

光アクセス／データ通信ネットワーク用
光送受信モジュールの設計・解析手法に
関する研究

奈良先端科学技術大学院大学

物質創成科学研究科

超高速フォトニクス研究室

2017年3月

黒崎 武志

目 次

第1章 序論	5
1.1 本研究の背景	5
1.1.1 光アクセス／データ通信ネットワークの進展	5
1.1.2 光送受信モジュールへの要求	6
1.1.3 光送受信モジュールの構成と課題	8
1.2 本研究の目的とアプローチ	10
1.3 本論文の構成	11
1.4 参考文献	12
第2章 モジュール構成簡略化に向けた等価回路解析	14
2.1 まえがき	14
2.2 送受ダイオード実現のための課題	16
2.3 デバイス構造と光送受信モジュールの構成	18
2.4 送受ダイオードの基本特性	21
2.4.1 LDモード動作時の特性	21
2.4.2 PDモード動作時の特性	22
2.5 送受ダイオードの動特性	23
2.5.1 LDモード動作時の周波数応答特性	23
2.5.2 PDモード動作時の周波数応答特性	24
2.5.3 PDモード動作時の符号誤り率特性	25
2.6 送受ダイオードの送受信切換特性	28
2.6.1 送受信切換時間短縮化に向けた課題とアプローチ	28
2.6.2 送受ダイオードにおける等価回路モデル	29
2.6.3 等価回路モデルにおける各パラメータの導出	35
2.6.4 等価回路の過渡応答解析による放電電流の定式化	38
2.6.5 放電電流特性の解析的導出による送受信切換時間の評価	39
2.6.6 送受信切換時の回路パラメータの非線形性の影響	45
2.7 まとめ	49
2.8 参考文献	49
第3章 パッシブアライメント実装技術の適用に向けた電気クロストーク抑圧設計	52
3.1 まえがき	52
3.2 PLCハイブリッド集積光送受信モジュールの構成と課題	54
3.2.1 モジュールの構成	54
3.2.2 モジュールにおける課題	57

3.3	電気クロストーク抑圧のための解析及び設計	58
3.3.1	電気クロストーク許容レベルの見積もり	58
3.3.2	3次元電磁界解析による電気クロストークの計算	60
3.4	光送受信同時動作時の符号誤り率特性	62
3.5	まとめ	65
3.6	参考文献	65
第4章	プラスチックパッケージ技術の適用に向けた構造及び信号配線の設計	67
4.1	まえがき	67
4.2	光受信モジュールの構成と高速化へのアプローチ	67
4.2.1	光受信モジュールの構成	67
4.2.2	ガラスV溝とパッシブアライメント技術を用いた光受信サブモジュール	69
4.2.3	高速光モジュールに適用可能なプラスチックパッケージ	70
4.3	3次元電磁界解析による高速電気信号配線の設計	71
4.4	受信特性評価結果	72
4.5	まとめ	73
4.6	参考文献	74
第5章	DFB レーザの高反射耐性化のための設計指針の導出	76
5.1	まえがき	76
5.2	DFB レーザの反射戻り光耐性評価方法	78
5.2.1	相対雑音強度測定系の構成	78
5.2.2	相対雑音強度の導出方法	79
5.3	DFB レーザにおける反射戻り光の影響	79
5.3.1	戻り光量と相対雑音強度の関係	79
5.3.2	相対雑音強度増大時のDFB レーザの発振状態の変化	80
5.4	高反射耐性化のための設計指針の導出	81
5.5	レート方程式によるコヒーレンスコラプスのオンセットの導出	85
5.6	まとめ	88
5.7	参考文献	89
第6章	可飽和吸収体を用いた高反射耐性DFB レーザ構造の設計方法	92
6.1	まえがき	92
6.2	解析モデルとアプローチ	93
6.2.1	解析モデル	93
6.2.2	Fマトリクス解析	94
6.2.3	有効長、有効反射率、有効透過率を用いた等価モデルの導出	96
6.2.4	レート方程式解析	98

6.2.5 戻り光結合係数と外部微分量子効率の計算	102
6.3 解析結果	104
6.4 まとめ	106
6.5 参考文献	106
第7章 結論	108
7.1 本研究成果のまとめ	108
7.2 研究成果の展開	110
謝辞	113
研究業績	115
付録	122
A.1 過渡応答解析による放電電流の導出	122
A.2 コヒーレンスコラプスのオンセットの理論式[式(5-7)]の導出	126
A.3 参考文献	143

第1章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 光アクセス／データ通信ネットワークの進展

光通信ネットワークは、当初、ほとんどがコアネットワーク（図 1-1 参照）と呼ばれる幹線網でのみ利用されていたが、その後、インターネットの本格的な普及に押され、イーサネットを初めとするデータ通信ネットワークや光アクセスネットワークにおける高速・広帯域化のニーズが増大し、図 1-1 に示す光アクセスネットワークやメトロネットワークにおいても、従来の電気ケーブルから光ファイバを用いたネットワークへの置き換えが急速に進められた。近年、動画/音楽配信やネット通販、電子書籍、TV 会議、在宅勤務、在宅医療、ネットワーク対戦ゲーム等、様々な分野においてインターネットが活用されるようになり、イーサネットを初めとするデータ通信ネットワークや光アクセスネットワークにおける高速・広帯域化のニーズが爆発的に増大している。さらに、今後、クラウドコンピューティングを利用した様々なサービスの展開や、地図情報と位置情報を統合した自動車やドローン等の自動運転システムの構築も進められており、光通信システムにおけるデータ通信量の増大は留まるところを知らない状況にある。

図 1-2 は、光アクセスネットワークとデータ通信ネットワークにおけるサービスニーズの増大と、それに対応するためにより高速・広帯域な伝送システムが研究開発されてきたこと

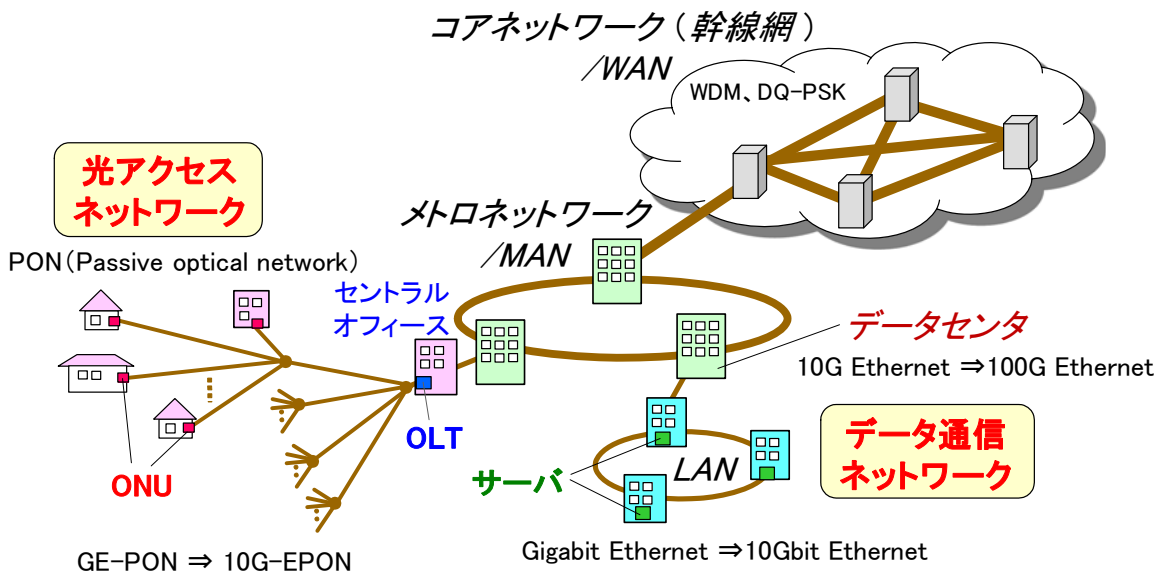


図 1-1 光通信ネットワークの構成

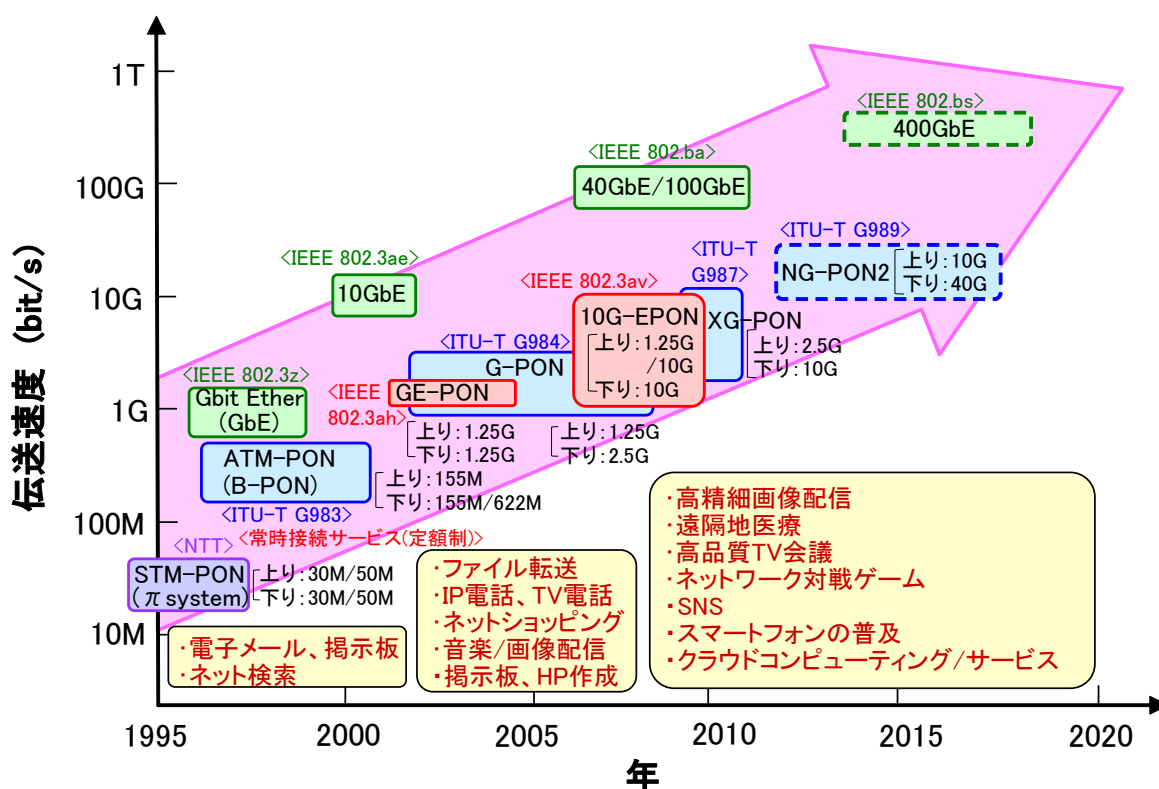


図 1-2 光アクセス/データ通信ネットワークにおけるサービスニーズの増大と高速化の進展 [1]-[3]

を、国際標準化機関である IEEE と ITU-T で議論・検討された期間をもとにマッピングしたものである [1]-[3]。光アクセスネットワークにおいては、STM-PON (π システム) [4]、ATM-PON (B-PON) [5]、GE-PON[6]、G-PON[7], [8]、10G-EPON[9]、XG-PON[10], [11]、また、データ通信ネットワークにおいては Gigabit Ethernet (GbE) [12]や 10Gbit Ethernet (10GbE) [13], [14]、100Gbit Ethernet (100GbE) [3], [15]といった光通信システムの導入によりその高速化が進められている。特に、データ通信ネットワークのデータ集約局であるデータセンタにおいて、装置内、及び、装置間のデータ転送量（トラフィック）が爆発的に増大しており、それに対応するべく、現在、さらに高速な 400Gbit Ethernet (400GbE) の標準化とそれに適合する装置、光送受信モジュールの開発が精力的に進められている [16]-[18]。

1.1.2 光送受信モジュールへの要求

図 1-3 は、光アクセス/データ通信ネットワーク用光送受信モジュールに要求される課題について、コアネットワーク用光送受信モジュールと対比させた概念図である。コアネットワークでは、中継間隔が数百 km と長いため、様々な要因で生じる信号劣化を補償する高い機能が必要となる。さらに、光アクセスネットワークやデータ通信ネットワークから集約された大量のデータを伝送するため、そこで用いられる光送受信モジュールに対しては、高速・

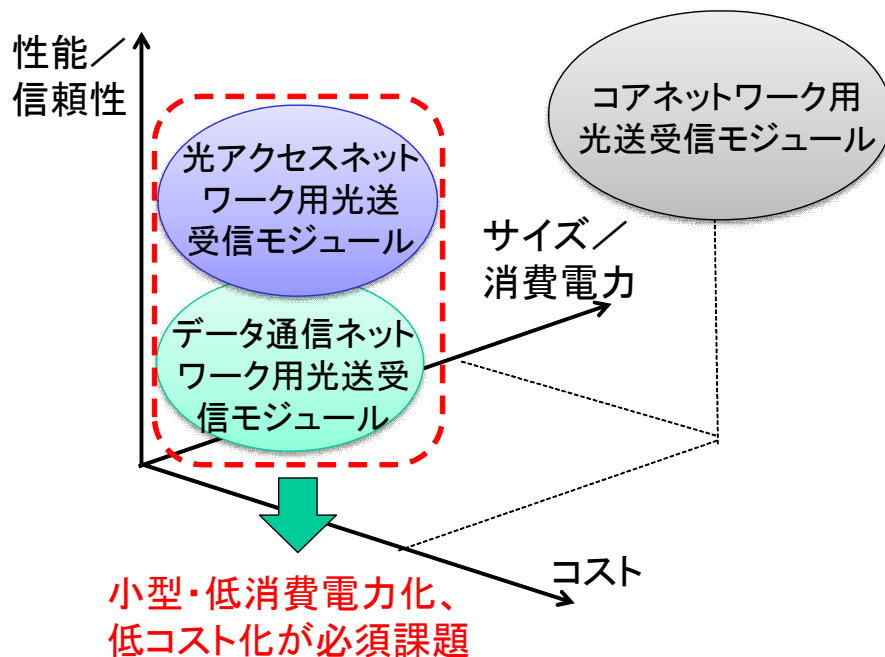


図 1-3 光アクセス/データ通信ネットワーク用光送受信モジュールへの要求課題

高機能な動作と同時に高い信頼性が要求される。そのため、コストやサイズ、消費電力は、光アクセス/データ通信ネットワーク用の光送受信モジュールに対して必然的に大きくなることが多い。

一方、光アクセス/データ通信ネットワーク用光送受信モジュールは、一般家庭や企業、学校等に設置される装置の中に搭載されるため、まず低コストであることが必要となる。また、光アクセスネットワークにおいてネットワークを集約するセントラルオフィスやデータ通信ネットワークにおけるデータセンタにおいては、限られた建物・スペースの中で多くの伝送装置を収納・設置する必要性から、光送受信モジュールの小型化が強く求められる。さらに、各伝送装置からの発熱を冷却するための空調設備への負担が非常に大きくなっていることが問題となっており、光送受信モジュールの低消費電力化も重要な課題である。このように、光アクセス/データ通信ネットワーク用光送受信モジュールに対しては、小型・低コスト・低消費電力化が必須課題であると同時に、図 1-2 に示されるように、現在、コアネットワークで導入されている伝送速度と同等の 40 Gbit/s、100 Gbit/s での高速動作が求められてきている。

低コスト化の手法として、一般には、同一品種の大量生産（量産効果）や人件費の削減等が行われるが、光送受信モジュールについては適用領域が光通信ネットワークに限定されているために、それだけではコスト低減に限界がある。さらに、高速動作化や小型・低消費電力化という必須課題にも適合できるように、光・電子デバイス/モジュールに対する創意工夫と技術的なブレークスルーが強く求められている。しかし、実装形態やモジュール構成、ま

たは、パッケージや基板の材料を大幅に変更しようとする、光送受信モジュール内に搭載された光デバイスや電子デバイスの特性を劣化させてしまう危険性がある。従って、光送受信モジュールの小型・低コスト化のための創意工夫と高速・高性能化を同時に実現するためには、高速・高性能化を保障するための設計・解析手法を確立することが非常に重要となる。

1.1.3 光送受信モジュールの構成と課題

図 1-4(a)は、光信号送信用と光信号受信用の 2 本の光ファイバがインターフェースとして用いられている 2 心型光トランシーバのブロック図を示したものであり、図 1-4(b)は、光信号送信用と光信号受信用が 1 本の光ファイバに多重化された 1 心双方向型光トランシーバのブ

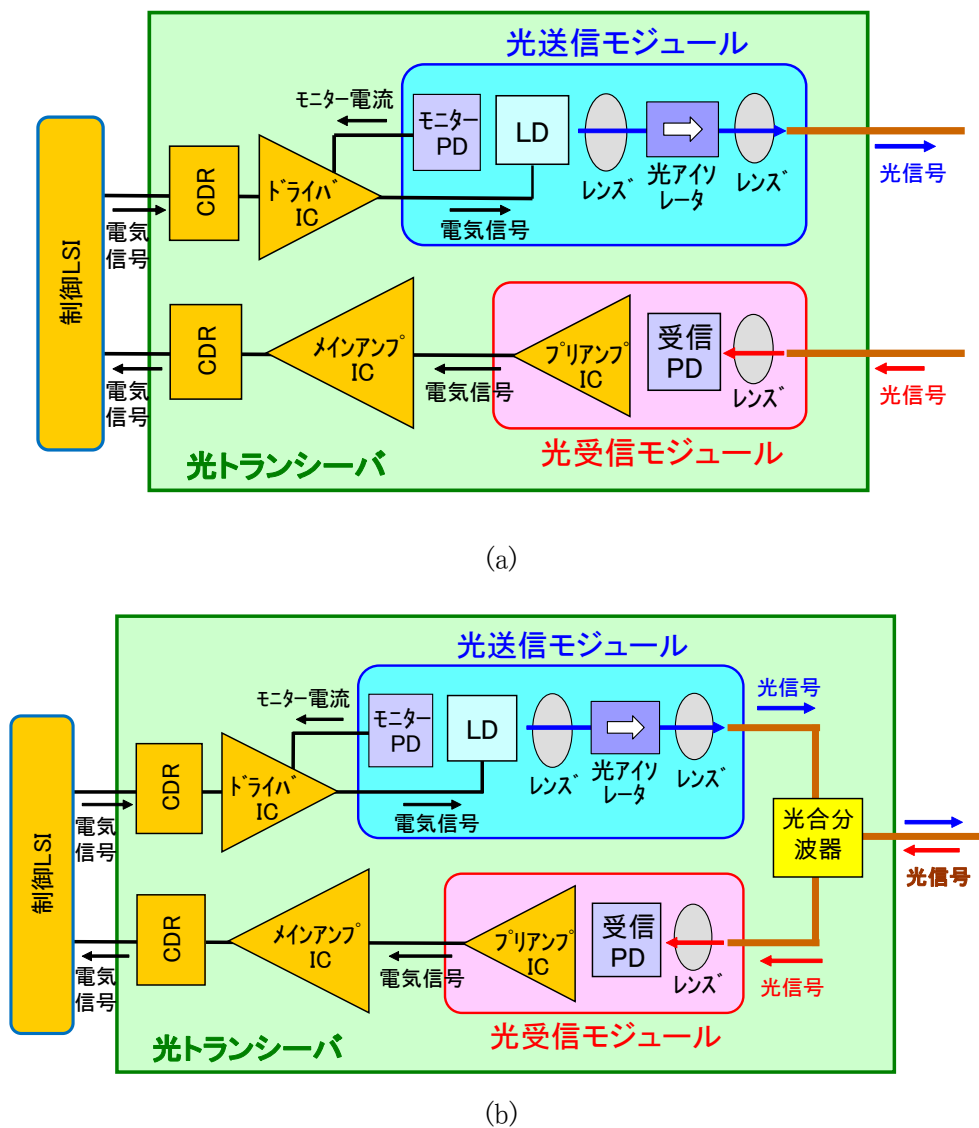


図 1-4 (a) 2 心型光トランシーバと (b) 1 心双方向型光トランシーバに搭載された光送受信モジュールの構成

ロック図を示したものである。前者は、主にデータ通信ネットワーク用の光トランシーバとして用いられている形態であり、後者の形態は、主に光アクセスシステム用の光トランシーバで用いられている。なお、本論文では、図 1-4 に示すように、レーザダイオード (LD) を駆動するためのドライバ IC と、フォトダイオード (PD) で光信号から変換された電気信号を等化増幅するメインアンプ IC、さらには、雑音成分や波形歪を有するアナログ電気信号を、クロック信号に同期させたデジタル信号として再生させる識別再生回路 (Clock and data recovery : CDR) を回路基板の上に搭載しているものを「光トランシーバ」と定義することにした。一方、電気信号を光信号に変換する LD、ならびに、LD から出力される光信号のパワーをモニターするモニター PD、LD への反射戻り光の帰還を防止するための光アイソレータ、及び、LD から出力された光を光アイソレータや光ファイバに結合させるためのレンズ等で構成されたブロックを「光送信モジュール」と定義し、光信号を電気信号に変換する受信 PD、ならびに、PD から出力される微弱な電気信号 (光電流) を増幅するプリアンプ IC、及び、光ファイバから出射される光信号を受信 PD に集光し結合させるレンズ等で構成されたブロックを「光受信モジュール」と定義した。さらに、これら光送信モジュールと光受信モジュールを併せた総称として「光送受信モジュール」という用語を用い、「光トランシーバ」という用語と区別している。言い換えると、本論文では、光トランシーバの中の光インタフェースへの接続部を光送受信モジュールと記述している。

図 1-5 は、10 Gbit/s で動作する光トランシーバの小型・低消費電力化の推移を概略的に示したものである。これらの光トランシーバの規格は、MSA (Multi source agreement) と呼ばれる光トランシーバメーカーの間での合意により決められている。300 pin 光トランシーバ

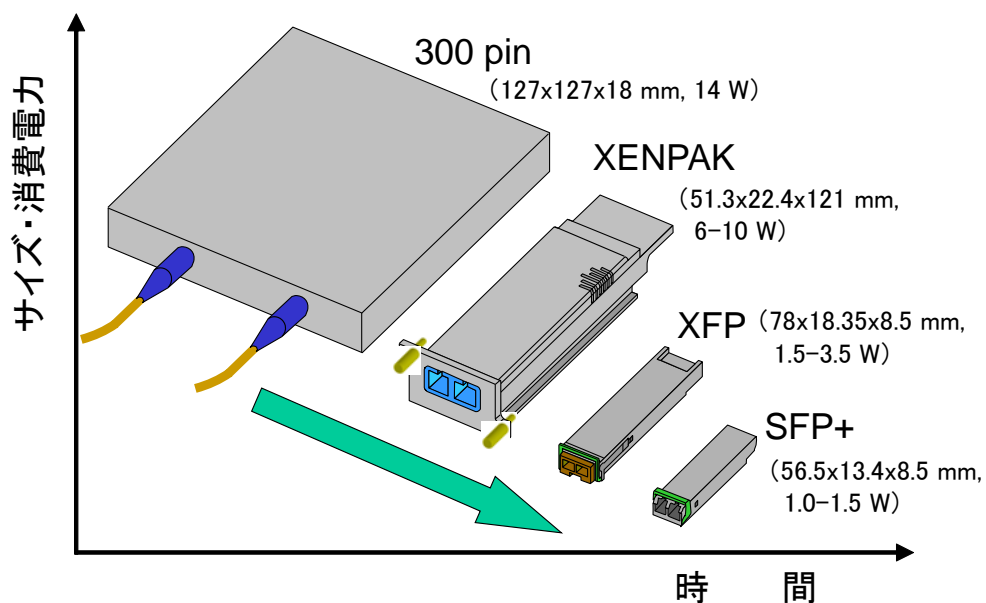


図 1-5 10 Gbit/s 級光トランシーバにおける小型・低消費電力化の推移

[19]は、現在でもコアネットワーク用の高速・高機能の光トランシーバとして用いられており、比較的サイズの大きなニオブ酸リチウム (LiNbO₃:LN) 変調器や波長可変光源、信号多重/分離回路 (MUX/DEMUX)、制御回路、等を搭載することが可能である[20],[21]。一方、先述の通り、データ通信ネットワークにおける伝送装置の小型化、低消費電力化の要求に対応して、XENPAK[22]、XFP[23],[24]、SFP+ [25]-[27]といった規格が作られ、光トランシーバの小型・低消費電力化が急速な勢いで進められてきた。

図 1-6 は、XFP や SFP+ に代表される 10 Gbit/s 級小型光トランシーバの構造を模式的に示したものである。光トランシーバのサイズが小さくなればなるほど、光トランシーバの筐体内における部品や信号配線が高密度に配置されたレイアウトとなり、光送受信モジュールを始めとする各部品の小型化、集積化が必要となる。また、光送信モジュールと光受信モジュールが近接する形で搭載されるため、それらに接続される電気信号の間に電気クロストークが発生しやすくなる。従って、電気クロストークの発生をいかに抑圧できるかが、レイアウト設計上の非常に重要な課題となっている。

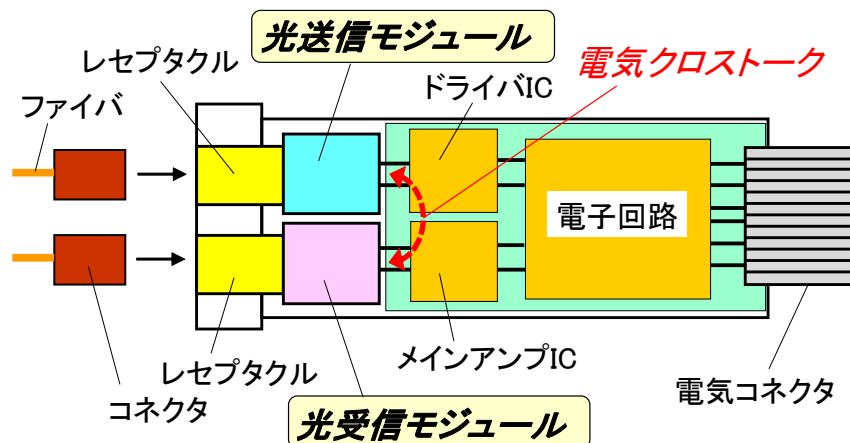


図 1-6 10 Gbit/s 級小型光トランシーバの構造

1.2 本研究の目的とアプローチ

本研究は、光アクセスネットワークやデータ通信ネットワークに適用し得る光送受信モジュールの抜本的な小型化、低コスト化を図り、光アクセスネットワークやデータ通信ネットワークにおいて今後ますます加速すると予想される高速・広帯域化の促進に資することを目的として行ったものである。

具体的な目的実現のためのアプローチとしては、レンズや光素子等のモジュールの構成部品数を減らすこと、光軸調心を行わない実装 (パッシブアライメント実装) 技術を適用すること、プラスチックによるパッケージ技術を高速なデバイスに適用すること、及び、光送信モジュールにおいて大きなコスト要因となっている光アイソレータを取り除くこと、の4つを指針とした。しかしながら、これらを実際に使用される光送受信モジュールに適用するためには、解決しなければならない重要な技術課題がいくつかある。本研究では、上記4つの

指針に対して、それぞれ課題を克服するための設計・解析手法の検討を行ったものである。

1.3 本論文の構成

本論文は、7つの章より構成される。本論文の構成を図1-7に示す。本章は第1章であり、序論として本研究の背景と目的とアプローチについて述べた。

第2章では、モジュールの構成部品数を減らす取り組みとして、発光素子である半導体レーザー(LD)を受光素子(PD)としても用いることのできる光送受信一体化素子実現のための検討を行った。この場合、受信時における受光感度の偏波依存性の低減と、送信動作から受信動作への切換時間の短縮が重要な課題となる。そこで、偏波依存性の小さなバルク活性層を用いると共に、素子の精密な等価回路の導出とその過渡応答解析により切換時間を導出する設計方法を提案し、切り換え時間を従来よりも1桁近く低減可能な素子の実現に成功したことを述べる。

第3章では、石英系平面光波回路(PLC)をプラットフォームとし、その上にLDとPDを搭載したパッシブアライメント搭載の光送受信モジュール実現のための検討を行った。ここでは、同一基板上にLDとPDを近接して搭載するため、それらを同時動作させた時の、LD-PD間で生じる電気クロストークの抑圧が重要課題となる。そこで、3次元電磁界解析を用いてPLC基板、パッケージ、及び、電子回路基板のレイアウト設計を行うこととした。その結果、クロストークの影響による受信特性の劣化(パワーペナルティ)を0.3dB以下に抑圧できるモジュールの実現に成功したことを述べる。

第4章では、従来、比較的低速(1Gbit/s以下)の光モジュールに用いられてきたプラスチックパッケージ技術を高速(10Gbit/s以上)の光受信モジュールに適用するための検討

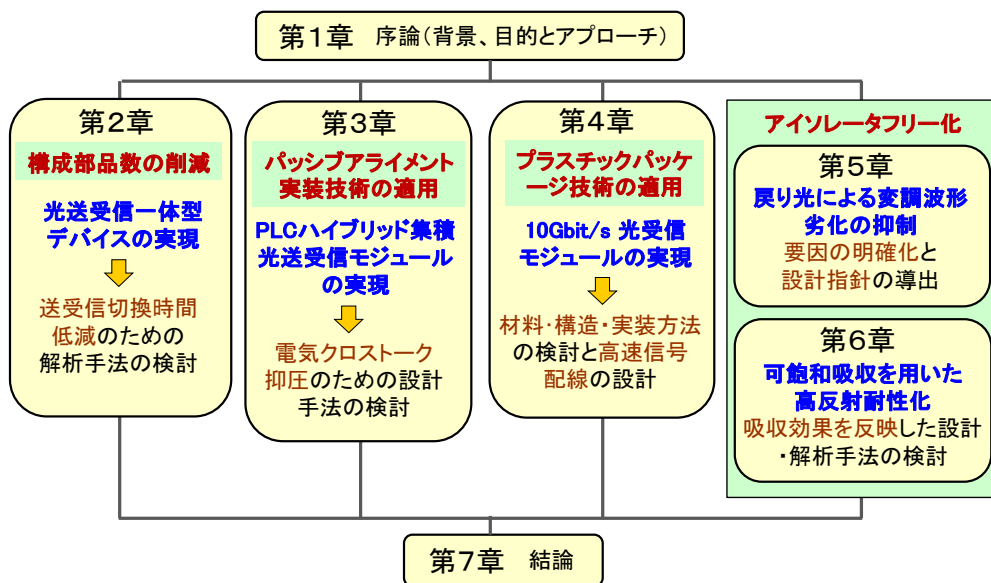


図1-7 本論文の構成

を行った。従来のプラスチックパッケージにおいては、材料に起因する信号伝搬損失増大と、信号の入出力部（金属製リードピン）でのインピーダンス不整合による信号劣化が重要な課題であった。そこで、高周波域での信号損失の少ない材料の選定と共に、高周波信号の伝搬に適した配線設計を、先に述べた3次元電磁界解析を用いて行い、10 Gbit/s で良好な受信動作が可能な光受信モジュールを実現したことを述べる。

第5章では、高速の光送信モジュールにおいて、高価、且つ、寸法が比較的大きな光アイソレータを除去することは、小型・低コスト化を図る上で極めて有効である。また、光導波路が形成されたSiやInPの基板上にLDを集積する場合、光アイソレータをLDの直近に搭載できないという課題があり、光アイソレータを使用せずにLDへの反射戻り光対策を図ることが、今後、ますます重要になると考えられる。そこで、高速伝送やモノリシック集積素子用の光源として用いられる分布帰還型半導体レーザ（DFB LD）の構造と、反射戻り光による強度雑音増大現象との定量的な因果関係を明らかにすることにより、高反射耐性化のための設計指針を導出した。さらに、構造の異なるDFB LDを用いて、実際に強度雑音が増大し始める戻り光量の大きさ（コヒーレンス コラプス オンセット）を調べ、導出した設計指針の妥当性を検証するとともに、実際に高反射耐性化を図った素子において、1%以上の戻り光に対しても強度雑音の増大を抑制できることを実証した結果について述べる。

第6章では、デジタルコヒーレント通信や多値変調の利用ニーズが高まっている中、反射戻り光により誘起される強度雑音だけでなく、位相雑音や周波数雑音についても抑制することが新たな課題として浮上した。そこで、反射戻り光とレーザ共振器内の発振光との結合の強さを表す戻り光結合係数 C に焦点を当て、 C を小さくするためのDFB LD構造について検討することとした。レーザ共振器内への反射戻り光の帰還を抑圧する手段として、前方（出射端面側）に可飽和吸収領域を設けるようにし、また、可飽和吸収領域による光出力特性の劣化を補償する手段として、後方に分布反射器（DBR：distributed Bragg reflector）を導入した構造について比較検討を行った。そこで、Fマトリクス法とレート方程式を連携させた解析手法を考案し、可飽和吸収の効果を取り込んだ形で C や外部微分量子効率、発振しきい値利得の値を数値計算により導出できるようにした。また、この手法を用いて、 C の値を小さく抑えながら、外部微分量子効率を増大させることができる構造を見出すことができた。

最後に第7章では、本研究において得られた結果について要約すると共に、本研究成果の展開について言及する。

1.4 参考文献

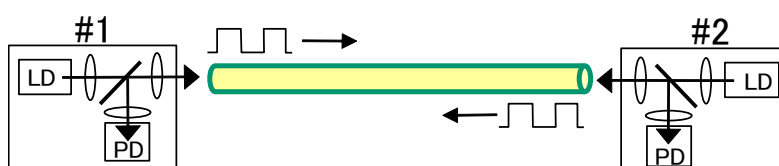
- [1] 宇野 浩司、「光アクセスシステムとオペレーション」、NTT 技術ジャーナル、2009 年 3 月、pp. 10-13
- [2] 葉玉 寿弥、吉本 直人、木村 俊二、可児 淳一、「高速・低消費電力化を目指す次世代 PON 技術」、電子情報通信学会誌、vol. 95, no. 1, pp. 62-67, 2012.
- [3] 石田 修 著、「100 ギガビット Ethernet 関連技術の最新動向」、映像情報メディア学会、vol. 65, no. 12, pp. 1705~1711, 2011.

