

■5 群(通信・放送)- 3 編(光伝送技術)

7 章 無線技術の光伝送への応用

【本章の構成】

- 7-1 コヒーレント変復調方式
- 7-2 光 QAM 伝送
- 7-3 光 OFDM 伝送

■5 群-3 編-7 章

7-1 コヒーレント変復調方式

(執筆者：菊池和朗) [2018 年 12 月 受領]

光ファイバ通信システムでは、現在に至るまで、信号光の強度変化をフォトダイオードで検出する強度変調 (Intensity modulation: IM)・直接検波 (Direct detection: DD) 方式が広く用いられている。一方、無線通信と同様に、受信端に設けられた局部発振 (Local oscillator: LO) 光との干渉により、光ファイバ中を伝送された信号光電界の復調を行う技術は、コヒーレント光通信方式と呼ばれている。コヒーレント光受信器はショット雑音限界の高い受信感度をもつため、中継器間隔の延伸を目的として、1980 年代に世界各国で盛んに研究された¹⁾。しかし、この方式は 2 台の独立なレーザ光間の干渉を基礎とするため、無線通信と比べて、システムの安定性を維持することに大きな技術的困難が伴った。さらに、1990 年代におけるエルビウム添加光ファイバ増幅器 (Erbium-doped fiber amplifier: EDFA) と波長多重 (Wavelength-division multiplexing: WDM) 技術の発展により、IM・DD 方式に基づく長距離伝送システムの大容量化が急速に進んだため、コヒーレント光通信技術の研究開発は、その後 10 年以上にわたって中断された。

これに対して 2005 年に、高速デジタル信号処理 (Digital signal processing: DSP) 技術と位相ダイバーシティホモダイン光受信器の組合せに基づく、10 Gbaud 4 相光位相変調 (Quadrature phase-shift keying: QPSK) 信号のオフライン伝送実験が初めて報告された²⁾。この技術は、DSP 技術により従来のコヒーレント光通信システムの不安定性を克服したものである。現在、デジタル・コヒーレント光通信技術と呼ばれている³⁾。この報告以降、デジタル・コヒーレント光通信技術の研究開発は世界各国で急進し、わが国では 25 Gbaud で動作する LSI の開発により、1 波長あたり 100 Gbps、1 ファイバあたりの総伝送容量 7 Tbps の光ネットワークが構築されている⁴⁾。

本節では、コヒーレント光通信技術の原理と特徴を解説した後、コヒーレント光通信技術と高速デジタル技術の融合がもたらしたインパクトについて述べる。

7-1-1 コヒーレント光通信の原理と特徴 3)

図 7・1 に、ヘテロダイン検波を用いたコヒーレント光受信器の光回路構成を示す。この光受信器では、信号光と LO 光とのビートにより、中間周波 (Intermediate frequency: IF) 信号と呼ばれる電気的な出力

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (7 \cdot 1)$$

が得られる。ここでは信号光と LO 光の偏波状態は一致していると仮定している。 P_s は信号光パワー、 P_{LO} は LO 光パワー、 θ_s は信号光位相変調、 θ_n は LO 光の位相を基準とした信号光のキャリア位相雑音である。信号光と LO 光の角周波数差は中間角周波数と呼ばれ、AFC (Automatic frequency control) 回路により一定に制御される。 R は受信器の感度である。ヘテロダイン検波では、中間角周波数は変調帯域よりずっと大きい値に設定される。このとき、電気段で、アナログ位相同期 (Phase-locked loop: PLL) 回路によって式(7・1)の IF 信号から位相雑音 θ_n を除去すれば、信号光電界の同相 (In-phase: I) 成分及び直交位相 (Quadrature: Q)

