

コヒーレント光通信技術の進展

岩 下 克

Progress of Coherent Optical Communication Technologies

Katsushi IWASHITA

Coherent optical communication systems which were extensively studied in the 1980s are attractive because of their high receiver sensitivity, high spectral efficiency and its electrical dispersion compensation capability. This paper reviews the progress of coherent optical communication systems. First, the principle and merits of coherent detection based on heterodyne and homodyne detection are explained. Second, experimental investigations which were performed in the 1980s and 1990s are shown. Lastly, recent advanced experimental researches are discussed.

Key words: coherent optical communication, heterodyne detection, homodyne detection, phase diversity, chromatic dispersion compensation

FTTH (fiber-to-the-home) によるブロードバンド化の進展や動画サービス利用ユーザーの増加などにより、インターネットトラフィックは急激に増加しているため、バックボーンネットワークの大容量化が望まれる。このような中、次世代光通信技術としてコヒーレント光通信技術が再び注目されている。コヒーレント光通信は受信感度が直接検波と比較して10~20 dB改善されるため1980~1990年代に精力的に研究された¹⁻³⁾。しかし、光ファイバー増幅器の登場により実用化は見合わされた。ここにきて再び研究開発が活発化している理由は、AD変換技術の超高速化によりデジタル信号処理技術が光受信信号処理にも適用可能となり、光ファイバーの波長分散、偏波モード分散の電氣的補償が可能となり、多値化、偏波多重により飛躍的に伝送容量を上げることができ、直接検波では限界に近い光ファイバー伝送方式の大容量化が期待できるからである。最近の研究では、超高速デジタル信号処理技術による波長分散や偏波モード分散補償、大容量化を目指した偏波多重、波長分散・偏波モード分散の耐力向上を目指したOFDM (orthogonal frequency division multiplexing)⁴⁾、128 QAM (quadrature amplitude modulation)⁵⁾、5 bit/s/

Hz⁶⁾を超える周波数利用効率向上など、無線通信を彷彿とさせる研究成果が発表されている。

本論文では1980~1990年代に精力的に検討されたコヒーレント光通信技術について、原理や特徴について説明し、当時検討されたコヒーレント光通信技術について紹介する。最後に、現在の研究との関連についても触れる。

1. コヒーレント光通信の原理

1.1 信号対雑音比

コヒーレント光通信は大別して、信号光とわずかに異なる周波数で発振する局部発振光を用いる光ヘテロダイン検波と、信号光と局部発振光の周波数と位相が完全に一致した光ホモダイン検波がある。特徴は、直接検波と比較して受信感度が10~20 dBと大幅に改善されること、波長多重時に隣接チャネルの干渉を光-電気変換後の中間周波数において理想的な電気フィルターで除去できるため高密度波長多重が可能であること、光領域における波長分散などの歪みが電気回路で補償可能であること、などがあげられる。以下、コヒーレント光通信について簡単に説明する⁷⁾。

光ヘテロダイン検波の構成例を図1に示す。伝送されて

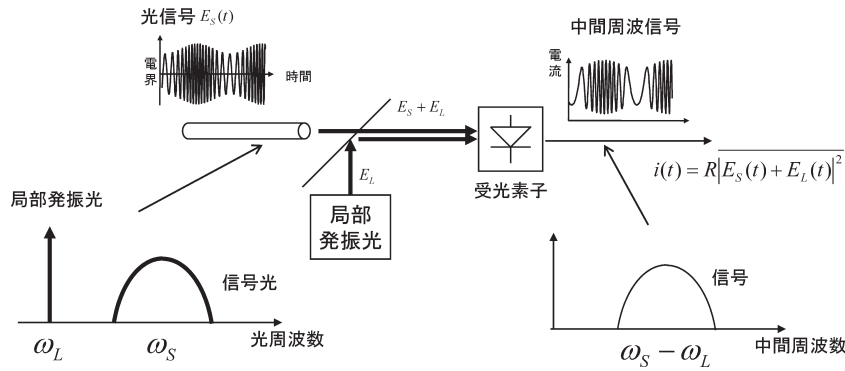


図1 光ヘテロダイン検波の原理.

きた光信号 $E_s(t)$ とわずかに周波数の異なる局部発振光 E_L を合波し、受光素子を用いて二乗検波し、信号電流 $i(t)$

$$i(t) = R[P_s(t) + P_L + 2\sqrt{P_s(t)P_L} \cos\{(\omega_s(t) - \omega_L)t + \phi_s - \phi_L + \phi(t)\}] \quad (1)$$

を取り出す。ここで $R = 2\pi\eta e/h\omega_s$ は感度、 $P_s(t) = |E_s(t)|^2$ 、 $P_L = |E_L|^2$ はそれぞれ信号光電力、局部発振光強度、 $\omega_s(t)$ 、 ω_L は信号光および局部発振光の角周波数、 ϕ_s 、 ϕ_L は信号光および局部発振光の位相、 $\phi(t)$ は変調信号、 η は量子効率、 e は電子の電荷、 h はプランク定数を表す。