- [4] 由木 泰紀、三浦 秀利 編著、「やさしい光アクセスシステム」、電気通信協会（発売元：オーム社）、1997年10月。
- [5] ITU-T Recommendation G.983.1: Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON).
- [6] IEEE Standards 802.3ah.
- [7] ITU-T Recommendation G.984.1: Gigabit-capable passive optical networks (GPON): General characteristics.
- [8] ITU-T Recommendation G.984.2: Gigabit-capable Passive Optical Networks (GPON): Physical Media Dependent (PMD) layer specification
- [9] IEEE Standards 802.3av.
- [10] ITU-T Recommendation G.987.1: 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): General requirements.
- [11] ITU-T Recommendation G.987.2: 10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Physical media dependent (PMD) layer specification.
- [12] IEEE Standards 802.3z.
- [13] IEEE Standards 802.3ae.
- [14] 石田 修、瀬戸 康一郎 監修、「10 ギガビット Ethernet 教科書」、IDG ジャパン、2002年4月。
- [15] IEEE Standards 802.3ba.
- [16] IEEE Standards 802.3bs.
- [17] IEEE P802.3bs 200 Gb/s and 400 Gb/s Ethernet Task Force,
<http://www.ieee802.org/3/400GSG/>
- [18] Ethernet Alliance, <http://www.ethernetalliance.org/roadmap/>
- [19] 300 PIN MSA, <http://300pinmsa.org/documents.html>
- [20] 安東 泰博、「光伝送機器・モジュールの新開発」、フジクラ技報、第123号、vol. 2, pp. 17-21, 2012.
- [21] 藤咲 芳春、高木 秀樹、「10Gbit/s フルバンドチューナブル光トランスポンダ」、フジクラ技報、第111号、pp. 16-19、2006年10月。
- [22] XENPAK MSA, <ftp://ftp.seagate.com/sff/INF-8474.PDF>
- [23] XFP MSA, <ftp://ftp.seagate.com/sff/INF-8077.PDF>
- [24] 堀尾 丈夫、高橋 智和、横山 修司、梅沢 正彰、伊藤 徹、「XFP 型 10 Gbit/s 光トランシーバ」、フジクラ技報、第115号、vol. 3, pp. 12-15, 2008.
- [25] SFP MSA, <ftp://ftp.seagate.com/sff/INF-8074.PDF>
- [26] SFP+ MSA, <ftp://ftp.seagate.com/sff/SFF-8431.PDF>
- [27] 稲野 滋、吉川 智、前田 靖裕、大森 寛康、石橋 博人、倉島 宏美、小川 堅博、加藤 考利、神杉 秀昭、沼崎 宣子、佐藤 俊介、「小型低消費電力 10Gbit/s プラガブル光トランシーバ SFP+の開発」、SEI テクニカルレビュー、第174号、pp. 54-58, 2009年1月。

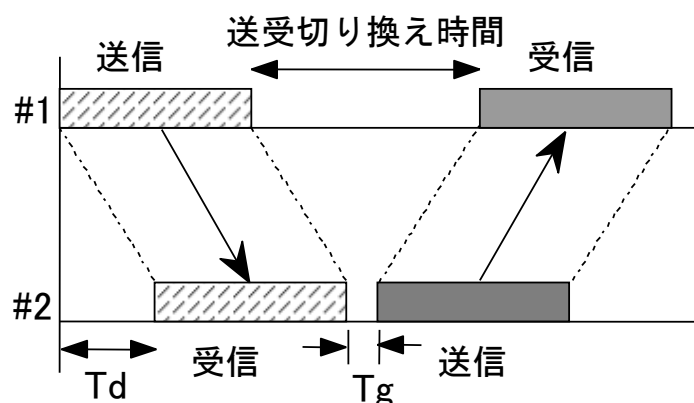
第2章 モジュール構成簡略化に向けた等価回路解析

2.1 まえがき

光アクセスシステムでは、当初、単一波長の光信号を使って双方向光伝送を行う方式が検討された。この場合、上り方向に伝送される光信号と下り方向に伝送される信号とが時間軸上で重ならないように（衝突しないように）するために、上り方向と下り方向の伝送を交互に行う必要が生じる。この方式は、TCM (Time Compression Multiplexing) 伝送方式[1]、または、ピンポン伝送方式と呼ばれる。この方式の場合、波長多重等の技術を用いずに1本の光ファイバでの双方向伝送（一芯双方向伝送）が行えるため、敷設する光ファイバの本数を半分に減らせると共に、加入者側と事業所側に全く同じ構成の光送受信モジュールを適用できるため、ネットワーク構築のためのコスト低減に非常に有効な方式である。しかし、特定の繰返し周期（フレーム長）毎に時間を2つの領域に分割して伝送を行う半二重通信の形態となるため、伝送効率としては1本の光ファイバを片方向のみで伝送する場合の半分以下になってしまうことが短所となる。この短所を克服するためには、デジタル光信号の伝送速度（ビットレート）を高速にすることが必要となる。



(a)

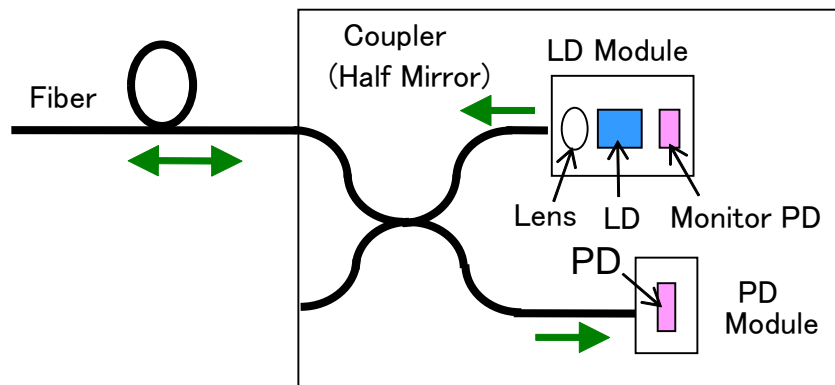


(b)

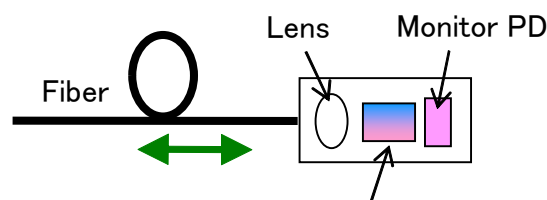
図 2-1 (a) TCM 伝送方式による光送受信モジュール間の光信号伝送の形態と、(b) 光信号の送信、受信動作のしくみ [2]

図 2-1 (a)は、#1 と#2 の2つの対向する光送受信モジュールが TCM 伝送方式によりデジタル光信号を用いて通信を行っている様子を模式的に示したものである。また、図 2-1 (b)は、#1 の中に搭載された半導体レーザ (LD) から送出された光信号が#2 の中に搭載されたフォトダイオード (PD) に到達して受信されるまでに要する時間を T_d として、#1 と#2 の間で光信号が伝送される様子を表したものである。#1 と#2 の間の距離が長くなるほど T_d は長くなり、その分だけ1フレーム内での伝送効率 (送受信できるデータ量) は小さくなる。また、光送受信モジュール#1、#2 がそれぞれ送信動作から受信動作、受信動作から送信動作に切り換わるには、駆動回路や制御回路の動作時間も含め一定の時間を要するため、これら送受切り換え動作を行うための時間間隔としてガードタイム (T_g) をシステム上設定する必要が生じる。

一方、光アクセスシステムに適用される光送受信モジュールには、まず何よりも低コストな構成であることが要求される。特に LD や PD といった光半導体素子は、電子回路部品に比べコスト的に大きな割合を占めるため、そのコスト低減が強く求められている。図 2-2(a)に、TCM 伝送方式を用いる光アクセスシステムにおいて要求される光送受信モジュールの構成の一例を示す。波長 $1.3 \mu\text{m}$ 帯ファブリ・ペロ型半導体レーザダイオード (FP-LD)、光出力パワーのモニター用フォトダイオード (M-PD)、及び、光ファイバとの結合用レンズからなる光送信



(a)



送受ダイオード(LEAD diode)

(b)

図 2-2 (a) 従来の光送受信モジュールの構成の一例と (b) 送受ダイオードを用いたモジュールの構成 [3]

モジュール (LD モジュール) と、フォトダイオードを搭載した光受信モジュール (PD モジュール) が、光ファイバケーブルを介して 1 本の光ファイバに光学的に結合されている。しかし、ここで図 2-2(b) に示すように、発光素子である LD を受光素子としても用いることができれば、本来の受光素子であるフォトダイオード (PD) や光を分岐する光ファイバケーブル (スプリッタ) を取り除くことができ、コストならびにサイズの両面で大幅な低減を図ることができる。このように受光素子の機能を併せ持つ LD のことを、本論文では、送受ダイオード、または、LEAD (Light Emission-and-Detection) ダイオードと呼ぶこととする [3]-[5]。

通常、発光素子として用いられている LD を PD として用いようとする検討に関しては、これまで多くの報告がなされている [2], [6]-[12]。しかし、通常の LD は、低いしきい値電流と高い温度特性という要求に応えるべく多重量子井戸 (Multi quantum well : MQW) 構造の活性層を採用しており、そのまま受光素子として用いると、受光特性に大きな偏波依存性が生じることとなる。これは受光素子としては致命的な問題であり、それを克服するために、伸張歪 MQW 構造を用いた活性層を持つ素子 [13], [14] や、逆バイアスを印加する [14] ことが検討されてきたが、作製方法や信頼性の観点から、低コストであることと高い信頼性が強く要求される光アクセスネットワークやデータ通信ネットワーク用の光デバイスとしては、適用が困難と考えられる。

そこで、本研究では、比較的偏波依存性の小さなバルク活性層を送受ダイオードに適用すると共に、ハイメサ構造の活性層を半絶縁性 InP 層で埋込んだ SI-BH 構造 [10], [12], [15] とすることで、pin-PD 等の受光素子と同程度まで素子容量を低減できるようにした。また、LD としての特性と PD としての特性の両立を図るため、端面反射率の最適化を行った。さらに、送受ダイオードを TCM 伝送方式に適用するために克服すべき重要な課題の 1 つとなる送受信切り換え時間の短縮化に関して、その定量的な値をこれまで精度よく評価することが困難であったが、本研究では、回路シミュレータを用いた等価回路解析による評価方法を考案し、送受ダイオード実現のための設計手法の 1 つとして確立させたことを述べる。

2.2 送受ダイオード実現のための課題

表 2-1 は、発光素子 (LD) と受光素子 (PD) を併せ持った送受ダイオード特性に要求される課題を示したものである。送受ダイオードには、送信と受信の両方の動作を同じ素子が行うために、送信動作時の特性である LD 特性と受信動作時の特性である PD 特性を同時に改善していくことが必要となるが、前節で述べたとおり、本来、LD と PD は、それぞれの特性を良くするために最適化された構造を有しており、それらを両立させることは容易ではない。さらに、図 2.1(b) に示されるように、送信動作から受信動作、受信動作から送信動作へと短時間 (ガードタイム以下) に動作を切り換えられることが必要となる。本論文では、この送受信動作間の切り換えに要する時間を送受信切換時間 (Switching time : T_s) と定義する。

図 2-3 は、送受ダイオードが、LD モード (送信動作) から PD モード (受信動作) に切り換わる際の切換時間を決定付ける放電電流の時間変化を示したものである。図の横軸は、送信動作が終了した時刻を原点 (0) とした経過時間を示している。図 2-1(b) に示されるよう

表 2-1 送受ダイオード特性への要求課題

LD 特性	<ul style="list-style-type: none"> ・ 高光出力化（動作電流の低減） ・ しきい値電流の低減 ・ しきい値電流・効率における温度特性改善（高温域での特性劣化の抑制）
PD 特性	<ul style="list-style-type: none"> ・ 受光感度（入力光から電流への変換効率）の向上 ・ 受光感度の偏波・波長・温度に対する依存性の抑制 ・ 素子容量の低減
送受信 切替特性	<ul style="list-style-type: none"> ・ 放電電流の時定数の低減

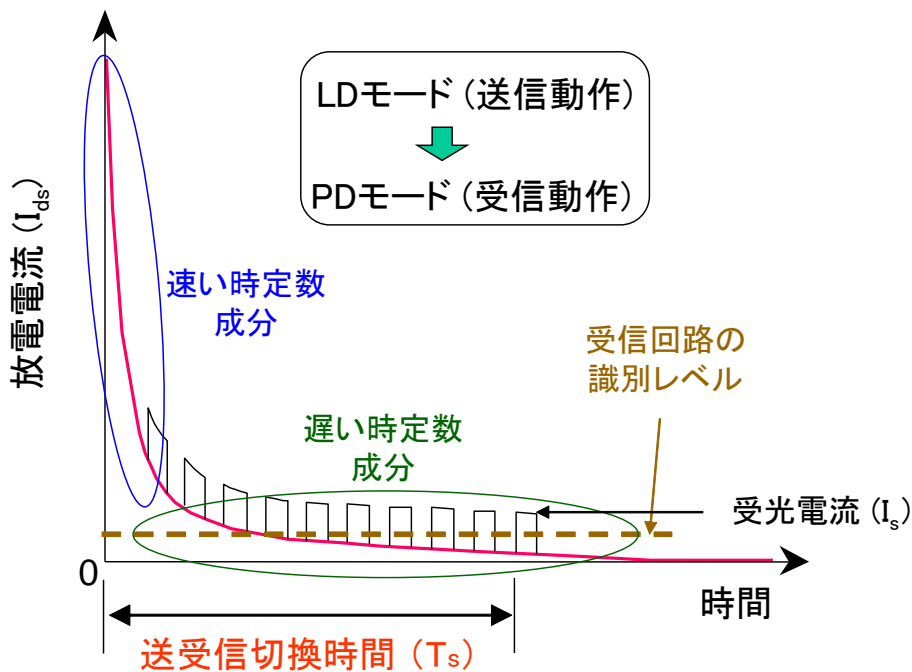


図 2-3 送受ダイオードにおける送受信切替動作

に、TCM 伝送方式では、送信モードから受信モードに切り換わる時よりも、受信モードから送信モードに切り換わる時の方が、短い切替時間が要求される。ここでの切替時間が、TCM 伝送方式における伝送効率（単位時間あたりに伝送できるデータの量）を決める大きな要因となるため、一般に伝送システムにおいては、その切替時間の許容値（上限）をガードタイム (T_g) として規定している。このガードタイムは、主に光送受信モジュールを制御する電子回路の信号処理時間により決定付けられる。それに対し、送信モードから受信モードへの切替時間は、信号が光ファイバを伝送されるのに要する時間を待たなければならないため、

システムで規定されるガードタイムよりも長い時間を許容せざるを得なくなる。この場合の切換時間の許容範囲は、一般には、システムで規定される最長の伝送距離（光ファイバの長さ）で決定付けられる。

一方、送受ダイオードの動作においては、送信動作時には数十 mA オーダーの大きな電流が素子に注入され、逆に、受信動作時には、入力光強度に応じてサブ μA から百 μA の範囲の微小電流が素子から出力されるため、受信動作を行うためには、送信動作時に素子に蓄積された電流（電荷）が放電されるのを待たなければならない。それは、図 2-3 に示されるように、送信動作終了直後に光信号を受信した場合、送受ダイオードで光電変換されて出力される電気信号は大きな放電電流に重畳されているため、後段に接続される受信回路の識別範囲を逸脱してしまうからである。従って、送受ダイオードの特性の観点からは、受信モードから送信モードに切り換わる時よりも、図 2-3 に示すような送信モードから受信モードに切り換わる時の方が長い切換時間を必要とし、その切換時間を短くするためには、送受信切換時に発生する放電電流の時定数を如何に短くできるかが送受ダイオード実現のための重要課題となる。

以上のことから、従来の光送受信モジュールに置き換えられるような送受ダイオードを実現するためには、高い光出力、低しきい値電流、良好な温度特性といった LD 特性への要求課題と、高い受光感度（光から電流への変換効率）、受光感度の偏波・波長・温度に対する依存性の抑制、受信回路の動作帯域と受信感度を決定付ける素子容量の低減といった PD 特性への要求課題を共に満足でき、且つ、送受信切換の際に発生する放電電流の時定数を低減できるように、素子構造の考案と設計を行う必要がある。

2.3 デバイス構造と光送受信モジュールの構成

図 2-4 は、本研究で考案した送受ダイオードの構造を模式的に示したものである[3], [4]。本素子の第 1 の特徴は、鉄 (Fe) がドーパされた半絶縁性 (Semi-insulating : SI) インジウム-リン (InP) 層を電流ブロック層として、活性層 (PD モード時には光吸収層) のあるメサの両側を埋込んだハイメサ SI 埋込み構造 (Semi-insulating buried heterostructure : SI-BH) [15]を採用したことである。通常、半導体レーザ (LD) では、n 型の InP と p 型の InP を交互に積層した npn サイリスタ構成の InP 層を電流ブロック層とした pn 埋込み構造が用いられている。順方向にバイアス電圧（電流）を印加する LD においては、npn サイリスタ構成は高温域でも高い耐圧を保てるという大きな利点があるためであるが、送受ダイオードでは、受信動作 (PD モード) 時には逆方向にバイアス電圧を印加する可能性があるため、npn サイリスタ構成を用いた場合は素子の動作が不安定になる可能性がある。一方、SI 埋込み構造はバイアス電圧に対する極性を持たないため、順方向と逆方向のどちらのバイアス時においても安定に動作させることができる。さらに、SI 埋込み構造の場合、活性層のあるメサの両側を SI-InP 層で埋め込んだ形状を保持したまま、上部電極に接続することができるため、素子の寄生容量の主な発生箇所を素子上部に形成される電極パッドに限定することができ、また、メサを高く形成することで、上部電極パッドによって発生する寄生容量を小さくすることが

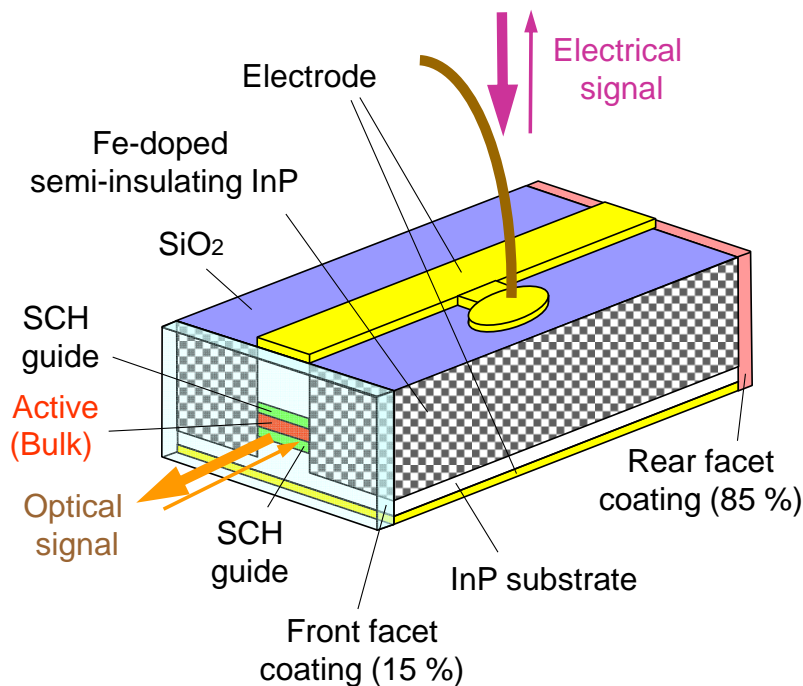


図 2-4 送受ダイオードの素子構造 [3]

可能となる。これにより、実際の送受ダイオードの素子容量を、通常の写真ダイオードと同程度（1 pF 以下）まで低減することができた。

第 2 の特徴は、LD モードでは発光部となり、PD モードでは受光部となる活性層をバルク構造の 4 元（インジウム・ガリウム・ヒ素・リン：InGaAsP）混晶半導体を用いたことである。2.1 節でも述べたとおり、通常の LD は、低いしきい値電流と高い温度特性を得るため MQW 構造の活性層を採用しているが、その MQW 構造を光吸収層として用いた場合、受光特性に大きな偏波依存性が生じることとなり、受光素子としての重要な条件を満たすことができない。そこで、PD モード時における受光感度の偏波依存性を低減するために、活性層にはバルク構造の InGaAsP を適用し、LD としての特性を極力劣化させないように素子構造（端面反射率、共振器長、層厚）の設計を行った。

本素子は、2 ステップの有機金属気相エピタキシャル（Metal organic vapor phase epitaxy : MOVPE）成長法を用いて作製された。まず、n 型 InP 基板の上に、厚さ $0.15 \mu\text{m}$ のバルク構造ノンドープ InGaAsP 層と、それを上下に挟み込む形で厚さ $0.1 \mu\text{m}$ のノンドープの分離閉じ込めヘテロ（separated confinement heterostructure : SCH）構造のガイド層（InGaAsP、バンドギャップ波長： $1.1 \mu\text{m}$ ）、さらにその上に厚さ $1.5 \mu\text{m}$ の亜鉛（Zn）をドープ（ $1 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$ ）した p 型 InP クラッド層と厚さ $0.3 \mu\text{m}$ の電極コンタクト層が成長された。次に、幅 $1.5 \mu\text{m}$ のメサ構造が、エタン（ C_2H_6 ）と水素（ H_2 ）を用いた反応性イオンエッチング（Reactive ion etching : RIE）により形成された後、メサの両側に厚さ $3 \mu\text{m}$ の Fe ドープ SI-InP 層が MOVPE 法により再成長され、ハイメサ SI 埋込み構造が形成された。さらに、メサ部以外の上面には

絶縁膜 (SiO_2) を形成し、その後、素子上面と下面に金属（主に金）電極を蒸着した。その後、共振器長が $200 \mu\text{m}$ になるようにへき開され、前方と後方のへき開された端面には、それぞれの反射率が低反射率（15%）、高反射率（85%）になるように誘電体多層膜がコーティング（Anti-reflection<AR>コーティング、High-reflection<HR>コーティング）された。これらの反射率の値は、以下の条件、

- ・端面コーティングを施さない場合に比べ、LD モード時における発振しきい値電流を劣化させないこと。（共振器の反射鏡損失を保持）
- ・一定の光出力を保持する制御（Automatic power control : APC）回路の動作に十分な光出力パワーが後方端面から得られること。

を満足する範囲において、前方端面からの光出力パワーをできるだけ大きくし、且つ、前方端面から入射される光をできるだけ高い効率（受光感度）で活性層に吸収されるように設定された。

送受ダイオードの特性評価のために、送受ダイオードとモニターPD を TO-CAN パッケージに搭載し、さらに円筒状のレンズフォルダと光ファイバを溶接した同軸型光モジュール（ $8 \text{ mm } \phi \times 16 \text{ mmL}$ ）を作製した。本モジュールは、光アクセスシステムへの適用を想定し、簡易で、且つ、低コストに作製が可能な構成となるものとして選択された。光モジュールの外観写真を図 2-5 に示す。このモジュールにおける送受ダイオードの前方端面から出力された光出力パワーの光ファイバへの結合損失は、モジュールに取り付けられた光ファイバから出力される光出力パワーをモニターして測定された光出力-電流（L-I）特性から、 $3 \sim 4 \text{ dB}$ と見積もられる。また、モジュール内に搭載された送受ダイオードのアノード（p 側）電極に接続されたリードピンとカソード（n 側）電極に接続されたリードピンとの間の容量の測定値（ $\sim 1.5 \text{ pF}$ ）から、ボンディングワイヤならびにリードピン周りで発生する寄生容量は約 0.7 pF と見積もられた。



図 2-5 送受ダイオードモジュールの写真

2.4 送受ダイオードの基本特性

2.4.1 LDモード動作時の特性

図2-6は、室温（20℃）において送受ダイオードをLDモードで動作させた場合の、DC電流による連続発振（CW）動作時の光出力-電流（L-I）特性、ならびに、電圧-電流（V-I）特性を示したものである。測定は、金属製の0型ヘッダ上にヒートシンク材をハンダ付けし、その上に送受ダイオードチップを搭載して行った。また、光出力パワーは、ARコーティングを施した前方端面側から出射された光を大口径のフォトダイオードで受光することにより測定した。しきい値電流は約10 mAで、動作電流100 mA以下で30 mW以上の高い光出力が得られている。また、図には、V-I特性の傾き（微分抵抗値： dV/dI ）から計算された素子の直列抵抗値がプロットされていて、動作電流域において5~6 Ωである。この値は、主にメサ部におけるp型InPクラッド層の抵抗、及び、電極コンタクト層と上部電極の間の接触抵抗の大きさによって決定付けられる。ハイメサ埋込み構造を採用した場合、一般的なpn埋込み構造の素子と比べ、電極コンタクト層と電極との接触面積が小さくなってしまったため、素子抵抗は構造的に大きくなる傾向になるが、本素子においては、一般的なpn埋込み構造のLDの抵抗値（4~5 Ω）に近い値を実現することができた。その結果、本素子は、80℃においても、40 mA以下のしきい値電流と8mW以上の光出力で動作させることができた[4]。

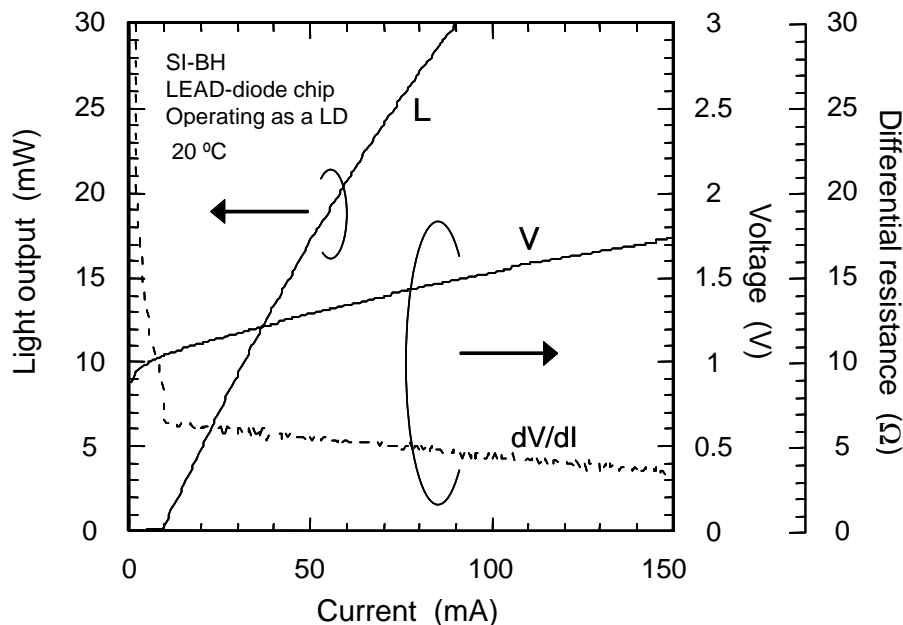


図2-6 送受ダイオードにおける送受信切替動作

2.4.2 PDモード動作時の特性

図 2-7 は、送受ダイオードモジュールの室温における受光感度の波長依存性と偏波依存性の評価結果を示したものである。測定は、回折格子を用いた外部共振器型の波長可変光源と偏波コントローラを用いて行った。比較のため、活性層を MQW 構造（井戸層厚：3 nm、バリア層厚：10 nm）にした通常の LD モジュールに対する特性の評価結果もプロットしている。これらは、いずれも素子にバイアス電圧を印加しない（無バイアス）状態で測定したものである。

図 2-7 において、受光感度の偏波依存性の大きさは、受光感度が最も大きくなる時（入射光の偏波状態が TE モードの時）と最も小さくなる時（入射光の偏波状態が TM モードの時）の差として表されている。図の結果から、通常の MQW レーザでは、受光感度が最も高くなる波長域（ ~ 1300 nm）においても約 3 dB の偏波依存性があるのに対し、送受ダイオードでの偏波依存性は、すべての波長域において 0.5 dB 以下に抑えることができた。また、送受ダイオードモジュールの受光感度は、1320 nm 付近の波長域において最大値 0.42 A/W が得られ、前方端面に AR コーティングを施していない MQW レーザにおける受光感度の最大値 (0.27 A/W) と比べ、1.5 倍以上改善されている。さらに、送受ダイオードに 1 V の逆バイアス電圧を印加した時の暗電流は 23 nA であった。

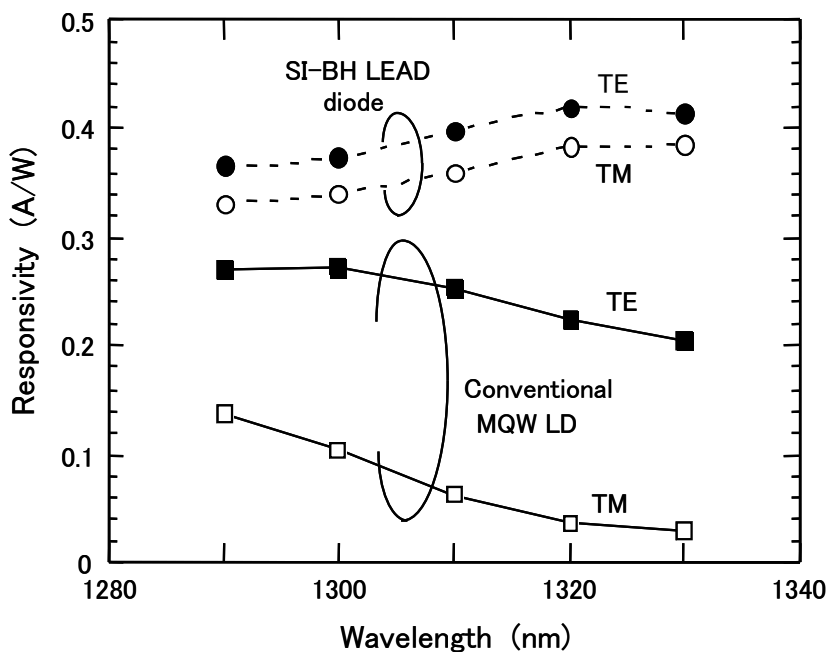


図 2-7 送受ダイオードの受光感度の波長依存性と偏波依存性 [3]

