

総合報告

光通信ネットワークの大容量化に向けた デジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発

R & D on the Digital Coherent Signal Processing Technology for Large-capacity
Optical Communication Networks

鈴木扇太 宮本 裕 富澤将人 坂野寿和
村田浩一 美野真司 柴山充文 渋谷 真
福知 清 尾中 寛 星田剛司 小牧浩輔
水落隆司 久保和夫 宮田好邦 神尾享秀

abstract

日本電信電話株式会社 (NTT), 日本電気株式会社, 富士通株式会社及び三菱電機株式会社は, 次期光通信技術として注目されている, チャンネル当り 100 Gbit/s のデジタルコヒーレント光伝送技術の研究開発を共同で推進し, 同技術の心臓部であるデジタルコヒーレント信号処理集積回路 (DSP) の基本技術確立に成功した. 本稿では, 複数組織参画によるオープンイノベーション方式で実用域に近い成果を短期に創出したプロジェクトの事例について, 参画各社の研究成果, 全体を統合した DSP 試作, 実証実験結果等を報告する.

キーワード: 光通信, デジタル信号処理, 多値変復調, 分散補償, 誤り訂正

1. はじめに

FTTH (Fiber to the Home) や最近のスマートフォンの普及により, 急増するデータトラフィックを収容する光ネットワークの大容量化・経済化がこれまで以上に求められている. その実現に向け, デジタル信号処理を用いて実用的なコヒーレント検波を実現するデジタルコヒーレント技術が注目され, 研究開発・実用化が活発化している. デジタルコヒーレント技術は, 無線分野で実用化されているデジタル信号処理を積極的に光ファ

イバ通信に応用・発展させた技術である. コヒーレント検波により受信感度と周波数利用効率を向上させるとともに, 従来は困難であった長距離光ファイバ伝送時の信号ひずみ補償性能を大幅に向上する. 1 波長当り 100 Gbit/s 級の大容量伝送にデジタルコヒーレント技術を適用することにより, 従来の波長多重システムと同様に搬送波の周波数間隔 50 GHz において, 既存の光ファイバを用いた 10 Tbit/s 級の大容量光ネットワークを実現することが期待されている.

本稿では, 複数組織参画によるオープンイノベーショ

鈴木扇太 坂野寿和 正員: シニア会員 日本電信電話株式会社 NTT 未来ねっと研究所
宮本 裕 正員: フェロー 日本電信電話株式会社 NTT 未来ねっと研究所
富澤将人 正員: 日本電信電話株式会社 NTT 未来ねっと研究所
村田浩一 正員: シニア会員 日本電信電話株式会社 NTT フォトニクス研究所
美野真司 正員: シニア会員 日本電信電話株式会社 NTT フォトニクス研究所
柴山充文 正員: 日本電気株式会社グリーンプラットフォーム研究所
渋谷 真 正員: 日本電気株式会社光ネットワーク事業部
福知 清 正員: シニア会員 日本電気株式会社グリーンプラットフォーム研究所
尾中 寛 正員: フェロー 富士通株式会社ネットワークプロダクト事業本部
星田剛司 正員: 富士通株式会社ネットワークプロダクト事業本部
小牧浩輔 正員: 富士通株式会社ネットワークプロダクト事業本部
水落隆司 久保和夫 宮田好邦 正員: 三菱電機株式会社情報技術総合研究所
神尾享秀 正員: 独立行政法人情報通信研究機構光ネットワーク研究所
Senichi SUZUKI, Toshikazu SAKANO, Senior Members, Yutaka MIYAMOTO, Fellow, Masahito TOMIZAWA, Member (NTT Network Innovation Laborato-

ries, NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORPORATION, Yokosuka-shi, 239-0847 Japan), Koichi MURATA, Shinji MINO, Senior Members (NTT Photonics Laboratories, NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORPORATION, Atsugi-shi, 243-0036 Japan), Atsufumi SHIBAYAMA, Member, Kiyoshi FUKUCHI, Senior Member (Green Platform Research Laboratories, NEC Corporation, Kawasaki-shi, 211-8666 Japan), Makoto SHIBUTANI, Member (Optical Network Division, NEC Corporation, Abiko-shi, 270-1198 Japan), Hiroshi ONAKA, Fellow, Takeshi HOSHIDA, Member, Kousuke KOMAKI, Nonmember (Network Products Business Unit, Fujitsu Limited, Kawasaki-shi, 211-8588 Japan), Takashi MIZUOCHI, Kazuo KUBO, Yoshikuni MIYATA, Members (Information Technology R & D Center, Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura-shi, 247-8501 Japan), and Yukiyo KAMIO, Member (Photonic Network Research Institute, National Institute of Information and Communications Technology, Koganei-shi, 184-8795 Japan).

電子情報通信学会誌 Vol.95 No.12 pp.1100-1116 2012 年 12 月

©電子情報通信学会 2012

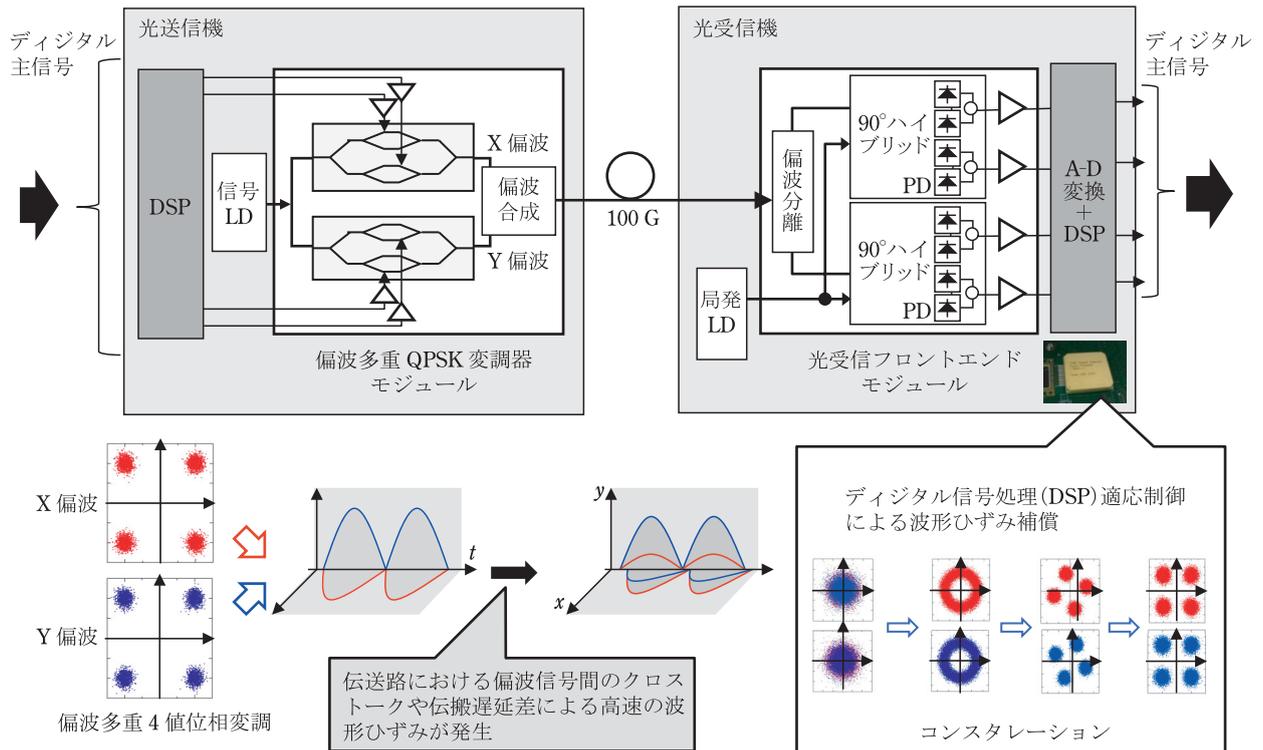


図1 デジタルコヒーレント方式の概要 X 偏波と Y 偏波のそれぞれを異なる 50 Gbit/s QPSK (4 値位相変調) 符号で変調後、偏波多重し 1 波長当り 100 Gbit/s の偏波多重 QPSK 信号として長距離伝送する。

ン方式で実用域に近い成果を短期に創出したプロジェクトについて、参画各社の研究成果、全体を統合した 100 Gbit/s デジタルコヒーレント方式信号処理技術、試作集積回路を用いたコンセプト実証実験結果を紹介する。

2. デジタルコヒーレント 光通信信号処理技術

図1にデジタルコヒーレント伝送技術の概要について示した。

従来の光通信システムではデジタル信号の 1, 0 をそのまま光信号のオン/オフに対応させて変調し、その強度を受光素子で直接検波する強度変調直接検波 (OOK: On-Off Keying) 方式が主流であった。しかし

ながら、伝送速度 100 Gbit/s で OOK 方式を適用すると、光ファイバの様々なひずみ特性が顕在化し、伝送距離が数 km 程度に制限されてしまう。

デジタルコヒーレント技術を用いたシステムでは、送受信回路内に設けたデジタル信号処理回路 (DSP: Digital Signal Processor) により、光の波としての性質である位相・偏波を用いて高効率かつ安定な 1,000 km 級の長距離伝送を実現する。100 Gbit/s の伝送において主流となっている変調方式は、光信号の光波を四つの異なる位相で変調する 4 値位相変調 (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) である。コヒーレント検波を用いることにより OOK 方式に比較して、高い受信感度が実現できかつ 2 倍の周波数利用効率向上が可能である。更に、光ファイバの X 偏波と Y 偏波に異なる信号を乗せて偏波多重伝送し受信側で分離する偏波多重分離技術を併用した偏波多重 QPSK により OOK 方式に比較して 4 倍の高密度化が可能となる。また、DSP により、光ファイバのひずみ特性 (波長分散・偏波モード分散) による波形ひずみを、1,000 km 以上の光ファイバ伝送時に受信端で一括して完全に取り除くことができる。約 100 km 中継間隔で配置された光増幅中継器において、従来は必要であった分散補償用光ファイバ (DCF: Dispersion Compensating Fiber) による波長分散補償が不要になり、光中継回路の経済化や、DCF によるファイバ遅延の削減等が期待できる。また、光ネットワークに

用語解説

シャノン限界 通信チャネルの信号対雑音比と信号が占有する周波数帯域幅によって決まる伝送容量の限界。ベル研究所の Claude E. Shannon が 1948 年に論文で発表した。

SystemC SystemC とは、ANSI 標準 C++ をベースとするシステム/ハードウェアレベルの設計言語であり、2005 年に IEEE1666 として標準化されている。システム LSI の上流アーキテクチャ設計が可能であり、大規模 LSI 開発の効率化を実現する。

おける高速な光信号の経路設定が非常に容易に実現でき、運用性の向上も期待される。

図2に今回、各社の要素技術を集積し試作した100 Gbit/s デジタルコヒーレント信号処理試作回路の構成を示す。

上記の利点を高信頼に実現するためには、光ファイバ伝送後の100 Gbit/s 光信号を受信後、アナログ・デジタル(A-D)変換器によりデジタル信号に変換し、低遅延でリアルタイムに信号処理するDSP(図2の太い点線の部分)を現実的な回路規模で実現する必要がある。各種アルゴリズムの確立とともに、その統合・設計検証技術の確立が重要である。また偏波多重QPSK信号を効率的に変復調するためのフロントエンド集積光デバイスを小形化する必要がある。

