レーザー解説

コヒーレント光通信

菊池 和 朗*

(1985年5月13日 受理)

Coherent Optical Communications

Kazuo KIKUCHI*

(Received May 13, 1985)

1. はじめに

光通信技術は、基幹通信網、ローカルエリアネットワークなど多くの分野において、着々と実用化が進められている。現在実用化が進められている光通信システムにおいては、変復調方式として強度変調・直接検波方式が用いられている。この方式は、送信端において電気信号によって半導体レーザーあるいは発光ダイオードの出力光強度を変調し、受信端においてなだれフォトダイオードあるいはPINフォトダイオードを用いて、再び光の強度変化を電気信号に変換するものである。

この方式は、システムの構成が容易である反面、究極の受信感度であるショット雑音限界の受信感度を得ることが極めて困難である。また、電気通信において通常用いられている、角度変調(FMあるいはPM)方式を利用することもできないという欠点を有する。

これに対して、このような強度変調・直接検波方式の欠点を解決するための新しい光通信方式として、コヒーレント光通信方式が最近脚光

を浴びている¹⁾。この方式では、信号光は受信端においてヘテロダインあるいはホモダイン検波される。受信端に十分強度の大きい局部発振用レーザーを用意すれば、ショット雑音限界の受信感度を達成することが比較的容易である。また、強度変調のみならず角度変調された信号光をも復調することも可能となる。

しかしながら、コヒーレント光通信を実現するためには、まだ数多くの技術的課題を解決しなければならない。これらのなかで、最も本質的と考えられている問題が、半導体レーザーのスペクトル純度の改善である。高品質のコヒーレント光通信に要求されるスペクトル幅は1MHz以下であるが、この要求を満足する半導体レーザーは、まだ単体では実現されていない。

従って本解説では、主に半導体レーザーからの視点にたって、コヒーレント光通信の概説を行いたい。まず2章で、コヒーレント光通信システムの概要について述べる。次に3章で、コヒーレント光通信システムに要求される光源のスペクトル純度について述べる。4章で半導体レーザーのスペクトル純度が何によって決まるの

* 東京大学工学部 (〒113 東京都文京区本郷7-3-1)

* Faculty of Engineering, University of Tokyo (7-3-1, Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113)

かを明らかにしたのち、半導体レーザーのスペクトル狭帯化の試みについて述べる。5章では、半導体レーザーの変調技術についてふれ、更に6章では、最新のシステム実験例を紹介する。

2. コヒーレント光通信システム

コヒーレント光通信システムにおいては、送信された信号光は受信端でヘテロダインもしくはホモダイン検波される。Fig. 1はヘテロダイン検波システムの概要を示している。ヘテロダイン検波システムでは、送信された信号光と局部発振用レーザーが周波数混合され、中間周波信号(Intermediate Frequency Signal: IF信号)が作られる。このとき、中間周波数を一定値に保たなければならない。このために、中間周波数を弁別し、基準周波数からの誤差信号により局部発振用レーザーの周波数を制御する周波数自動制御(Automatic Frequency Control: AFC)装置が必要となる。

ヘテロダイン検波システムでは、IF信号を更にベースバンド信号に変換する必要がある。これには次の三つの方法がある。第一は非同期検波方式であり、中間周波信号を包絡線検波することによりベースバンド信号を得る。この方式では、IF信号の位相情報は利用されていない。第二は同期検波方式である。この方式では位相追尾回路を用いてIF信号の位相を追尾する基準信号を作り、IF信号とこの基準信号との乗積によりベースバンド信号を得る。第三は差動同期検波方式であり、この方式では1タイムスロット前のIF信号自身を基準信号として用いる。この方式は同期検波方式の一種と考えると良い。

一方、ホモダイン検波においても送信された

Fig. 1 ヘテロダイン光通信システムの構成

信号光と局部発振用レーザーを周波数混合するのであるが、この場合には局部発振用レーザーの位相を信号光の位相に同期させる必要がある。これにより検波出力は一挙にベースバンド信号となるのが、ヘテロダイン検波との大きな違いである。Fig. 2に、ホモダイン検波システムの概要を示す。局部発振用レーザーの位相を信号光の位相に同期させるための方法はいくつかあるが、この図に示したものは位相同期ループ(Phase-Locked Loop: PLL)を用いたシステムである。光検波器は位相比較器として動作し、位相誤差信号は局部発振用レーザーの周波数制御端子に帰還される。電気的なPLLと対応させれば、局部発振用レーザーは電圧制御発振器(Voltage-Controlled Oscillator: VCO)として動作していることがわかる。即ちホモダイン検波方式は、光学的同期検波方式ということになる。