成分を抽出できる。

IM・DD 方式に比べ、コヒーレント光通信方式には次のような利点がある。2 値強度変調信号を用いた場合、光周波数帯域の利用効率率の一つの偏光、光周波数帯域 1 Hz あたり最大でも 1 bit/s であるので、EDFA 帯域を B Hz とすると、伝送容量限界は B bit/s に制限される。これに対してヘテロダイン検波を用いれば、多値 PSK 変調や多値直交振幅変調 (Quadrature amplitude modulation: QAM) などの光位相を用いた多値変調フォーマットによってこの限界を打破し、シャノン限界に迫る伝送容量を実現できる。コヒーレント光受信器のもつ第二の利点は、ショット雑音限界の高い受信感度である。式(7・1)に示すように、十分に強度の大きい LO 光を用いれば、受信器出力が受信器回路雑音に打ち勝つほど大きくなるため、ショット雑音限界まで受信感度を改善できる。また、コヒーレント光受信器は線形な受信器なので、信号光の位相情報が検波後も保持される。このため光ファイバの群速度分散 (Group-velocity dispersion: GVD) などで生じる線形な歪みを、受信後に電気段で補償することが可能である。

このような利点のために、1980 年代にはコヒーレント光通信の研究が活発に行われたが、実用化には至らなかった。コヒーレント光受信器では、信号光の位相や偏波の変動に適応的に対処する必要がある。しかし無線通信と比較すると、レーザ光の位相雑音や偏波変動は非常に大きく、この問題の解決が容易ではなかったことが実用化を阻害した主な原因であった。

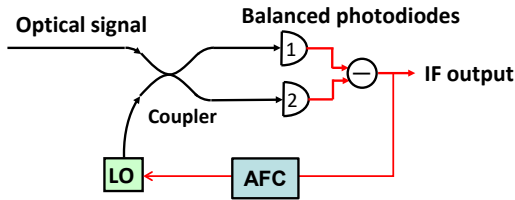


図 7・1 ヘテロダイン検波を用いたコヒーレント光受信器の光回路構成

7-1-2 デジタル・コヒーレント光通信方式のインパクト

2005 年に、位相ダイバーシティホモダイン受信器と高速デジタル信号処理との組合せにより、従来のコヒーレント受信器の技術的困難性を解決するデジタル・コヒーレント受信器という新しい概念が登場した²⁾。

図 7・2 に、デジタル・コヒーレント光受信器の光回路部の原理的構成を示す。この回路は、位相ダイバーシティホモダイン光回路と呼ばれる。ここでは、信号光周波数と LO 光周波数は等しく、信号光の偏波は LO 光の偏波と一致していると仮定する。LO1 と 2 には、 90° 光ハイブリッドにより 90° の位相差が与えられる。LO 光の位相を基準として、信号光と LO1 とのビートは信号光電界の I 成分を、信号光と LO2 とのビートは信号光電界の Q 成分を与える。したがって、二つのダブルバランス型フォトダイオードの出力は

$$I_I(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (7\cdot2)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (7\cdot3)$$

となる。

図7・2の光回路では、受信感度が信号光の偏波に依存するという問題があるが、この偏波依存性を解決する手段として、偏波ダイバーシティ技術が開発されている。図7・3に示すように、信号光の垂直及び水平偏波を、同一のLO光を用いてそれぞれ位相ダイバーシティホモダイン検波することにより、各偏波に対するIQ成分が得られる。各偏波に対するIQ成分がベースバンドで取得されれば、高速AD変換とDSPを用いて位相雑音 $\theta_n(t)$ を除去し、位相情報を抽出することができる。またDSPによって、偏波変動下において偏波多重分離を行うことや、光ファイバのGVDや偏波モード分散(Polarization-mode dispersion: PMD)を電気領域で補償することが可能となる。

この光受信器は、無線通信におけるダイレクトコンバージョンレシーバに対応するものであり、光領域においても無線通信と同様、電磁界のもつ全ての自由度を用いて通信を行うことが可能となった。このような特徴のために、デジタル・コヒーレント光通信の研究開発は、世界各国で急速に進み、100 Gbps 偏波多重 QPSK 信号伝送用の DSP-ASIC (Application specific integrated circuit) の早期実用化につながった⁴⁾。