2.5 送受ダイオードの動特性

2.5.1 LDモード動作時の周波数応答特性

送受ダイオードをLDモードで動作させた際に、小信号の電気信号で変調を行った送受ダイオードから出力される光出力信号の周波数応答 (E/O レスポンス) 特性評価結果を図 2-8 に示す。測定は、室温において、送受ダイオードチップを高周波測定用に作成したキャリア上に搭載し、光シグナルアナライザと周波数掃引信号発生器を用いて行った。送受ダイオードのバイアス電流 (I_{bias}) が 20 mA の時に 6 GHz、100 mA の時に 12 GHz の広い 3 dB 変調帯域が得られ、実際の動作に必要な周波数域 (≤ 1 GHz) においては、ほぼ平坦な周波数特性が実現できている。図 2-8 の周波数応答特性における共振状のピークが現れる周波数は、一般的に半導体レーザの周波数応答帯域を決定付ける緩和振動周波数である。送受ダイオードではバルク活性層を用いているため、MQW 構造の活性層を用いた通常の半導体レーザに比べ緩和振動周波数は低く抑えられているが ($I_{bias}=100$ mA の時に、約 6 GHz)、素子の寄生容量が 1 pF 以下の非常に小さい値であるため、実動作に必要な周波数域 (≤ 1 GHz) で問題となる容量成分による周波数応答の劣化 (ロールオフ) が全く見られない良好な周波数応答特性が得られた。

次に、送受ダイオードモジュール (図 2-5 の写真を参照) を用いて、室温における周波数応答特性を評価した。図 2-9 は、LDモード動作時の送受ダイオードモジュールの 130 MHz \sim 3

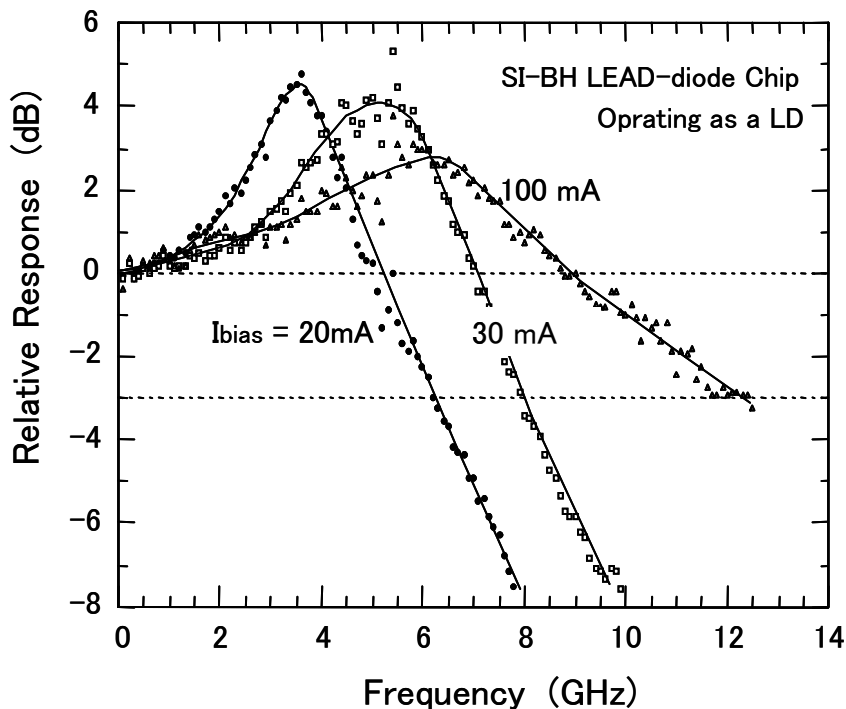


図 2-8 送受ダイオードの小信号変調特性 [3]

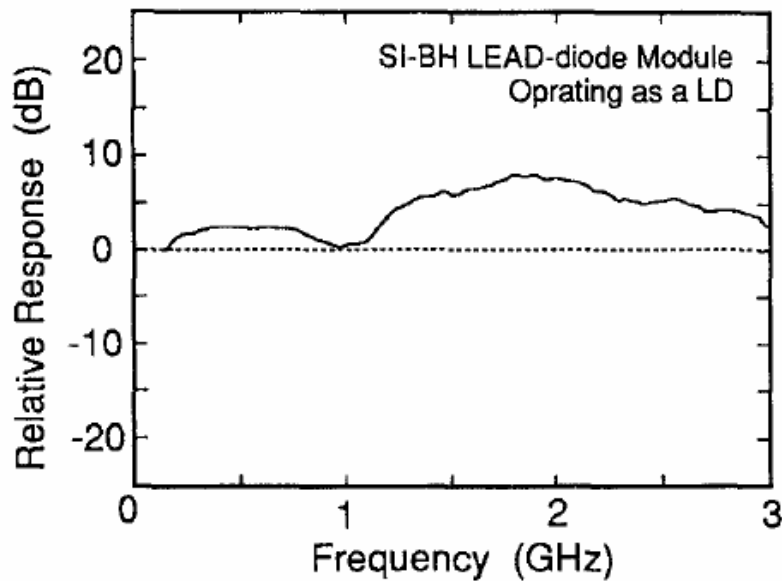


図 2-9 送受ダイオードモジュールの小信号変調特性 [3]

GHz の周波数域における小信号変調特性 (E/O レスポンス) である。測定は、モジュールを測定用の基板に固定し、入力ポートと出力ポートの特性インピーダンスが共に 50Ω の光コンポーネント・アナライザを用いて行った。本モジュールにおける信号線(リードピン)や TO-CAN パッケージは、高周波信号の透過特性を考慮して設計されたものではないため、図 2-8 の測定結果に比べ、特性インピーダンスの不整合による電気的な反射の影響が周波数応答に大きく反映された結果となっている。しかし、実動作に必要な周波数域 (≤ 1 GHz) では、良好な光送信波形を得るのに必要なほぼ平坦な周波数応答が得られていることが確認できた。

2.5.2 PD モード動作時の周波数応答特性

図 2-10 は、PD モード動作時の送受ダイオードモジュールに、130 MHz~3 GHz の周波数域の小信号で変調された光信号 (平均パワー: -6 dBm) を入力し、その時モジュールから出力される電気信号の周波数応答 (O/E レスポンス) 特性の室温での評価結果を示したものである。測定は、モジュールを評価基板に固定し、送受ダイオードにバイアス電圧を印加しない場合 ($V_{bias} = 0$ V) と 2 V の逆バイアス電圧を印加した場合 ($V_{bias} = -2$ V) において、図 2-9 の特性評価に用いた入出力インピーダンス 50Ω の光コンポーネント・アナライザを用いて行った。

図 2-9 の測定結果と同様、特性インピーダンスの不整合による電気的な反射の影響が周波数応答に大きく反映された結果となっている。特に、受信モードにおいては、送受ダイオードから出力される電気信号が微弱であるため、リードピン自身のインダクタンス (L) とリードピン周りに発生する寄生容量 (C) の影響による過剰応答 (電気的な発振) が $1 \sim 2$ GHz の帯域で現れている。また、送受ダイオードにバイアス電圧を印加しない場合と比べ、 2 V の

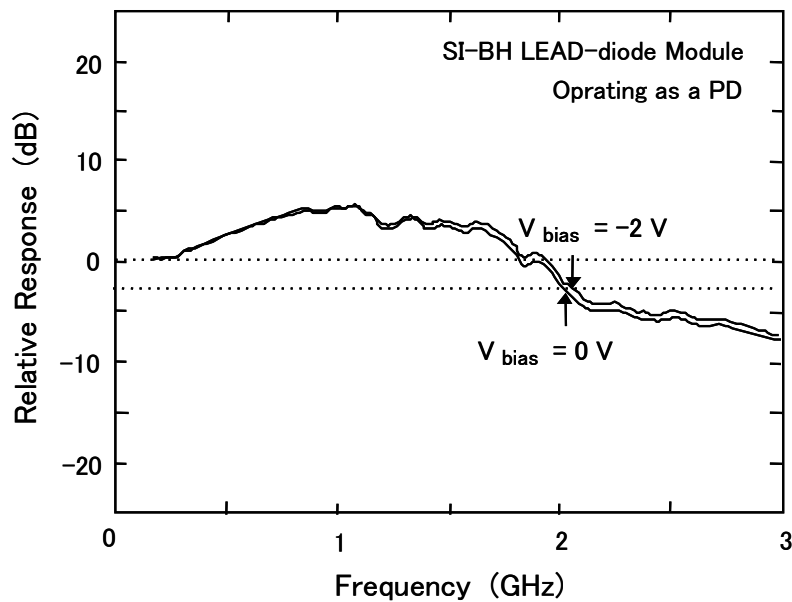


図 2-10 送受ダイオードモジュールの PD モード動作時の周波数応答特性 [3]

逆バイアス電圧を印加した場合は、わずかであるが周波数応答特性がよくなることが確認できた。いずれのバイアス条件においても 3 dB 受信帯域は約 2 GHz であり、これは、測定系の特性インピーダンス (50 Ω) と送受ダイオードモジュールの寄生容量 (~1.5 pF) とから求められるカットオフ周波数 (f_c)

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 1.5 \times 10^{-12} \times 50} = 2.1 \times 10^9 \quad (\text{Hz}) \quad (2-1)$$

の値とほぼ一致する。このことから、送受ダイオードの周波数応答特性を制限する要因が、通常の写真ダイオードと同様、モジュールの寄生容量と後段に接続されるプリアンプ IC の入力インピーダンスの積で決定されるカットオフ周波数であることが分かる。

2.5.3 PD モード動作時の符号誤り率特性

送受ダイオードモジュールの動的な受信特性を評価するために、実際の光通信で用いられるデジタル変調された光信号をモジュールに入力した場合の符号誤り率 (Bit error rate : BER) 特性の測定を行った。測定に用いた光信号は、擬似的に生成された 2 進数の乱数列 (擬似ランダム信号、Pseudorandom binary sequence : PRBS) により NRZ (Non return to zero) 方式で符号化されたパルスで送受ダイオードモジュール (LD モード) を変調し、発生させたものである。この時、送受ダイオードは、バイアス電流を注入せずに振幅 20mA のパルス電流を加えることにより駆動することとした (ゼロバイアス変調)。擬似ランダム信号は、パルスパターン発生装置 (Pulse pattern generator : PPG) を用いて生成され、信号発生回路で用いられるシフトレジスタの段数を 23 段に設定した。この時、生成される擬似ランダム信号の

周期（パターン長）は、 $2^{23}-1$ ビットとなる。また、受信特性の性能指標として用いられる符号誤り率（BER）は、

$$BER = \frac{\text{検出エラーが発生したビット数}}{\text{受信された全ビット数}} \quad (2-2)$$

で定義され、受光素子の後に前置増幅器（プリアンプ、Preamplifier）とその後段の増幅器（ポストアンプ、Post amplifier）、及び、信号の波形整形や識別再生（Clock and data recovery : CDR）等の機能を有する出力回路を接続し、そこから出力された電気信号を誤り率検出装置（Error detector : ED）に入力し、PPG から出力される信号と同期をとることにより測定される。BER=0（ $-\infty$ ）となる状態をエラーフリーと呼び、エラーフリーが実現される最小の受信光パワー（平均値）を最小受信感度として定義している。この最小受信感度の値が小さいほど、特性のよい受信機（レシーバ）となる。

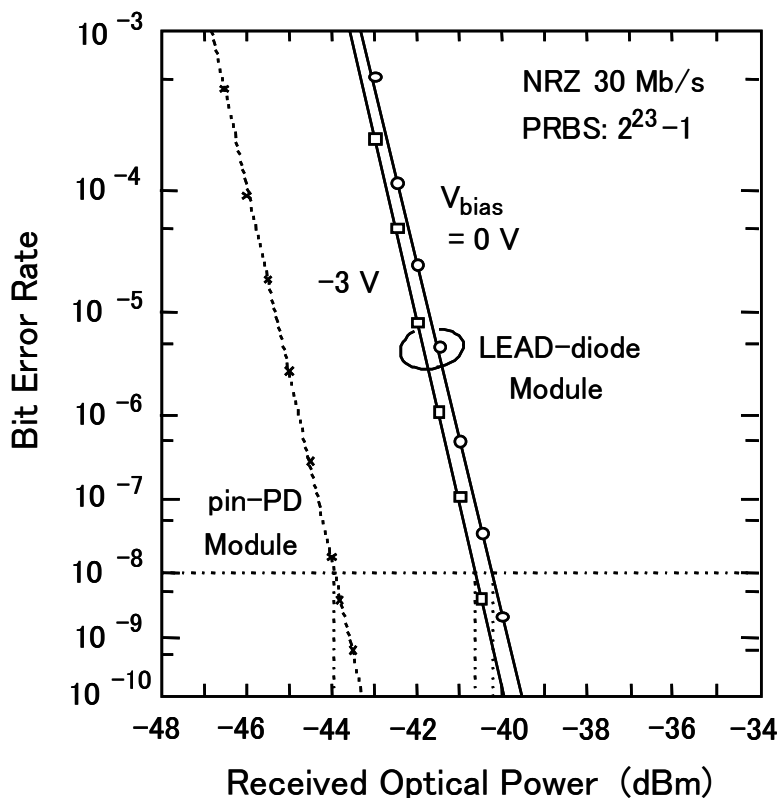


図 2-11 送受ダイオードモジュールの符号誤り率特性 [3]

図 2-11 は、送受ダイオードの符号誤り率特性の測定結果を示したものである。測定は、30 Mbit/s の NRZ 符号で変調された波長 1316 nm の光信号を入力して行った。図の縦軸は、 10^{-10} から 10^{-3} までの数値の対数を 2 回とって目盛がとられているために、目盛が不等間隔になっている。また、図 2 の横軸は、dBm の単位で表記した平均受光パワーである。符号誤り率の

値は、主に受信回路での熱雑音と入力信号光パワーとの比で決まるため、理論的に指数関数 (Exponential) と二乗関数 (Square) を組み合わせた誤差関数で表されることが知られている [16]。そのため、受信回路での熱雑音以外の過剰雑音が発生しなければ、上記の目盛を用いたグラフ上にプロットした測定値は直線上に並ぶことになり、逆に、発光素子や受光素子等に起因する過剰雑音が発生すると、測定値は直線上に並ばなくなる。この時、符号誤り率特性のグラフは、下に凸の曲線を描くことになり、この曲線における変化率の小さくなった部分 (水平に近づいた部分) は「フロア」と呼ばれ、大きな過剰雑音が発生していることを示す指標とされる。図 2-11 で得られた結果では、いずれの測定結果も直線上に並んだ形になっており、過剰雑音の発生していない良好な BER 特性が得られていることが分かる。

符号誤り率測定の際に、送受ダイオードの後段に接続するプリアンプには、CMOS (Complementary metal oxide semiconductor) シリコン (Si) プロセスで作製されたトランスインピーダンス型の増幅回路素子 (Trans-impedance amplifier : TIA)、ポストアンプには自動利得制御 (Automatic gain control : AGC) 型増幅回路素子、そして、出力回路には比較回路 (コンパレータ、Comparator) を用いた [17]。特に、レシーバの特性を大きく左右するプリアンプ (TIA) は、T0-CAN パッケージに搭載された pin 型フォトダイオード (pin-PD) モジュール (端子間容量 : ~ 1 pF) を用いることを想定して、30 Mbit/s \sim 50 Mbit/s の光信号受信時に高い最小受信感度を得るために、入力インピーダンスが高く ($4\text{ k}\Omega$) なるように設計されている [17]。

図 2-11 には、PD モードで動作させた送受ダイオードに対して、バイアス電圧 (V_{bias}) が 0 V (無バイアス) の場合と -3 V の逆バイアス電圧を印加した場合の評価結果が示されている。また、比較のために、通常の pin-PD モジュールを用いた場合についても評価を行った。これらの評価に用いたモジュールの受光感度、容量、暗電流の値と符号誤り率 (BER) が 10^{-8} になる時の平均受光パワー (10^{-8} 以下の BER を得るための最小受信感度) の測定結果の関係を表 2-2 に示す。

表 2-2 BER 特性評価に用いた送受ダイオードモジュールと pin-PD モジュール特性の各種特性値と受信感度測定結果との関係 [3]

	SI-BH 送受ダイオード モジュール		pin-PD モジュール
バイアス電圧 (V)	0	-3	-5
受光感度* (A/W)	0.43	0.45	0.98
容量 (pF)	1.36	1.18	0.95
暗電流 (nA)	-	120	7.5×10^{-3}
最小受信感度* @BER= 10^{-8}	-40.2	-40.6	-43.9

* 波長 1316 nm の光を入射させた時の測定値

表の結果で、送受ダイオードに逆バイアス電圧を印加しても受光感度の改善が小さい(0.43 A/W→0.45 A/W)のは、入力信号光の波長(1316 nm)が、評価に用いた送受ダイオードの吸収端波長(≒活性層のバンドギャップ波長)に近く、図 2-7 の結果に示されるように、無バイアス時において既に最大に近い受光感度が得られているためと考えられる。また、逆バイアス電圧印加時にモジュールの端子間容量が減少しているのは、活性層内の pn 接合界面に生じる空乏領域が、逆バイアス電圧を印加することによって SCH ガイド層とのヘテロ界面まで広がり、空乏領域で生じる容量が小さくなるためである。さらに、素子容量の低減によりプリアンプの受信帯域が拡大し、出力される受信波形の立ち上がり、立ち下がり特性が良くなることも最小受信感度の改善に繋がる。これらの要因の相乗効果により、無バイアス時に -40.2 dBm であった BER=10⁻⁸ での最小受信感度が、-3 V の逆バイアス印加時には -40.6 dBm へと約 0.4 dB 改善されたと考えられる。

一方、pin-PD モジュールの場合、素子が面入射型となっているため高い受光感度(0.98 A/W)を有し、且つ、素子容量も低い(0.95 pF)ため、BER=10⁻⁸ での最小受信感度も -43.9 dBm と高い値を示すが、送受ダイオードモジュールを用いた場合との最小受信感度の差(3.7 dB @V_{bias}=0 V、3.3 dB @V_{bias}=-3 V)は、ほぼ受光感度(0.43 A/W @V_{bias}=0 V、0.45 A/W @V_{bias}=-3V)の違いに対応していることが分る。また、このことは、-3 V の逆バイアス電圧印加時の送受ダイオードモジュールの暗電流(120 nA)が pin-PD モジュールの暗電流(7.5 pA)に比べて 3 桁近く大きな値になっているが、そのことが符号誤り率特性の劣化要因とはなっていないことを示している。

2.6 送受ダイオードの送受信切換特性

2.6.1 送受信切換時間短縮化に向けた課題とアプローチ

TCM 伝送方式に適用可能な送受ダイオードを実現するためには、2.2 節で述べたように、送受信切換時間の短縮化が重要な課題となる。この送受信切換時間は、素子が LD モード(活性層の pn 接合に対し順方向にバイアス)で動作している間に蓄えられた電荷が、PD モード(活性層の pn 接合に対し無バイアスもしくは逆方向にバイアス)に切り換わる時の放電電流特性に依存している。放電電流特性には、図 2-3 に示すように、速い時定数の成分と遅い時定数の成分があり、遅い時定数の放電電流成分が送受信切換時間を律速する要因となっていることが、様々な構造の半導体レーザを用いた実験結果から明らかにされた[2]。また、文献[2]では、図 2-3 の 2 つの時定数成分を持つ放電電流特性が図 2-12 の等価回路から導き出され、容量(C_s)と抵抗(R_s)の直列接続部からの放電電流が、遅い時定数の成分となっていることが報告されている。この時、時定数は直列接続された容量と抵抗の積(C_sR_s)で表すことができ、この値を小さくすることが送受信切換時間の短縮化のための必要条件とされた。しかし、実際には、C_sとR_sは、作製された素子の放電電流特性を実測することにより求められるため、素子構造の設計段階において放電電流の時定数を小さくするための指針を得られるようにすることが、送受ダイオード実現のための大きな課題となっていた。さらに、時定数の

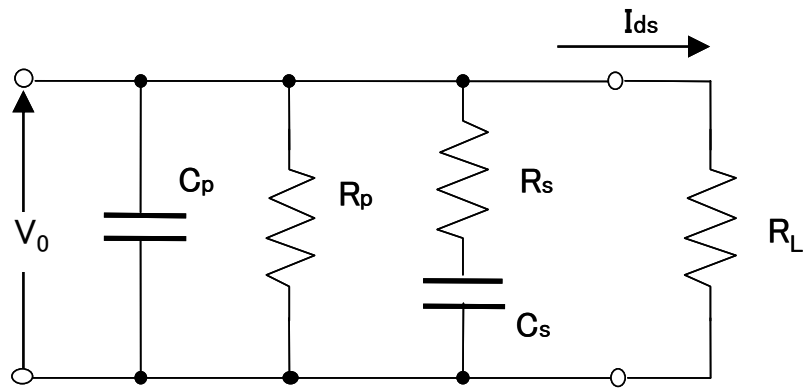


図 2-12 送受ダイオードモジュールの放電電流特性を導出するための等価回路 [2]

値が小さくなると、測定に用いる入力電気パルス波形や、測定に用いるプリアンプやトランジスタの立ち下がり時間、ならびに、測定系の雑音レベルに律速されるようになり、 C_s や R_s を放電電流の実測により求めることが困難になっていた。

そこで、本節では、送受信切換時間短縮化のための設計指針と従来よりも小さな放電電流特性の時定数に対する評価方法の確立を目的に、

- ・実際の素子構造に対応させた等価回路を作成し、回路解析法により図 2-12 の等価回路への変換を行って、放電電流特性の時定数と素子構造との対応付け
- ・素子のインピーダンス測定を行い、回路シミュレータを用いて等価回路への実測データのフィッティングを行うことで各回路パラメータと時定数の導出

を行った結果を述べる。

2.6.2 送受ダイオードにおける等価回路モデル

図 2-13 は、送受ダイオードの素子断面の概略図と、素子構造を基にして作成した PD モード動作時の送受ダイオードモジュールの近似的な等価回路を重ね合わせたものである。また、等価回路上に表記した記号（回路パラメータ）に関する説明を、表 2-3 に記述した。図 2-13 の等価回路において、 R_c は数 Ω であり、他の抵抗成分 ($k\Omega \sim M\Omega$) に比べると極めて小さな値となる。また、 L_w についても 1 nH 以下であることから、送受ダイオードの動作帯域である 100 MHz 以下の動作帯域では、そのインピーダンス値は $|j\omega L| = 2\pi fL \leq 0.628 (\Omega)$ となり、他のインピーダンス（抵抗）成分と比較して十分小さな値となるため、ここでの等価回路解析においては、 R_c と L_w は無視することができる。その結果、図 2-13 の等価回路モデルは、図 2-14 の等価回路に簡略化される。ここで、 C_a' 、 R_a' 、 R_o' は、それぞれ次の式(2-3)～式(2-5)で表される。

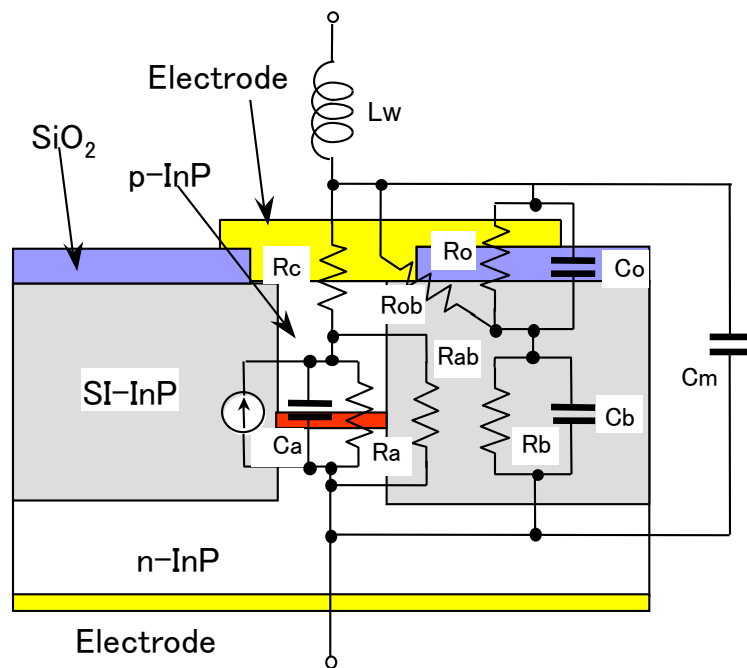


図 2-13 PD モード動作時の送受ダイオードモジュールの近似的な等価回路モデル [3]

表 2-3 図 2-13 に示した送受ダイオードモジュールの等価回路モデルにおける各回路パラメータの説明 [3]

記号	回路パラメータの説明
C_a	活性層における pn 接合(空乏層)の容量
R_a	活性層における pn 接合(空乏層)の抵抗
C_b	電流ブロック層(半絶縁性 InP 埋込み層)において生じる容量
R_b	電流ブロック層(半絶縁性 InP 埋込み層)における抵抗
C_o	絶縁膜において生じる容量
R_o	絶縁膜における抵抗
R_{ob}	絶縁膜と電流ブロック層の界面における抵抗
R_{ab}	活性層と電流ブロック層の界面における抵抗
R_c	ハイメサ領域の上部クラッド層における抵抗 (上部クラッド層と電極の間に生じる接触抵抗を含む)
C_m	モジュールに実装した際に生じる寄生容量
L_w	ボンディングワイヤのインダクタンス

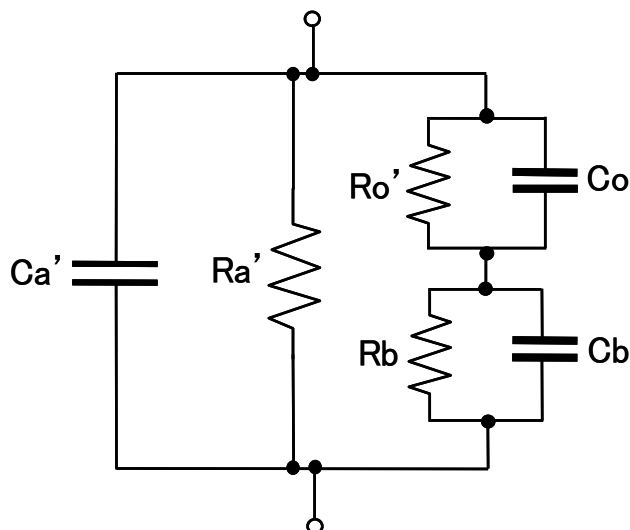


図 2-14 R_c 、 L_w を省略することで簡略化された等価回路モデル

$$C_a' = C_a + C_m \quad (2-3)$$

$$R_a' = \frac{R_a R_{ab}}{R_a + R_{ab}} \quad (2-4)$$

$$R_o' = \frac{R_o R_{ob}}{R_o + R_{ob}} \quad (2-5)$$

さらに、図 2-15 に示す交流理論における直並列回路の等価変換[18]を行うことにより、図 2-14 の等価回路における左側の直並列回路は、図 2-15 の右側に示すように3つのインピーダンス成分 (AZ_1 、 $BZ_1 + CZ_2$ 、 DZ_2) が並列に接続された等価回路に書き直すことができる。

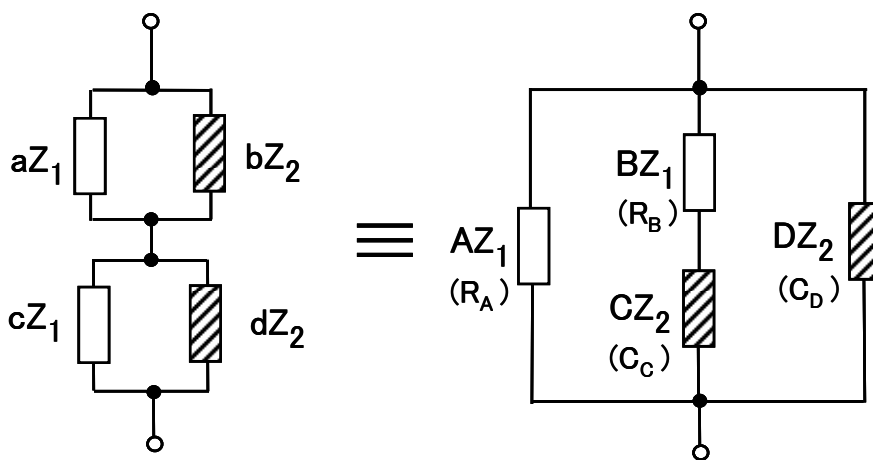


図 2-15 交流理論における直並列回路の等価変換 [18]

ここで、図 2-15 の等価変換において、各パラメータの間には、次式の関係が成り立つ。[18]

$$A = a + c \quad (2-6)$$

$$D = b + d \quad (2-7)$$

$$B = \frac{ac(a+c)(b+d)^2}{(ad-bc)^2} \quad (2-8)$$

$$C = \frac{bd(a+c)^2(b+d)}{(ad-bc)^2} \quad (2-9)$$

上式において、

$$Z_1 = R_o', \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_o}, \quad a = b = 1 \quad (2-10)$$

とおくと、

$$cZ_1 = R_b = \frac{R_b}{R_o'} R_o' = \frac{R_b}{R_o'} Z_1, \quad \therefore c = \frac{R_b}{R_o'} \quad (2-11)$$

$$dZ_2 = \frac{1}{j\omega C_b} = \frac{1}{j\omega C_o \frac{C_b}{C_o}} = \frac{C_o}{C_b} Z_2, \quad \therefore d = \frac{C_o}{C_b} \quad (2-12)$$

となり、

$$AZ_1 = (a+c)Z_1 = \left(1 + \frac{R_b}{R_o'}\right) R_o' = R_o' + R_b \equiv R_A \quad (2-13)$$

$$\therefore R_A = R_o' + R_b = \frac{R_o R_{ob}}{R_o + R_{ob}} + R_b \quad (2-14)$$

$$DZ_2 = (b+d)Z_2 = \left(1 + \frac{C_o}{C_b}\right) \frac{1}{j\omega C_o} = \frac{1}{j\omega \frac{C_o C_b}{C_o + C_b}} \equiv \frac{1}{j\omega C_D} \quad (2-15)$$

$$\therefore C_D = \frac{C_o C_b}{C_o + C_b} \quad (2-16)$$

$$\begin{aligned}
BZ_1 &= \frac{ac(a+c)(b+d)^2}{(ad-bc)^2} Z_1 = \frac{\frac{R_b}{R_o'}(1+\frac{R_b}{R_o'})(1+\frac{C_o}{C_b})^2}{(\frac{C_o}{C_b}-\frac{R_b}{R_o'})^2} R_o' \\
&= \frac{(1+\frac{R_b}{R_o'})^2(1+\frac{C_o}{C_b})^2}{(\frac{C_o}{C_b}-\frac{R_b}{R_o'})^2} \cdot \frac{R_b}{(1+\frac{R_b}{R_o'})R_o} = \frac{1}{k^2} \cdot \frac{R_o'R_b}{R_o'+R_b} \equiv R_B
\end{aligned} \tag{2-17}$$

$$\therefore R_B = \frac{1}{k^2} \cdot \frac{R_o'R_b}{R_o'+R_b} \tag{2-18}$$

$$\begin{aligned}
CZ_2 &= \frac{bd(a+c)^2(b+d)}{(ad-bc)^2} Z_2 = \frac{\frac{C_o}{C_b}(1+\frac{R_b}{R_o'})^2(1+\frac{C_o}{C_b})}{(\frac{C_o}{C_b}-\frac{R_b}{R_o'})^2} \cdot \frac{1}{j\omega C_o} \\
&= \frac{1}{\frac{(\frac{C_o}{C_b}-\frac{R_b}{R_o'})^2}{\frac{C_o}{C_b}(1+\frac{R_b}{R_o'})^2(1+\frac{C_o}{C_b})^2} \cdot j\omega C_o \cdot (1+\frac{C_o}{C_b})} \\
&= \frac{1}{k^2 \cdot (1+\frac{C_o}{C_b}) \cdot j\omega C_b} \equiv \frac{1}{j\omega C_C}
\end{aligned} \tag{2-19}$$

$$\therefore C_C = k^2 \cdot (1+\frac{C_o}{C_b})C_b = k^2 \cdot (C_b + C_o) \tag{2-20}$$

