

平成17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18年4月

情報通信研究機構

# 平成17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	本研究開発分野の現状	5
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	狭帯域変復調方式を実現するデバイス技術	12
4-1-3	CSRZ-DQPSK 送受信機の試作	14
4-1-4	まとめ	15
4-2	誤り訂正符号方式の研究開発	16
4-2-1	誤り訂正方式	16
4-2-2	誤り訂正符号器、復号器 LSI の開発	17
4-2-3	誤り訂正符号器、復号器 LSI の実装基板の試作と性能評価	19
4-2-4	40Gbps 軟判定 LSI	20
4-2-5	軟判定閾値の制御技術	21
4-2-6	まとめ	22
4-3	分散補償方式の研究開発	24
4-3-1	分散補償方式	24
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	25
4-3-3	高速応答方式の検討	30
4-3-4	多波長一括補償方式の検討	31
4-3-5	電氣的偏波分散補償方式の検討	32

4-3-6	まとめ	3 3
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	3 5
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 5
4-4-2	光ファイバ特性評価	3 5
4-4-3	キーデバイスの総合評価	3 8
4-4-4	まとめ	4 1
4-5	総括	4 3
5	参考資料・参考文献	4 4
5-1	研究発表・講演等一覧	4 4

# 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 17 年 12 月末において、ブロードバンドアクセスへの契約者数は 2,236 万件に上り、FTTH への加入も 464 万件となった（図 1-1-1）。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ワーク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。

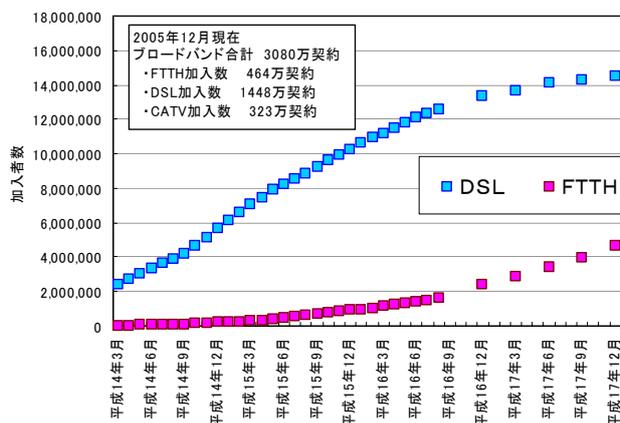


図 1-1-1 日本のブロードバンドアクセス契約者数の変化

## 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担保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いずれの観点からも、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。

近い将来に求められる光ファイバ 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、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。伝送路損失、非線形歪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、伝送コストの大幅な低減が可能となる。また、3,000km の非再生中継伝送距離を達成することにより、光クロスコネクトによる光領域での経路設定機能と組み合わせ、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、低コストに高度先端技術、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/DQPSK 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。また、平成 17 年 3 月に開催された国際学会 OFC/NFOEC2006 でも、DPSK/DQPSK (Differential Phase Shift Keying/Differential Quadrature Phase Shift Keying) に関する論文発表は 70 件を超えた。学会レベルでは DPSK/DQPSK が 40Gbps 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。

### 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。さらなる高利得化を目的として、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が学会レベルで検討されているが、シミュレーションによる検討が中心であり、LSI 化までを実施したのは三菱電機のみである。我々が実証した誤り訂正利得は 10Gbps 以上の光通信用としては業界トップである。

### ウ. 分散補償方式

40Gbps システムにおいては可変分散補償器は必要不可欠との認識が広まった。分散補償方式としては複数のアイデアが提案されているが、当社が推進している FBG (Fiber Bragg Grating) 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 方式では当社以外には TeraXion 社がサンプル販売を開始している。同社製デバイスは将来的に当社デバイスと競合する面もあるが、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。このため、顧客の利便性を確保するために、当社と TeraXion 社では制御インタフェースや仕様の共通化について議論を開始するに至った。

### 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

フィールドに敷設されたファイバに関するデータ蓄積の重要性は広く認知されるようになり、ヨーロッパ、北米の複数のキャリアでも測定が実施されている。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、電気キーマイコンの開発も合わせて行う。

40Gbps 伝送においては、原理的に 10Gbps よりも 6dB 高い SNR が必要となる。これを実現するシナリオを図 2-1-1 に示す。高感度な変復調方式と高利得な誤り訂正方式の組み合わせによって、10Gbps と同等な SNR 耐力を実現することを目指す。

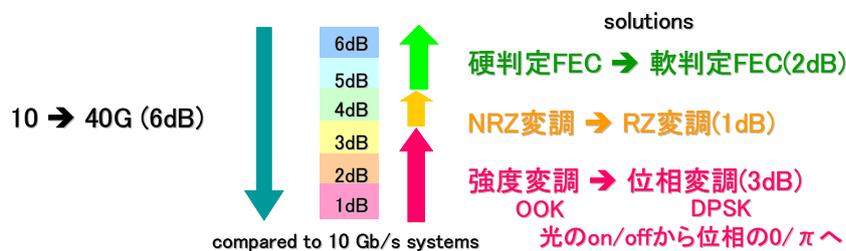


図 2-1-1 40Gbps 伝送の技術シナリオ

図 2-1-2 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 優れた光受信機、ITU-T G. 975 にて標準化された従来の誤り訂正方式より 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 10Gbps WDM システムと同等の距離を伝送可能な 40Gbps 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。

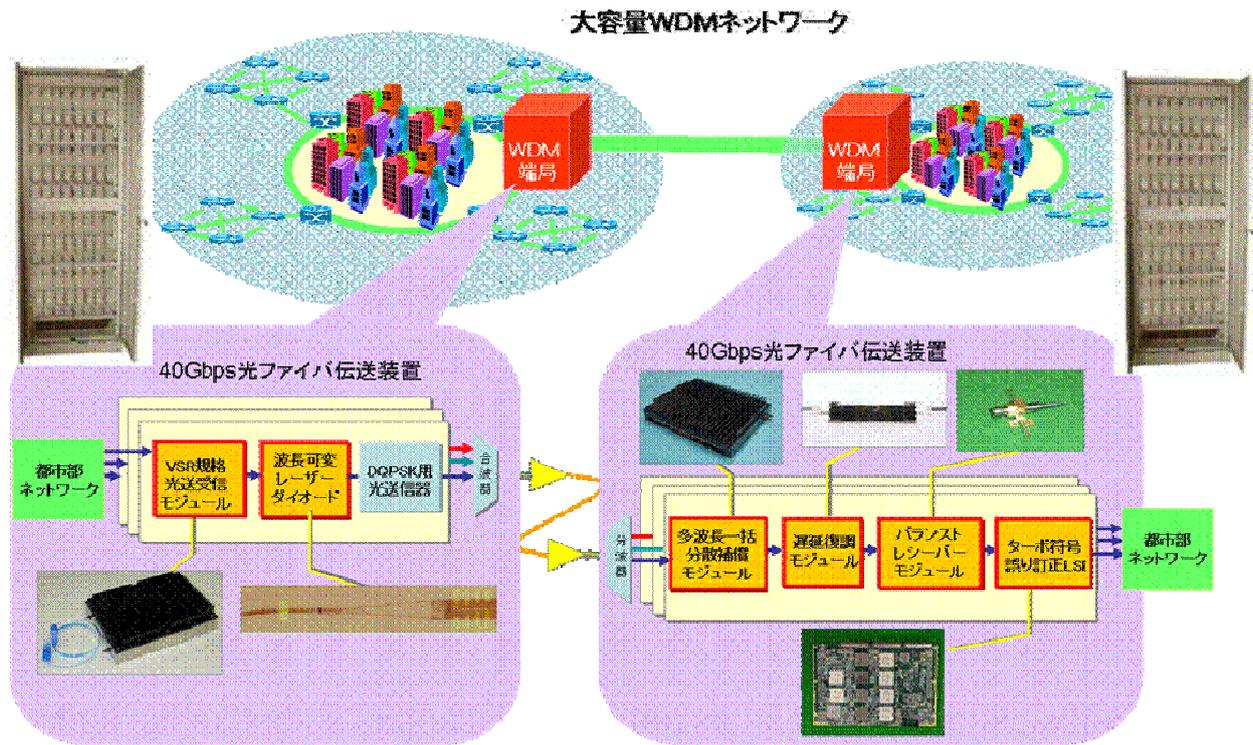


図 2-1-2 システムの全体イメージ図

## 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：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：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：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					

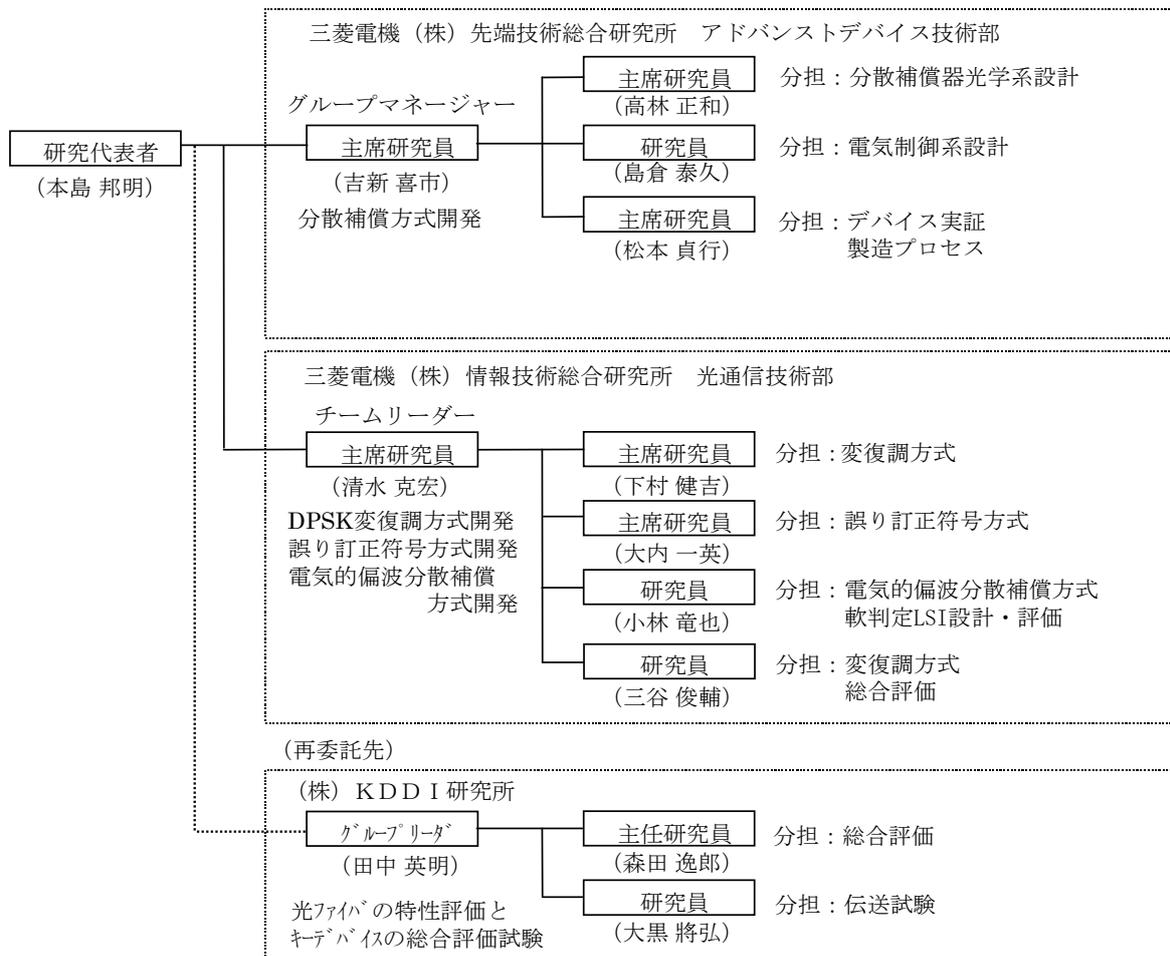
注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。

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  
〒661-8661 兵庫県尼崎市塚口本町8-1-1  
三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 アドバンストデバイス技術部
- (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 埼玉県ふじみ野市大原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、チャネルあたりの伝送速度を 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 と同等レベルの簡便な光送受信器構成が可能となる 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を議論してきた。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、DPSK 方式と DQPSK 方式の比較結果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る。

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。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発表した。

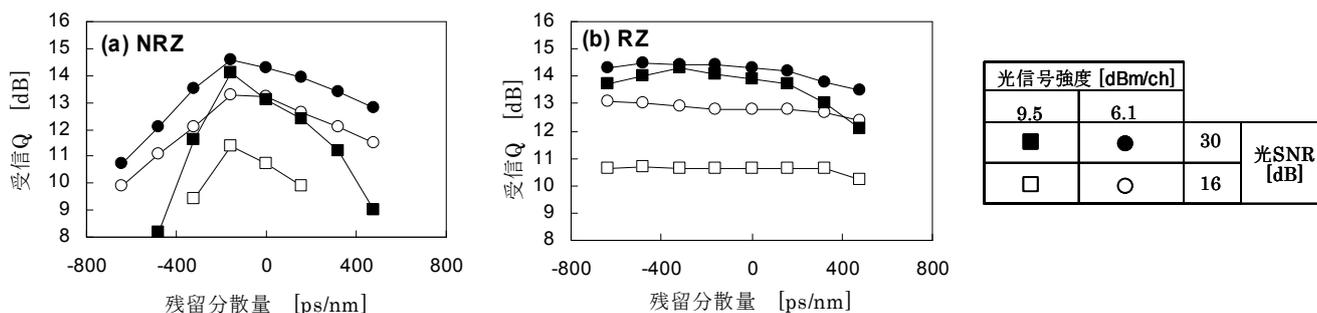


図 4-1-1 RZ、NRZ-DPSK 方式の残留分散に対する非線形耐力評価結果

波長分散、PMD に対する耐力、スペクトルの狭さという観点からは CSRZ-DQPSK が好ましく、感度、送受信器構成の容易さという観点からは CSRZ-DPSK が好ましい。従来の光通信に適用されてきた NRZ-OOK 方式と、CSRZ-DPSK、CSRZ-DQPSK の比較を表 4-1-1 に示す。我々が目標とする既設光ファイバを用いた伝送においては、波長分散、偏波モード分散耐力が特に必要となるため、送受信機構成と制御方法の複雑さという欠点を除けば、CSRZ-DQPSK が最もふさわしい変復調方式といえる。光送受信機構成と制御方法の簡略化には CSRZ-DQPSK 用デバイスの開発・集積化が重要であり、これらのデバイス技術・制御技術が成熟すれば CSRZ-DQPSK の欠点は解消される。

