Speed Implementation of Nonlinear Cancellation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.9, no. 3, pp.711-717, 1991.
- [3-12] Jack H. Winters and Sanjay Kasturia, "Adaptive Nonlinear cancellation for High-Speed fiber-optic systems," *Journal of Lightwave technology*, vol.10, no.7, pp.971-977, (1992)
- [3-13] H. Bülow, F. Buchali and G. Thielecke, "adaptation of an electronic pmc mitigator by maximization of the eye opening," *ECOC2000* 209-210, 2000.
- [3-14] L. Möller, A. Thiede, S. Chandrasekhar, W. Benz, M. Lang, T. Jakobus and M. Schleichweg, "ISI mitigation using decision feedback loop demonstrated with PMD distorted 10Gbit/s signals," *Electronics Lett.*, vol35, No.24, 2092-2093, 1999.
- [3-15] S. Matsumoto, T.Ohira, M.Takabayashi, K.Yoshiara, and T Sugihara, "Tunable dispersion Equalizer with a divided Thin Film heater for 40Gb/s RZ transmission". *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.13, pp827-829. Aug. 2001.
- [3-16] K.Yoshiara, M.Takabayashi, S.Matsumoto, T.Ohira, J.Hoshizaki, S.Matsuno, T.Sugihara, T.Mizuochi, K.Matsuoka, T.Hashimoto, "Tunable polarization mode dispersion compensator with chirped fiber bragg gratings", in *Optical Fiber Communications (OFC2003)*, Atlanta, GA, 2003, Paper TuD6, pp.168-169.
- [3-17] M.Takabayashi, K.Yoshiara, S.Matsumoto, T.Sugihara, T.Ohira, "Tunable polarization

- mode dispersion compensator with twin chirped fiber bragg gratings”, in International Conference on Optical Fiber Sensors (OFS-16), 2003, Nara, Japan, Paper ThP-29, pp.682-685.
- [3-18] 高林正和、松本貞行、島倉泰久、吉新喜市、“グレーティング型 PMD/CD 補償器”、電子情報通信学会総合大会、C-3-90、2004.03.
- [3-19] H. Shimizu, S. Yamazaki, T. Ono, and K. Emura, “Highly practical fiber squeezer polarization controller”, J. Lightwave Technol., Vol.9, pp1217-1224. Oct. 1991.
- [3-20] R. Noe, H. Heidrich, and D. Hoffmann “Endless polarization control system for coherent optics”, J. Lightwave Technol., Vol.6, pp1199-1208. Jul. 1988.
- [3-21] N. G. Walker, G. R. walker, “Endless polarization control using four fibre squeezers”. Electron. Lett., Vol.23, pp290-292, Mar. 1987.
- [3-22] T. Sugihara, T. Shimomura, K. Shimizu, K. Kobayashi, K. Matsuoka, M. Hashimoto, T. Hashimoto, T. Hirai, S. Matsumoto, T. Ohira, M. Takabayashi, K. Yoshiara, and T. Mizuochi, “Automatically tracked dispersion compensation with penalty-free tunable dispersion equalizer for 40Gbit/s systems”, in Optical Fiber Communications (OFC2002), Anaheim, CA, 2002, Paper ThAA2, pp.577-578.
- [3-23] M.Ibsen, M.K.Durkin, M.J.Cole and R.I.Laming, “Sinc-sampled fiber bragg gratings for identical multiple wavelength operation,”IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, no. 6, pp. 842-844, Jun. 1998.
- [3-24] M.Ibsen, M.K.Durkin, M.J.Cole and R.I.Laming, “Chirped Moiré fiber gratings operating on two wavelength channels for use as dual-channel dispersion compensators,”IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, no. 1, pp. 84-86, Jan. 1998.
- [3-25] A.Othonos, X.Lee and R.M.Measures, “Superimposed multiple Bragg gratings,” Electron. Lett., vol. 30, no. 23, pp. 1972-1974, Nov. 1994.
- [3-26] J.E.Rothenberg, H.Li, Y.Li, J.Popelek, Y.Wang, R.B.Wilcox and J.Zweiback, “Dammann fiber Bragg gratings and phase-only sampling for high channel counts,” IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 14, no. 9, pp. 1309-1311, Sep. 2002.
- [3-27] H.Li, Y.Sheng, Y.Li, J.E.Rothenberg, “Phased-only sampled fiber bragg gratings for high-channel-count chromatic dispersion compensation,” IEEE J. Lightwave Technol., vol. 21, no. 9, pp. 2074-2083, Sep. 2003.
- [3-28] Y.Painchaud, H.Chotard, A.Mailoux and Y.Vasseur, “Superposition of chirped fiber Bragg grating for third-order dispersion compensation over 32 WDM channels,” Electron. Lett., vol. 38, No. 24, Nov. 2002.
- [3-29] B. Gold and C. M. Rader, "Digital Processing of Signals," McGraw-Hill, 1969.
- [3-30] A. J. Viterbi, “Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm,” IEEE Transactions on Information Theory, vol.IT-13, pp.260-269, 1967.
- [3-31] G. David Forney, Jr., “Maximum-Likelihood sequence estimation of digital sequences in the Presence of Intersymbol Interference,” IEEE Transactions on Information Theory, vol.IT-18, No.3, pp.363-378, 1972.