式(1)において、第3項は信号光と局部発振光によって生じたビート信号を表す。信号光強度は局部発振光強度より十分小さい ($P_s \ll P_L$) として無視することができ、第2項から発生するショット雑音と第3項の信号成分により信号対雑音比 (S/N) は次のようになる。

$$S/N = \frac{2R^2 P_s P_L}{2eR(P_s + P_L)B + N_{th}} \approx \frac{RP_s}{eB} \quad (2)$$

ここで、 B は受信回路の帯域、 N_{th} は受信機の回路雑音を表す。

信号電力は局部発振光強度に比例して増加するが、同様にショット雑音電力も局部発振光強度に比例して増加する。したがって、信号対雑音比 (S/N) は受信回路雑音が支配的な領域では局部発振光強度とともに増え続けるが、回路雑音が無視できるほど局部発振光強度を大きくすると S/N はほぼ一定値に近づく。直接検波では受信回路の回路雑音がおもな感度劣化要因であるが、コヒーレント検波は、回路雑音が無視でき、ショット雑音のみになるため、究極のショット雑音限界の感度が実現できる。

信号光と局部発振光を合波する場合、図1に示す構成では信号光が分岐により減衰する。これを回避するため、分岐の反対側の信号も受信する。これらの信号は位相が 180° 異なるため、差をとるバランスド受信器の構成とする。この方法は、信号光の有効利用だけでなく、局部発振

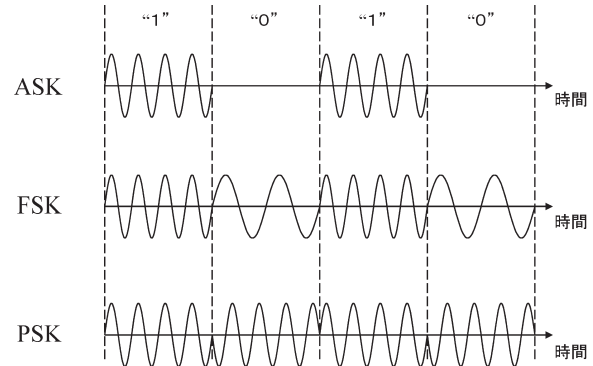


図2 各種変復調方式の波形.

光から発生する相対強度雑音の除去も可能になる。

1.2 受信感度と要求線幅

実際の受信感度は変復調方式に依存する。各種変復調方式に対する受信感度と要求線幅を表1に示す。変調方式として、図2に示すように振幅に情報をのせる ASK (amplitude shift keying)、周波数にのせる FSK (frequency shift keying)、位相にのせる PSK (phase shift keying) がある。また、FSK でマーク、スペースの2つの周波数間を位相が連続的に変化する CPFSK (continuous phase FSK)、差動符号化を行った DPSK (differential PSK)、四相位相変調を行う QPSK (quadrature PSK) がある。光ヘテロダイン検波は、復調時の信号振幅と雑音帯域幅の関係で、受信感度は ASK、FSK、PSK と 3 dB ずつよくなる。さらに、光ホモダイン検波では受信帯域幅が光ヘテロダイン検波の半分になるため、3 dB 受信感度が改善される。

光コヒーレント検波では光の周波数や位相を検出するため、光源の位相雑音が問題になる。光源の位相雑音の大きさは、有限の発振スペクトル線幅となって現れる。符号誤り率 10^{-9} における受信感度劣化を 1 dB 許容したときの線幅に対する要求条件を表1に示す。高感度変復調方式を用いると、それだけ位相雑音に対する要求が厳しくなる傾向にあり、より狭い線幅の光源が必要になる。DPSK は

表1 各種変復調方式の受信感度と要求線幅。

検波方式	変調	復調	誤り率	フォトン数 (@10 ⁻⁹)	要求線幅	文献
光ヘテロダイン検波	ASK	包絡線検波	$1/2 \exp(\gamma/4)$	80	$\sim 0.1 B$	8
	FSK		$1/2 \exp(\gamma/2)$	40	$\sim 0.1 B$	
	CPFSK		$1/2 \exp\{[1-1/(4m)]\gamma\}$	27	$6.8 \text{ m} \times 10^{-3} B$	
	DPSK	遅延検波	$1/2 \exp(\gamma)$	20	$3.3 \times 10^{-3} B$	10
	PSK		$1/2 \operatorname{erfc}(\gamma)$	18	$6.3 \times 10^{-3} B$	11
	QPSK		$1/2 \operatorname{erfc}(\gamma)$	18	$9.7 \times 10^{-5} B$	12
光ホモダイン検波	ASK	包絡線検波	$1/2 \exp(\gamma/4)$	80	$\sim 0.1 B$	13
	DPSK	遅延検波	$1/2 \exp(\gamma)$	80	$3.3 \times 10^{-3} B$	
	PSK	同期検波	$1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{2}\gamma)$	9	$6.0 \times 10^{-4} B$	14
	QPSK		$1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma})$	18	$9.7 \times 10^{-5} B$	9