100 Gbit/s 級のデジタルコヒーレント技術は、信号処理アルゴリズムと同時に、上述した複合技術の集積・統合によって初めて実現可能な統合技術ということが出来る。次節以降では、本プロジェクトで確立した要素技術について詳述する。

2.1 分散推定技術

光通信システムの伝送路光ファイバ中を高速に変調された光信号が伝搬する際に、波長分散と呼ばれる効果によって受信信号波形がひずむことが問題となる。本節では、波長分散による波形ひずみの大きさを、受信光信号から高速に推定し補償するための分散推定技術について述べる。

波長分散は、光ファイバ中を進む光の速度が波長(周波数)によって異なる現象である。光信号は、複数の周波数成分を持つため、波長分散の影響により波形ひずみが生じる。従来の直接検波方式や差動検波方式では、受

光素子が二乗検波特性を示し、光領域の周波数、位相情報がなくなるため、検波後の波長分散補償は難しい。このため、検波前にDCFを用いた光学的な分散補償を行っていた。この方法は、一定の精度で波長を一括して補償可能であるが、伝送路の逆特性を持つDCFを用い、ルートごとに波長分散を事前に測定し、ルートに応じて補償量を設定・調整する必要がある。すなわち、信号を開通する前に伝送路の特性を把握する必要があり、更に、伝送路の切換時には波長分散量の再測定やDCFの交換作業が発生する課題があった。また、伝送速度が100 Gbit/s 級になると、非常に高い分散補償精度が求められる。一方、コヒーレント検波方式では、光領域における位相情報が検波後の電気信号においても保存されるため、波長分散によるひずみをデジタルフィルタによって補償することができる。波長分散は線形現象であり、線形な波形ひずみは以下に記述するようにトランスバーサルフィルタでモデル化できるため、デジタルフィルタによって非常に高い精度で波長分散を補償可能である。送信信号系列を $\{S_n\}$ 、伝搬路のインパルス応答を $\{h_0, h_1, \dots, h_L\}$ とすると、受信信号系列 $\{r_n\}$ は線形畳込み演算

$$r_n = \sum_{i=0}^L h_i S_{n-i} \quad (1)$$

によって与えられる。インパルス応答の長さ L は分散の時間広がりに対応する。波長分散は、媒質を伝搬する際に周波数に応じて光群速度が異なることによって信号の時間広がりが生じる現象であり、時間広がり Δt は以下の式で与えられる⁽¹⁾。

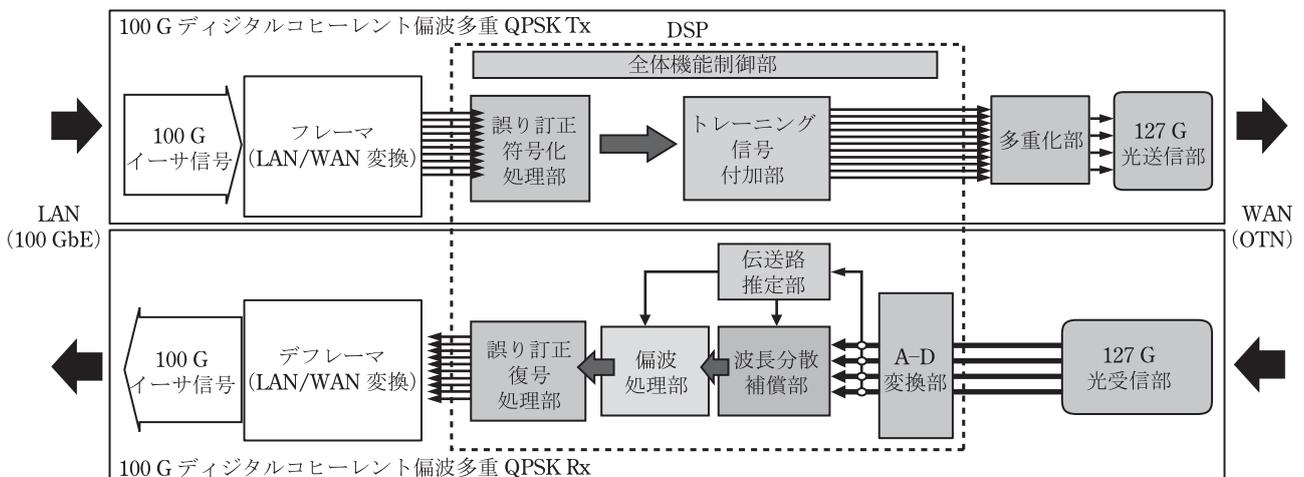


図2 100 G デジタルコヒーレント信号処理試作回路 送信側では、LAN 側からの100 G イーサネットワーク信号(100 GbE)をWAN 側のフレームフォーマット(OTN)に変換後、誤り訂正符号化処理、トレーニング信号を付加し、127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号として伝送する。受信側ではコヒーレント検波後、DSP にて伝送路の波長分散推定、波長分散補償、偏波分離・偏波モード分散補償、QPSK 信号復調、誤り訂正処理等を行い100 GbE フレームに変換する。太い点線に囲われた部分が本 DSP である。

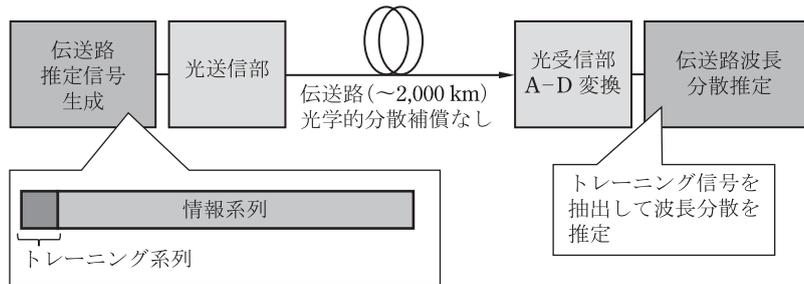


図3 トレーニング信号を用いた信号フレーム 1フレームにおいて情報シンボルの1%以下のトレーニング系列を付加する。

$$\Delta t = \frac{W\lambda_c^2 DL}{c} \quad (2)$$

ただし、 W は占有帯域幅、 λ_c は光キャリアの波長、 c は真空中の光速、 D は単位長さ当りの波長分散、 L は伝搬距離である。例えば、伝送速度 120 Gbit/s を実現するために偏波多重 QPSK 変調方式を用いるとシンボルレートは 30 GBaud であり、典型的な光ファイバで 2,000 km 伝送した場合、 $W=50$ GHz、 $\lambda_c=1,550$ nm、 $c=3 \times 10^8$ m/s、 $D=17$ ps/(nm・km)、 $L=2,000$ km のような値を取って、 $\Delta t=13.6$ ns=408.43 シンボル周期となる。このように 1 シンボル周期に比べて大きな時間広がりを持つ。波長分散の変動の主要因は温度変化であり、時間的にはほぼ一定である。波長分散は式(1)でモデル化可能なため、波長分散値を精度良く推定できれば、波長分散による波形ひずみは補償可能である。一方、光ネットワークでは故障や災害等により、運用中に経路の切り換えが必要となった場合は、50 ms という短時間で切り換えを完了させる必要がある⁽²⁾。このような短時間で切り換えを完了させるためには、運用中の信号から経路が切り換えられたことを検出し、新しい経路の波長分散を自動的に推定して、この推定値を基に半固定フィルタのタップ係数を更新する必要がある。

波長分散を常時モニタする方法としては、OOK 方式においてパイロットトーンにより送信信号を変調し、受信機側でフィルタ等によりパイロットトーンを抜き出して、その位相差を検出する方法が提案されている⁽³⁾。しかしながらこの場合、送信機にパイロットトーンを発生させる発振器が必要であり、また、受信機にはパイロットトーンを抜き出すフィルタや位相比較器などの回路が必要である。

そこで、送信側であらかじめ情報系列に既知のトレーニング系列を埋め込み、受信側で既知のシンボル信号を検出してトレーニング系列として使用できれば、伝送路の波長分散量を精度良く推定し補償することが可能となる。図3に既知のシンボル系列を用いた送信信号のフレーム構成例を示した。既知シンボルで構成されるト

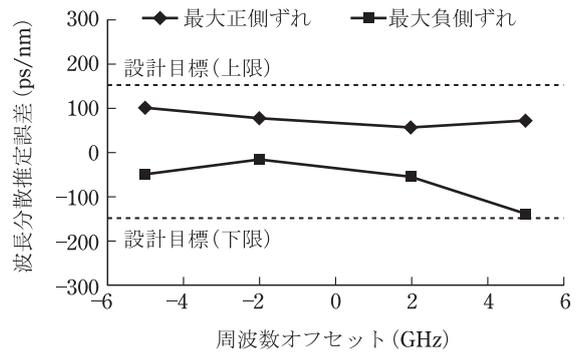


図4 127 Gbit/s 波長分散推定精度 周波数オフセット 5 GHz 以内において 40,000 ps/nm 以上の波長分散の高速推定を実現した。

レーニング系列と情報シンボルを多重化してフレームを構成している。

このようなフレーム構成を用いることにより、波長分散 40,000 ps/nm、偏波モード分散 50 ps という大きな分散量を有する光伝送路においてもトレーニング信号の位置検出やフレーム同期が可能となる。実際に本フレーム構造を持つ分散推定回路を実装し、推定性能を 127 Gbit/s において評価した。トレーニング信号は、ハードウェアの実現性や推定精度の観点から 1 フレーム当たり 1% 以下の短い系列とした。図4は波長分散推定性能を示す。受信信号光と局発光の光周波数の差（周波数オフセット）として ± 5 GHz 以内において、2,000 km 以上の単一モードファイバの累積波長分散 40,000 ps/nm を ± 200 ps/nm 以内の精度で推定可能である。トレーニング信号を用いた高速波長分散推定のアルゴリズム・回路を開発し、試作サンプルを用いた統合評価により、偏波モード分散、周波数オフセット等の様々な劣化要因がある条件において、高速・高精度に伝送路の波長分散を推定できることを確認した。

2.2 波長分散補償技術

本節で述べる波長分散補償は、ひずみ等化をデジタル信号処理で行うものである。信号処理によるひずみ補

償は、DCF などの光学的手法を用いる場合に比べて、①分散補償量をプログラマブルに変えられる、②大きな量の分散補償に必要なデバイスサイズを小形化できる、③ DCF 損の補償に伴う光雑音増加や DCF 中での非線形光学効果による波形ひずみが抑えられる等の効果がある。特に、デジタル信号処理による波長分散補償によって伝送路から DCF を除去できるため、③の効果によって長距離の伝送が可能となる。

デジタル信号処理による波長分散補償は、無線伝送における信号等化と同様に、伝送路の逆伝達関数のインパルス応答と受信信号との畳込み処理となる。畳込み処理には、有限インパルス応答 (FIR: Finite Impulse Response) フィルタが用いられる。しかし、100 Gbit/s 級の信号を光ファイバ数千 km 伝送した際には、波長分散のインパルス応答長が約 1,000 と長くなるため、ひずみ補償のための FIR フィルタ回路規模がばく大になるという問題がある。

これを解決するために、今回開発した補償回路に、周波数領域等化 (FDE: Frequency Domain Equalization) 技術を適用した。図 5 に、FDE 回路のブロック図を示す。サンプリングされた受信信号は、高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) により周波数領域信号に変換され、伝送路の逆伝達関数を乗じて等化された後、逆高速フーリエ変換 (IFFT: Inverse FFT) により時間領域信号に復元される。周波数領域への変換・逆変換が、演算効率の高い FFT と IFFT で実現でき、かつ大規模な畳込み演算が必要であった等化处理が 1 回の乗算で可能となるため、回路規模が大幅に小さくなる。ただし、FFT/IFFT を用いた FDE 処理では、FFT 処理単位であるデータフレームの端にひずみが残留する。そこで、図 5 に示すように、フレーム化の際にデータの重なりを持たせる、オーバーラップ FDE 技術を適用した。等化時のひずみはオーバーラップ部に生じるようになるため、処理の最終段でオーバーラップ部を除去することで、ひずみのない等化が可能となる⁽⁴⁾。オーバーラップデータ量は、波長分散のインパルス応答長と同程度の値を必要