4. 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験

- [4-1] P. Magill, and M. Brodsky, "PMD of Installed Fiber -an Overview," in Proc. IEEE LEOS Summer Topical Meeting, Vancouver, Canada, MB.2.2, 2003.
- [4-2] D. Breuer, H. -J. Tessmann, A. Gladisch, H. Foisel, G. Neumann, H. Reiner, and Cremer, "Measurement of PMD in the installed fiber plant of Deutsche Telecom," in Proc. IEEE LEOS Summer Topical Meeting, Vancouver, Canada, MB.2.1, 2003.
- [4-3] W. Hatton, and M. Nishimura, "Temperature dependence of chromatic dispersion in single mode fibers," J. Lightwave Technol., vol.LT-4, pp.1552-1555, 1986.
- [4-4] K. Kim, and M. Lines, "Temperature dependence of chromatic dispersion in dispersion-shifted fibers: experiment and analysis," J. Appl. Phys. vol.73, pp.2069-2074, 1993.
- [4-5] T. Kato, Y. Koyano, and M. Nishimura, "Temperature dependence of chromatic dispersion in various types of optical fiber," Optics Lett., vol.25, pp.1156-1158, 2000.
- [4-6] M. Hamp, J. Wright, M. Hubbard, and B. Brimacombe, "Investigation into the temperature dependence of chromatic dispersion in optical fiber," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.14, pp.1524-1526, 2002.
- [4-7] K. Tanaka, I. Morita, and N. Edagawa, "Study on Optimum Pre-Filtering Condition for 42.7 Gbit/s CS-RZ DPSK Signal," in Proc. OFC2004, Los Angeles, CA, TuF2, 2004.
- [4-8] C. Angelis, A. Galtarossa, G. Gianello, F. Matera, and M. Schiano, "Time evolution of polarization mode dispersion in long terrestrial links," J. Lightwave Technol., vol.10, pp.552-555, 1992.
- [4-9] J. Cameron, L. Chen, X. Bao, and J. Stears, "Time evolution of polarization mode dispersion in optical fibers," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.10, pp.1265-1267, 1998.
- [4-10] M. Karlsson, J. Brentel, and P. Andrekson, "Long-term measurement of PMD and polarization drift in installed fibers," J. Lightwave Technol., vol.18, pp.941-951, 2000.
- [4-11] 早田、八木、向井、島林、片山、笠、"敷設された陸上光ファイバケーブルの PMD 特性"、2001 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会、B-10-9、2001.
- [4-12] D. S. Waddy, P. Lu, L. Chen, and X. Bao, "Fast state of polarization changes in aerial fiber under different climatic conditions," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.13, pp.1035-1037, 2001.
- [4-13] H. Bulow, W. Baumert, H. Schmuck, F. Mohr, T. Schulz, F. Kuppers, and W. Weiershausen, "Measurement of the maximum speed of PMD fluctuation in installed field fiber," in Proc. OFC1999, San Diego, CA, WE4-1, 1999.

(添付資料)

1 研究発表、講演、文献等一覧

研究論文 (査読有) 1件

M. Takabayashi, K. Yoshiara, S. Matsumoto, T. Ohira, J. Hoshizaki, T. Sugihara and K. Shimizu, "Tunable polarization mode dispersion compensator with two chirped fiber Bragg gratings," to be submitted *IEEE Photon. Technol. Lett.*, (2004).

外国発表 (査読有) 3件

K. Shimizu, T. Mizuochi, K. Ishida, T. Kobayashi, J. Abe, K. Kinjo and K. Motoshima, "Demonstrations of RZ-DPSK and RZ-DQPSK as Alternative Modulation Formats for Next Generation Submarine Cable Systems," Presented at SubOptic 2004, Monaco, Paper TuB1.4 (2004).

K. Shimizu, T. Mizuochi, K. Ouchi, T. Kobayashi, Y. Miyata, K. Kubo, M. Akita, H. Tagami, H. Yoshida and K. Motoshima, "The Impact of Block Turbo Code FEC on Submarine Cable systems," Presented at SubOptic 2004, Monaco, Paper TuB2.1 (2004).

K. Ishida, K. Shimizu and K. Motoshima, "Performance Evaluation of SSB Modulator-based 20 Gb/s RZ-DQPSK Transponder," To be submitted to 9th OptoElectronics and Communications Conference (OECC2004).

講演 (査読無) 1件

高林正和、松本貞行、島倉泰久、吉新喜市、“グレーティング型 PMD/CD 補償器”、電子情報通信学会総合大会、C-3-90、2004.03.