ここで、

$$k = \frac{\frac{C_o}{C_b} - \frac{R_b}{R_o'}}{(1+\frac{R_b}{R_o'})(1+\frac{C_o}{C_b})} = \frac{\frac{C_o}{C_b} - \frac{R_b}{\frac{R_o R_{ob}}{R_o + R_{ob}}}}{(1+\frac{R_b}{\frac{R_o R_{ob}}{R_o + R_{ob}}})(1+\frac{C_o}{C_b})}$$

$$= \frac{\frac{C_o}{C_b} \frac{R_o R_b + R_{ob} R_b}{R_o R_{ob}}}{\left(1 + \frac{R_o R_b + R_{ob} R_b}{R_o R_{ob}}\right) \left(1 + \frac{C_o}{C_b}\right)} \quad (2-21)$$

以上の結果から、図 2-14 の等価回路は、図 2-16 の等価回路に書き換えることができる。

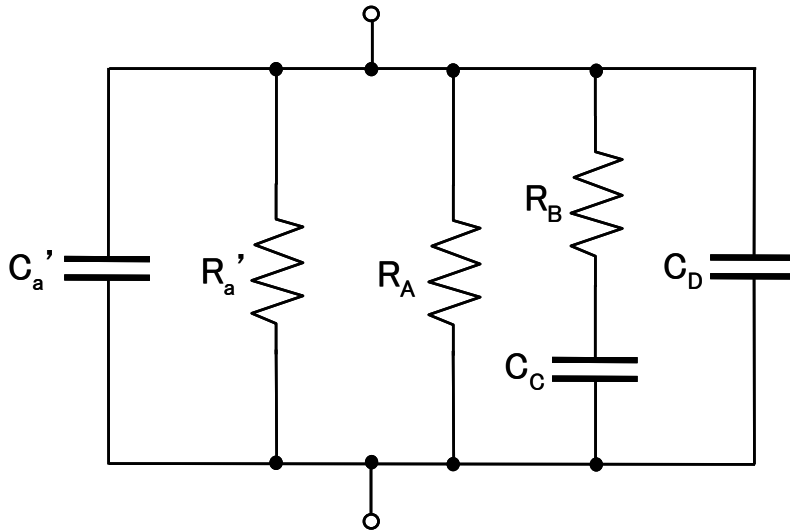


図 2-16 図 2-14 の等価回路を交流理論による等価変換を用いて書き換えた等価回路

さらに、図 2-16 の等価回路における並列の容量成分 (C_a' 、 C_D)、及び、並列の抵抗成分 (R_a' 、 R_A) をそれぞれ 1 素子に合成することにより、送受ダイオードの素子構造に対応した図 2-13 の等価回路モデルは、送受ダイオードの放電電流特性が速い時定数の成分と遅い時定数の成分から成り立っているという実験結果から導出された図 2-12 の等価回路に変換でき、図 2-12 の等価回路が送受ダイオードの放電特性を解析的に導出するための等価回路として妥当であることを示すことができた。

以上の結果から、図 2-12 の等価回路における各回路パラメータ C_p 、 R_p 、 C_s 、 R_s は、送受ダイオードの素子構造に起因する図 2-13 の等価回路パラメータを用いて、以下のように記述することができる。

$$C_p = C_a' + C_D = C_a + C_m + \frac{C_o C_b}{C_o + C_b} \quad (2-22)$$

$$R_p = \frac{R_a' R_A}{R_a' + R_A} = \frac{\frac{R_a R_{ab}}{R_a + R_{ab}} \left(\frac{R_o R_{ob}}{R_o + R_{ob}} + R_b \right)}{\frac{R_a R_{ab}}{R_a + R_{ab}} + \frac{R_o R_{ob}}{R_o + R_{ob}} + R_b} \quad (2-23)$$

$$R_s = R_B = \frac{1}{k^2} \cdot \frac{R_o' R_b}{R_o' + R_b} \quad (2-24)$$

$$C_s = C_C = k^2 \cdot (C_b + C_o) \quad (2-25)$$

$$k = \frac{\frac{C_o}{C_b} - \frac{R_o R_b + R_{ob} R_b}{R_o R_{ob}}}{\left(1 + \frac{(R_o R_b + R_{ob} R_b)}{R_o R_{ob}}\right) \left(1 + \frac{C_o}{C_b}\right)} \quad (2-26)$$

2.6.3 等価回路モデルにおける各パラメータの導出

前節において、送受ダイオードを、図 2-12 の簡略化された等価回路で表すことの妥当性を検証した。従って、実際に作製された送受ダイオード、もしくは、送受ダイオードモジュールにおいて、各回路パラメータ (C_p 、 R_p 、 C_s 、 R_s) の具体的な値を求めることができれば、各素子における放電電流特性を解析的に導出することができることになる。

一般に、ダイオードのように、等価回路が容量と絶縁体に近い高い抵抗からなる単純な並列回路で表される素子であれば、キャパシタンス・メータや LCR メータ、インピーダンス・アナライザを用いることにより、素子容量と抵抗の値を直接測定することができる。しかし、図 2-12 の等価回路のように、直列回路と並列回路を組み合わせた複合的な等価回路を持つ素子の場合、上記のような測定装置を用いて、直接、回路パラメータの値を実測することができない。

そこで、本研究では、まず、広い周波数範囲 (100 Hz~40 MHz) で高精度なインピーダンス測定ができる自動平衡ブリッジ法を採用したヒューレット・パッカード社 (現在は、キーサイト・テクノロジー社に移行) 製のインピーダンス/ゲインフェーズ アナライザ (HP 4194A) を用いて、素子のインピーダンスの振幅成分と位相成分の周波数特性を測定することにした。

次に、回路シミュレータ (SPICE) 上に図 2-12 の等価回路モデルを作成し、4 種類の回路パラメータ (C_p 、 R_p 、 C_s 、 R_s) をそれぞれ変化させて等価回路全体のインピーダンス ($Z_{\text{magnitude}}$ 、 Z_{phase}) の周波数特性を計算し、実測結果に合うように各パラメータの値を導出するフィッティング (パラメータ抽出) 機能を用いることとした。

図 2-17 に、SI 埋込み構造の送受ダイオードモジュール (SI-BH LEAD-diode Module) を用いて測定したインピーダンスの振幅成分 ($Z_{\text{magnitude}}$) と位相成分 (Z_{phase}) の 3 kHz~13 MHz での周波数特性を○印を用いたプロットにより示す。測定は、室温において無バイアス状態 (バイアス電圧: $V_{\text{bias}} = 0 \text{ V}$) で行った。また、実線は、SPICE のフィッティング機能により導出した等価回路全体のインピーダンスの周波数特性を示す。

比較のために、pn 埋込み構造の高速動作用レーザダイオード (LD) を送受ダイオードと同

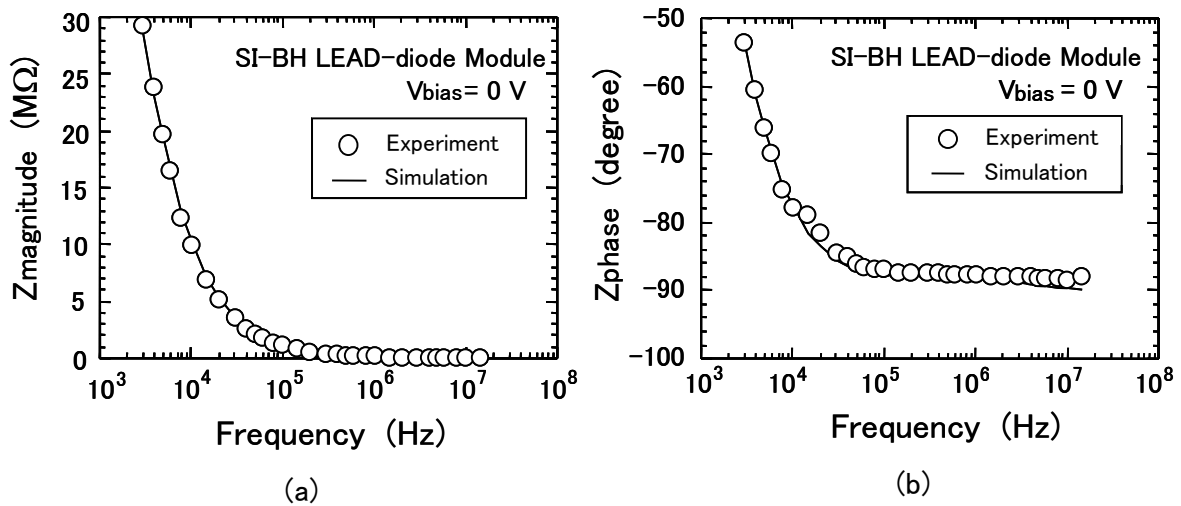


図 2-17 送受ダイオードモジュールにおける実測(○印)と等価回路フィッティング(実線)により求めたインピーダンスの(a)振幅成分と(b)位相成分の周波数特性の比較 [3]

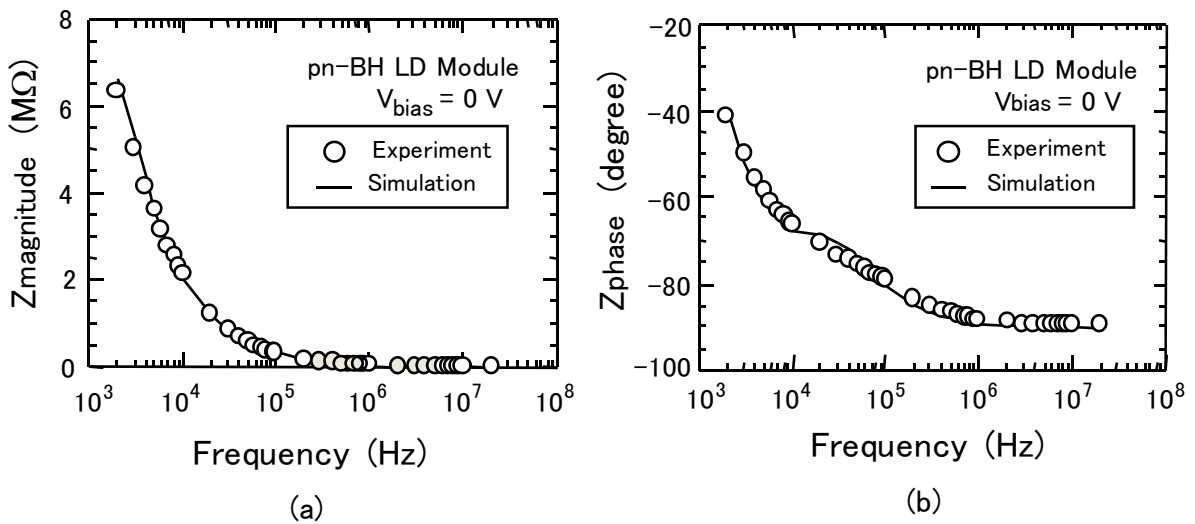


図 2-18 高速動作が可能な pn 埋込み構造の LD モジュールにおける実測(○印)と等価回路フィッティング(実線)により求めたインピーダンスの(a)振幅成分と(b)位相成分の周波数特性の比較 [3]

じパッケージに実装したモジュールを用いて、同様のインピーダンス測定、及び、SPICE による等価回路フィッティングを行った結果を図 2-18 に示す。図 2-17、図 2-18 のいずれにおいても、実測とフィッティングにより求めた特性がよく一致することが確認された。

表 2-4 に、SPICE による等価回路フィッティングにより求めた送受ダイオードと pn 埋込高速 LD モジュールにおける各回路パラメータの値を示す。pn 埋込構造の高速 LD モジュールと比較した送受ダイオードの特徴として、大幅な低容量化 (C_p で 1/3 以下、 C_s で 1/20 以下) が図られると共に、抵抗値 R_p の高抵抗化 (5 倍以上) が実現できていることが分る。ここで、図 2-13 と式(2-23)より、 R_p は、主に活性層と電流ブロック層の界面、及び、電流ブロック層

表 2-4 SPICE を用いた等価回路フィッティングにより求めた送受ダイオードモジュールと pn 埋込高速 LD モジュールの各回路パラメータの値 [3]

	C_p (pF)	R_p (M Ω)	C_s (pF)	R_s (M Ω)
送受ダイオードモジュール	1.36	48.31	0.148	1.971
pn 埋込高速 LD モジュール	4.67	9.03	3.15	2.36

自体における抵抗値を並列要素として合成したものであり、 R_p の両端に逆バイアス電圧が印加された時に流れる電流は、素子のリーク電流（暗電流）に相当する。一方、 C_p は、式(2-22)から素子の上部電極と下部電極の間に生じる並列の容量成分を合成したものであり、受信動作時には素子の受信帯域の上限 [カットオフ周波数: 式(2-1)参照] を決定付ける素子の寄生容量を表すパラメータとなる。この C_p の値は、表 2-2 に記載した送受ダイオードモジュールの素子容量（端子間容量）をインピーダンス・アナライザで直接測定した値と一致しており、容量成分に関する等価回路フィッティングの結果の妥当性を示したものとなっている。

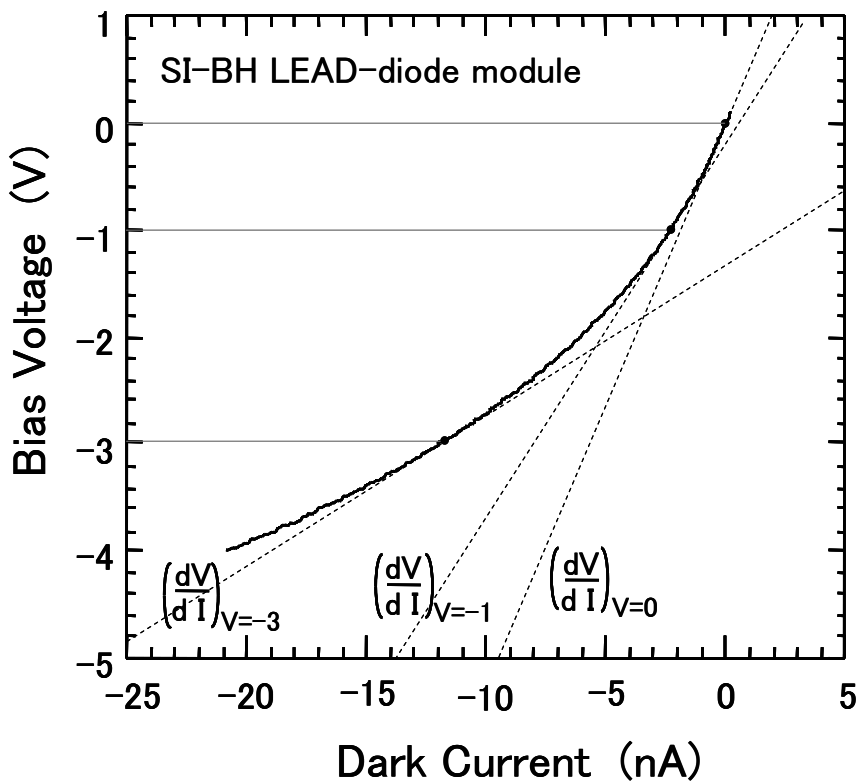


図 2-19 送受ダイオードモジュールの電流-電圧 (I-V) 特性 [3]

表 2-5 送受ダイオードモジュールにおける等価回路フィッティングにより求めた素子抵抗 R_p と I-V 特性測定結果より求めた微分抵抗値の比較 [3]

バイアス電圧 (V)	R_p (M Ω)	$\frac{dV}{dI}$ (M Ω)
0	48.31	53.6
-1	26.25	33.3
-3	11.16	13.3

さらに、抵抗成分に関する等価回路フィッティングの結果の妥当性を検証するために、図 2-17 のインピーダンス測定に用いた送受ダイオードモジュールに逆バイアス電圧を印加した時のリーク電流の電圧依存性 (I-V 特性) の測定を行った。室温における I-V 特性の測定結果を図 2-19 に示す。図中の 3 本の点線は、I-V 特性を示す曲線 (I-V カーブ) のバイアス電圧が 0 V、-1 V、-3 V における接線で、その傾きが各バイアス電圧印加時の微分抵抗、すなわち、送受ダイオードモジュールの素子抵抗 (端子間抵抗) R_p を表している。

表 2-5 は、送受ダイオードモジュールに 0 V、-1 V、-3 V のバイアス電圧を印加した時の、等価回路フィッティングにより求めた素子抵抗 R_p の値と図 2-19 の I-V 特性の測定結果から求めた微分抵抗の値を比較したものである。両者の値の間には 10%~21% の違いが見られるが、10 M Ω を超える高抵抗値 (微小電流値) 測定の難しさを考慮すると、バイアス電圧印加時の抵抗値減少の割合を含め、両者はよく一致していると言える。これにより、等価回路フィッティングの結果は、抵抗成分においても妥当であることが確認できた。

2.6.4 等価回路の過渡応答解析による放電電流の定式化

本節では、図 2-12 の等価回路をもとにした回路方程式の過渡応答解を解析的に求めること (等価回路解析) により、送受信切換時に発生する放電電流特性の定式化を図る。

図 2-12 の等価回路において、 R_p は、式 (2-23) より、図 2-13 の R_a (無バイアスまたは逆バイアス時における活性層の pn 接合《空乏層》の抵抗)、 R_{ab} (活性層と電流ブロック層の界面の抵抗)、 R_c (絶縁膜の抵抗)、 R_{cb} (絶縁膜と電流ブロック層の界面の抵抗)、 R_b (電流ブロック層《半絶縁性 InP 埋込み層》の抵抗) を合成した成分となり、その値は一般的に数百 k Ω ~ 数十 M Ω の大きな値となる。一方、外部に接続される負荷抵抗 R_L は、多くの場合、後段に接続されるトランスインピーダンス型プリアンプの入力インピーダンスとなり、その大きさは数十 Ω ~ 数 k Ω である。従って、 R_p は R_L に比べ十分大きい ($R_p \gg R_L$) 値となることから、図 2-12 の等価回路は R_p を取り除いた図 2-20 の等価回路に簡略化することができる。そこで、図 2-20 の等価回路を用いた過渡応答解析により、送受ダイオードが送信モードから受信モ

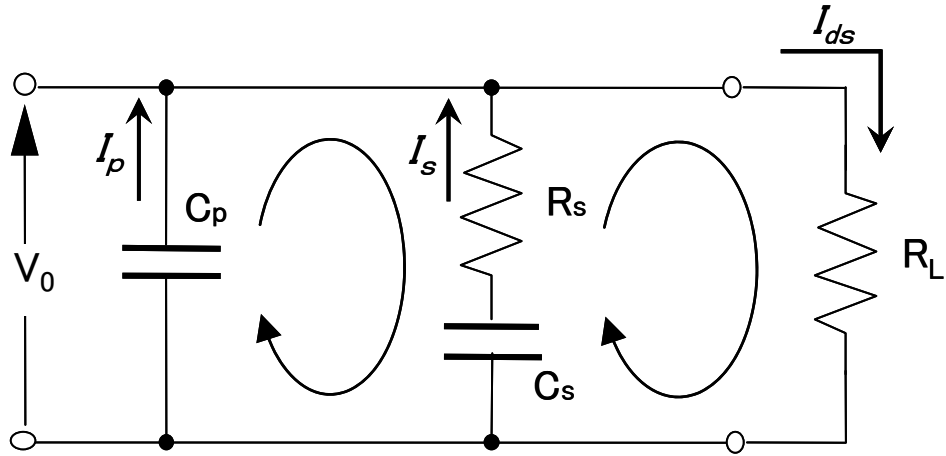


図 2-20 $R_p \gg R_L$ として R_p を除去した送受ダイオードの近似的な等価回路

ードに切り換わる際に発生する放電電流を表す以下の式を導出した。なお、式の導出過程については、付録の A.1 に示す。

$$I_{ds} = A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (2-27)$$

$$\tau_1 = \frac{2R_s R_L C_p C_s}{R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s + \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}} \quad (2-28)$$

$$\tau_2 = \frac{2R_s R_L C_p C_s}{R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s - \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}} \quad (2-29)$$

$$A_1 = \frac{\frac{V_0 \tau_2}{R_L} - (C_p + C_s)V_0}{\tau_2 - \tau_1} \quad (2-30)$$

$$A_2 = \frac{V_0}{R_L} - \frac{\frac{V_0 \tau_2}{R_L} - (C_p + C_s)V_0}{\tau_2 - \tau_1} \quad (2-31)$$

2.6.5 放電電流特性の解析的導出による送受信切換時間の評価

2.5.2 節では、図 2-12 の等価回路が、図 2-13 に示す実際の送受ダイオードの素子構造に起因したものであることを示した。また、2.5.3 節では、実際の送受ダイオードモジュールの等価回路パラメータの値をインピーダンス測定と回路シミュレータによるパラメータ・フ

イテティングにより導出できることを示した。そこで、本節では、前節で等価回路解析により求めた送受信切換時に発生する放電電流を表す式と 2.5.3 節で導出した回路パラメータの値を用いて、送受ダイオードと従来構造 (pn 埋込構造) の高速 LD モジュールの放電電流特性を解析的手法により求め、その結果からそれぞれの送受信切換時間の評価を行う。

図 2-21 は、送信モードから受信モードに切り換わる時の放電電流特性と送受信切換時間の関係を模式的に示したものである。図中において、送受信切換後の時間とともに減少していく放電電流 (I_{ds}) 上に重畳されたパルス波形は、受信された光信号が送受ダイオードにより電気信号に変換された後の信号電流波形を表している。また、挿入図は、各信号電流波形における入力信号光パワー (P_{in}) と信号電流値 (I_s) の関係を示したものであり、 η 、 $P_{in}(1)$ 、

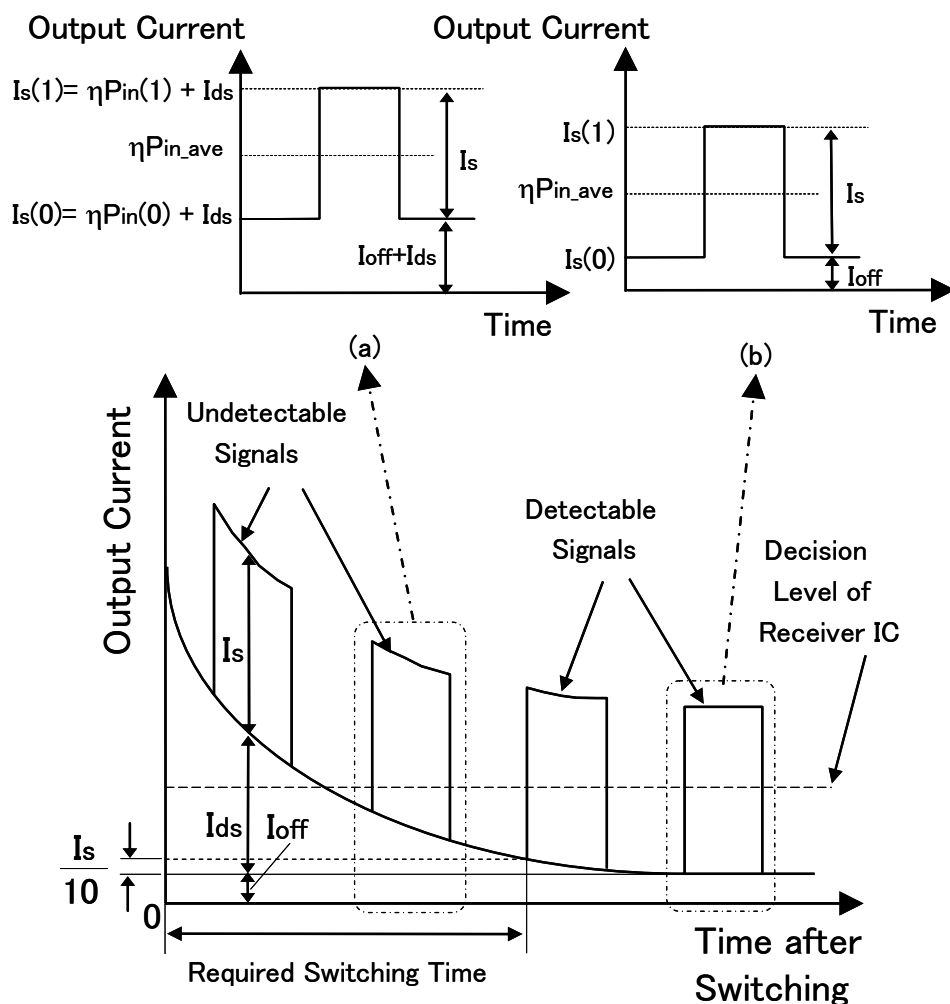


図 2-21 放電電流特性と送受信切換時間の関係。挿入図は、(a) 放電電流が比較的大きい時と、(b) ほとんどゼロに収束した時における各信号電流波形における入力信号光パワーと信号電流値の間の関係を示したものである [3]。

$P_{in}(0)$ 、 P_{in_ave} 、 $I_s(1)$ 、 $I_s(0)$ は、それぞれ以下の内容を表す。

η : 送受ダイオードの受信モード動作時の受光感度 (A/W)

$P_{in}(1)$: 入力信号レベルが” 1” の時の光パワー (W or dBm)

$P_{in}(0)$: 入力信号レベルが” 0” の時の光パワー (W or dBm)

P_{in_ave} : 入力信号光の平均光パワー [= $\{P_{in}(1)+P_{in}(0)\}/2$] (W or dBm)

$I_s(1)$: 入力信号レベルが” 1” の時の信号電流値 (A)

$I_s(0)$: 入力信号レベルが” 0” の時の信号電流値 (A)

ここで、 $P_{in}(1)$ と $I_s(1)$ 、 $P_{in}(0)$ と $I_s(0)$ の間には以下の関係

$$I_s(1) = \eta \cdot P_{in}(1) + I_{ds} \quad (2-32)$$

$$I_s(0) = \eta \cdot P_{in}(0) + I_{ds} \quad (2-33)$$

が成り立つため、入力信号光の平均光パワー P_{in_ave} は、式(2-32)、式(2-33)を用いて次のように書き換えられる。

$$P_{in_ave} = \frac{P_{in}(1) + P_{in}(0)}{2} = \frac{I_s(1) - I_{ds} + I_s(0) - I_{ds}}{2\eta} = \frac{I_s(1) + I_s(0) - 2I_{ds}}{2\eta} \quad (2-34)$$

一方、2.5.3 節で述べた送受ダイオードの受信特性の性能指標として用いられる符合誤り率 (BER) 特性における最小受信感度の理論値は、次式で記述されることが知られている。[16]

$$P_{in_ave} = \left(\frac{1+r}{1-r} \right) \cdot \left(\frac{h\nu}{\eta q} \right) \cdot Q \cdot \langle i^2 \rangle_c^{1/2} \quad (2-35)$$

ここで、 r 、 h 、 ν 、 Q 、 $\langle i^2 \rangle_c$ は、それぞれ以下の内容を表す。

r : 入力信号光における消光比

h : プランク定数

ν : 信号光の周波数

Q : 受信器の識別レベルを適切 (信号パルスのほぼ中央) に設定した場合の信号電流パルスにおける信号対雑音比 (SNR) に起因するパラメータ

$\langle i^2 \rangle_c$: 後段の電子回路 (プリアンプ) における 2 乗平均入力雑音電流

また、入力信号光における消光比 r は $P_{in}(0)$ と $P_{in}(1)$ の比で定義され、信号電流パルスの振幅を I_s [$=I_s(1)-I_s(0)$]、オフセット電流値を I_{off} [$=I_s(0)$ ($I_{ds}=0$ の時)] として、次式のよう
に表される。

$$r = \frac{P_{in}(0)}{P_{in}(1)} = \frac{I_s(0)}{I_s(1)} = \frac{I_{off}}{I_s + I_{off}} \quad (2-36)$$

さらに、図 2-21 に示すように、放電電流 (I_{ds}) が発生して信号電流パルスに重畳される場合には、消光比 r' と信号電流パルスの振幅 I_s 、放電電流値 I_{ds} との関係は、

$$r' = \frac{P_{in}(0)}{P_{in}(1)} = \frac{I_s(0)}{I_s(1)} = \frac{I_{off} + I_{ds}}{I_s + I_{off} + I_{ds}} \quad (2-37)$$

となり、入力信号光の消光比が同じ場合でも、送受ダイオードから出力される信号電流の実効的な消光比が変わり、その結果、後段の受信回路における最小受信感度の値を劣化させることになる。式(2-35)、式(2-36)、式(2-37)より、放電電流が発生することによる最小受信感度の劣化量（パワーペナルティ） ΔP は、次式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta P(dB) &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1+r'}{1-r'} \cdot \frac{1+r}{1-r} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1 + \frac{I_{off} + I_{ds}}{I_s + I_{off} + I_{ds}}}{1 - \frac{I_{off} + I_{ds}}{I_s + I_{off} + I_{ds}}} \cdot \frac{1 + \frac{I_{off}}{I_s + I_{off}}}{1 - \frac{I_{off}}{I_s + I_{off}}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\frac{I_s + 2I_{off} + 2I_{ds}}{I_s + I_{off} + I_{ds}}}{\frac{I_s}{I_s + I_{off} + I_{ds}}} \cdot \frac{\frac{I_s}{I_s + I_{off}}}{\frac{I_s + 2I_{off}}{I_s + I_{off}}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{I_s + 2I_{off} + 2I_{ds}}{I_s + 2I_{off}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{2I_{ds}}{I_s + 2I_{off}} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{2I_{ds}}{I_s + 2 \cdot \frac{r}{1-r} \cdot I_s} \right) \\
&= 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{2(1-r)}{1+r} \cdot \frac{I_{ds}}{I_s} \right)
\end{aligned} \tag{2-38}$$

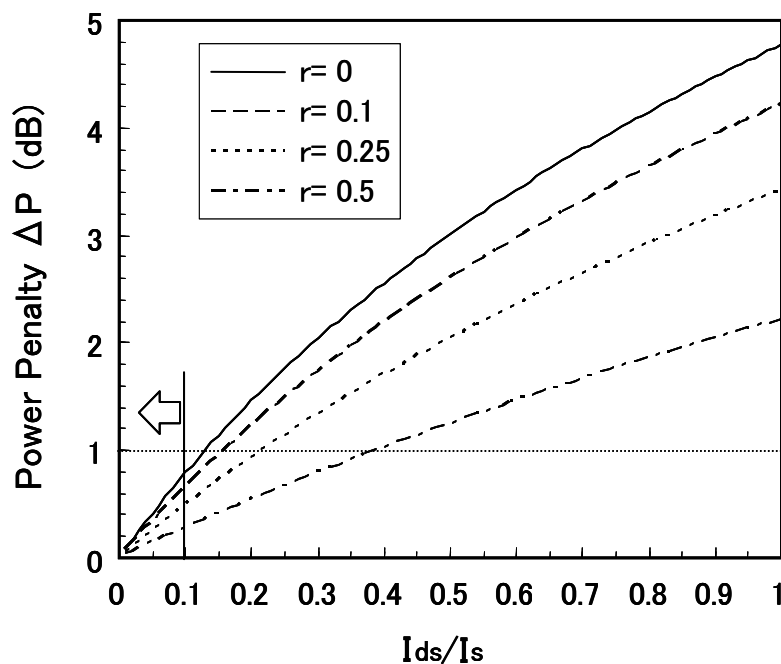


図 2-22 入力信号光における消光比(r)をパラメータとした入力信号電流パルス振幅(I_s)に対する放電電流(I_{ds})の比(I_{ds}/I_s)と最小受信感度の劣化量(ΔP)との関係