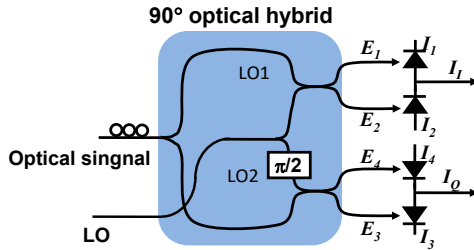


図7・2 位相ダイバーシティホモダイン光回路の構成

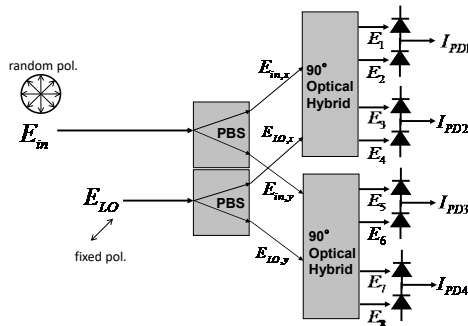


図7・3 偏波ダイバーシティ光回路の構成

7-1-3 デジタル信号処理回路の概要

図7・4は、わが国で開発されたデジタル・コヒーレント光送受信器のブロック図である⁴⁾。

変調方式は QPSK 方式であり、信号光の垂直偏波と水平偏波に異なる変調信号を多重して伝送する偏波多重を用いている。送信器部（図 7・4 上段）はフレーム部、誤り訂正符号化処理部、トレーニング信号付加部、多重化部、100G 光送信部から構成される。このなかで、誤り訂正符号化処理部からトレーニング信号付加部までが、DSP-ASIC に集積実装されている。

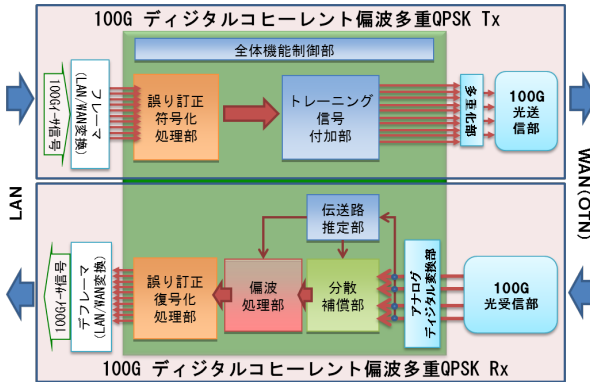


図 7・4 デジタル・コヒーレント光送受信器のブロック図

送信器の DSP-ASIC には、左側から 7% の FEC 冗長度を含む OTN フレーム 100G 信号（Optical transport unit-4: OTU4、ビットレート 111.81 Gbps）が入力される。OTU4 信号は、誤り訂正符号化処理部によって信号処理される。送信側 DSP-ASIC からの出力は、20 レーンの平行信号であるが、4 レーンに多重化されたのち、100G 光送信部の光 IQ 変調器を駆動する。

一方受信器側では、7-1-2 項で述べた偏波・位相ダイバーシティホモダイン光回路を用いて、二つの偏波成分それぞれに対して光信号電界の IQ 成分が検波され、計 4 系統の電気信号が出力される。図 7・4 下段に示すように、これらの電気信号はそれぞれ AD 変換部でサンプリングされ、デジタル信号に変換される。サンプリングレートはシンボルレートの 2 倍である（2 倍オーバーサンプリング）。

サンプリングされた信号は、伝送路推定部と波長分散補償部に入力される。伝送路推定部は、送信部で信号光に与えられたトレーニング信号を用いて、長距離伝送時の波形歪みの原因となる波長分散の量を高速に推定する。波長分散補償部では、伝送路推定部で検出された波長分散情報に基づき、信号の歪み補正を行う。分散補償回路としては、周波数領域等化（Frequency domain equalization: FDE）技術を用いた規模効率の高い回路を用いている。

