

長距離・超高速・大容量光通信の現状と将来展望

水 落 隆 司

Recent Progress and Future Perspectives in Long-Distance, High Speed, Large Capacity Optical Communications

Takashi MIZUOCHI

Recent progress in long-distance, high-speed, and large capacity optical communications is reviewed by references of remarkable transmission experiments. Multi-level modulation based digital coherent receiver is one of the most promising technologies. A dispersion compensation by DSP and DSP LSI issue are discussed. Forward error correction technology is introduced. Optical Moore's law presented by E. Desurvire predicts future perspectives of optical communications.

Key words: optical communications, digital coherent receiver, M-ary modulation, forward error correction, digital signal processing, Moore's law

光通信の伝送距離・伝送速度・伝送容量は、この30年で驚くべき発展を続けてきた^{1,2)}。米国電気電子学会 (IEEE) の標準化グループである 802.3 ba は、既存の 10 Gigabit Ethernet (10 GbE) を 4 倍および 10 倍に高速化する 40 GbE/100 GbE のタスクフォースを進めており、2010 年の夏にも標準化する見込みである。国際電気通信連合電気通信標準化部門 (International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector: ITU-T) の SG15 は、100 GbE を長距離伝送するための Optical Transport Network (OTN) 規格のフレームフォーマットの議論を進めている。デファクト標準化機関である Optical Internetworking Forum (OIF) では、100 Gb/s の長距離波長多重伝送の物理層やデバイスの議論を進めている。

100 Gb/s という超高速の光伝送技術が現実味を帯びる下地として、およそ 20 年前になされたパイオニア研究があった。光通信に必須の 3 大要素である発振機 (半導体レーザー)・伝送路 (低損失光ファイバー)・光増幅器のうち、未完成であった光増幅器であるエルビウムドープ光ファイバー増幅器 (erbium doped fiber amplifier: EDFA) の

登場³⁻⁵⁾と、その光通信システムへの実用化検証^{6,7)}が、光ファイバー伝送の信号対雑音比 (signal to noise ratio: SNR) の制限を大きく押し上げた。また、コヒーレント光通信の基本であるヘテロダイン/ホモダイン検波、周波数・位相同期技術の研究^{8,9)}と、それらを用いた 100 波長多重伝送実験¹⁰⁾が、波長多重 (wavelength division multiplexing: WDM) 伝送のさきがけとなり、また、商用システムとして稼働している 10 Gb/s の differential phase-shift keying (DPSK)¹¹⁾ や 40 Gb/s の differential quadrature-phase shift keying (DQPSK)¹²⁾ などの基礎となった。

現行の商用 10 Gb/s システムを 40 Gb/s に、あるいは 40 Gb/s システムを 100 Gb/s に高速化しようにも容易に打破できない技術的な障壁がある。1 つめは波長分散 (chromatic dispersion: CD) による波形歪みであり、2 つめは偏波モード分散 (polarization mode dispersion: PMD) による波形歪みである。CD による波形歪みはビットレートの 2 乗に比例して増大する。一方で、PMD は伝送距離のルートに比例して増大する。ビットレートを N 倍に高めた場合、伝送できる距離は、CD によっても PMD によ

三菱電機(株)情報技術総合研究所 (〒247-8501 鎌倉市大船 5-1-1) E-mail: Mizuochi.Takashi@df.MitsubishiElectric.co.jp

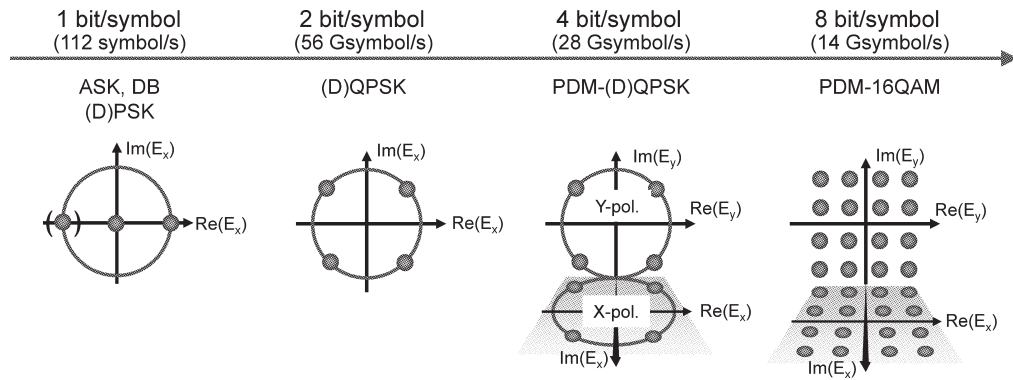


図1 各種変調方式の信号点配置。

っても同じく $1/N^2$ に短縮される。CD は分散補償ファイバーで等化できるが、40 Gb/s を超えたあたりから、温度変化等に伴う分散変動に追従するための可変分散補償器が必要となる。これまでに光学的な可変分散補償器が実用化されているが、広い可変範囲と広帯域性の両立が難しい。PMD に対しては、光学的な補償器が研究されているが、偏波変動速度であるマイクロ秒オーダーで可変できるデバイスの実現が困難である。3 つめは、高速化に伴い拡大する受信雑音帯域に比例して劣化する SNR への対策である。100 Gb/s は 10 Gb/s よりも 10 dB、40 Gb/s よりも 4 dB 高い受信 SNR を実現しない限り伝送不可能である。

これら 3 つの技術障壁を解決するには、従来方式の延長にない破壊的技術 (disruptive technology) が必要である。各国で研究が急速に立ち上がっている多値変調、コヒーレント検波、誤り訂正、さらにそれらを LSI 化するデジタル信号処理技術がそれである。

本稿では、まず 1 章で、高速・大容量化の原動力として登場した多値変調・コヒーレント検波について説明する。2 章で、デジタルコヒーレントに基づく最近の大容量伝送実験を紹介する。3 章で、デジタル信号処理の一例である分散補償について述べる。4 章で、これからの光通信を支えるデジタル信号処理 LSI について考察する。5 章で、大容量化に伴う信号対雑音比 (SNR) 不足を克服するための誤り訂正技術について述べる。6 章で、Desurvire¹⁾ が提唱した光通信のムーアの法則をもとに今後を展望する。

1. 多値変調・コヒーレント検波への移行

多値変調によりシンボルレート (1 秒あたりの符号伝送速度) を低減することで、CD や PMD などの分散によるパルス広がりに対する耐性を高めることができる。現在研究されている 100 Gb/s 伝送の変調方式ごとの信号点配置を図 1 に示す (100 GbE を OTN フレームで伝送するビット

トレートの候補である 112 Gb/s で表記する)。amplitude-shift keying (ASK) や DPSK, duobinary (DB) は 1 シンボルで 1 bit を伝送するものであり、直交する位相軸に 4 つの信号点を配置する QPSK や DQPSK は 1 シンボルで 2 bit を伝送する。さらに直交する 2 偏波それぞれに信号点を配置する偏波多重 (polarization division multiplexing: PDM) を組み合わせると、1 シンボルで 4 bit を伝送することができる。quadrature-amplitude modulation (QAM) は信号点を格子状に配置するもので、16 QAM は軸方向に 4 つの信号点を配置する。16 QAM を偏波多重すれば、1 シンボルで 8 bit を伝送できる。QAM の類似の変調方式として、格子状ではなく同心円状に配置する amplitude-phase shift keying (APSK) がある。一般的には実数・虚数軸に対して信号点が 2 点までは多値変調には分類されないが、本稿では、1 シンボルあたり 2 bit 以上の信号を伝送する方式を多値変調として扱う。

単一偏波で 2 bit/symbol 以上を発生するには、実数軸・虚数軸それぞれに対して独立に変調を行えるベクトル変調器が必要となる。これまで一般的に用いられている光変調器は、光の強度と位相を変調できる極座標変調器である。例えば、プッシュプル型の LiNbO₃ マッハ・ツェンダー変調器は、干渉計のそれぞれのアームで中心周波数に対して時計回り・反時計回りに回転するベクトルが生成され、その合成として強度変調を実現するものであるが、それではベクトル変調はできない。マッハ・ツェンダー変調器の両アームそれぞれにマッハ・ツェンダー変調器を配置し、片側に $\pi/2$ の位相差を設けた dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) は、実数軸・虚数軸それぞれを独立に変調するベクトル変調器として働く^{13,14)}。最近では、これをさらに並列化し、片方に 6 dB の損失を与えることで 16 QAM を生成できる変調器が報告されている¹⁵⁾。