とする。127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号が波長分散 20,000 ps/nm (単一モードファイバ約 1,000 km 伝送に相当) で受けるひずみを劣化なく補償するのに必要なオーバーラップ量をシミュレーションにより 1,024 に定め、オーバーラップを含む FFT フレームサイズを 4,096 とした。

FDE 技術によるひずみ補償は、フレームサイズ 4,096 の FFT を 100 Gbit/s 級スループットで動作させるため、依然ばく大な回路リソースを必要とする。更に、オーバーラップの付加によって、受信信号の約 1.3 倍のデータ量を処理する必要がある。この結果、回路の規模・消費電力増大が懸念される。そこで、回路実装に際して、規模・電力削減対策を施した。

オーバーラップ付加による処理データ増加に対しては、処理クロックを上げることで、回路の並列化を回避した。FFT フレームサイズ 4,096 はこの観点で最適化された値であり、動作可能な範囲となる約 1.3 倍の動作クロックと規模増大の小さい FFT フレームサイズ 4,096 のバランスをとっている。

また、FFT 及び IFFT 処理内部の構成を回路規模最小となるよう最適化した。図 6 に、FFT/IFFT 回路内部ブロックの構成を示す。高並列バンクメモリの活用、FFT 回路の基数や浮動小数点処理の最適化を行うことにより、通常の基数 2 の FFT を用いる回路に比べて 70% の消費電力削減が得られることを明らかにした。

更に、電力削減のためには回路の漏れ電流を抑える技術が重要となる。回路設計においては、漏れ電流と動作速度がトレードオフの関係にある複数種の論理セルが使用可能である場合が多い。そこで、回路中で伝搬遅延に対する要求の緩いセルを、低速だが漏れ電流の小さいセルに置換することにより、最大 18% の漏れ電流の削減を得られる見通しを得た。

以上の規模・電力削減対策を施した大規模 FDE 回路を試作し、127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号のリアルタイムデジタル信号処理波長分散補償の実験評価を行った。単一モードファイバとエルビウム添加光ファイバ増

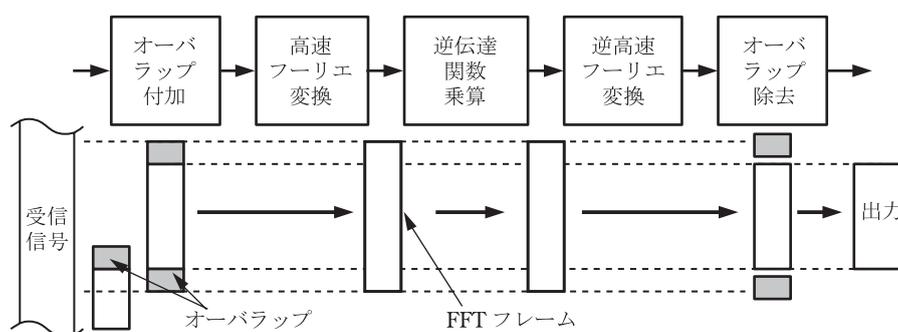


図 5 周波数領域等化 (FDE) によるひずみ補償回路の構成 受信信号がオーバーラップを含むフレームに分割され、周波数領域信号に変換された後、等化が行われる

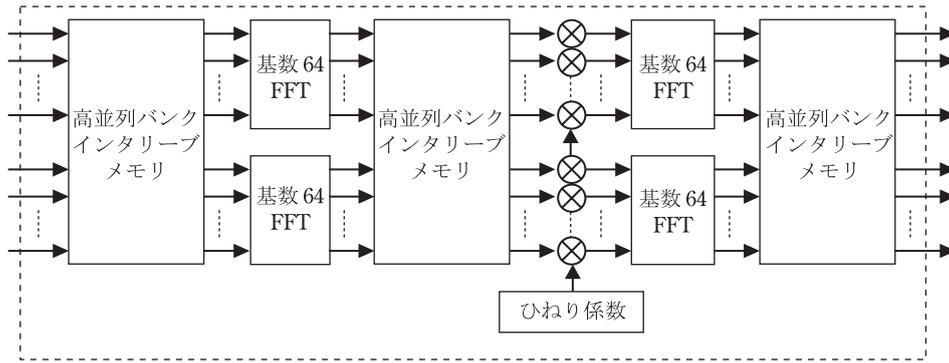


図6 大規模 FFT/IFFT 回路内部ブロックの構成 基数 64 の FFT と高並列バンクメモリを最適配置することにより回路規模を抑えた。

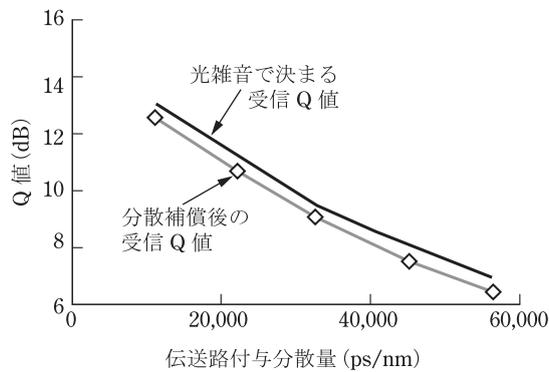


図7 127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号の波長分散補償性能の実験評価結果 各分散値において、補償後の Q 値 (◇) が光雑音で決まる受信性能 (黒線) からの劣化の少ない値となっている。

幅器 (EDFA) を用いて最大 56,200 ps/nm の分散を付与する系を構築し、評価を行った⁽⁵⁾。図7に、伝送路波長分散量に対する受信測定 Q 値 (ビット誤り率に相当) を示す。図中に、各波長分散で蓄積した光雑音だけが起きた場合での Q 値の測定結果を合わせて示す。二つの結果の差が、ひずみ補償の際に生じる過剰劣化となる。測定の結果、分散 56,200 ps/nm における過剰劣化は僅か 0.55 dB と、補償に伴う劣化が非常に小さく抑えられた。

波長分散補償処理の安定性を評価するため、分散 56,200 ps/nm を付与したシステムにおいて、Q 値の 2 時間連続測定を行った。図8に示すように非常に安定な特性が得られ、本 FDE 回路の有効性が確認された。

2.3 偏波処理技術

光ファイバ中の偏波状態は 10 kHz 以上の速度で変動を生じる場合があるため、高速偏波変動に追従しつつ垂直偏波・水平偏波の信号成分に分離する高速偏波制御技術が必要となる。また、偏波モード分散 (PMD: Polarization Mode Dispersion) に起因する波形ひずみも偏波変動の影響により高速な時間変動を生じ、PMD 補償も

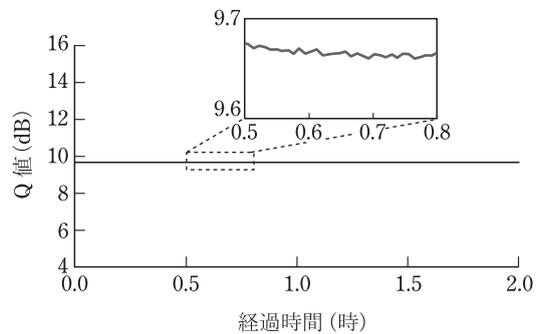


図8 127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号の 56,200 ps/nm 補償後の長時間 Q 値特性 FDE 技術による波長分散回路により、安定な受信が実現されている。

偏波処理技術の重要な課題である。図9に偏波処理部の基本構成を示す。偏波処理部は、上記の偏波分離・PMD 補償を行う適応等化のほかにもサンプリング位相同期制御、周波数オフセット補正、キャリア位相推定などの機能ブロックから構成される。

サンプリング位相同期は、データパルスの中心部で A-D 変換器 (ADC) によりデータを標本化するための仕組みである。標本化定理に基づき、A-D 変換器は、シンボルレートの 2 倍以上の速度でサンプリングすれば、受信信号と非同期にサンプリングされても、正しい信号の復調が原理的には可能となる。しかし、非同期サンプリングでは、サンプリング周波数並びに位相のずれをデジタル的に補正し、データパルスの中心部の電界振幅を推定する回路が必要となる。また、適応等化器の構成も大きくする必要があるので偏波追従特性を劣化させる懸念がある。筆者らは、基幹伝送網に必要な出力データ並びにクロック品位の規格を満足させる観点も踏まえ、A-D 変換器の標本化のタイミング (周波数並びに位相) をデータパルスの中央に同期させるために、A-D 変換器のサンプリングクロックを偏波処理部からフィードバック制御を行う、同期サンプリング方式を採用した。平均的な周波数ずれや比較的ゆっくりとした位

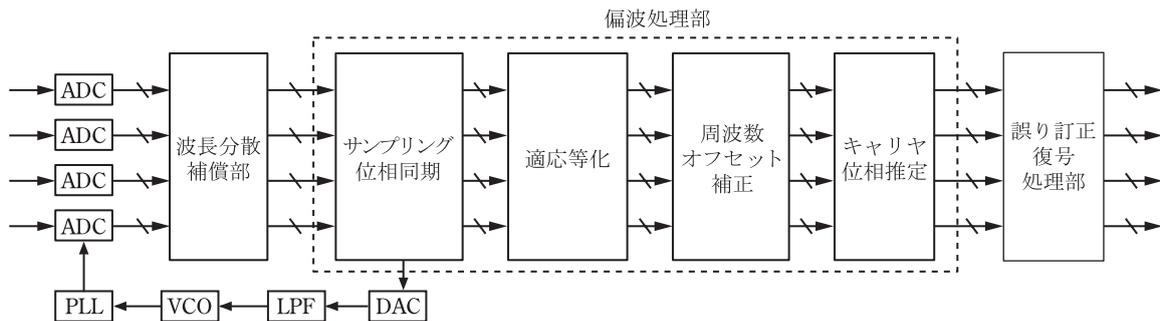


図9 偏波処理部の基本構成 波長分散補償部から入力された信号に対してサンプリング位相同期，適応等化（偏波分離を含む），周波数オフセット補正，キャリア位相推定を行った後，誤り訂正復号処理部に出力する。

相変動は外付けの D-A 変換器 (DAC)・VCO (Voltage Controlled Oscillator) を介して A-D 変換器のサンプリングクロックにフィードバックを行う構成を採用している。また、より高速な位相変動成分は、デジタル回路内部での処理によって吸収している。

適応等化は、複数の線形フィルタで構成され、そのフィルタのパラメータを光ファイバ中の信号光の偏光変動よりも十分高速かつ適応的に更新することで、高速な時間変化を伴う偏波変動や PMD 波形ひずみに対して安定な受信状態を実現する。適応等化器のパラメータ更新方法としては、送信部でトレーニング信号を一定の時間間隔で挿入し、受信したトレーニング信号の誤差を最小化する手法や、トレーニング信号に依存しないブライント等化の手法などが提案されている。筆者らは、2.1 で述べた高速分散推定技術に基づく伝送路切換性能を最大限に発揮できるように、ブライント等化方式を採用した。ブライント等化方式は、伝送路切換時にも適応等化器のトレーニング信号に対する同期を待つことなく、高速な引込を可能とする。ブライント等化では、フィルタの収束単一性（例えば同一の偏波信号を 2 重に出力する状態に収束してしまう、同値収束など）が一般的に問題となる。筆者らは、適応等化器のパラメータを一旦収束させた状態から、新たな初期値を生成・設定して再度収束される方法を採用することで、同値収束の問題を回避している。