波長分散補償部からの出力信号は、偏波処理部に入力される。偏波処理部では、光ファイバ内での高速の偏波変動に追従しつつ、垂直偏波、水平偏波成分の分離を行い、同時に PMD に起因する波形歪みを補償する。この機能を担う適応等化器は、四つのトランスバーサルフィルタで構成される。これらのフィルタのタップ係数を、偏波変動よりも十分高速かつ適応的に更新することにより、高速な時間的変動を伴う偏波変動や PMD による波形歪みに対して、安定な受信状態を実現している。偏波処理部は、上記の適応等化器に加えて、サンプリ

ング位相同期制御 (ADC においてデータパルスの中心部で標準化するための制御機能), 周波数オフセット補正 (信号光と局発光の周波数差で生じる信号位相の回転補正), キャリア位相推定 (信号に重畳された様々な雑音を取り除き正しい搬送波を抽出) の機能をも備えている。

偏波処理部で再生された受信信号は, 次に誤り訂正復号化処理部で処理される。従来の直接検波光受信器は, 一つの識別電圧しかもたない構成であったため, 硬判定の誤り訂正しかできなかった。一方デジタル・コヒーレント受信器では, 光電変換した信号を異なる識別電圧を持つ AD 変換器で量子化し, 対数尤度比を求める演算が可能となるため, 硬判定よりも高い誤り訂正能力を発揮できる軟判定誤り訂正が可能となる。ここでは, 内符号として冗長度 13.5% の低密度パリティ検査 (Low density parity check: LDPC) 符号を, 外符号として二つのブロック符号からなる冗長度 7% の連接符号を用いて, 全体で 20.5% の冗長度を付与することにより, 11 dB の高いネット符号化利得を実現している。

最後に, 誤り訂正処理部からの出力信号は, デフレーマ部において 100G イーサネット信号に再生成される。

この受信器では, 伝送路推定部で推定された伝搬経路の波長分散の値を用いて, 波長分散による波形歪みが分散補償部で自動的に除去される。このため, 光信号の経路を変更することが容易になり, 光ネットワークの運用性が大幅に向上している。また, 光ファイバの波長分散だけでなく, 時間的に変動する PMD による波形歪みも適応的に取り除かれる。さらに, 高性能の誤り訂正符号により, 低い SN 比でも正確に信号を復調できる。このような高い性能のため, デジタル・コヒーレント光伝送技術は, まず幹線系ネットワークに導入された。今後, DSP-ASIC のさらなる低消費電力化がはかられれば, 比較的短距離のメトロネットワーク, さらにはデータセンターインターコネクションの分野にも応用領域を広げていくことが予想される。

■参考文献

- 1) T. Okoshi and K. Kikuchi, Coherent Optical Communication Systems, KTK, 1988.
- 2) 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/NFOEC 2005, March 6-11, 2005, Anaheim, PDP29.
- 3) K. Kikuchi, "Fundamentals of coherent optical fiber communications," J. Lightwave Technol., vol.34, no.1, pp.157-179, Jan. 2016.
- 4) 富澤, 尾中, 水落, 福知, 菊池, "デジタルコヒーレント方式による 100 Gbps 級光ファイバ伝送システムの研究開発," 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J100-B, no.9, pp.602-610 (2017 年 9 月) .