式(2-38)を用いて、入力信号電流パルスの振幅(I_s)に対する放電電流(I_{ds})の比(I_{ds}/I_s)と最小受信感度の劣化量(ΔP)との関係を見積った結果を図 2-22 に示す。ここでは、入力信号光における消光比(r)をパラメータとして計算を行った。図の結果から、消光比が大きくなるにつれ、消光比による最小受信感度劣化の寄与が大きくなり、放電電流による影響は相対的に小さくなることが分かる。例えば、最小受信感度劣化の影響が最も大きくなる $r=0$ の場合に、最小受信感度の劣化を 1 dB 以下に抑えられることを放電電流の許容条件と仮定すると、放電電流を入力信号電流パルス振幅の 1/10 以下 ($I_{ds}/I_s \leq 0.1$) にすることが必要となる。そこで、本論文では、送受ダイオードの動作が LD モードから PD モードに切り換わった

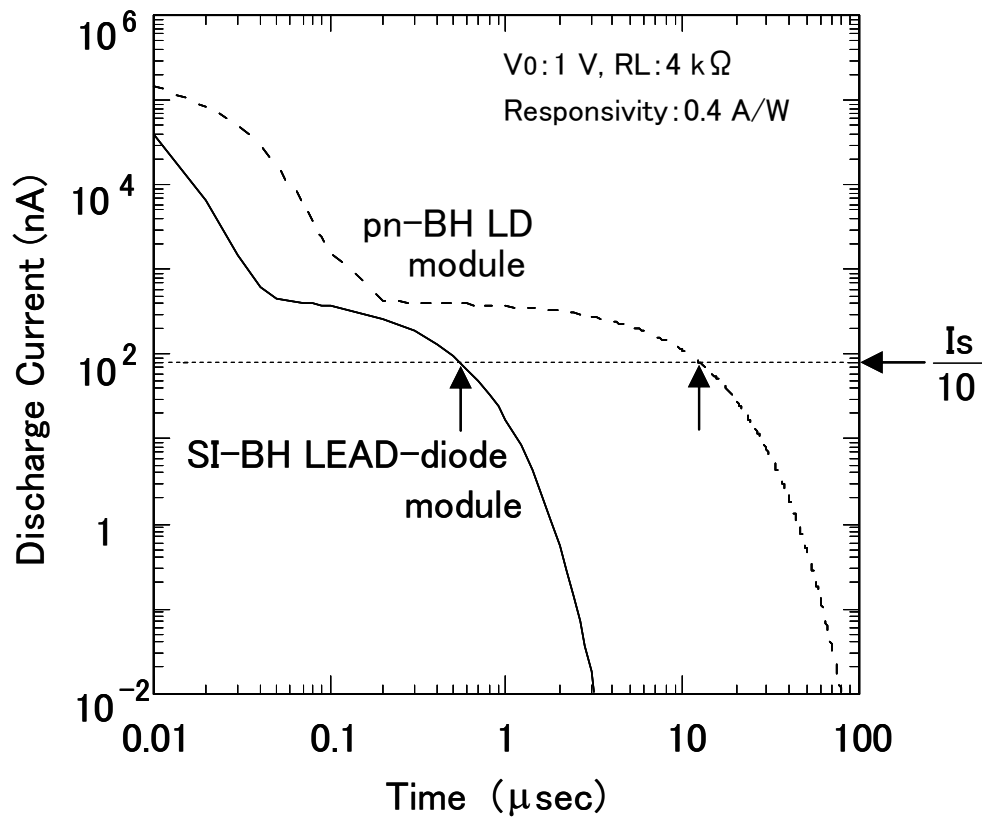


図 2-23 放電電流特性と送受信切換時間の関係。 I_s は送受ダイオードで受信された入力光信号電流の振幅、 I_d は送受信切換後に発生する放電電流を表す[3]。

後、送受ダイオードから発生する放電電流が入力信号電流パルス振幅の $1/10$ ($I_s/10$) に低減するのに要する時間を送受信切換時間と定義する。

図 2-23 は、式(2-27)～式(2-31)と表 2-4 の回路パラメータの値を用いて、送受ダイオードモジュールと pn 埋込高速 LD モジュールにおける送受信切換時の放電電流特性を求めたものである。送受ダイオードモジュールと pn 埋込高速 LD モジュールのいずれにおいても、送信動作 (LD モード) 時に印加された電圧 (図 2-20 の V_0) を 1 V とし、後段のプリアンプにおける入力インピーダンス (図 2-20 の負荷抵抗 R_L) を $4\text{ k}\Omega$ 、受光感度を 0.4 A/W とした。計算結果から、どちらの光モジュールに対しても、放電電流が $400\sim 500\text{ nA}$ 以下になると時定数の大きな電流成分が支配的になり、両者の放電電流の差は時間の経過と共に増大していくことが分かる。

一例として、入力信号光の平均光パワー (平均受光パワー) が -30 dBm ($1\text{ }\mu\text{W}$) の時における送受信切換時間について検討する。入力信号光における "1" レベルと "0" レベルの含まれている割合は同じとし、それぞれのパルス幅は等しく (デューティ比 $= 0.5$)、消光比 (r) が 0 の場合を考えると、入力信号光パルスの振幅は平均光パワーの 2 倍の -27 dBm ($2\text{ }\mu\text{W}$) となる。ここで、送受ダイオードの受光感度は 0.4 A/W を仮定していることから、送受ダイオードで変換された入力信号電流パルスの振幅 (I_s) は $0.8\text{ }\mu\text{A}$ となり、送受信切換時間 (T_s)

は、放電電流が $I_s/10 = 80 \text{ nA}$ まで低減するのに要する時間と定義することができる。図 2-23 より、2つの光モジュールの送受信切換時間を求めると、pn 埋込高速 LD モジュールの場合は $12.5 \mu\text{s}$ となるのに対し、送受ダイオードモジュールの場合は $0.6 \mu\text{s}$ となり、約 1/20 にまで送受信切換時間を短くできることを解析的に明らかにすることができた。

2.6.6 送受信切換時の回路パラメータの非線形性の影響

2.6.2 節～2.6.5 節では、等価回路における回路素子 (C, R) はすべて線形な応答を示す集中定数の素子として取り扱ったが、実際の送受信切り換え時には、素子へのバイアス電圧が 1 V から 0 V まで一気に変化する大振幅信号動作 (ステップ応答) となる。その時、pn 接合の空乏層をモデル化した回路素子においては、非線形な応答を示す可能性が考えられる。そこで、本節では、非線形な応答を示す素子があった場合に、図 2-20 に示した放電電流特性がどのように変化するかについて考察を行う。

図 2-24(a) は、図 2-13 と同じ PD モード動作時の近似的な等価回路モデルである。PD モードで動作している時は、活性層は光吸収層となり、入力光は電流に変換されるため、等価的に電流源で表すことができる。その時、活性層における pn 接合には空乏層が形成されているため、空乏層の幅に依存した容量 (C_a) と空乏層の持つ $\text{M}\Omega$ オーダーの高い絶縁抵抗 (R_a) で構成された並列回路で表される。

一方、送受ダイオードが LD モードで動作する時、活性層は発光層となり、活性層における pn 接合部では空乏層がなくなるため、そこでの抵抗 (R_a) は小さな値 (\sim 数 Ω) となる。従って、p 側電極から n 側電極に向けて電流が流れるようになるため、容量成分 (C_a) は存在し

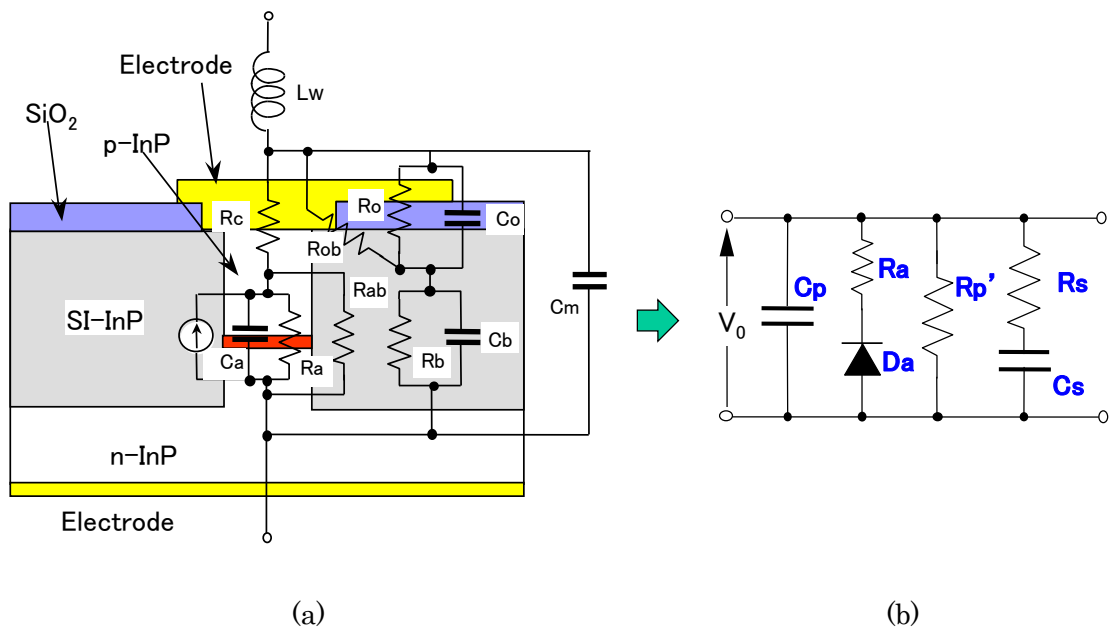
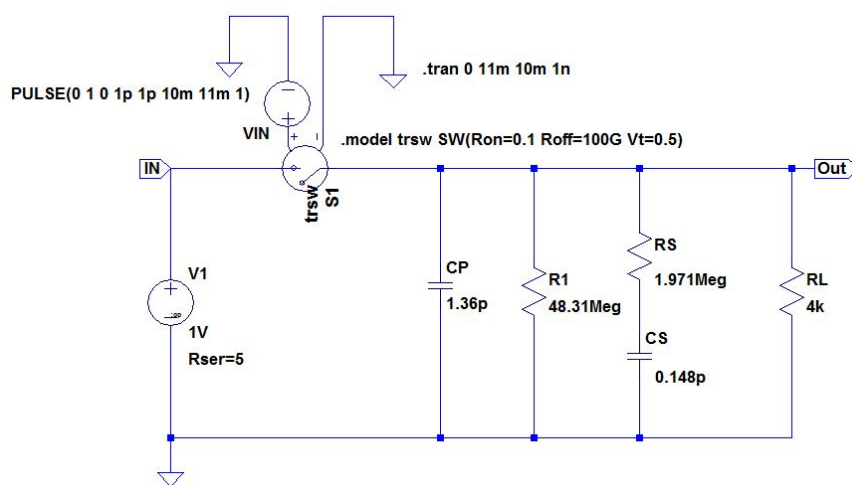


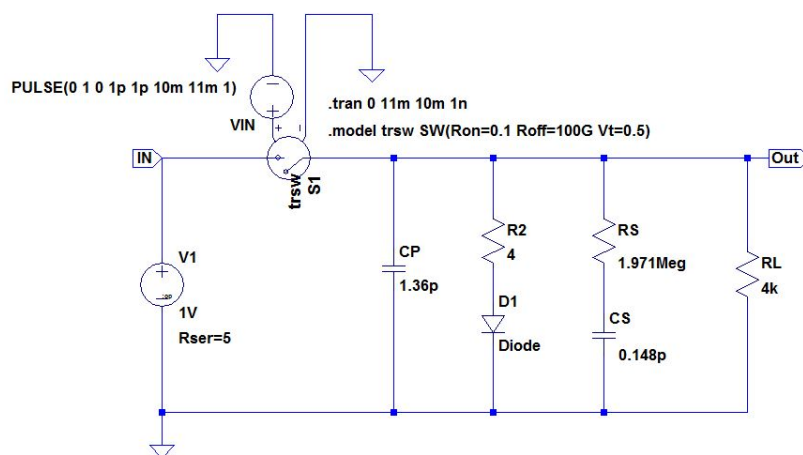
図 2-24 送受ダイオードモジュールの(a) PD モード動作時の近似的な等価回路モデル[3]と (b) 送受信切換時の非線形性を考慮し簡略化した等価回路モデル

なくなる。上記のことから、LD モードから PD モードに遷移する送受信切換動作時においては、活性層の pn 接合部における抵抗 R_a は、数 Ω から数 $M\Omega$ まで非線形に変化するダイオード素子として表した方がより厳密な等価回路モデルとなる。そこで、図 2-24(b) に示す等価回路モデルでは、活性層の抵抗値をダイオード D_a と抵抗 R_a の直列回路で表すことで、送受信切換時における活性層での非線形な抵抗の変化を反映できるようにした。

他方、半絶縁性 InP 埋込み層、絶縁膜、及び、それらの界面において生じる抵抗成分と容量成分については、pn 接合における空乏層の関与がないため、それらは固定の抵抗値と容量値を持った回路素子として近似することが可能であると考えられる。



(a)



(b)

図 2-25 送受ダイオードモジュールの放電特性を計算するための SPICE モデル:

(a) 図 2-20 と同じ条件で計算を行うためのモデル (抵抗モデル)

(b) 活性層における非線形の特徴を取り入れて計算を行うためのモデル (ダイオードモデル)

また、図 2-15 で用いた交流理論における直並列回路の等価変換は、周波数 ω を変数とするインピーダンスが等しい回路であることから、すべての周波数に対して等価の関係が成り立つ[18], [19]もので、トランジスタや FET に対して用いられる近似的な信号等価回路[20]とは異なっている。さらに、単一周波数の交流信号に対してだけでなく、周波数帯域を持つパルス信号に対しても、交流信号が積算（積分）されていると仮定することで、等価な関係は維持されていると考えることができる。

以上の考察をもとに、図 2-24(b)の等価回路モデルを用いて、活性層部の回路素子の非線形の影響を考慮した送受信切替動作時の放電特性を計算することにした。計算は、回路シミュレータ LTspice を用いた過渡応答解析により行った。

SPICE 上で過渡応答の計算を行うための回路モデルを図 2-25 に示す。図 2-25(a)は、図 2-20 の等価回路モデルを用いたものであり、図 2-25(b)は、図 2-24(b)の等価回路モデルを用いたものである。どちらの場合も電圧源 (V1) と等価回路の間に電圧制御スイッチを入れ、そのスイッチを電圧パルスで開閉して、負荷 R_L に流れ込む放電電流特性を計算するようにした。

次に、計算に用いるダイオードのモデルについては、送受ダイオードと同じ材料系 (InP/InGaAsP<1.3 μm 帯) のダイオードモデルがライブラリの中になかったため、実際の送受ダイオードの I-V 特性 (図 2-6 参照) に近い特性になるようなダイオードモデルを作成した。図 2-26 は、作成したダイオードモデルの電流-電圧 (I-V) 特性を示したものである。モデルの作成にあたり、ダイオードの特性パラメータとして、キャリアの遷移時間 (t_t)、pn 接合におけるゼロバイアス時の接合容量 (C_{jo})、活性化電圧 (E_g)、内部直列抵抗 (R_s)、接合ポテンシャル (V_j) の値をそれぞれ、2 ns、0.1 pF、0.95 V、1 Ω 、0.95 V とし、放出係数 (N) の値を調整して、I-V 特性におけるしきい値電圧 (立ち上がり電圧) が約 0.95V になるようにした ($N=1.35$)。ここで、 t_t の値は、発振波長 1.3 μm 帯の半導体レーザにおけるキャリアのライフタイムの一般的な値を用い、 C_{jo} の値は、活性層とガイド層を合わせたノ

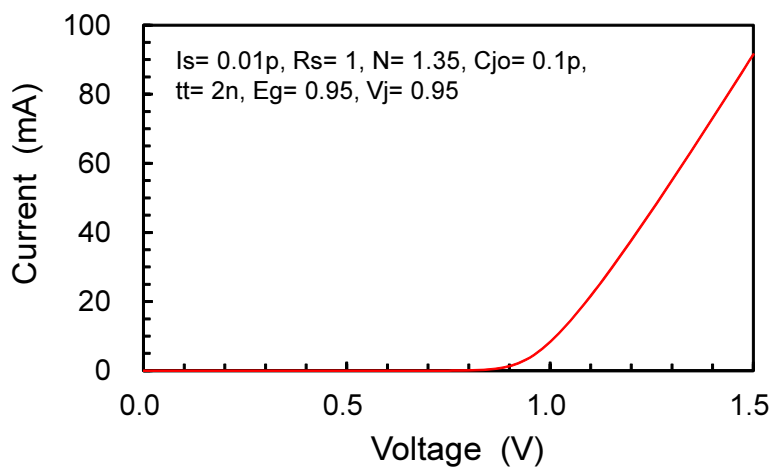


図 2-26 非線形の影響を調べるために用いたダイオードモデルの I-V 特性

ンドープ層で形成される空乏層の幅を $0.35 \mu\text{m}$ 、活性層幅を $1.5 \mu\text{m}$ 、素子長を $200 \mu\text{m}$ と仮定して見積もった概算値を用いた。また、 E_g と V_j は、いずれも、発振波長が $1.3 \mu\text{m}$ となる InGaAsP のバンドギャップ・エネルギーの値を用いた。上述のモデルを用いて計算した放電電流特性の計算結果を図 2-27 に示す。図の「抵抗モデル」は、図 2-20 の等価回路モデルを用いた場合の放電電流の計算結果を表しており、図 2-23 における送受ダイオードモジュールの放電電流の解析結果とほぼ一致する結果（送受信切換時間：約 $0.55 \mu\text{s}$ ）が得られた。また、活性層で形成される空乏層がもたらす非線形性の影響を調べるために、図 2-24 (b) の等価回路モデルを用いて計算した結果を「ダイオードモデル」として図 2-27 に示した。ダイオードモデルでは、放電開始が抵抗モデルの場合よりも若干遅くなることが確認できる。しかし、 $0.05 \mu\text{s}$ 以降、抵抗モデルとダイオードモデルの放電特性は全く同じ特性なることが確認できた。送受信切換時間は、どちらの場合も約 $0.55 \mu\text{s}$ となった。また、どちらのモデルにおいても放電開始までの時間は、外部負荷 R_L の大きさに依存し、 R_L の値が小さくなると、放電開始までの時間は短くなることが分かった。

以上の結果より、活性層における送受信切換時の非線形性を考慮した場合、放電開始までの時間に若干の遅れが生じるが、実際の送受ダイオードにおける送受信切換時間の短縮化を検討する上での影響はないことが確かめられた。

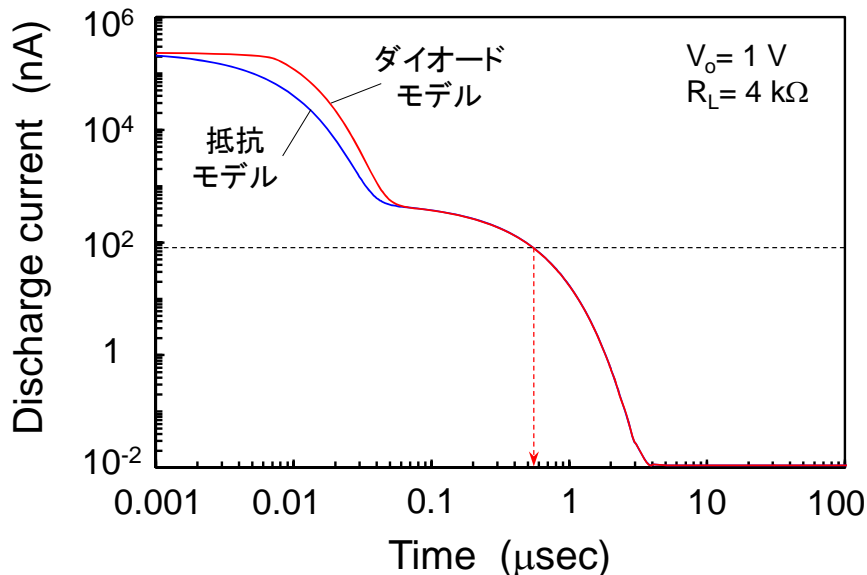


図 2-27 活性層を表す回路素子に抵抗モデルを用いた場合と、図 2-26 のダイオードモデルを用いた場合の放電電流特性の比較

2.7 まとめ

光送受信モジュールの抜本的な小型・低コスト化を図る方法として、従来の光送信用デバイスである半導体レーザと光受信用デバイスであるフォトダイオードの両方の機能を併せ持つ送受信一体型デバイス（送受ダイオード）を考案し、その検討を行った。作製した送受ダイオードにおいて、室温でのしきい値電流が 10 mA、光出力 30 mW 以上の送信素子（LD モード時）としての高い特性と、同じく室温での受光感度の最大値が 0.42 A/W、偏波依存性が 0.5 dB 以下の受信素子（PD モード時）としての良好な基本特性が得られた。また、動特性においても、LD モード時の小信号応答特性として 10 GHz 以上の広い 3 dB 変調帯域と、PD モード時の小信号応答特性として約 2 GHz の 3 dB 受信帯域が得られることを確認した。さらに、2 個の送受ダイオードモジュールを対向させて、片方を送信素子として、もう片方を受信素子として用いることにより、光信号の伝送速度が 30 Mbit/s での符号誤り率特性の測定を行った。参照用として測定した通常の受信素子として使用されている pin-PD モジュールとの比較において、過剰雑音のないほぼ同じ傾きを持つ直線状の特性が得られ、最小受信感度としても -40 dBm 以下の高い感度を示すことを明らかにした。

一方、これまで高精度な評価が困難であった送受ダイオードの送受切換特性において、等価回路解析とインピーダンスの周波数特性の実測を組み合わせた新しい評価方法を考案し、従来型 pn 埋込構造の高速 LD モジュールに比べ、送受ダイオードでは切換時間が約 1/20 (1 μ s 以下) にまで短くできることを明らかにした。これは、30 Mbit/s の信号を 500 bit 以上多く受信することが可能となり、より高効率での一心双方向伝送を実現できる。

以上のように、本研究で考案・検討を行った送受ダイオードは、一心双方向伝送において、光送受信モジュールの飛躍的な小型・低コスト化を実現し得る有望なデバイスである。また、送受ダイオードを実現する上で極めて重要な送受信切換特性を評価する上でも、また、設計する上でも、本研究で考案した等価回路解析とインピーダンス特性を融合した新しい設計・評価方法は有効であることを示した。この方法は、送受信切換特性のみならず、光半導体デバイスの動特性を設計・評価・解析する上で広く適用することが可能であり、今後、幅広い応用への展開が期待される。

2.8 参考文献

- [1] K. Okada, and N. Miki, "Fiber-optic subscriber systems for point-to-multipoint transmission architecture," in Proc. vol. 1 of ECOC '92 (Berlin, Germany), We A11.2, pp. 573-576, 1992.
- [2] H. Yamada, K. Sato and K. Okada, "Switching characteristics of LD transceivers for optical TCM transmission," IEEE J. Lightwave Technol., vol. 12, pp. 963-968, 1994.
- [3] T. Kurosaki, Y. Tohmori, M. Fukuda, M. Nakamura, H. Kimura, S. Matsumoto, and T. Sugie, "Dynamic properties of a 1.3 μ m light-emission-and-detection (LEAD) diode with a high mesa semi-insulating BH for subscriber TCM transmission," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 14, no. 11, pp. 2558-2566, 1996.

- [4] Y. Tohmori, M. Fukuda, S. Matsumoto, T. Kurosaki, M. Yamamoto, Y. Itaya, T. Sugie, and H. Tsuchiya, "1.3 μm light-emission-and detection (LEAD) diodes with semi-insulating buried heterostructure," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 1518-1519, 1994.
- [5] T. Kurosaki, Y. Tohmori, M. Fukuda, M. Nakamura, H. Kimura, S. Matsumoto and T. Sugie, "Dynamic properties of 1.3 μm semi-insulating-BH light-emission-and-detection (LEAD)-diode module for subscriber TCM transmission systems," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 189-190, 1995.
- [6] A. Alping and S. T. Eng, "Detection at Gbit/s rates with a TJS GaAlAs laser," *Optics Communications*, vol. 44, pp. 381-383, 1983.
- [7] J. P. Van Der Ziel, R. M. Mikulyak, and R. A. Logan, "7.5 km bidirectional single-mode optical-fiber link using dual-mode InGaAsP/InP 1.3 μm laser detectors," *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 511-512, 1985.
- [8] A. Alping, R. Tell, and S. T. Eng, "Photodetection properties of semiconductor laser diode detectors," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. LT-4, pp. 1662-1668, 1986.
- [9] N. Kashima, "Properties of commercial 1.3- μm Fabry-Perot laser modules in a time compression multiplexing system," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 9, pp. 918-923, 1991.
- [10] P. Smith, M. Bagley and C.A. Wade, "A high performance optical transceiver for low cost fiber-to-the-home," in *Proc. of EFOC/LAN '91* (London, United Kingdom), We 3.1.3, pp. 331-337, 1991.
- [11] M. Krakowski, Y. Combemale, J.C. Renaud, D. Rondi, R. Blondeau and L. d'Auria, "High frequency operation of laser diodes on semi-insulating InP substrate for half-duplex optical links," in *Proc. vol. 3 of ECOC '92* (Berlin, Germany), Th PD II.1, pp. 891-894, 1992.
- [12] J. Semo, H. Nakajima, C. Kazmierski, N. Kalonji, J. Landreau and B. Pierre, "High responsivity 1.3 μm transceiver module for low cost optical half-duplex transmission," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 611-612, 1993.
- [13] Y. Suzuki, T. Kurosaki, Y. Tohmori and M. Fukuda, "Polarization insensitive photodetector characteristics of a tensile strained barrier laser diode," *Electron. Lett.* vol. 30, pp. 230-232, 1994.
- [14] T. Higashi, T. Ikeda, S. Ogita, K. Morito, and H. Soda, "Polarization dependence of photo-detection in strained multiple quantum-well semiconductor lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 31, pp. 286-292, 1995.
- [15] S. Matsumoto, M. Fukuda, K. Sato, Y. Itaya and M. Yamamoto, "Highly reliable 1.55 μm GaInAsP laser diodes buried with semi-insulating iron-doped InP," *Electron. Lett.*, vol. 30, Chapter 4, pp. 1305-1306, 1994.
- [16] H. Kressel, ed., "Semiconductor devices for optical communication," *Topics in Applied Physics*, vol. 39, pp. 132-138, Springer-Verlag, Berlin, 1987.
- [17] M. Nakamura, N. Ishihara, Y. Akazawa, and H. Kimura, "An instantaneous response CMOS optical receiver IC with wide dynamic range and extremely high sensitivity using feed-forward auto-bias adjustment," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 991-997, 1995.
- [18] 羽鳥 孝三、「大学講義シリーズ 基礎電気回路(1)」, 4章、pp. 157-158、コロナ社、1983

年.

- [19] 菅 博、堀井 仙松 共著、「図説 電気回路要論」、6章、pp. 91-94、産業図書、1994年.
- [20] 石橋 幸男 著、「アナログ電子回路演習 基礎からの徹底理解」、3章、pp. 51-71、培風館、1998年.