以上は復調操作の立場からの分類であるが、他方信号のデジタル変調の方式は、ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), PSK (Phase Shift Keying) に大別される。これらの変復調方式の可能な組み合わせをTable I に示す。

Fig. 2 ホモダイン光受信機の構成

Table I コヒーレント光通信における各種変復調方式

Detection scheme	Modulation scheme
Heterodyne	
Noncoherent (Envelope)	IM(ASK), FSK
Coherent	ASK, FSK, PSK
Differentially coherent	PSK
Homodyne	ASK, PSK

これらの変復調方式を用いることにより、従来の直接検波方式に比べて、大幅に受信感度を改善することができる²⁾。この受信感度の改善は、現実には送信用および局発用レーザーのスペクトル純度に依存するのであるが、この問題は3章に譲り、ここではスペクトル純度が十分良好である場合について考える。

コヒーレント光通信における受信感度の改善は(a)ヘテロダインもしくはホモダイン検波を行うことによるS/Nの改善効果と(b)FSKやPSKなどの角度変調方式を用いることによる受信感度の改善効果の二つに分けて考えられる。まず最初に(a)の改善について検討しよう。直接検波方式におけるS/Nは、光検波器としてなだれフォトダイオード(APD)を用いた場合、マーク時(符号“1”が送信された時)において、

$$S/N = \frac{[(\eta e/h\nu)MP_s]^2}{[2e(\eta e/h\nu)M^{2+x}P_s + 4kTF/R]B} \quad (1)$$

となる。ここでMはAPDの電流増倍率、 P_s は信号光パワー、 η はAPDの量子効率、 $h\nu$ は光子エネルギー、 e は電子電荷、 x はAPDの過剰雑音係数、 B は受信機の帯域、 R は負荷抵抗、 F は増幅器の雑音指数、 T は受信機温度、 k はボルツマン定数を表わす。出力電流に含まれる雑音は、ショット雑音(分母第一項)と回路の熱雑音(分母第二項)からなっている。

ここで理想的な場合として、APDの過剰雑音指数 x が0であり、増倍率 M も十分大きな値をもつとすると、S/Nは

$$S/N \xrightarrow[x \rightarrow 0]{M \rightarrow \infty} \frac{P_s}{2h\nu B} \quad (2)$$

となる。この値は、直接検波方式で到達し得る最高のS/Nであり、ショット雑音限界のS/Nと呼ばれる。しかし現実には x は0ではない(Si APDで0.2, Ge APDで1程度)ので、S/Nはこの限界値より大幅に劣化する。

一方、増倍作用のないPINダイオードを用

いてヘテロダイン検波を行った場合、S/Nは

$$S/N = \frac{(\eta e/h\nu)^2 P_{Lo} P_s / 2}{[2e(\eta e/h\nu)P_{Lo} + 4kTF/R]B} \quad (3)$$

となる。 P_{Lo} は局発用レーザーのパワーを表わす。局発用レーザーのパワーを上げることによりS/Nは

$$S/N \xrightarrow{P_{Lo} \rightarrow \infty} \frac{P_s}{4h\nu B} \quad (4)$$

となる。このS/Nの限界値は、直接検波の場合と異なり、光検波器の雑音特性の良否にかかわらず、比較的容易に実現できる。雑音特性の良好なAPDが得られていない長波長帯($1.3\mu\text{m}$ – $1.5\mu\text{m}$)では、直接検波とヘテロダイン検波によって達成されるS/Nの比は20dB程度にも達する。ホモダイン検波の場合についてもほぼ同様の議論がなりたつ。

次に(b)の効果であるが、ASK, FSK, PSKとを比較すると、電気通信と全く同様にそれぞれ3dBずつ受信感度が向上することが知られている。以上の受信感度の関係をまとめると、Fig. 3を得る。ホモダイン検波のほうがヘテロダイン検波より3dB受信感度が良いのは受信機の帯域が半分ですむためである。

