

平成16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

委託先：三菱電機(株)

平成17年5月

情報通信研究機構

平成16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	
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
1-5	研究開発分野の現状	4
2	研究開発の全体計画	
2-1	研究開発課題の概要	6
2-2	研究開発目標	8
2-2-1	最終目標	8
2-2-2	中間目標	8
2-3	研究開発の年度別計画	9
3	研究開発体制	
3-1	研究開発実施体制	10
4	研究開発実施状況	
4-1	狭帯域 DPSK 変復調方式の研究開発	11
4-1-1	狭帯域変復調方式	11
4-1-2	狭帯域 DPSK 変復調方式と実現するデバイス技術	13
4-1-3	今後の課題	14
4-2	誤り訂正符号方式の研究開発	15
4-2-1	誤り訂正方式	15
4-2-2	誤り訂正符号器、復号器 LSI の開発	16
4-2-3	誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板の試作	19
4-2-4	40Gbps 軟判定 LSI	21
4-2-5	今後の課題	24
4-3	分散補償方式の研究開発	25
4-3-1	分散補償方式	27
4-3-2	波長・偏波分散の同時自動補償方式と最適アルゴリズムの開発	28
4-3-3	高速応答方式の検討	29
4-3-4	多波長一括補償方式の検討	30
4-3-5	電氣的偏波分散補償方式の検討	31
4-3-6	今後の課題	31
4-4	光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験	34

4-4-1	光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験.....	3 4
4-4-2	光ファイバ特性評価.....	3 4
4-4-3	キーデバイスの総合評価.....	3 8
4-4-4	今後の課題	4 2
4-4	総括	4 4

5 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧

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 戦略／u-Japan 構想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 12 月末において、ブロードバンドアクセスへの加入者数は 1,866 万世帯に上り、FTTH への加入も 243 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、我が国は「いつでも・どこでも・何でも・誰でも」という次世代のユビキタスネット社会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。総務省は平成 17 年度の ICT (Information & Communications Technology) 分野の重点施策をとりまとめた「ICT 政策大綱」にてフォトニックネットワークの実現に必要な技術の研究開発、将来的なトラフィックの急増等に対応し得る IP インフラ強化の重要性を指摘している。

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、全国民が快適にネット利用できる環境が実現するのみならず、あらゆるものがネットに接続する先進的なユビキタスネット社会が実現される。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。ユビキタスネットワークの関連市場は、インフラ市場、ネットワーク市場等のほか、アプライアンス市場、サービス・コンテンツ市場、キャッシュレス商取引市場等の広範な市場に及び、製造業、商業、運輸業、金融・保険業等の多様な産業にポジティブな経済的波及効果を及ぼす。

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。

1-5 本研究開発分野の現状

ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式

変復調方式の重要性に関する認識は年々高まっており、平成 16 年度には IEEE LEOS (Institute of Electrical and Electronics Engineers, Lasers and Electro-Optics Society) 主催のワークショップが開催されるまでになった。学会レベルでは DPSK/DQPSK が 40Gbit/s 光伝送システムに最も適する方式とする意見が有力である。多くの研究機関が類似の研究に取り組んでいるが、三菱電機ならびに KDDI 研究所は国際学会での講演を多数行っており、技術的にはトップレベルにある。尚、上記ワークショップへも我々研究グループはプログラム委員、講演者として参加した。

イ. 誤り訂正符号方式

光通信用誤り訂正方式としては Reed Solomon(255, 239)方式が ITU-T G. 975 として標準化されているが、より高利得な方式の重要性が認知され、新たに複数の方式が G. 975. 1 として追加登録されるに至った。軟判定方式と BTC(Block Turbo Code)あるいは LDPC(Low Density Parity Check)を組み合わせる方式については、シミュレーションによる検討が複数の大学で進められている。軟判定方式の LSI 化は当社のみで、誤り訂正利得は業界一位を維持している。

ウ. 分散補償方式

分散補償は複数の方式が提案されているが、当社が推進している FBG 方式は製造コスト、部材コストで他方式よりも有利と考えられる。FBG 方式では TeraXion 社がサンプル販売を開始している。同社製デバイスは現時点ではペナルティ、精度に課題があるものの、FBG 方式の認知度が高まるという点で当社開発にとっても追い風となっている。

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

フィールドに敷設されたファイバに関するデータ蓄積はヨーロッパ、北米でも始まっている。変復調方式をも意識した取り組みは KDDI 研究所が先行している。

2 研究開発体の全体計画

2-1 研究開発課題の概要

e-Japan 重点計画／u-Japan 構想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 2-1-1 は本委託研究開発の成果による製品とサービスのイメージ図である。本委託研究開発における各課題の成果が実現する製品は、従来の変復調技術よりも感度が 3dB 優れた DPSK 光受信機、ITU-T G. 975 にて標準化された従来の変復調方式より 4dB 優れた誤り訂正能力を有する LSI、光ファイバの特性評価によって明らかになる性能を備えた波長・偏波分散の同時自動補償が可能な分散補償器である。これらのキーコンポーネントを組み合わせることで、既設光ファイバに対し、既存の 10Gbit/s WDM システムと同等の距離を伝送可能な 40Gbit/s WDM 光伝送装置を実現し、大容量かつ低コストな次世代大容量光ネットワークを提供する。

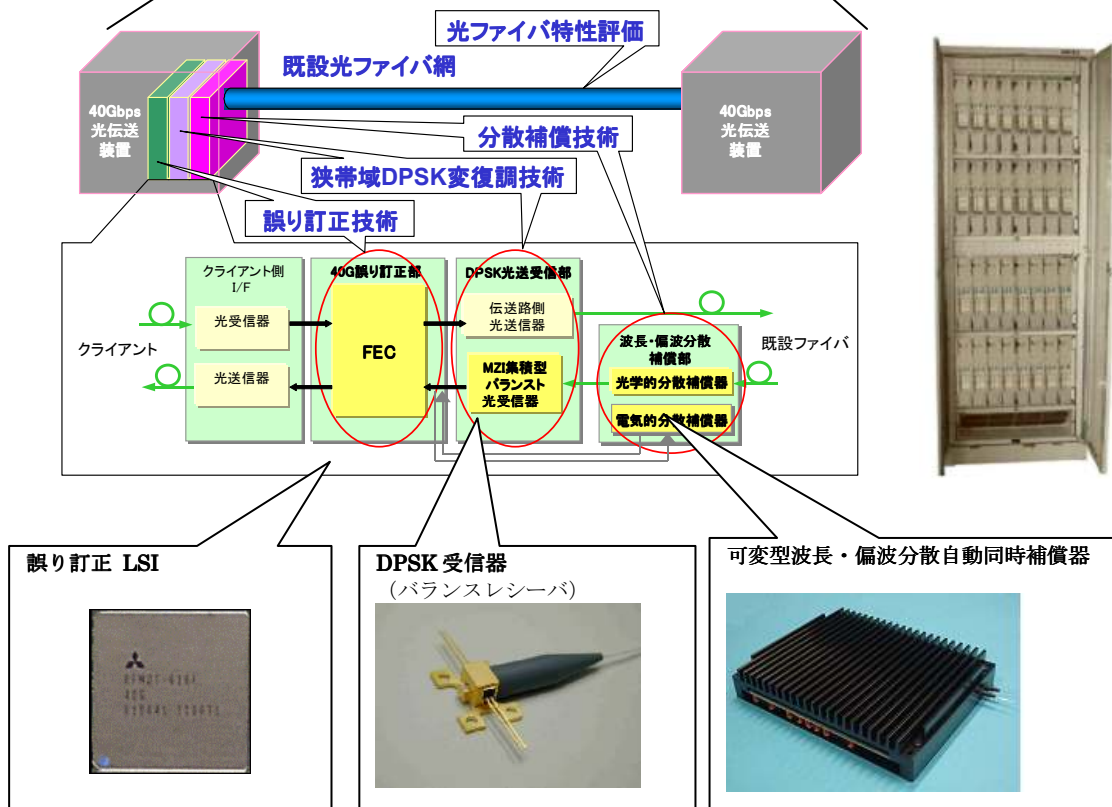
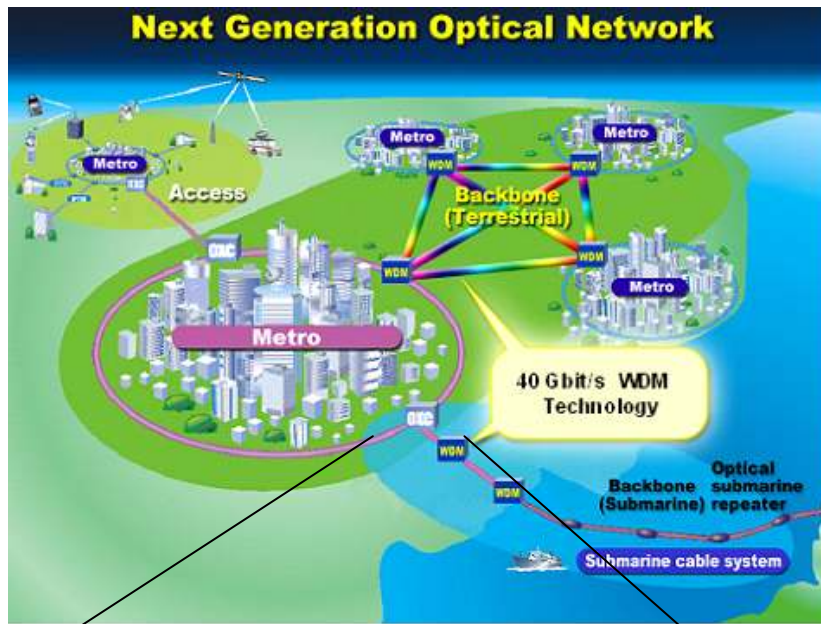


図 2-1-1 システムの全体イメージ図

2-2 研究開発目標

2-2-1 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

2-2-2 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。

2-3 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					

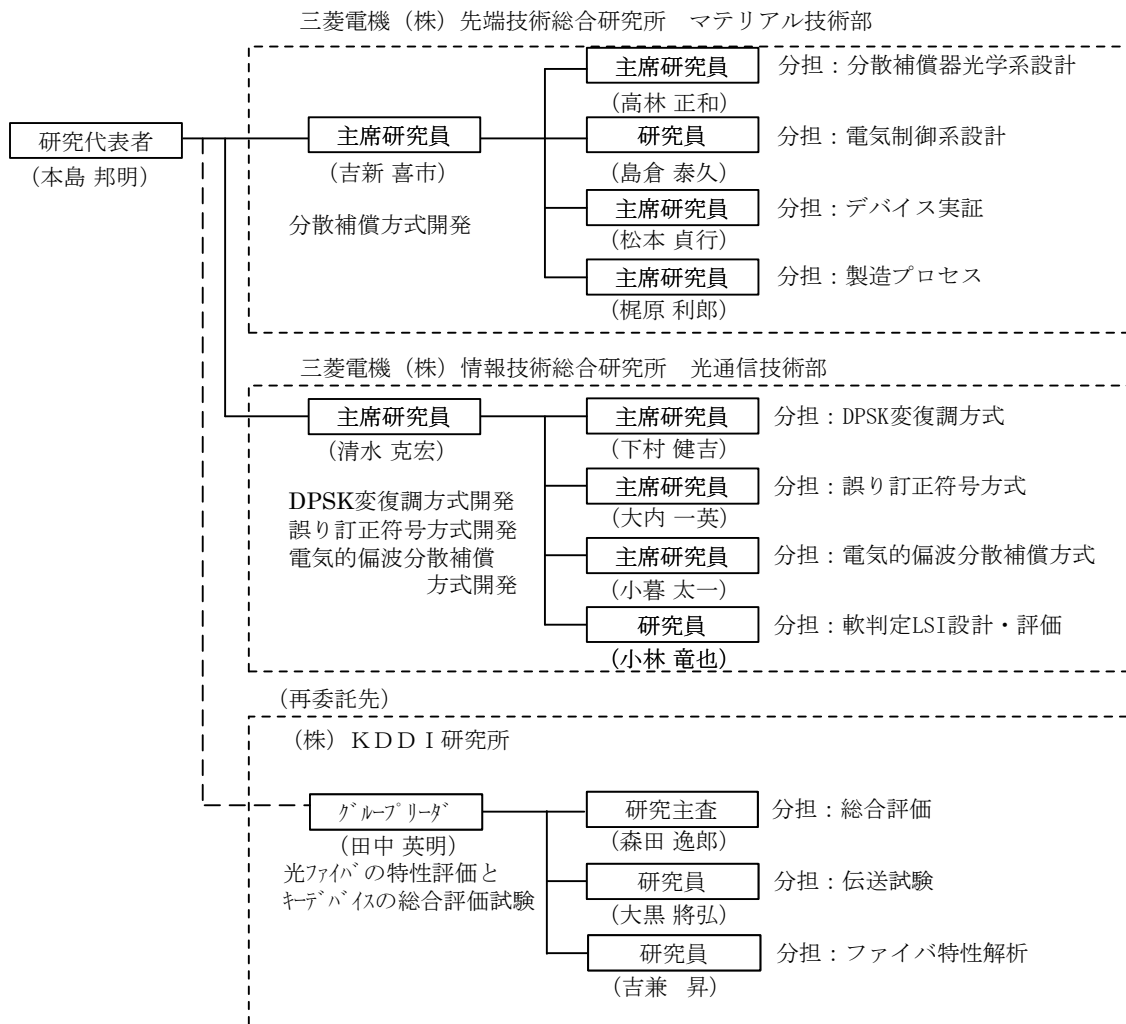
注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。

2 備考欄に再委託先機関名を記載

3 年度の欄は研究開発期間の当初年度から記載。

3 研究開発体制

3-1 研究開発実施体制



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 マテリアル技術部

(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 研究開発実施状況

4-1 狭帯域 DPSK 変復調方式の研究開発

4-1-1 狭帯域変復調方式

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。

受信感度の観点から、我々は従来の OOK(On Off Keying)方式比 3dB の感度改善があり、さらに光遅延検波によって OOK と同等の簡便な光送受信器構成が可能である DPSK(Differential Phase Shift Keying)方式を検討の前提とし、シンボルレベルの多値化、フィルタリングによる信号帯域制限を行って狭帯域化を図るアプローチによって検討を行ってきた。具体的には、狭帯域フィルタを用いた 2 値 DPSK 変復調方式と 4 値化した DQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keyed)変復調方式[1-1~1-3]との比較検討を行い、平成 15 年度に DPSK 方式と DQPSK 方式の選択は適用システムのパラメータに大きく依存し、ターゲットである周波数利用効率 $>0.8\text{b/s/Hz}$, 3,000km 伝送システムは DPSK 方式と DQPSK の境界領域になるとの見通しを得ていた。