第3章 パッシブアライメント実装技術の適用に向けた 電気クロストーク抑圧設計

3.1 まえがき

光アクセスシステムを経済的に構築するためのネットワーク形態として、PON (Passive optical network) と呼ばれるアクセス網の構成が提案・検討された[1]。これは、通信事業者のセントラルオフィス（加入者線収容局）とユーザ（加入者宅）の間に低コストな受動（パッシブ）素子であるスプリッタを設置して、セントラルオフィス側の一本の光ファイバを複数の光ファイバに分岐（最大 32 分岐）してユーザ側に接続するネットワーク構成である。セントラルオフィス内の伝送装置である光加入者線終端装置 (Optical line terminal: OLT) を複数のユーザで共有できるため、経済的にネットワークを構築することができる。一方、ユーザの宅内またはビル構内に設置される伝送装置は、光加入者線ネットワーク装置 (Optical network unit: ONU) と呼ばれ、先述の OLT と共に小型・低コスト・低消費電力であることが強く求められる。図 3-1 は、PON システムにおけるネットワーク構成と伝送方式を模式的に示したものである。下り (OLT→ONU) 方向の伝送には時分割多重 (Time division multiplexing: TDM) 技術が用いられ、複数のユーザに割り当てられた信号は時系列に配列されて OLT から送出される。一方、上り (ONU→OLT) 方向の伝送には、時分割多元接続 (Time division multiple access) 技術が用いられ、各ユーザから送出された信号は、それぞれの信号データを送出するタイミングとデータ量を制御することによって、スプリッタで信号が集約された後でも各信号データ同士が衝突することなく多重化されるようにしている。

PON システムでは、当初、上り方向と下り方向の信号光の波長を同一 ($1.3 \mu\text{m}$) とし、前章で述べたピンポン伝送と呼ばれる TCM (Time compression multiplexing) 技術[2]を用いた STM (Synchronous transfer mode)-PON 伝送方式の開発が進められたが、この方式では、上り方向と下り方向の信号データが衝突しないようにするために、上り方向と下り方向の信号を交互に時間を割り当てて送出する半二重通信の形態をとる必要があり、伝送効率が低くなるという課題があった。そこで、上り方向の信号光と下り方向の信号光に異なる波長を割り当てる波長分割多重 (Wavelength division multiplexing: WDM) 技術を適用し、1本の光ファイバで、常時、上り方向と下り方向の信号を送受信できる全二重通信の形態を採用した ATM (Asynchronous transfer mode)-PON 伝送方式が提案された[3]。この方式は、その後、国際標準化機関の ITU-T において、G983.1 として規格化され[4]、NTT において 2002 年に B (Broadband)-PON システムとして導入されている。この方式では、伝送効率が約 2 倍に高められると共に、信号の伝送速度が STM-PON における 50 Mbit/s から 156 Mbit/s もしくは 622 Mbit/s に高速化されているため、各ユーザに割り当てられるデータ通信量を大幅に向上させることができる。

ATM-PON システムにおける ONU と OLT の中には、それぞれ、制御回路や電源回路が搭載さ

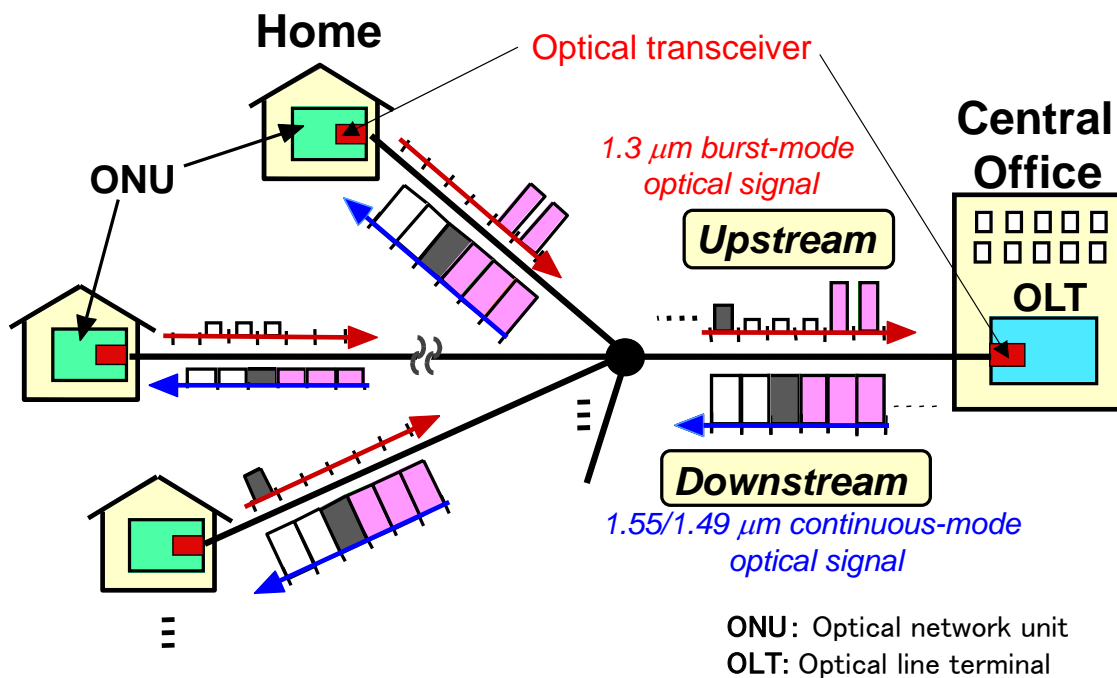


図 3-1 PON システムにおけるネットワーク構成と伝送方式 [5]

れたボードと光ファイバとの間のインタフェースとして、光トランシーバが搭載されている。図 3-2 は、それら光トランシーバの構成を模式的に示したものである。各光トランシーバは、光送信モジュールと LD を駆動するためのドライバ IC、光受信モジュールとメインアンプ IC 等からなる受信回路、及び、1.3 μm の信号光と 1.55 μm の信号光を合分波するための WDM カプラで構成される。また、光送信モジュールは、レーザダイオード (LD) と光出力モニター用のフォトダイオード (M-PD)、レンズ等から構成され、光受信モジュールは、光信号受信用のフォトダイオード (R-PD) とプリアンプ IC、レンズ等で構成されている。

一方、ATM-PON システムでは、OLT と ONU の間に最大 32 分岐のスプリッタが設置され、また、各ユーザの家やビルとセントラルオフィスとの距離が 0~20km の範囲でまちまちであ

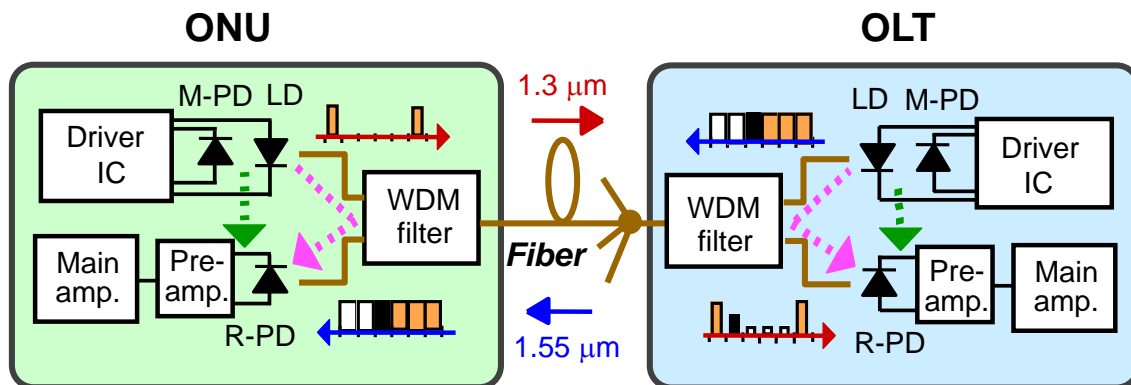


図 3-2 ATM-PON システム用光トランシーバの構成 [5]

ることから、光トランシーバに対しては、PON システム特有の課題として、以下の項目が重要となる。

- ① ONU、OLT 用光受信器に対して、スプリッタでの分岐損失と最長 20km の伝送時における伝送損失を考慮した高い最小受信感度特性：-33 dBm 以下（Class C の仕様[4]の場合）
- ② OLT 用光受信器に対して、セントラルオフィスから各ユーザ宅/ビルまでの距離の違いに対応して、光強度の大きく異なるパケット化された光データ信号（バースト信号）が入力した場合でも瞬時に応答できる等化増幅特性
- ③ 光トランシーバ内で、光送信部と光受信部が同時に動作するため、光送信部と光受信部の間に発生する光及び電気のクロストーク（図 3-2 に点線の矢印で図示）の抑圧

①、②については、3.3V 駆動の CMOS-IC 技術を用いたバースト信号対応のプリアンプ IC、AGC IC を開発することによって、最小受信感度が-34 dBm 以下の高感度な受信特性と、バースト信号に対する瞬時応答特性を実現した[5]，[6]。しかし、最小受信感度への要求が高くなればなるほど、③のクロストーク抑圧への要求は厳しくなる。特に、次節以降で述べる同一半導体基板上に LD と PD を搭載したハイブリッド集積モジュールにおいては、

- ・ LD と PD が比較的近い距離に配置
- ・ LD と PD を、電磁波遮蔽のためのケースで覆うことが困難

という制約のために、電気クロストークを抑圧できるモジュール構造の設計手法を確立することが重要な課題となった。そこで、本章では、この ATM-PON システム用の光トランシーバモジュールにおける電気クロストークを抑制するための設計・解析方法について検討した結果を述べる。

3.2 PLC ハイブリッド集積光送受信モジュールの構成と課題

3.2.1 モジュールの構成

図 3-3 は、ATM-PON システムへの適用を目指して考案したハイブリッド集積光送受信モジュールの構成を模式的に示したものである。ここで述べる「ハイブリッド集積」とは、半導体プロセス工程の中で、同一のインジウムリン（InP）基板上に LD や PD、光合分波回路、光導波路等を作り込む「モノリシック集積」と対比して用いる集積形態で、個別の半導体プロセス工程で作製された LD や PD、光合分波回路等の素子を、光導波路や電気配線が形成された基板上に搭載することによって集積する形態である。素子の搭載方法としては、一般にフリップチップ実装が用いられる。また、代表的な光素子搭載用基板として、シリコン基板上に V 溝を形成して光ファイバを固定する V 溝シリコン基板、シリコン基板上に LSI と同じ微細加工を施して光導波路を形成（シリコンフォトンクス技術）するシリコン光導波路基板、シリコン基板上にポリマーを堆積させて光導波路を形成するポリマー光導波路基板、等が研究開発されてきているが、本章では、シリコン基板上に石英ガラスを厚く堆積させて低損失

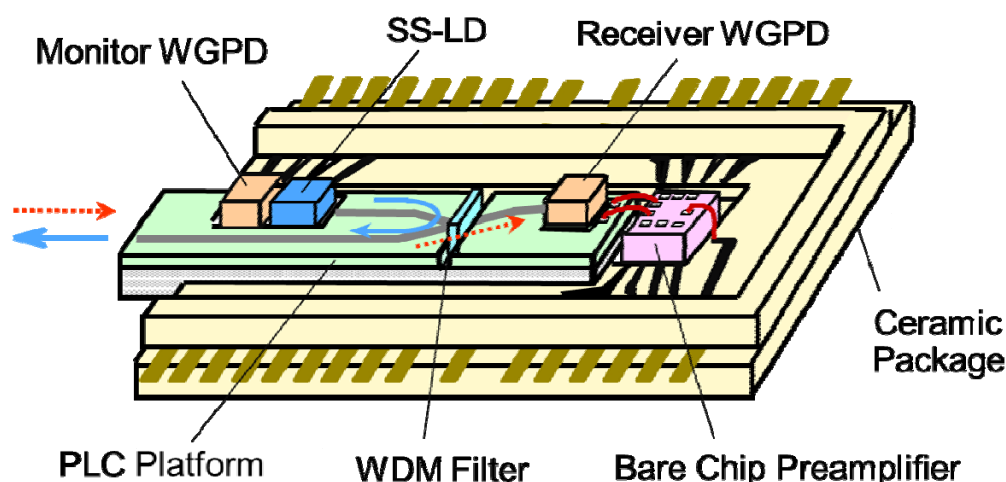


図 3-3 ATM-PON システム用ハイブリッド集積光送受信モジュールの構成 [5]

で信頼性の高い光導波路を形成するプレーナ光波回路 (Planar lightwave circuit : PLC) 基板を用いたハイブリッド集積光送受信モジュールの検討を行う。なお、上記の PLC 基板は、ハイブリッド集積を行うためのベースとなることから、PLC プラットフォームと名付けることとした。

従来の光送受信モジュールにおいては、図 1-4 のように光送信モジュールと光受信モジュールを別々のパッケージに実装されていたのに対し、図 3-3 の光送受信モジュールでは、光送信素子である LD と光受信素子の PD が同じ基板 (PLC プラットフォーム) 上に実装されているのが大きな特徴である。LD やモニター用 PD、受信 PD 等の光素子が搭載される部分は、石英ガラスが取り除かれていて、基板にはフリップチップ接合を行うための電極パターンが形成されている。また、従来は、レンズを用いることにより LD や PD と光ファイバとの光結合を行っていたのに対し、本モジュールでは、光導波路端面の直近に LD や受信 PD の端面を近づけて搭載する、いわゆる突き合わせ結合 (Butt coupling) を行うことにより、レンズを使用せずに高効率で光結合を行えるようにしている。さらには、送信光と受信光を合分波するための誘電体多層膜で形成された WDM フィルタ [7] を挿入するためのスリットが、光導波路の分岐部に形成されている。この PLC プラットフォームは、光素子搭載後、ベアチップのプリアンプ IC が搭載されたセラミックパッケージに実装される。

上述の通り、図 3-3 のハイブリッド集積光送受信モジュールでは、従来の光送受信モジュール (図 1-4 参照) に比べ、使用するパッケージやレンズの数を削減できるため、部品数削減による低コスト化を見込むことができる。しかし、PLC プラットフォームに形成された光導波路と LD、受信 PD とを突き合わせ結合により高効率に光結合させるようにするためには、最適な位置に LD と受信 PD を搭載する必要がある。通常、光送受信モジュールの作製工程において、LD と光ファイバとが高効率に光結合できるようにするためには、LD に一定の電流を流して発光させ、LD と結合させる側とは反対の端面から出力される光出力パワーをモニターしながら、モジュール内で光ファイバを固定する位置を三方向 (水平方向、垂直方向、光軸方

向)に動かして最も高い効率で光が結合する位置を探索し、その位置に光ファイバを固定するようにしている。このように、光結合効率が高くなる位置を調整する作業は調心(アライメント)と呼ばれ、その際にLDを発光させることから、上記の工程はアクティブアライメントと呼ばれている。受信用PDと光ファイバとの調心は、受信用PDに一定のバイアス電圧を印加し、光ファイバから一定パワーの光を入力させ、受信用PDから出力される受光電流をモニターすることにより行う。このアクティブアライメントは、歩留まりよく高い効率での光結合を実現できる反面、1個のモジュールを組み立てるための実装時間が長くなり、低コスト化を図る上での障害の1つになっていた。

一方、図3-3のハイブリッド集積光送受信モジュールの場合、LDも受信PDもPLCプラットフォーム上への搭載が完了するまで通電することができないため、上述のアクティブアライメントによる調心を行うことができない。そこで、予め光素子の搭載面とPLCプラットフォーム上にマーク(アライメントマーク)を形成しておき、半導体を透視できる赤外線カメラを使用して、それら2種類マーカの位置をモニターしながら両者が重なり合う位置を探索し、その位置に素子を搭載するようにした。この方法は、LDやPDに通電をせずに調心することから、パッシブアライメントと呼ばれている。図3-4は、パッシブアライメント技術を用いてPLCプラットフォーム上に光素子を搭載する様子を模式的に示したものである[8]。パッシブアライメントは、アクティブアライメントに比べ、1個のモジュールを組み立てるために要する実装時間を短くすることができ、低コスト化に有利となる。

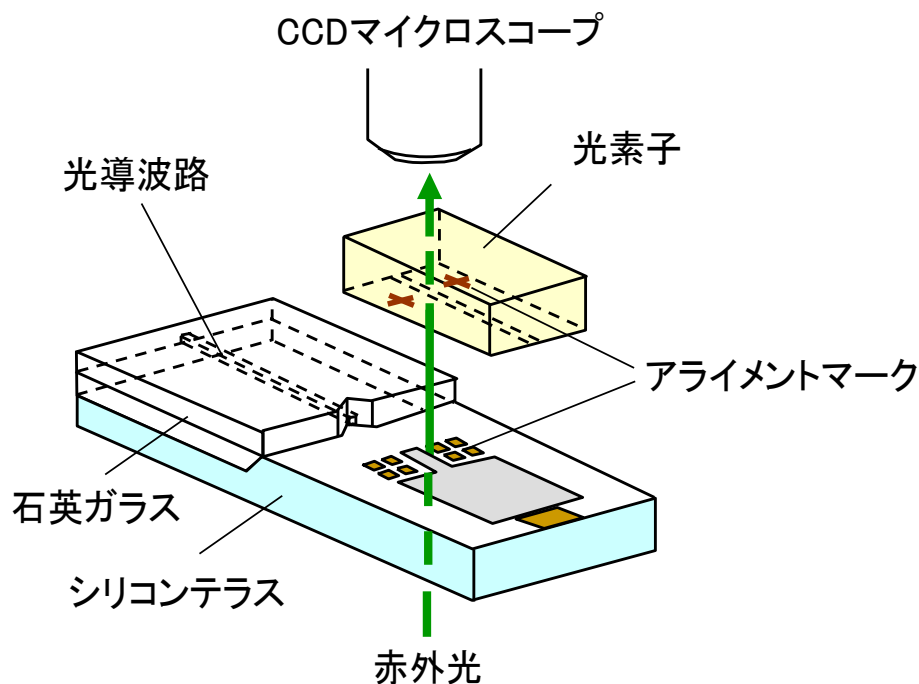


図3-4 パッシブアライメント技術を用いた実装のイメージ図 [8]

3.2.2 モジュールにおける課題

前節では、パッシブアライメント技術と PLC プラットフォームを用いたハイブリッド集積光送受信モジュールが、部品数削減と組立・実装時間の短縮という2つの観点で低コストに有利であることを述べたが、以下の課題を解決する必要がある。

- ① パッシブアライメント技術を使って光素子を PLC プラットフォーム上に搭載する際に、搭載装置の機械的な精度（1 μm 程度）による位置ずれが生じる可能性があるため、それを補償するだけの光軸ズレに対する結合効率のトレランスを光素子側、もしくは、光導波路側に持たせる必要がある。
- ② LD と受信 PD が同一基板上に近接実装され、且つ、同じパッケージ内に実装されるため、LD と受信 PD が同時に動作した場合に発生する電気クロストークを抑圧する必要がある。

①の課題については、出射端面側にスポットサイズ変換導波路を集積したスポットサイズ変換 LD (Spot-size converter integrated laser diode : SS-LD) [9], [10] と吸収領域の幅をテーパ状に広げた導波路型 PD (Waveguide photodiode : WGPD) [9], [11] を用いることで解決することができた。

②の課題については、3.1 節でも述べた通り、ATM-PON システムのような全二重型の光伝送方式に対応した光送受信モジュールにハイブリッド集積技術を適用する場合には避けられない重要な課題であり、その設計方法に関する検討結果を次節で説明する。

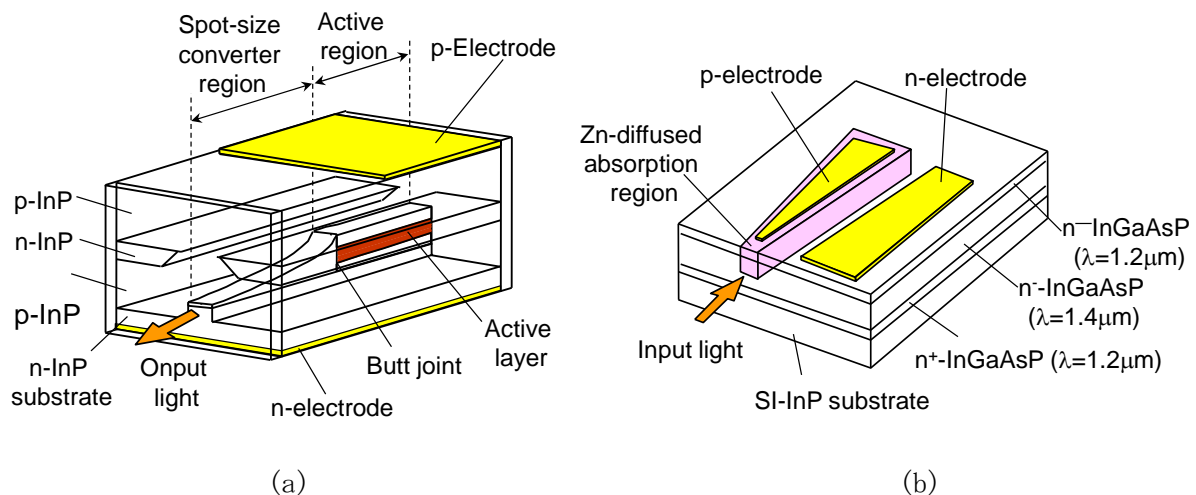


図 3-5 (a) スポットサイズ変換 LD (SS-LD) [9], [10] と (b) 導波路型 PD (WGPD) の構造の模式図 [9], [11]

3.3 電気クロストーク抑圧のための解析及び設計

3.3.1 電気クロストーク許容レベルの見積もり

電気クロストーク抑圧のための設計を行う前提として、許容レベルを見積もっておく必要がある。図 3-6 は、LD と受信 PD が同時動作を行う場合に許容される電気クロストーク量を見積もるための解析モデルである。ドライバ IC から LD に送られる LD を駆動するための電気信号（電圧で表示）のバイアス電圧を V_b 、ピーク電圧を V_p 、変調振幅電圧を V_{LD} で表す。また、受信 PD からプリアンプ IC に送られる電気信号（電流で表示）を I_{PD} として、プリアンプ IC が本来有している雑音電流を I_n 、電気クロストークとして受信 PD～プリアンプ IC 間の電気配線に重畳される電圧を V_{n-cx} とした。プリアンプ IC はトランスインピーダンス型（入力された電流信号を電圧信号に増幅して出力）を使用することを想定し、 R_f はその帰還抵抗、 R_{in} は入力インピーダンスを示している。

本解析においては、LD の駆動電圧が空間を介して受信 PD から出力される電気信号に重畳される現象を電気クロストークと定義し、受信回路において最も微弱な電気信号が伝えられる受信 PD の出力端からプリアンプ IC の入力端までの配線区間のみを考える。また、PD に重畳されたクロストーク電圧は、プリアンプ IC に入力される信号成分に対してはすべて雑音として作用すると仮定した。

上記のパラメータの設定と仮定により、信号対雑音比（Signal-to-noise ratio : SNR）は次式で表される。

$$SNR = I_{PD} / (I_n + V_{n-cx} / R_{in}) \quad (3-1)$$

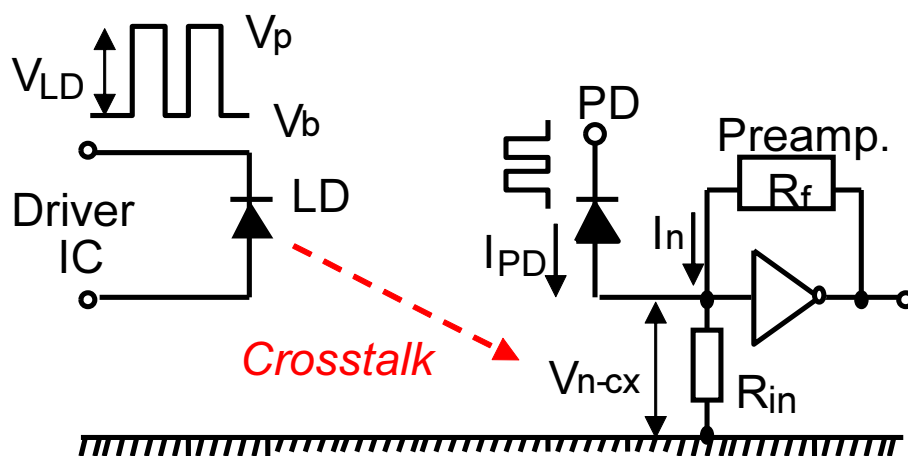


図 3-6 電気クロストークの解析モデル [5]

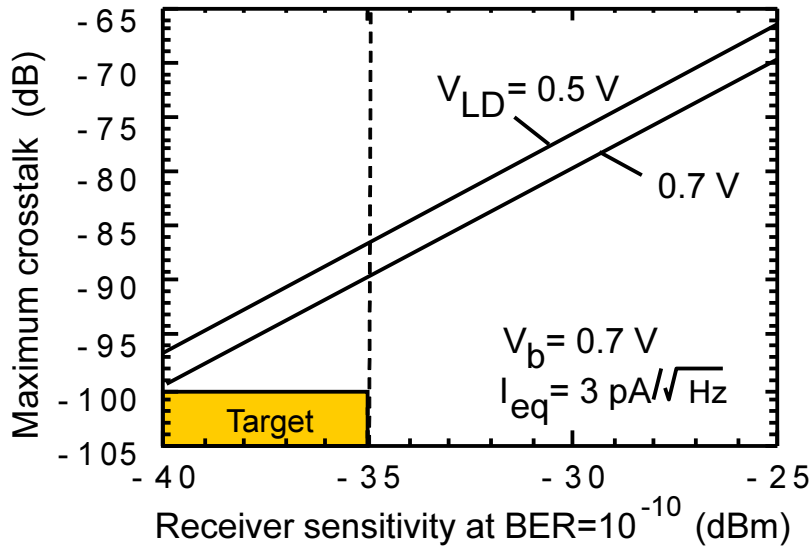


図 3-7 許容最大クロストーク電圧と BER= 10^{-10} における受信感度の関係 [5]

符号誤り率 (Bit error rate : BER) 特性における最小受信感度の理論値と SNR の関係から、BER= 10^{-10} でエラーフリー動作 (符号検出誤りが発生しない動作) を実現するためには、12.8 以上の SNR が必要であることが知られている [12]。そこで、式(3-1)を変形することにより、次の関係式が導かれる。

$$V_{n-cx} < \{(1/12.8) \times I_{PD} - I_n\} \times R_{in} \quad (3-2)$$

また、BER= 10^{-10} でエラーフリー動作を実現するために LD と PD の間で許容される最大クロストーク電圧 (CX_{max}) は、次式で表される

$$\begin{aligned} CX_{max} &= 20 \log_{10} (V_{n-cx} / V_{LD}) \\ &= 20 \log_{10} \{V_{n-cx} / (V_p - V_b)\} \end{aligned} \quad (3-3)$$

図 3-7 は、式(3-2)と式(3-3)を用いて計算された許容最大クロストーク電圧と BER= 10^{-10} における受信感度 (エラーフリー動作を実現するための平均受信光強度の最小値) との関係を示したもので、LD の変調振幅電圧 V_{LD} をパラメータ (0.5 V、0.7 V) として計算したものである。なお、発振遅れ時間の影響を考慮して、LD のバイアス電圧 V_b は 0.7 V と仮定した。また、PD の受光感度とプリアンプ IC の入力インピーダンスは、それぞれ、0.8 A/W と 1.2 k Ω に設定している。さらに、プリアンプ IC の雑音電流 I_n については、プリアンプ IC の入力換算雑音電流密度の値を I_{eq} 、周波数応答帯域を f_w として、次式より求められる。

$$I_n = \sqrt{\int_0^{f_w} I_{eq}^2 df} \quad (3-4)$$

ここで、 I_{eq} と f_w の値は、それぞれ $3 \text{ pA/Hz}^{1/2}$ 、 150 MHz と見積もって計算した。なお、ATM-PON システムにおける光トランシーバの受信特性は、ITU-T の G983.1 で標準化されており、受信感度に関してより厳しい class-C (伝送距離が長い場合) では、光トランシーバの入力部 (光送受信モジュールの入力部) において、 -33 dBm 以下の平均受信光パワーでのエラーフリー動作が実現できることが求められている [4]。しかし、光送受信モジュール内部でも、光ファイバと PLC の光導波路との接続部や WDM フィルタ挿入部で損失が生じるため、PD 端面において必要な受信感度としては、さらに 2 dB 程度低く見積もる必要がある。従って、LD 動作時に $-35 \text{ dBm} \sim -40 \text{ dBm}$ の受信感度が得られるようにするためには、図 3-7 の結果より、電気クロストークを -100 dB 以下に抑圧できるように設計する必要があると見積もることができる。

3.3.2 3次元電磁界解析による電気クロストークの計算

本節では、前節の解析結果から得られた電気クロストーク抑圧のための目標値 -100 dB 以下を実現するための PLC プラットフォーム、及び、電子回路基板のレイアウト設計指針を得るための検討を行った結果について述べる。それぞれの設計を行う手段として、FDTD (Finite-difference time-domain) 法とラプラス方程式を連携させた独自開発の 3次元電磁界解析ツール [13] を用いることにした。

図 3-8 は、PLC プラットフォーム上に搭載された LD と PD の間の電気クロストークを、3次元電磁界解析ツールを用いて計算するための解析モデルを示したものである。図 3-8 のモ

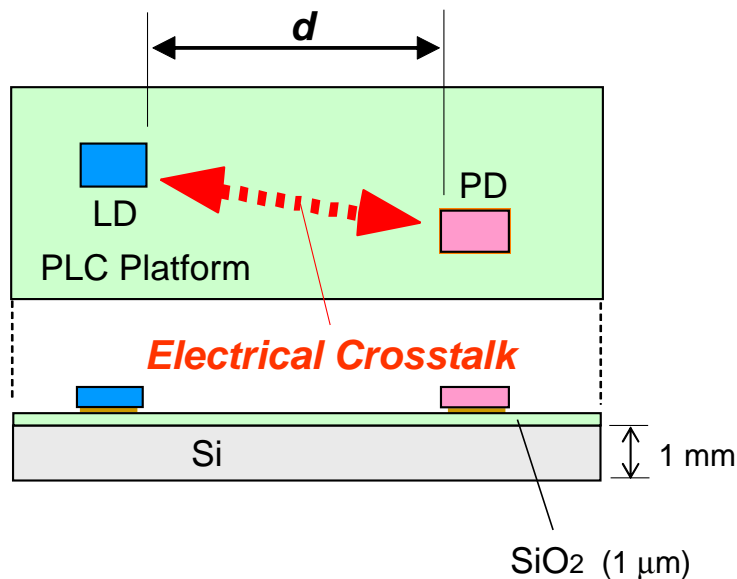


図 3-8 シリコン (Si) 基板上に搭載された LD-PD 間の電気クロストーク解析モデル

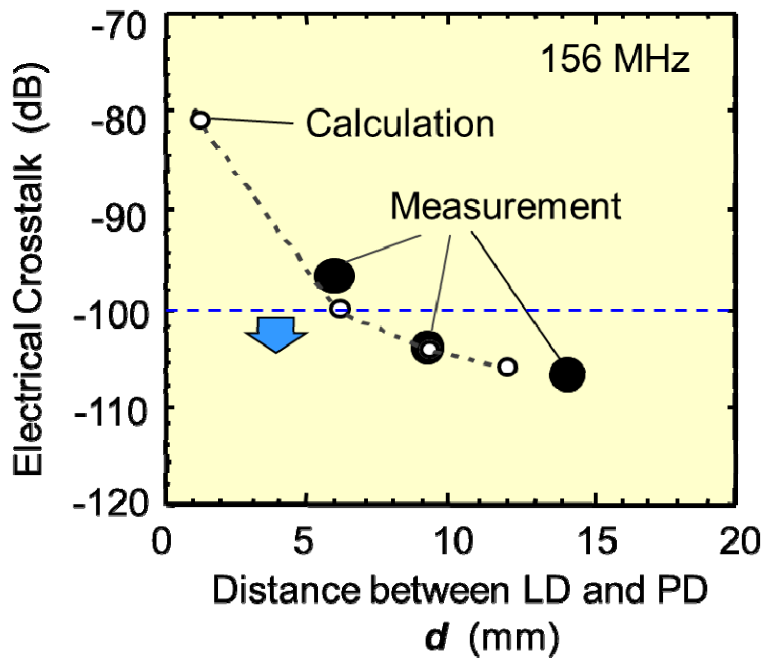


図 3-9 シリコン基板上に搭載された LD-PD 間の電気クロストークの計算結果と実測値との比較 [5]

デルでは、シリコン (Si) 基板の底面は理想グランド上に取り付けられていると仮定している。3次元電磁界解析の計算結果を図 3-9 に白丸 (○) でプロットしている。計算に際し、図 3-8 のモデルにおける LD と PD の代わりに $50\ \Omega$ のチップ抵抗を PLC プラットフォーム上に搭載したテストサンプルを作製し、ネットワーク・アナライザを使って電気クロストークの実測も行った。図 3-9 に、実測結果を黒丸 (●) でプロットしたところ、3次元電磁界解析ツールで計算した結果 (○) とよく一致することが分かり、計算結果の妥当性を検証することができた。また、この結果から、LD と PD の間の距離を 9 mm 以上離すことによって、電気クロストークを設計目標である $-100\ \text{dB}$ 以下に抑圧できることが分かった。

次に、図 3-3 に示す光送受信モジュールを動作させるために用いる電子回路基板 (光トランシーバボード) において、最も大きな電圧振幅を持つ電気信号が伝達される LD ドライバ IC からモジュール内の LD に供給される電気信号配線と、それに最も近い位置に配置される受信 PD へのバイアス電圧供給配線との間に生じる電気クロストークに着目して、先述の 3次元電磁界解析を行うことにした。図 3-10 は、3次元電磁界解析を行うためのモデルとその計算結果を示したものである。解析に用いた電子回路基板は、ガラスエポキシを素材とした 6 層からなる多層基板で、上から 3 層目を電源供給面とし、それ以外の層は、最上層を除きすべてグランド面とすることで、グランドの強化を図った構造にした。ここでは、上記 2 本の配線の位置は、光送受信モジュールのリードピンの位置で固定されてしまうため、図 3-8、図 3-9 で行った解析のように、2 本の配線の距離を離すことができない。そこで、電子回路基板の送信部と受信部に多層化されて形成されるグランド面と電源供給面を分離するための

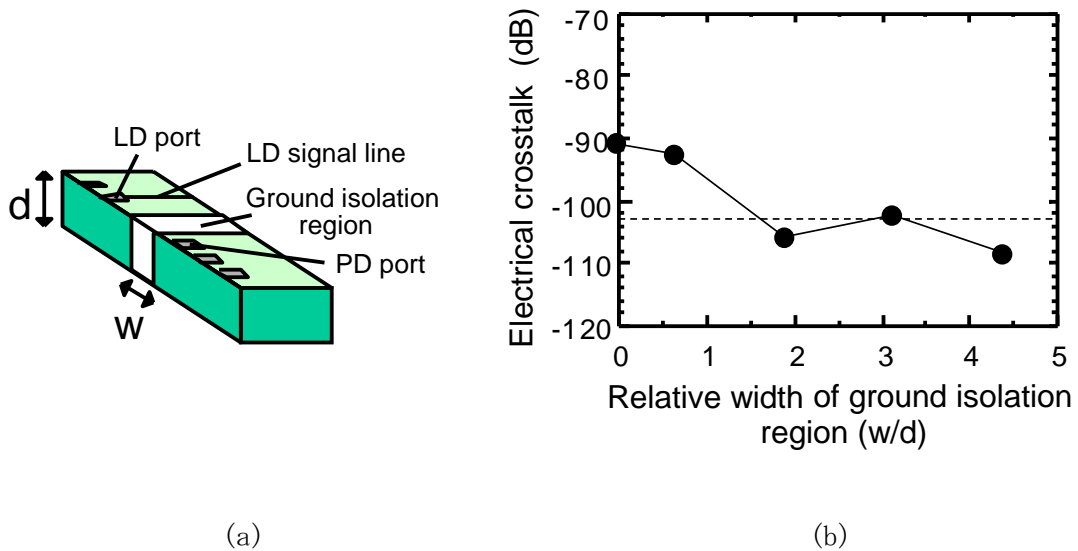


図 3-10 光トランシーバボード上の電気クロストークの(a) 解析モデルと (b) 計算結果 [5]