ベクトル変調された信号は、2 bit/symbol までであれ

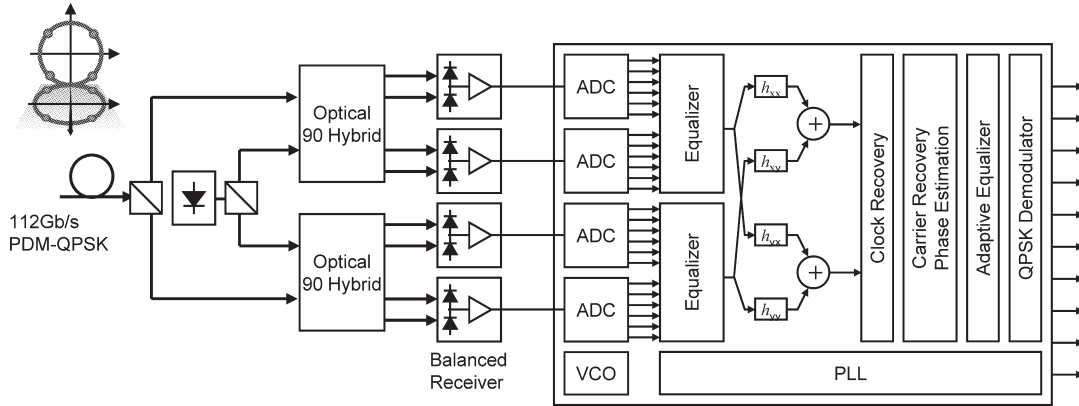


図2 デジタルコヒーレントレシーバーの構成例。

ば、差動符号化すれば遅延検波で復調することができる。3 bit/symbol を超えると、一般的には特殊な手法を除いて同期検波しなければ復調できない。同期検波はヘテロダインもしくはホモダイン検波する必要があるが、40 GHz を超えるベースバンド帯域を扱うためには、中間周波数を扱わなくてもよいホモダイン検波が望ましい。1980 年代に研究されたホモダイン検波は、技術的難易度の高い光の位相同期回路⁹⁾を必要とした。これに対し、高速のデジタル信号処理 (DSP) による位相推定により、精密に光位相を同期させなくてもホモダイン検波できることを実験的に示す画期的な論文が 2005 年に発表された¹⁶⁾。光 90° ハイブリッド・偏波ダイバーシティーで局発光と信号光を合波し、バランスドレシーバーで I・Q 成分を抽出するところまでは従来のホモダイン受信機と同じである。これを 20 Gsample/s の A/D コンバーターで量子化し、複素振幅を DSP で 4 乗することで QPSK の位相偏移を打ち消し位相誤差のみを検出する方式で位相推定を行い、ホモダイン検波で最も難しい光の位相同期を実現した。局発光は温度制御のみのフリーランニングである。この方式は、瞬く間に世界中に広がりデジタルコヒーレントブームのもととなった。

図2は、デジタルコヒーレント受信の中で特に有望と考えられている偏波多重 QPSK 信号を受信する回路のブロック図の一例である。受信信号光を直交 2 成分に分け、それぞれの I・Q 成分を抽出する。finite impulse response (FIR) フィルターで大まかに波形整形した後、それぞれの偏波に対してバタフライ型のトランスバーサルフィルターで 4 つの複素タップ係数を更新し、偏波分離と PMD 補償が可能になる。位相推定とクロック再生はデジタル信号処理によってなされ、回路内部の phase locked loop (PLL) によって voltage control oscillator (VCO) が制御されるため、温度制御程度の局発光レーザーの周波数安定

度でもホモダイン検波が可能となる。

2. 最近の伝送実験

ベクトル変調器にデジタルコヒーレント受信と偏波多重を組み合わせる方式が主流になっている。変調方式は QPSK や 16 QAM などシングルキャリア方式と、orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) に代表されるマルチキャリア方式に大別される。

シングルキャリア方式の伝送実験をいくつか紹介する。伝送容量・距離積を競う実験として、41.8 Pb/s・km の実験が報告されている¹⁷⁾。27.75 Gsymbol/s QPSK の偏波多重で 100 Gb/s を生成し、C+L 帯に 164 波を多重し 2550 km 伝送したもので、周波数利用効率率は 2 bit/s/Hz である。偏波ダイバーシティー受信に constant modulus algorithm (CMA) を組み込むことで、多重された直交 2 偏波を分離している。デジタルコヒーレント受信の信号処理は計算機によるオフライン処理ながら、実用化を意識して開発したデュアル PD モジュールは 600 mV 出力で線形性にすぐれ、光ハイブリッドモジュールは小型・調整フリーを特徴としている。同研究グループは、50 GHz 間隔で多重した 43 Gb/s の PSK 偏波多重信号を 11520 km 伝送することにも成功している¹⁸⁾。

偏波多重 QPSK トランシーバーを用いたリアルタイム伝送実験結果が報告されている¹⁹⁾。4 つの 10 Gb/s 信号のうち 2 ch ずつを垂直・水平偏波それぞれの QPSK の I チャンネル、Q チャンネルに割り当て、2 ch 偏波多重 QPSK 変調器で変調する構成となっている。受信部は、光ハイブリッドによる偏波ダイバーシティー出力を 4 つの PD で受信後、6-bit A/D 変換し、シンボル推定、クロック抽出、偏波分離を行う。この方式の利点は、シンボルレートをビットレートの 4 分の 1 に低速化できるところにある。40 Gb/s を 10 Gsymbol/s で伝送できるため、分散耐力・

PMD 耐力とも 10 Gb/s と同等になる。また、同期検波 QPSK により ASK に比べて約 3 dB の感度改善があり、偏波多重により 3 dB の信号増加が可能のため、SNR 耐力が原理的に 10 Gb/s と同等となる。伝送実験では、送受信器対向で 93 ps の differential group delay (DGD) を与えてもペナルティーはわずか 0.5 dB であった。40 Gb/s × 80 ch-800 km の高 PMD 伝送実験では、瞬時 DGD が 127 ps でも、SNR ペナルティーは 3 dB であった。20 Gsymbol/s の DQPSK や 40 Gsymbol/s の DPSK では実現できない高い DGD 耐力である。

A/D 変換のサンプリング速度を落とす方式が提案されている²⁰⁾。局発光を受信クロックで 1/N に分周したサンプリングパルスとすることで、シンボルレートを 1/N 相当で受信する。受信機は並列展開数分必要になるものの、A/D 変換の速度低下の恩恵は大きく、期待される方式である。実験では、偏波多重した 160 Gsymbol/s の QPSK 信号 (320 Gb/s × 2) を 16 分の 1 に分周した 10 GHz のサンプリングパルスと干渉させることで、10 Gsymbol/s 相当の信号として受信した。A/D は 8 bit-20 Gsample/s で、オフライン処理により -30 dBm (bit error ratio [BER] = 10^{-5}) の受信感度を実証した。

QAM の伝送実験も活発に報告されている。1 Gsymbol/s の 128 QAM 信号を偏波多重した 14 Gb/s 信号を 160 km 伝送した実験が報告されている²¹⁾。7 bit/symbol まで多値度が上がれば、光源線幅に対する要求も厳しくなるため、周波数安定化レーザーと光位同期ループが用いられた。また、ナイキストフィルター (インパルス応答がシンボル周期と同じ周期でゼロになるフィルター) による周波数利用効率の向上が確かめられている。別の実験として、14 Gsymbol/s の 16 QAM 信号を偏波多重して 112 Gb/s とし、これを 25 GHz 間隔で 10 波長多重し 315 km 伝送した結果が報告されている²²⁾。周波数利用効率は 4 bit/s/Hz である。

次に、マルチキャリア伝送実験を紹介する。地上デジタル放送や無線 LAN で実用化されている OFDM を光通信に応用する試みが進んでいる。OFDM は信号を直交サブキャリアに分割多重して伝送する方式であり、シンボルレートを低くできることから、マルチパスフェージングに強い方式として知られている。キャリアが直交しているため、サイドローブが重なっても相互相関がなく周波数利用効率を高めることができる。光通信においても、シンボルレートを低くできることで、シンボル間干渉を避けることができることから、分散耐力と PMD 耐力を飛躍的に向上することができる方式として、近年急速に研究が進