平成 16 年度は、残留分散耐力と送受信機構成の観点からこれらの 2 方式の検討を行った。既設光ファイバ網伝送においては、伝送路の分散マップを変更することができないため、残留分散が無視できない領域で非線形耐力が高い変復調方式を用いる必要がある。高残留分散条件下における非線形耐力は、強度変調を併用することによって向上することが期待されるため、DPSK と DQPSK の両方式において強度変調を併用しない NRZ(Non-Return to Zero)方式と強度変調を併用する RZ(Return to Zero)方式の差異について、実験による比較検証を行った。その結果、NRZ 方式は RZ 方式と比較して自己位相変調と群速度分散の非線形相乗効果が大きく現れるため、伝送路の分散マップ変化への耐力がきわめて小さいことを確認した(図 4-1-1)。本検証では DPSK を用いたが DQPSK においても同様の結果となると予想され、いずれの変調方式であっても強度変調を併用する RZ 方式が必須となると結論した。しかしながら、RZ 方式は NRZ 方式に比べ送受信機構成上変調器が 1 段追加で必要になるため、消費電力、サイズ、コストが上昇してしまうという課題がある。DQPSK 方式は DPSK 方式に比べ装置構成の複雑さの面で課題があるため、2006 年に商用レベルまで完成度を上げる必要性を鑑みて本研究開発に適用する変復調方式を DPSK 方式に決定した。併用する強度変調方式は占有スペクトル幅が狭い CSRZ (Carrier Suppressed Return to Zero) 方式とした。尚、以上の方式検討結果は国際学会 OECC 2005 (2005 年 7 月、ソウル)における招待講演で講演する。

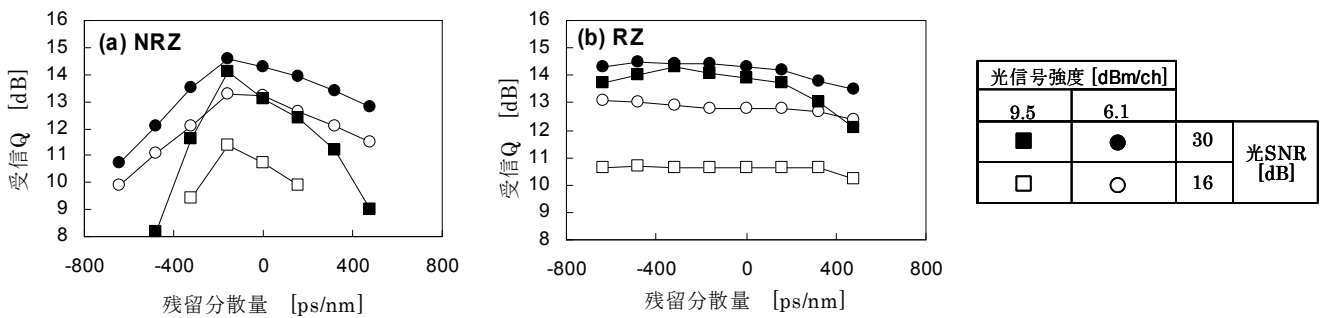


図 4-1-1 RZ、NRZ-DPSK 方式の残留分散に対する非線形耐力評価結果

4-1-2 狭帯域 DPSK 変復調方式と実現するデバイス技術

受信感度と伝送性能および装置構成の観点から CSRZ-DPSK (Carrier Suppressed Return to Zero DPSK) が目標達成に最適な方式と判断し、これを前提とした 40Gbps 送受信機の開発を開始した。DPSK 送受信器を実現するキーデバイスは受信器のバランスドレシーバである。バランスドレシーバはツイン PD と Mach-Zehnder 干渉計で構成される。図 4-1-2 に DPSK 受信器の構成と、バランスドレシーバの位置付けを示す。

平成 16 年度はツイン PD 部の評価を継続するとともに Mach-Zehnder 干渉計部の設計試作を行い、基本特性を確認した。バランスドレシーバとしてのモジュール化方式はツイン PD 部と Mach-Zehnder 干渉計部を熱的に隔離する必要があることがわかったため、両者を個別に封止、これらをファイバ結合によって接続する構成によって集積化することとした。

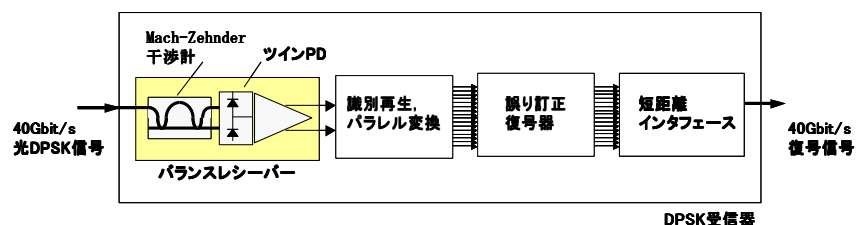


図4-1-2 DPSK受信器の構成と、バランスドレシーバの位置付け

ツイン PD 及び Mach-Zehnder 干渉計の動作検証結果

ツイン PD は 1 次試作を終え、0.8A/W 以上の感度と、50GHz 以上の帯域を実現し小信号特性が目標を達成したことを平成 15 年度までに確認した[1-4]。平成 16 年度は評価用モジュール試作を行い 40Gbit/s 光波形受光動作検証に着手した。図 4-1-3 にツイン PD 評価モジュールの外観図を示す。本モジュールはツイン PD 単体での 40Gbit/s 動作を確認するため、同軸コネクタ出力型の評価用モジュールにツイン PD を実装したものである。図 4-1-4 に 40Gbit/s DPSK 光波形受光時の電気出力波形例を示す。

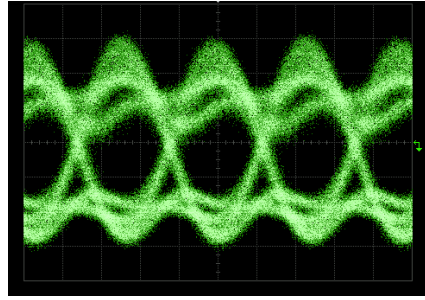
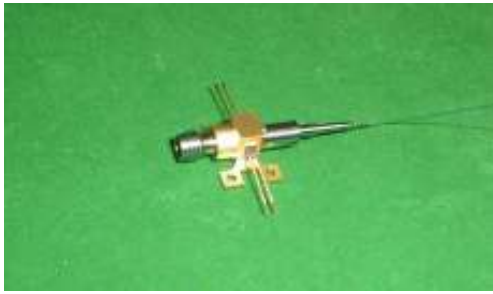


図 4-1-3 ツイン PD モジュールの外観

図 4-1-4 ツイン PD の 43Gbit/s 動作波形例

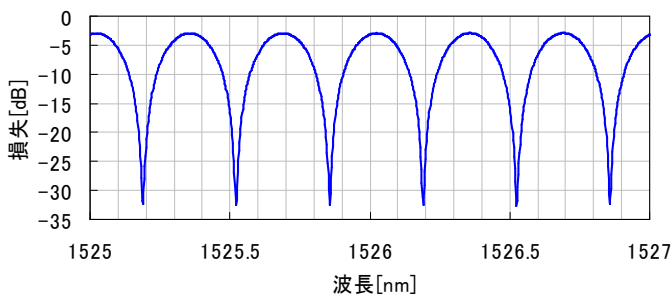
小信号特性のオンウエハ評価と異なり、モジュール実装による評価は実装に伴って寄生容量やインダクタによって周波数特性が劣化して波形がひずみやすい。実使用状態の評価にはランダムパターンの光信号を入力して信号周波数帯域全体の一括かつ大振幅応答である波形応答の評価が必須である。図 4-1-4 の評価結果はモジュール化による帯域幅減少と位相の周波数特性劣化に特徴的な波形ひずみが見られるものの、PD チップが良好な大振幅応答特性を有していることが確認できた。

Mach-Zehnder 干渉計についても、平成 16 年度には設計、試作を行い評価に着手した。まず導波路材料として、半導体及び石英系の 2 材料について伝搬解析シミュレーションによって設計を行い、サイズ、感度、挿入損失の観点からはどちらの材料も適用可能であることを見出した。偏波依存性の抑圧に有利な石英系材料を採用することを決め、9mm×27mm の試作を完了した。図 4-1-5 に Mach-Zehnder 干渉計の外観を示す。

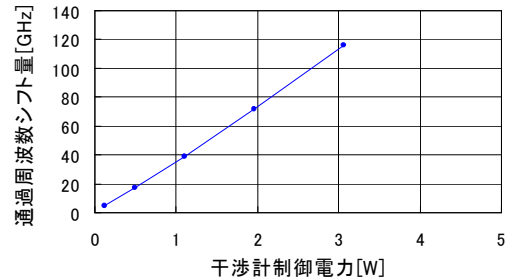


図 4-1-5 試作した Mach-Zehnder 干渉計の外観

図 4-1-6 に Mach-Zehnder 干渉計の通過波長特性と波長制御特性を示す。過剰損失 0.5 dB 以下、アイソレーション 25 dB 以上の十分な通過特性が得られ、またヒーター加熱による波長制御幅も目標の 100GHz / 3W 以上が得られた。



(a) 通過波長特性



(b) 波長制御特性

図 4-1-6 Mach-Zehnder 干渉計の通過波長特性と、波長制御特性

4-1-3 今後の課題

受信感度と伝送性能および装置構成の観点から CSRZ-DPSK (Carrier Suppressed Return to Zero DPSK)が目標達成に最適な変復調方式と判断しこれを前提とした狭帯域 40Gbps DPSK 送受信機の開発を開始した。実現するためのキーデバイスであるバランスドレシーバの設計/試作/評価を行い、ツイン PD が大振幅動作においても問題なく動作することを確認するとともに、Mach-Zehnder 干渉計が目標以上の通過波長/波長制御特性を有することを確認した。今後は送受信機全体としての最終目標性能である受信 Q 値 14dB 以上 (光 S/N=20dB/0.1nm) をめざして詳細デバイス評価と DPSK 送受信器の開発を進める。

- [1-1] 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," 2004, PDP38, 2004.
- [1-2] 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," SubOptic 2004, TuB1.4 2004.
- [1-3] K. Ishida, K. Shimizu, T. Mizuochi, K. Motoshima, D. S. Ly-Gagnon and K. Kikuchi, "Performance Evaluation of SSB Modulator-based 20 Gb/s RZ-DQPSK Transponder," OECC2004, 16C2-2, pp. 812-813, 2004.
- [1-4] 中路、石村、花巻、下村、青柳、西村、"バランス型 40Gbps 導波路 PD," 第 65 回応用物理学会学術講演会、1p-ZN-4、2004.

4-2 誤り訂正方式の研究開発

4-2-1 誤り訂正方式

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。誤り訂正技術 (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、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、各方面で高利得な方式の検討が進められている。光通信用誤り訂正方式としては ITU-T G.975 として標準化されているが、新たに第二世代 FEC 技術として、より高利得な複数の方式が追加登録されるに至った[2-2]。現在はさらに高利得な第三世代 FEC 技術の検討が進められている。図 4-2-1 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。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、最適な方式として冗長度 25% 程度の BTC 方式[2-3~2-4]の採用を決定した。本研究開発にて取り組んでいる軟判定方式は当社のみで、誤り訂正利得は業界一位を維持している[2-5]。

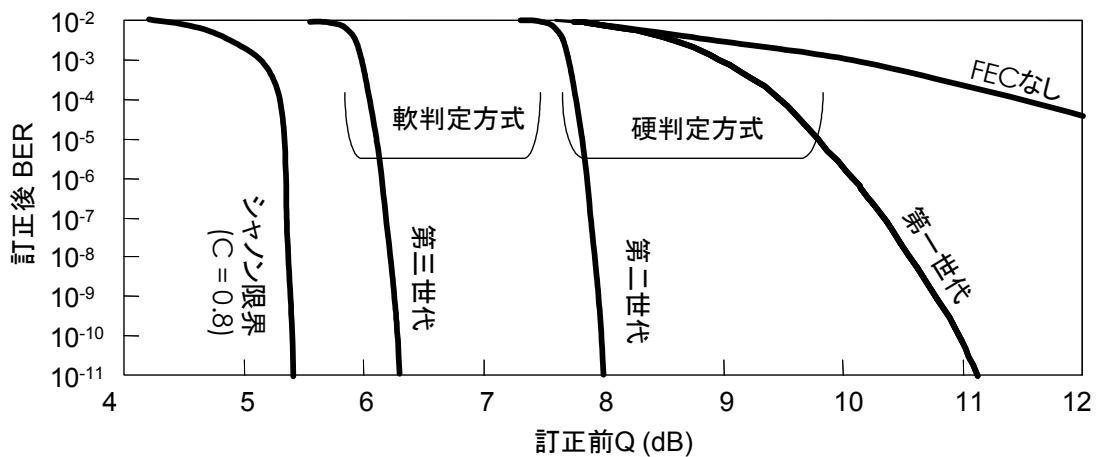


図 4-2-1 FEC 技術の進展

従来の光通信システムでは受信信号が「1」であるか「0」であるかを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 4-2-2 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 4-2-2 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 4-2-2 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(00)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。

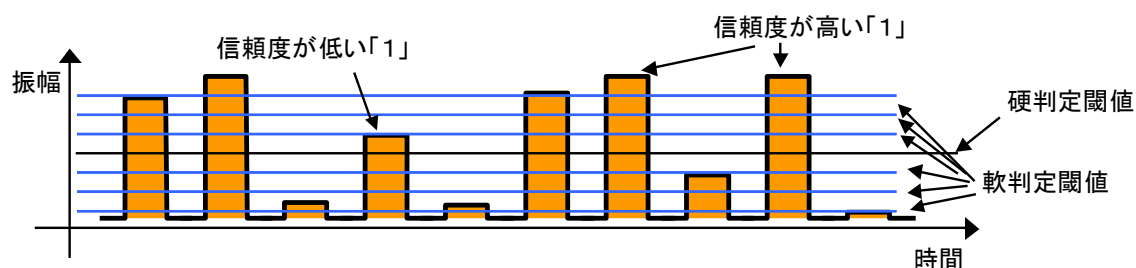


図 4-2-2 軟判定識別のイメージ図と信頼度付与の仕組み

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。

誤り訂正機能は図 2-1-1 のシステムの全体イメージ図中に示した「40G 誤り訂正部」で実現する。本研究開発では、軟判定誤り訂正のキーデバイスである誤り訂正符号器、復号器 LSI および軟判定識別器 LSI を開発する。またそれらの LSI を実装する基板を試作する。誤り訂正符号器、復号器 LSI は図 4-2-3 に示すとおりクライアント側 IF から入力した信号をフレーム化および FEC 符号化を行い、DPSK 光送受信部側へ出力する。また軟判定識別器 LSI から入力した信号の誤り訂正(復号化)を行い、デフレーム化して出力する。

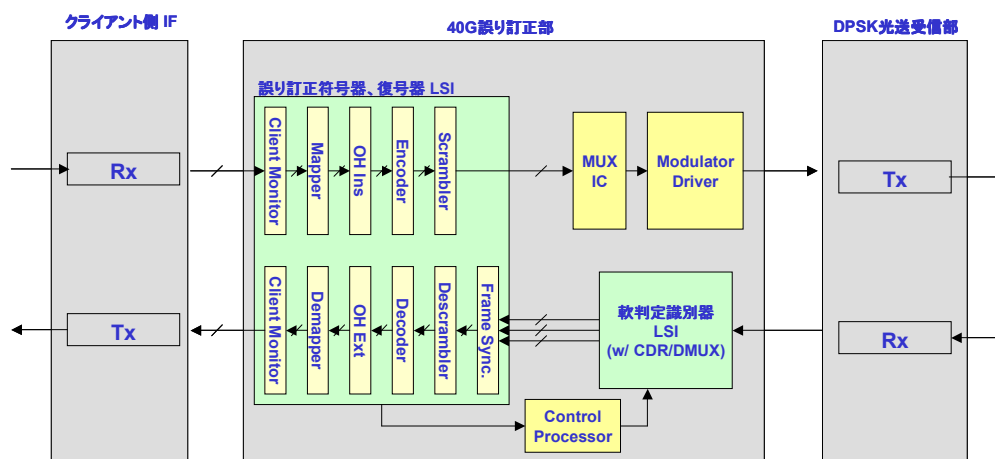


図4-2-3 誤り訂正符号器、復号器LSIの構成と光送受信装置における位置付け

平成 16 年度は、誤り訂正符号器・復号器 LSI の開発、誤り訂正符号器・復号器 LSI 実装基板の試作、および 40Gbps 軟判定 LSI の検討・設計を行った。また誤り訂正符号器・復号器 LSI を基板に実装し、評価を行っている。