デバイス技術・制御技術の成熟度を勘案し当初は CSRZ-DPSK 方式が妥当と考えていたが、これらの技術が予想を上回るペースで進展したため、本開発では CSRZ-DQPSK 方式を選択することとした。尚、CSRZ-DPSK と CSRZ-DQPSK では、用いるデバイスが類似しておりデバイス技術・周辺技術は相互に適用可能な部分が多い。

表 4-1-1 変復調方式の比較

方式	NRZ-OOK	CSRZ-DPSK	CSRZ-DQPSK
感度	×	◎(+3dB)	○(+2dB)
波長分散耐力	○( $\pm 50\text{ps/nm}$ )	$\Delta$ ( $\pm 30\text{ps/nm}$ )	◎( $\pm 100\text{ps/nm}$ )
偏波モード分散耐力 (DGD 耐力)	× (7ps)	$\Delta$ (10ps)	◎ (20ps)
送受信機構成	簡単	やや複雑	複雑
送受信制御方法	簡単	やや複雑	複雑
0.8bit/s/Hz 高密度多重	○	$\Delta$	○

#### 4-1-2 狭帯域変復調方式を実現するデバイス技術

CSRZ-DPSK や CSRZ-DQPSK などの位相変調方式では、40Gbps 送受信機を実現するキーデバイスは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 (MZ 干渉器) で構成される。図 4-1-2 に光送受信機の構成と、バランスドレシーバおよび MZ 干渉計の位置付けを示す。

40Gbps CSRZ-DQPSK 信号の受信に必要なツイン PD の帯域は 20GHz 程度であり、40Gbps CSRZ-DPSK に必要な帯域は約 40GHz である。CSRZ-DPSK への適用をも念頭において 40GHz 帯域を目標とするが、20GHz の帯域が確保できれば本開発の目的である 40Gbps CSRZ-DQPSK 方式を実現できる。

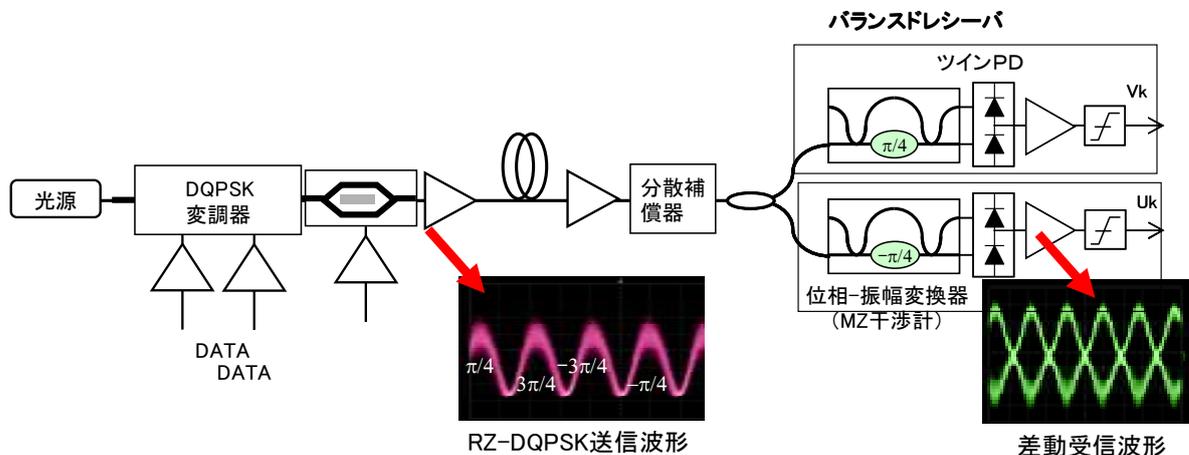


図4-1-2 CSRZ-DQPSK送受信器の構成と、バランスドレシーバの位置付け

## ツイン PD 及び Mach-Zehnder 干渉計の動作検証結果

ツインフォトダイオード（ツイン PD）のエレメント構造としては、帯域、感度をほぼ独立して設計可能な、当社で開発済みの導波路型 40Gbps 用単一フォトダイオードを採用した[1-4]。1 チップ上へ形成される 2 個のエレメントフォトダイオードがお互いに光学的にアイソレーションされ、かつ 2 個のフォトダイオードが近接しても各電極間で寄生容量が発生しない回路構成とした。試作したツイン PD のモジュール外観、チップ構成、受信アイパターンを図 4-1-3 (a), (b), (c) に示す。

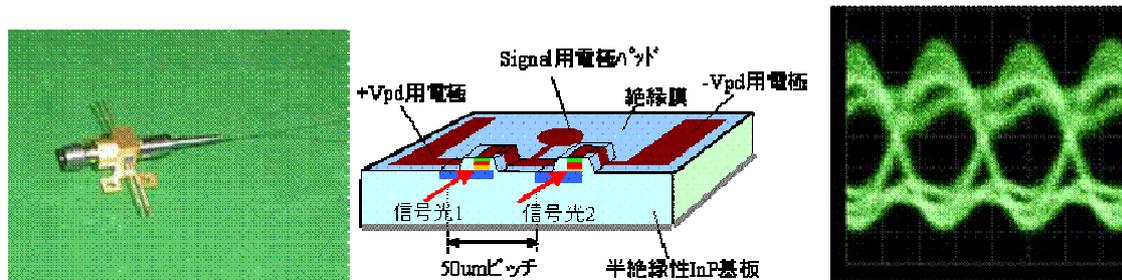


図 4-1-3 試作したツイン PD (a)モジュール外観、(b)チップ構成、(c)受信アイパターン

チップ状態でのエレメント（単一フォトダイオード）動作を評価したところ、帯域：45GHz、感度：0.85A/W、暗電流：10nA@-3V の良好な値を得た。一方、モジュール状態でのツインフォトダイオード（バランス）動作を評価したところ、帯域が 32GHz 程度まで低下することがわかった。CSRZ-DQPSK に必要な帯域は 20GHz であるため、本デバイスは十分な帯域を持っているといえる。

CSRZ-DPSK への適用をも考慮するとき、さらなる広帯域化が求められる。モジュール化によって帯域が劣化する原因として、①モジュール化するときのワイヤーによる過度のインダクタンスの影響、②フォトダイオードをバランス動作させた場合の実効的素子容量の増加、の二点があげられる。等価回路モデルを作製して周波数特性を計算した結果、②のフォトダイオードをバランス動作させた場合の実効的素子容量の増加により、帯域が 45GHz→38GHz にまで劣化し、これが帯域劣化の主要因であることがわかった。この結果に基づいて、バランス動作時の各素子容量、素子抵抗成分の低減を見込んで改善可能な素子帯域を見積もった。その結果、①フォトダイオードの接合容量の低減、②電極配線容量の低減、③P 型電極コンタクト抵抗低減の 3 点の改善を行うことにより、バランス動作時の帯域として 45GHz 以上が期待できることがわかった。

Mach-Zehnder 干渉計については、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 4-1-4 に Mach-Zehnder 干渉計の外観（左）と通過波長特性（右）を示す。導波路上に設けた薄膜ヒータによって、通過波長をシフトすることが可能である。また、図 4-1-3 (C) に示した受信アイパターンは、開発した MZ 干渉計とツイン PD を組み合わせて取得したものである。40Gbps において良好な特性が得られていることが確認された。

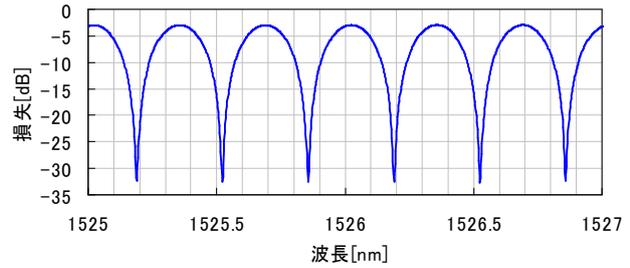
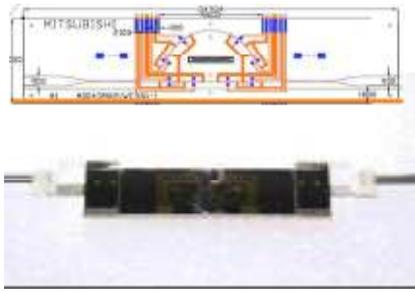


図 4-1-4 試作した Mach-Zehnder 干渉計の外観（左）と通過波長特性（右）

### 4-1-3 CSRZ-DQPSK 送受信機の試作

上述のとおり、既設光ファイバ伝送にとっては、CSRZ-DQPSK 方式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 送受信機の開発を行った。本開発の最終目標性能である受信 Q 値 14dB 以上 (光 S/N=20dB/0.1nm) を実現するため、上述のツイン PD、MZ 干渉計以外のデバイスについても詳細仕様の検討を行った。図 4-1-5 に試作した 40Gbps CSRZ DQPSK 送信機（左）、受信機（右）の外観を示す。本送受信機を用いて、光 SNR と受信 Q 値の関係を測定した結果を図 4-1-6 に示す。同図にはあわせて CSRZ-DPSK 方式の送受信機を用いた測定結果を示している。光 SNR が高い領域では CSRZ-DPSK 方式の方がやや CSRZ-DQPSK 方式よりも高い Q 値が得られているものの、CSRZ-DQPSK における光 S/N=20dB/0.1nm での受信 Q 値は 15dB であり、目標をクリアすることができた。

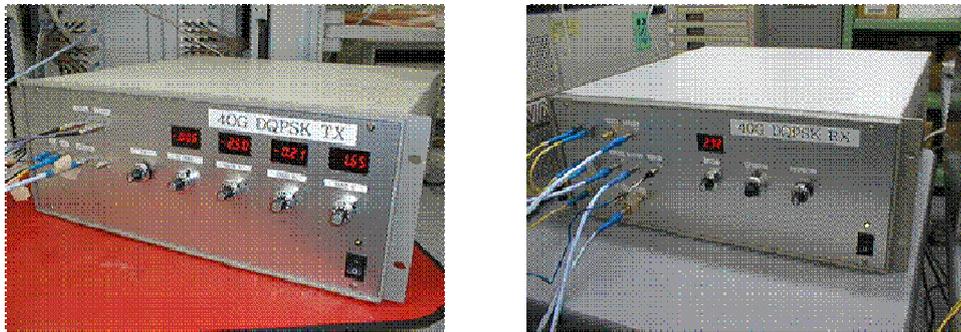


図 4-1-5 試作した 40Gbps CSRZ DQPSK 送信機（左）、受信機（右）の外観

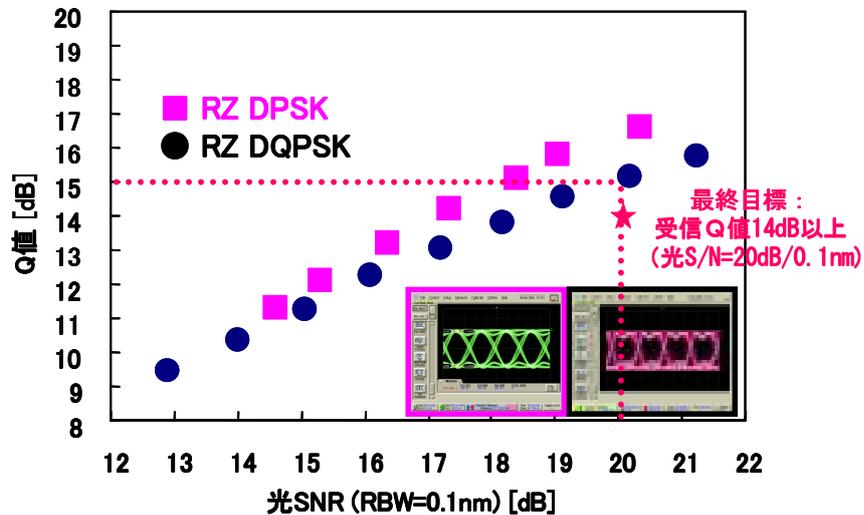


図 4-1-6 試作した 40Gbps CSRZ DQPSK 送受信機の光 SNR と受信 Q 値の測定値

#### 4-1-4 まとめ

既設光ファイバを用いて 40Gbps 信号を 3,000km 伝送するための変復調方式として、CSRZ-DQPSK 方式を選定した。キーデバイスであるツイン PD、MZ 干渉計を試作し、40Gbps での動作を確認するとともに、CSRZ-DQPSK 方式の送受信器を試作し、目標性能である受信 Q 値 14dB 以上 (光 S/N=20dB/0.1nm) を 1dB 上回る 15dB を実現した。

#### 参考文献

- [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," OFC2004, 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 3,000km 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リードソロモン符号が 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 の誤り訂正の開発の歴史を示したものである。

我々は、既設光ファイバ伝送に最適な方式として、冗長度 25% 程度の BTC 方式 [2-3 ~ 2-5] の採用を決定し、本研究開発にて詳細検討、LSI 化開発、制御方式検討を進めた。