んでいる²³⁾。

OFDM による 112.6 Gb/s 10 波を、インライン分散補償なしに 1000 km シングルモードファイバー伝送した実験が報告されている²⁴⁾。100 Gb/s 伝送を 8 QAM 変調し、単一バンドの OFDM で伝送する場合、D/A コンバーター数は 2 つですむが、20 Gsample/s の高速レートが必要になる。複数バンドに分割すると、D/A のサンプリングレートを落とすことができ回路実現性が高まる。例えば、4 バンドに分けた場合、D/A は 8 つ必要になるが、サンプリングレートを 5 Gsample/s に落とすことができるというものである。実験では、FFT サイズを 1024、cyclic prefix を 2.15% とした。偏波多重した信号をヘテロダイン受信した後の処理はオフラインながら、全チャンネルで 1.3×10^{-3} の FEC 前 BER を観測した。同研究グループは、8 波の 66.8 Gb/s の OFDM 信号を周波数利用効率 5.6 bit/s/Hz で 640 km 伝送することにも成功している²⁵⁾。

上記は、逆フーリエ変換により OFDM 信号を生成するものであるが、直交する光搬送波を別々に変調する方式により、134 ch、111 Gb/s 信号の 3600 km のシングルモードファイバー伝送が報告されている²⁶⁾。伝送距離・容量積は 48.2 Pb/s·km である。キャリア抑圧 RZ 変調により発生させた 13.9 GHz 間隔の直交した 2 本の光搬送波を、LiNbO₃ と PLC の集積型 QPSK 変調器に入力する。変調器はインターリーバーを内蔵しており、サブキャリアそれぞれを別々の 13.9 Gb/s の I/Q 信号で変調し合波することで 55.5 Gb/s の信号を発生させることができる。これを偏波多重することで 111 Gb/s の信号が生成される。周波数利用効率は 2 bit/s/Hz となる。受信は偏波ダイバーシティー・イントラダイン検波としている。局発光 (local oscillator: LO) を片方のサブキャリアのセンターにあわせ、もう一方のサブキャリアを 13.9 GHz 高い中間周波として出力する。受信信号を 50 Gsample/s のオシロスコープで A/D 変換し、オフラインで 55.5 Gsample/s で再度サンプリングし、まず周波数領域の等化を行う。これは無線で研究されている方法と同じで、FFT ののち 1 タップの FIR フィルターで等化し逆 FFT を行うものである。その後、 $T/2$ シンボルのディレイ & タップを通すことで、2 つのサブキャリアを分離する。その後、12 タップの FIR フィルターで偏波分離と適応等化を行う。通常、OFDM はシンボルブロック間の干渉を避けるためにガードインターバル (GI) を必要とするが、12 タップの FIR フィルターで波形等化することで、GI が不要になった。シンボルレートが 13.9 Gsymbol/s と低いため、70 ps の DGD にも耐えられる。

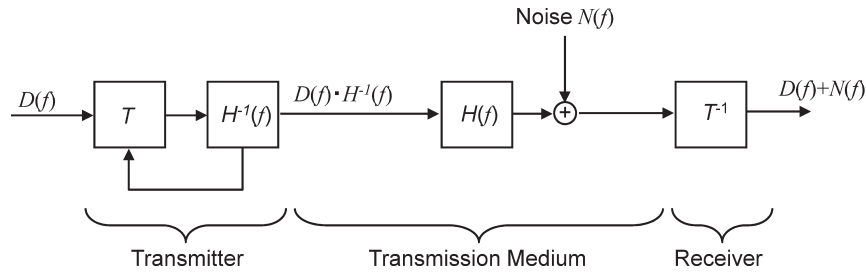


図3 プリコーディングの原理 (文献31をもとに作図).

3. デジタル信号処理による分散補償技術

デジタル信号処理の光通信応用の中でも重要な技術が、波長分散による波形歪みの等化である。従来の分散補償ファイバーに代わる等化技術として、送信側におけるプリコーディング²⁷⁻³⁰、受信側における decision-feedback equalizer (DFE) や maximum-likelihood sequence estimation (MLSE)、デジタルコヒーレント検波後に線形フィルターで等化する方法などが提案されている。本稿では、デジタル信号処理技術を使う代表例としてプリコーディングについて説明する。

プリコーディングは、1970年前後に matched transmission として提唱された³¹⁻³³。図3に、プリコーディングの一般的なブロック図を示す。伝送路の伝達関数を $H(f)$ とした場合、送信端にてその逆関数 $H^{-1}(f)$ を乗算する。送信データのプリコーディング前の周波数軸表示を $D(f)$ とすると、送信器から出力されるデータは $D(f) H^{-1}(f)$ と表現される。この信号が伝送路を通過した後は、 $D(f) H^{-1}(f) \times H(f) = D(f)$ となり、受信端には伝送路に起因する歪みのない信号が到達する。送信端で施す $H^{-1}(f)$ の乗算処理は、時間軸上での畳み込みとして表現できるので、伝送路伝達関数の逆関数に対するインパルスレスポンスを重みとする FIR フィルターにて回路実装が可能である。

送信端でデジタル信号処理を施すプリコーディングと、DFE や MLSE などの受信端にて処理する手法とを比較すると、プリコーディングは、高速に時間変動する波形歪みの等化には不向きであるものの、既知のデータに対する演算であるため、位相推定・クロック再生が不要であり、大量の分散等化を行える点で有利である。また、スペクトルのヌル点に累積した雑音を等化時に強調してしまうこともないため、不要な SNR 劣化を引き起こさない。光ファイバー伝送路の波長分散の等化への適用がこれら特徴に合致した適用領域と考えられており、提唱から40年近くたった現在、実用化に向けた取り組みが始まっている。

1985年に Koch らによって報告された周波数変調+強

度変調の形式でのチャープコントロール技術が、プリコーディングの概念を光通信に適用した初期の例である³⁴。その後の LSI 技術の進歩とベクトル光変調器の登場を経て、2002年ごろから光通信用プリコーディングの研究開発が一気に加速した。0.5 μm SiGe BiCMOS を用いて10タップの FIR フィルターを試作し、10 Gb/s の duobinary 信号のプリコーディングによる400 km 光ファイバー伝送後の波形等化に成功した例²⁷や、10 Gb/s の DPSK 信号をシングルモードファイバー5120 km (分散にして82433 ps/nm) に伝送できることを実証した例²⁸が報告されている。プリコーディングは、分散による線形歪みを線形フィルターで補償するものであるが、送信に非線形フィルターを用いれば、光ファイバー非線形による波形歪みのうち自己位相変調による歪みも補償できることがわかってきている²⁹。自己位相変調は、信号自身の強度変化が光ファイバーのカー効果を介して位相変調になるものであり、ある程度予測可能なためである。

プリコーディングの光通信への適用方法を、図4で詳しくみてみよう。送信データ系列は、シンボルレートの2倍周期で並べられた n 個のタップ数をもつ FIR フィルターによって光ファイバーの伝達関数の逆関数で畳み込み演算される。通常、FIR フィルターは look up table (LUT) で構成される。LUT 出力は D/A コンバーターでアナログ信号に変換される。I チャネルと Q チャネルそれぞれの変調信号が、DPMZM タイプのベクトル光変調器に入力され、複素光電界が生成される。

図5は、光ファイバーを伝送するパルスが波長分散で広がっていく様子を複素光電界表示したものである³⁰。パルスは40 Gb/s non return-to-zero (NRZ)-ASK 信号を仮定しており、光ファイバー伝送路での損失および非線形光学効果は無視している。波長分散が大きくなるに従い、パルスが時間前後に広がり始める。2500 ps/nm では、電界の実部と虚部が前後25 bit 離れた時間まで広がる。連続するデータ系列の場合は、それぞれのパルスの重ねあわせとなる。このように広がったパルスをもとに戻すには、25×