Fig. 3 各種変復調方式の受信感度の関係
IM-DDは強度変調・直接検波, Hetはヘテロダイン, Homはホモダインを示す。

3. コヒーレント光通信システムに要求される光源のスペクトル純度

2章でコヒーレント光通信システムの各種変復調方式を示し、直接検波方式に比べて受信感度が大幅に改善されることを示した。しかしながら、この結論はレーザーのスペクトル純度が十分良好な時に成り立つ。本章では、レーザーのスペクトル純度の受信感度に及ぼす影響を検討する³⁾。

2章で述べたように、コヒーレント光通信方式は非同期検波方式と同期検波方式とに大別される。このうち非同期検波方式は、IF信号の位相情報を利用していないので、レーザーの位相揺らぎの影響を受けにくい。従ってこの方式は最も実用に近いと言えるが、変調方式としてASKとFSKしか用いることができないので、最高感度を達成することができない。

これに対して同期検波方式は、PSK信号をも復調することができ、原理上最高の受信感度を達成することが可能となる。しかし同期検波方式の受信感度は、ヘテロダイン同期検波方式の場合はIF信号と基準信号、ホモダイン検波方式の場合は信号光と局発光との間の位相誤差によって、大幅に劣化する。この位相誤差はレーザーの位相揺らぎ(FM雑音)によって生じるため、レーザーの位相揺らぎをできるだけ小さくすることが、同期検波方式実現の鍵となる。

本章では、レーザーの位相揺らぎと符号誤り率との関係を、DPSK方式を例にとって説明しよう。DPSK方式では、ヘテロダイン検波によって得られたIF信号を分岐し、一方に1タイムスロット(時間T)分の遅延を与えてこれを基準信号とする。このときIF信号に位相揺らぎがあると、IF信号と基準信号との間に位相誤差が生じる。この位相誤差の標準偏差を σ_ϕ とすると、IF信号のS/Nと符号誤り率(単位時間当たりのビットエラー回数)の関係は、 σ_ϕ をパラメータとしてFig.4で表わされる。位相誤差が大きくなると、IF信号のS/Nを大きくしても符号誤り率が大きくは改善されな

Fig.4 DPSK方式におけるSN比と符号誤り率との関係³⁾

いことがわかる。例えば符号誤り率 10^{-9} において、位相揺らぎの影響による受信感度の劣化を3dB以内とするためには、 σ_ϕ を0.2rad以内に抑える必要がある。他の同期検波方式についても、ほぼ同様の結論が導かれるが、詳細については文献3)を参照されたい。

次に位相誤差 σ_ϕ とレーザースペクトル幅との関係について検討する。送信用および局発用レーザーのスペクトル幅が広いと、IF信号の位相揺らぎが大きくなり位相誤差 σ_ϕ も大きくなる。また位相誤差 σ_ϕ は、遅延時間Tが大きくなるに従って増加することも容易に理解できよう。詳しい計算によると、

$$\sigma_\phi^2 = 4\pi T \delta f \quad (5)$$

という関係が導かれる³⁾。 δf は送信用および局発用レーザーのスペクトル半値全幅であり、スペクトル形状はローレンツ型と仮定されている。従って1Gbit/sの伝送を行うためには、式(5)より δf を3MHz以下としなければならないことがわかる。

4. 半導体レーザーのスペクトル幅と改善

長波長帯半導体レーザーのスペクトル幅の典型的な値は、10MHz程度である。この値は他のレーザーに比べて著しく大きく、半導体レーザーに特有な性質の一つとなっている。このように半導体レーザーのスペクトルが広がる原因として、次の二つが考えられる。

- (1) 半導体レーザーの共振器長は $300\mu\text{m}$ 程度と極めて短く、他のレーザーと比べて共振器の Q 値が低い。
- (2) キャリヤ密度変動がレーザーの活性層の屈折率を変化を通じてレーザーの発振周波数を変化させる。

Fig. 5 は半導体レーザーの雑音発生機構を示したものである⁴⁾。自然放出は直接、レーザー光の振幅および位相を独立に変動させる。一方、振幅の変動は利得(屈折率の虚部)を介してキャリヤ密度の変動と結合している。キャリヤ密度が変動すると、屈折率の実部の変動を通じて間接的にレーザーの位相が揺らぐ。このように半導体レーザーの位相揺らぎは、自然放出からの直接的寄与とキャリヤ密度の変動を介した間接的寄与の二つの部分からなることがわかる。