周波数オフセット補正としては、ローカル光源の発振周波数を微調整するアナログ式と、デジタル信号処理回路内で周波数誤差に相当する位相回転速度でコンスタレーション（データ信号点を複素平面上に表現した図）を逆回転させるデジタル式が考えられる。今回はローカル光源の波長制御性の要求を緩和できるデジタル式を採用した。周波数オフセット量の算出は、まず、受信信号と 1 シンボル遅延した信号の複素共役との積を取ることで、1 シンボル時間での位相変化に関する情報の抽出と、シンボル時間に対してゆっくり変化する位相変動成分の除去を行う。次いで、シンボル位相項

(QPSK 変調方式の場合は、 $n\pi/4$ ($n=1, 2, 3, 4$)) の除去のために、1 シンボル時間前のレーザの位相雑音量と周波数誤差推定値を用いて、シンボル位相値の仮判定を行い、シンボル位相項を除去する⁽⁶⁾。PADE (Pre-decision based Angle Differential frequency offset Estimator) と呼ぶ本方式は、従来知られていた四乗演算をベースにする方式と比較して、ほぼ同等の回路規模ながら最大推定範囲を $\pm\pi/4$ rad/symbol から $\pm\pi$ rad/symbol へと 4 倍に拡大することで、送信並びにローカル光源に対する周波数精度の仕様を緩和することが可能になっている。

搬送波位相推定は、光増幅器から生じる自然放出光 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) 雑音やレーザ位相雑音を除去し、正しい搬送波位相を抽出する機能である。デジタルループフィルタにより雑音の影響を除去するフィードバック型と、位相検出器で検出された推定位相差を連続する数符号にわたって平均化することで雑音の影響を除去するフィードフォワード型が考えられる。今回は、雑音の除去性能、周波数オフセットによる特性劣化、回路規模と並列処理化への親和性を考慮して、フィードフォワード型を採用している。具体的な搬送波位相推定回路としては、受信電界信号を四乗することにより変調データを除去し、位相誤差を推定する四乗法を用いているが、この方法は周波数オフセット補正と同様に位相推定範囲が $\pm\pi/4$ に限定されてしまい、これを越えた位相変化を生じると位相スリップを引き起こす。そこで、四乗法の位相推定範囲の境界での位相変化を検出する回路を付加し、位相推定範囲を $\pm\pi$ に拡大する手法を採用した。

以上の構成に基づく偏波処理回路を試作し、127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号のリアルタイム偏波処理特性を評価した。図 10 に PMD 補償性能を示す。

一次 PMD (DGD: Differential Group Delay) 50 ps, 二次 PMD (SOPMD: Second Order PMD) 1,000 ps² を付加し、50 kHz の高速偏波変動下においても Q ペナルティが 0.4 dB 以下となることを確認した。これは、回

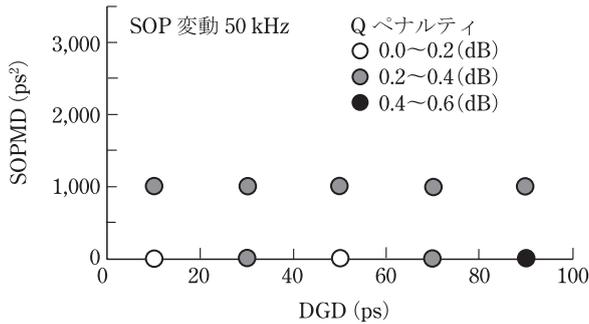


図10 PMD 補償性能の評価結果 50 kHz の偏波 (SOP: State of Polarization) 変動下で、一次 PMD (DGD) と二次 PMD (SOPMD) の影響を Q 値劣化 (Q ペナルティ) として評価した。

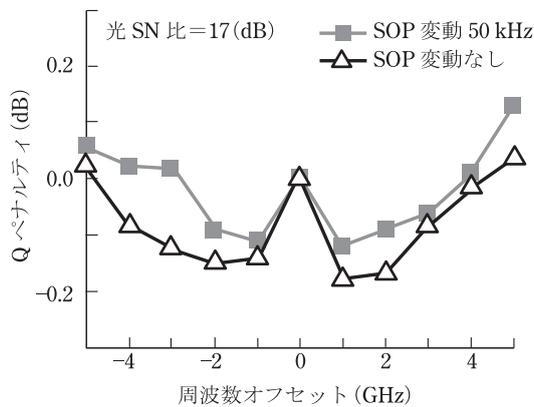


図11 周波数オフセット耐力の評価結果 偏波 (SOP) 変動耐力の有無によらず、OIF 標準の光源を適用した場合の最大周波数オフセット ± 5.0 GHz での耐力が確認された。

路設計時のシミュレーション結果とほぼ同等の値である。また、図 11 には、周波数オフセット耐力の評価結果を示す。PADE 法の採用により、OIF (Optical Internetworking Forum) で標準化された波長可変レーザアセンブリ (ITLA: Integrable Tunable Laser Assembly) の周波数安定度である ± 2.5 GHz (送信側光源, 受信側ローカル光源双方の安定度を考慮すると、最大周波数オフセット量は ± 5 GHz となる) に対して十分安定な特性を得た。以上の評価結果により、今回の偏波処理部の設計妥当性が確認できた。

2.4 誤り訂正技術

分散補償、偏波分離及び PMD 補償された信号に含まれる多数のビット誤りを訂正する新しい誤り訂正 (FEC: Forward Error Correction) 技術を開発した。

誤り訂正能力を高めるために、受信信号を複数のしきい値で識別し、より確からしい 1 (あるいは 0) か、不確かな 1 (あるいは 0) かを表すゆう度情報を得る軟判定方式を採用した。図 12 は QPSK 信号を 3 ビットのしきい値で識別する軟判定を表す模式図である。受信信号が信号と信号の中間の硬判定しきい値から遠いほど、そ

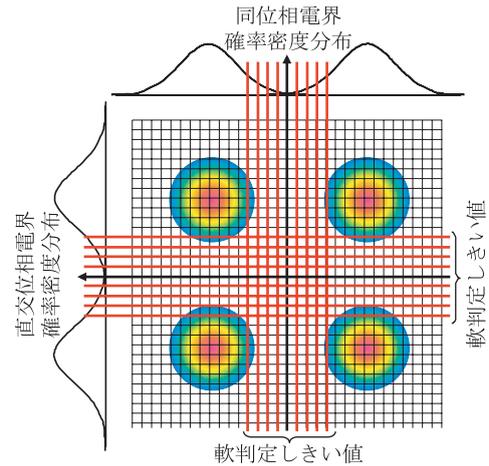


図12 QPSK 信号の軟判定 受信信号が信号と信号の中間の硬判定しきい値から遠いほど、それが確からしいとして高いゆう度を与える。

れが確からしいとして高いゆう度を与える。ゆう度情報を用いることで、FEC の誤り訂正能力が $\pi/2$ 向上することが知られている。これは理想的な硬判定と軟判定それぞれの比較の場合であり、理想的でない実際に回路実装された FEC では、その差は更に大きくなる。

軟判定によってシャノン限界^(用語)に近い性能を出せる可能性のある符号の一つが低密度パリティ検査 (LDPC: Low-Density Parity Check) 符号である。1960 年、当時 MIT の学生であった Robert G. Gallager (現 MIT 名誉教授) が、シャノン限界に近い性能を出せる有望な FEC として自身の博士論文で発表した。LDPC 符号はその後長らく忘れ去られていたが、1990 年代になって Mackey らが再発見したことで一躍脚光を浴び、研究が活発化した。

図 13 に LDPC 符号のパリティ検査行列の一例を示す。0 に比べて 1 がまばらに存在するため低密度と呼ばれる。行は各検査式、列は各ビットに対応する。検査行列の行内、列内の 1 の重み (1 の個数) が一樣であればレギュラー LDPC 符号、一樣でなければイレギュラー LDPC 符号と呼ぶ。点線で囲んだ行を例にとると、2, 5, 11, 12 列の符号ビット c_2, c_5, c_{11}, c_{12} の加算とする検査式の和が 0 になるように、LDPC 符号の符号化が定められている。どのような情報データにこの検査行列を乗じてもエラーがなければ 0 になり、逆にエラーが発生すれば、0 にならない箇所からエラー位置が分かるようになる。

LDPC 符号には、訂正前のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) に対して訂正後の BER が急激に改善せずに裾を引くエラーフロアの問題がある。基幹系の光通信の多くは 1×10^{-15} の BER までエラーフロアが発生しないことを要求条件とする。このためには、符号長を長くするか、冗長度を大きくする必要はあるが、いずれも回

路規模の増大を招いてしまう。

回路規模を増大させずにエラーフロア問題を解決する三重接続符号を考案した⁽⁷⁾。図14に、そのフレーム構造を、図15に回路ブロックを示す。内符号として冗長度13%のLDPC符号を、外符号としてブロック符号Aとブロック符号Bからなる冗長度7%の接続符号を用いる。三つの符号を接続させることから三重接続符号と名

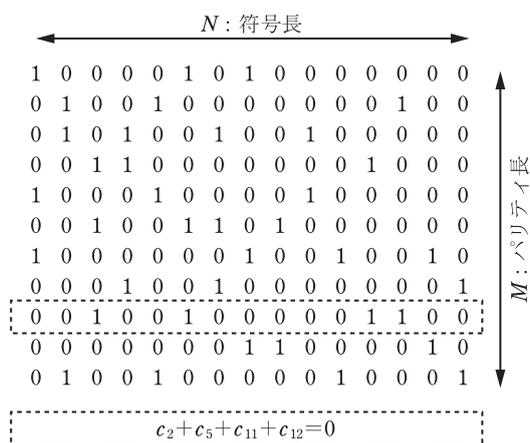


図13 LDPC符号のパリティ検査行列の例 0に比べて1がまばらに存在するため低密度と呼ばれる。行は各検査式、列は各ビットに対応する。

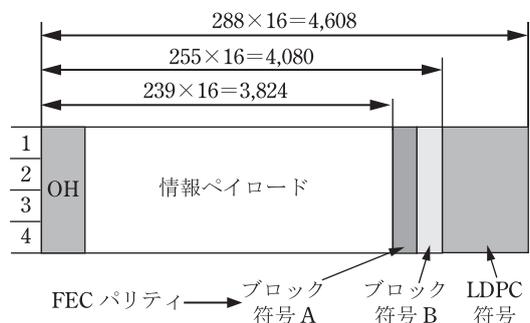


図14 三重接続符号のフレーム構造 内符号として冗長度13%のLDPC符号を、外符号としてブロック符号Aとブロック符号Bからなる冗長度7%の接続符号を用いる。

付けた。全体の冗長度は20.5%である。訂正動作を図16に模式的に示す。内符号であるLDPC符号は訂正後BERの悪い領域で性能を発揮するよう設計する。回路規模と冗長度をできるだけ小さく抑える代償としてエラーフロアが発生する。これを外符号の硬判定ブロック符号が除去する。LDPC符号は軟判定のゆわ度情報生成回路とともにデジタルコヒーレントDSPに実装する。一方、硬判定ブロック符号は、光通信システムに必ず用いられるフレームLSIに実装されている冗長度7%のものをそのまま使う。三つの符号それぞれでビットの並び替え(インタリーブ)を施すことで、バースト誤りが発生してもそれをランダム化し、訂正能力の向上とバーストエラー耐力の向上を図っている。表1に開発した三重