γ : 信号対雑音比, B : 受信回路の帯域, m : 変調指数。

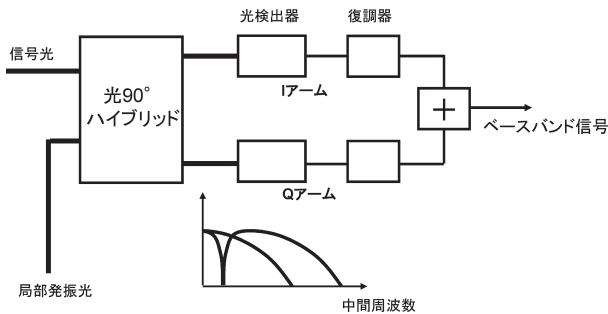


図3 位相ダイバーシティの構成。

PSK同期検波と比べて感度は劣るものの、光源の線幅に対する要求条件が大幅に緩和される。さらに、位相のゆらぎ幅は時間とともに増大していき、短いタイムスロットの信号ほど相対的な位相ゆらぎが小さくなるため、その要求線幅は伝送速度に比例して緩和される。

1.3 位相ダイバーシティ

光ヘテロダイン検波は中間周波数を伝送速度の2倍以上に設定する必要があるため、高速光ファイバー伝送では大きな問題となる。一方、光ホモダイン検波は最も高感度受信が可能だが、伝送された信号光の位相と同一位相の局部発振光を生成する必要があるため光PLL (phase-locked loop) が必要になる。光PLLの実現は難しいため、単に周波数安定化のみで受信可能な位相ダイバーシティ検波が考案された¹¹⁾。位相ダイバーシティ検波の受信感度は光ヘテロダイン検波と同じであるが、必要な帯域が伝送速度と同じくベースバンド帯域でよいいため、超高速伝送には適している。位相ダイバーシティの構成例を図3に示す。信号光と局部発振光の周波数差を伝送速度の10分の1程度に設定し、位相の90°異なるIアームとQアームの

信号を光90°ハイブリッドを用いて生成し、それらを受信し、復調後に電氣的に合成し、もとの信号を再生する方法である。受信回路の帯域は光ヘテロダイン検波の半分以下でよいが、受信回路が2つ必要なため、受信感度は光PLLを用いる光ホモダイン検波と比較して3dB劣化し、光ヘテロダイン検波と同等の感度となる。

この方法は、2ポート以外にマルチポートでも実現できる。

この方式は光ハイブリッドを用いて偏波ダイバーシティを構成すると、さらにもう2つの受信回路が必要になり複雑になる。

1.4 波長分散補償

直接検波の場合、電気信号に変換後は光領域の位相情報がなくなるため、波長分散補償は分散補償光ファイバーなどの光部品でのみ可能である。一方、光ヘテロダイン/ホモダイン検波は、光信号の位相情報を保存して中間周波数の電気信号に周波数変換される。すなわち、光領域で生じた線形の歪みはそのまま中間周波数帯における電気信号となるため、光領域の伝達関数の逆関数を中間周波数の信号にかけることにより電気領域で補償可能である。また、光領域で任意の伝達関数をもつ光部品を作るのは難しいが、電気信号はデジタル信号処理技術により任意の関数が実現できる。

1.5 偏波制御

光ヘテロダイン/ホモダイン検波では、局部発振光と信号光の干渉を使うため両者の偏波を一致させる必要がある。また、光ファイバーを伝搬した光の偏波は、途中の温度変化や振動により1kHz以下のゆっくりとした速度で変動する¹⁵⁾。したがって、偏波を一致させる機構とその偏

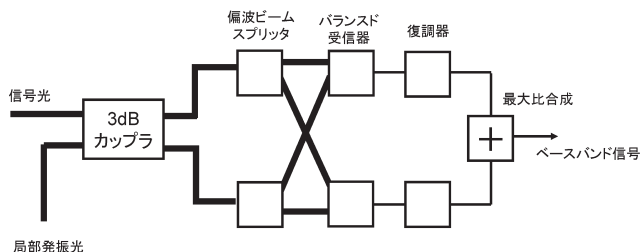


図4 偏波ダイバーシティの構成.

波の変動を常時検出してフィードバックさせる機能が必要になる。この方法には、局部発振光か信号光のどちらか一方の偏波を光領域で制御して一致する方法と、図4に示す偏波ダイバーシティとよばれる受信信号を直交する2つの偏波に分離し、両方の信号を光ヘテロダイン/ホモダイン検波し、電氣的に合成して受信する方法がある¹⁶⁾。前者は、偏波状態を検出・制御する機構が必要になる。一方、後者は受信機の構成は複雑になるが、最大比合成により理論的には受信感度の劣化もなく受信可能である。

2. 実験的検討例

ここでは、それぞれの技術について説明する。

2.1 CPFSK一遅延検波方式

1980年代最も精力的に研究開発が推進されたのは、CPFSK一遅延検波方式である⁷⁾。この方式は、マーク、スペースの2つの周波数差を伝送速度内に小さくできるため受信帯域幅が小さくでき、受信感度を改善できる。また、FSK変調は半導体レーザーの直接変調で簡単に実現できること、その光出力は直接変調に比べて大きく設定できること、CPFSKを用いる遅延検波はPSK同期検波方式と比べて遜色のない受信感度が得られることなどのメリットがある。しかし、半導体レーザーの周波数は注入電流により簡単に変化させることができるが、通常の半導体レーザーでは図5(b)に示すように低周波は熱の影響で波長