4-2-2 誤り訂正符号器、復号器 LSI の開発

平成 16 年度は平成 15 年度から継続して誤り訂正符号器、復号器 LSI の開発を行な

った。具体的には、回路設計およびチップフロアプラン後のチップ配線を伴うレイアウト、レイアウト後のタイミング解析を行い、マスク作製・LSI チップ製造を進め、BGA パッケージにパッケージングを行った。図 4-2-4 にチップレイアウトを示す。回路が複雑で大規模であるため、レイアウト設計に時間を要したが、レイアウト設計を終え、マスク作製・LSI チップ製造を完遂することができた。BGA パッケージにパッケージング後の出荷テストで製造不良が判明し、改修にさらに時間を要したが、LSI が完成した。

回路規模は約 16Mゲートである。消費電力については 10Wを達成できる見積りである。プロセスは、技術的にも成熟してきた 0.13 ミクロン CMOS プロセスを採用することで、短期間での製造を実現している。チップサイズは約 15mm 角、パッケージサイズは約 40mm 角、BGA パッケージである。表 4-2-1 に誤り訂正符号器・復号器 LSI の概略仕様を、図 4-2-5 にパッケージ図を示す。

また誤り訂正能力シミュレーションを行った。[図 4-2-6 に誤り訂正能力シミュレーション結果を示す。](#)

前記の製造不良のため評価開始が予定より遅れたが、現在 LSI 評価に注力中である。

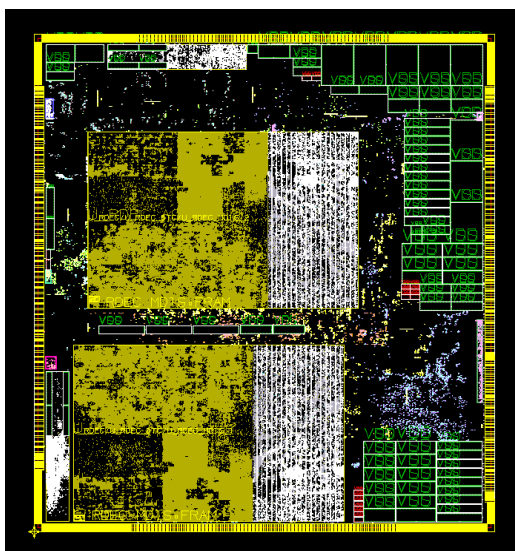


図 4-2-4 誤り訂正符号器・復号器 LSI のチップレイアウト

表 4-2-1 誤り訂正符号器・復号器 LSI の概略仕様

プロセス	0.13 μ m CMOS
パッケージ	1024pin BGA, 1.0mm pitch
パッケージサイズ	40mm \times 40mm
回路規模	約16M Gate
軟判定ビット数	1, 2, 3bit (2値、4値、8値対応)
設計利得	10.1dB (3bit軟判定時)
対応インタフェース	STM、LAN PHY, WAN PHY, OTN
入出力I/O	800Mbps LVDS
消費電力	約10W max
動作温度	0~70°C



図4-2-5 誤り訂正符号器、復号器LSIのパッケージ図

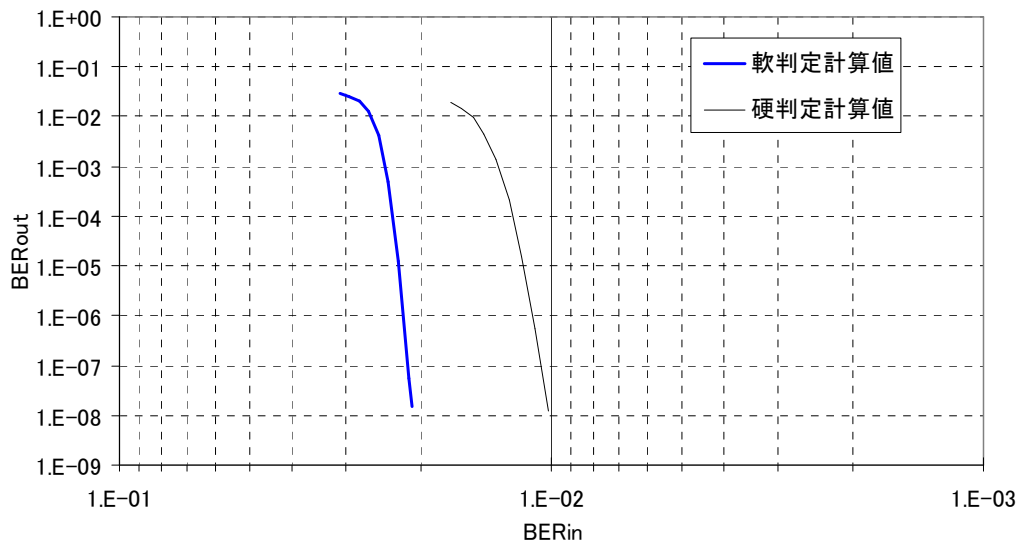


図4-2-6 誤り訂正符号器、復号器LSIの誤り訂正能力シミュレーション

4-2-3 誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板の試作

誤り訂正符号器、復号器 LSI を実装し、40Gbps 動作を検証するための評価基板を試作した。本基板は図 2.1-1 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 を用いて実現する。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。このため平成 15 年度の検討では配線パターンの制約を緩和するために市販のクロスポイントスイッチ LSI を用いることとしていたが、クロスポイントスイッチ LSI を使用せずに基板を構成する方式を検討し、実装面積および消費電力を削減した設計仕様及び機構条件を決定した。

また 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、市販のクロスポイントスイッチ LSI の代わりに SFI-4 と SFI-5 の変換 FPGA 内部でトリビュタリの入れ替えを行うことで実現する。

図 4-2-7 に評価基板の概略構成を示す。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 6 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。

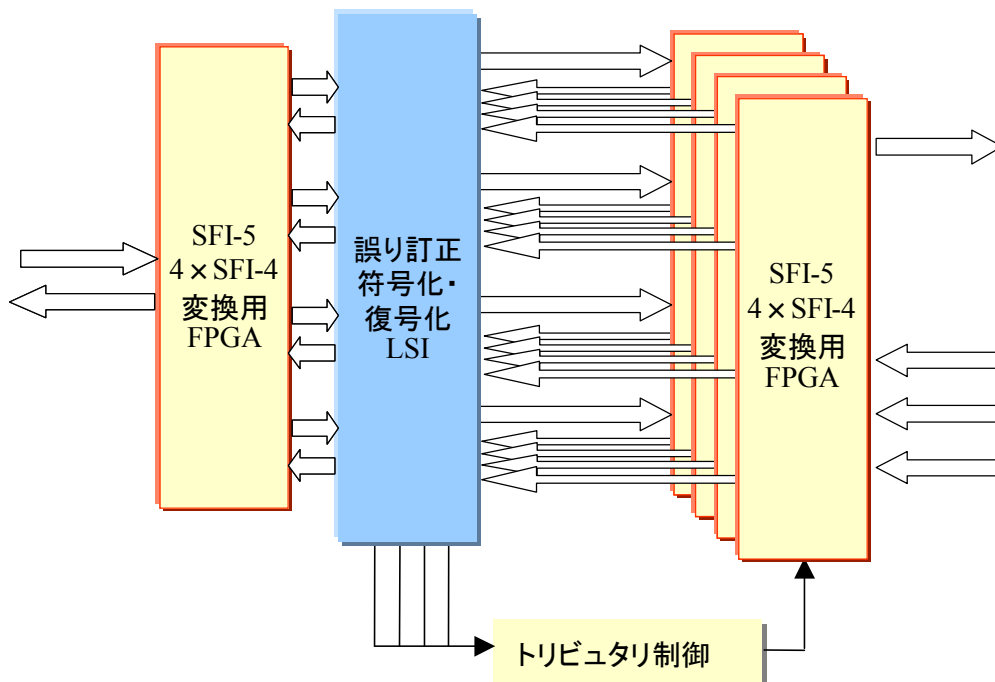


図 4-2-7 誤り訂正評価基板の概略構成

誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板は、大規模な機能ブロックの実装および高密度の高速パターン配線に大きな課題があったが、基板設計（接続図作成、パターン設計、等）および基板製造を終え、誤り訂正符号器、復号器 LSI はじめ各種部品の実装組み立てを行った。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 の設計を行った。図 4-2-8 に誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板の写真を示す。



図4-2-8 誤り訂正符号器、復号器LSI実装基板

誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板は最終目標の 40Gbps の誤り訂正能力検証の他に 10Gbps 単位で誤り訂正能力検証が可能な構成としている。まず誤り訂正符号器、復号器 LSI の 1 石当り 10Gbps の処理能力と誤り訂正能力の検証を進めている。図 4-2-9 に誤り訂正能力評価試験構成の概要を示す。

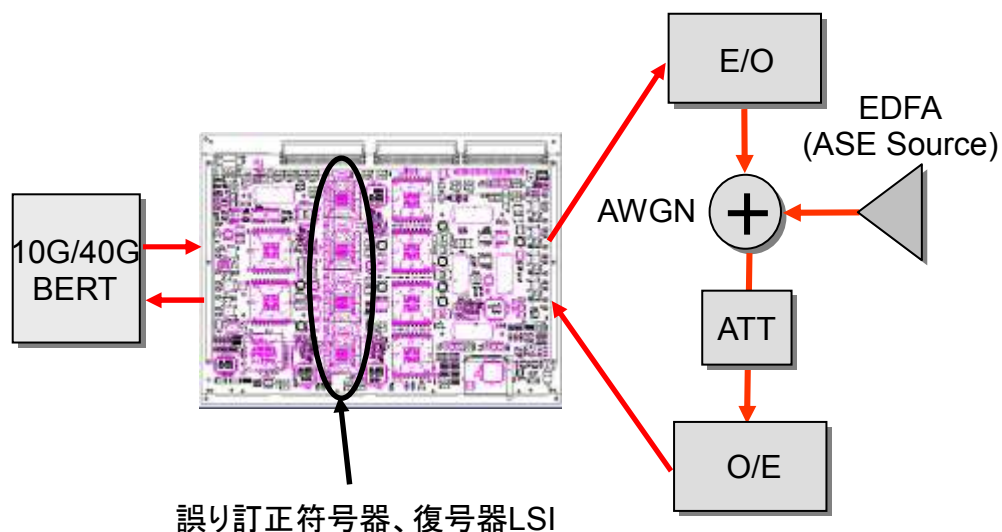


図 4-2-9 誤り訂正能力評価試験構成の概要

現在、誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板の動作確認を進めており、各部の導通を確認している。図 4-2-10 に冗長度付加後の 12.5Gbps の MUX-LSI 出力波形を示す。良好な波形が得られている。

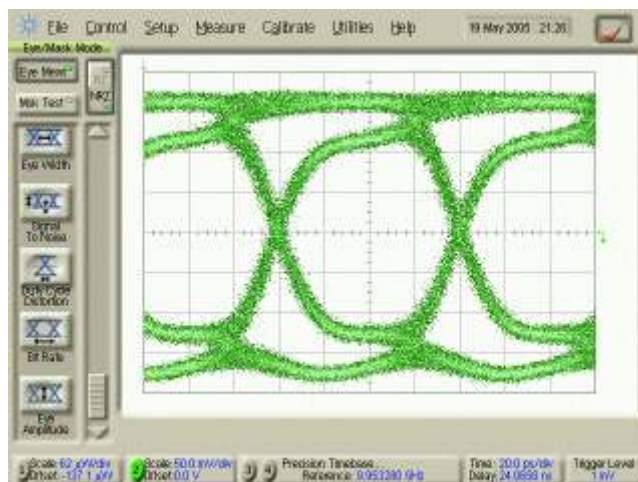


図 4-2-10 12.5Gbps MUX-LSI 出力波形

4-2-4 40Gbps 軟判定 LSI

誤り訂正復号器の利得向上のためには、光復調器から出力する受信シンボルの復調信頼度（軟判定情報）を算出する軟判定回路が必要となる。受信光波形から軟判定情報を取得するための軟判定方式、軟判定情報を量子化するための閾値の制御方式を検討した。さらに、LSI 化の基本検討を実施し、回路設計に着手した。

【軟判定方式】

40Gbps 光伝送システムにおいて、省電力化は実装密度の向上のために必須である。40Gbps 軟判定 LSI の省電力化を実現する手段として、軟判定情報ビット数の低減がある。表 4-2-1 に示すとおり、軟判定情報ビットを従来の 2 ビットから 1 ビットに変更することで、誤り訂正能力は低下するものの、消費電力は低減する見込みがあることが明らかになった。尚、軟判定 LSI はアナログ部、デジタル部および PLL 部の 3 つのブロックから構成されており、表 4-2-2 では、軟判定情報ビットが 2 ビット時の各ブロックの消費電力を基準としている。

表 4-2-2 軟判定 LSI の消費電力と軟判定情報ビットの関係

軟判定情報ビット	アナログ部	デジタル部	PLL 部
2 ビット (従来)	100%	100%	100%
1 ビット	50%	75%	100%

【軟判定情報を量子化するための閾値の制御方式】

40Gbps 軟判定 LSI 内蔵の各識別器の識別電圧が固定である場合、受信光波形の変化に伴い誤り訂正能力が劣化するため、軟判定識別器とは別に設けた挿引識別器により受信光波形をモニタし、誤り訂正能力が最大となるように各識別器の識別電圧を制御する必要がある。従来、受信光波形をモニタするために、挿引識別器の 16 系統ある出力全ての論理をカウントしていた。今回、図 4-2-11 に示すように、上述の 16 系統を 1