■5 群-3 編-7 章

7-2 光 QAM 伝送

■5 群-3 編-7 章

7-3 光 OFDM 伝送

(執筆者：高橋英憲) [2010年7月受領]

直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は、キャリア間の直交性を利用した特殊なマルチキャリア伝送である。主に無線通信分野において、高速フーリエ変換 (FFT) に代表されるデジタル信号処理技術の発達を背景に、広く用いられるようになってきている¹⁾。光ファイバ通信分野においても、光ファイバ伝送特有の伝送品質劣化要因である波長分散への対策や、高周波数利用効率伝送を目的として OFDM の適用が提案されている²⁻¹³⁾。本節では、OFDM の原理から、光 OFDM 信号の生成及び受信方式の説明を行い、最近の伝送実験の動向を紹介する。

7-3-1 OFDM の原理

図 7・1 に、OFDM の原理図を示す。左図はシンボル長 T の、整数 n 分の 1 が一周期となる複数の波形を示しているが、これらを合波した波形 (図 7・1 左下) を時間 t と同一の FFT 区間 T_{FFT} で FFT 処理すると、周波数軸上で、それぞれの波の振幅及び位相が独立に算出できる。これが直交性であり、この性質を用いると、シンボル長 T において独立な振幅・位相情報を持つ複数の波 (サブキャリア) を同時に受信することが可能となる。一方、図 7・1 右は、連続した複数のシンボルのスペクトルモード図である。各サブキャリアはシンボルごとに変調されているため振幅の分布 (帯域) を有し、隣接するサブキャリアと一部帯域重なって見えるものの、上述の直交性により干渉しないことから、狭い周波数間隔でサブキャリアが配置可能となる。

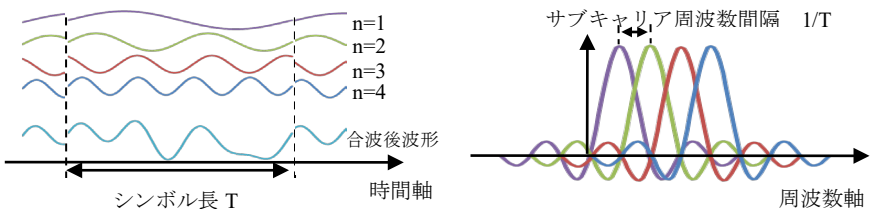


図 7・1 OFDM の原理図

さらに OFDM 信号の特徴として、シンボルの周回性がある。図 7・2 のようにシンボルの前半の一部の複製を、後半へと連続的に付与し、シンボル長を延伸する。これはサイクリック・プリフィックス (CP) と呼ばれ、仮に伝送中に OFDM 信号を構成する各波の間で時間差が生じたとしても、その時間差が CP の時間 t 以内であれば、FFT 区間 T_{FFT} で FFT 処理することにより、送信時の各サブキャリアの振幅・位相が算出できる。これは無線伝送分野ではマルチパスへの対応に用いられており、光伝送分野では波長分散補償に用いられる。

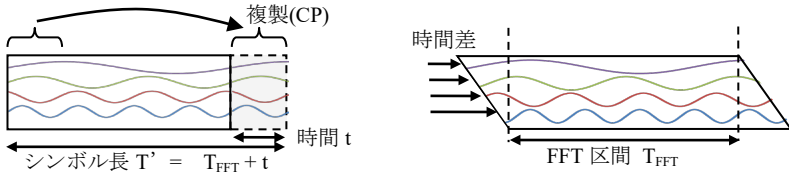


図 7.2 OFDM の周期性及びサイクリック・プリフィクス (CP)

7-3-2 光 OFDM 信号の生成方式

光 OFDM 信号を生成する方法は大きく分けて 2 種類ある。一つは図 7.3 左に示す、各サブキャリアをそれぞれ独立した光変調器で変調してから合波する光領域多重方式、もう一つは、図 7.3 右に示す、逆 FFT (IFFT) 処理を用いて一括して複数のサブキャリアを生成する FFT (IFFT) 方式である。光領域多重方式は、複数のシングルキャリア信号を同期させながら独立に変調して生成するため、シングルキャリア伝送方式の受信方式を応用できる。一方 FFT (IFFT) 方式は、デジタル信号処理 (DSP) によりサブキャリア数を 1000 波オーダで生成することが可能であり、より矩形なスペクトルを生成できるため、波長多重 (WDM) 伝送において、隣接チャネルとのクロストークの減少に寄与できる。