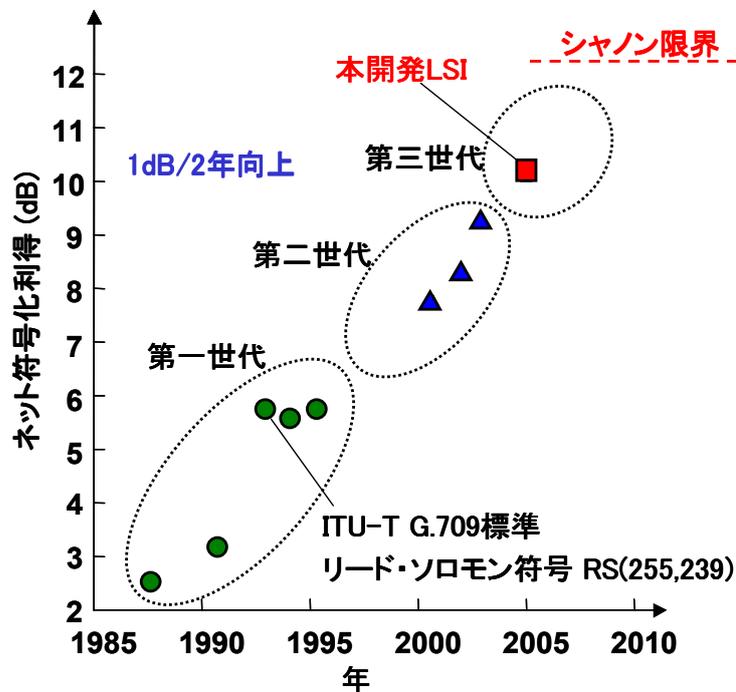


図 4-2-1 FEC 技術の進展

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が、中央の硬判定閾値レベルよりも大きな振幅の信号を「1」、小さな信号を「0」と判定する。さらに、最も高い閾値レベルを超える振幅のパルスの信頼度を (1 1)、一番上と二番目の閾値の間に位置するパルスを (1 0)、以下、(0 1)、(0 0) とし、硬判定閾値よりも低いパルスの信頼度を (0 0)、(0 1)、(1 0)、最も低い軟判定閾値よりも低いパルスを (1 1) と2ビットで記載する。この信頼度情報が (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。

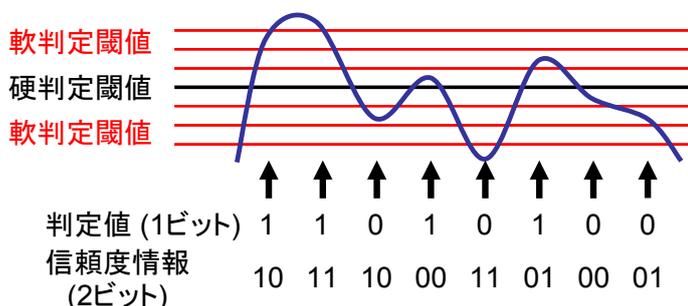


図 4-2-2 軟判定識別のイメージ図と信頼度付与の仕組み

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。

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、それらの LSI を実装する基板を試作を進めた。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、WDM 側の IF となる DQPSK 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。

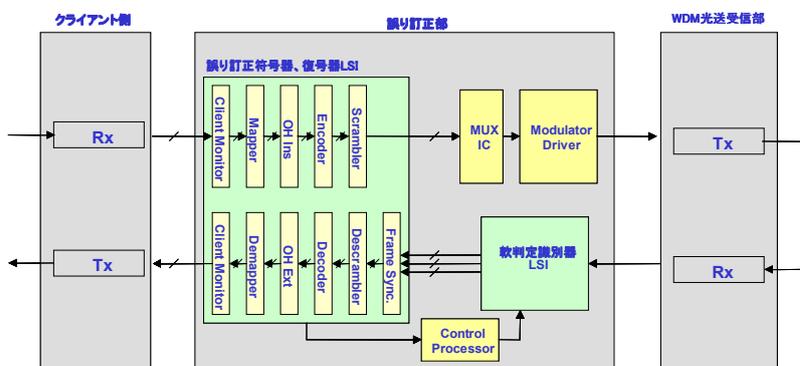


図4-2-3 誤り訂正符号器、復号器LSIの構成と光送受信装置における位置付け

#### 4-2-2 誤り訂正符号器、復号器 LSI の開発

開発した誤り訂正方式は BCH (144, 128) x BCH(256, 239) 積符号であり、性能を高めるために工夫した特長は、(1) SIS0(Soft-In/Soft-Out)入力情報のモディファイ、(2) より正確な LLR(Log Likelihood Ratio)算出、(3) 軟判定ビット数 3、(4) イタレーション 4 回、である。この方式を LSI 化するため、回路およびレイアウトを設計し、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。開発した LSI の概略ブロックを図 4-2-4 に示す。

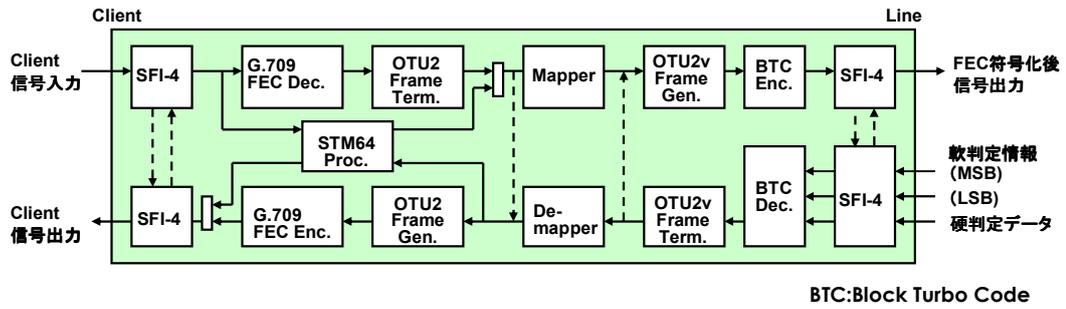


図 4-2-4 開発した LSI の概略ブロック図

回路規模は約 16Mゲートである。プロセスとして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た。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 に開発した誤り訂正符号器・復号器 LSI の概略仕様を、図 4-2-5 にパッケージ写真を示す。

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 $\mu$ m CMOS
パッケージ	1024pin BGA, 1.0mm pitch
パッケージサイズ	40mm × 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

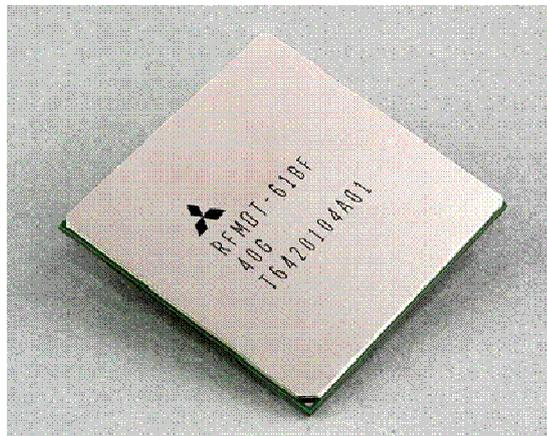


図4-2-5 誤り訂正符号器、復号器LSIの写真

### 4-2-3 誤り訂正符号器、復号器 LSI 実装基板の試作と性能評価

誤り訂正符号器、復号器 LSI を実装し動作を検証するための評価基板を試作した。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 Frammer Interface-4)規格を用い伝送しているが、40Gbps 単位の信号は SFI-5(Serdes Frammer Interface-5)規格を用いる。SFI-4 と SFI-5 の変換は、最先端の高速 FPGA を用いて実現した。図 4-2-6 に開発した評価基板の写真を示す。

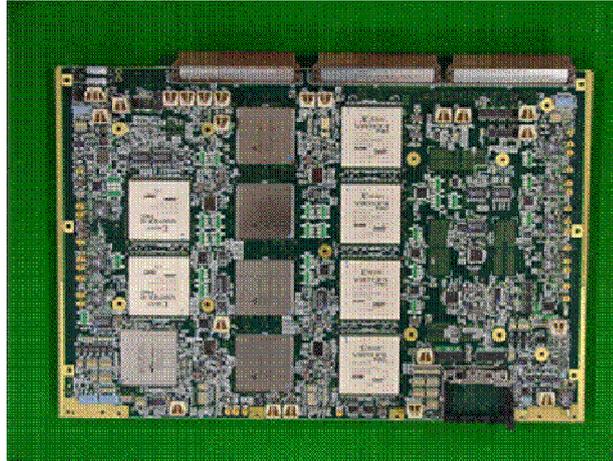


図 4-2-6 誤り訂正評価基板の外観

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測定した試験系を図 4-2-7 に、測定結果を図 4-2-8 に示す[2-6]。3.7 x 10<sup>15</sup> bit 中 4bit エラー発生が観測された。これは入力 BER=1.90 x 10<sup>-2</sup>が出力 BER=1.1 x 10<sup>-15</sup>に訂正されたことに相当する。ネット符号化利得は訂正後 Q-入力 Q-FEC 冗長分と定義され、出力 BER=10<sup>-13</sup>において、設計どおり、17.32 (dB) - 6.26 (dB) - 0.92 (dB) = 10.1dB の誤り訂正利得を有していることを確認できた。また、出力 BER=1.1 x 10<sup>-15</sup>までエラーフロアは見られなかった。

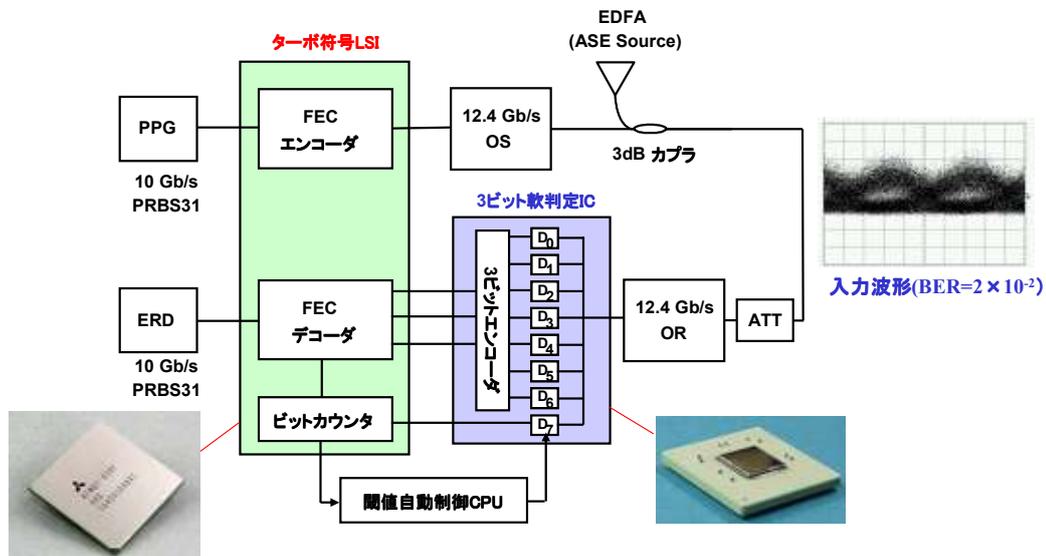


図 4-2-7 誤り訂正能力評価試験系

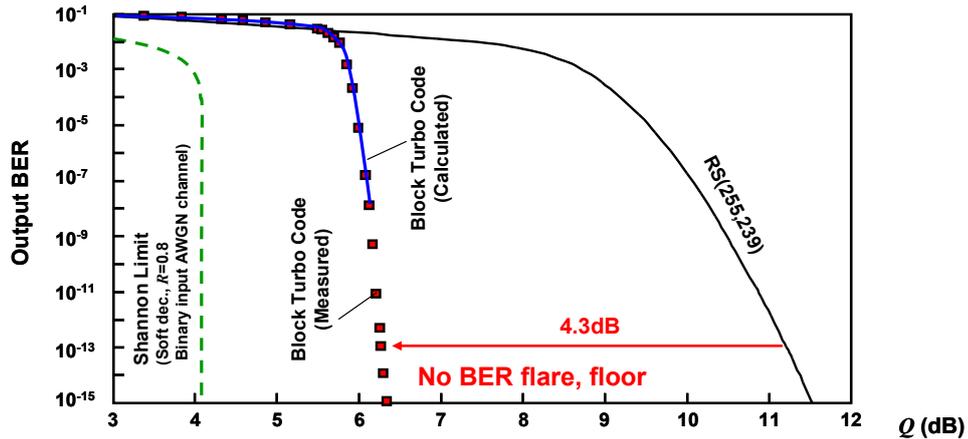


図 4-2-8 誤り訂正能力評価結果

#### 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。本研究開発では、受信光波形から軟判定情報を量子化するための閾値の制御方式検討、適用プロセスの選択と決定、LSI 設計、LSI 化開発を進めた。

軟判定識別器 LSI には高感度かつ超高速動作が求められる。シミュレーションによって VC0(Voltage Controlled Oscillator)回路の動作特性を検証し、プロセスに求められる速度条件の検討を行った結果、遮断周波数 200GHz 以上の SiGe プロセスが適切であることが判明し、当該プロセス適用を決定した。

40Gbps 軟判定 LSI は受信シンボルの論理を判定する軟判定識別部、受信シンボルの論理を判定する際に必要なクロックを受信シンボルから生成する PLL(Phase Locked Loop)部、高速光信号を誤り訂正 LSI が行う処理に適した速度の信号に並列展開する 1:16 分離部から構成する。機能ブロック図を図 4-2-9 に示す。

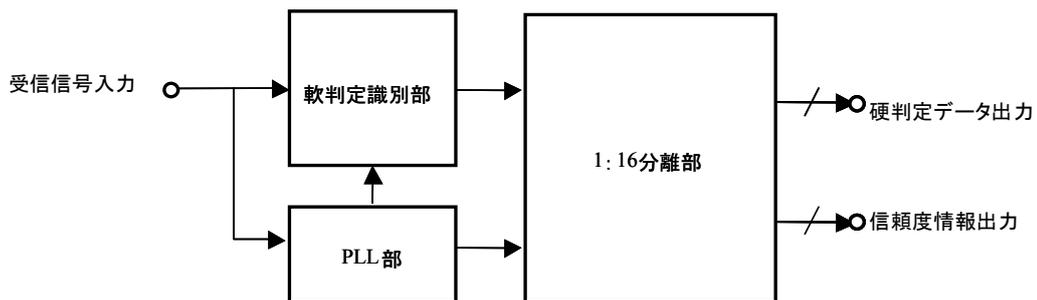


図 4-2-9 軟判定識別器 LSI の機能ブロック図

軟判定識別器 LSI の主要機能ブロックである軟判定識別器部と分離部の一部のレイアウト図をそれぞれ図 4-2-10(a), (b)に示す。また、軟判定識別器の高速信号バッファ部の波形例を図 4-2-11 に示す。図 4-2-11(a)は CSRZ-DQPSK 信号に対する応答波形、図 4-2-11(b)は NRZ-00K 信号に対する応答波形である。どちらも良好なアイ開口が得られている。

外部ファンダリのプロセスリリースの遅れ、CSRZ-DQPSK への対応へ時間を要したこ

となどにより、軟判定 LSI の開発は当初のスケジュールより遅れているが、現在、プロセス作業中であり、本委託研究期間後にも継続して開発を進めることとしており、事業計画に変更は生じない予定である。