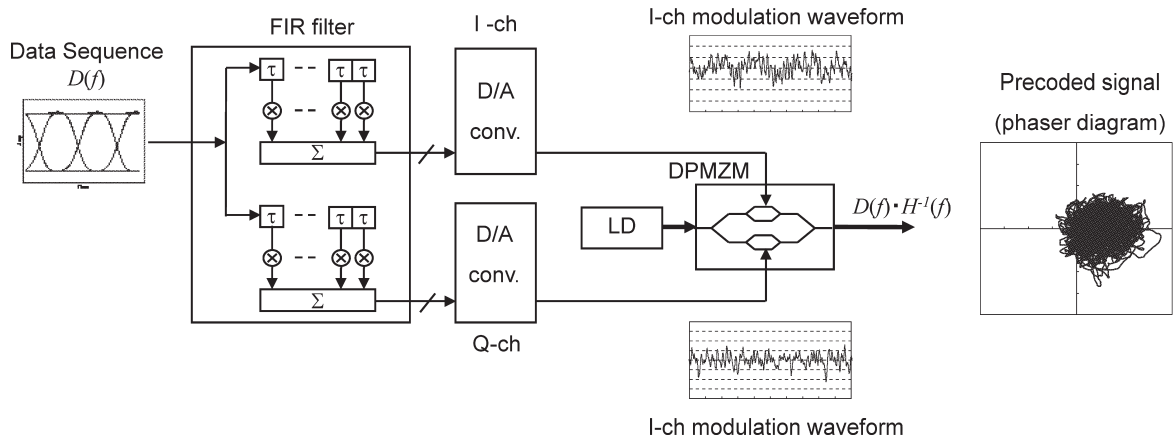


図4 光通信用プリコーディングの構成。

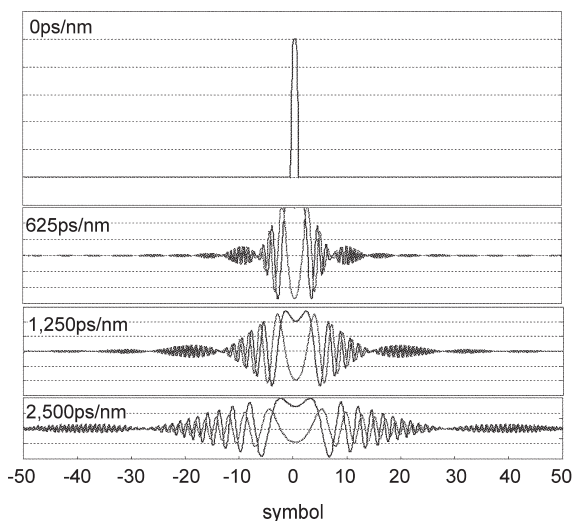


図5 波長分散によるパルス広がりの様子 (40 Gb/s NRZ-ASK)。

2=50 bit 分のタップ (2倍オーバーサンプリングの場合、100タップ) をもつ FIR フィルターにて、影響するビットの逆符号の振幅を逐次加算すればよい。図6に、分散等化量に対する、FIR フィルターに必要なタップ数の計算例を示す。2500 ps/nm の分散に対してアイ開口ペナルティを1 dB以下とするためには、49 bit (2倍オーバーサンプリングの場合、98タップ) のタップ長をもつ FIR フィルターをデジタル回路で実現する。この際、D/Aコンバーターの振幅分解能が高いほど正確に等化できるが、回路規模が膨大になる。NRZ-ASKの場合、6 bitの分解能があればよい。

4. デジタル信号処理 LSI

次世代の超高速大容量光通信を実現するためには、図2で示したようなデジタル信号処理回路のLSI化が不可欠である。デジタル信号処理 LSIは、大きく分けて、

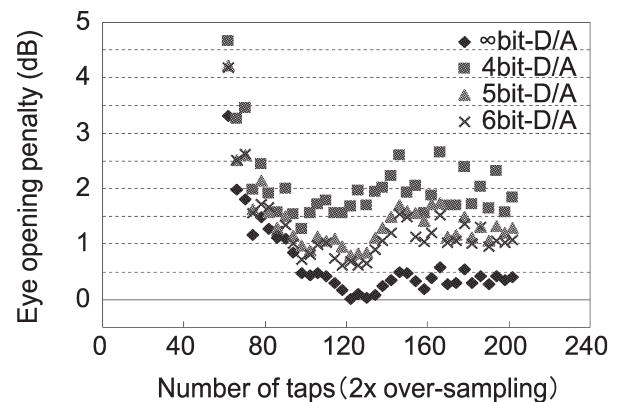


図6 FIR フィルターのタップ数と分散等化量の関係。

高速デジタル入出力インターフェース、大規模デジタル信号処理回路、高速 D/A あるいは A/D 変換回路、高速 ball grid array (BGA) パッケージの4つから構成される。100 Gb/s 以上のスループットをもつ光通信用デジタル信号処理 LSI の実現は容易ではない。

高速デジタル入出力インターフェースは、並列レーン間のスキュー調整機能が重要である。40 Gb/sでは、2.5 Gb/s×16 並列の SFI-5.1 (SerDes framer interface level 5 phase 1) が OIF で規定され広く使われており、1レーンあたりの速度を 10 Gb/s に高めた SFI-5.2 の実用化が始まっている。さらに、10 Gb/s×10レーンで 100 Gb/s のスループットを実現する SFI-S が規格化されようとしている。

大規模デジタル信号処理回路を、積和演算器をプログラマブルに組み合わせる汎用の DSP で実現するにはまだかなりの時間を要すると考えられる。当面は、個別のカスタム設計回路で大規模演算を実現するものと思われる。なかでも FIR フィルターは、光通信用デジタル信号処理の中心的役割を担う回路であり、これをいかにコンパクト

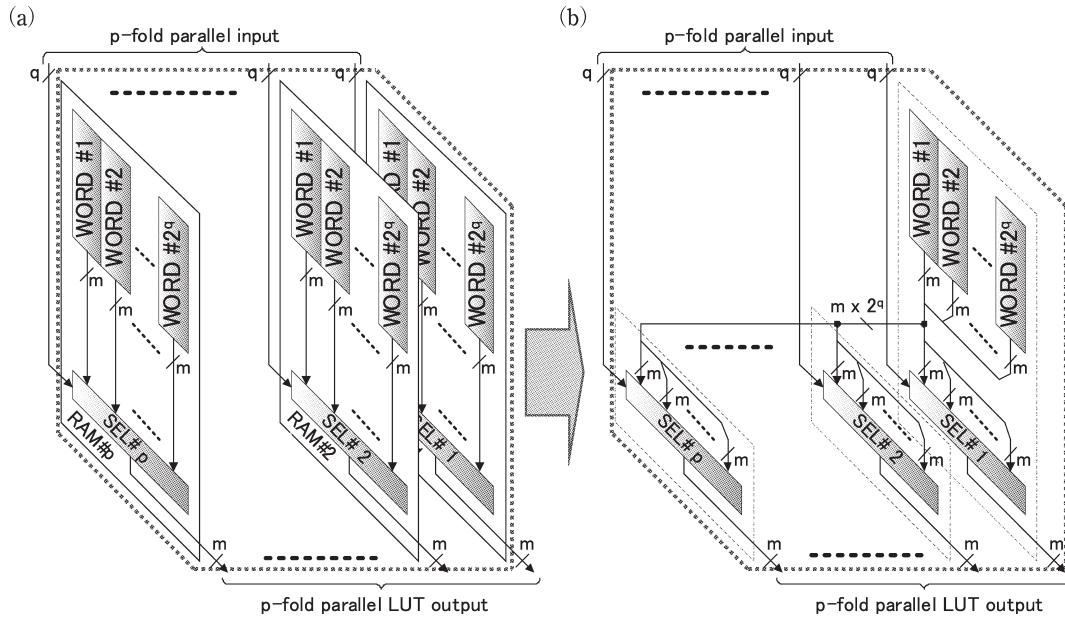


図7 flip-flopによるルックアップテーブル回路規模の削減。(a) RAMベースのLUT配置, (b) flip-flopベースのLUT配置。

に実装するかが課題となる。高速でFIRフィルタを実現する方法として、random access memory (RAM) を用いたLUTによる構成がある。RAMベースのLUTによるFIRフィルタは、いくつかのタップごとに積和演算結果を分けてLUTに格納する。タップ分割数を上げることにより、必要とするメモリー総ビット数は低減できるが、メモリー個数が膨大になるという問題が生じる。光通信用デジタル回路では、高速スループットを実現するために数百bitもの並列展開が必要であり、所望のLUTを構成するために必要な回路リソースが膨大になる。並列化後のLUTを共有化し、flip-flopで回路規模を低減することができる³⁵⁾。メモリーで構成したLUTを p ビット並列化した場合、メモリーの出力は1ないし2ポート程度であるため、同じテーブルをもつ p 個のメモリーが必要となる。これに対して、図7(b)のようにLUTをflip-flopで構成すると、flip-flopからの出力の分岐を行い、並列展開データをセレクト信号とすることで1つのLUTを p 個のFIRフィルタで共有することが可能となり、全体の回路規模が削減される。40 Gb/s DQPSK用プリコーダを構成する場合の試算によれば、RAMベースのLUTでは、 8192×256 bitのメモリーを1024個のRAMで構成しても、1250 ps/nmの分散しか等化できない。メモリーを増やそうにも、現在のLSI技術では1000個を超えるメモリーをマッピングすることは非常に難しい。一方、flip-flopベースのLUTでは、たった4096 bitのメモリーで、RAMを使うことなく5000 ps/nmの分散が等化可能となる。