系統に低減することで所望の制御が可能である見込みを得た。これにより、回路規模とともに消費電力の更なる低減が期待できる。

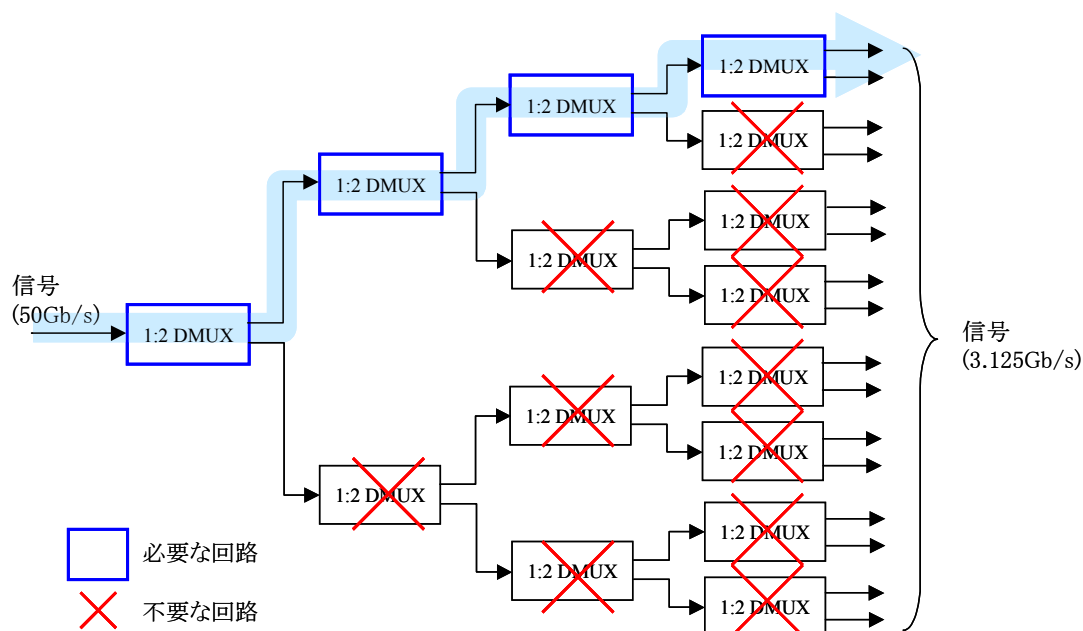


図 4-2-11 挿引識別器の出力のブロック図

【LSI 化の基本検討】

40Gbps 誤り訂正符号方式に用いる軟判定識別器 LSI では、冗長度の 25%を加味した 50Gbps での動作が必要となる。LSI 化には適用するプロセス性能が非常に重要であるが、商用レベルとしては高速な遮断周波数 120GHz のプロセスについて基本的な回路ブロックを用いて計算機シミュレーションによって検討した結果、20Gbps 程度までしか安定動作が得られず、不十分であることが判明した。プロセスの遮断周波数は動作周波数の 5 倍程度が必要であるとの検討結果が得られたため、40Gbps 軟判定識別器 LSI の実現には遮断周波数 200GHz 以上の超高速プロセス適用を検討することとした。

現在、上記の超高速プロセスを保有するファウンダリは全世界で数社のみである。ファウンダリの選定を今日までの実績および今後の商用化に向けた量産技術を考慮に入れながら行った後、ファウンダリから入手したプロセス情報を基に、遮断周波数が 200GHz クラスであるプロセスの性能評価を行っている。

プロセスの性能評価として、リング型 VC0 (Voltage Controlled Oscillator) 回路の発振周波数のシミュレーションを実施している。リング型 VC0 回路は光受信機にて受信シンボルの論理を判定する際に必要となるクロックを受信シンボルから生成する PLL (Phase Locked Loop) 回路の一部である。PLL は光受信機の小型化および省電力化を実現する上で必須の機能であり、40Gbps 軟判定識別器 LSI に内蔵する予定である。図 4-2-12 にリング型 VC0 回路図を示す。

リング型 VC0 回路の発振周波数は回路の遅延時間の逆数で決まるため、プロセスには高速性が求められる。そのため、リング型 VC0 回路の発振周波数はプロセスの性能を表す指標の一つである。

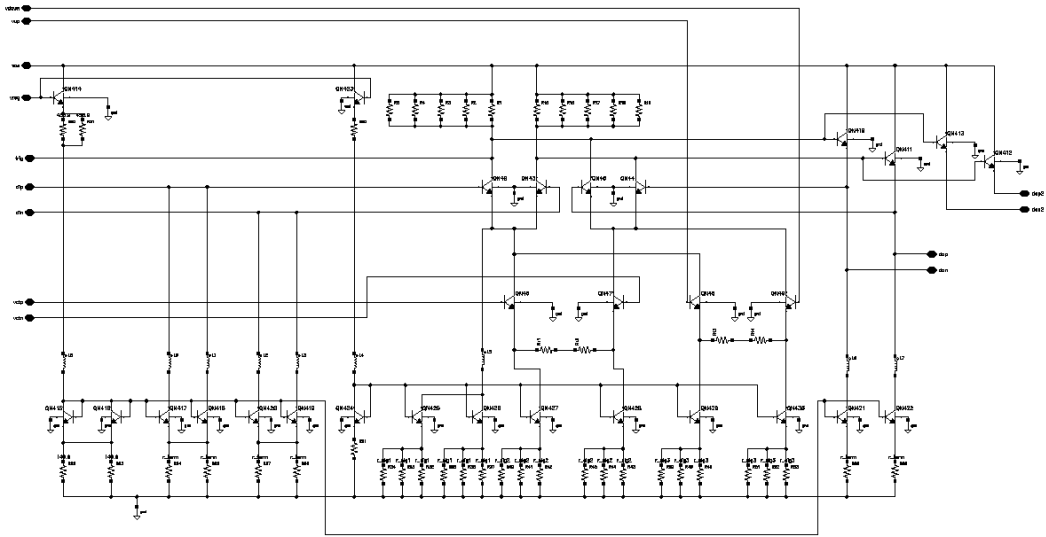


図 4-2-12 リング型 VCO 回路図

4-2-5 今後の課題

本プロジェクトの主要なテーマでもある、高い符号化利得を達成する誤り訂正符号化方式、復号方式として冗長度 25%程度の BTC 方式の採用を決定し、本方式を実現するための誤り訂正符号器、復号器 LSI、誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板の設計、および 40Gbps 軟判定 LSI の検討を行った。

誤り訂正符号器、復号器 LSI は、レイアウト、遅延シミュレーション、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い、LSI が完成した。

誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板は、基板設計（接続図作成、パターン設計、等）および基板製造、誤り訂正符号器、復号器 LSI はじめ各種部品の実装組み立てを行った。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 の設計を行った。現在誤り訂正符号器、復号器 LSI の誤り訂正能力の実機検証を行っている。

40Gbps 軟判定 LSI は、軟判定情報ビットの削減および掃引識別器のサンプルレート低減による回路規模および消費電力削減についての検討を行った。また、40Gbps 軟判定識別器 LSI の実現には遮断周波数 200GHz 以上の超高速プロセス適用が必要であると推測し、リング型 VCO 回路の発振周波数のシミュレーションにより、プロセスの性能評価を実施している。

平成 17 年度は引き続き誤り訂正能力の実機検証を行う。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 50Gbps 動作検証を行う。40Gbps 軟判定 LSI については、他のファウンダリのプロセスに対しても動作周波数のシミュレーションを実施し、40Gbps 軟判定 LSI の回路方式の検討および適用するプロセスの選定作業を継続し、回路設計を行う。

また、これまでの 40Gbps 軟判定閾値制御方式の検討では、ビットパターン依存性の低減にはビットパターンに応じて信頼度情報を変化させる方式が有効であることが判明しており、高速 FPGA を用いて実現できる目処を得ている。しかし、FPGA は消費電力、実装面積等の点で不利であるため、10Gbps でのビットパターン依存性の低減効果を確認し、40Gbps への展開を図るとともに、40Gbps 軟判定識別器 LSI に組み込む方法についても検討を行う。

- [2-1] C. E. Shannon: "A mathematical theory of communication," *The Bell System Tech. J.*, 27, pp.379-423, pp.623-656, 1948.
- [2-2] O. Ait Sab, and J. Fang: "Concatenated forward error correction schemes for long-haul DWDM optical transmission systems," *ECOC1999*, Paper II-290, 1999.
- [2-3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima: "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1)," *ICC93*, pp. 1064-1071, 1993.
- [2-4] R. Pyndiah, A. Glavieux, A. Picart, and S. Jacq: "Near optimum decoding of products codes," *GLOBECOM94*, pp. 339-343, 1994.
- [2-5] 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*, Paper PD21, 2003.

4-3 分散補償方式の研究開発

4-3-1 分散補償方式

超高速光通信システムにおいて、光パルス信号が光ファイバの波長分散の影響を受けると、図 4-3-1-1(a)のように時間的に広がり劣化する。そのため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、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の波長依存性（波長分散スロープ）のため、使用するすべての波長帯域の波長分散を補償できない。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に分散値制御の可能な波長分散補償器が必要になる。現在、波長分散補償器の制御の高速化や、小型化、低価格化のために多波長光信号の一括補償についての研究開発が盛んに行われている[3-1]-[3-8]。

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 4-3-1-1(b)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。そのため偏波分散に関しても広く研究されており、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[3-9]-[3-13]。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) を与えて補償することが必要である。

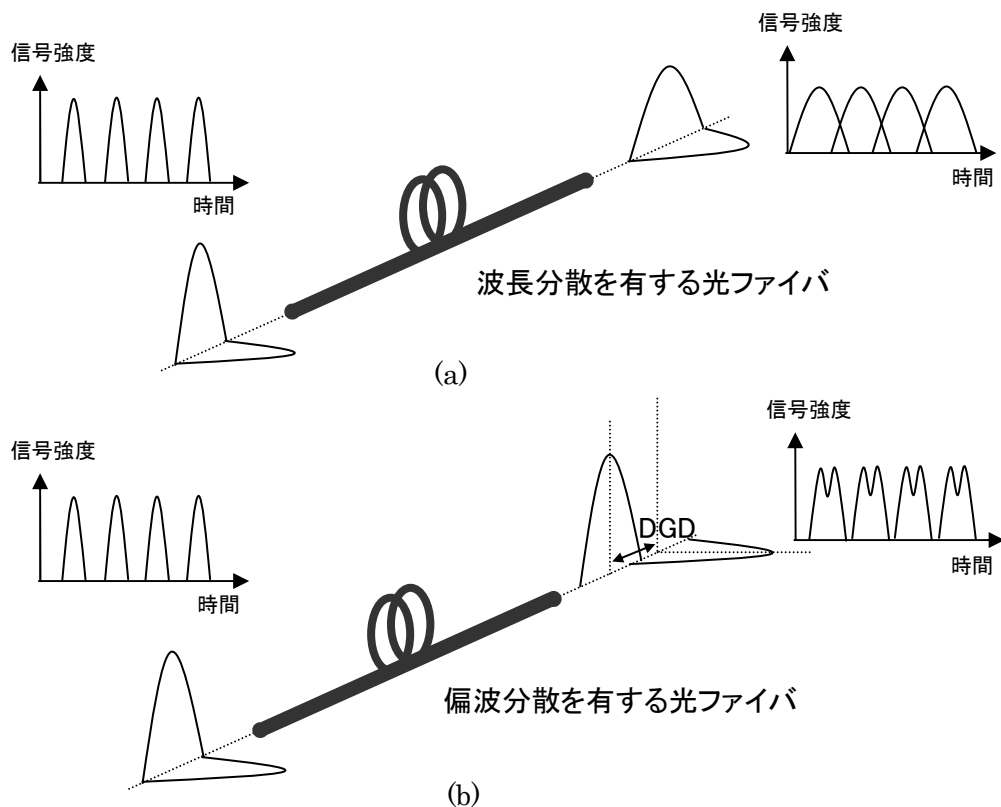


図 4-3-1-1 波長分散及び偏波分散による光パルス信号の歪み

また偏波分散を電氣的に補償するためには、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価アルゴリズムを活用し、高速 LSI プロセス技術を用いた偏波分散補償の研究も始まっている[3-13]。

以上のように 40Gbps 信号を 3,000km 伝送するといった超高速・長距離光伝送システムにおいては、上記波長分散と偏波分散の両方を精度よく自動補償する技術が必要となる。そのため本研究では波長・偏波分散の同時自動補償方式とその制御についての最適アルゴリズムの開発を進めている。今年度は、昨年度開発した波長・偏波分散制御デバイスにより偏波分散の自動補償を実現し、40Gbps 信号を用いたシステム実験において波長分散と偏波分散の両方を補償する実験を行った。波長分散補償器に関してはサンプルドグレーティングを作製しそれを適用することで多波長での波長分散制御を実現した。また波長分散を制御する際に、所望の波長分散値に必要な温度の傾きよりも大きな傾きをファイバグレーティングに瞬間的に印加し、与える熱量を加速することで高速化を行ったので報告する。

4-3-2 波長・偏波分散の同時自動補償方式と最適アルゴリズムの開発

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。H16 年度には、波長・偏波分散の同時自動補償方式と偏波分散補償最適アルゴリズムを開発した。

今年度開発した波長・偏波分散補償器の構成図及び外観を図4-3-1, 図4-3-2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ー/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、偏光度モニタである。

この波長・偏波分散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ー/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ー/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ー/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ー/コンバイナにより合成され、サーキュレータと偏光度モニタを通して出力される。

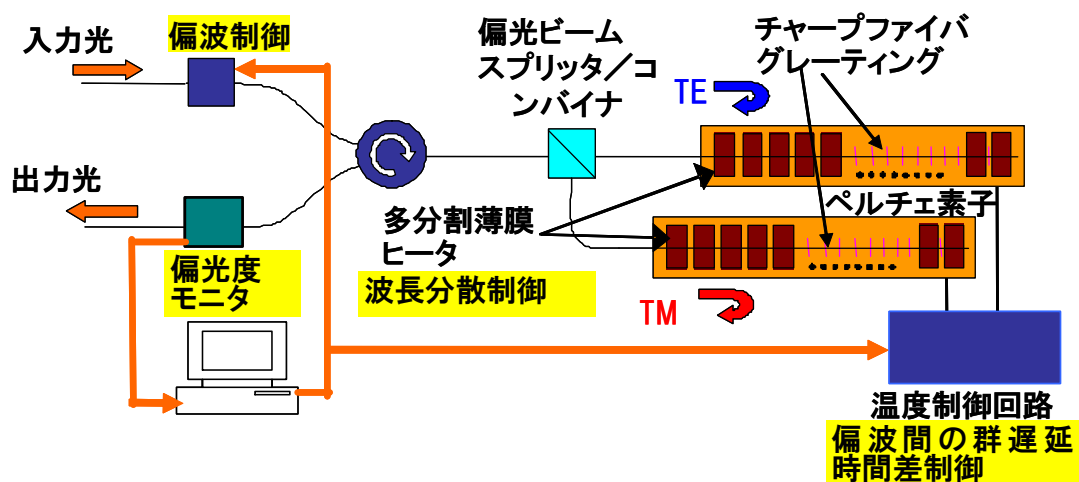


図 4-3-1 波長・偏波分散補償器の構成



図 4-3-2 波長・偏波分散補償器の外観

チャープファイバグレーティングの下には多分割薄膜ヒータを形成し一次関数的な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。また、各チャープファイバグレーティングの平均温度をペルチェ素子を用いて制御することで、偏波分散の補償に必要な DGD を制御することができる。

伝送路に偏波分散がある場合、光信号の伝送ペナルティーは偏光度（Degree of polarization : DOP）と関係し、偏波分散がない場合には偏光度は 100%であるが、偏波分散の影響により偏光度は 100%より小さくなる。今回、偏波分散を自動補償するために、偏光度をモニタしそれが最大となるように偏波コントローラと DGD を制御する構成とした。偏波状態に関するパラメータである偏光度は、波長分散の変化に影響されないため、波長分散補償との切り分けが可能となる。