キャリヤ密度の微小変化に対する屈折率の実部と虚部の変化の比を、 α と定義する。

$$\alpha = \frac{\Delta n'}{\Delta n''} \quad (6)$$

Fig. 5 半導体レーザーの雑音発生機構⁴⁾

このパラメータは上記の二つの寄与の比を表わしており、これを用いると半導体レーザーのスペクトル幅は

$$\delta f = (1 + \alpha^2) \delta f_{ST} \quad (7)$$

となる。ここで δf_{ST} はシャーロー・タウンズの式で与えられるスペクトル幅であり、キャリア効果が無視できるときのスペクトル幅を表わす。

式(7)からわかるように、半導体レーザーのスペクトル幅は α と δf_{ST} によって決定される。このうち δf_{ST} は主に共振器の Q 値および出力パワーによってきまる量で、共振器に対する構造依存性が強い。

最近半導体レーザーの α 値が

- (1) AM, FM 雑音の相関⁵⁾
- (2) 広帯域FM雑音スペクトル⁶⁾
- (3) フィールドスペクトルの側波帯強度⁷⁾

などを用いて測定されており、 $1.3\mu\text{m}$ 帯 In-GaAsP レーザーについては、 $\alpha = 2-3$ というほぼ一致した測定結果が得られている。この結果は、キャリア効果によってスペクトル幅が5-10倍に広がることを示している。現在 α 値のストライプ構造に対する依存性、出力パワーに対する依存性などが研究対象となっている。

半導体レーザーのスペクトル純度を改善するためには、 α 値を小さくし、共振器の Q 値をあげれば良い。しかし α 値を制御することは現状では極めて困難であり、研究の主眼はもっぱら Q 値の制御に向けられている。共振器の Q 値は共振器の長さに比例するので、スペクトル純度を改善するためには、共振器長を長くすることが極めて有効である。このための一つの手段が外部共振器を用いる方法である⁸⁾。

Fig. 6 に外部共振器型半導体レーザーの構成の一例を示す。このときレーザー端面の反射率の大きさが、モード特性に大きな影響を与える。無反射コーティングによって端面反射率を十分下げた場合には、発振周波数は完全に外部共振器によって規制される。この動作状態では、半導体レーザーは利得媒質としてのみ作用してい

Fig. 6 外部共振器型レーザー⁸⁾

る。長さ数10cmの外部共振器を付加することにより、波長 $1.5\mu\text{m}$ 帯でスペクトル幅10kHzの単一モード発振が実現されている⁹⁾。しかしこの方式では、装置が大型化することは避けられず、また大きな出力パワーを得ることができない。一方、かなり大きな端面反射率が残存する場合には、レーザー端面と外部鏡により複合共振器が構成されるため、その動作はやや複雑になる。この場合レーザーの発振周波数は、レーザー単体の発振周波数と戻り光の位相の二つの要因で決定される。このため、半導体レーザーのわずかな温度変動やミラーの機械的振動により、複合共振器モード間でのモード跳躍を起こしやすい¹⁰⁾。

最近、レーザー光を自由空間にとりだすことなしに共振器長をのばし、機械的安定度を高めようとする試みがなされている。その一つは、DBRレーザーにおいて、非活性のDBR領域を長くした構造である。この構造によれば、共振器長10mmでスペクトル幅1MHzが得られることが予測されている¹¹⁾。また、長さ1.5mmの非活性導波路を、活性層と同一基板上にモノリシック集積化した半導体レーザーも試作されており、最小スペクトル線幅900kHzが達成されている¹²⁾。

1MHz以下のスペクトル幅を安定に実現する技術の開発が、今後の大きな課題となると考えられる。

5. 半導体レーザーの変調技術

コヒーレント光通信では、半導体レーザー光の振幅（あるいは強度）のみならず、周波数や

位相をも変調する必要がある。このために、外部変調器を用いる方法と半導体レーザーを直接変調する方法とが研究されている。ここでは、直接変調についての解説を行う。

コヒーレント光通信の最も簡単な変調方法は、レーザーの駆動電流を微小に（数%の変調度で）変調する方法である。これによりレーザーの周波数を、容易に高速変調することができる。しかし単位電流当たりの周波数偏移は、変調周波数に対して複雑な依存性を持っており、その機構については未だに未知の点が多い¹³⁾。