高速のA/D, D/Aコンバータはさらに設計難易度が高い。通常、シンボルレートの2倍のオーバーサンプリング速度が必要となるためである。例えば、43 Gb/sの二値光通信には86 Gsample/sが求められる。112 Gb/sを28 Gsymbol/sで実現する変復調方式の場合、サンプリング速度は56 Gsample/sとなる。これまでに報告された高速D/Aコンバータでは、22 Gsample/s-6 bitのものが $f_T=150$ GHzのSiGe BiCMOSを用いて試作されている³⁶⁾。これまでに報告された最高速度として40 Gsample/s-3 bitがある。高速化には電流駆動型が適しているが、グリッチとよばれるビット切替時に発生する歪みが問題となる。グリッチを低減するためには、セグメント・ウェイト電流型を適用すればよいが、サーモメータデコーダとよばれるロジック回路の高速化が必要になる。また、SiGeによるバイポーラトランジスタを用いれば、回路の高速化が比較的容易であるが、多量の電流を流すため消費電力が膨大になる。ピュアシリコンのCMOSアナログ回路で構成することが望ましい。一方、A/Dコンバータでは、90 nm CMOSで24 Gsample/s-6 bitのLSIが報告されている³⁷⁾。interleaved successive approximation register (SAR)を用いて高速サンプリングを実現した。A/Dコンバータ1回路あたりの消費電力は1.5 Wだが、 4×4 mm²のチップ面積が必要であり、さらなる小型化が望まれる。

これまでで最も進んだ研究として、40 Gb/s 偏波多重QPSK用のデジタル信号処理LSIが報告されている³⁸⁾。

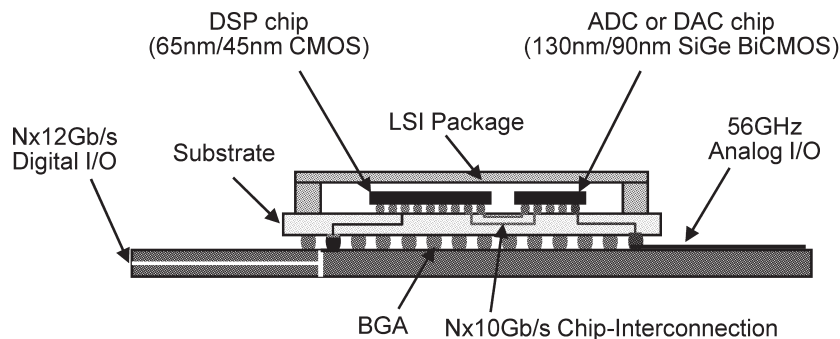


図8 マルチチップモジュール化デジタル信号処理 LSI の構成例。

90 nm CMOS で 4 つの 6 bit-20 Gsample/s A/D コンバータと DSP を 1 チップ化した。回路規模は 20 M ゲートである。

この例のように、ピュアシリコンの CMOS で 1 チップに集積化できればよいが、100 Gb/s のスループットでかつ 56 Gsample/s で動作させるには、アナログ部分を SiGe BiCMOS で、デジタル信号処理部を CMOS で分担し、2 つのチップを LSI パッケージ内にマルチチップ実装する、図 8 に示す形態が現実的な方法として考えられる。

5. SNR 制限を克服する FEC 技術

多値度が上がるほど受信帯域幅が狭くてもよくなるため受信する雑音電力が小さくなる一方で、信号点間距離が近づくことで、平均信号電力のうち符号識別に有効な割合も低下する。一般的には 3 bit/symbol を超えると、信号点間距離の接近による劣化のほうが増える。図 9 は、シンボルレートが一定の条件下における各種変調方式に対する所要 SNR と周波数利用効率の関係を示すものである³⁹⁾。左上の線は Shannon のチャネル容量限界を示す。図中○は 10^{-5} の BER を達成する点であり、多値レベルが上がるにつれて所要 SNR も増加することがわかる。同じ 112 Gb/s を伝送する場合、112 Gsymbol/s の BPSK に対し、18.7 Gsymbol/s の 64 QAM は、グラフ中に示された SNR 差に 7 倍の帯域狭窄を加味しておよそ 9 dB 高い SNR を必要とすることになる。

多値変調に必要な高い SNR を達成するためには、ホモダイン検波による感度向上だけでは不十分であり、光中継装置の雑音指数低減や、より分布増幅に近づけるためのラマン増幅の併用などに加えて、誤り訂正による SNR 耐力改善が必須となる。

与えられた通信路に可能な限り情報を詰め込んで伝送するための誤り訂正 (forward error correction: FEC) 技術

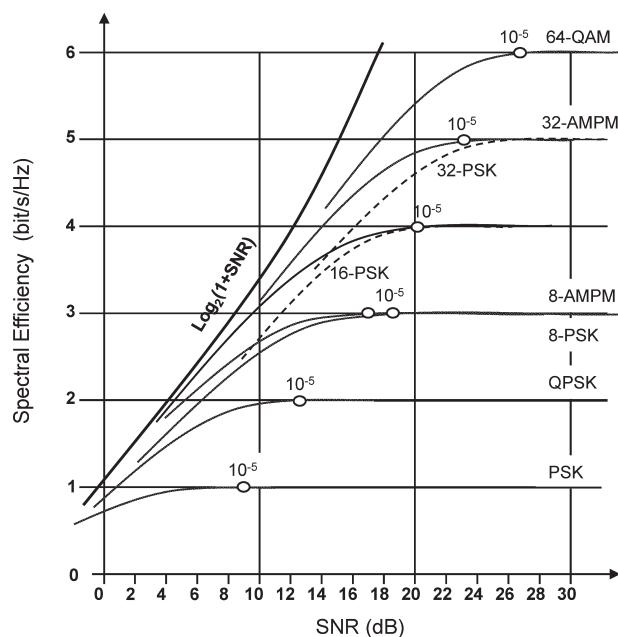


図9 帯域制限された AWGN (additive white Gaussian noise) チャネルの通信容量³⁹⁾。©1982 IEEE

の探求は、Shannon が Bell Telephone Laboratory に勤務していた 1948 年に書いた論文 “A Mathematical Theory of Communication”⁴⁰⁾ から始まった。「伝送速度が通信路容量 (channel capacity) より小さければ、任意に小さい誤り率を与える符号化方法が存在する」との通信路符号化定理 (別名、Shannon の第二定理) である。

光通信に初めて FEC を適用する試みがなされたのは、Shannon の論文から 40 年経った 1988 年であった⁴¹⁾。その後、ブロック符号の RS (255,239) が光増幅中継の海底ケーブルに使われるようになり、ITU-T G.975 で標準化された。これを第一世代 FEC とよぶ。RS (255,239) は、8 ビット単位のシンボル訂正を行うブロック符号であり、7% の冗長度で 1.4×10^{-4} の BER を 1×10^{-13} に訂正する能力をもつ。

1990 年代後半に入り、WDM が大容量化の手段として広

まると、第一世代 FEC よりも高い誤り訂正能力を有する FEC の開発意欲が高まり、接続符号 (concatenated code)⁴²⁾ と反復復号 (iterative decoding) が研究された。1 番目の符号 (外符号) で符号化された情報源を、さらに 2 番目の符号 (内符号) で符号化する。復号側では、内符号から外符号の順に復号 (誤り訂正) を何度か繰り返すことによって、一巡で訂正できなかった誤りが複数回目で訂正できるようになる。接続符号・繰り返し復号で硬判定の誤り訂正を行う FEC を第二世代 FEC とよぶ。多くの第二世代 FEC が LSI 化され、商用システムに搭載された。いくつかは ITU-T G.975.1 の Appendix に掲載された。