本デバイスを用い、40Gbps RZ DPSK 信号による伝送実験を行った。伝送実験系を図 4-3-3 に示す。40Gbps RZ DPSK 光信号は波長可変光源と送信器により生成した。伝送路の模擬的な偏波分散は DGD 発生器により与えた。DGD 発生器に入力する光の偏波状態は手動偏波コントローラにより TM : TE=50 : 50 となるように調整した。ペナルティーはこの状態で最も大きくなる。また波長分散は異なる長さのファイバを光スイッチで切り替えることにより変化させた。受信側では補償器により波長分散と偏波分散を補償した後に、受信器及び偏波アナライザにて Q ペナルティーと偏光度を測定した。

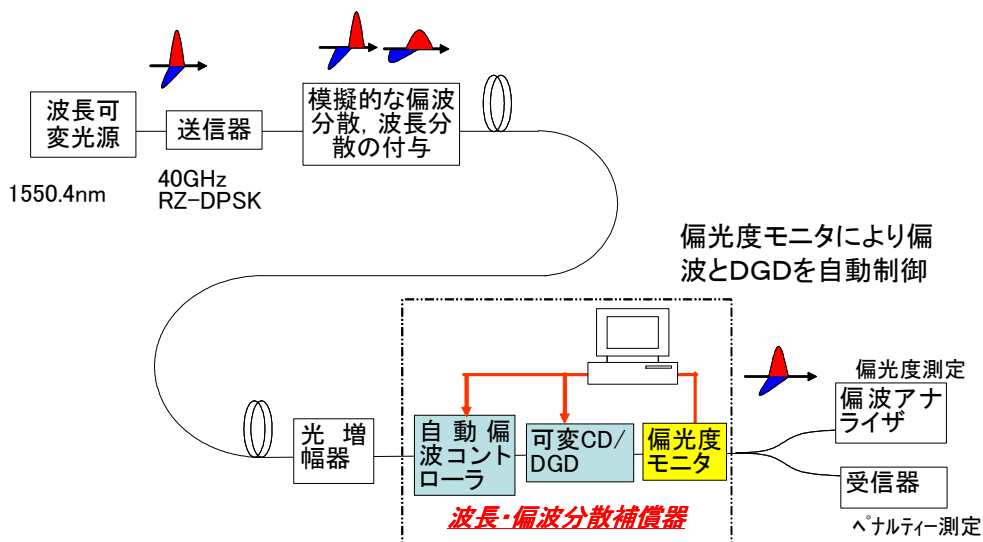


図 4-3-3 伝送実験系

図 4-3-4, 4-3-5 に波長分散と DGD の両方を伝送路に発生させた場合の偏光度の測定結果を示す。図 4-3-4 は補償なしの結果、図 4-3-5 は補償器により補償した場合の結果である。図 4-3-4 に示すように、補償しない場合では偏光度は DGD の大きさに依存し、DGD=0ps の場合にはほぼ 100%であるが、DGD の大きさに伴い偏光度は小さくなる。しかし、波長分散を変えても偏光度はほとんど変化しない。これは偏波分散の自動補償の際に、偏光度をモニタすることで波長分散補償との切り分けが可能となることを示すものである。図 4-3-5 は補償器により波長分散と偏波分散の両方を補償した場合の結果である。結果が示すように、偏光度が最大となるように偏波コントローラと DGD を自動制御することで、補償しない場合と比較して大きく改善されたことがわかる。

図 4-3-6 に、波長分散及び DGD を伝送路に発生させた場合の、補償器ありなしでの Q ペナルティの測定結果を示す。結果が示すように、補償しない場合では波長分散と DGD により Q ペナルティは大きくなるが、補償することで、DGD=0~20ps、波長分散=-80 ps/nm~+80ps/nm の範囲で Q ペナルティは 0.5dB 以下と非常に良好な結果が得られた。また図 4-3-7 にアイパターンの観測結果を示す。補償しない場合には、波長分散及び DGD により波形が乱れるが、補償することによりきれいなアイパターンが得られた。このように偏光度をモニタすることで偏波分散を自動補償でき、さらに波長分散も補償することで良好な伝送特性が得られることを確認できた。これにより、本方式による偏波分散補償器の自動補償アルゴリズムに関する原理を実証でき、さらに本波長・偏波分散補償器が十分良好な伝送特性を有することを実証できた。

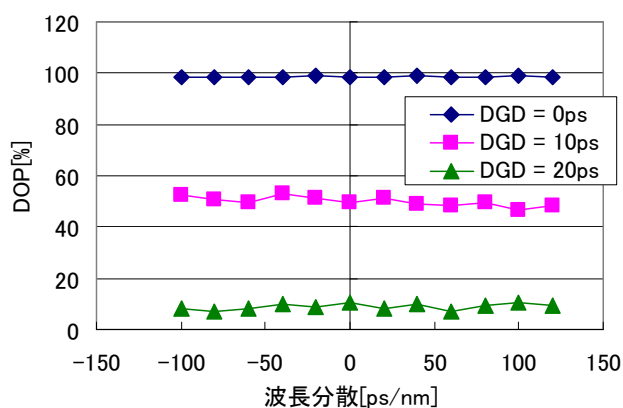


図 4-3-4 伝送路に発生させた波長分散及び DGD に対する偏光度の変化（補償なしの場合）

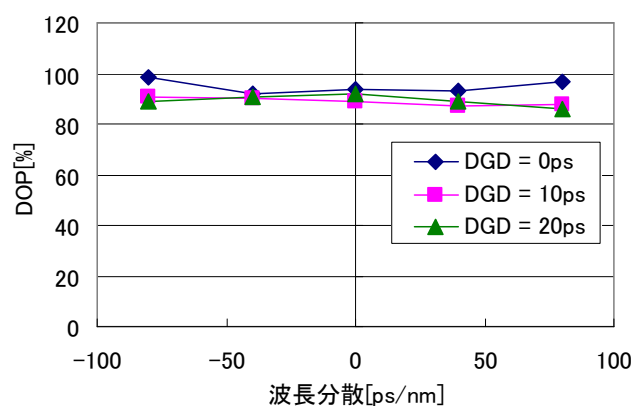


図 4-3-5 伝送路に発生させた波長分散及び DGD に対する偏光度の変化（補償ありの場合）

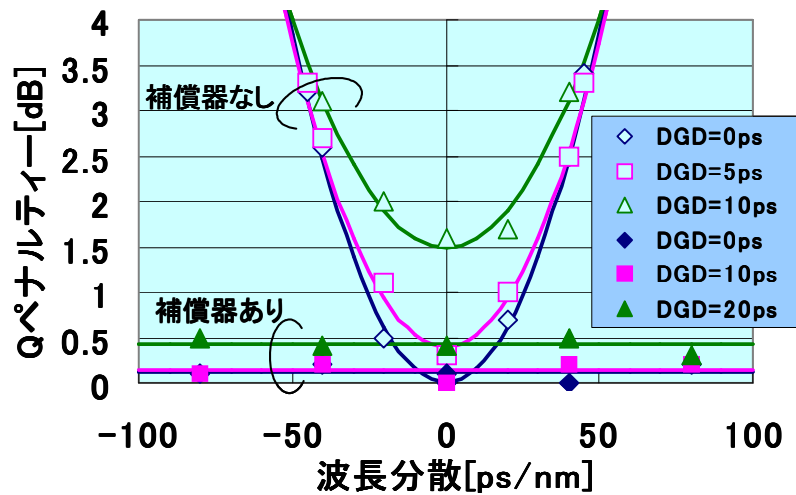
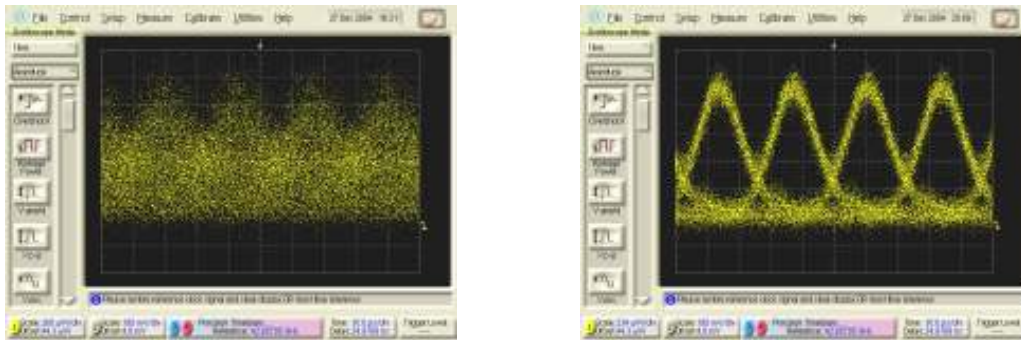


図 4-3-6 伝送路に発生させた波長分散及び DGD に対する Q ペナルティ



(a) 補償器なし

(b) 補償器あり

図 4-3-7 波長分散及び DGD を変えた際のアイパターン観測結果 (波長分散=-80ps/nm, DGD=20ps)

4-3-3 高速応答方式の検討

平成 15 年度には、薄膜ヒータ基板の厚さを 1mm から 0.1mm にすること、ヒートスプレッドを大型化すること等、熱構造の最適化を行うことで 30 秒程度であった分散制御の応答速度を 2 秒以下に短縮することができた。平成 16 年度は制御回路による電力印加方法を工夫することで応答速度の高速化を図った。

分散制御を行うには、多分割薄膜ヒータによりファイバ長手方向に対して印加する 1 次関数的な温度分布の傾きを変化させる。今回傾きを変化させる際に、図 4-3-8 のように所望の波長分散値に必要な温度の傾きよりも大きな傾きを瞬間的に与えファイバグレーティングに与える熱量を加速することで高速化を行った。その結果、図 4-3-9 のように波長分散値を -379ps/nm から -172ps/nm に変化させた場合の応答速度 (設定値の $\pm 5\%$ 以内となる時間で定義) は 1.5 秒であり、制御回路による効果を確認できた。立ち上がりに見られる突起状のリップルは、加速の影響により現れるものであるが、加速のパラメータ (加速時間, 加速温度の大きさ) を最適化することで抑制できると考えられる。今回用いた薄膜ヒータ基板は 1mm 厚であり、熱構造の最適化は行っていない。

今年度はファイバグレーティング周囲に薄膜ヒーターとなる金属メッキを施し、熱容量を小さくすることで高速化を行う検討も行った。これについては金属メッキ膜と多数の電極線との接続が困難であり導通不良を起こす問題、電極線からグレーティング設置基板への熱流出により基板温度も変動し応答速度が劣化する問題があることがわかった。

今後 0.1mm 厚の基板を用いて熱構造の最適化と、今年度成果である制御回路による高速化を合わせた形でさらなる高速化を図る。

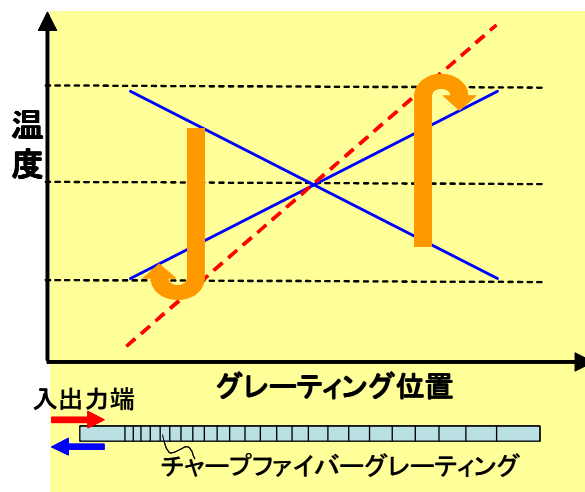


図 4-3-8 高速化のための温度印加方式

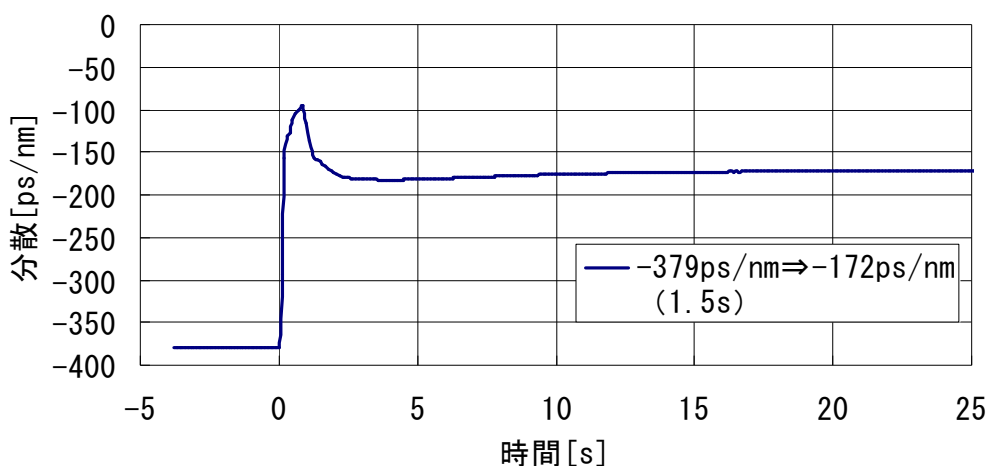


図 4-3-9 波長分散制御の応答速度

4-3-4 多波長一括補償方式の検討

40Gbps WDM 伝送では多波長一括での分散補償が要求されることから、本研究では波長分散補償器の多波長化を検討している。前年度は多波長動作が可能なサンプルドグレーティングの設計をシミュレーションにより行った。今年度は 32 波長反射のサンプルドグレーティングを作製し、それを用いた波長分散補償器を試作した。

試作した波長分散補償器の損失及び群遅延時間特性を図 4-3-10, 4-3-11 に示す。これらの測定結果は波長分散値を変化させた場合の 8 波長での結果である。今まで 40mm 長であったファイバグレーティングを 60mm にしたことにより分散可変幅が 400ps/nm

と 2 倍にまで拡大できることを確認できた。損失は 3.5dB、群遅延リップルは±10ps と良好な結果を得ることができた。

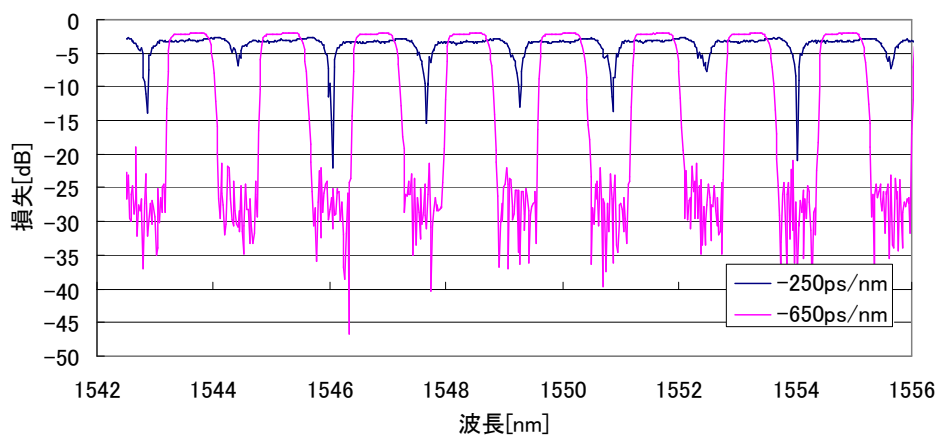


図 4-3-10 多波長一括補償用分散補償器の損失特性

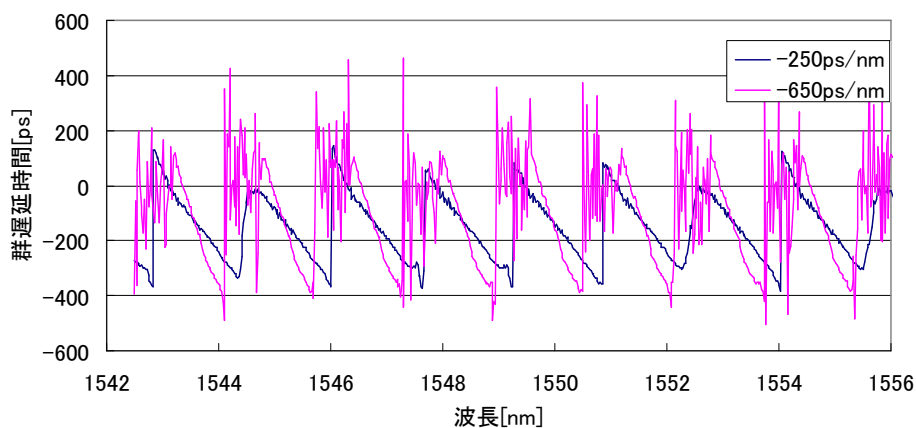


図 4-3-11 多波長一括補償用分散補償器の群遅延時間特性

4-3-5 電氣的偏波分散補償方式の検討

光学的補償方式では補償できないミリ秒オーダーの状態変化に対応できる高速の補償が可能な TVF (Transversal filter) を用いた線形補償方式による偏波分散補償 LSI の検討を行った。SiGe 高速プロセスを前提とした回路設計を行い、LSI 設計を進めた。実装方法、モジュールについても検討を行い、評価の準備を完了した。