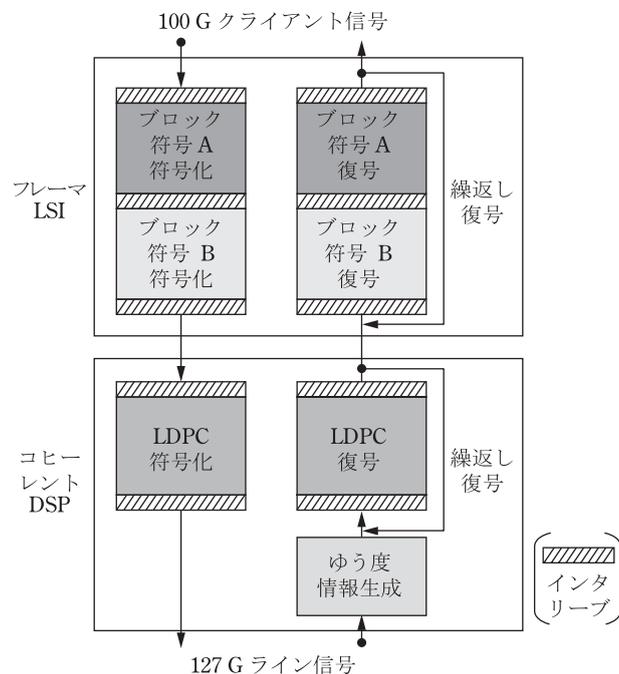


図15 三重接続誤り訂正符号化と復号化の回路構成 三つの符号それぞれでインタリーブを施すことで、バースト誤りが発生してもそれをランダム化し、訂正能力の向上とバーストエラー耐力の向上を図る。

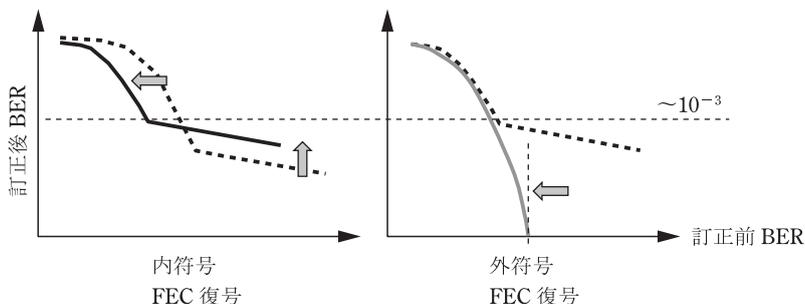


図16 三重接続符号によるエラーフロアの除去 LDPC符号は訂正後BERの悪い領域で性能を発揮するよう設計し、代償として発生したエラーフロアを外符号の硬判定ブロック符号で除去する。

表 1 三重接続誤り訂正符号の諸元

内符号	イレギュラー QC-LDPC (4,608, 4,080)
外符号	ITU-T G. 975.1 接続符号
復号アルゴリズム	可変オフセット Belief Propagation
繰返し復号回数	16
冗長度	20.5% (13% LDPC + 7% 接続符号)
ネット符号化利得	10.8 dB @ 10^{-15}
Q リミット	6.4 dB

接続符号の諸元を示す。

外符号として ITU-T G. 975.1 の符号を用いた場合、ネット符号化利得として 10.8 dB が得られる。提案した LDPC 符号は、実際にデジタルコヒーレント DSP に実装し、理論どおりの誤り訂正能力を発揮することを確認した。

2.5 デジタルコヒーレント用 DSP の開発

本節では、2.1～2.4 までで述べたそれぞれの機能を回路ブロックとして実現し、1 チップに統合して検証する際のプラットフォームとしての DSP-ASIC について述べる。通常 DSP という柔軟なソフトウェア処理との連携をメインとして、プログラマブルな処理を可能とする場合が多いが、ここで述べる DSP はある特定のコヒーレント光変調・復調を可能とするハードウェア ASIC (Application Specific Integrated Circuit) のことであり、正確には Modem-ASIC であるが、光通信業界では通常 DSP と呼ばれているので、本稿でもこの用語を用いることとする。

図 2 の太い点線の部分に DSP-ASIC のブロック構成を示す。左側から 7% の FEC 冗長度を含む OTN (Optical Transport Network) フレーム 100G 信号 (OTU4: Optical Transport Unit-4, 111.81 Gbit/s) が入力され、OTU4 信号は 2.4 に記載の LDPC 誤り訂正符号化ブロックによって信号処理され、このときに、7% 冗長度を保った上に 13% の FEC 冗長度が付加される。該信号は 2.1 に記載の伝送路推定機能の一部であるトレーニングシーケンス付加ブロックによって、更に 0.7% のトレーニングシーケンス信号が付加される。最終的に ITU-T G. 709 で定義されている OTU4V (Functionally Standardized OTU4) という信号列となり、更にこれらを XY 偏波それぞれにおける IQ 信号として 4 並列に伝送するために、ITU-T G. 709 に記載の OTL4V.4 という信号列に変換される。DSP-ASIC の送信側のアウトプットは 20 レーンの SFI-S (Scalable Serdes Framer Interface) であり (各レーンは 6.35 Gbit/s)、外付けの 20:4MUX-IC と接続される。MUX-IC の 4 レーン出力はそれぞれドライバ IC と接続され、最後に偏波多重の QPSK 変調器 (後述の 3.2 参照) によって光位相変調が

施される。光ファイバを伝搬し、WAN 側から受信機に入力される信号は、光ハイブリッドフロントエンドモジュール (後述の 3.1 参照) においてコヒーレントパランス受信・OE 変換された後、アナログ電気信号が DSP-ASIC 内蔵の A-D 変換器に入力される。デジタル信号に変換された波形情報が A-D 変換器から出力されると、まず 2.1 に記述の伝送路推定部においてトレーニングシーケンスが検知され、該信号を用いてごく短時間に伝送路の波長分散を推定する。推定された波長分散値は 2.2 に記述の波長分散補償部への設定値となり、波形が受けた波長分散劣化分がデジタル段で補償される。分散補償された波形情報は次段の 2.3 に記述の偏波処理部に入力される。偏波処理部には 2.3 に示されているように、サンプリング同期、偏波分離、偏波モード分散補償、周波数オフセット補償、キャリア位相リカバリが内蔵されている。伝送路推定回路は波長分散のみならず、周波数オフセットの初期値を測定し、その値を適応等化器ブロックに入力する。この設定により周波数オフセットに関するフィルタ係数の素早い収束を可能としている。偏波処理部にて QPSK に近い状態の波形情報に変換された信号は 2.4 に記載の軟判定/LDPC デコーダ (誤り訂正復号) ブロックに入力される。多値ビットで表現されている波形情報を基に軟判定処理が行われ、ゆ一度情報に基づいて LDPC デコーダが誤りビット位置を検出して、誤りビットを反転 (訂正) させる。なお、FEC チェックバイトの位置情報や誤りビットの位置を特定するためにはフレーム同期処理が必要であるが、本 DSP-ASIC では先に述べたように OTU4V を 4 並列に伝送する OTL4V.4 信号に基づく、各レーンごとのフレーム同期処理が行われている。

図 2 に示されている各機能ブロックは、各社で設計されたものであるが、本 DSP-ASIC の機能分担を決定する際には、下記の幾つかの項目に留意した。

- ① 各社が各機能ブロックになるべく閉じた形で、開発できるような機能ブロック定義を行った。すなわち各機能ブロック間にはなるべく機能的に疎結合とし、責任分解点を明確にした。
- ② 機能ブロック間のインタアクションが必要な場合や、機能ブロック間の主信号結合それ自体、本プロジェクトの幹事会社の NTT が取り持つこととした。前述の伝送路推定と固定等化器、適応等化器の機能的結合などがその例である。
- ③ 各機能ブロック間には RAM を設けて信号をモニタできるようにし、どこの機能ブロックで不具合を生じているか明確に切り分けできるようにした。

本 DSP-ASIC の開発フローを図 17 に示す。本開発では 4 段階での統合結合検証を行っている。まず各社が

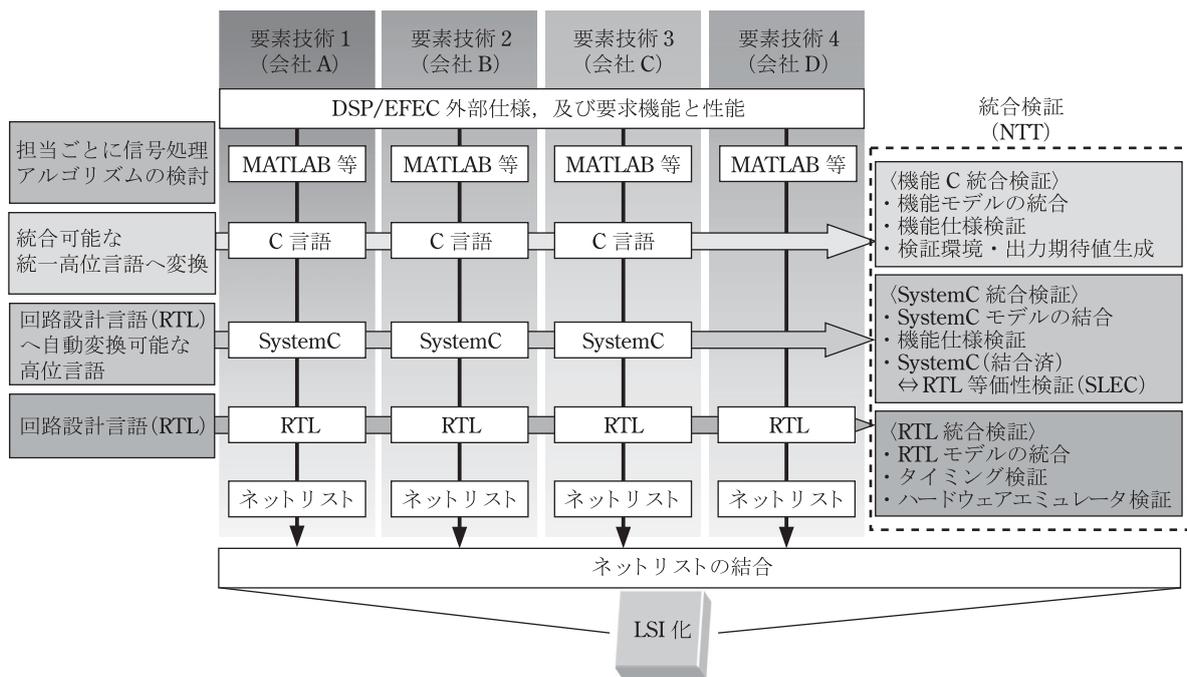
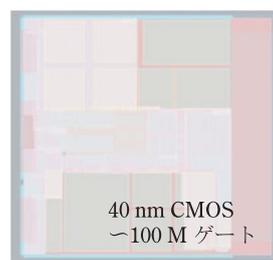


図 17 DSP-ASIC の開発フロー 4 レイヤにわたる統合検証が行われた。本フローでは、SystemC から RTL への高位言語自動生成ツールが部分的に用いられた。