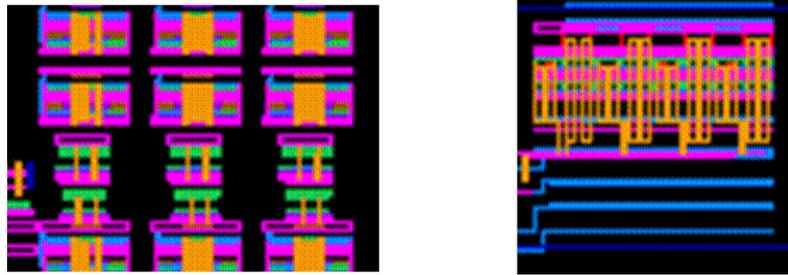


図 4-2-10(a) 軟判定識別器部の一部のレイアウト、(b) 分離部のレイアウト

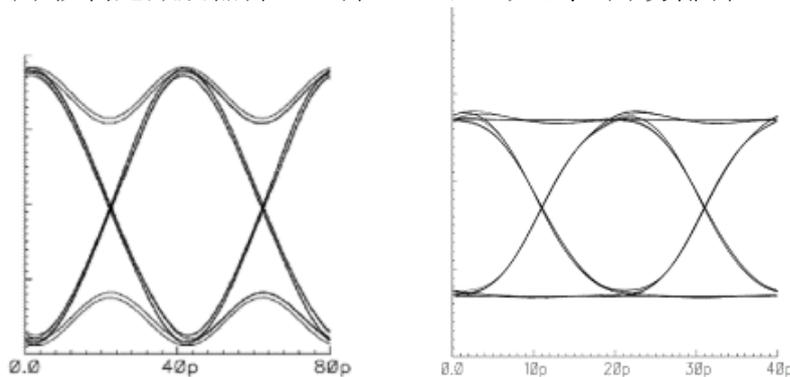


図 4-2-11(a) CSRZ-DQPSK 信号に対する高速バッファの応答波形、(b) NRZ-OOK 信号に対する高速バッファの応答波形

#### 4-2-5 軟判定閾値の制御技術

軟判定方式では複数の閾値を持つため、その制御方法に工夫を要する。無線通信では、「1」と「0」の信号は対象なガウス形雑音分布を持つため、閾値設定は対象かつ等間隔としておくことが一般的である。しかし、光増幅器を用いる光通信では「1」側の雑音振幅が「0」側よりも大きく、かつ雑音分布がカイ 2 乗分布となることが知られており、図 4-2-12 に示すように誤り訂正能力を最適化するには非対称・不等間隔な閾値配置が必要となる[2-7]。

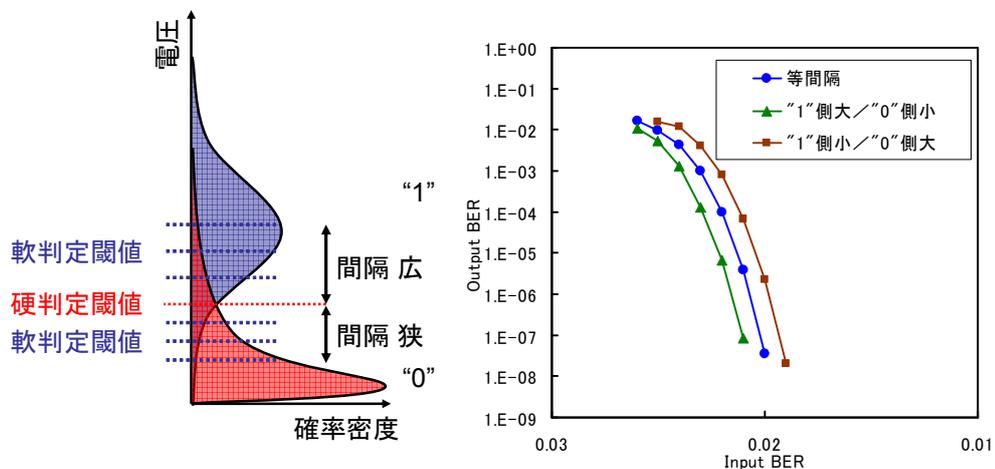


図 4-2-12 (左) 雑音分布と軟判定閾値の配置例、(右) 閾値配置と誤り訂正能力の関係の測定結果

信号入力レベルや波形が経時変化するような場合には、最適な閾値配置になるようトラッキング制御しなければならない。制御方式について検討を行った結果、比較的簡単な制御方法によって、高精度かつ実用的な制御が可能であることが判明した[2-8]。すなわち、硬判定閾値の制御については、既に一部の商用システムに導入されているように、入力信号振幅に合わせて誤り率が最小となるようにトラッキングする。軟判定閾値は硬判定閾値に合わせてシフトし、間隔は信号振幅に比例するように制御する。この方法によって、大きな波形変化に伴う誤り訂正能力の劣化を、図 4-1-13 に示すように抑圧することが可能となる。

以上のように、軟判定 BTC による符号・復号 LSI、軟判定 LSI、評価カード、閾値制御方式を開発し、目標としていた 1 石あたり 10Gbps のスループットと 10dB 以上の誤り訂正利得を達成することができた。

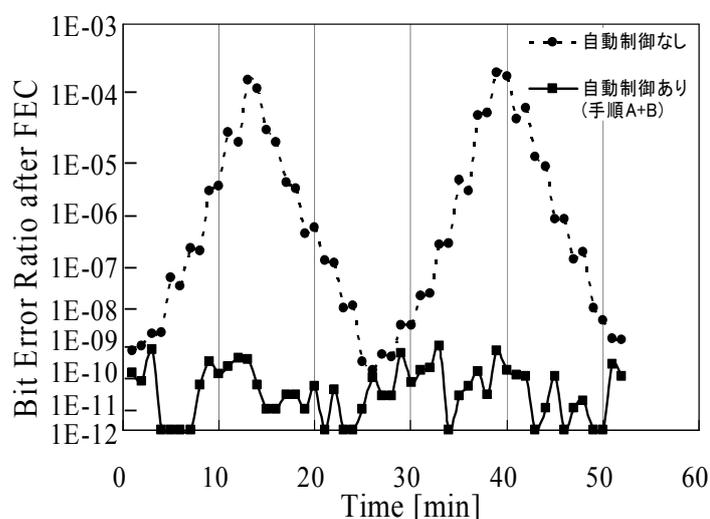


図 4-1-13 波長分散による故意の波形変化に対する出力誤り率の変化。破線は閾値制御を行わない場合、実線は閾値制御を行った場合の測定例

#### 4-2-6 まとめ

軟判定ブロックターボ符号を用いた誤り訂正方式の開発を行った。誤り訂正符号器、復号器 LSI の回路設計、レイアウト設計を行い、 $0.13\mu\text{m}$  COMS プロセスによって LSI 化を完了した。また、高速 SiGe プロセスによる軟判定 LSI の設計を完了し、軟判定 LSI は現在 LSI 化プロセス中である。本委託研究期間後にも継続して開発を進め、H18 年度上期に試作を完了する見込みである。また、試作した誤り訂正符号器、復号器 LSI を評価ボードに実装し、1 石あたり 10Gbps のスループットと 10.1dB の符号化利得を実測によって確認することができた。

#### 参考文献

- [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.
- [2-6] K. Ouchi, K. Kubo, T. Mizuochi, Y. Miyata, H. Yoshida, H. Tagami, K. Shimizu, T. Kobayashi, K. Shimomura, K. Onohara, and K. Motoshima, "A Fully Integrated Block Turbo Code FEC for 10 Gb/s Optical Communication Systems," OTuK4, OFC2006, 2006.
- [2-7] K. Shimizu, Y. Miyata, T. Mizuochi, K. Ouchi, T. Kobayashi, H. Yoshida, and K. Motoshima, "Optimum soft-decision FEC thresholds for on-off keying optical receiver using Block Turbo Code," OFC' 2004, paper WM2, Los Angeles, 2004.
- [2-8] 斧原聖史、大内一英、水落隆司、"光通信用誤り訂正における軟判定閾値の自動制御に関する検討" 電子情報通信学会総合大会, B-10-66, 2006.

## 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では、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(a)のようにパルス幅が時間的に広がってしまうという問題がある。そのため伝送速度や伝送距離が制限される。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に対応するために分散値制御の可能な波長分散補償器が必要となる。特に 40Gbps 信号は波長分散に敏感であるため、近年、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における 2 つの直交した偏波成分間の伝搬速度の違いのことである。偏波分散によって図 4-3-1(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つい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 (DGD : Differential Group Delay) を与えることが必要である。

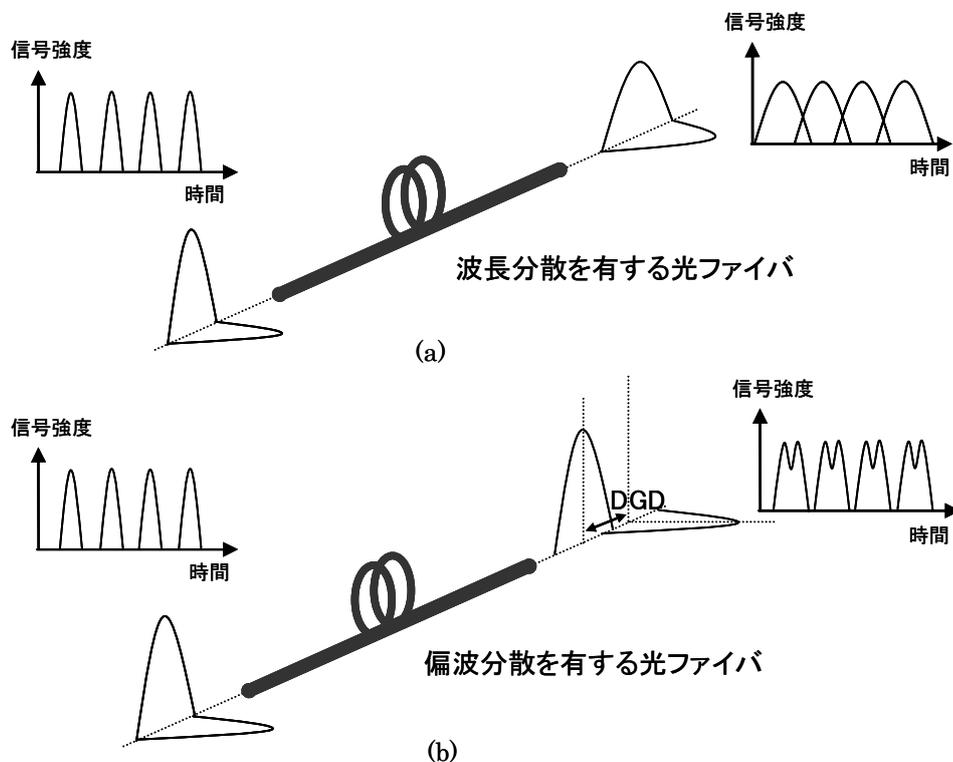


図 4-3-1 波長分散及び偏波分散による光パルス信号の歪み

また偏波分散を電氣的に補償する手法としては、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行われている[3-13]。

本研究開発の目標である 40Gbps 信号 3,000km 伝送においては、上記の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最適アルゴリズムの開発に取り組み、2本のファイバグレーティングの温度制御により波長・偏波分散制御を行い、出力光の偏光度をモニターすることで偏波分散の自動補償を実現する方式を開発した。さらに 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同時に補償する実験を行うことで、デバイスの実証ができた。また、高速応答方式の検討を行い、熱構造及び温度制御方法の最適化により可変分散補償器の高速化を実現できた。さらに多波長一括補償方式について検討し、サンプルドグレーティングを適用することで多波長化を実現した可変分散補償器を試作・検証することができた。

#### 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・低損失化の観点から、波長分散と偏波分散の両方を個別に独立自動制御する技術は有望である。本研究では、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。

開発した波長・偏波分散補償器の構成図及び外観を図 4-3-2、図 4-3-3 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、偏光度モニターである。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/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/コンバイナに入力す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 TM 偏光と TE 偏光成分は分離され、それぞれの信号は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、サーキュレータと偏光度モニターを通して出力される。

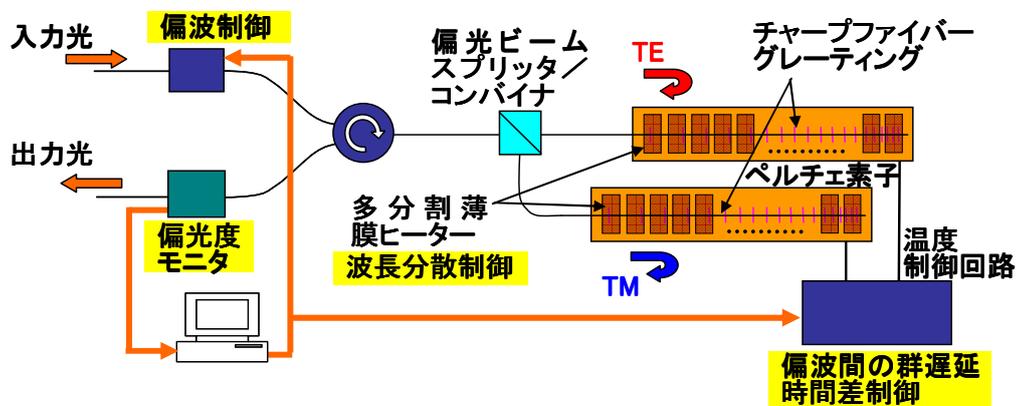


図 4-3-2 波長・偏波分散補償器の構成



図 4-3-3 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与えることにより、波長分散の制御を可能とする。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。DGD 値を固定とし、波長分散だけを制御した時の波長特性を図 4-3-4、4-3-5 に示す。