4-3-6 今後の課題

波長・偏波分散の同時自動補償方式と偏波分散補償最適アルゴリズムの開発に関して、偏光度をモニタすることで偏波分散を自動補償するアルゴリズムを開発し、40Gbps 伝送実験において波長分散と偏波分散の両方を補償する実験を行った。DGD=0~20ps、波長分散=-80 ps/nm~+80ps/nm の範囲で Q ペナルティーは 0.5dB 以下と良好な結果が得られた。今後、応答速度の高速化を進める。

波長分散補償器の高速応答方式の検討については、ファイバグレーティングに与える 1 次関数的な温度の傾きを変化させる際に、制御回路により設定値よりも大きな傾

きを瞬間的に与えファイバグレーティングに与える熱量を加速することで波長分散制御の高速化を行った。その結果応答速度は 1.5s となり、高速化を図ることができた。今後は昨年度成果である熱構造の最適化と合わせてさらなる高速化を進める。

多波長一括補償方式の検討に関しては、今年度サンプルドグレーティングを作製し、それをを用いた波長分散補償器を試作した。8 波長での特性は、損失は 3.5dB、群遅延リップルは ± 10 ps と良好な結果を得ることができた。またファイバグレーティングの長さを 40mm から 60mm としたことで分散可変幅を 400ps/nm と 2 倍にまで拡大できた。今後は群遅延リップルの低減等、特性の改善を行う。

- [3-1] S. LaRochelle, G. Brochu, S. Doucet, S. Pereira, “Multi-wavelength devices based on superimposed chirped fiber Bragg gratings,” OFC2005, OFC1, 2005.
- [3-2] Li H., Sheng Y., Li Y., Rothenberg J.E., “Phased-Only sampled Fiber Bragg Grating for High-Channel-Count Chromatic Dispersion Compensation,” J. Lightwave Technol., No. 9, pp. 2074-2083, 2003.
- [3-3] T. Duthel, S. L. Jansen, P. M. Krummrich, M. Otto, and C. G. Schaffer, “Multi-channel residual dispersion compensation in a 40Gb/s WDM utilizing a single all-fiber delay line filter,” OFC2005, JWA20, 2005.
- [3-4] C. R. Doerr, D. M. Marom, M. A. Cappuzzo, E. Y. Chen, A. Wong-Foy, L. T. Gomez, and S. Chandrasekhar, “40-Gb/s colorless tunable dispersion compensator with 1000ps/nm tuning range employing a planar lightwave circuit and a deformable mirror,” OFC2005, PDP5, 2005.
- [3-5] T. Sano, T. Iwashima, M. Katayama, T. Kanie, M. Harumoto, M. Shigehara, H. Sukanuma, M. Nishimura, “Novel Multichannel Tunable Chromatic Dispersion Compensator Based on MEMS and Diffraction Grating,” Photonic Technol. Lett., No8, pp. 1109-1110, 2003.
- [3-6] H. Y. Liu, H. B. Liu, G. D. Peng and T. W. Whitbread, “Polymer Fiber Bragg Gratings Tunable Dispersion Compensation,” OFC2005, OW05, 2005.
- [3-7] Xuewen Shu, Kate Sugden and Ian ennion, “Optically tunable dispersion compensator based on coupled-cavity etalon structure,” OFC2005, PDP5, 2005.
- [3-8] U. Koc and Y. Chen, “Adaptive Opto-Electronic Compensator for Excessive Filtering, Chromatic and Polarization Mode Dispersion,” OFC2005, OThJ1, 2005.
- [3-9] S. P. Jung, J. H. Lee, E. S. Son, H. C. Ji, and Y. C. Chung, “Multi-Channel PMD Compensation Based on Distributed Polarization Control,” OFC2005, JWA18, 2005.
- [3-10] M. Secondini, E. Forestieri, G. Prati, “Ultimate Performance and Limitations of Optical PMD Compensators Controlled by a Spectrum Monitor,” OFC2005, JWA17, 2005.
- [3-11] Ki Ho Han, Wang Joo Lee, Hyun Woo Cho, and Je Soo Ko, “Novel Type of PMD Compensator Based on Separation of PSP and DGD controls, OFC2005, JWA19, 2005.
- [3-12] Dong X., Ngo N. Q., Shum P., Ning G., Ng J. H., Yang X., Lu C., “Tunable

- Compensation of First-Order PMD Using a High-Birefringence Linearly Chirped Fiber Bragg Grating,” *Photonic Technol. Lett.*, No. 3, pp. 846-848, 2004.
- [3-13] Buchali F., Buelow H., “Adaptive PMD Compensation by Electrical and Optical Techniques,” *J. Lightwave Technol.*, No. 4, pp. 1116-1126, 2004.

4-4 光ファイバの特性評価とキーデバイスの総合評価試験

4-4-1 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[4-1~6]。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 信号は光ファイバ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 16 年度は、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、構築した 40Gbps 光信号評価系による、光変復調方式の比較検討と分散補償器の特性評価を行った。

4-4-2 光ファイバ特性評価

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。平成 16 年度は昨年度に引き続き、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 4-4-1 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 は、前年度から継続して長期変動特性の評価を行った区間であり、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ある。一方、区間 C は、平成 16 年度に評価を開始した区間であり、架空区間を含むため、管路内に敷設された光ファイバケーブルよりも外気温や風等の環境変動の影響を受けやすいと考えられる。

表 4-4-1 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	敷設状態
A	33	SMF	管路
B	88	SMF、NZDSF	管路
C	46	SMF	架空

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 PMD 係数により評価した。

図 4-4-1、図 4-4-2、図 4-4-3 に、約 1 ヶ月毎のほぼ同じ時間帯に測定した結果を用いて評価した区間 A、区間 B、区間 C の光ファイバケーブルの偏波変動の年較差を示す。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。

図 4-4-1 より、区間 A では、昨年度の 4 ヶ月（11 月から 3 月）の評価から評価期間が長くなることにより偏波分散変動は大きくなっているが、その変動幅は $0.1\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 以下であることがわかる。一方、図 4-4-2 より、区間 B では、評価期間が長くなることによる偏波分散変動幅の増加は見られず、気温変化と PMD 係数の間の相関は小さかった。また、図 4-4-3 より、架空ケーブルを含む区間 C でも、偏波分散変動特性は管路に敷設された光ファイバケーブルと同等であることがわかった。

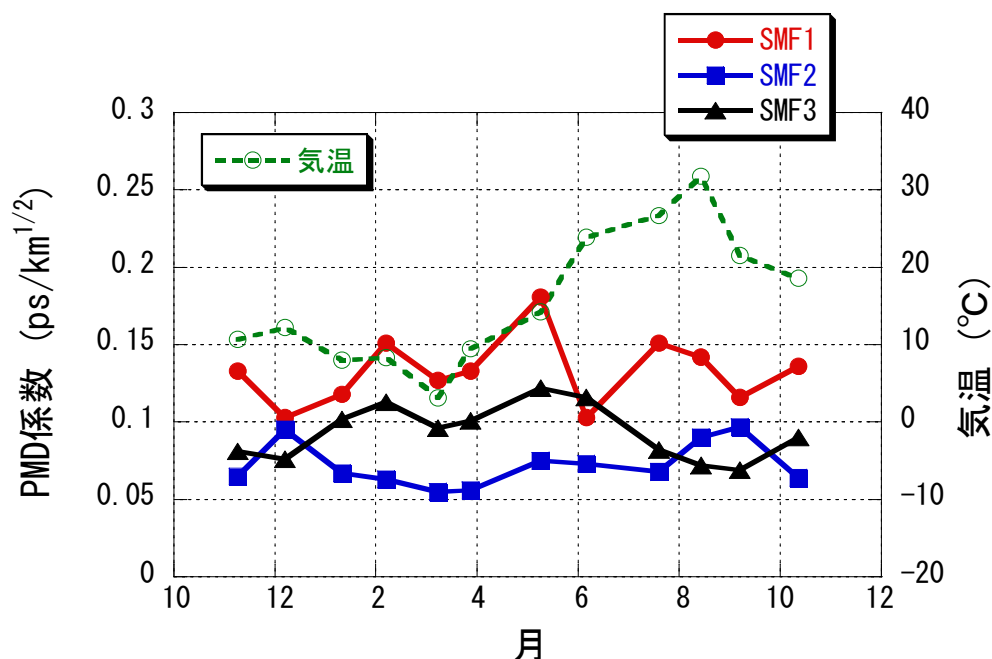


図 4-4-1 区間 A での偏波分散年較差

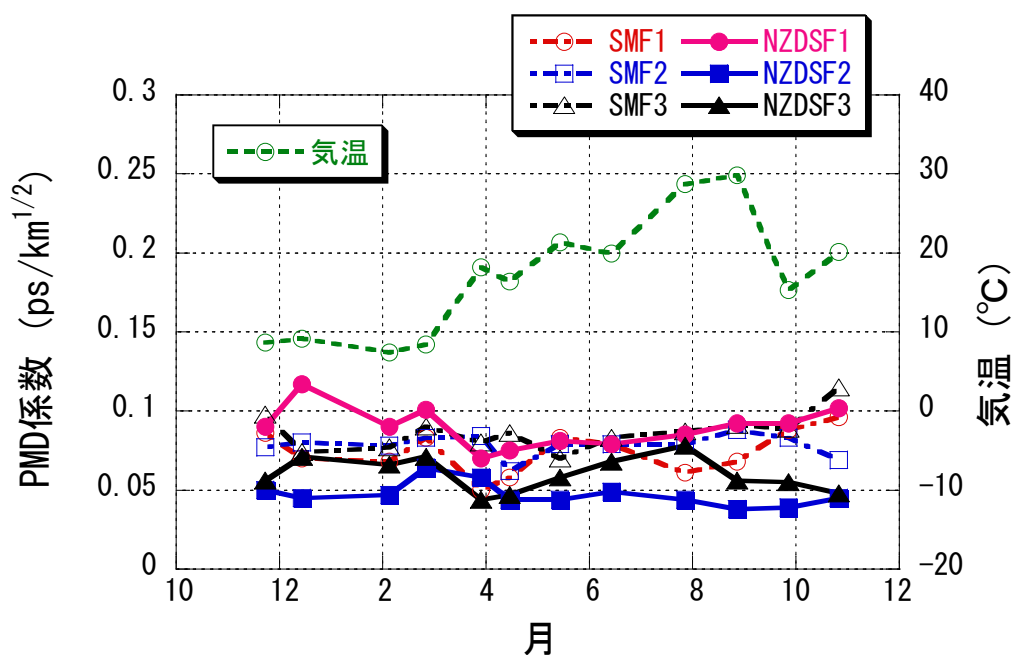


図 4-4-2 区間 B での偏波分散年較差

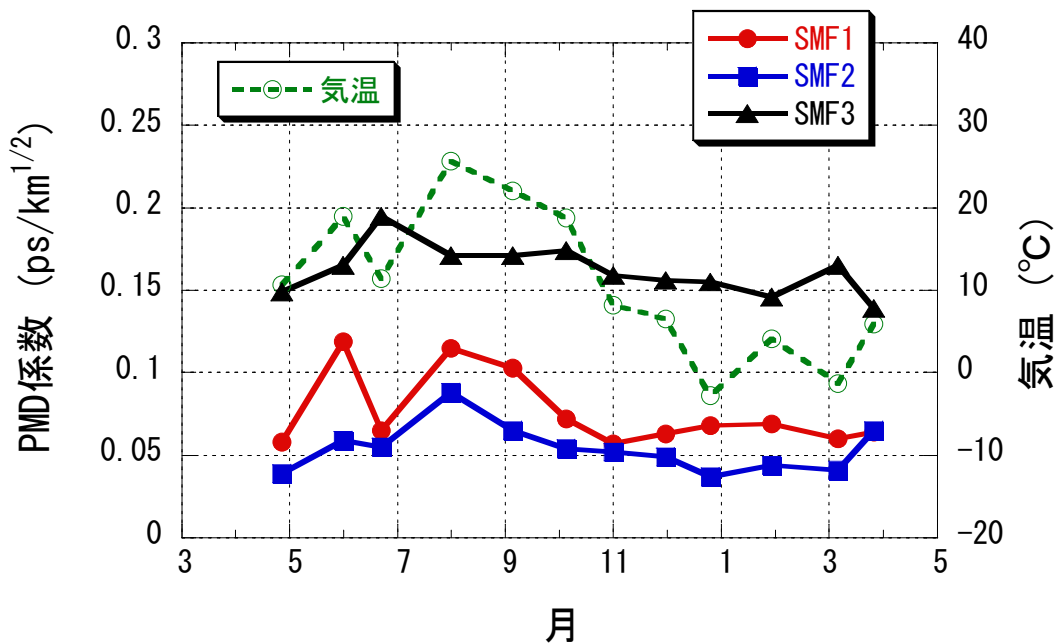


図 4-4-3 区間 C での偏波分散年較差

年較差の評価より、今回評価を行った光ファイバケーブルにおいては、PMD 係数は最大で $0.2 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ 程度であった。PMD 係数を $0.2 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ とした場合、3000km の光伝送システムでの DGD は約 11ps となり、40Gbps 光信号で想定される許容値（タイムスロットの $1/10 : 2.5 \text{ ps}$ ）を超えるため、偏波分散補償方式の導入が必要となる。この時、ある波長における DGD は、平均値の少なくとも 3 倍程度まで変化することを考慮する必要があるため[4-7]、偏波分散補償器には 30ps 以上の DGD 補償範囲が要求されると考えられる。

図 4-4-4 と図 4-4-5 に、区間 B と区間 C の光ファイバケーブルについて、5 分間隔で 24 時間測定した偏波分散の日較差を示す。区間 B では 5 月中の 1 日、区間 C では 9 月中の 1 日の PMD 係数および気温の変化を示している。区間 B と区間 C を比較すると、架空光ファイバケーブルを含む区間 C では、偏波分散変動量が大きいだけでなく、変動速度も速いことがわかる。