2000 年代に入り、研究者の関心はさらに強力な FEC の開発へと移った。単なる大容量化のためだけではなく、装置・システムのグレードを落として低コスト化した分を FEC による性能向上でカバーできることが、開発のモチベーションとなった。例えば、モードフィールド径が小さく分散マネジメントもしない初期のノンゼロ分散シフトファイバーは非線形現象による波形劣化が大きいという問題があったが、高い符号化利得の FEC を使えば、非線形が起こらない低いレベルダイヤ設計が可能となり、結果としてファイバーを張り替えずにそのまま使うことが可能となる。これらを可能にするためには 10 dB に届くネット符号化利得が必要であり、複数の閾値で識別し、どの受信信号が確からしいかという信頼度情報を取り出す軟判定の検討が始まった。受信信号を n -bit の A/D 変換を行い、“1” と判定された場合、それが確かな“1”か、不確かな“1”かを信頼度情報ビットをつけて表現する。硬判定を軟判定にすることで、ネット符号化利得が最大でおよそ $\pi/2$ (=約 2 dB) 向上する。冗長度 25% の場合、数 bit の軟判定で約 1.5 dB の向上が見込まれる。軟判定による FEC を第三世代 FEC と分類する⁴³⁾。低い冗長度でも軟判定によって 10 dB を超える符号化利得を得る方式の候補として、1993 年に Berrou らによって発明されたターボ符号 (Turbo Code)⁴⁴⁾ の光通信への適用が提案された⁴⁵⁾。2004 年には、積符号 BCH(144,128)×BCH(256,239) と軟判定繰り返し復号とを組み合わせた 10 Gb/s 用のブロックターボ符号 LSI が開発された⁴⁶⁾。冗長度 23.9% で、ネット符号化利得 10.1 dB を有し、 2×10^{-2} の BER を 1×10^{-13} に訂正する。

10 Gb/s 用の FEC で 10 dB のネット符号化利得が実現できたとはいえ、これをそのまま 40 Gb/s でも実現できるわけではない。4 倍以上の回路規模を LSI に集積化することが難しいためである。また、40 Gsample/s の軟判定を実現する A/D 変換 LSI の実現も容易ではない。図 10 は、

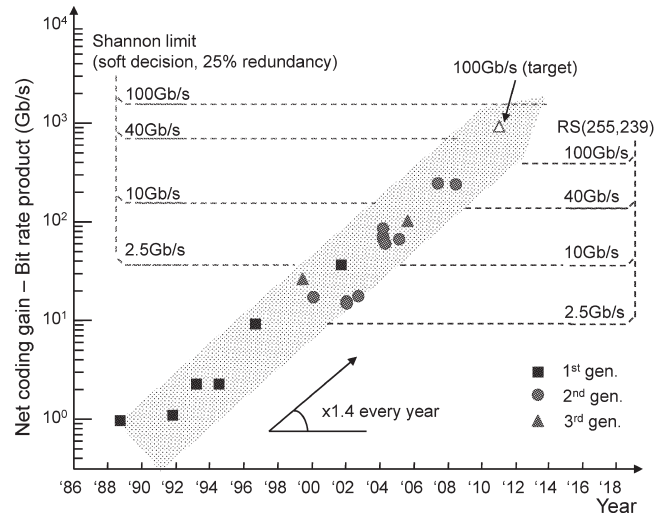


図 10 ネット符号化利得とビットレート積の進展。

FEC 性能の進展を年代順にプロットしたものである。ネット符号化利得 (リニア値) とビットレートの積を縦軸とすると、対数軸でほぼ直線となり、毎年 1.4 倍の速度で伸びていることがわかる。第一世代、第二世代、第三世代それぞれの FEC で実験的に実証された結果を、図中に 3 種類のプロットで示す。図中の左の点線は、25% の冗長度の軟判定 FEC のシャノン限界をビットレートごとに示している。右の点線は、RS(255,239) の性能をビットレートごとに示したものである。これまでに、40 Gb/s 用の第二世代 FEC が最高性能を示している。次の開発ターゲットは 100 Gb/s 用であり、軟判定により図中△で示す性能がひとつの目標と考えられている。

100 Gb/s 用の第三世代 FEC の候補として、low-density parity-check (LDPC) 符号の検討が進んでいる。LDPC 符号は、当時 MIT の学生であった Gallager が 1962 年に発明⁴⁷⁾していたにもかかわらず長らく忘れ去られていたところ、Shannon 限界に迫る誤り訂正能力が得られるだけでなく、並列実装に適する特徴を有するため、無線分野への適用で再発見されたものである⁴⁸⁾。光通信用としても、10 dB を超える符号化が得られる可能性が、アリゾナ大の Djordjevic らによって計算機シミュレーションで示されている⁴⁹⁾。LDPC は、反復復号回数やレイテンシー、あるいはバーストエラー耐性など解決すべき課題が多いが、実用的な回路規模で LDPC を実現する方法として、巡回近似 δ -min 法が提案されている⁵⁰⁾。この方法を使えば、従来の LDPC 符号の回路規模と比較して演算量を 10 分の 1 に、メモリー量を 5 分の 1 に削減できる可能性がある。また、訂正後の符号誤り率特性がすそを引くエラーフロアを解決するために、リードソロモン符号と LDPC を

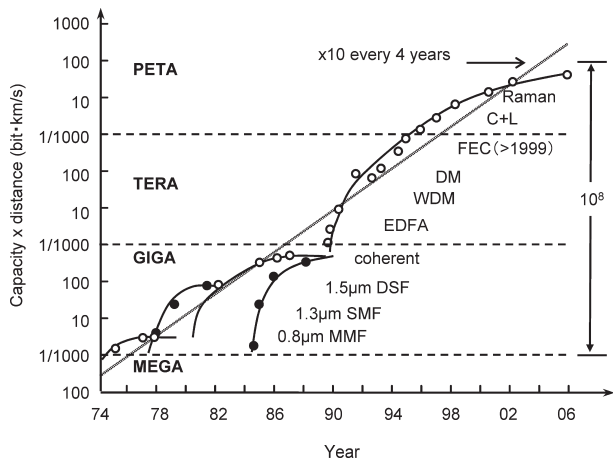


図 11 光伝送容量×距離積の進展¹⁾. ©2006 IEEE

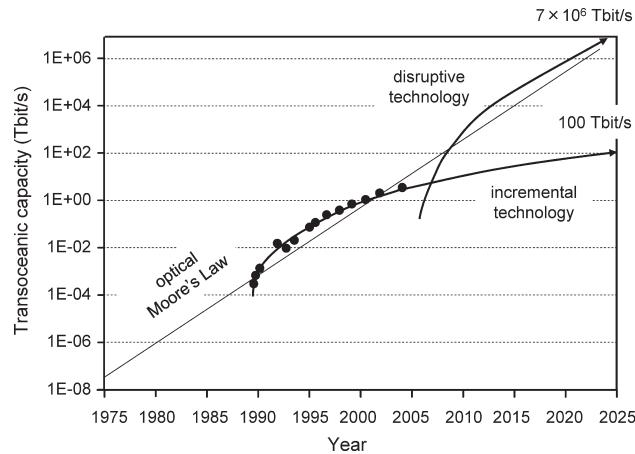


図 12 光通信のムーアの法則を大洋横断 1 万 km 伝送に当てはめた場合の将来予測¹⁾. ©2006 IEEE

接続符号化する方法も提案されている⁵¹⁾。

6. 光通信のムーアの法則

2009 年時点で、商用に供されている光通信システムの 1 ファイバーあたりの伝送容量は、陸上基幹系、大洋横断級の海底ケーブルの双方とも、大きいシステムでは 1 Tb/s を超えている。この先、大容量化がどこまで進むかを議論する前に、過去の大容量・長距離化がどのような技術で発展してきたかを振り返ってみたい。