MATLAB などをベースに各 DSP アルゴリズムを検証し、それをベースに C/C++ を用いてアルゴリズムを記述 (コード化) する。各社から提出されたコードは統合され、この統合 C/C++ コードは「機能モデル」と呼ばれ、このシミュレーション伝送パフォーマンスが後々のベンチマークとなる。伝送特性が所望の特性であることが確認できた後、各社は SystemC^(用語) に基づいて各アルゴリズムを再記述する。ここで SystemC での記述にはビット幅の精度、クロックの概念などが入り、回路設計に近い状態でのモデル記述となるが、C/C++ 機能モデルとの等価性が重要なファクタとなる。同じく各 SystemC コードは統合され、この統合 SystemC コードは「性能モデル」と呼ばれ、シミュレーションにより特性が確認できると、高位言語自動生成ツールによって RTL (Register Transfer Level) が自動生成される。中には自動合成を用いない機能ブロックがあるが、この場合は RTL からの統合化となる。統合 RTL コードは大規模ハードウェアエミュレータにより特性検証が行われ、機能モデルとの伝送特性の差分が 0.15 dB 以内に収まるまで、フィードバックを繰り返した。最後に RTL からネットリストを合成し、統合ネットリストでの統合検証が行われ、問題なければ ASIC 上に焼き込まれていく、というフローを採用した。

本 ASIC は 40 nmCMOS プロセスを用い、回路規模は全体でほぼ 100 M ゲートとなった (図 18)。パッケージサイズは 37.7 mm×37.5 mm、ピン数は 1,288 である。回路規模などはスーパーコンピュータ用の LSI とは



(a)



(b)

図 18 DSP-ASIC のチップ外観 (a) と DSP-ASIC と光受信フロントエンドとの結合 (b) 40 nmCMOS 技術を採用。およそ 100 M ゲートという回路規模になった。

ほぼ同等であるが、スパコン用 LSI はほぼ同じ回路 (core) の複製で構成されるのに対し、本 DSP-ASIC はほぼ全てが新規設計である。

本 DSP-ASIC の基本的な DSP ロジック機能は一回の試作で完動し、後述するように各伝送実験において、所望の性能を実現した (表 2)。

消費電力については、最初に試作した “proof of concept” DSP-ASIC では、動作と特性に主眼が置かれた

表2 DSP-ASICの主要パラメータ

項目		備考
変調方式	100 Gbit/s 偏波多重 QPSK	
ビットレート	127.156 Gbit/s	OTL4V.4
サンプルレート	2.0 Sample	1 シンボル当り
インタフェース (line)	20 レーン SFI-S	送信
	4 レーンアナログ	受信
インタフェース (client)	10 レーン SFI-S または OTL4.10	切換可能
パッケージ	37.5 mm 角	
半導体プロセス	40 nmCMOS	
消費電力	45 W (代表値)	通常環境における測定値

ため、電力の最適化は行われず、結果全体で 70 W 以上となった。次に行った試作では DSP-ASIC 動作が確認できたので、低消費電力化に注力した。責任分解点特定用の RAM や、各所に配備されたモニタ回路などの不要回路を取り除き、低電力化を図った。また異なるしきい値のトランジスタセル最適配置、自動合成ツールでの省電力化を可能とする SystemC の記述方法など、各社の持つノウハウも駆使した結果、約 45 W (代表値) を実現した。

3. デジタルコヒーレント 光通信デバイス技術

本章ではデジタルコヒーレント光通信の光デバイス技術として、100 Gbit/s 偏波多重 QPSK 光受信フロントエンド技術と集積化光変調デバイス技術について述べる。

3.1 光受信フロントエンド技術

光受信フロントエンドは入力信号光の偏波を直交する二つの成分に分離する光偏波分離回路、局発光を分岐する光分岐回路、及び 90° 光ハイブリッドからなる光信号処理部と、復調された光信号を電流信号に変換するフォトダイオード (PD: Photodiode) 及び入力光電流を後段の A-D 変換器に必要な電圧振幅まで増幅するトランスインピーダンス増幅器 (TIA: Transimpedance Amplifier) からなる電気信号処理部で構成される。各々の機能ブロックを実現するためのデバイス技術には様々なものが存在し、これらの機能の幾つかを Si や InP など単一の基板上で集積化するという試みが報告されているが、コヒーレント受信に必要な特性については OIF (Optical Internetworking Forum) で標準化が進んでおり、高性能な光電気特性と小形形状が要求される。このことから、光信号処理部と電気信号処理部の最適化設計と小形集積実装技術により、光受信フロントエンドを実現した。光信号処理部には、集積性・安定性・信頼性に

優れる石英系平面光波回路技術 (PLC: Planar Light-wave Circuit) を採用し、PLC 上に偏波分離回路と 90° ハイブリッド回路を集積した DPOH (Dual Polarization Optical Hybrid) により、高い偏波消光比、低位相誤差を実現した⁽⁸⁾。PD には n 形の電界制御層と i 形のワイドギャップ電子走行層を導入した複合電界型 MIC-PD (Maximum Induced Current Photodiode) を適用し、高い局発光入力と低バイアス条件下での広帯域性を確保した⁽⁹⁾。TIA には高速性と高耐圧特性を兼ね備えた高信頼 InP HBT (Indium Phosphide Hetero-junction Bipolar Transistor) 技術を採用して広いダイナミックレンジを有する TIA を実現した⁽¹⁰⁾。光受信モジュール構造としては、図 19 に示すように PD アレーと TIA アレーを局所封止構造パッケージに実装し、バルクレンズを用いて PLC と PD アレー間の光結合を確保する構造を採用した。モジュールサイズは OIF 準拠の 27×48×8 mm³ である。

光受信フロントエンドの受光感度は、信号光入力ポートで 0.093 A/W、局発光入力ポートで 0.054 A/W、位相誤差は C バンド (1,530~1,565 nm) 全域で 1° 以下であった。また、偏波消光比としては使用温度条件下で 30 dB 以上を確認した。更に、同相除去比を評価した結果、25 GHz までの周波数範囲で 25 dB 以上の良好な特性を確認した。図 20 に 127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号を用いた受信特性を示す。局発光強度を +13.5 dBm に設定し、受信フロントエンドの出力をデジタルオシロスコープでサンプリングした後に、復調アルゴリズムを用いてビット誤り率をオフライン計算した。局発光強度一定の条件下で -20 dBm から 0 dBm までの広い光信号入力範囲で Q 値変動が ±0.5 dB 以下の良好な平坦性が確保できていることが分かる⁽¹⁰⁾。

3.2 集積化光変調デバイス技術

偏波多重 QPSK 変調信号を用いたコヒーレント用送信フロントエンド光デバイスとしては、光偏波に対応した二つの QPSK 変調器と各々の変調光を合成する偏波

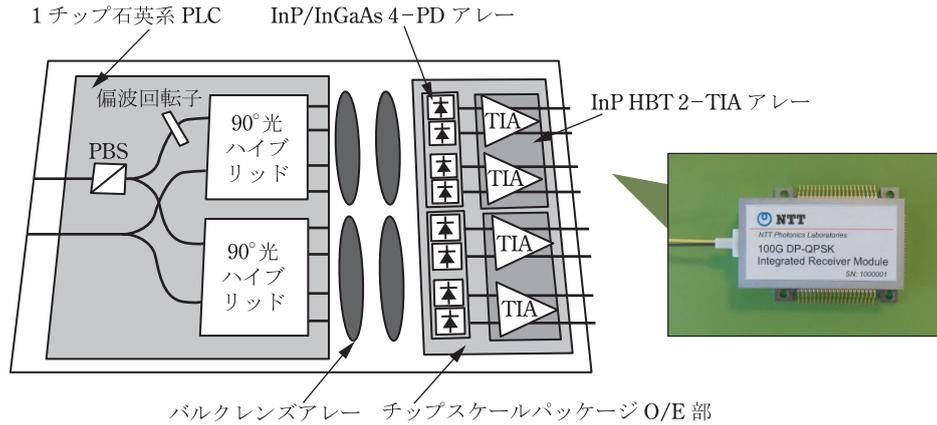


図 19 光受信フロントエンドモジュール 光信号処理部には1チップ石英系 PLC, PD には InP/InGaAs, TIA には InP HBT を用い, PD と TIA を局所封止構造パッケージに実装してバルクレンズアレイにより光結合を確保する構造を採用した。

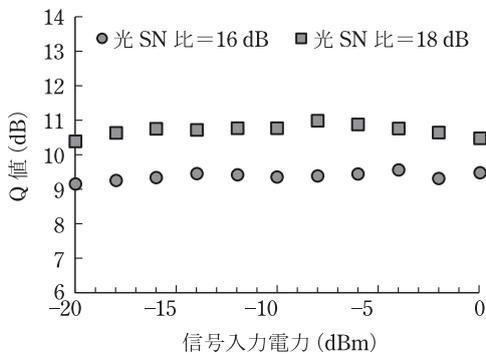


図 20 127 Gbit/s 偏波多重 QPSK 信号による Q 値特性 局発光強度一定の条件で-20 dBm から 0 dBm までの広い光信号入力範囲で Q 値変動 ± 0.5 dB 以下の良好な平坦性を確認。

合成器が集積化された光変調器が必要とされる。このような高機能な多値高速変調器を実現するためには、高性能なパッシブ光回路と高速な変調機能を両立することが必要である。そこで、パッシブ光回路部には様々な光機能素子が実現できる PLC を用い、高速な位相変調器部には、低損失で高速変調可能な LN (Lithium Niobate) を用い、これらをハイブリッド集積する技術を提案・開発した。ここでは両者の特徴を生かすために、複雑な回路は全て PLC に集約し、LN は直線の位相変調器アレイのみを用いて、両者を端面で接続している。

図 21 に石英-LN 集積技術で構成した偏波多重 QPSK 変調器の構造を示す。左側から垂直方向の偏光で入力した光は図の上下に分岐され、各々 QPSK 変調器で変調される。そして上側の光は偏波回転器 (半波長板) により偏波が水平方向に回転され、偏波ビームコンバイナ (PBC: Polarization Beam Combiner) によって合波され右側に出し、光ファイバで伝送される。ここで、PBC については、1,500 nm から 1,600 nm にかけて損失 1 dB 以下、偏波消光比 28 dB という高性能なもの

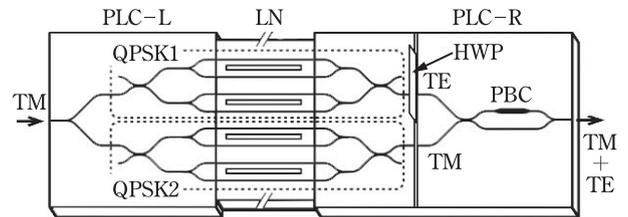


図 21 石英-LN 集積技術による 100 Gbit/s 偏波多重 QPSK 変調器の構造 偏波多重 QPSK 変調器に必要な回路要素、光スプリッタ、コンバイナ、半波長板 (HWP: Half Wavelength Plate) を用いた偏波変換器、偏波ビームコンバイナ (PBC) が全て集積されている。

が PLC で作製可能である⁽⁸⁾。PLC で構成した PBC 部は空間光学系によるバルク部品の組合せと比較して、信頼性が高く低コストで量産性に優れるという特徴がある。

実際に作製したモジュールの写真を図 22(a) に示す。サイズは、長さ 118 mm × 幅 13.5 mm × 高さ 7 mm であり、両側の光ファイバブーツも含めた長さは 132 mm である。また光挿入損は、光波長 1,550 nm において偏波分離原理損 3 dB 込みで 8.5 dB、小信号周波数帯域は 27 GHz 以上と良好な特性が得られている。また 32 Gbit/s、 $2^{31}-1$ の NRZ (None Return Zero) 信号で駆動したときの駆動電圧は 7 V 以下である。図 22(b) に 6 V で駆動したときのアイパターンを示す。このように良好なアイ開口が得られている。

この 100 Gbit/s 偏波多重 QPSK 変調器については、OIF によりサイズ、特性等が標準化されているが、この変調器はその仕様を満たしている。更に、この変調器は信頼性の規格であるテルコディア規格 GR-0468 を満たしている⁽¹¹⁾。