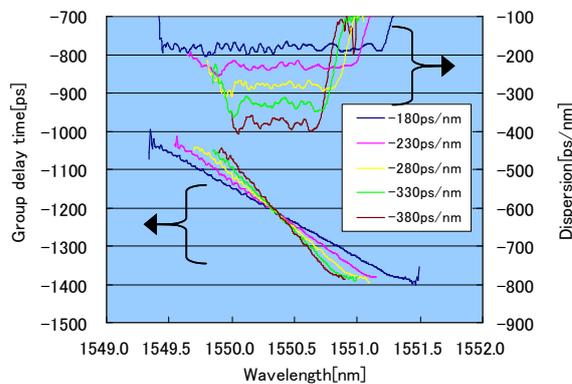


図 4-3-4 群遅延時間、分散特性（波長分散制御，DGD 固定時）

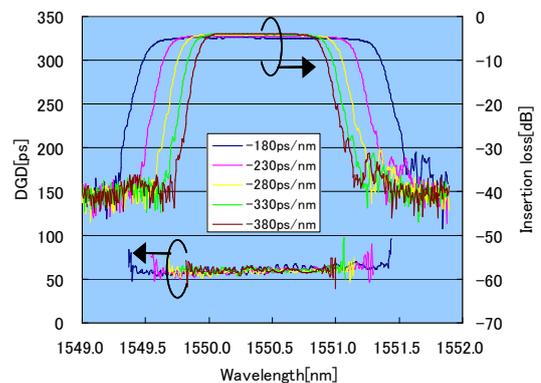


図 4-3-5 損失，DGD 特性（波長分散制御，DGD 固定時）

伝送路に生じる偏波分散は、光信号の偏光度（DOP : Degree of Polarization）に影響し、偏波分散がゼロの場合には偏光度は 100% であるが、偏波分散が残留する場合には偏光度は 100% より小さな値となる。開発した方式では、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、波長分散補償と独立した制御が可能となる。

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 4-3-6 に示す。40Gbps RZ DPSK 光信号は波長可変光源と光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。信号の劣化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 ペナルティと偏光度を測定した。

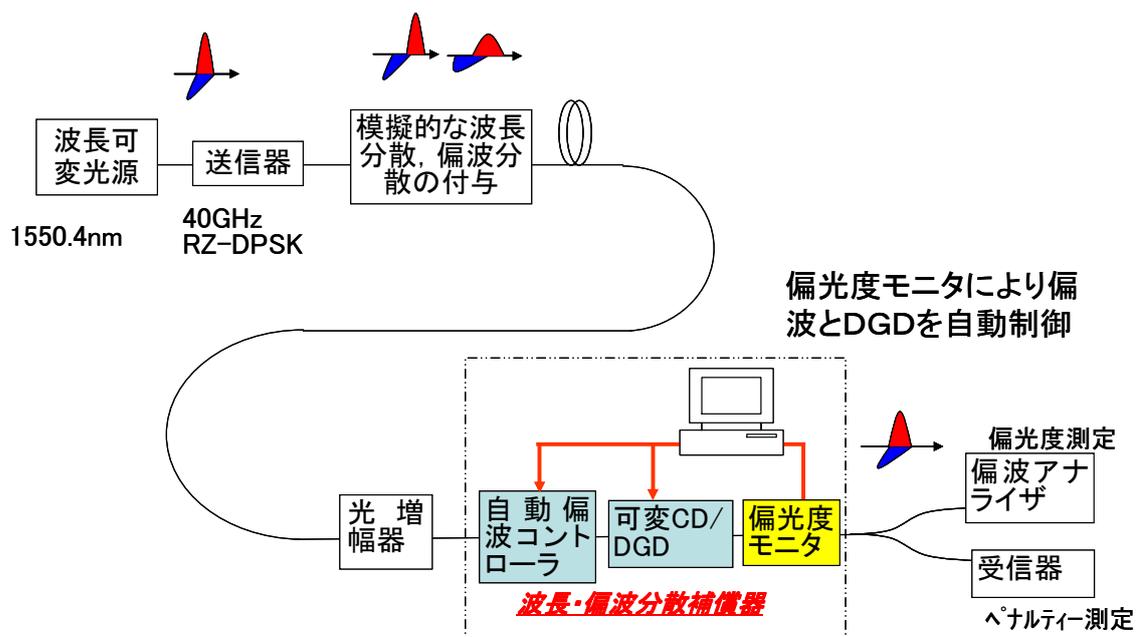


図 4-3-6 伝送実験系

図 4-3-7, 4-3-8 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 4-3-7 は補償なしの結果、図 4-3-8 は補償器ありの結果である。補償なしの場合では偏光度は 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 4-3-8 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。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ることがわかる。

図 4-3-9 に、波長分散及び DGD を伝送路に発生させた場合の Q ペナルティの測定結果を示す。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 4-3-10 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、さらに波長分散を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。以上の結果から、本方式による波長・偏波分散補償器及び自動補償アルゴリズムについて実証できたといえる。

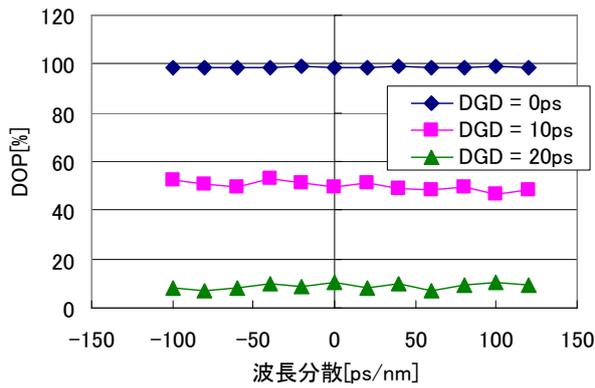


図 4-3-7 伝送路に発生させた波長分散及び DGD に対する偏光度の変化（補償なしの場合）

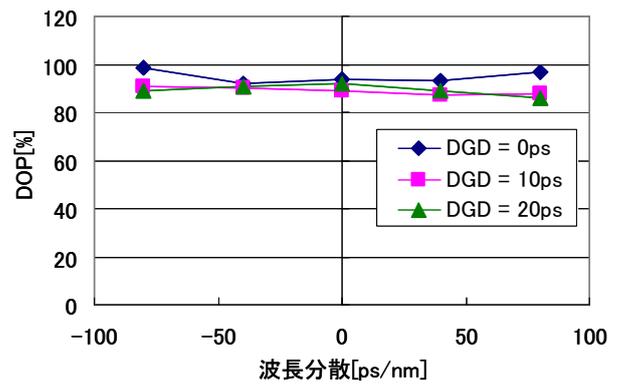


図 4-3-8 伝送路に発生させた波長分散及び DGD に対する偏光度の変化（補償ありの場合）

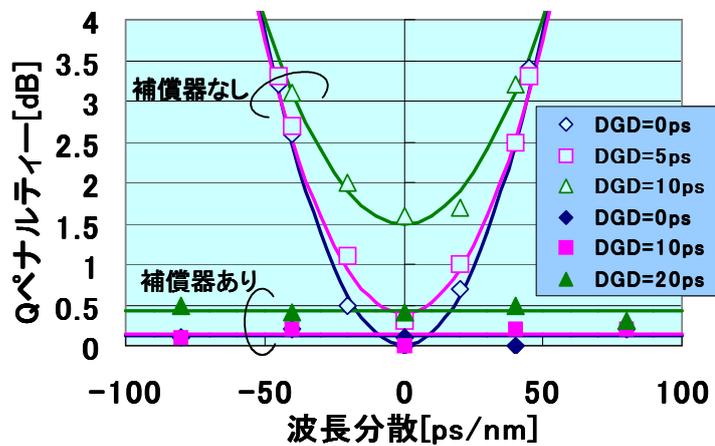
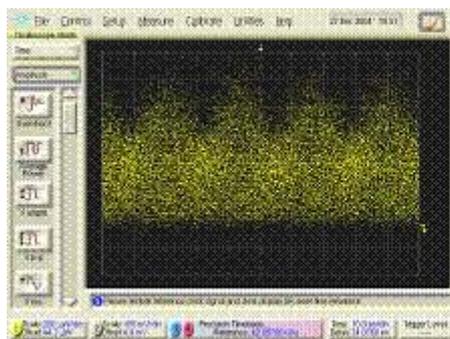
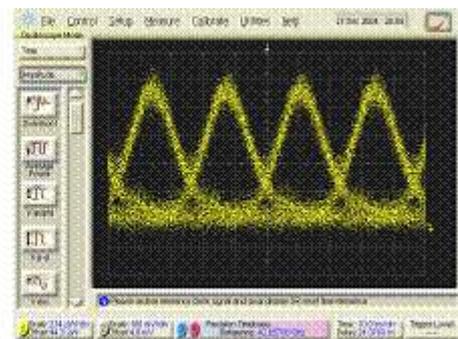


図 4-3-9 伝送路に発生させた波長分散及び DGD に対する Q ペナルティ



(a) 補償器なし



(b) 補償器あり

図 4-3-10 アイパターン観測結果（波長分散=-80ps/nm, DGD=20ps）

偏波分散補償の高速化のためには、偏波制御の高速化が必要となる。偏波分散の自動補償では、偏光度が最大となるように偏波コントローラを制御する。この自動補償に関するプログラムの最適化を行うことで、応答速度（偏光度を1回読み取り、偏波コントローラを1回制御する速度）を 8.3ms (0.12kHz) から 0.8ms (1.3kHz) にまで高速化できた。図 4-3-11 にプログラム改良前 (Visual Basic、グラフィカル表示あり) と改良後 (C++、グラフィカル表示なし) での偏光度の応答性を示す。プログラム改良により、偏光度が 80%以上となる応答時間は 35ms となった。

また伝送実験において、補償器の有無による DOP の時間変動の差異を測定した。320km 伝送路に 5ps, 2ps, 3ps, 5.1ps, 3.45ps, 10ps の 6 つの DGD 発生器を挿入し、送信側の偏波状態を偏波コントローラにより変動させた。補償器の DGD 設定値を 10ps とし、受信側の補償器ありなしの状態での偏光度の時間変動を測定した。測定結果を図 4-3-12 に示す。図 4-3-13 は各偏光度の発生頻度を示すものである。補償器により偏光度の変動が大きく改善されていることがわかる。

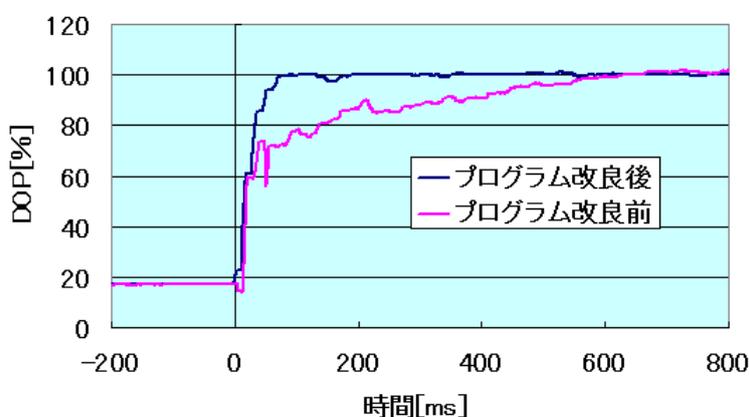


図 4-3-11 偏光度の時間変動

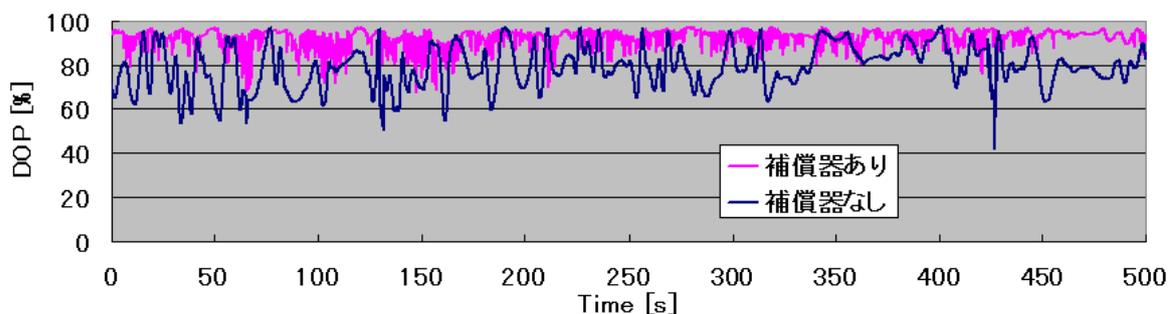


図 4-3-12 偏光度の時間変動

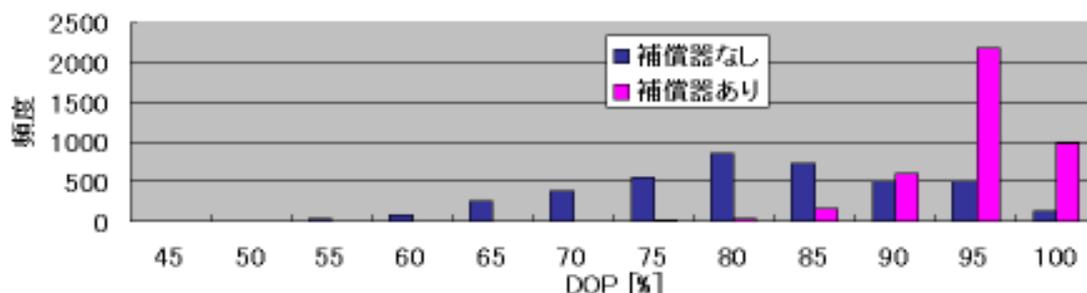


図 4-3-13 偏光度の発生頻度

### 4-3-3 高速応答方式の検討

図 4-3-14 に高速応答型可変波長分散補償器の構造を示す。多分割薄膜ヒータを形成した石英基板の厚みを 1mm から 0.1mm に薄型化することで、熱に対する応答性を高めた。

図 4-3-14 の構造を 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 4-3-15 に試作した可変分散補償器の応答時間を示す。従来の厚さ 1mm の石英基板を用いたタイプでは応答速度（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で定義）は 30s であったのに対して、今回 1.2s 以下と極めて良好な特性が得られた。