偏波分散変動速度をより詳細に評価するため、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 4-4-6 に区間 C の SMF について、折り返し状態 (ファイバ長: 92km) で 10 分間測定した結果を示す。図 4-4-6 には、比較のため、昨年度に評価した区間 A の測定結果も示した。これより、架空光ファイバケーブルを含む区間 C では、7 秒以下の早い偏波分散変動が観測され、偏波分散補償器には少なくとも 1 秒以下の応答速度が要求されると考えられる。

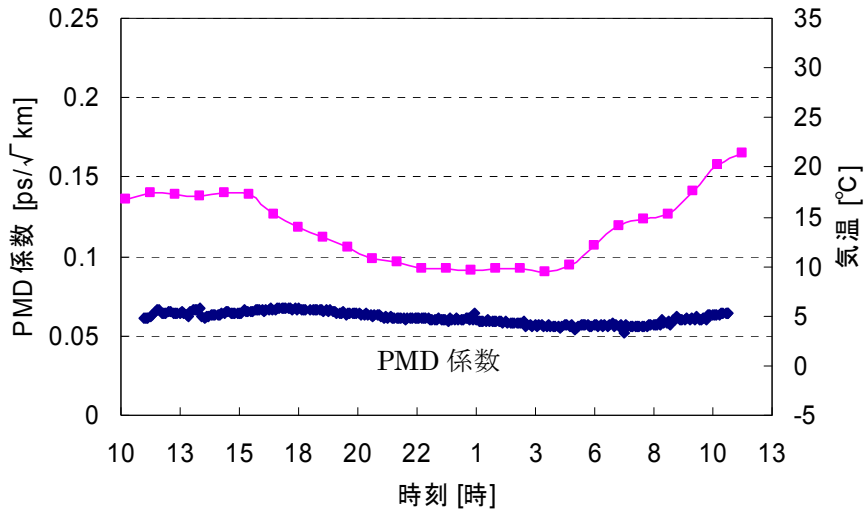


図 4-4-4 区間 B での偏波分散日較差

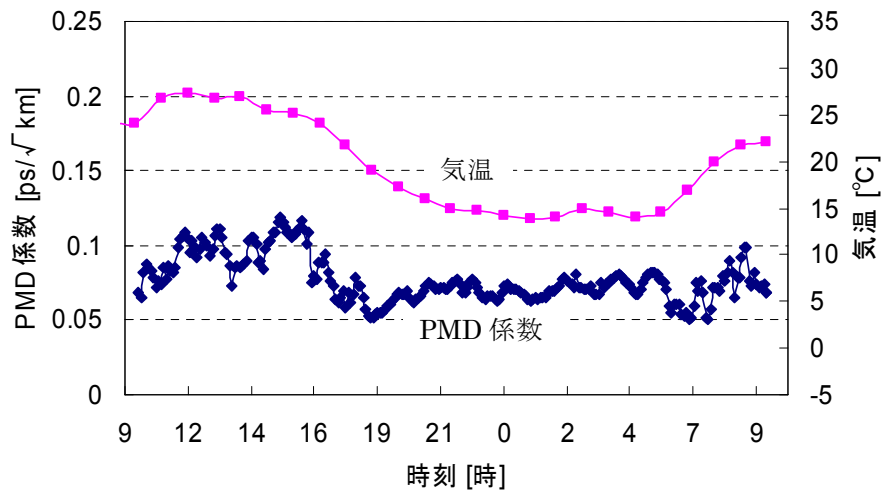


図 4-4-5 区間 C での偏波分散日較差

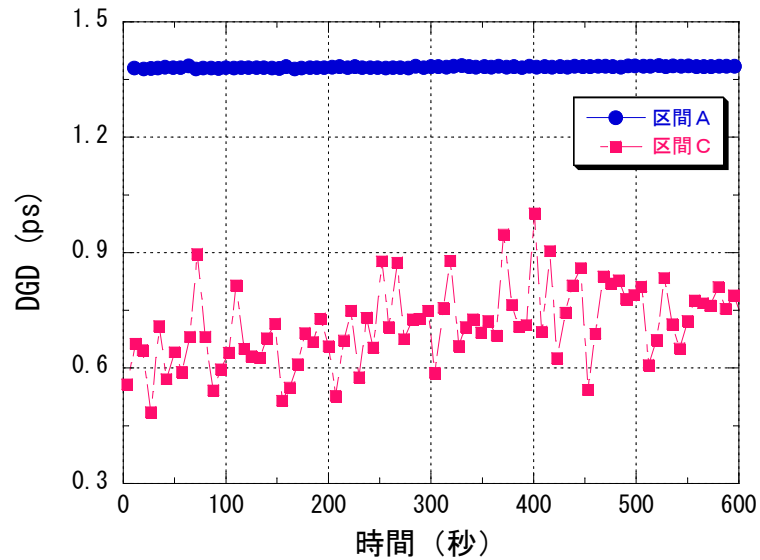


図 4-4-6 区間 A および区間 C での偏波分散変動

4-4-3 キーデバイスの総合評価

4-4-3-1 40Gbps 変復調方式の特性比較

既設光ファイバ網伝送に適した変復調方式として、DPSK および DQPSK 方式を検討しているため、既存の光部品で構築可能な 40Gbps (シンボル速度:20symbol/s) DQPSK 光信号の送受信系構成について検討し、特性評価を行った。

ここでは、周波数利用効率が 0.8bit/s/Hz となる 50GHz 間隔の 40Gbps 波長多重伝送システムを仮定し、RZ-OOK、RZ-DPSK、および、RZ-DQPSK の各変調方式に関して、所要光信号帯雑音比 (OSNR) の評価を行うとともに、各種耐力 (波長分散耐力、偏波分散耐力、非線形耐力) の比較を行った。

RZ-OOK 変調光信号の送信系では、まず、DFB-LD で発生した連続 (CW) 光を単一電極 LiNbO₃ 強度変調器により 42.7Gbps (PRBS:2¹⁵-1) でデータ変調した。その後、別の LiNbO₃ 変調器を用いてデューティ比 50% の RZ 変調を行った後、3dB 帯域幅が 45GHz の光バンドパスフィルタ (OBPF) で帯域制限した。受信系では、受信した 42.7Gbps 信号を 10.7Gbps へ電気時分割分離した後、符号誤り率 (BER) 測定器で BER を測定した。その際、クロック抽出回路への入力光信号をゲーティングしながら測定することで、4 つの 10.7Gbps 信号の平均 BER を評価した [4-8]。

RZ-DPSK 変調方式の場合、データ変調用の単一電極変調器を二電極 LiNbO₃ 変調器に置換し、42.7Gbps (PRBS:2¹⁵-1) データ信号でプッシュプル駆動することで位相変調した [4-9]。また、受信系では、遅延量 23.4ps の 1 ビット遅延干渉系を用いて DPSK 光信号を復調 (位相→強度変調変換) し、その出力をバランスド受信した。

RZ-DQPSK 変調方式の場合、RZ-DPSK 変調方式の送信系に 0 または $\pi/2$ の位相変化を与える位相変調器を追加するとともに [4-10]、データ信号を 21.3Gbps (PRBS:2¹¹-1) へ変更することで、シンボル速度:21.3Gsymbol/s、伝送速度:42.7Gbps の RZ-DQPSK 光信号を生成した。受信系では、遅延量 50ps の 1 ビット遅延干渉系の位相差を $+\pi/4$ 、または $-\pi/4$ に設定することで、In-Phase 成分および Quadrature 成分を個別に評価した [4-11]。

図 4-4-7 に、伝送速度が 42.7Gbps の RZ-DPSK 光信号と RZ-DQPSK 光信号の光信号スペクトルを示す。DQPSK 変調方式を用いることで、光信号帯域幅はほぼ 1/2 程度となり、高密度波長多重伝送が期待できることがわかる。

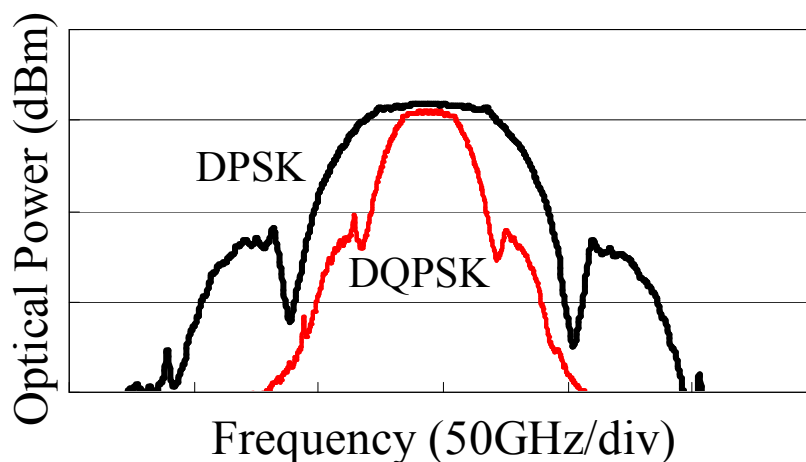


図 4-4-7 42.7Gbps RZ-DPSK 光信号および RZ-DQPSK 光信号の光信号スペクトル

図 4-4-8 に 45GHz の光フィルタで帯域制限した時の受光感度特性（OSNR に対する信号特性の変化）を示す。図 4-4-8 では、波長分解能を 0.1nm に設定した時の OSNR と、BER から換算した Q 値を用いた。図 4-4-8 より、受光感度特性は、RZ-DPSK、RZ-DQPSK、RZ-OOK の順に良くなり、12dB の Q 値を得るために必要な OSNR は、RZ-DQPSK 光信号では RZ-DPSK 光信号と比較して約 1dB 増加した。

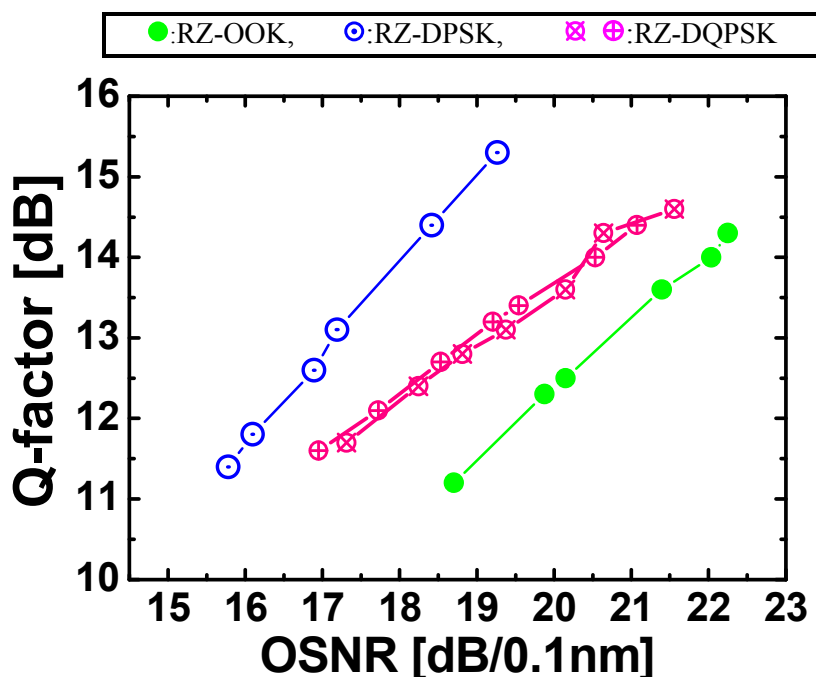


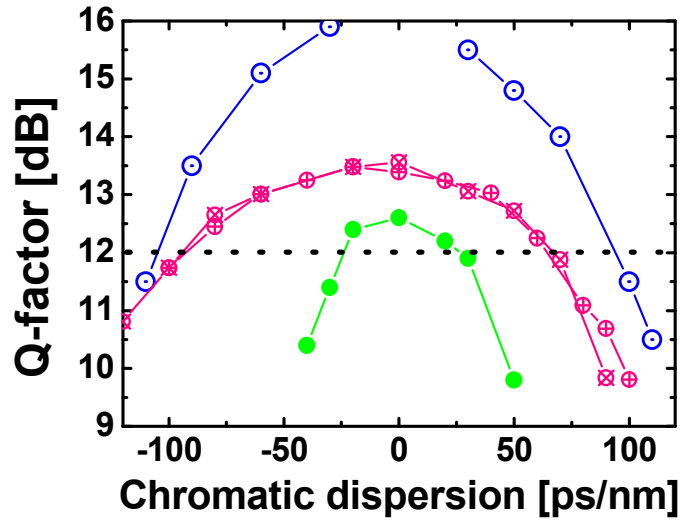
図 4-4-8 45GHz 帯域幅の光フィルタで帯域制限した時の RZ-OOK 光信号、RZ-DPSK 光信号および RZ-DQPSK 光信号の受光感度特性

図 4-4-9 に、OSNR を 20dB に設定し、帯域幅が 45GHz の光フィルタで帯域制限した際の波長分散／偏波分散耐力、及び非線形耐力の評価結果を示す。

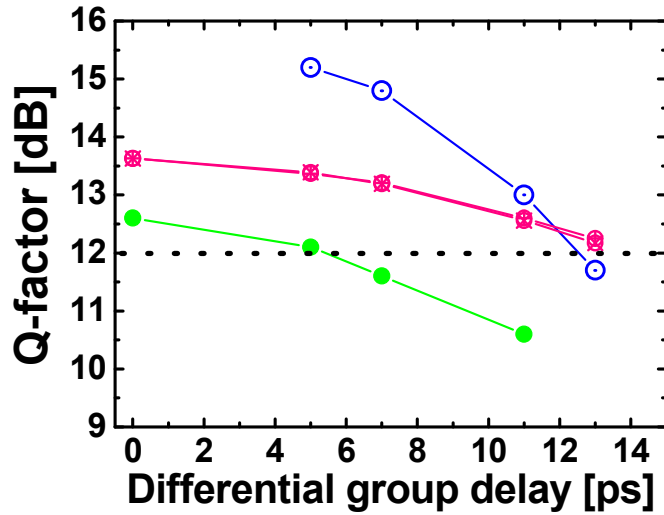
図 4-4-9(a) より、シンボル速度と光信号スペクトル幅が他の変調方式の 1/2 程度である RZ-DQPSK 光信号の波長分散に対する耐力は大きく、波長分散による特性劣化が小さいことが分かる。しかし、波長分散を最適値に設定した場合の特性は、RZ-DPSK 光信号が優れているため、RZ-DPSK 光信号で得られる Q 値は、広い波長分散範囲において RZ-DQPSK 光信号よりも高くなった。図 4-4-9(b)、(c) に示した偏波分散耐力、非線形耐力でも同様の傾向が見られ、RZ-DPSK 光信号は、広い範囲において、耐力の大きな RZ-DQPSK 光信号よりも、優れた特性を示した。

ただし、本検討では、OSNR を 20dB とし、ターゲットの Q 値を 12dB 程度に設定した場合の特性比較となっているため、高性能 FEC 等により、ターゲットの Q 値が小さくなった場合には、最適条件における RZ-DPSK 光信号と RZ-DQPSK 光信号の特性差は小さくなり、RZ-DQPSK 光信号の方が優れた特性が得られる範囲が拡大すると考えられる。