が長波長側にシフトし、高周波になるとキャリアの影響で短波長側にシフトするため数百kHz付近で位相が180°回転する。この理由により、低周波から高周波まですべての周波数成分を含む信号には適用困難であった。そこで、周波数変化を強調するために図5(a)に示すような電極を分割した構造の多電極DFB-LD(distributed feedback laser diode)を開発することにより、高い周波数偏移と平坦なFM変調特性を得ることができた¹⁷⁾。

CPFSK一遅延検波方式を用いて、瀬戸内海を具、松山、大分を結ぶ海底伝送システムへの適用を目指して多中継の現場試験が行われた¹⁸⁾。伝送速度は2.5 Gbit/sとし、偏波変動に対しては偏波ダイバーシティを用い安定な動作を実現した。コヒーレント光通信の現場試験は、ATTベル研究所においても1.7 Gbit/sにおいて同様の変復調方式で現場試験が行われ、1か月以上の長期安定動作が確認された¹⁹⁾。

2.2 光ホモダイン検波

光ホモダイン検波は、9フォトン/ビットと最大の受信感度が得られること、受信回路に必要な帯域が伝送速度と同等で高速化が可能であること、高密度波長多重ができることなど、多くのメリットがある。光ホモダイン検波実現には、位相雑音の少ない狭線幅半導体レーザーと光PLLが必要である。光PLL実現の課題は、BPSK(binary PSK)変調の場合変調スペクトルに搬送波成分が存在しないことと、PLLループの遅延時間である。前者については、送信側で変調度を少なくして搬送波成分を残した残留搬送波変調方式、および受信回路は複雑になるがコスト型PLL方式がある。残留搬送波変調方式は、感度劣化とともに要求線幅がきわめて厳しくなる¹¹⁾。一方、コスト型PLLは、受信側で光90°ハイブリッドを用いて受信信号と位相が一致した成分と90°位相の異なる成分を受信し、両者を掛け合わせるにより信号成分を除去し、位相差成分を抽出し、その信号で局部発振光の周波数を制御する

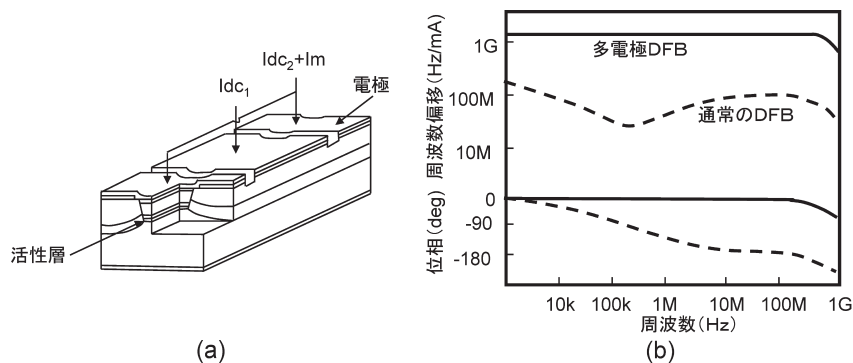


図5 多電極DFB-LDの構造(a)とそのFM変調特性(b).

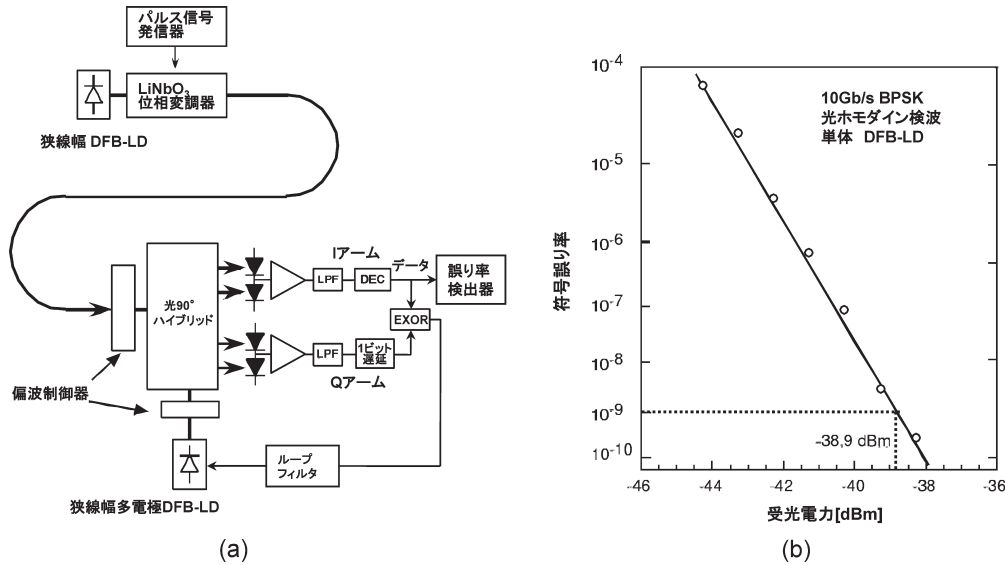


図6 光PLLを用いた光ホモダイン検波実験系 (a) と符号誤り率特性 (b).