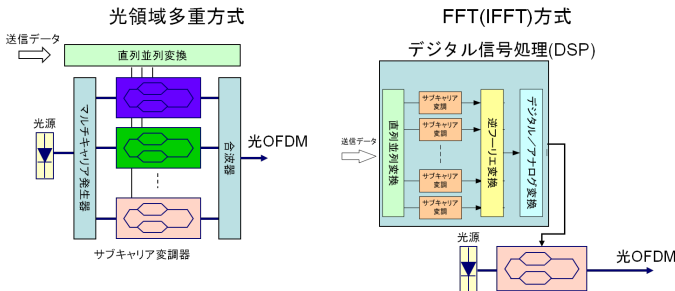


図 7.3 光 OFDM 信号の生成方式

7-3-3 光 OFDM 信号の受信方式

光 OFDM 信号の受信器における光学部品などのハードウェア自体はシングルキャリア伝送方式と同様である。信号光の位相状態はフォトダイオードの光/電気変換では直接検出できないため、基準光と信号光を干渉させ、強度変調に変換して検出する手法を用いる。その基準光の提供方法には 2 通りあり、受信器が光源 (局所発振光) をもつコヒーレント受信方式²⁾、また送信器から信号光と同時に基準光を送信する直接受信方式³⁾がある。帯域利用効率や感度の点でコヒーレント受信方式に利点があり、部品構成の簡易性では直接受信方式が有利である。コヒーレント受信方式は、信号光と局所発振光の周波数誤差をデジタル領域で補償するデジタル・コヒーレント受信方式の提案により実現が容易となった。

また、光 OFDM での特徴的な信号処理として、位相雑音補償があげられる。サブキャリアの一部に既知のパターンを挿入する①パイロットサブキャリア方式²⁾、送信信号光と局所発振光の差分の複素共役を OFDM 信号に乗算する②RF パイロット方式⁴⁾、送信器からのパイロットトーンの光位相にアナログ領域で同期させる③光 PLL 方式⁵⁾がある。

7-3-4 最近の伝送実験

2007 年に光 OFDM のコヒーレント受信実験が報告されて以来²⁾、Multi-Input-Multi-Output (MIMO) 処理を用いた偏波多重光 OFDM 伝送による高ビットレート化など⁵⁾、目覚ましい発展を遂げている。

前述した信号生成方式を進展させ、1WDM チャネル当たりのビットレートを 100 Gb/s に高速化した報告もある。2008 年には FFT (IFFT) 方式により生成された OFDM バンドをアップコンバージョンして 4 バンド多重することで 100 Gb/s とした 1 000km 伝送実験⁶⁾、また光領域多重を用いて約 50 Gb/s の偏波多重 QPSK 信号を 2 キャリア用いた 100 Gb/s 信号を 9 612km 伝送した報告がある⁷⁾。

また、高周波数利用効率化への適用性を示す報告として、2009 年にはサブキャリア変調に 32QAM を用いてビットレートを 65.1 Gb/s とした偏波多重 OFDM 信号を 8 波長多重し、7 bit/s/Hz の周波数利用効率で標準シングルモードファイバを 240 km 伝送した報告がある⁸⁾。さらに 2010 年にはサブキャリア変調に 64QAM と 16QAM の両方を用いた 62 Gb/s の OFDM 信号を 5 波長多重し、7.2 bit/s/Hz の周波数利用効率で 80 km 伝送した報告がある⁹⁾。

さらなる高速化として、1Tb/s 信号伝送の報告がある。2009 年には FFT (IFFT) 方式により生成された OFDM バンドを 36 個複製し、光領域多重して総ビットレートを 1 Tb/s とした 600 km 伝送¹⁰⁾、及び 24 サブキャリア光領域多重による 1.2 Tb/s 伝送が報告されている¹¹⁾。