分離帯を 2 本の配線の間設置し、その分離帯の幅を変えることで、配線間に生じる電気クロストークの低減を図った。計算の結果、分離帯の幅を 3 mm 以上にする事で、配線間に生じる電気クロストークを -100 dB 以下に抑えられることが分かった。

3.4 光送受信同時動作時の符号誤り率特性

以上の解析と設計の結果をもとにして、PLC プラットフォームを用いたハイブリッド集積光送受信モジュール (PLC ハイブリッド集積光送受信モジュールを略す) と、それを電子回路基板に搭載した光トランシーバの作製を行った。図 3-11 に、作製した光トランシーバの構成を、図 3-12 にその写真を示す。なお、メインアンプには、バースト信号の先頭から数ビット以内の短い時間で等化増幅を行うことが可能な AGC (Auto gain control) アンプ IC [6] を使用している。

この光トランシーバを用いて、実際に 156 Mbit/s で送受信同時動作を行った場合の符号誤り率特性の評価結果を図 3-13 に示す。(a) は、光アクセスネットワークシステムの 1 つである ATM-PON (asynchronous-transfer-mode passive optical network) システムにおいて加入者宅に設置される ONU (optical network unit) 用の光トランシーバを用いた評価結果であり、(b) は、セントラルオフィス側に設置される OLT (optical line termination) 用の光トランシーバを用いた評価結果である。いずれの場合においても、送受信同時動作 (平均光出力を +2 dBm に設定) を行った場合と、受信動作だけを行った場合の符号誤り率特性における受信感度の差 (パワーペナルティ) は 0.3 dB 以下に抑えられていることが確認された。

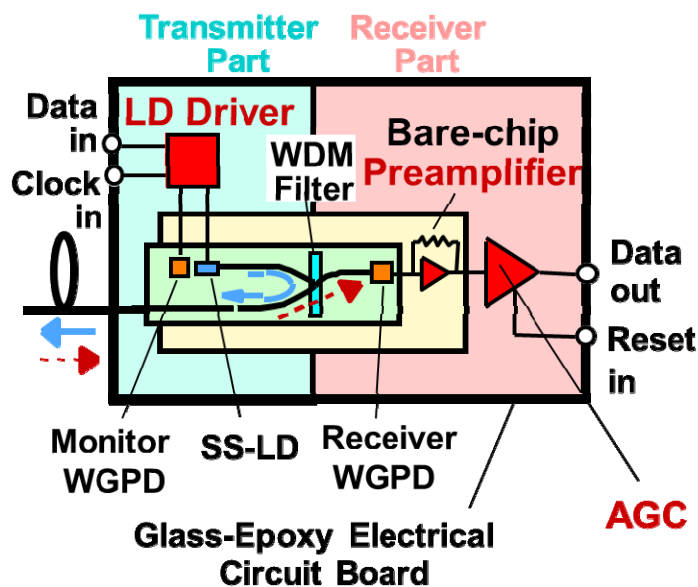


図 3-11 ATM-PON システム用光トランシーバの構成 [5]

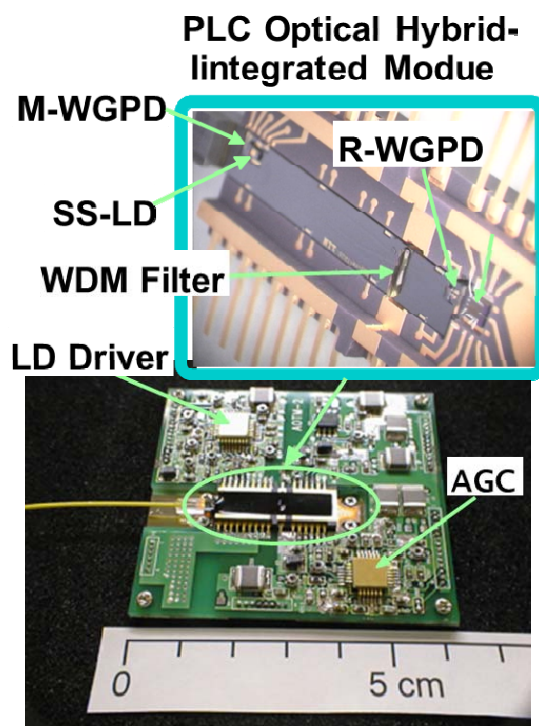
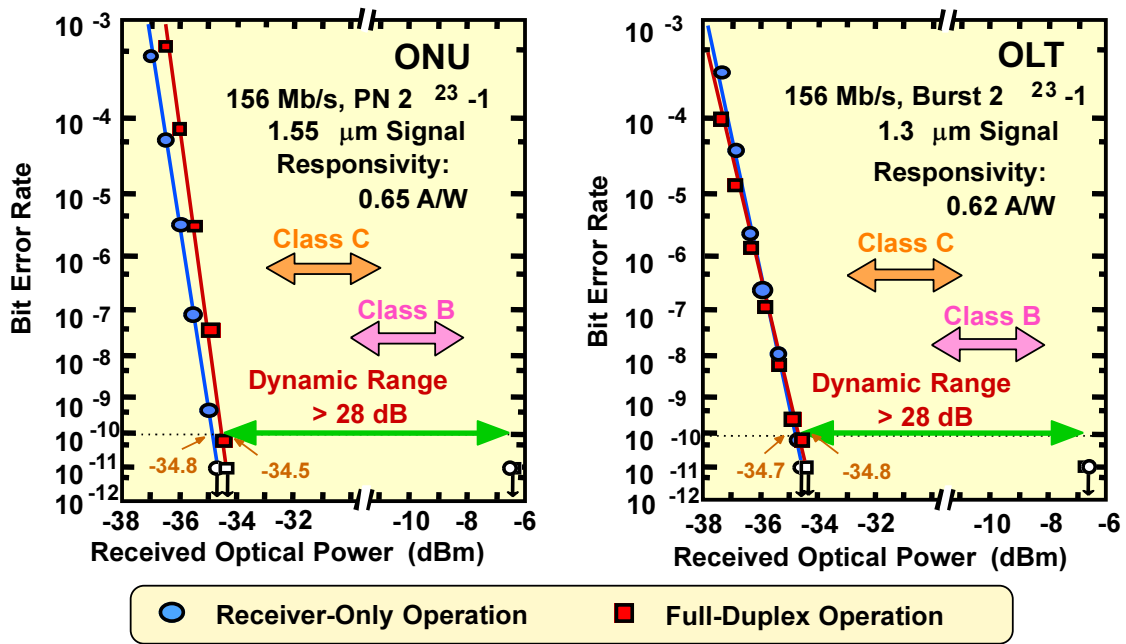


図 3-12 作製した光トランシーバと PLC ハイブリッド集積光送受信モジュール [5]

評価で得られた諸特性の結果を表 3-1 にまとめた。これらの結果から、試作した光トランシーバにおいて、電気クロストークは十分に抑圧されていることを確認し、3次元電磁界解析を用いた電気クロストーク抑圧のための設計手法の有効性を実証することができた。



(a)

(b)

図 3-13 作製した(a) ONU 用と(b) OLT 用光トランシーバの符号誤り率特性
 評価結果 [5]

表 3-1 光トランシーバの諸特性 [5]

	ONU	OLT
伝送速度	155.52 Mb/s	
送信波長	1301 nm	1542 nm
平均出力光パワー	+2 dBm	+2 dBm
受信感度	-34.5 dBm (Continuous)	-34.7 dBm (Burst *)
送受同時動作時の パワーペナルティ	0.3 dB	0.1 dB
ダイナミックレンジ	>28dB	>28 dB *
供給電圧	3.3 V	
消費電力	600 mW	650 mW

*1チャンネルのバーストモード信号受信時.

3.5 まとめ

ATM-PON システムへの適用を目指した小型・低コスト光送受信モジュールとして、PLC プラットフォームとパッシブアライメントを用いたハイブリッド集積光送受信モジュールを考案し、その作製方法や特性に関する検討を行った。このモジュールでは、同一基板上に近接実装される LD と受信 PD が同時動作を行うことが要求されるため、個々の素子をケースで覆わないハイブリッド集積モジュールの実現に向けて、LD から受信 PD への電気クロストークを抑圧することが重要課題となった。特に、PON システムでは光伝送路が途中で 32 分岐されるために、LD には大きな光出力が求められ、PD とプリアンプ IC から成る光受信部には非常に微弱な光信号に対してもエラーフリーとなる受信動作が要求されるため、電気クロストーク抑圧の必要性は極めて高くなる。

そこで、ATM-PON システムで要求される受信感度の -33 dBm を送受信同時動作時に実現するための設計目標として、電気クロストークを -100 dB 以下に抑圧する必要性があることを解析により示した。

次に、3次元電磁界解析ツールを使って PLC プラットフォーム上に LD と受信 PD を搭載する際のレイアウト設計と、光トランシーバボードにおいて送信部と受信部の間に設けるグラウンド分離帯の設計を行い、LD と受信 PD については 9 mm 以上の距離を設け、分離帯幅については 3 mm 以上にすることで、電気クロストークを -100 dB 以下に抑圧できることを明らかにした。

実際に、3次元電磁界解析による設計結果に基づいた PLC ハイブリッド集積光送受信モジュールと 156 Mbit/s のバースト信号に対応した CMOS IC (LD ドライバ、AGC アンプ) を搭載した光トランシーバを作製し、送受信同時動作時の符号誤り率の評価を行った。 -34 dBm 以下の受信感度特性が得られ、送受信同時動作による受信感度劣化(パワーペナルティ)を 0.3 dB 以下に抑圧できていることを確認し、本研究で行った解析と設計の有効性を実証することができた。

今後、より高速な全 2 重方式の光伝送システムに適用するための光送受信モジュールや、シリコンフォトニクスをベースとするハイブリッド集積技術、または、モノリシック集積技術を用いたより小型の集積型光送受信モジュールにおいては、電気クロストークの影響がさらに深刻になると予想され、本研究で確立した解析・設計手法が貢献できるはずである。

3.6 参考文献

- [1] T. Miki, "Fiber-optic subscriber networks and system development," IEICE Trans., vol. E74, pp. 93-100, 1991.
- [2] K. Okada, and N. Miki, "Fiber-optic subscriber systems for point-to-multipoint transmission architecture," in Proc. vol. 1 of ECOC '92 (Berlin, Germany), We A11.2, pp. 573-576, 1992.
- [3] D. Lecrosnier, G. Destefanis, A. Gnazzo, B. Jacobs and M. Pousa, "Optical enabling technologies for access network: requirements and challenges an overview from FSAN & EURESCOM," Proc.

- 24th European Conf. On Opt. Commun., Madrid, Spain, no.ThD01, vol.1, pp. 691-692, Sept. 1998.
- [4] ITU-T Recommendation G983.1, "Broadband optical access systems based on passive optical networks (PON)," 1998.
- [5] T. Kurosaki, T. Hashimoto, N. Ishihara, Y. Suzuki, M. Yanagisawa, H. Kimura, M. Nakamura, Y. Tohmori, Ka. Kato, Y. Kawaguchi, Y. Akahori, Y. Yamada, Ku. Kato, H. Toba, and J. Yoshida, "1.3/1.55- μm full-duplex WDM optical transceiver modules for ATM-PON (PDS) systems using PLC-hybrid-integration and CMOS-IC technologies," *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E82-C, no. 8, pp. 1465-1474, 1999.
- [6] M. Nakamura, N. Ishihara and Y. Akazawa, "A 156-Mb/s CMOS optical receiver for burst-mode transmission," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 8, pp. 1179-1187, 1998.
- [7] Y. Inoue, T. Oguchi, Y. Hibino, S. Suzuki, M. Yanagisawa, K. Moriwaki, and Y. Yamada, "Filter-embedded wavelength-division multiplexer for hybrid-integrated transceiver based on silica-based PLC," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 9, pp. 847-848, 1996.
- [8] T. Hashimoto, Y. Nakasuga, Y. Yamada, H. Terui, M. Yanagisawa, Y. Akahori, Y. Tohmori, K. Kato, and Y. Suzuki, "Multichip optical hybrid integration technique with planar lightwave circuit platform," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 7, pp. 1249-1258, 1998.
- [9] N. Uchida, Y. Yamada, Y. Hibino, Y. Suzuki, and N. Ishihara, "Low-cost hybrid WDM module consisting of a spot-size converter integrated laser diode and a waveguide photodiode on a PLC platform for access network systems," *IEICE Trans., Electron.*, vol. E80-C, no. 1, pp. 88-97, 1997.
- [10] Y. Itaya, Y. Tohmori, and H. Toba, "Spot-size converter integrated laser diodes (SS-LD's)," *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 968-974, 1997.
- [11] K. Kato, M. Yuda, A. Kozen, Y. Muramoto, K. Noguchi, and O. Nakajima, "Selective-area impurity-doped planar edge-coupled waveguide photodiode (SIMPLE-WGPD) for low-cost, low-power-consumption optical hybrid modules," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2078-2079, 1996.
- [12] H. Kressel ed., "Semiconductor devices for optical communication," *Topics in Applied Physics*, vol. 39, pp. 132-138, Springer-Verlag, Berlin, 1987.
- [13] H. Kimura, T. Kurosaki, and T. Hashimoto, "A low-crosstalk optical module design on PLC platform for realizing LD/PD full-duplex operation in ATM systems," *Proc. 24th European Conf. on Opt. Commun.*, no.WdB14, vol. 1, pp. 481-482, Madrid, Spain, 1998.

第4章 プラスチックパッケージ技術の適用に向けた構造 及び信号配線的设计

4.1 まえがき

近年のデータ通信需要の急激な増大により、光ネットワークの高速・大容量化が活発に進められており、幹線系のみならず、LAN のバックボーンや MAN、WAN においても高速・広帯域化の動きが加速している。これに対応して、10Gigabit Ethernet の標準化が IEEE の 802 委員会で行われた[1]。こうした経済化が強く求められるネットワークでの高速・広帯域化を実現するために、コンポーネントの低コスト化、特にこれまで比較的高価であった 10 Gbit/s 級の高速光送受信モジュールの低コスト化が不可欠になっている。

気密封止を要しないプラスチックパッケージ技術[2]、[3]は、モジュールコストの低減に極めて有望である。この技術は、これまで主に Mini-DIL (Dual-In-Line) [2]モジュールとして、1 Gbit/s 以下で動作する光送受信モジュールに広く適用されてきた。しかし、これらのモジュールでは、金属製のリードフレームを通して信号の入出力を行っているために、そこでのインピーダンス不整合が問題となり、10 Gbit/s もしくはそれ以上の高速モジュールでのプラスチックパッケージ化は困難であった。

一方、光軸調芯を行わずに半導体レーザ(LD)やフォトダイオード(PD)等の光素子の実装を行うパッシブアライメント実装技術もモジュールの組立コストの低減に有望であり、中でも Si-V 溝基板をプラットフォームとしたパッシブアライメント技術[4]は低コスト化を必要とする光送信モジュールや光受信モジュールに広く適用されている。しかし、これらのモジュールでは、Si 基板とその上に搭載された光素子との間に寄生容量が発生し、これがモジュールの高速化を図る上での大きな妨げとなっていた。

そこで、本章では 10 Gbit/s 級高速光受信モジュールの低コスト化を目的として、これまで高速モジュールへの適用が困難であったプラスチックパッケージ技術とパッシブアライメント実装技術を適用するための検討を行うことにした。その結果、作製した光受信モジュールにおいて 10 Gbit/s での良好な受信動作を実現できた。

4.2 光受信モジュールの構成と高速化へのアプローチ

4.2.1 光受信モジュールの構成

図 4-1 に、作製した光受信モジュールの構成の概略を示す。本モジュールでは、低コスト化を図るために、以下の 3つの手法を取り入れた。

- (1) プラスチックパッケージ化
- (2) V溝基板上へのパッシブアライメント実装

(3) Si プリアンプ IC の搭載

これら手法、特に(1)、(2)に関しては、従来、1 Gbit/s 以下で動作する光送受信モジュールのコスト低減のために適用されてきた技術であるが、そのままでは 10 Gbit/s 級の高速光送受信モジュールへの適用は困難である。

そこで、これら低コスト化に有望な技術を適用した光送受信モジュールで 10Gbit/s 級の高速動作を実現するために行ったアプローチを以下に述べる。

まず、プラスチックパッケージ技術の高速モジュールへの適用を可能にするために、図 4-1 に示すように信号配線を含むすべてのリードを、これまで Mini-DIL 型パッケージで用いられていた金属製フレームを用いるのではなく、パッケージ上でのメッキ加工により形成することとした。この形状は、従来広く用いられてきたトランスファーモールド成形技術の代わりに、高周波線路等の複雑な回路パターンを低コストでパッケージ上に一括形成することが可能な射出成形三次元回路 (MID: Molded Interconnect Device) 技術[5]を適用することにより実現できる。このような新しいプラスチックパッケージ構造を用いることにより、多様なパターンの信号配線をパッケージ上に形成することが可能となり、高速化のための配線設計の自由度を大きくすることが可能となる。

また、簡易実装による高速モジュールを実現するために、広い結合トレランスと広帯域な周波数特性を併せ持つ端面光入射屈折型フォトダイオード (RFPD: Refracting-facet photodiode) [6]をガラス製の V 溝基板にパッシブアライメント技術を用いて搭載した。これにより、RFPD-プリアンプ IC 間の寄生容量を抑圧し、RFPD の広帯域な周波数特性を十分に発揮できるようにした。さらに、高速の Si バイポーラプロセスで作製したプリアンプ IC[7]

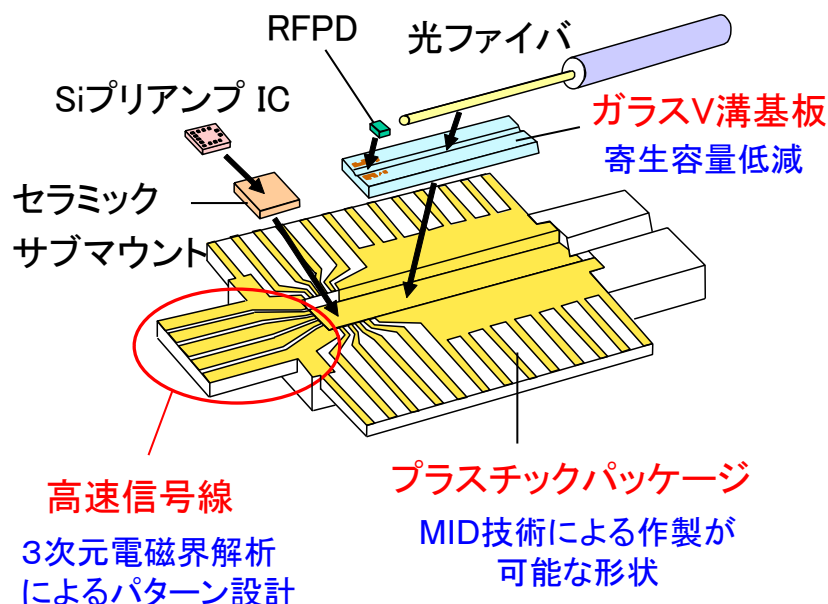


図 4-1 プラスチックパッケージを用いた高速光受信モジュールの構成 [8]

を RFPD の直近にベアチップ実装することにより、高速・高感度化、及び低消費電力化を図った。

4.2.2 ガラスV溝とパッシブアライメント技術を用いた光受信サブモジュール

図 4-2(a)は、従来の Si-V 溝基板上にパッシブアライメント技術を用いて導波路型フォトダイオード(WGPD: Waveguide photodiode) [9] を搭載した時の様子を示したものである。通常、Si 基板は導電性を有しているため、Si 基板上に絶縁膜を形成し、その上に WGPD 搭載用の電極パッドが蒸着されている。この場合、この薄い絶縁膜(厚さ: $\sim 1 \mu\text{m}$)を介して、WGPD、及び WGPD からの信号出力線パターンと Si 基板との間に寄生容量が発生し、結果としてプリアンプ IC の入力容量を増大させるため、プリアンプ IC の周波数帯域を制限する要因となっていた。

そこで、Si 基板に比べ誘電率が低く、かつ絶縁性の高いガラス基板をプラットフォームとして採用し、パッシブアライメント実装技術を適用することにした。この場合の RFPD 搭載時の様子を図 4-2(b)に示す。ガラス基板(厚さ: $\sim 1 \text{mm}$)は絶縁性が高いため、その上に絶縁膜を形成する必要がなく、寄生容量は基板底面との間にしか発生しないため、Si 基板を用いた場合(図 4-2(a))に比べ寄生容量を 1/1000 以下に抑圧することが可能となる。また、V 溝もダイシング加工により形成できるために、Si-V 溝基板を用いる場合よりも少ないプロセス工程で簡易に作製できる利点がある。

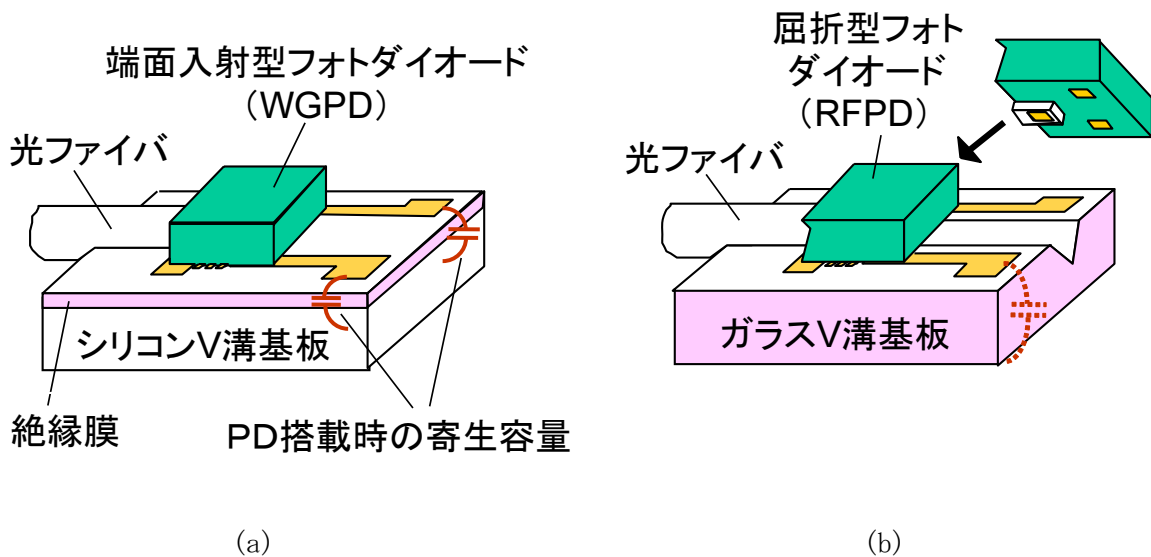
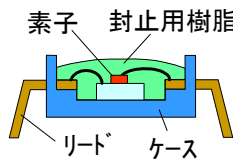
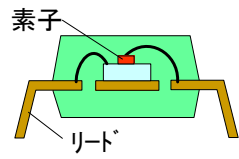
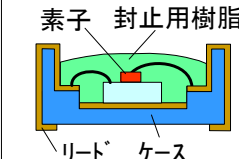


図 4-2 (a) 従来の Si-V 溝基板を用いた場合と、(b) ガラス V 溝基板を用いた場合のパッシブアライメント実装[8]の概観図

表4-1 代表的なプラスチックパッケージ技術の比較

タイプ	プラスチックケース型	トランスファーモールド型	MID*型
断面形状			
リード	メタルフレームを使用 (ケース作製時)	メタルフレームを使用	メッキによりケース上に一体形成
特徴	封止用樹脂の 選択自由度大	電子部品では 非常に多く適用	ケース形状、並びに、 回路パターンの 自由度大

* Molded Interconnect Device の略

4.2.3 高速光モジュールに適用可能なプラスチックパッケージ

表 4-1 は、代表的な 3 種類のプラスチックパッケージ技術の特徴を比較したものである。電子部品に多く適用されているトランスファーモールド型は、金属製のリードフレーム上に素子を搭載し、上下両側からプラスチック素材を流し込んで固めることにより作製される。また、従来、低速の光モジュールに適用されてきたプラスチックケース型は、予めリードを取り付けたプラスチックケースを作製しておき、その中に素子を搭載した後、樹脂をポットイングして封止する方法である。一方、MID (molded interconnect device) 型は、リードフレームを使用せず、配線はすべてメッキによりケース上に一体形成されるのが特徴である。

表4-2 プラスチックパッケージ材料の電気特性の比較

材質	セラミック (アルミナ)	エポキシ	シリコーン	液晶ポリマー
比誘電率	9.5	3.5~4.5	2.9	4.3
誘電正接	0.9	~0.01	0.0004~ 0.0005	0.003
体積抵抗率 ($\Omega \cdot \text{cm}$)	◎	◎	◎	◎
硬さ (形状安定性)	◎	○	×	◎

比較参照用

配線がケース上に形成されるため、そのパターンについては設計に自由度があり、また、プラスチックケース型と同じく、ポッティングによる樹脂封止が行えるため、ポッティング剤として透明な樹脂を選択することで、光の入出力を伴う光モジュールに適した封止が可能である。

表 4-2 は、プラスチックパッケージに使用される 3 種類の材料における電気特性を比較したものである。従来、電子部品に対して広く使用されてきたエポキシ系の材料は、誘電正接が他の材料よりも大きく、10 Gbit/s 級の高速信号に対しては、信号を減衰させてしまう可能性がある。一方、3 種類の材料の中では誘電正接の最も小さなシリコンは、他の材料に比べ材質が柔らかいため、ポッティング剤として使用することはできるが、素子を搭載するためのケースとして使用するには向いていないと考えられる。一方、液晶ポリマーは、人工衛星や車載用のレーダのアンテナや携帯電話用のカメラモジュール等にも適用されており、耐久性にも優れていると考えられる。そこで、本研究では、材料として液晶ポリマーを使用し、パッケージ形態としては MID 型を適用したプラスチックパッケージを作製・検討することとした。

4.3 3次元電磁界解析による高速電気信号配線設計

プラスチックパッケージではセラミックパッケージのように多層構造にできないため、信号線の下にグランド面を設置することが困難である。図 4-3 に示すように、高速光モジュールで通常用いられているマイクロストリップ線路やグラunded コプレーナ線路の適用は難しいため、ここでは、信号線の下にグランド面を必要としない単純なコプレーナ線路を採用し、3次元電磁界解析技術[10]を用いて 10 GHz 以上の信号伝送帯域が得られるように設計を

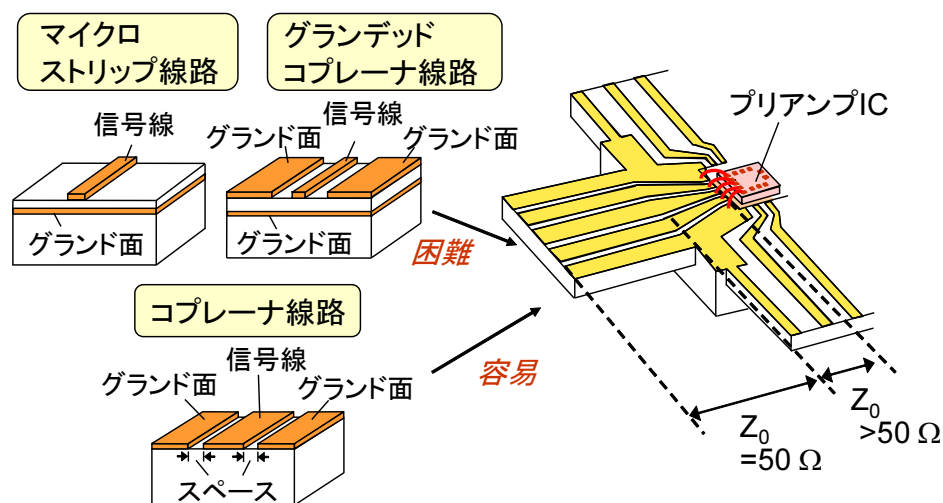


図 4-3 MID 型プラスチックパッケージにおける高周波信号配線設計上の課題

行った。

図 4-4(a)は、解析に用いた信号線パターンモデルである。ここでは、特性インピーダンスが $50\ \Omega$ になるように線路パターン設計を行ったが、この場合、図 4-4(a)に示すようにラインとスペースの比が大きくなるため、プリアンプ IC との接続部 (Port 1 側) では信号線をテーパ状に狭くする必要が生じる。このことは、インピーダンスの不整合を生じさせることになるので、それによる周波数特性の劣化を最小限に抑圧することが設計上の課題となる。

解析を容易にするために、パッケージの誘電体損失は無視することにした。このモデルにおいて、Port 1 は、プリアンプ IC から出力された電気信号の入力ポートであり、Port 2 は、電子回路が実装されたボード上に信号を出力する出力ポートである。また、Port 2 側の信号配線の特性インピーダンスは、 $50\ \Omega$ に設定した。一方、Port 1 側における特性インピーダンスは、配線幅が細くなっているため、約 $62\ \Omega$ と大きくなっている。

図 4-4(b)は、テーパ領域の長さ (L_t) をパラメータとし、3通りの長さ (0.5 mm、1 mm、2 mm) に対して、Port 1 から Port 2 への電気信号の透過特性 (S_{21}) と Port 1 での反射特性 (S_{11}) の計算結果を示したものである。 S_{21} においては、いずれの場合においても 10 GHz までほぼ平坦で 3 dB 帯域としても 20 GHz 以上の良好な特性が得られた。一方、 S_{11} においては、 $L_t = 1\ \text{mm}$ の時に反射が最も低くなり、16 GHz までの周波数域において -20 dB 以下に抑えられることが分かった。以上の結果から、テーパ領域の長さ L_t を 1 mm に設定することにした。

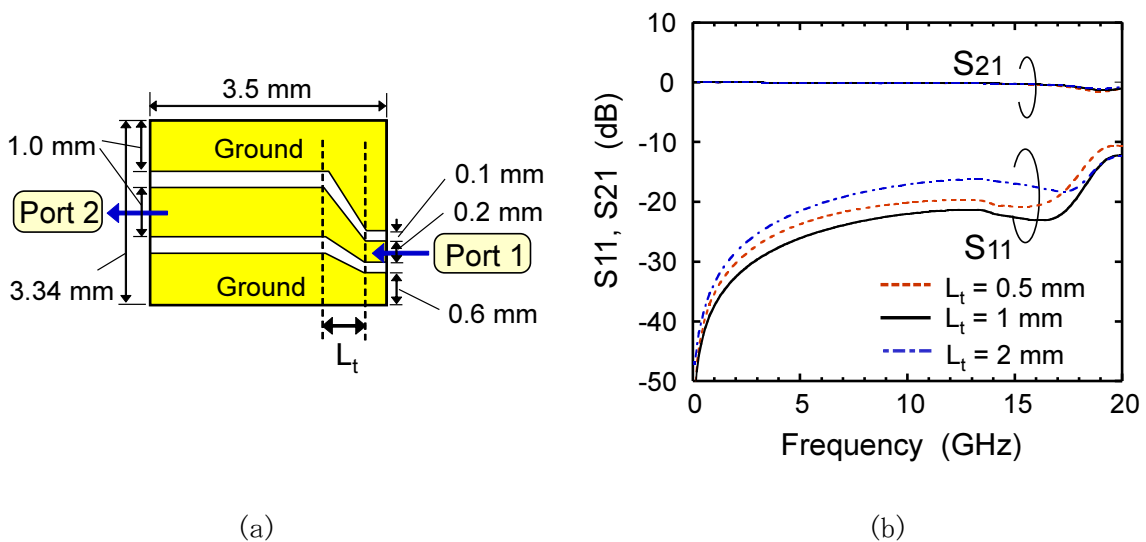


図 4-4 3次元電次界解析における(a)解析モデルと(b)解析結果 [8]