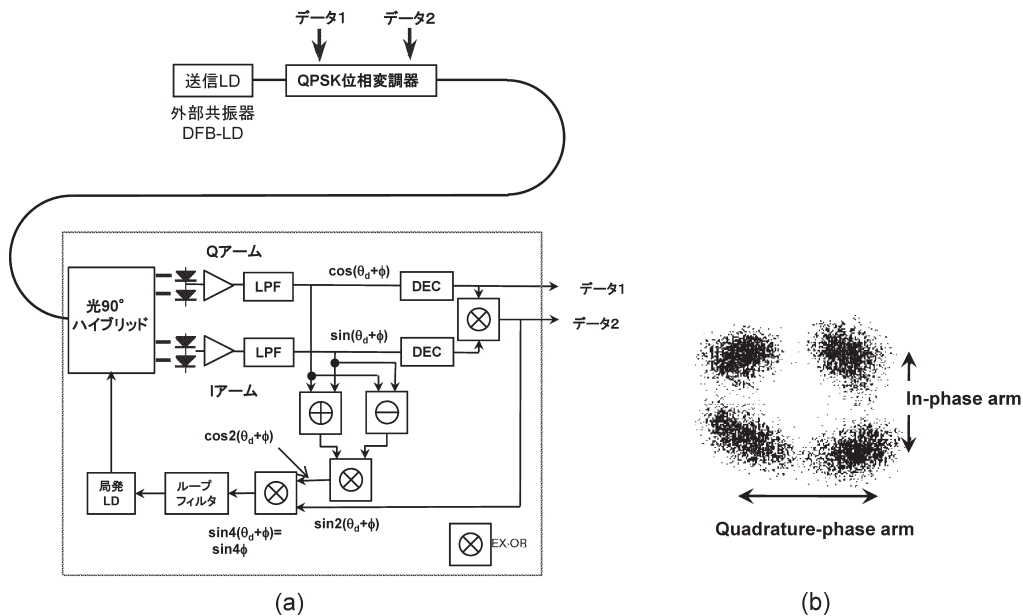


図7 QPSK 光ホモダイン検波実験系 (a) とそのコンスタレーション (b).

方法である。回路が複雑になるが、線幅への要求条件が緩和される。

実験では、図6に示すコスタス型PLLの型式の中で特性のすぐれたdecision-driven PLLを適用した。PLLのフィードバック遅延時間を極力少なくし²⁰⁾、局発振光のFM変調特性を平坦化することにより単体DFB-LDでの光ホモダイン検波を実現している。光源は、変調ドープ長共振器歪み多重量子井戸構造DFB-LDを用いることにより、ビート線幅として170 kHzを実現している²¹⁾。受信感度として、100 フォトン/ビット以下の高感度受信が実

現できている²²⁾。

さらに、多値化の検討も早い時期から進めており、その結果を図7に示す²³⁾。変調は現在のようにI、Qに分けて実現しているのではなく、変調器を2段従属に接続し、初段を0、 π の変調、後段を0、 $\pi/2$ の変調で実現している。QPSKの場合は、要求線幅がBPSKよりも厳しいため、外部共振器により線幅の狭窄化を行っている。また、PLLについては、BPSKと同様にdecision-driven PLLを用いている。

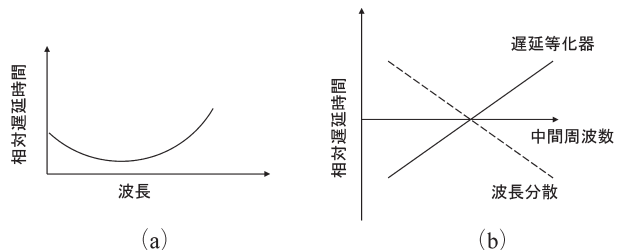


図8 波長分散補償の原理図。(a) 光ファイバーの伝搬遅延特性、(b) 光ヘテロダイン検波後の受信特性。

2.3 遅延等化

コヒーレント光通信による波長分散補償の原理を図8に示す。波長分散は、波長により光ファイバー中の信号の伝搬時間が異なることにより生じる。直接検波の場合は、受光素子が二乗検波特性を示すために光領域の位相情報がなくなる。一方、光コヒーレント検波の場合は、図8(a)に示すように、光の位相情報が電気に変換された中間周波数に周波数だけ異なり位相情報は保存された状態で変換される。したがって、光ファイバー伝搬中に生じた歪みは、中間周波数領域において光ファイバーの特性と逆特性の補償器(遅延等化器)を中間周波数帯で用いることにより補償できる。

遅延等化器を用いて光ファイバーの分散を補償するには、非常に広帯域で振幅は一定で位相だけが変化するいわゆるオールパスフィルターを実現する必要がある。オールパスフィルターは低周波では L 、 C の組み合わせで可能であるが、高周波領域になると浮遊容量によりほとんど実現不可能であった。この問題の解決に、マイクロストリップラインの分散特性を用いた。マイクロストリップラインの分散特性の測定結果を図9(a)に示す²⁴⁾。マイクロストリップラインの場合は高周波数ほど遅延が大きくなり、この分散特性を使うことにより補償可能である。