また、受信器において短時間の時間波形を記録し、別途低速でデジタル信号処理を行うオフライン処理に対し、受信した時間波形を随時処理するリアルタイム処理も報告されている。2010 年には 3.3 Gb/s の OFDM バンドをコヒーレント受信した報告がなされている¹²⁾。さらに、直接受信方式を用い、32 サブキャリアを用いた 42.5 Gb/s 信号のリアルタイム受信が報告されている¹³⁾。

■参考文献

- 5) S. B. Weinstein, and P. M. Ebert: "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," Trans. on Comm. Technol., Vol. COM-19, NO. 5, pp628-634 (1971)
- 6) W. Shieh, X. Yi and Y. Tang: "Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000km SSMF fibre," Electronic Letters, Vol. 43 No. 3, pp. 183-185 (2007)
- 7) B. J. C. Schmidt, Z. Zan, L. B. Du and A. J. Lowery: "100 Gbit/s Transmission using Single-Band Direct-Detection Optical OFDM," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2009, Paper PDPC3.
- 8) S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, and H. Tanaka: "Long-haul transmission of 16x52.5 Gbits/s polarization-division-multiplexed OFDM enabled by MIMO processing," J. Optical Networking, Vol. 7, Issue 2, pp173-182 (2008)
- 9) 大宮達則, 後藤広樹, 葛西恵介, 吉田真人, 中沢正隆: "サブキャリアに 64QAM を用いた OFDM コヒーレント光伝送," 電子情報通信学会技術研究報告, OCS2009-1, pp1-6 (2009)
- 10) S. L. Jansen, I. Morita and H. Tanaka: "10x121.9-Gb/s PDM-OFDM Transmission with 2-b/s/Hz Spectral Efficiency over 1,000 km of SSMF," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2008, Paper PDP2.

- 11) H. Masuda et al: "13.5 - Tb/s (135 x 111 - Gb/s/ch) No - Guard - Interval Coherent OFDM Transmission over 6,248 km Using SNR Maximized Second - Order DRA in the Extended L - Band," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2009, Paper PDPB5.
- 12) H. Takahashi, Abdullah Al Amin, Sander L. Jansen, I. Morita and H. Tanaka: "DWDM Transmission with 7.0-bit/s/Hz Spectral Efficiency using 8x65.1-Gbit/s Coherent PDM-OFDM Signals," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2009, Paper PDPB7.
- 13) M. Nolle, L. Molle, D. D. Gross, R. Freund: "Transmission of 5x62 Gbit/s DWDM Coherent OFDM with a Spectral Efficiency of 7.2 Bit/s/Hz using Joint 64-QAM and 16-QAM Modulation," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2010, OMR4.
- 14) Y. Ma, Qi Yang, Y. Tang, S. Chen, W. Shieh, "1 - Tb/s per Channel Coherent Optical OFDM Transmission with Subwavelength Bandwidth Access," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2009, Paper PDPC1.
- 15) R. Dischler, F. Buchali, "Transmission of 1.2 Tb/s Continuous Waveband PDM - OFDM - FDM Signal with Spectral Efficiency of 3.3 bit/s/Hz over 400 km of SSMF," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2009, Paper PDPC2.
- 16) S. Chen, Y. Ma, and W. Shieh: "110-Gb/s Multi-band Real-time Coherent Optical OFDM Reception after 600-km Transmission over SSMF Fiber," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2010, OMS2.
- 17) D. Qian, T. T. O. Kwok, N. Cvijetic, J. Hu, T. Wang: "41.25 Gb/s Real - Time OFDM Receiver for Variable Rate WDM - OFDMA - PON Transmission," in Proc. Opt. Fiber Commun. Conf., San Diego, CA, 2010, Paper PDPD9.