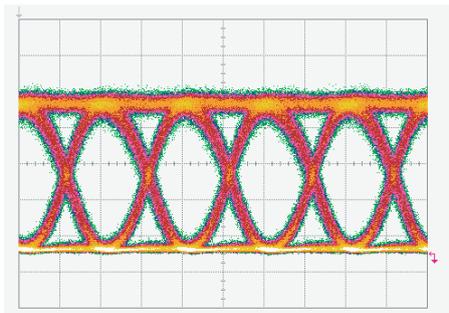
4. 100 Gbit/s デジタルコヒーレント 光通信技術のコンセプト実証

本章では、本研究開発で試作したデジタルコヒーレント信号処理用 DSP、光送受信デバイスを組み込んだ、127 Gbit/s 偏波多重 QPSK プロトタイプを用い、三つのフィールド環境下で実施した提案技術の評価結果を述べる。

まず、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) 長距離伝送特性を評価するため、敷設ファイバを用いた検証系を構築し、80 波 50 GHz 間隔 WDM リアルタイム伝送を実施した⁽¹²⁾。図 23 に検証系



(a) 変調器モジュール写真



(b) アイパターン

図 22 (a) 100 Gbit/s 偏波多重 QPSK 変調器モジュールと (b) 動作波形 32 Gbit/s, $2^{31}-1$ の NRZ (None Return Zero) 信号で駆動したときのアイパターン。このように良好なアイ開口が得られている。

を示す。伝送路は 70.4 km のフィールド敷設分散シフトファイバ (DSF: Dispersion Shifted Fiber) 6 スパンで構成し、スパン損は 22~25 dB とした。WDM 信号は 1 波のリアルタイム信号と 79 波のダミー信号から構成されており、伝送レートは 127.156 Gbit/s、変調方式は偏波多重 QPSK である。図 24(a) に、6 スパン伝送後における誤り訂正前の Q 値と、信号スペクトルを示す。リアルタイム信号の波長 (図中の黒丸) は 1,586.623 nm であり、その他のチャンネル (図中白丸) はダミー信号である。リアルタイム信号の Q 値は 9.6 dB であり、2.4 の三重接続誤り訂正符号の訂正限界である 6.4 dB に対して 3.2 dB のマージンを持って安定なエラーフリー伝送を確認した。

同様の系を用いて信号の経路切替時における復旧時間の評価を実施した。光スイッチを用いて 2 スパンの系 (波長分散 350 ps/nm) から 6 スパンの系 (波長分散 1,097 ps/nm) への切替を行い、信号の復旧時間を測定した。図 24(b) に評価結果を示す。2.1 の高速分散推定機能により経路切替に伴う波長分散の再推定をした後、適応フィルタの再収束が行われ、信号光の復旧から 12 ms で信号が復旧することを確認した。

次に、WDM 伝送時の高 PMD フィールド環境における高速偏波変動に対する 2.3 の偏波処理機能を評価した⁽¹³⁾。伝送路は 96.8 km の DSF フィールド敷設光ファイバを用いた 6 スパンから構成し、光増幅には EDFA と後方励起分布ラマン増幅を適用した。スパン損は 28~30 dB、系全体の PMD (DGD: Differential Group Delay の平均値) は 35.5 ps とした。WDM 信号は 1 波のリアルタイム信号と 10 波のダミー信号から構成し、波長間隔は 50 GHz である。図 25 に、異なる DGD 値における偏波変動速度と Q 値の関係を示す。

送受信機対向 (B to B) と伝送後での偏波変動耐力の

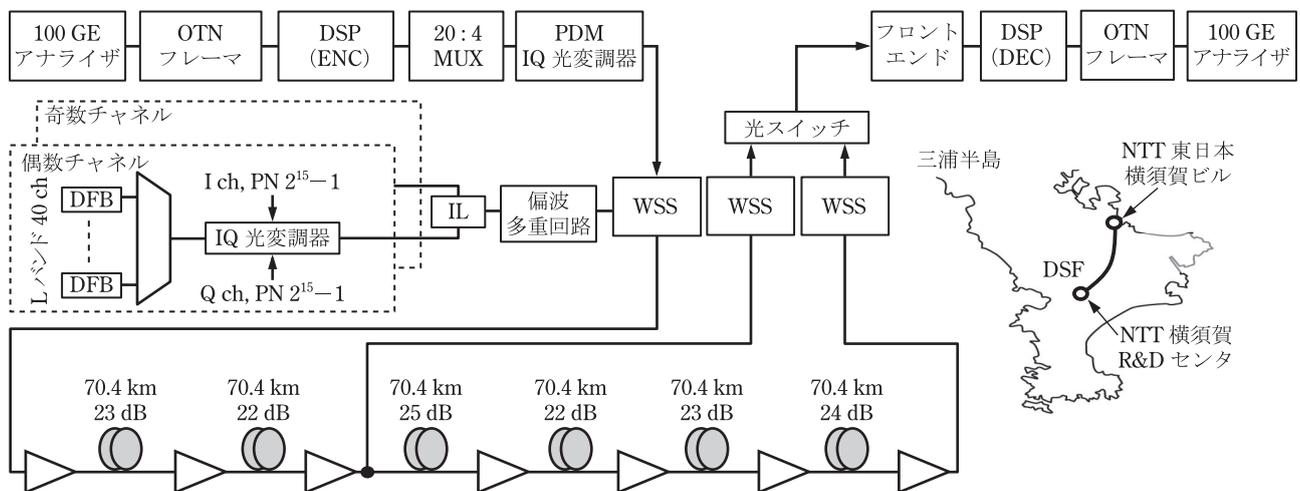
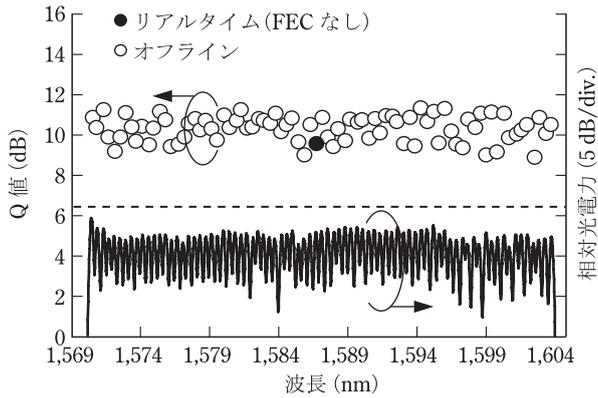
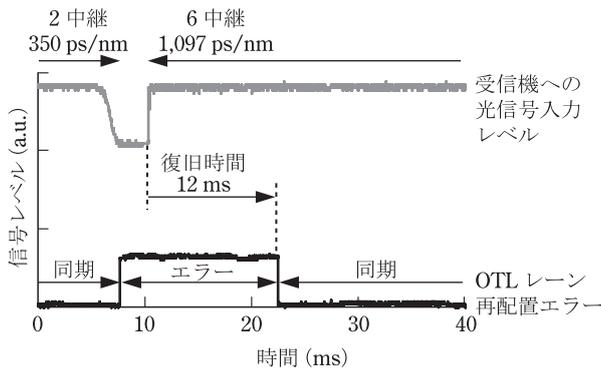


図 23 フィールド伝送評価系 80 チャンネル波長多重光増幅中継系を構成し、その中の 1 波長に 100 Gbit/s リアルタイム信号処理試験信号を伝送した。



(a) 8 Tbit/s 波長多重伝送後の信号スペクトルと伝送特性



(b) 経路切替時の信号復旧

図 24 8 Tbit/s 波長多重伝送後の信号スペクトルと伝送特性、及び経路切替時の信号復旧 (a)白丸がオフライン処理によるビット誤り率特性、黒丸がDSPを用いた試験信号のビット誤り率特性 (b)15 ms 以内での信号復旧を実現した。

間に有意な差は見られず、偏波変動速度 300 rad/ms において Q 値ペナルティ 0.3 dB 未満の高い偏波変動耐力が得られた。典型的な運用作業に伴う偏波変動が約 0.1 rad/ms 程度であることを考慮すると⁽¹⁴⁾実環境下における高速な偏波変動に対し、2.3 に述べた偏波処理機能並びに各要素技術の連携動作が十分に早く追従し、実環境における偏波変動に対し十分な耐力を有していることを確認した。

最後に、累積波長分散が 10,000 ps/nm 以上の波長分散が大きな伝送路における 2.2 の波長分散補償機能を主として試験した⁽¹⁵⁾。伝送路は、情報通信研究機構 (NICT) の新世代通信網テストベッド (JGN-X: Japan Gigabit Network Extreme) のフィールド敷設単一モードファイバ (SMF) を用い、大手町と小金井サイト間に 32 チャンネル WDM 中継伝送系 (総延長: 537 km, 波長分散: 10,000 ps/nm@1,580 nm, 偏波モード分散: 約 4 ps) を構成した。

試験信号チャンネルは、オフライン信号処理による 31 チャンネルの 100 Gbit/s ダミーチャンネルと 100 GHz 間隔で波長多重伝送した。試験波長を変えて 32 チャンネル全波長グリッドにおける 100 Gbit/s リアルタイム信号処

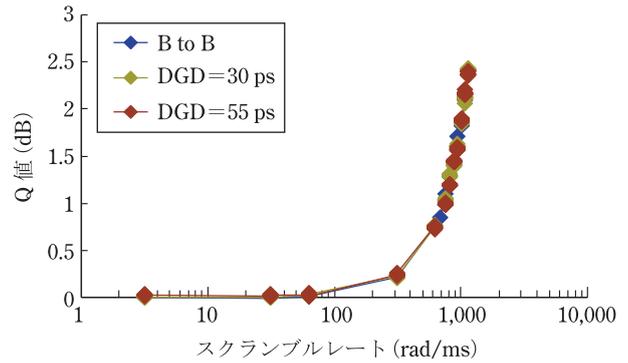


図 25 580 km 敷設 DSF 伝送における偏波変動耐力 DGD 値 55 ps 付加時でも 300 rad/ms 以下の偏波変動に対し安定な伝送を実現した。

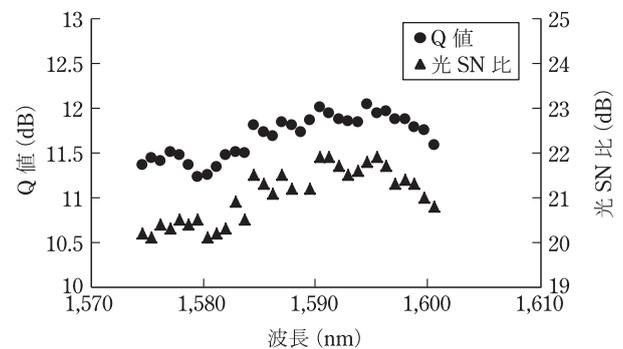


図 26 537 km 敷設 SMF 伝送特性 累積波長分散量 10,000 ps/nm の一括受信端波長分散補償機能を全波長にわたり実現した。

理による安定な WDM 伝送特性を確認した (図 26)。118 ps/nm 以下の推定精度での波長分散推定、並びに安定な波長分散補償機能が実現できていることを確認した⁽¹⁵⁾。

以上により本提案の 100 Gbit/s 偏波多重 QPSK デジタルコヒーレント伝送基盤技術が、ファイバ種別によらず実フィールド環境に十分適用可能であることを確認した。