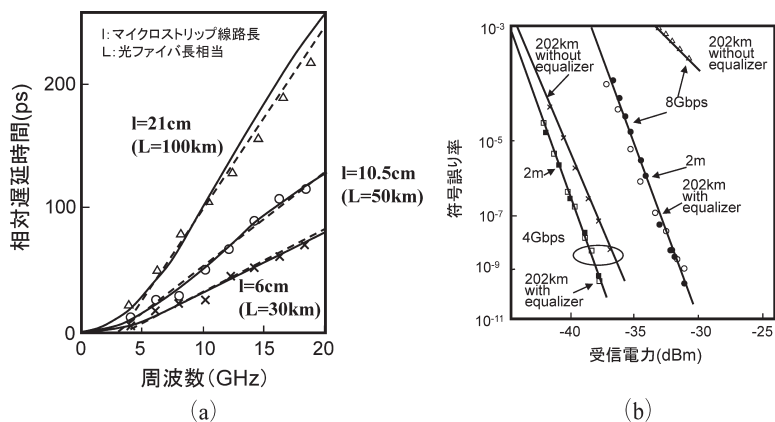


図9 マイクロストリップライン型遅延等化器の分散特性 (a) と高速 CPFSK 変調長距離伝送における分散補償実験結果 (b)。

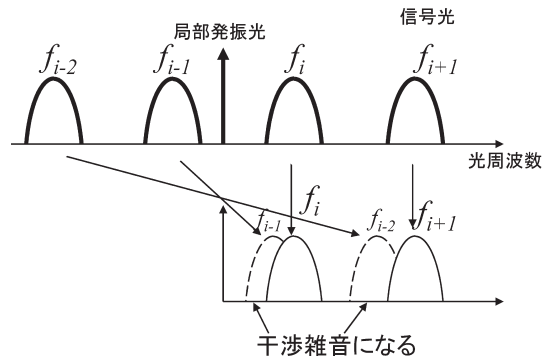


図10 光ヘテロダイン検波によるイメージ信号の影響。

4 Gbit/s および 8 Gbit/s の CPFSK 200 km シングルモード光ファイバー伝送系にこの遅延等化器を挿入した場合の符号誤り率は、波長分散による受信感度劣化を完全に補償していることがわかる²⁵⁾。

コヒーレント光通信は高感度であるが構成が複雑である。そこで、受信回路の集積化も進められた。光ホモダイン検波では、バランス受光素子2個と PLC (planar lightwave circuit) により作製した光 90° ハイブリッドを1つの受光モジュール²⁶⁾、偏波ダイバーシティーとバランス受光素子を InP/InGaAsP でモノリシック IC 化が推進された²⁷⁾。

2.4 高密度波長多重

コヒーレント光通信は中間周波数帯のフィルターにより波長多重信号から所望の信号を抜き出すことが可能であるため、局部発振光の波長を変えることにより選択するチャネル選択受信方法が検討された。この目的で、広帯域波長可変 DFB-LD が開発された²⁸⁾。波長可変範囲が制限される場合は高密度波長多重が重要になる。光ヘテロダイン検波を前提とした周波数利用効率の向上²⁹⁾、および図10に示すように光ヘテロダイン検波のイメージ成分を除去した

イメージリジェクションミキサーを用いたチャンネル選択受信方式も検討された³⁰⁾。

また、非線形の影響についても明らかにしている。特に、高密度波長多重において波長分散の少ない波長範囲では、位相整合条件が容易に実現できるため四光波混合が発生する。チャンネルが等間隔で設定された場合は、四光波混合で発生した干渉光が隣接の信号と全く同一の波長域に入り込むため、直接検波より影響が大きくコヒーレントクロストークが発生することが示された³¹⁾。

2.5 FM 一括変換映像分配システム

コヒーレント光通信技術は、長距離大容量光伝送だけでなく、アナログ信号の伝送にも適用された。FTTHのPON (passive optical network) システムの光ファイバーの回線を共有してCATV信号を配信する場合は、従来の地上波アナログTV放送はAM変調を用いているために、振幅方向の変動に対して厳しい線形性が要求される。そこで、コヒーレント光通信に用いられているDFB-LDは、電流を振ることにより広帯域FMが簡単に実現できるメリットを生かし、FDM多重化されたTV信号を一括してFM変調を行い、光ヘテロダイン検波をした後にその信号でAM変調を行った。送受信間レベル差の拡大や、反射に強いシステム構築が可能になった³²⁾。

3. 最近の展開

最近のコヒーレント光通信研究におけるメリットは、超高速デジタル信号処理技術の発展により今まで個別部品ではほとんど不可能であったフィルターなどの処理がデジタル信号処理技術により可能になり、光領域の歪みが電気領域で補償可能であることである。そのため、デジタルコヒーレント光通信とよばれている³³⁾。