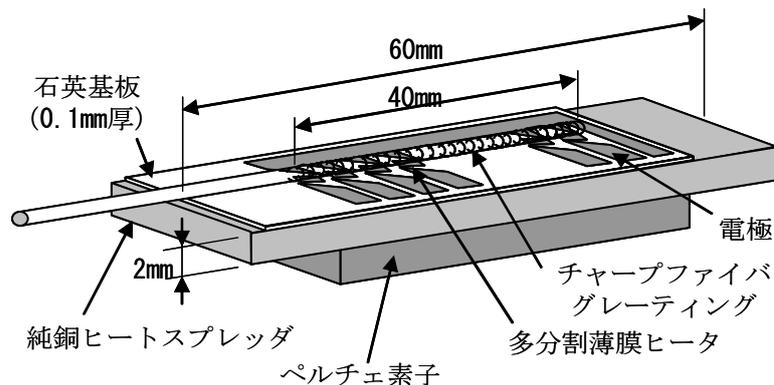


図 4-3-14 高速応答型可変波長分散補償器の構造

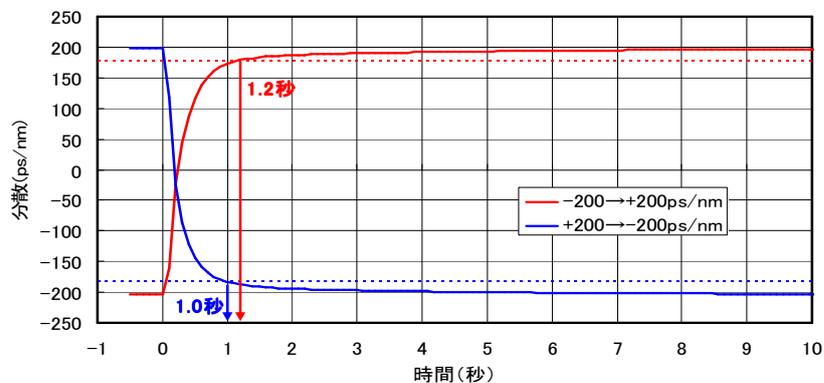


図 4-3-15 試作した可変分散補償器の応答速度

一方で、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が可能であることを確認した。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。傾きを変化させる際に、図 4-3-16 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、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は図 4-3-17 のように 1.5s であり、制御回路による効果を確認できた。ここで用いた石英基板は 1mm 厚であり、熱構造の最適化は行っていない。

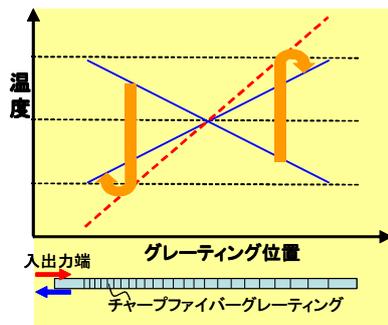


図 4-3-16 高速化のための温度印加方式

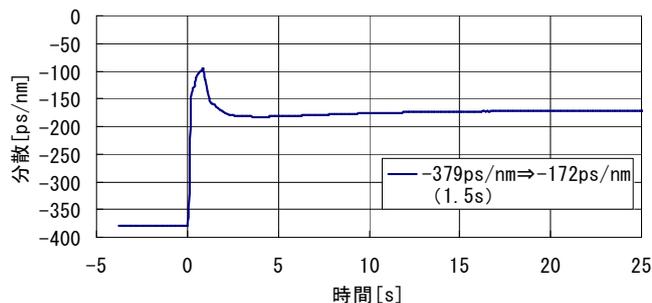


図 4-3-17 波長分散制御の応答速度

#### 4-3-4 多波長一括補償方式の検討

WDM 伝送では多波長一括での分散補償が要求されることがある。また、多波長一括補償が必要ない場合でも、1 種類の分散補償デバイスで複数波長に対応できれば、システムの運用が容易となるため、多波長対応可能な可変分散補償器への需要は大きい。このため、多波長一括補償方式について、目標を上方修正して開発することとした。

サンプルドグレーティングの技術を用いて 32 波長のサンプルドグレーティングを製作し、多波長可変分散補償器を試作した。外観を図 4-3-18 に、損失の静特性のグラフを図 4-3-19 示す。大きさは 90mm×160mm×23mm まで小型化し、電圧 5V 供給でパソコンにより RS232C で制御する構成とした。

波長分散可変時の群遅延時間特性を図 4-3-20, 4-3-21 に示す。今まで 40mm 長であったファイバーグレーティングを 60mm にしたことにより波長分散可変幅が 480ps/nm と 2 倍以上に拡大できることを確認した。損失は 3.5dB、群遅延リップルは±10ps 以下と良好な結果を得ることができた。

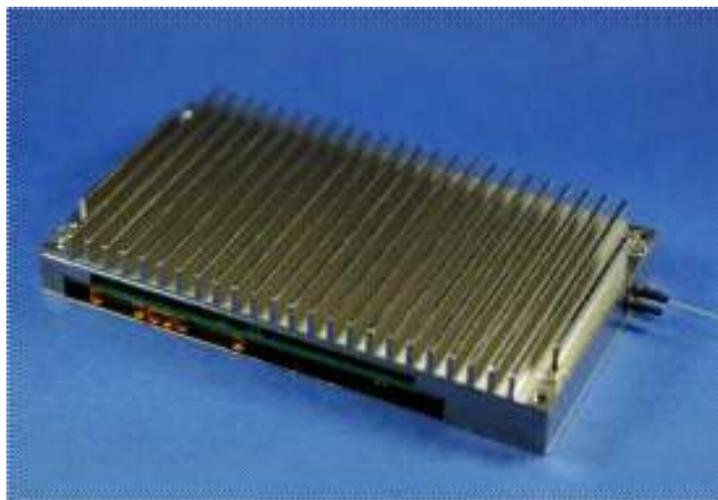


図 4-3-18 多波長可変分散補償器の外観

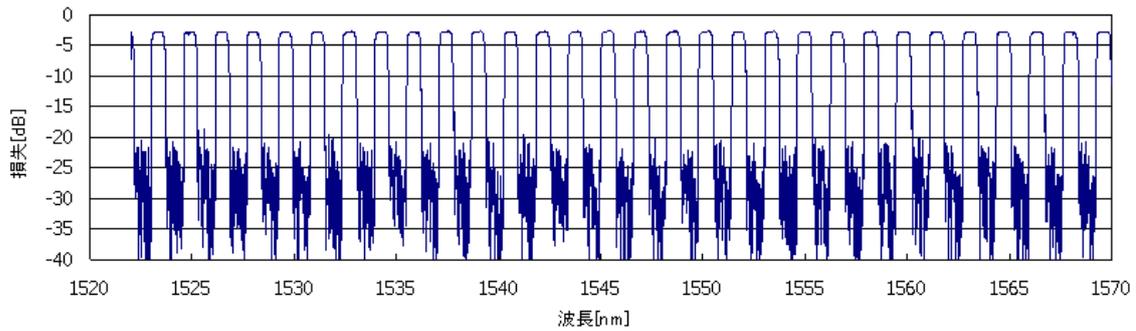


図 4-3-19 多波長可変分散補償器の損失特性

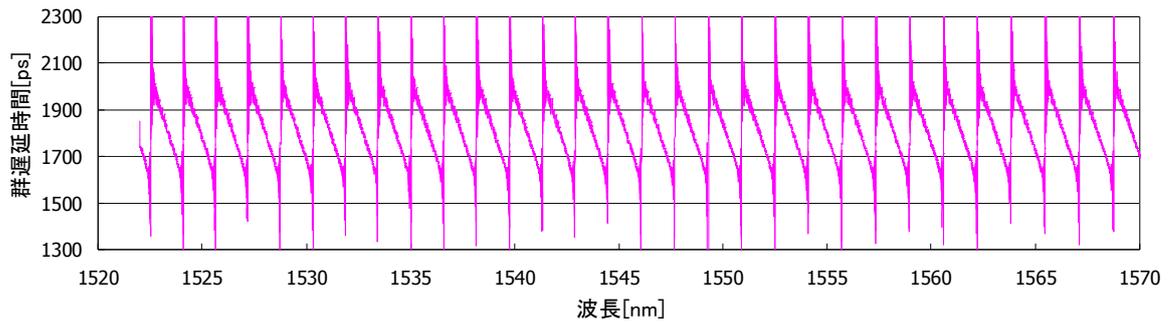


図 4-3-20 波長分散可変時の群遅延時間特性 (波長分散：-280ps/nm)

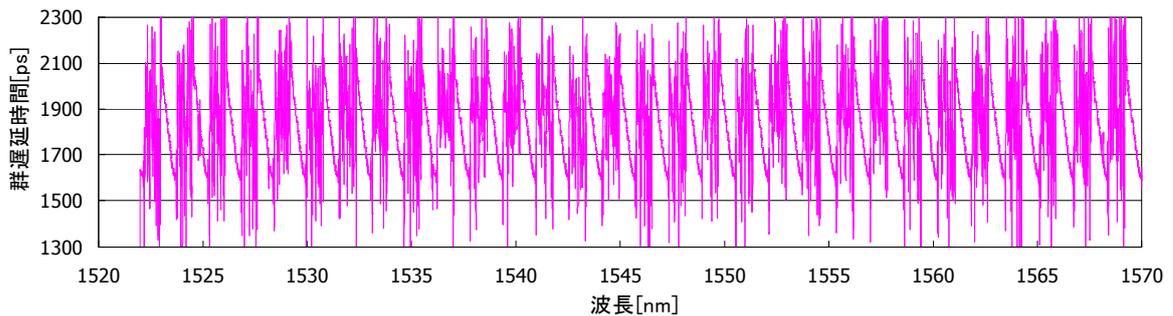


図 4-3-21 波長分散可変時の群遅延時間特性 (波長分散：-760ps/nm)

#### 4-3-5 電氣的偏波分散補償方式の検討

電氣的偏波分散補償器のターゲットは 25ps までの偏波分散を高速に補正することである。そこで、光學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 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 設計を進めた結果、目標をほぼ満たす設計が可能であることが確認された。

CSRZ-DPSK 変調符号の偏波分散耐力は 8ps 程度であるために、CSRZ-DPSK 変調符号にとっては高速な電氣分散補償器は重要であるが、CSRZ-DQPSK 符号は 20ps 程度の耐力を要するため、25ps までの電氣分散補償器の重要度はあまり高くない。また、光學的分散補償器が上述のとおり大きな偏波分散補償を実現できることも確認されたため、電氣的分散補償方式の開発は基本原理の確認に留めることとした。

#### 4-3-6 まとめ

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、チャープファイバグレーティングの温度制御により波長・偏波分散を制御する方式と、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 ペナルティは 0.5dB 以下と良好な結果が得られた。偏波制御の応答速度に関しては、プログラムの最適化により 0.8ms (1.3kHz) まで高速化することができた。

可変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。その結果、多分割薄膜ヒータを形成した石英基板の厚みを 0.1mm まで薄型化することで波長分散制御の高速化を実現できた。この可変分散補償器を 2 台直列に接続して波長分散可変幅 400ps/nm とした構成において、応答速度は 1.2s 以下と極めて良好な特性が得られた。一方で、瞬間的に設定値よりも大きな熱量をファイバグレーティングに加えることで、波長分散制御の高速化が可能であることを確認した。上記熱構造の最適化をしなくとも、応答速度を 1.5s まで短縮できた。

多波長一括補償方式の検討に関して、サンプルドグレーティングを試作し、それを用いた 32 波長対応の多波長可変分散補償器を作製した。損失は 3.5dB、群遅延リップルは ±10ps 以下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 とすることで分散可変幅を 480ps/nm と 2 倍以上に拡大できた。

#### 参考文献

- [3-1] S. LaRochelle, G. Brochu, S. Doucet, and S. Pereira, "Multi-wavelength devices based on superimposed chirped fiber Bragg gratings," OFC2005, OFC1, 2005.
- [3-2] H. Li, Y. Sheng, Y. Li, and J. E. Rothenberg, "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, and M. Nishimura, "Novel Multichannel Tunable Chromatic Dispersion Compensator Based on MEMS and Diffraction Grating," Photonic Technol. Lett., No. 8, 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] X. Shu, K. 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, and 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., and 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] F. Buchali and H. Buelow, "Adaptive PMD Compensation by Electrical and Optical Techniques," J. Lightwave Technol. Lett., 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、本プロジェクト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。

平成 17 年度は、開発した 43Gbps 送受信器を用いた RZ-DQPSK 光信号の基本特性の評価と、320km (SMF80km×4 スパン) の周回伝送実験系を用いた 50GHz 間隔の 43Gbps×64WDM 伝送実験を行い、周波数利用効率 0.8bit/s/Hz での 3000km 以上の長距離伝送の可能性を検証した。

### 4-4-2 光ファイバ特性評価

#### 光ファイバの波長分散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の波長分散特性の温度依存性の測定を行った。評価を行った光ファイバは、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 種類であり、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測定を行った。なお、SMF については光ファイバのコア部にゲルマニウムをドーピング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ものだけでなく、コア部にドーピングする代わりに、クラッド部にフッ素をドーピング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の評価も行った。

光ファイバ特性の温度依存性測定は、各光ファイバスポ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。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ポールの累積波長分散に応じて最適化を行い、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。

波長 1550nm における波長分散の温度依存性の測定結果を図 4-4-1 に示す。ただし、図 4-4-1 では、温度 10℃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 4-4-1 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[4-7]、DSF>SMF>NZDSF の順に大きくなることが分

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。

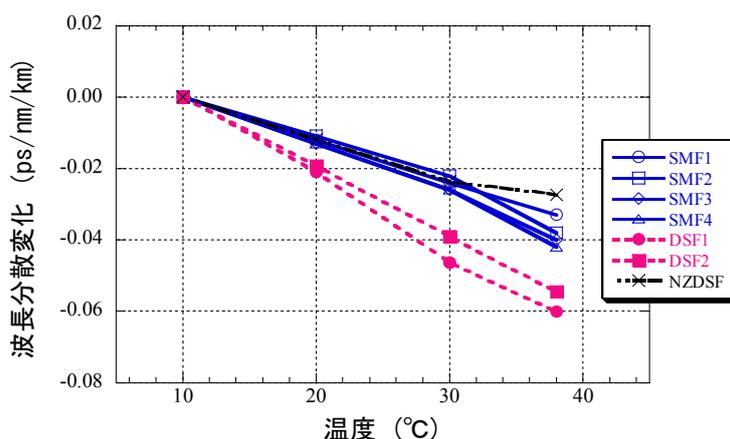


図 4-4-1 各種光ファイバの温度による波長分散変化

$-0.002\text{ps/nm/km/}^{\circ}\text{C}$  の波長分散の温度係数を有する光ファイバケーブルが  $50^{\circ}\text{C}$  の温度変化を受けた場合、 $3000\text{km}$  伝送システムでの累積波長分散変動は  $300\text{ps/nm}$  となる。 $40\text{Gbps}$  RZ-DQPSK 変復調方式の場合、Q 値劣化が  $1\text{dB}$  以下となる分散耐力は  $200\text{ps/nm}$  程度であるため、DQPSK 方式を用いたとしても  $40\text{Gbps}$  光信号を用いて  $3000\text{km}$  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要となると考えられる。このとき、波長分散補償器は少なくとも  $100\text{ps/nm}$  以上の波長分散可変幅が必要となる。