図 11 は、Desurvire が示した過去 32 年の伝送容量と伝送距離の積の進展であり、5 つの世代を経て成長を続けてきた軌跡である¹⁾。第一世代は、0.8 μm のレーザーとマルチモードによって幕を開けた。第二世代は、1.3 μm シングルモードファイバーと長波長帯レーザーによって速度を伸ばした。第三世代は、1.55 μm 帯の分散シフトファイバーと DFB レーザーで分散制限を克服し伝送距離を伸ばした。第四世代では、コヒーレント伝送が研究された。第五世代で半導体レーザー励起の EDFA が開花し、その後の WDM 時代で爆発的な発展を遂げた。第一世代から第三世代までは、ファイバーと半導体レーザーの進歩そのものであった。第四世代はほとんど実用化されなかった。第五世代は、それまでとは全く異なる“disruptive”な技術であり、何かひとつの技術だけでなしたのではなく、いくつかの技術の複合で発展した点を Desurvire は強調している。伝送容量と伝送距離の積は、対数の縦軸に対してほぼ直線的に増加しており、その伸びは 4 年間で 10 倍になる。1965 年に提唱されたムーアの法則は、集積回路の集積度は 1 年半で 2 倍になるというものであった。これにたとえて、Desurvire は、伝送容量×距離積が 4 年で 10 倍を「Optical Moore's Law：光通信のムーアの法則」

とした¹⁾。

この先がどうなるかについて、図 12 へと話を進める。第五世代の成長のまま緩やかな推移にとどまれば、2025 年の大洋横断 1 万 km システムの伝送容量は 100 Tb/s だが、再び“disruptive technology”が登場し、光通信のムーアの法則どおりに成長を続ければ、 7×10^6 Tb/s にもなるとしている。

2006 年 5 月に投稿され、同年 12 月に発行されているこの論文には、多値変調・デジタルコヒーレント受信についての詳しい記述はなかったが、2006 年以降のデジタルコヒーレント技術の急速な進展は、次なる disruptive technology の様相を示しているといえなくもない。

一方で、慎重な見方も示しておかねばなるまい。調査会社の Gartner 社が示した概念に Hype Cycle (ハイブ曲線) がある⁵²⁾。IT 技術に対する期待度が時間の経過とともに変化していく状況をモデル化したものである。ある技術が登場すると、次第に期待度が上がっていく (テクノロジーの黎明期)。多くがその過剰宣伝を行うようになると、世の中の期待は必要以上に高まってしまい (過度な期待のピーク期)、それが万能と感じたり、採用しないと世の中から遅れてしまうのではという強迫観念を感じ、その後には過剰な期待の反動が訪れる (幻滅期)。その先で、再び冷静さを取り戻し (啓蒙活動期)、その技術の適切な適用、価値、限界を理解し、本来の価値に見合った地位 (生産の安定期) を得る、というものである (図 13)。

光通信の例を当てはめれば、WDM や光増幅器は完全に安定期に位置づけられよう。reconfigurable add/drop multiplexer (ROADM) は啓蒙活動期、optical cross connect (OXC) はまだその手前とみなされよう。デジタルコヒーレントは、期待がますます高まっている途中で位置

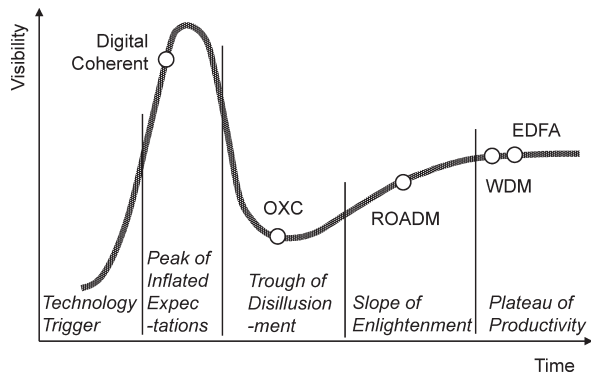


図 13 光通信のハイブ曲線 (文献 52 を参考に作図)。

づけられる。これを過度の期待であり、必ず反動が来ると決めつけるものではないが、例えばすべてがデジタル信号処理 LSI に集積され、これまでの光学技術がなくなってしまうとの考えがあれば、それは誤解であろう。冷静にデジタルコヒーレント技術をみていく必要がある。

前述の光通信のムーアの法則がこの先も続くかどうかを論ずるには無理があるが、国内の IP トラフィックの現在の伸び率 (年 1.4 倍) のまま進んだとしても、2025 年には現在の 200 倍弱の約 120 テラビットになることを考えれば、光通信の研究開発の歩みはこれからもますます加速することは間違いなさだろう。

光通信の長距離・超高速・大容量化の進展を概観した。研究の原動力として多値変調・デジタルコヒーレント受信が有望視されている。デジタルコヒーレントに基づく最近の伝送実験を紹介した。本稿で紹介した論文はごく一部であり、誌面の都合で多くを紹介できなかったことを了承願いたい。デジタル信号処理が今後の光通信を支えることを強調し、一例である分散補償をデジタル信号処理で行うプリコーディング技術について説明するとともに、デジタル信号処理 LSI そのものに対する期待と課題について述べた。多値変調では、これまで以上に SNR 不足の対処が重要となるため、誤り訂正技術の重要性が増す。最後に、Desurvire が提唱した光通信のムーアの法則を紹介した。100 Gb/s 化を目前にした光通信は、今後もますます発展を続け、未来の情報通信ネットワークの姿を変えようとしている。

本稿の一部は、独立行政法人情報通信研究機構からの委託研究「ユニバーサルリンク技術の研究開発」および「λユーティリティ技術の研究開発」の成果である。また、一部は、独立行政法人情報通信研究機構「民間基盤技術研究促進制度」による委託研究「高速電気信号処理技術に基づ

く適応制御光トランスポートネットワークの研究」の成果である。

文 献

- 1) E. B. Desurvire: "Capacity demand and technology challenges for lightwave systems in the next two decades," *J. Lightwave Technol.*, **24** (2006) 4697-4710.
- 2) 島田禎晉: "研究実用化とは何か", *O plus E*, **1** (2008) 22-28.
- 3) R. I. Laming, L. Reekie, D. N. Payne, P. L. Scrivener, F. Montana and A. Righetti: "Optical pumping of Erbium-doped-fiber optical amplifiers," *ECOC'88* (1988) pp. 25-28.
- 4) E. Snitzer, H. Po, F. Hakimi, R. Tumminelli and B. C. McCollum: "Erbium fibre laser amplifier at 1.55 μm with pump at 1.49 μm and Yb sensitised Er oscillator," *OFC'88* (1988) PD2.
- 5) M. Nakazawa, Y. Kimura and K. Suzuki: "Efficient Er^{3+} -doped optical fiber amplifier pumped by a 1.48 μm InGaAsP laser diode," *Appl. Phys. Lett.*, **54** (1989) 295-297.
- 6) K. Hagimoto, K. Iwatsuki, A. Takada, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aida, K. Nakagawa and M. Horiguchi: "A 212 km non-repeated transmission experiment at 1.8 Gb/s using LD pumped Er^{3+} -doped fiber amplifiers in an IM/direct detection repeater system," *OFC'89* (1989) PD15.
- 7) N. Edagawa, K. Mochizuki and H. Wakabayashi: "267 km, 1.2 Gbit/s optical transmission experiment using two in-line LD-pumped Er-doped optical fiber amplifiers and electro-absorption modulator," *IOOC'89* (1989) 21B4-1.
- 8) T. Okoshi and K. Kikuchi: *Coherent Optical Fiber Communications* (Kluwer Academic Publishers, Tokyo, 1988).
- 9) K. Iwashita and N. Takachio: "Chromatic dispersion compensation in coherent optical communications," *J. Lightwave Technol.*, **8** (1990) 367-375.
- 10) H. Toba, K. Oda, K. Nakanishi, N. Shibata, K. Nosu, N. Takato and M. Fukuda: "A 100-channel optical FDM transmission/distribution at 622 Mb/s over 50 km," *J. Lightwave Technol.*, **8** (1990) 1396-1400.
- 11) E. A. Golovchenko, L. Rahman, B. Bakhshi, D. Kovsh, F. Idrovo and S. M. Abbott: "Using RZ DPSK-based transponders for upgrades on existing long-haul submarine WDM systems," *J. Lightwave Technol.*, **26** (2008) 204-208.
- 12) T. Kataoka, S. Matsuoka, T. Masuda, H. Maeda, N. Sakaida, T. Kudo, T. Kotanigawa and T. Kawasaki: "Field transmission by using a commercially-ready 43 Gbit/s DWDM system employing RZ-DQPSK transponders in high PMD installed fiber," *OFC/NFOEC2007* (2007) JThA45.
- 13) M. Izutsu, S. Shikama and T. Sueta: "Integrated optical SSB modulator/frequency shifter," *IEEE J. Quantum Electron.*, **17** (1981) 2225-2227.
- 14) T. Kawanishi, T. Sakamoto and M. Izutsu: "High-speed control of lightwave amplitude, phase, and frequency by use of electrooptic effect," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **13** (2007) 79-91.
- 15) T. Sakamoto, A. Chiba and T. Kawanishi: "50 km SMF transmission of 50 Gb/s 16 QAM generated by quad-parallel MZM," *ECOC2008* (2008) Tu.1.E.3.
- 16) S. Tsukamoto, D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi: "Coherent demodulation of 40 Gbit/s polarization multiplexed QPSK signals with 16 GHz spacing after 200 km transmission," *OFC/NFOEC2005* (2005) PDP29.
- 17) G. Charlet, J. Renaudier, H. Mardoyan, P. Tran, O. B. Pardo, F. Verluise, M. Achouche, A. Boutin, F. Blache, J.-Y. Dupuy and S. Bigo: "Transmission of 16.4 Tbit/s