一方、レーザーの振幅を変調するためには、注入同期をかけることが不可欠である。単に駆動電流を変調しただけでは、既に述べたように大きなFM変調成分が混入することが避けられないためである。Fig. 7は、ASK用の送信部の構成を示したものである¹⁴⁾。マスタレーザーは周波数安定化が施されており、その出力は変調用スレーブレーザーに強く注入される。変調用スレーブレーザーは大振幅で変調されるが、位相はマスタレーザー光に同期するため、振幅のみが変調される。

この注入同期法は、位相変調を行うためにも用いることができる¹⁵⁾。注入同期をかけずに駆動電流を微小に変調すれば、FM変調が可能であることは既に示した。この状態で、非常に弱い注入同期をかけると、FM成分がPM成分に変換される。原理の詳細は文献15)を参照されたい。

6. システム実験

まず、英国通研(BTRL)で行われたFSKへ

Fig. 7 注入同期型レーザー¹⁴⁾

テロダイン光通信システムの概要を紹介する¹⁶⁾。送信用レーザーは、Fig. 6に示したような発振波長 $1.54\mu\text{m}$ の外部共振器型半導体レーザーである。レーザーは、符号伝送速度 140 Mbit/s で直接 FM 変調される。送信パワーは -2.5 dBm である。中間周波数は 210 MHz で、IF 信号は電氣的な周波数弁別器で復調される。このようなシステムを用いて、約 200 km の光ファイバ伝送に成功している。

また半導体レーザー単体を用いた例としては、NECで行われたFSKヘテロダイン非同期検波システムの実験がある¹⁷⁾。送信用および局発用にDFBレーザーを用いているが、無変調時のIF信号は数 10 MHz のひろいスペクトル幅を持つので、位相揺らぎの影響を受けにくい非同期検波方式で復調している。波長 $1.57\mu\text{m}$ 、送信パワー -2.5 dBm 、符号伝送速度 100 Mbit/s で 105 km の伝送に成功している。

今後、レーザーのスペクトル純度の改善が進めば、PSKを用いた本格的な長距離光ファイバ伝送実験が活発化するものと思われる。

7. むすび

コヒーレント光通信用半導体レーザーには、極めて高いスペクトル純度が要求される。これを実現するためには、基礎的な研究により雑音の発生機構を明らかにするとともに、これをDFB、DBR技術、モノリシック集積化技術などの製

造技術にフィードバックすることが必要である。このような研究を通じ、近い将来スペクトル幅 1 MHz 以下の実用的な半導体レーザーが開発されることを期待したい。

参考文献

- 1) T. Okoshi: IEEE/OSA J. Lightwave Technology **LT-2** (1984) 341.
- 2) T. Okoshi et al.: J. Opt. Commun. **2** (1981) 89.
- 3) K. Kikuchi et al.: IEEE/OSA J. Lightwave Technology **LT-2** (1984) 1024.
- 4) K. Kikuchi et al.: IEEE J. Quantum Electron. June 1985.
- 5) 菊池他: 昭和60年度電子通信学会総合全国大会, No. 883.
- 6) K. Kikuchi and T. Okoshi: Electron Lett. **20** (1984) 1044.
- 7) K. Kikuchi and T. Okoshi: Electron. Lett. **21** (1985) 217.
- 8) 菊池: 昭和59年電気四学会連合大会, No. 18-6..
- 9) R. Wyatt and W. J. Devlin: Electron. Lett. **19** (1983) 110.
- 10) K. Kikuchi and T. Okoshi: Electron. Lett. **18** (1982) 10.
- 11) 水戸他: 信学技報, OQE-84-55 (1984).
- 12) 藤田他: 昭和60年度電子通信学会総合全国大会, No. 898.
- 13) O. Nilsson and Y. Yamamoto: Appl. Phys. Lett. **46** (1985) 223.
- 14) K. Kikuchi et al.: Opt. Lett. **9** (1984) 99.
- 15) S. Kobayashi and T. Kimura: Electron. Lett. **18** (1982) 210.
- 16) R. Wyatt et al.: Electron. Lett. **20** (1984) 912.
- 17) K. Emura et al.: Electron. Lett. **20** (1984) 1022.