#### 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  $40\text{Gbps}$  波長多重伝送システムの安定化には必須の課題である。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 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、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のに対し、区間 C は、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

図 4-4-2、図 4-4-3、図 4-4-4 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。参考のため、図 4-4-2 ~ 図 4-4-4 には各測定時の気温も示した。図 4-4-2 ~ 図 4-4-4 より、今回評価を行った光ファイバケーブルでは、敷設状態によらず偏波分散変動の変動幅は  $0.1\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$  以下であることがわかった。

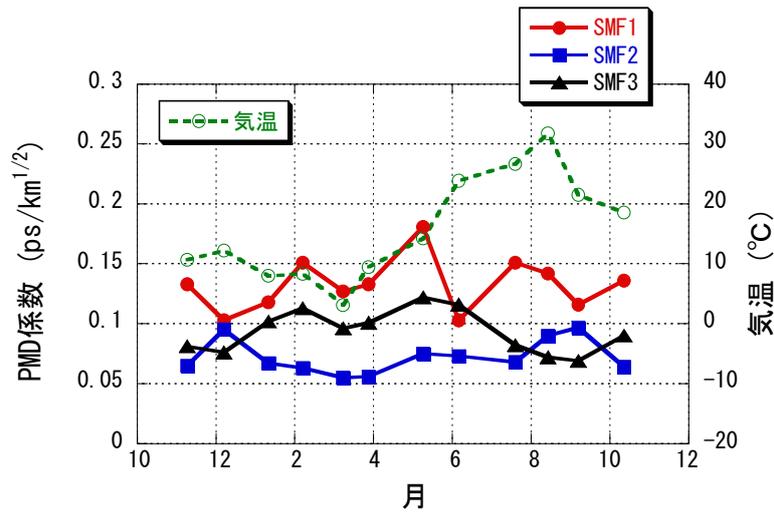


図 4-4-2 区間 A での偏波分散年較差

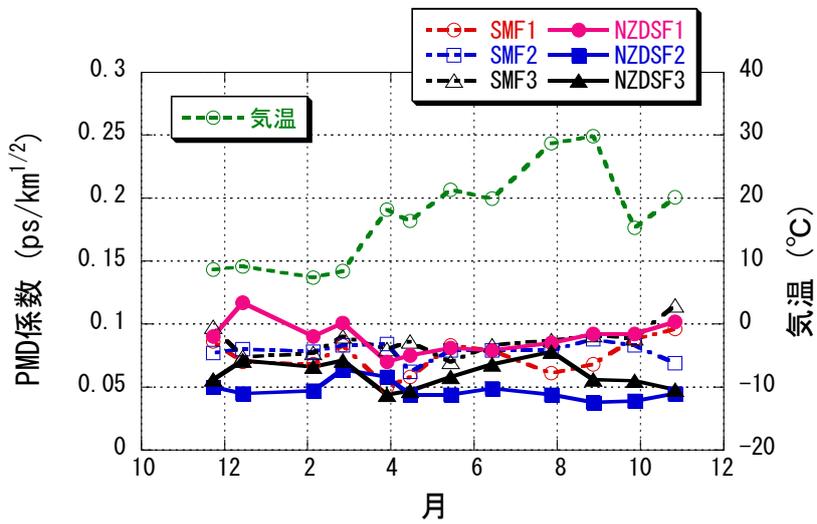


図 4-4-3 区間 B での偏波分散年較差

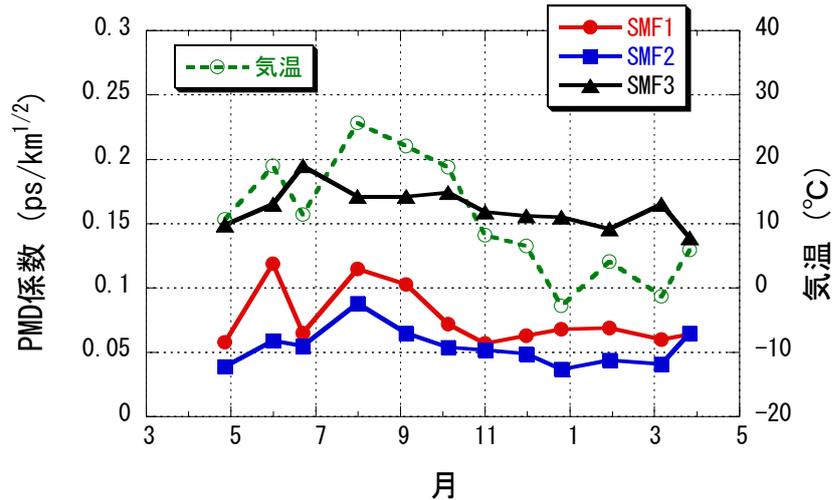


図 4-4-4 区間 C での偏波分散年較差

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、 $3000 \text{ km}$  の光伝送システムでの DGD は約  $11 \text{ ps}$  となる。 $40 \text{ Gbps}$  光信号の DGD 許容値は、DQPSK 光信号を用

いた場合でも 5ps 程度（タイムスロットの 1/10）と想定されるため、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[4-8]、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。

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）により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 4-4-5 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 4-4-5 には、比較のため区間 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。

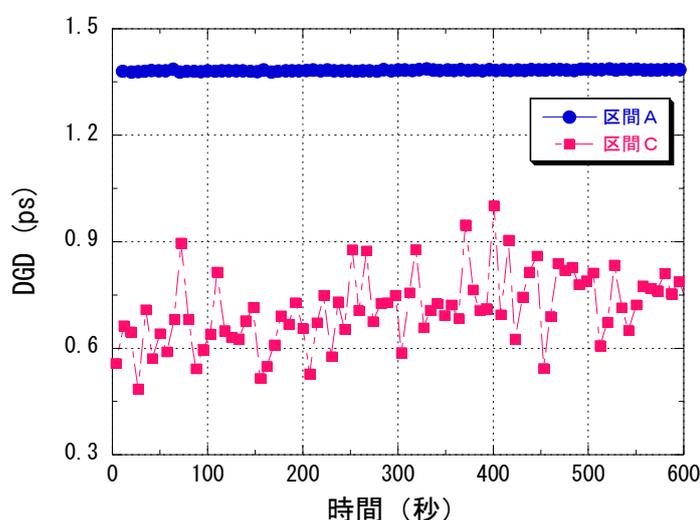


図 4-4-5 区間 A および区間 C での偏波分散変動

### 4-4-3 キーデバイスの総合評価

#### 40Gbps RZ-DQPSK 光信号の基本特性の評価

開発した 40Gbps 送受信器を用いて RZ-DQPSK 光信号の基本特性の評価を行った。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。

図 4-4-6 に 45GHz の光フィルタで帯域制限した時の OSNR 特性を示す。図 4-4-6 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 4-4-6 より、OSNR 特性は、RZ-DPSK、RZ-DQPSK、RZ-OOK の順に良くなるが、Q 値が 12dB 以下の場合には、RZ-DQPSK 光信号と RZ-DPSK 光信号の特性差がほとんどないことがわかる。

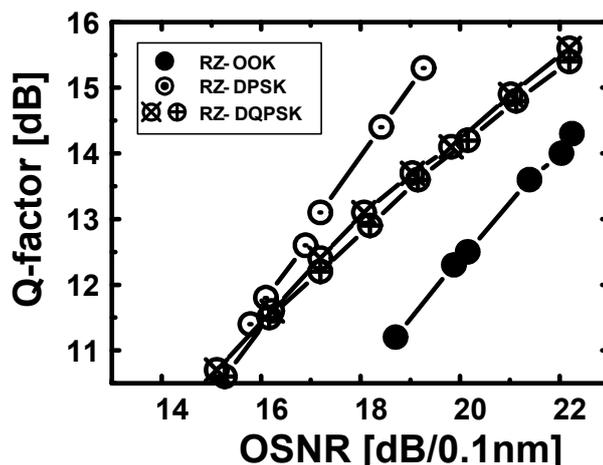


図 4-4-6 45GHz 帯域幅の光フィルタで帯域制限した時の OSNR 特性

図 4-4-7 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。RZ-DQPSK 光信号の波長分散、偏波分散に対する耐力が大きいことが分かる。一方、RZ-DQPSK 光信号の非線形耐力は、RZ-DPSK 光信号と比較して、3dB 程度小さかった。

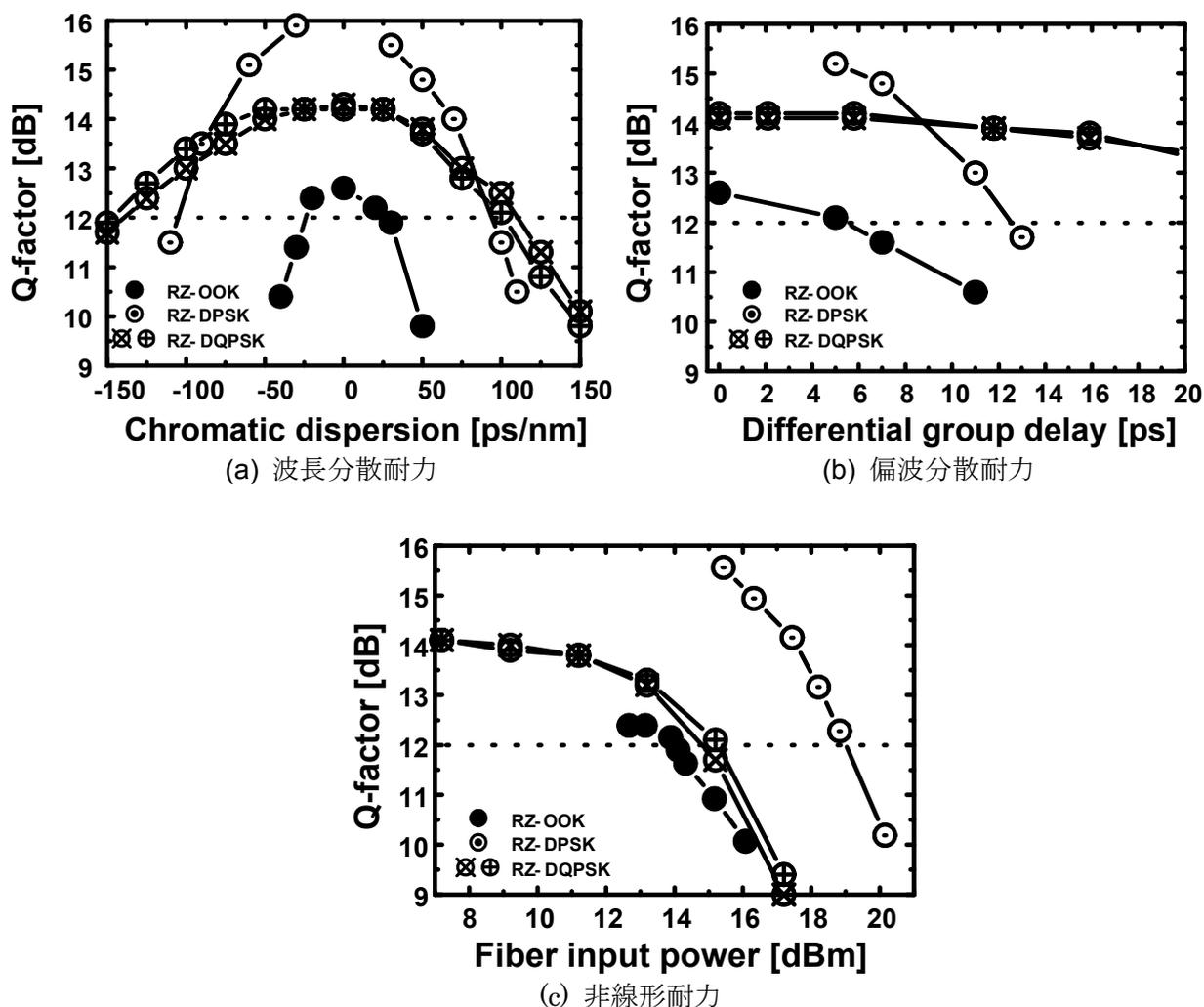


図 4-4-7 45GHz 帯域幅の光フィルタで帯域制限した時の波長／偏波分散、非線形耐力

## 周回伝送実験による長距離伝送特性評価

既設光ファイバでの 10Tbps, 3,000km 伝送を実現するためには、周波数利用効率が 0.8bit/s/Hz 以上の長距離伝送が必要となる。開発した RZ-DQPSK 方式の送受信器によるその実現性を検証するために、周回伝送実験系を用いた長距離伝送実験を行った。

図 4-4-8 に実験系を示す。周波数利用効率を 0.8bit/s/Hz とするためには、43Gbps RZ-DQPSK 光信号を 50GHz 間隔で合波する必要がある。そのため、1540nm~1565nm の波長範囲で 100GHz 間隔に配置した偶数チャンネルと奇数チャンネルを 2 系統の変調系により変調した後、50⇔100GHz 波長インタリーバを用いて、光信号帯域を 45GHz に帯域制限しながら合波した。この時、隣接チャンネル間の偏波状態は同一として、チャンネル間干渉の影響が最大となる最悪状態での評価を行った。その後、合波した 64 チャンネルの波長多重信号を -1000ps/nm の DCF により前置分散補償を行った。また、伝送実験系の偏波依存性を平均化して評価するために偏波スクランブラを用いた。

伝送路としては、陸上基幹系伝送路を想定し、80km の SMF を 4 スパン接続した 320km の周回伝送路を用いた。各スパンの損失は、EDFA とラマン増幅を用いて補償した。この時、ラマン増幅用には 1430nm と 1460nm の 2 波長の励起光源を用い、ラマン利得は 10dB とした。各スパンの累積波長分散は EDFA の段間に挿入した DCF により分散補償し、320km の周回伝送路の残留波長分散および波長分散スロープは、それぞれ、160ps/nm、1.8ps/nm/nm に設定した。