- capacity over 2,550 km using PDM QPSK modulation format and coherent receiver," *OFC/NFOEC2008* (2008) PDP3.
- 18) G. Charlet, M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, J. Renaudier, S. Bigo, M. Astruc, P. Sillard, L. Provost and F. Cérrou: "Transmission of 81 channels at 40 Gbit/s over a trans-pacific-distance Erbium-only link, using PDM-BPSK modulation, coherent detection, and a new large effective area fibre," *ECOC2008* (2008) Th.3.E.3.
 - 19) L. E. Nelson, S. L. Woodward, M. D. Feuer, X. Zhou, P. D. Magill, S. Foo, D. Hanson, D. McGhan, H. Sun, M. Moyer and M. O'Sullivan: "Performance of a 46 Gbps dual-polarization QPSK transceiver in a high-PMD fiber transmission experiment," *OFC/NFOEC2008* (2008) PDP9.
 - 20) C. Zhang, Y. Mori, K. Igarashi and K. Kikuchi: "Demodulation of 640-Gbit/s polarization-multiplexed OTDM QPSK signals using a digital coherent receiver," *OFC/NFOEC2008* (2008) PDP6.
 - 21) M. Yoshida, H. Goto, K. Kasai and M. Nakazawa: "64 and 128 coherent QAM optical transmission over 150 km using frequency-stabilized laser and heterodyne PLL detection," *Opt. Express*, **16** (2008) 829-840.
 - 22) P. J. Winzer and A. H. Gnauck: "112-Gb/s polarization-multiplexed 16-QAM on a 25-GHz WDM grid," *ECOC2008* (2008) Th.3.E.5.
 - 23) A. J. Lowery, D. Liang and J. Armstrong: "Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems," *OFC/NFOEC2006* (2006) PDP39.
 - 24) S. L. Jansen, I. Morita and H. Tanaka: "10×121.9 Gb/s PDM-OFDM transmission with 2 b/s/Hz spectral efficiency over 1,000 km of SSMF," *OFC/NFOEC2008* (2008) PDP2.
 - 25) H. Takahashi, A. Al Amin, S. L. Jansen, I. Morita and H. Tanaka: "8×66.8-Gbit/s coherent PDM-OFDM transmission over 640 km of SSMF at 5.6-bit/s/Hz spectral efficiency," *ECOC2008* (2008) Th.3.E.4.
 - 26) A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoaka, R. Kudo, K. Ishihara, Y. Takatori, M. Mizoguchi, K. Okada, K. Hagimoto, H. Yamazaki, S. Kamei and H. Ishii: "13.4-Tb/s (134×111-Gb/s/ch) no-guard-interval coherent OFDM transmission over 3,600 km of SMF with 19-ps average PMD," *ECOC2008* (2008) Th.3.E.1.
 - 27) M. M. El Said, J. Sitch and M. I. Elmasry: "An electrically pre-equalized 10 Gb/s duobinary transmission system," *J. Lightwave Technol.*, **23** (2005) 388-400.
 - 28) D. McGhan, M. O'Sullivan, M. Sotoodeh, A. Savchenko, C. Bontu, M. Belanger and K. Roberts: "5120 km RZ-DPSK transmission over G652 fiber at 10 Gb/s with no optical dispersion compensation," *OFC/NFOEC2005* (2005) PDP27.
 - 29) K. Roberts, L. Chuandong, L. Strawczynski, M. O'Sullivan and I. Hardcastle: "Electronic precompensation of optical nonlinearity," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **18** (2006) 403-405.
 - 30) T. Sugihara, H. Kubo, T. Mizuochi and K. Shimizu: "A study on residual distortion equalization in combination with pre-distortion and post-equalization," *OFC/NFOEC2007* (2007) OTuH4.
 - 31) H. Miyakawa and H. Harashima: "A method of code conversion for a digital communication channel with intersymbol interference," *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Jpn.*, **52-A** (1969) 272-273.
 - 32) H. Harashima and H. Miyakawa: "Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," *Trans. Commun.*, **COM-20** (1972) 774-780.
 - 33) M. Tomlinson: "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," *Electron. Lett.*, **7** (1971) 138-139.
 - 34) T. L. Koch and R. C. Alferness: "Dispersion compensation by active predistorted signal synthesis," *J. Lightwave Technol.*, **LT-3** (1985) 800-805.
 - 35) Y. Konishi, T. Sugihara and T. Mizuochi: "A novel flip-flop based look-up table in digital signal processing for optical communications," *APCC/COIN2008* (2008) C-15-PM1-1.
 - 36) P. Schvan, D. Pollex and T. Bellingrath: "A 22 GS/s 6 b DAC with integrated digital ramp generator," *ISSCC2005* (2005) 6.7.
 - 37) P. Schvan, J. Bach, C. Fait, P. Flemke, R. Gibbins, Y. Greshishchev, N. Ben-Hamida, D. Pollex, J. Sitch, S.-C. Wang and J. Wolczanski: "A 24 GS/s 6 b ADC in 90 nm CMOS," *ISSCC2008* (2008) pp. 544-545.
 - 38) H. Sun, K.-T. Wu and K. Roberts: "Real-time measurements of a 40 Gb/s coherent system," *Opt. Express*, **16** (2008) 873-879.
 - 39) G. Ungerboeck: "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inf. Theory*, **28** (1982) 55-67.
 - 40) C. E. Shannon: "A mathematical theory of communication," *Bell Syst. Tech. J.*, **27** (1948) 379-423, 623-656.
 - 41) W. D. Grover: "Forward error correction in dispersion-limited lightwave systems," *J. Lightwave Technol.*, **6** (1988) 643-645.
 - 42) G. D. Forney: *Concatenated Codes* (The MIT Press, Cambridge, MA, 1966).
 - 43) T. Mizuochi: "Recent progress in forward error correction for optical communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, **E88-B** (2005) 1934-1946.
 - 44) C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima: "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes (1)," *ICC'93* (1993) pp. 1064-1071.
 - 45) O. A. Sab and V. Lemaire: "Block turbo code performances for long haul DWDM optical transmission systems," *OFC2000* (2000) ThS5.
 - 46) T. Mizuochi: "Recent progress in forward error correction and its interplay with transmission impairments," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **12** (2006) 544-554.
 - 47) R. G. Gallager: "Low density parity check codes," *IRE Trans. Inf. Theory*, **IT-8** (1962) 21-28.
 - 48) D. J. C. MacKay: "Good error-correcting codes based on very sparse matrices," *IEEE Trans. Inf. Theory*, **45** (1999) 399-431.
 - 49) I. B. Djordjevic, O. Milenkovic and B. Vasic: "Generalized low-density parity-check codes for optical communication systems," *J. Lightwave Technol.*, **23** (2005) 1939-1946.
 - 50) Y. Miyata, R. Sakai, W. Matsumoto, H. Yoshida and T. Mizuochi: "Reduced-complexity decoding algorithm for LDPC codes for practical circuit implementation in optical communications," *OFC/NFOEC2007* (2007) OWE5.
 - 51) Y. Miyata, W. Matsumoto, H. Yoshida and T. Mizuochi: "Efficient FEC for optical communications using concatenated codes to combat error-floor," *OFC/NFOEC2008* (2008) OTuE4.
 - 52) J. Fenn and A. Linden: "Gartner's hype cycle special report for 2005," Gartner, (2005) G00130115, http://www.gartner.com/resources/130100/130115/gartners_hype_c.pdf

(2008年12月12日受理)