波長分散補償に関しては、図9の実験でも明らかのように、遅延等化器をデジタル信号処理により実現できる。また、偏波モード分散についても補償可能である。さらに、偏波多重を行った場合は、偏波ダイバーシティの受信回路に無線通信で使われているMIMO (multi-input multi-output) 技術を用い、それぞれの偏波の信号を分離することも可能となるため、偏波ダイバーシティ回路が大容量化に有効に機能する。さらに、多値化についても、128-QAM変調や多相PSK変調も精力的に行われている⁵⁾。無線通信で使われているOFDM技術により、波長分散および偏波モード分散劣化の低減を行う試みも行われている^{34,35)}。光ファイバーで生じた非線形の劣化もコヒーレント光通信で補償可能であることが、シミュレーションで示されている³⁶⁾。すなわち、非線形シュレーディンガー

方程式を逆方向に解くことにより、非線形劣化前の状態の再現が可能になる。さらに、Gordon-Mollenauer limit³⁷⁾とよばれる光ファイバー増幅器のASE雑音が蓄積し、その振幅変動が光ファイバーの非線形現象により位相変化に変換され、伝送距離が制限される。位相を検出する光コヒーレント通信は、位相の歪みに対して弱い一方、直接検波は受信帯域を広くとることによりその影響は無視できる。しかし、この光ファイバーの非線形劣化を補償できる提案がある³⁸⁾。

20年前に精力的に検討されたコヒーレント光通信技術は、最近の高速化により光源の周波数安定性や線幅の問題も克服できるようになった。さらに、デジタル信号処理技術により、種々の劣化補償も可能になりつつある。さらなる発展に、コヒーレント光通信技術が貢献していくことを期待したい。

以上、80年~90年代にかけて精力的に行われてきたコヒーレント光通信技術を中心に解説を行った。当時と比較して伝送速度が高くなり、光源への線幅の要求条件および光周波数安定性が緩和され、光部品が成熟したため、コヒーレント光通信を適用するには条件が整いつつある。さらに、コヒーレント光通信は、光領域で処理を行うか電気領域で処理を行うかについて基本的に線形変換のため、適材適所で処理の分担を決めることができることにより光通信全体の発展につながるものと考えられる。