受信部では、50⇔100GHz 波長インタリーバを用いて隣接チャンネルを分離した後、可変分散補償器を用いてチャンネル毎の残留累積波長分散を補償し、試作した 43Gbps RZ-DQPSK 受信器で受信した。

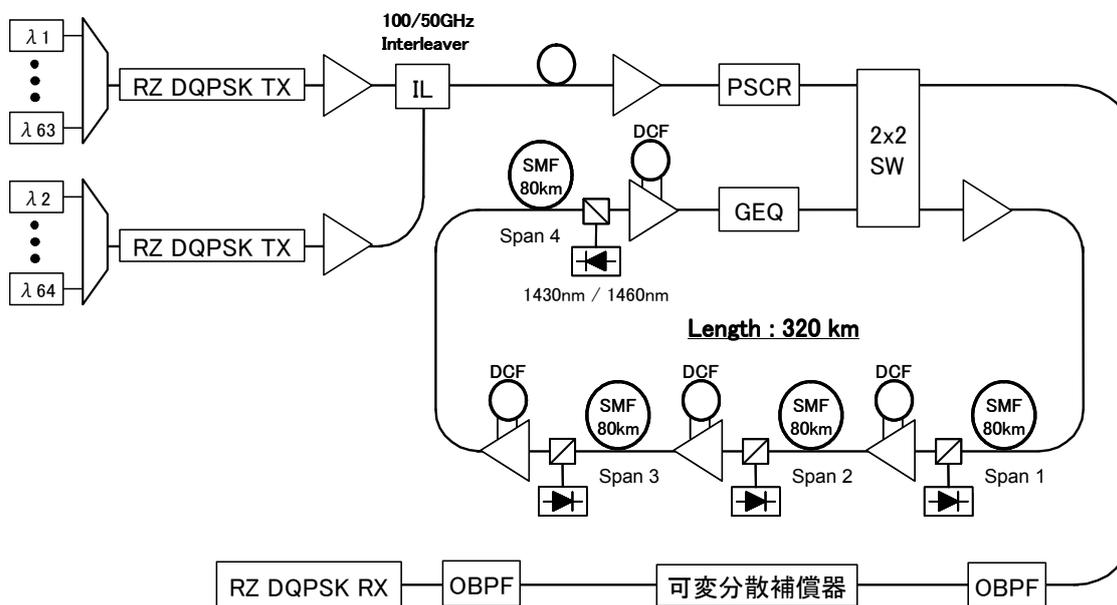


図 4-4-8 周回伝送実験系

SMF への入力光パワーは 3200km 伝送後の伝送特性が最良となるように最適化し、-4dBm/ch とした。図 4-4-9 に、その時の伝送前と 3200km 伝送後の光信号スペクトルを示す。周回伝送路中に挿入した利得等化器により、3200km 伝送後まで、全チャンネルの信号レベルはほぼ一定に保たれている。

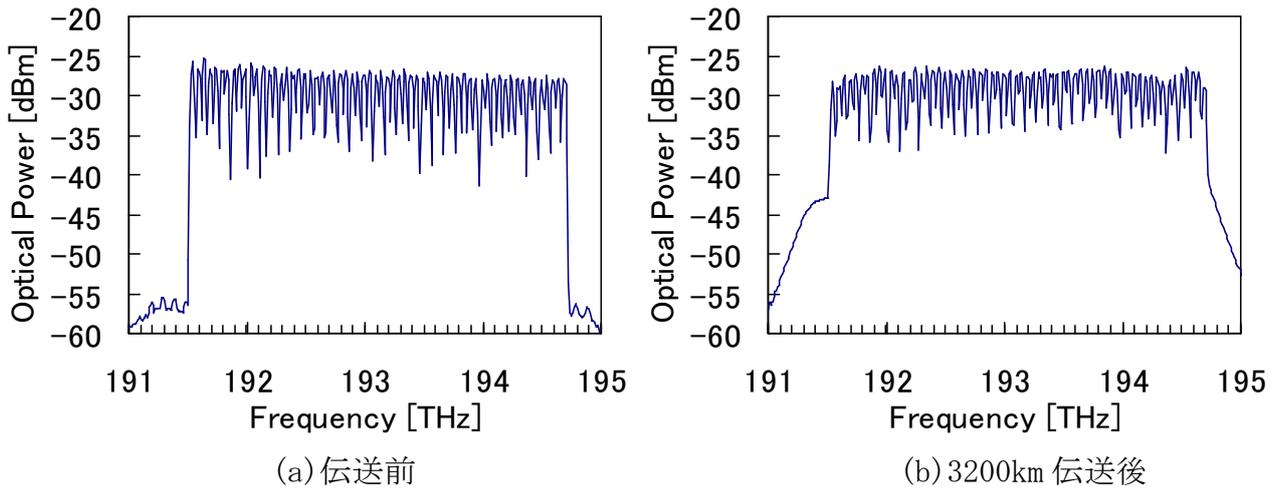


図 4-4-9 光信号スペクトル

図 4-4-10 に代表的なチャンネルの伝送特性を示す。これより、3200km 伝送後に 8dB 以上の Q 値が得られることを確認した。本実験で用いた伝送速度は 42.7Gbps であり、FEC 用に 7%の冗長ビットを付加することを想定している。そのため、開発したターボ FEC の冗長ビット (25%) よりも小さいことを考慮しなければならない。冗長度の増加による特性劣化は、信号帯域の増加により雑音の影響と光フィルタによる帯域制限の影響が増加することで生じるが、これらの影響を合わせても特性劣化は 1dB 以下であるため、3200km 後に得られた伝送特性は FEC の閾値から 1dB 以上のマージンがある。これより、開発した技術により、周波数利用効率が 0.8bit/s/Hz の 40GbpsWDM 伝送において、3000km 以上の長距離伝送が可能であることを確認した。

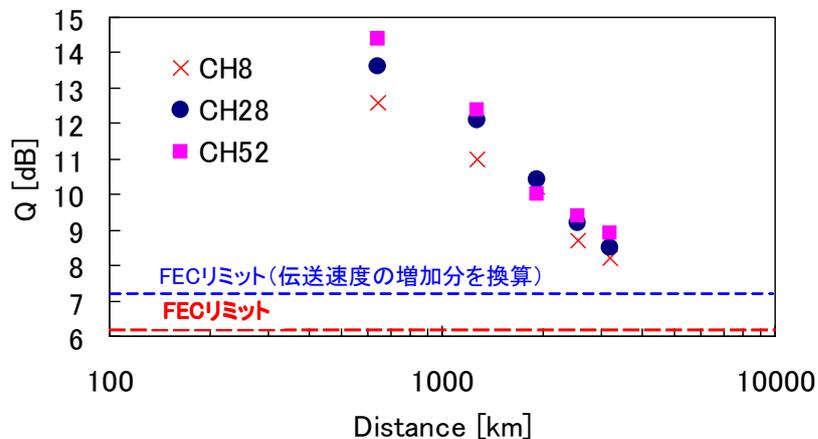


図 4-4-10 Q 値の伝送距離依存性

#### 4-4-4 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、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  $50^\circ\text{C}$  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、波長分散補償器には少なくとも 100ps/nm 以上の波長分散可変幅が必要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を 1 年間にわたり約 1 ヶ月毎に測定した結果を解析したところ、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、試作した 40Gbps RZ-DQPSK 光信号の送受信器を用いて、RZ-DQPSK 光信号の各種耐力、および、周波数利用効率を  $0.8\text{bit/s/Hz}$  とした時の長距離伝送特性の評価を行った。その結果、RZ-DQPSK 光信号は波長／偏波分散耐力に優れ、既設光ファイバ伝送路への適用性に優れていることを確認した。また、50GHz 間隔で波長多重した 43Gbps  $\times$  64 チャンネルの RZ-DQPSK 光信号の長距離周回伝送実験を行い、3200km 伝送(80km の SMF  $\times$  40 スパン) 後においても 8dB 以上の Q 値を得た。これより、開発したターボ FEC を用いることでマージンを確保した長距離伝送が可能であることを確認した。

## 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," IEEE 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," IEEE 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, San Diego, CA, WE4-1, 1999.
- [4-7] 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.
- [4-8] 大黒、宮崎、森田、大谷、長尾、久保田、鈴木、"JGN II 光テストベットを用いた 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

## 4-5 総括

下記のとおり最終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 方式と CSRZ-DQPSK 方式を比較検討した結果、CSRZ-DQPSK 方式を選択し 40Gbps 送受信器を試作した。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 40Gbps における動作を確認した。また、光 SNR=20dB/0.1nm における受信 Q 値としては目標を 1dB 上回る 15dB を達成した。

### イ. 誤り訂正符号方式

軟判定ブロックターボ符号を用いた誤り訂正方式の開発を行った。誤り訂正符号器、復号器 LSI の回路設計、レイアウト設計を行い、0.13 $\mu$ mCOMS プロセスによって LSI 化を完了した。また、高速 SiGe プロセスによる軟判定 LSI の設計を完了し、軟判定 LSI は現在 LSI 化プロセス中である。本委託研究期間後にも継続して開発を進め、H18 年度上期に試作を完了する見込みである。また、試作した誤り訂正符号器、復号器 LSI を評価ポートに実装し、1石あたり 10Gbps のスループットと 10.1dB の符号化利得を実測によって確認することができた。

### ウ. 分散補償方式

FBG(Fiber Bragg Grating)に薄膜ヒータアレイによって温度勾配を印加する構成によって、可変分散補償機構を実現した。当初の目標は「一次分散値 400ps/nm、波長一括 4 波以上」の補償であったが、多波長化と可変分散範囲の拡大に対する需要の高まりをうけ、目標を上方修正し、「一次分散 480ps/nm、波長一括 32 波」の補償を達成した。

また、線形補償方式による電氣的偏波分散補償方式による LSI 設計を行い、基本原理を確認した。変復調方式を CSRZ-DQPSK としたことにより、20ps 以下の高速な偏波分散補償が不要となったことに伴い、光学的分散補償方式へのウェイトを高めることとした。光学的偏波分散補償器は、最終目標「最大補償量 75ps 以上、応答速度 1kHz 以上」に対して「最大補償量 120ps 以上、最大応答速度 1.3kHz」を実現することができた。

### 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

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を解析した結果、3000km 以上の 40Gbps 光伝送システム用の偏波分散補償器には 30ps 以上補償範囲と 1 秒以下程度の応答速度が要求されることが明らかとなった。

また、試作した 40Gbps RZ-DQPSK 光信号の送受信器を用いて、RZ-DQPSK 光信号の各種耐力、および、周波数利用効率を 0.8bit/s/Hz とした時の長距離伝送特性の評価を行った。その結果、RZ-DQPSK 光信号は波長/偏波分散耐力に優れ、既設光ファイバ伝送路への適用性に優れていることを確認した。また、50GHz 間隔(周波数利用効率 0.8bit/s/Hz)にて波長多重した 43Gbps $\times$ 64 チャンネルの RZ-DQPSK 光信号の長距離周回伝送実験を行い、3200km 伝送後においても 8dB 以上の Q 値を得た。これより、開発したターボ FEC を用いることでマージンを確保した長距離伝送が可能であることが確認できた。波長多重数は 100nm の広帯域光増幅器を用いることで 250 波まで増加できるため、10Tbps 信号を 3000km 以上伝送できる見通しが得られたといえる。

## 5 参考資料・参考文献

### 研究論文（査読あり）

- [1] 清水 他, “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 他, “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, 2005.

### 外国発表予稿等（査読あり、国際学会）

- [3] K. Shimizu et al., “Demonstrations of RZ-DPSK and RZ-DQPSK as Alternative Modulation Formats for Next Generation Submarine Cable Systems,” SubOptic2004, Tu B1.4, 2004.
- [4] K. Shimizu et al., “The Impact of Block Turbo Code FEC on Submarine Cable systems,” SubOptic2004, Tu B2.1, pp. 69-71, 2004.
- [5] K. Ishida et al., “Performance Evaluation of SSB Modulator-based 20 Gb/s RZ-DQPSK Transponder,” OECC2004, 16C2-2, pp. 812-813, 2004.
- [6] K. Ishida et al., “Optical Performance Monitoring for DPSK Signals Employing Low-speed Asynchronous Sampling,” 30th European Conference on Optical Communication 2004 (ECOC2004), We4.P.099, 2004.
- [7] I. Morita et al., “Spectrally Efficient WDM Transmission Using Advanced Modulation Formats,” OECC2005, 6B2-2, 2005.
- [8] I. Morita et al., “Merits of DQPSK for Ultrahigh Capacity Transmission,” LEOS2005, WE5, 2005.
- [9] M. Nakaji et al., “The Balanced Photodetector Buried with Semi-Insulating InP,” LEOS2005, TuFF3, 2005.
- [10] K. Yoshiara et al., “Tunable Dispersion Compensator with Twin Chirped Fiber Gratings for Polarization Mode Dispersion and Chromatic Dispersion,” OFC2005, JWA21, 2005.
- [11] K. Ouchi et al., “A Fully Integrated Block Turbo Code FEC for 10 Gb/s Optical Communication Systems,” OFC2006, OTuK4, 2006.

### 収録論文（研究会）

- [12] 高林 他, “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.
- [13] 高林 他, “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-2004-226, 2005.
- [14] 吉新, “40G 光通信用可変分散補償器” 日本光学会次世代フォトニックネットワーク研究会 2006.

### 一般口頭発表（全国大会）

- [15] 中路 他, “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.

- [16] 高林 他, “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.
- [17] 清水 他, “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.
- [18] 大黒 他, “チャンネル間隔 50GHz の 40Gbit/s WDM システムに適した変調方式の検討” 電子情報通信学会総合大会, B-10-49, 2005.
- [19] 石田 他, “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.
- [20] 高林 他, “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.
- [21] 吉新 他, “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、20aVI3, 2005.
- [22] 大黒 他, “帯域制限時の 40Gbit/s Duobinary 変調方式の特性評価” 電子情報通信学会総合大会, B-10-63, 2006.
- [23] 大内 他, “10Gb/s 光通信用ブロックターボ符号誤り訂正 LSI の開発” 電子情報通信学会総合大会, B-10-65, 2006.
- [24] 斧原 他, “光通信用誤り訂正における軟判定閾値の自動制御に関する検討” 電子情報通信学会総合大会, B-10-66, 2006.