5. おわりに

本稿では、増加し続ける情報通信ネットワーク需要に対応するための技術として有望視されている 100 Gbit/s デジタルコヒーレント光伝送技術の確立を目的に、筆者らが 3 年間にわたって行った研究開発について報告した。本研究開発は、複数機関が優位技術を持ち寄って参画するオープンイノベーションにより、要素技術のブラッシュアップ、統合・集積回路化、実証実験を効率的に推進し、100 Gbit/s において提案した統合基盤技術のコンセプト実証を行い、実用域まで完成度を高めることができた。今後、本研究開発成果が情報通信ネットワークの広帯域化のために広く活用されていくことが期待さ

れる。

謝辞 本稿に記載された研究成果の一部は、総務省委託研究；「超高速光伝送システム技術の研究開発」（2009年度）、「超高速光エッジノード技術の研究開発」（2010年度～2011年度）及び独立行政法人情報通信研究機構委託研究；「ユニバーサルリンク技術の研究開発」（2008年度～2011年度）によるものである。本プロジェクトを推進する上で御協力頂いた多くの関係者各位にこの場を借りて深く感謝する。

文 献

- (1) T.E. Dimmick, G. Rossi, and D.J. Blumenthal, "Optical dispersion monitoring technique using double sideband subcarriers," IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 12, no. 7, pp. 900-902, July 2000.
- (2) ITU-T Recommendation, G.841, "Types and characteristics of SDH network protection architectures," 1998.
- (3) S. Kuwahara, A. Hirano, Y. Miyamoto, and K. Murata, "Automatic dispersion compensation for WDM system by mode-splitting of tone-modulated CS-RZ signal," in ECOC 2002 Proc., no. 6.1.3, Sept. 2002.
- (4) K. Ishihara, T. Kobayashi, R. Kudo, Y. Takatori, A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, M. Matsui, M. Mizoguchi, and Y. Miyamoto, "Frequency-domain equalisation without guard interval for optical transmission systems," Electron. Lett., vol. 44, no. 25, pp. 1480-1482, Dec. 2008.
- (5) 有川 学, 岡本健志, 村木弘法, 小笠原大作, ル・タヤンディエ・ドウ・ガボリエマニュエル, 伊東俊治, 福知 清, "リアルタイム信号処理技術を用いた受信端全波長分散補償 127 Gb/s PM-QPSK 信号光長距離伝送," 信学技報, OCS2012-10, pp. 7-12, June 2012.
- (6) L. Li, Z. Tao, S. Oda, T. Hoshida, and J.C. Rasmussen, "Wide-range, accurate and simple digital frequency offset compensator for optical coherent receivers," Proc. OFC/NFOEC, no. OWT4, March 2008.
- (7) Y. Miyata, K. Sugihara, W. Matsumoto, K. Onohara, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and T. Mizuochi, "A triple-concatenated FEC using soft-decision decoding for 100 Gb/s optical transmission," in Proc. OFC/NFOEC2010, no. OThL3, San Diego, CA, March 2010.
- (8) Y. Nasu, T. Mizuno, R. Kasahara, and T. Saida, "Temperature insensitive and ultra wideband silica-based dual polarization optical hybrid for coherent receiver with highly symmetrical interferometer design," Proc. of ECOC 2011, no. Tu. 3. LeSaleve. 4, 2011.
- (9) T. Yoshimatsu, Y. Muramoto, S. Kodama, T. Furuta, N. Shigekawa, H. Yokoyama, and T. Ishibashi, "Suppression of space charge effect in MIC-PD using composite field structure," Electron. Lett., vol. 46, no. 13, pp. 941-943, 2010.
- (10) K. Murata, T. Saida, K. Sano, I. Ogawa, H. Fukuyama, R. Kasahara, Y. Muramoto, H. Nosaka, S. Tsunashima, T. Mizuno, H. Tanobe, K. Hattori, T. Yoshimatsu, H. Kawakami, and E. Yoshida, "100-Gbit/s PDM-QPSK coherent receiver with wide dynamic range and high common-mode rejection ratio," in Proc. ECOC 2011, no. Tu3. LeSaleve. 1, 2011.
- (11) K. Tsuzuki, T. Saida, M. Ishii, T. Goh, H. Yamazaki, Y. Doi, A. Aratake, T. Fukumitsu, M. Tamura, and S. Mino, "Design and evaluation of highly reliable silica-LiNbO₃ hybrid modulators for advanced formats," Proc. OFC 2012, no. OM3J. 5, 2012.
- (12) E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nakashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, "Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP," Opt. Express, vol. 19, no. 14, pp. 13179-13184, 2011.
- (13) S. Yamamoto, T. Inui, H. Kawakami, S. Yamanaka, T. Kawai, T. Ono, K. Mori, M. Suzuki, A. Iwaki, T. Kataoka, M. Fukutoku, T. Nakagawa, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Suzuki, K. Murata, T.

Kotanigawa, and A. Maeda, "Hybrid 40-Gb/s and 100-Gb/s PDM-QPSK DWDM transmission using real-time DSP in field testbed," Proc. OFC/NFOEC2012, no. JW2A. 4, 2012.

- (14) 戸毛邦弘, 山田裕介, 保刈和男, 富田 茂 "支障移転時の光ファイバハンドリング作業が偏波変動に及ぼす影響," 信学技報, OFT2005-41, pp. 31-34, Nov. 2005.
- (15) 宮本 裕, 豊田英弘, 杉原隆剛, 星田剛司, 福知 清, 富沢将人, 小谷川 喬 "JGN-Xにおける100 GbE/OTN信号リアルタイムフィールド伝送実験," 2012 信学総大, no. B-10-46, p. 369, March 2012.

(平成 24 年 7 月 6 日受付 平成 24 年 8 月 29 日最終受付)

鈴木 扇太 (正員：シニア会員)



昭 59 横浜国大・工・電気卒, 昭 61 同大学院修士課程了。同年日本電信電話株式会社入社。以来, 導波型光集積回路・複合機能光部品, 高速大容量光伝送技術の研究開発に従事。同社未来ねっと研究所研究部長 (7 月から同社フォトニクス研究所所長)。工博。平 5 年度本会学術奨励賞, 平 17 年度本会論文賞・猪瀬賞, 平 21 年度本会エレクトロニクスソサイエティ賞各受賞。

宮本 裕 (正員：フェロー)



昭 61 早大・工・電気卒, 昭 63 同大学院修士課程了。同年日本電信電話株式会社入社。現在, 同社未来ねっと研究所フォトニクスネットワーク研究部上席特別研究員。平 14 年度本会論文賞, 平 19 (財)光協会櫻井健二郎氏記念賞, 平 21 年度本会業績賞, 平 22 通信協会前島賞, 平 24 文部科学大臣表彰科学技術賞, 平 24 全国発明表彰特許庁長官賞各受賞。

富澤 将人 (正員)



平 4 早大大学院理工学研究科応用物理修士課程了。同年日本電信電話株式会社入社。現在, 同社未来ねっと研究所主幹研究員。工博。平 15 米国 MIT 客員研究員, 平 14 年度本会論文賞, 平 18 文部科学大臣若手科学者賞, 平 19 (財)光協会櫻井健二郎氏記念賞, 平 21 本会業績賞, 平 22 通信協会前島賞, 平 24 全国発明表彰特許庁長官賞各受賞。

坂野 寿和 (正員：シニア会員)



昭 60 東北大・工・通信卒, 昭 62 同大学院修士前期課程了。同年日本電信電話株式会社入社。以来, 光信号処理技術, 超高精細画像通信方式, 大容量光伝送方式の研究開発・実用化に従事。現在, 同社未来ねっと研究所主幹研究員。工博。平成 6 年度本会学術奨励賞受賞。

村田 浩一 (正員：シニア会員)



昭 62 名大・工・機械卒。平元同大学院修士課程了。同年日本電信電話株式会社入社。以来, 光通信用超高速デジタル, アナログ回路の研究開発に従事。現在, 同社フォトニクス研究所主幹研究員/グループリーダー。工博。平 19 年度櫻井賞, 平 22 年度本会論文賞各受賞。

美野 真司 (正員：シニア会員)



昭 61 早大・理工・化学卒, 昭 63 東大大学院理学系研究科化学修士課程了。同年日本電信電話株式会社入社。以来, 石英系光導波路の光電子ハイブリッド集積技術, 具体的には, 光半導体素子, IC, LiNbO₃等のハイブリッド集積の研究開発に従事。現在, 同社フォトニクス研究所主幹研究員/グループリーダー。工博。



しばやま あつふみ
柴山 充文 (正員)

平5東工大・工・電気電子卒。平7同大学院修士課程了。同年日本電気株式会社入社。以来、高速・低消費電力デジタル回路技術の研究に従事。現在、同社グリーンプラットフォーム研究所主任研究員。



しばたに まこと
渋谷 真 (正員)

昭60京大・工・電子卒。昭62同大学院修士課程了。同年日本電気株式会社入社。以来、光通信方式、光加入者システム等の研究に従事。現在、同社光ネットワーク事業部シニアエキスパート。平4年度本会学術奨励賞受賞。著書(共著)「光情報ネットワーク」,「NGN用語辞典」など。



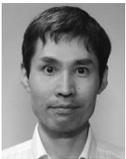
ふくち きよし
福知 清 (正員:シニア会員)

平元東大・工・電子卒。平3同大学院修士課程了。同年日本電気株式会社入社。以来、長距離大容量光ファイバ伝送技術の研究に従事。現在、同社グリーンプラットフォーム研究所研究部長。平7年度本会学術奨励賞,2010年度本会通信ソサイエティ活動功労賞各受賞。



おなか ひろし
尾中 寛 (正員:フェロー)

昭57神奈川工科大・電気卒。同校職員を経て昭60(株)富士通研究所入社。平19富士通株式会社移籍。コヒーレント光通信、フォトニックネットワークの研究開発に従事。平20阪大大学院博士課程了。現在、同社ネットワークプロダクト事業本部シニアディレクター。博士(工学)。



ほしだ たかし
星田 剛司 (正員)

平5東大・工・電子卒。平10同大学院博士課程了。同年(株)富士通研究所入社。平18富士通株式会社兼務。波長多重伝送システムの研究開発に従事。現在、同社ネットワークプロダクト事業本部フォトニクスプロダクト開発センター長付。工博。



こまき こうすけ
小牧 浩輔

平8神戸大・工・電気電子卒。平10同大学院修士課程了。同年富士通株式会社入社。以来、波長多重伝送システムの開発に従事。現在、同社ネットワークプロダクト事業本部フォトニクスプロダクト開発センターマネージャー。



みずおち たかし
水落 隆司 (正員)

昭61阪大・基礎工・電気卒。昭63同大学院修士課程了。同年三菱電機株式会社入社。以来、光通信システムの研究に従事。現在、同社情報技術総合研究所光通信技術部部长。工博。2004オーム技術賞受賞。IEEE JQE アソシエイトエディタ。



くぼ かずお
久保 和夫 (正員)

昭60埼玉大・工・電気卒。昭62同大学院修士課程了。同年三菱電機株式会社入社。以来、光通信システムの研究に従事。現在、同社情報技術総合研究所光通信技術部に所属。



みやた よしき
宮田 好邦 (正員)

平9早大・理工・経営卒。平11同大学院修士課程了。同年三菱電機株式会社入社。以来、誤り制御技術の研究・開発に従事。現在、同社情報技術総合研究所音声・言語処理技術部に所属。



かみお たきよし
神尾 享秀 (正員)

昭56日大・文理・物理卒。昭57郵政省電波研究所入所。以来、移動通信、光通信、変復調、信号処理の研究に従事。現在、情報通信研究機構光ネットワーク研究所フォトニックネットワークシステム研究室主任研究員。昭62年度本会学術奨励賞,平14年度本会論文賞各受賞。