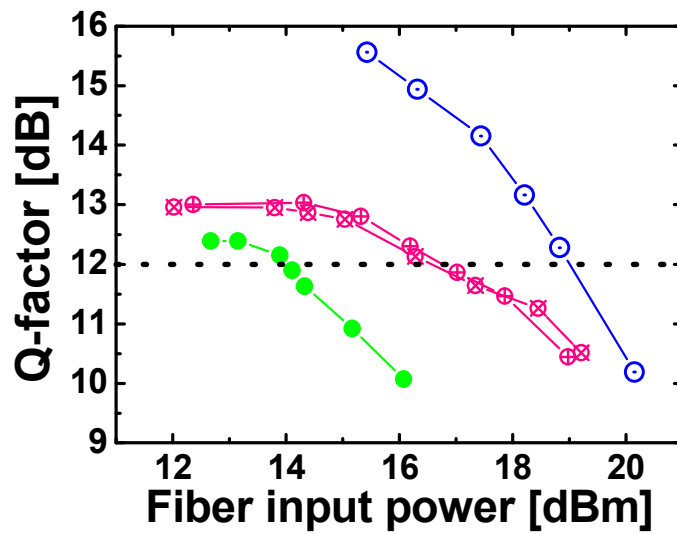
●:RZ-OOK, ○:RZ-DPSK, ✕:RZ-DQPSK



(a) 波長分散耐力



(b) 偏波分散耐力



(c) 非線形耐力

図 4-4-9 45GHz 帯域幅の光フィルタで帯域制限した時の各光信号の波長分散/偏波分散、非線形耐力

4-4-3-2 可変分散補償器の評価

本研究開発の中で試作を行ったファイバグレーティングを用いた可変分散補償器 (VDCM: Variable Dispersion Compensation Module) について、40Gbps 光信号を用いて特性評価を行った。

特性評価は、図 4-4-10 に示す評価系を用いて行い、デューティ比が 50% の 40Gbps RZ-DPSK 光信号 (PRBS $2^{31}-1$) を VDCM により分散補償した場合と、VDCM を用いない場合の特性を比較した。その際、VDCM の分散値は、透過帯域幅が最小となる -371ps/nm に設定した。

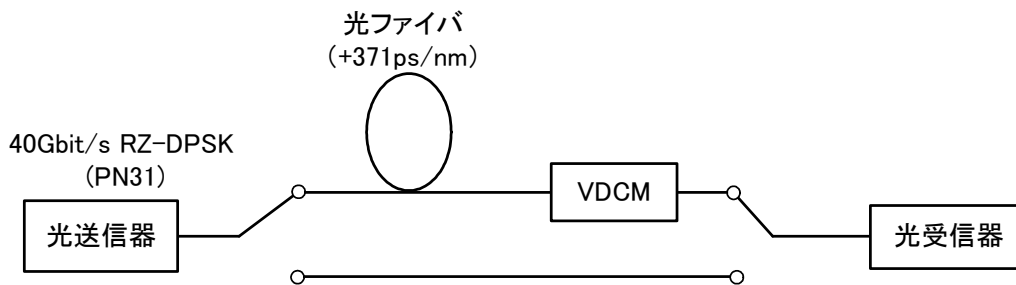
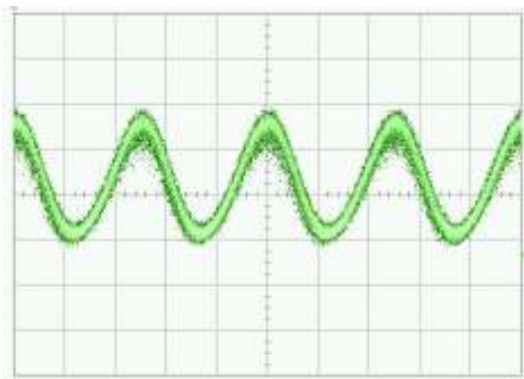
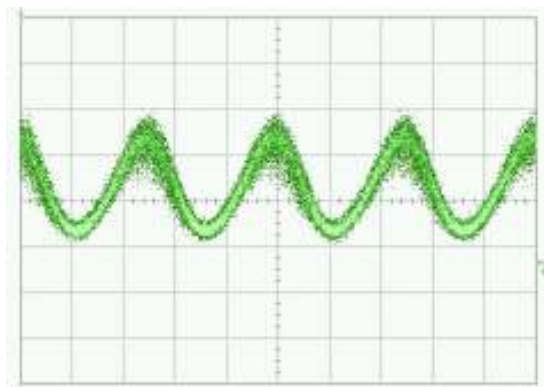


図 4-4-10 40Gbps RZ-DPSK 光信号を用いた評価系

VDCM により分散補償した場合と、VDCM を用いない場合に観測した RZ-DPSK 光信号の時間波形を図 4-4-11 に示す。図 4-4-11 に示されるように、VDCM により分散補償を行うことによる大きな波形劣化は観測されなかった。



(a) VDCM 無し



(b) VDCM 有り (設定: -371ps/nm)

図 4-4-11 RZ-DPSK 光信号の時間波形 (10ps/div)

また、VDCMにより分散補償した場合と、VDCMを用いない場合の光スペクトルを比較した結果を図4-4-12に示す。図4-4-12より、40Gbps RZ-DPSK 光信号は、VDCMによりわずかな帯域制限を受けることがわかる。

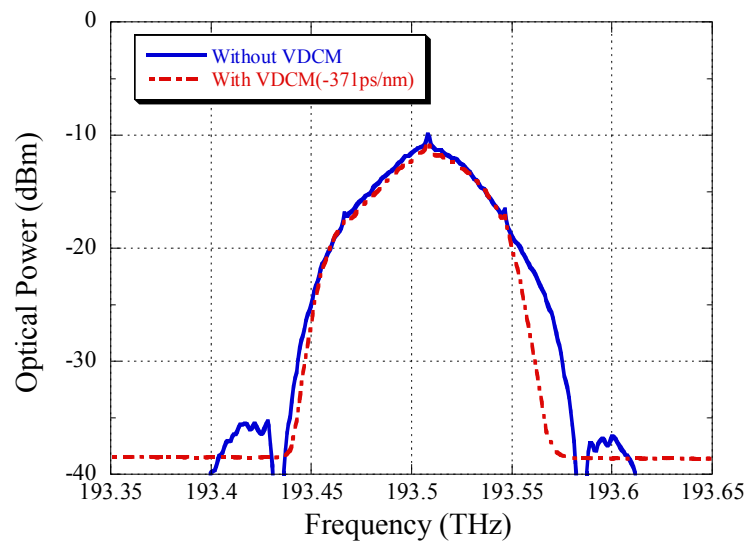


図 4-4-12 光信号スペクトル (Res. 0.01nm)

VDCMにより分散補償した場合と、VDCMを用いない場合について、 1×10^{-7} 以下のBERが得られる最小受光感度を比較したところ、以下の結果が得られた。

VDCM無し : -36.7dBm
 VDCM有り : -36.6dBm
 (-371ps/nm)

これより、VDCMにより40Gbps RZ-DPSK 光信号を分散補償することによる信号特性劣化はほとんどないことを確認した。

4-4-4 今後の課題

既設光ファイバケーブルの偏波分散を1年間にわたり約1ヶ月毎に測定した結果から評価したところ、評価した全ての光ファイバケーブルについて、偏波分散係数は $0.2\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 以下であった。偏波分散係数の変動幅は、光ファイバケーブルの敷設状態によらず $0.1\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 以下と小さいが、変動の速さは光ファイバケーブルの敷設状態に大きく依存し、特に環境変動の影響を受けやすい架空光ファイバケーブルを含む区間では、7秒以下の比較的早い偏波分散変動が観測された。これらの結果より、3000km以上の40Gbps光伝送システム用の偏波分散補償器には少なくとも30ps以上のDGD補償範囲と1秒以下の応答速度が要求されると考えられる。

また、40Gbps DQPSK 光信号の送受信系構成について検討し、構築を行った。構築した系での送受信器対向特性の評価を行った結果、40Gbps DQPSK 光信号の信号スペクトル幅は40Gbps DPSK 光信号の約1/2となるが、受光感度は1dB以上低下した。これより、DQPSK 光信号の適用により、周波数利用効率を約2倍に向上することが期待されるが、DPSK 光信号と同等の受光感度を維持するためには、誤り訂正符号等の高性能化が必要であることがわかった。

さらに、本研究開発の中で試作を行ったファイバグレーティングを用いた可変分散補償モジュールについて、40Gbps の RZ-DPSK 光信号により特性評価を行った。その結果、本モジュールが 40Gbps RZ-DPSK 光信号に与える帯域制限の影響は非常に小さく、本モジュールを用いることによる受光感度劣化はほとんどないことが分かった。

平成 17 年度は、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。

参考文献

- [4-1] 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.
- [4-2] J. Cameron, L. Chen, X. Bao, and J. Stears, "Time evolution of polarization mode dispersion in optical fibers," *Photon. Technol. Lett.*, vol.10, pp.1265-1267, 1998.
- [4-3] 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.
- [4-4] 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.
- [4-5] D. S. Waddy, P. Lu, L. Chen, and X. Bao, "Fast state of polarization changes in aerial fiber under different climatic conditions," *Photon. Technol. Lett.*, vol.13, pp.1035-1037, 2001.
- [4-6] 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," OFC1999, WE4-1, 1999.
- [4-7] 大黒、宮崎、森田、大谷、長尾、久保田、鈴木、"JGN II 光テストベットのを用いた 160Gbit/s OOK/DPSK 光信号フィールド伝送実験"、OCS2004-83、電子情報通信学会 OCS 研究会
- [4-8] I. Morita, T. Tsuritani, N. Yoshikane, A. Agata, K. Imai and N. Edagawa, "100 % Spectral-efficient 25 x 42.7 Gbit/s transmission using asymmetric filtered CS-RZ signal and a novel crosstalk suppressor," ECOC2002, PD4.7, 2002.
- [4-9] 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 and 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," OFC2002, FC2, 2002.
- [4-10] N. Yoshikane and I. Morita, "70GHz-spaced 50 x 85.4 Gb/s transmission over 300 km using pre-filtered and copolarized CS-RZ DQPSK signals, OFC2004, PDP38, 2004.
- [4-11] R. A. Griffin, and A. C. Carter, "Optical Differential Quadrature Phase-Shift Key (oDQPSK) for High Capacity Optical Transmission," OFC2002, WX6, 2002.

4-5 総括

平成 17 年 1 月に設定していた中間目標を概ね達成することができた。

ア. 狭帯域 DPSK 変復調方式

既設光ファイバに大容量信号を伝送するための変調方式として CSRZ-DPSK 方式を選択し 40Gbps 送受信機の開発を開始した。キーデバイスとなるバランスドレシーバをツイン PD と Mach-Zehnder 干渉計で構成し、基本特性を確認した。

イ. 誤り訂正符号方式

誤り訂正符号器、復号器 LSI の回路設計を完了し、さらに配置・配線・タイミング等のレイアウト設計および誤り訂正能力シミュレーションを実施し、LSI 化を行った。LSI 開発の過程において、製造プロセスに起因する問題が生じ、工程が若干遅れたが、リカバリープロセスにより無事に LSI 化を完了することができた。さらに、誤り訂正符号器、復号器 LSI を実装し 40Gbps 伝送を行う評価基板、制御用 FPGA を開発し、評価を実施中である。また、40Gbps 軟判定方式およびその LSI 化の基本検討を実施し、回路設計に着手した。

今後、開発した LSI の評価に並行して 40Gbps 軟判定 LSI の開発を行い、最終目標である 40Gbps における高利得誤り訂正方式の検証を行う予定である。

ウ. 分散補償方式

波長・偏波分散の同時自動補償方式と偏波分散補償最適アルゴリズムを開発し、その基本性能を確認した。また波長分散補償器に関してファイバグレーティングに与える熱量を制御回路により加速することで波長分散制御の高速化を行い、1.5s にまで高速化できることを確認した。さらに、波長分散補償器の多波長化と波長分散可変幅の拡大を検討し、8 波長で波長分散可変幅 400ps/nm を実現できた。

また、TVF(Transversal filter)を用いた線形補償方式による電氣的偏波分散補償 LSI の検討を行い、実現性の目処を得た。光学的補償方式と電氣的分散補償方式には長所・短所があるため、今後、光学的分散補償方式へ注力することを含めた検討を行う予定である。

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

既設光ファイバケーブルの偏波分散変動を約 1 ヶ月毎に測定した。さらに、架空区間を含む光ファイバケーブルについて評価を実施し、管路に敷設された光ファイバケーブルと比較した。光ファイバの光学特性変動の定量的な評価により、40Gbps 長距離波長多重伝送システムを実現するために必要となる波長分散補償方式、偏波分散補償方式の要求仕様を明確化した。

また、既設光ファイバ網伝送に適した変復調方式として、DPSK および DQPSK 方式の送受信系構成について検討し特性評価を行った。また、開発した可変分散補償器の評価を実施し、ペナルティが生じない良好な動作を確認した。

今後、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 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧（平成16年度分）

研究論文（査読あり）

1. 清水、水落、石田、本島，“高速光通信における光ファイバ非線形問題の克服” レーザ学会誌「レーザ研究」Vol. 33, No. 2., pp.100-105, 2005.
2. 吉新、松本、高林、島倉、杉原，“紫外線レーザーによるグレーティング型可変分散補償器の作製” レーザ学会誌「レーザ研究」 Vol. 33, No. 7, 投稿中, 2005.

外国発表予稿等（査読あり、国際学会）

3. K. Ishida and K. Shimizu, “Optical Performance Monitoring for DPSK Signals Employing Low-speed Asynchronous Sampling,” ECOC2004, We4.P.099, 2004.
4. K. Yoshiara, M. Takabayashi, S. Matsumoto, Y. Shimakura, “Tunable Dispersion Compensator with Twin Chirped Fiber Gratings for Polarization Mode Dispersion and Chromatic Dispersion,” OFC2005.

収録論文（研究会）

5. 高林、杉原、松本、島倉、吉新，“グレーティング型 PMD/CD 補償器の開発” 電子情報通信学会光エレクトロニクス研究会, OPE-2004-125, 2004.
6. 高林 他、“グレーティング型 PMD/CD 補償器の開発” 光エレクトロニクス研究会.

一般口頭発表（全国大会）

7. 中路、石村、花巻、下村、青柳、西村、“バランス型 40Gbps 導波路 PD” 第 65 回応用物理学会学術講演会、1p-ZN-4、2004.
8. 清水、松本、杉原、後藤、久保、吉新、本島，“光ネットワークにおける適応光制御技術について” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, BCS-1-5, 2004.
9. 吉新、高林、松本、島倉、杉原，“グレーティング型可変分散補償器” レーザー学会第 25 回年次大会 “.
10. 大黒、吉兼、森田、“40Gbit/s 高密度波長多重伝送システム用最適変調方式に関する検討” 電子情報通信学会総合大会, B-10-49, 2005.
10. 石田、清水，“低速非同期サンプリングによる DPSK 信号の品質モニタの検討” 電子情報通信学会総合大会, B-10-84, 2005.
12. 高林、島倉、松本、吉新、石田、“グレーティング型 PMD/CD 補償器を用いた 40Gbps 伝送実験” 電子情報通信学会総合大会, C-3-121, 2005.