文 献

- 1) Y. Yamamoto: "Receiver performance evaluation of various digital optical modulation/demodulation systems in the 0.5-10 μm wavelength region," *IEEE J. Quantum Electron.*, **QE-16** (1980) 1251-1259.
- 2) T. Okoshi, K. Emura, K. Kikuchi and R. T. Kersten: "Computation of bit-error rate of various heterodyne and coherent-type optical communication schemes," *J. Opt. Commun.*, **2** (1981) 89-96.
- 3) K. Iwashita, T. Imai, T. Matsumoto and G. Motosugi: "400-Mbit/s optical FSK transmission experiment over 270 km of single-mode fiber," *Electron. Lett.*, **22** (1986) 164-165.
- 4) A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, R. Kudo, K. Ishihara, Y. Takatori, M. Mizoguchi, K. Okada, K. Hagimoto, H. Yamazaki, S. Kamei and H. Ishii: "13.4-Tb/s (134 \times 111-Gb/s/ch) no-guard-interval coherent OFDM transmission over 3,600 km of SMF with 19-ps average PMD," *ECOC* (2008) Th.3.E.1.
- 5) H. Goto, K. Kasai, M. Yoshida and M. Nakazawa: "Polarization-multiplexed 1 Gsymbol/s, 128 QAM (14 Gbit/s) coherent optical transmission over 160 km using a 1.4 GHz nyquist filter," *OFC/NFOEC* (2008) JThA45.
- 6) H. Takahashi, A. A. 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," *ECOC* (2008) Th.3.E.4.
- 7) S. Shimada: *Coherent Lightwave Communications Technology* (Chapman & Hall, London, 1995).
 - 8) I. Garrett and G. Jacobsen: "Theoretical analysis of heterodyne optical receivers for transmission systems using (semiconductor) lasers with nonnegligible linewidth," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-4** (1986) 323-334.
 - 9) K. Iwashita and T. Matsumoto: "Modulation and detection characteristics of optical continuous phase FSK transmission systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-5** (1987) 452-460.
 - 10) G. Nicholson: "Probability of error for optical heterodyne DPSK systems with quantum phase noise," *Electron. Lett.*, **20** (1984) 1005-1007.
 - 11) L. G. Kazovsky: "Balanced phase-locked loops for optical homodyne receivers: Performance analysis, design considerations, and laser linewidth requirements," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-4** (1986) 182-195.
 - 12) S. Norimatsu and K. Iwashita: "Linewidth requirement for optical synchronous detection systems with nonnegligible loop delay time," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **10** (1992) 341-349.
 - 13) A. W. Davis, M. J. Pettitt, J. P. King and S. Wright: "Phase diversity techniques for coherent optical receivers," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-5** (1987) 561-572.
 - 14) L. G. Kazovsky: "Decision-driven phase-locked loop for optical homodyne receivers: Performance analysis and laser linewidth requirements," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-3** (1985) 1238-1247.
 - 15) T. Imai and T. Matsumoto: "Polarization fluctuation in optical fibers based on probability," *Opt. Lett.*, **12** (1987) 723-725.
 - 16) T. Imai: "Sensitivity degradation in polarization diversity receivers for lightwave systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **9** (1991) 650-658.
 - 17) N. Takachio, Y. Nakano, N. Tsuzuki and K. Iwashita: "Optical CPFSK 2 Gbit/s 202 km transmission experiment using a narrow-linewidth multielectrode DFB LD," *Electron. Lett.*, **23** (1987) 1022-1023.
 - 18) T. Imai, N. Ohkawa, Y. Hayashi and Y. Ichihashi: "Polarization diversity detection performance of 2.5 Gbit/s CPFSK regenerators intended for field use," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **9** (1991) 761-769.
 - 19) T. W. Cline, J.-M. P. Delavaux, N. K. Dutta, P. V. Eijk, C. Y. Kuo, B. Owen, Y. K. Park, T. C. Pleiss, R. S. Riggs, R. E. Tench, Y. Twu, L. D. Tzeng and E. J. Wagner: "A field demonstration of a 1.7 Gb/s coherent lightwave regenerators," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **2** (1990) 425-427.
 - 20) S. Norimatsu and K. Iwashita: "PLL propagation delay-time influence on linewidth requirements of optical PSK homodyne detection," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **9** (1991) 1367-1375.
 - 21) F. Kano, T. Yamanaka, N. Yamamoto, Y. Yoshikuni, H. Mawatari, Y. Tohmori, M. Yamamoto and K. Yokoyama: "Reduction of linewidth enhancement factor in InGaAsP-InP modulation-doped strained multi-quantum well lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, **QE-29** (1993) 1553-1559.
 - 22) S. Norimatsu, H. Mawatari, Y. Yoshikuni, O. Ishida and K. Iwashita: "10 Gbit/s BPSK optical homodyne detection experiment with solitary DFB laser diodes," *Electron. Lett.*, **31** (1995) 125-127.
 - 23) S. Norimatsu, K. Noguchi and K. Iwashita: "An 8 Gb/s QPSK optical homodyne detection experiment using external-cavity laser diodes," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **4** (1992) 157-159.
 - 24) N. Takachio and K. Iwashita: "Compensation of fiber chromatic dispersion in optical heterodyne detection," *Electron. Lett.*, **24** (1988) 108-109.
 - 25) K. Iwashita and N. Takachio: "Chromatic dispersion compensation in coherent optical communications," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **8** (1990) 367-375.
 - 26) S. Norimatsu, N. Takachio, Y. Inoue, M. Hosoya, H. Tsunetsugu and S. Hata: "An optical 90°-hybrid balanced receiver module using a planar lightwave circuit," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **6** (1994) 737-740.
 - 27) F. Ghirardi, J. Brandon, F. Huet, M. Carre, J. Thomas, A. Bruno and A. Carenco: "InP-based 10-GHz bandwidth polarization diversity heterodyne photoreceiver with electrooptical adjustability," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **6** (1994) 814-816.
 - 28) S. Murata, I. Mito and K. Kobayashi: "Over 720 GHz (5.9 nm) frequency tuning by a 1.5 μm DBR laser with phase and Bragg wavelength control section," *Electron. Lett.*, **23** (1987) 403-405.
 - 29) L. G. Kazovsky: "Multichannel coherent optical communications systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-5** (1987) 1095-1102.
 - 30) B. S. Glance: "An optical heterodyne mixer providing image-frequency rejection," *IEEE J. Lightwave Technol.*, **LT-4** (1986) 1722-1725.
 - 31) N. Shibata, K. Iwashita, K. Nosu and Y. Azuma: "Transmission limitation due to fiber nonlinearities in optical FDM systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, **8** (1990) 1068-1077.
 - 32) 柴田 宣, 菊島浩二, 桜井尚也, 渡辺隆市: "FM一括変換方式を用いた光映像分配システム", *電子情報通信学会論文誌 (B)*, **J83-B** (2000) 948-959.
 - 33) K. Kikuchi: "Phase-diversity homodyne detection of multilevel optical modulation with digital carrier phase estimation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, **12** (2006) 563-570.
 - 34) E. Yamada, A. Sano, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, K. Yonenaga, Y. Miyamoto, K. Ishihara, Y. Takatori, T. Yamada and H. Yamazaki: "1 Tb/s (111 Gb/s/ch×10 ch) no-guard-interval CO-OFDM transmission over 2100 km DSF," *OECC* (2008) PDP-6.
 - 35) S. L. Jansen, I. Morita and H. Tanaka: "10×121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000 km of SSMF," *OFC* (2008) PDP2.
 - 36) X. Li, X. Chen, G. Goldfarb, E. Mateo, I. Kim, F. Yaman and G. Li: "Electronic post-compensation of WDM transmission impairments using coherent detection and digital signal processing," *Opt. Express*, **16** (2008) 880-888. (<http://www.opticsexpress.org>)
 - 37) J. P. Gordon and L. F. Mollenauer: "Phase noise in photonic communications system using linear amplifiers," *Opt. Lett.*, **15** (1990) 1351-1353.
 - 38) K. Kikuchi: "Electronic post-compensation for nonlinear phase fluctuation in a 1000-km 20-Gbit/s optical quadrature phase-shift keying transmission system using the digital coherent receiver," *Opt. Express*, **16** (2008) 889-896. (<http://www.opticsexpress.org>)

(2008年12月22日受理)