4.4 受信特性評価結果

図 4-5 に作製したモジュールの写真を示す。本モジュールのサイズは $21.0 \times 8.2 \times 2.5\ \text{mm}^3$

(約 0.4 cc)で、重さは 1.4 g であった。

この光モジュールに -12 dBm の小信号変調光を入力した場合の周波数応答特性を図 4-6(a) に示す。3 dB 受信帯域として 7.7 GHz が得られ、これは 10 Gbit/s の NRZ 信号を受信するのに十分な特性である。10 Gbit/s の疑似ランダムデータ ($2^{23}-1$) で変調された波長 1.5 μm の光信号をモジュールに入力した場合の符号誤り率 (BER: Bit error rate) 特性を図 4-6(b) に、また、-13 dBm の光信号を入力した時のモジュールからの出力波形を図 4-6(c) に示す。10 Gbit/s の信号光に対する出力波形において、良好なアイパターンが確認された。また、BER = 10^{-11} での受信感度において、電源電圧変動 (+5%、-5%) を含めて最小受信感度 -14 dBm 以下、ダイナミックレンジ約 14 dB のフロアのない良好な特性を得た。本モジュールの動作電圧は 5 V 単一で、モジュール全体の消費電力は 485 mW であった。これは、従来の GaAs プリアンプ IC を用いた場合と比較して約半分に低減された値である。

4.5 まとめ

10 Gbit/s 級高速光受信モジュールの低コスト化を目的にプラスチックパッケージ技術とパッシブアライメント実装技術を用いた 10 Gbit/s 光受信モジュールの検討を行った。パッケージ材料としては、誘電体損失が小さく高周波特性に優れた液晶ポリマーを用いることとし、パッケージ形態としては、電気信号の高周波特性を劣化させる要因となっていたリードを使わず、信号配線パターンの設計自由度の大きい MID 型の適用を目指した構造を考案した。さらに、3次元電磁界解析を用いた設計によりプラスチックパッケージ上での高速信号配線を実現し、また、ガラス V 溝基板と端面光入射屈折型フォトダイオードを用いたパッシブア

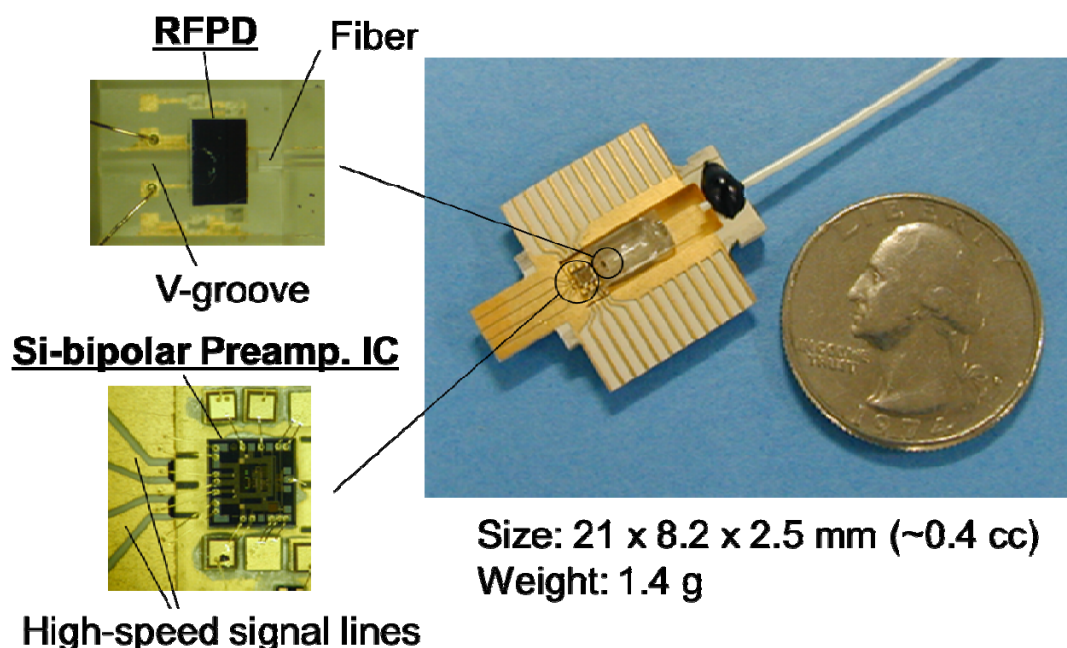
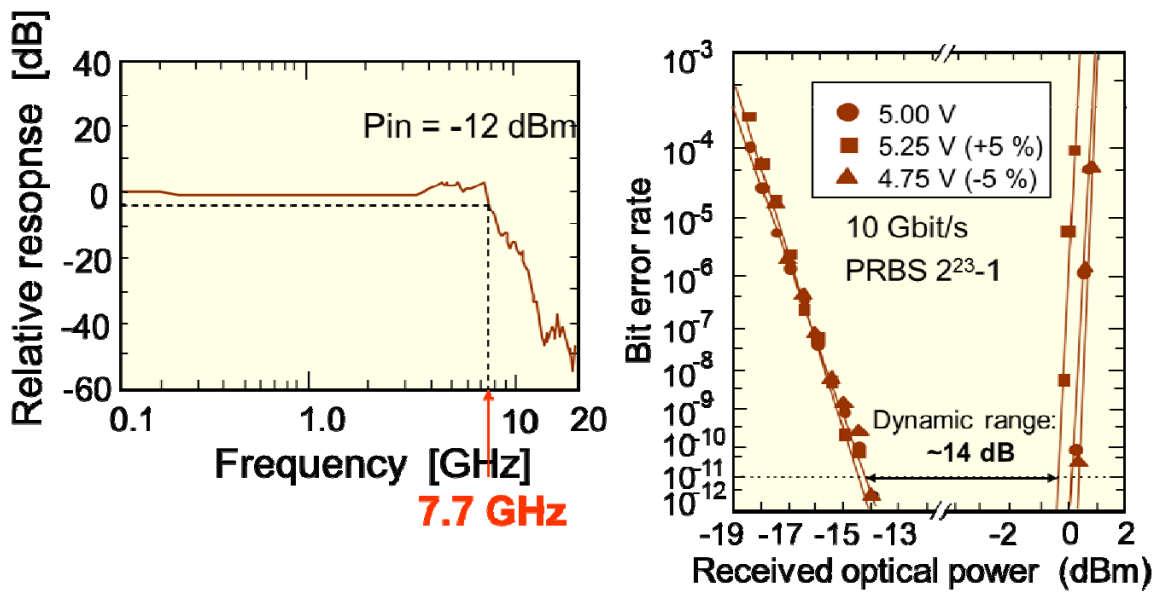
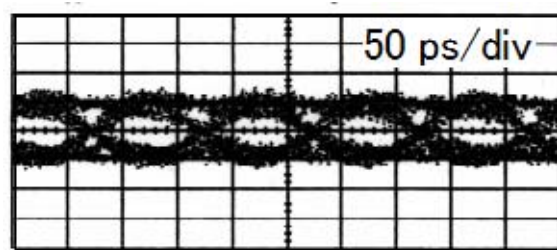


図 4-5 光受信モジュールの写真 [8]



(a)

(b)



(c)

図 4-6 作製した光受信モジュールの(a)周波数応答特性 [8]、(b)符号誤り率特性 [8]、(c)電気出力波形 [11]

ライメント実装と Si バイポーラプリアンプ IC のベアチップ実装によりモジュールの高速受信動作を可能にした。その結果、作製したモジュールにおいて消費電力 485 mW、3 dB 受信帯域 7.7 GHz、10 Gbit/s での最小受信感度-14 dBm 以下の良好な受信特性を実現できることを明らかにした。

本研究で検討したプラスチックパッケージは、光送受信モジュールとしてはこれまでにない新しい形態と材料、構成を用いたものであり、今後、ますます高まっていくと予想される高速光送受信モジュールの低コスト化の要求に応えるための有力な技術として期待される。

4.6 参考文献

[1] IEEE Standards 802.3ae.

- [2] K. Tatsuno, K. Yoshida, T. Kato, T. Hirataka, T. Miura, K. Fukuda, T. Ishikawa, M. Shimaoka, and T. Ishii, "High-performance and low-cost plastic optical modules for access network system applications," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 17, pp. 1211-1216, 1999.
- [3] B. Fernier, K. Adam, C. Artigue, Th. Barrou, A. Göth, E. Grard, W. Jörg, D. Keller, J. L. Lafrayette, A. Lestra, Ph. Pagnod, S. Rabaron, J.M. Rainsant, J. Scherb, D. Toullier, D. Trégoat, and W. Rehm, "1.3 μm low cost plastic module for 622 Mbit/s transmission at 85 °C," 24th European Conf. Optical Communication, Tech. Dig., vol. 1, pp. 445-446, 1998.
- [4] K. Yamauchi, K. Kurata, M. Kurihara, Y. Sano, and Y. Sato, "Automated mass production line for optical module using passive alignment technique," 2000 Electronic Components and Technology Conference, Tech. Dig., pp. 15-20, 2000.
- [5] K. Feldmann, and F. Pöhlau, "MID in the automotive industry – potentials, benefits and applications," 1998 IEEE/CPMT Berlin Int. Electronics Manufacturing Technology Symposium, Tech. Dig., pp. 76-81, 1998.
- [6] H. Fukano, and Y. Matsuoka, "A low-cost edge-illuminated refracting-facet photodiode module with large bandwidth and high responsivity," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, pp. 79-83, 2000.
- [7] M. Nakamura, M. Okayasu, and N. Ishihara, "5 V, 10 Gbit/s optical receiver module using Si-bipolar IC," *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 2085-2087, 2000.
- [8] T. Kurosaki, Y. Shuto, T. Tadokoro, K. Yokoyama, J. Endo, M. Amano, M. Nakamura, N. Ishihara, and Y. Suzuki, "Low-cost 10-Gb/s optical receiver module using a novel plastic package and a passive alignment technique," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 4257-4264, 2005.
- [9] K.Kato, M. Yuda, A. Kozen, Y. Muramoto, K. Noguchi, and O. Nakajima, "Selective-area impurity-doped planar edge-coupled waveguide photodiode (SIMPLE-WGPD) for low-cost, low power-consumption optical hybrid modules," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 2078-2079, 1996.
- [10] H. Kimura, T.Kurosaki, and T. Hashimoto, "A low-crosstalk optical module design on PLC platform for realizing LD/PD full-duplex operation in ATM systems," 24th European Conf. Optical Communication, Tech. Dig., vol. 1, pp. 481-482, 1998.
- [11] T. Kurosaki, Y. Shuto, T. Tadokoro, K. Yokoyama, J. Endo, M. Amano, M. Nakamura, N. Ishihara, and Y. Suzuki, "Performance and reliability of a 10-Gbit/s optical receiver module using a novel plastic package," 52nd Electronic components & technology conference (ECTE 2002), Proceedings, pp. 12-17, 2002.

第5章 DFB レーザの高反射耐性化のための設計指針の導出

5.1 まえがき

光ファイバ通信システムにおいて、ファイバの端面やファイバどうしの接続点などからの反射戻り光は、信号源である半導体レーザの発振状態を不安定にし、その結果、伝送品質の多大な劣化を招く。特に、図 5-1 (a) に示す多モードで発振するファブリ・ペロレーザ (FP-LD) では、戻り光の影響で 発振モード間のモードホッピングが生じ、それにより大きな強度雑音が発生する。それに対し、図 5-1 (b) に示す単一モードで発振する DFB レーザ (DFB-LD) では、発振モード間のモードホッピングは生じにくいという点で強い反射戻り光耐力を備えている [1]。しかし、その可干渉性 (コヒーレンシィー) の高さから、スペクトル線幅が戻り光の影響を強く受けることが報告されており [2]、戻り光量の増大にともないそのスペクトル線幅は数十 GHz にまで増大することがある。この現象はコヒーレンスクラプスと呼ばれており [3]、DFB レーザの強度雑音が著しく増大し、伝送品質の劣化を招く現象として研究されてきた [4]。また、その発生メカニズムの解明に向けての報告もいくつかなされている [5], [6], [7]。このような反射戻り光により誘起される雑音の増大を抑制する手段としては、従来、大きく分けて 2 つの方法が採られてきた。

1 つは、反射戻り光がレーザ共振器内部に結合するのを抑制する方法で、レーザ端面の反射率を高くする [8], [9]、ファイバの入射端面を斜めに研磨する [10]、レーザとファイバの

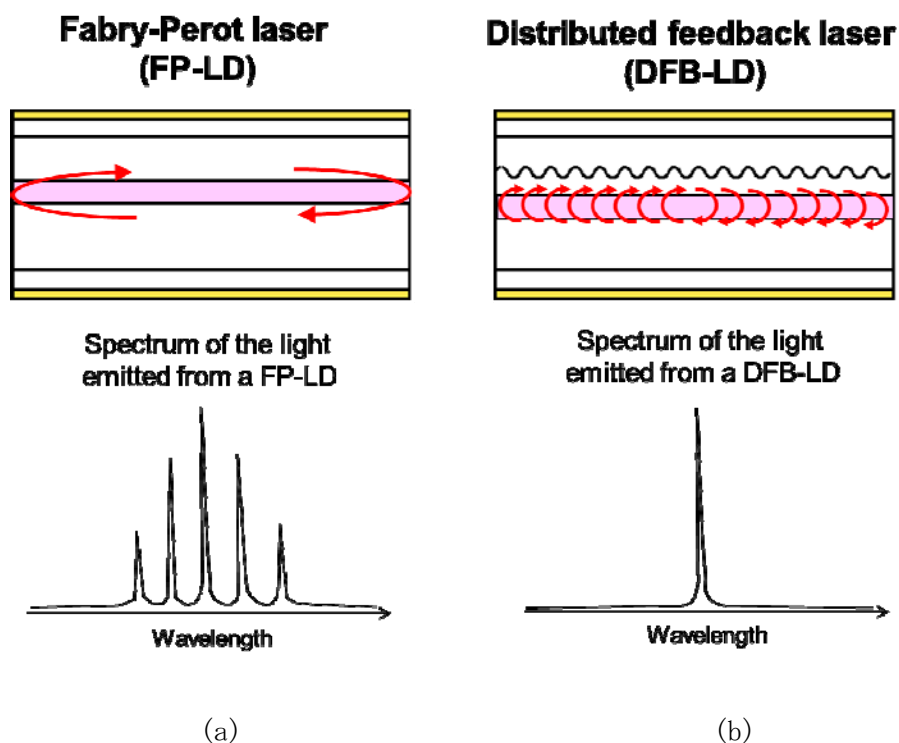


図 5-1 (a)FP-LD と (b)DFB-LD の発振スペクトルの比較

間に光アイソレータを挿入する（図 5-2 参照）、などが挙げられる。

それに対し、もう 1 つの方法は、レーザ内部に戻り光が結合した時の影響をできるだけ小さくすることであり、具体的には、高周波を重畳して戻り光と共振器内部の光との干渉性を低減する[11], [12]、などの方法が挙げられ、主に CD プレーヤーや光ディスク用の短波長レーザに用いられている。

これらの戻り光誘起雑音の抑制方法の中でも、光アイソレータを用いることは非常に有効な戻り光誘起雑音の低減方法であり、現在、ほとんどすべての DFB レーザを搭載した光モジュールに光アイソレータが搭載されていて、光送信モジュールにおいて必要不可欠の部品となっているが、コストが高くなる、実装したときのモジュールサイズが大きくなる、モノリシックの集積ができない、などの深刻な問題があり、アイソレータフリー化は半導体レーザが実用化されて以降、現在に至る恒久的な研究テーマとなっている。特に、コスト面や実装面での制約が大きい光アクセスネットワークやデータ通信ネットワークにおいて、これらの点が重要な課題となっており、DFB レーザの高反射耐性化に向けた数多くの検討がなされてきた[13]-[19]。また、シリコン基板上に光導波路を形成して、レーザやフォトダイオードを集積するシリコンフォトニクス分野の研究開発が活発になってきているが、その場合でも、光アイソレータをレーザ出射端面の直前に集積できないという点で課題を共有している。

そこで、本章では、まず、DFB レーザを用いた場合の戻り光の影響を調べ、直接変調を行った場合の戻り光による伝送特性劣化の主要因の明確化を図った。次に、光アイソレータを用いない（アイソレータフリー）状態において、DFB レーザの反射戻り光耐性を向上させるための設計方法の検討を行い、アイソレータフリー状態でも安定な発振動作が見込める構造の提案を行う。

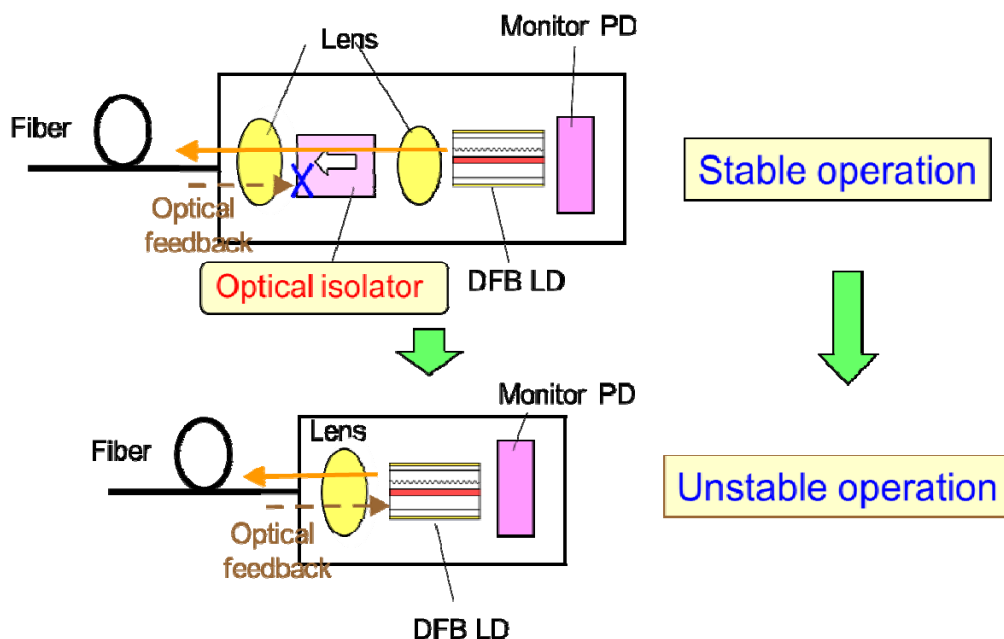


図 5-2 DFB-LD を搭載した光モジュールのアイソレータフリー化

5.2 DFB レーザの反射戻り光耐性評価方法

5.2.1 相対雑音強度測定系の構成

DFB レーザの反射戻り光耐性の評価に用いた相対雑音強度 (Relative intensity noise: RIN) の測定系を図 5-3 に示す。系は、偏波補償装置、光ファイバカップラ、光アイソレータ、フォトダイオード (PIN-PD) 等で構成されており、これらは光ファイバを用いて接続されている。この場合、光ファイバの接続点となるコネクタからの反射が問題となるが、アドバンス PC 型のコネクタ (反射減衰量: 40 dB 以上) を用いることで抑制した。また、入射側の光ファイバは、テーパ型に加工された先球ファイバ ($R=10\ \mu\text{m}$) が用いられ、表面には AR コーティングが施されているために、レーザへの近端反射は -40 dB 以下と見積られ、その影響は十分に抑制されていると考えられる [20]。ファイバに入射した光の一部は、カップラで分離され、レンズでコリメートされてプリズムを通り、その後、ミラーで反射されてレーザへと戻される。この戻り光は、再びカップラで分離され、一方は戻り光量をモニターするためにパワーメータに送られ、もう一方は偏波補償装置 (polarization controller) により偏波面がレーザから放出された光と同じになるように調節された後、レーザへと戻される。カップラの残った端子から出た光は、光アイソレータ (アイソレーション: 60 dB 以上) を通り、フォトダイオードで電気信号に変換され、その信号は、アンプで増幅された後、スペクトラム・アナライザに送られる。この系では、すべてが光ファイバで構成されているために、コネクタでの反射の影響により測定できる戻り光量の範囲はレンズで構成された空間系のものよりも狭くなる。実際には、レーザとファイバの間の結合効率によっても異なるが、例えば結合効率が -3.5 dB の場合には、この測定系で可能な戻り光量の範囲は -47 dB ~ -16.5 dB (0.002% ~ 2.2%) となる。しかし、この系においては、実際の光ファイバ伝送システム上で生じる戻り光の影響を評価することができ、また、種々の伝送特性を同時に評価できるため、伝送特性と対応させながらの戻り光誘起雑音の評価が可能となる利点を持っている。

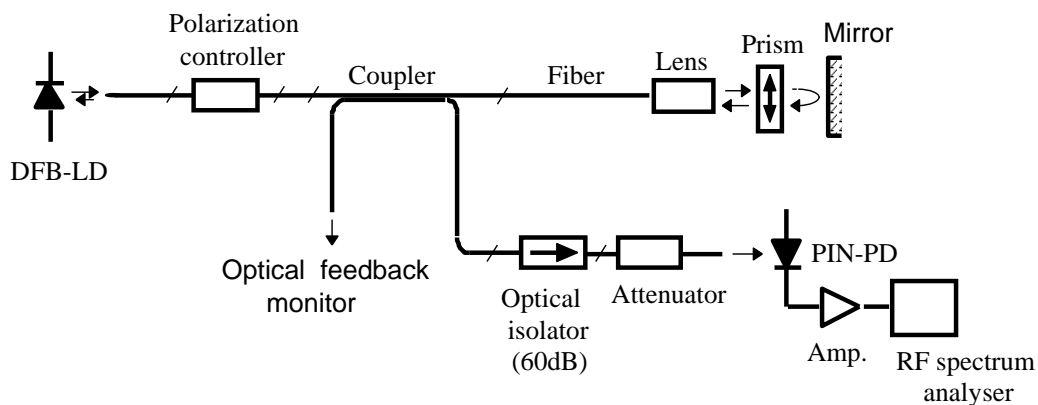


図 5-3 反射戻り光耐性評価系 (相対雑音強度の測定系) [21]

5.2.2 相対雑音強度の導出方法

相対雑音強度 (RIN) は、レーザの光出力強度のゆらぎとレーザの平均光出力の比をスペクトラム・アナライザの測定周波数帯域幅で規格化した値で定義され、次式で導出される。

$$RIN = \frac{(\text{光出力のゆらぎ})^2}{(\text{平均光出力})^2} / (\text{測定周波数帯域幅}) \quad (5-1)$$

ここで、平均光出力は、LD の出力光を光パワーメータに入れることで測定できる。また、光出力のゆらぎの大きさは、LD の出力光を広帯域のフォトダイオードで受信し、フォトダイオードから出力される電気信号をスペクトラム・アナライザに入れることで観測できる。

5.3 DFB レーザにおける反射戻り光の影響

5.3.1 戻り光量と相対雑音強度の関係

図 5-4(a) は、戻り光量 (Optical feedback level) f をパラメータとし、スペクトラム・アナライザを用いて 100 MHz 近傍で観測したノイズスペクトル (図 5-4(b)) におけるピークレベル (N_{peak}) とベースレベル (N_{min}) から求めた相対雑音強度 (Relative intensity noise: RIN) の変化の様子を模式的に示したものである[22]。ここで、戻り光量 (f) を、レーザ端面から出射される光の強度 (P_{out}) とレーザ端面に戻ってくる光の強度 (P_{back}) の比と定義し、出射光と光ファイバの結合効率 (η) と外部ミラーのパワー反射率 (R) を用いて以下のように記述される。

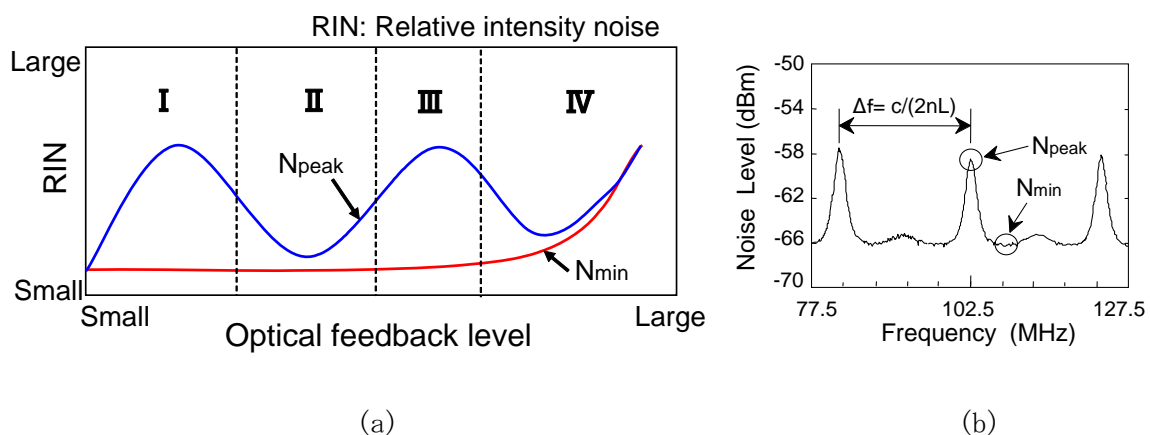


図 5-4 (a) DFB レーザの RIN と戻り光量との関係の模式図[22]と (b) 100 MHz 近傍で観測したノイズスペクトル [15]

$$f = \frac{P_{back}}{P_{out}} = \eta^2 \cdot \frac{(1/\eta) \cdot P_{back}}{\eta \cdot P_{out}} = \eta^2 \cdot R \quad (5-2)$$

上式において、 f はパワーの比を表す無単位の値となるが、実験結果のプロットや本文中での説明においては、100 倍した値に「%」を付けて表すことにする。また、図 5-4(a)の中に示した I~IV の記号は、Tkach によって分類された 4 つの形態における反射戻り光による影響を示したものであり、各形態における発振スペクトルの幅と光出力、RIN の関係を表 5-1 に記載した[2]。

5.3.2 相対雑音強度増大時の DFB レーザの発振状態の変化

図 5-5 は、DFB レーザに対し、図 5-4 と同様の方法で測定した RIN の戻り光量依存性を示したものである。用いた DFB レーザは、バルク構造の活性層を有し、共振器長は $300 \mu\text{m}$ で、出射端面に無反射 (Anti-reflection : AR) コーティングを施している。図 5-4(b) のノイズスペクトルにおいて、ほぼ平坦に近い形状のベースレベルとは別に周期的なピークが出現しているが、このピークの間隔は、レーザ端面と外部の反射点との距離によって決まるものであり、外部共振器モードと呼ばれている。図 5-5 には、ノイズスペクトルにおけるベースレベルの雑音強度 (N_{min}) とピークにおける雑音強度 (N_{peak}) の両方を用いて計算された RIN の値 (RIN_{min} 、 RIN_{peak}) がプロットされている。この結果で特徴的な点は、ある戻り光量の値に達するまでは RIN_{min} の値はほぼ一定になっているが、戻り光量がその値を越えると RIN_{min} の値が急激に増大し始めることである。この RIN_{min} が急激に増大し始める戻り光量の値は、オンセットと呼ばれている (図 5-5 の (b))。戻り光量がオンセットを越えた直後では、 RIN_{peak}

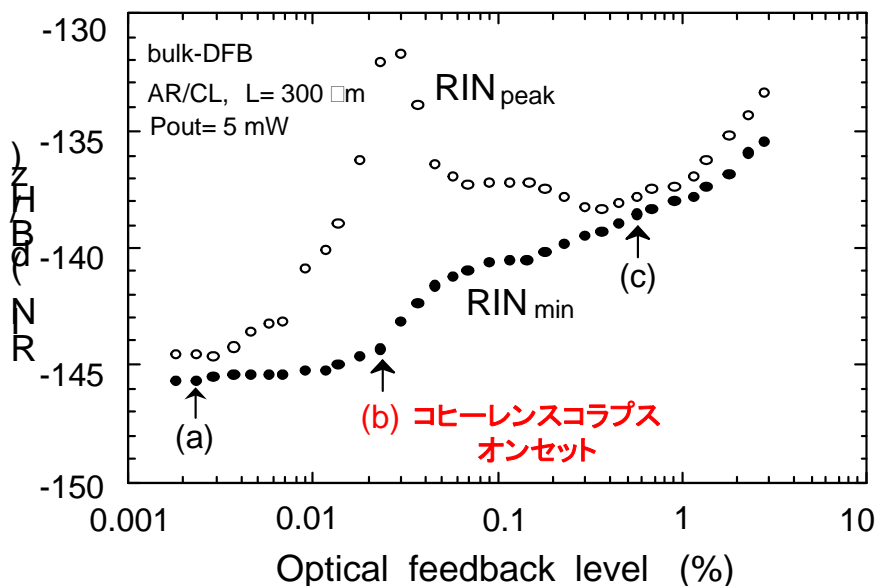


図 5-5 DFB レーザにおける RIN と戻り光量の関係を測定した結果の 1 例 [15]

表 5-1 各形態における発振スペクトルの幅と光出力、RIN の関係 [2]

Regime		I	II	III	IV
Spectral linewidth		Narrowing and broadening depending on the phase of optical feedback	Apparent splitting and rapid mode hopping	Operation on the narrowest linewidth	Drastic broadening (Coherence collapse)
Optical output		Unstable	Little unstable	Unstable	Stable
RIN	Peak	Large	Small	Large	Small
	Min.	Small	Small	Small	Extreme increase

は RIN_{min} に追従して増大しているが、やがて急激に減少することが分かる。

この時、DFB レーザの発振状態にどのような変化が起こっているかを確かめるために、代表的な 3 つのポイント<図 5-5 の (a)、(b)、(c)>におけるノイズスペクトルの形状と、DFB レーザを NRZ (Non-return-zero) パルス信号で直接変調を行った場合の変調波形を比較した。その結果を図 5-6 に示す。戻り光量が非常に小さな時 (0.003%) は、DFB レーザの緩和振動周波数近傍において、数本の外部共振器モードのピークが強められているが、変調波形の方では、戻り光による変化はほとんど観測されていない。戻り光がほぼオンセットに到達した時 (0.02%)、ノイズスペクトルにおいては、緩和振動周波数の前後 2 GHz 程度の周波数範囲において雑音強度が強められると共に、その 2 倍高調波付近の周波数域 (13~15 GHz) においても強度雑音の増加が観測されるようになる。この時、変調波形においては、一定間隔 (緩和振動周波数に相当) で発生するうねりが持続する現象 (パルセーション) が発生していることが分かる。戻り光量がさらに増えオンセットを越えた時 (0.05%)、ノイズスペクトルはほぼすべての周波数帯に渡って一様に増大する。その時、変調波形においては周期的なパルセーションが乱れ、周期性のないランダムな揺らぎに遷移し始めていることが分かる。この時、DFB レーザの発振スペクトルの幅も急激に増大 (数 MHz→数十 GHz) することから、DFB レーザはコヒーレンシーを失った状態 (コヒーレンスコラプス) に移行していることが確認できた。図 5-5 で、戻り光量がオンセットを越えると RIN_{peak} が急激に小さくなるのは、DFB レーザの出力光におけるコヒーレンシーが失われていることで説明できる。

5.4 高反射耐性化のための設計指針の導出

前節での検討結果から、DFB レーザの発振状態は、オンセットとなる戻り光量を境に大きく変化することが確かめられた。従って、オンセットとなる戻り光量を大きくすることができれば、大きな戻り光がある状態でも DFB レーザはコヒーレンシーを保った安定な状態で動作できると考えられる。そこで、本節では、オンセットとなる戻り光量の大きな DFB レーザ

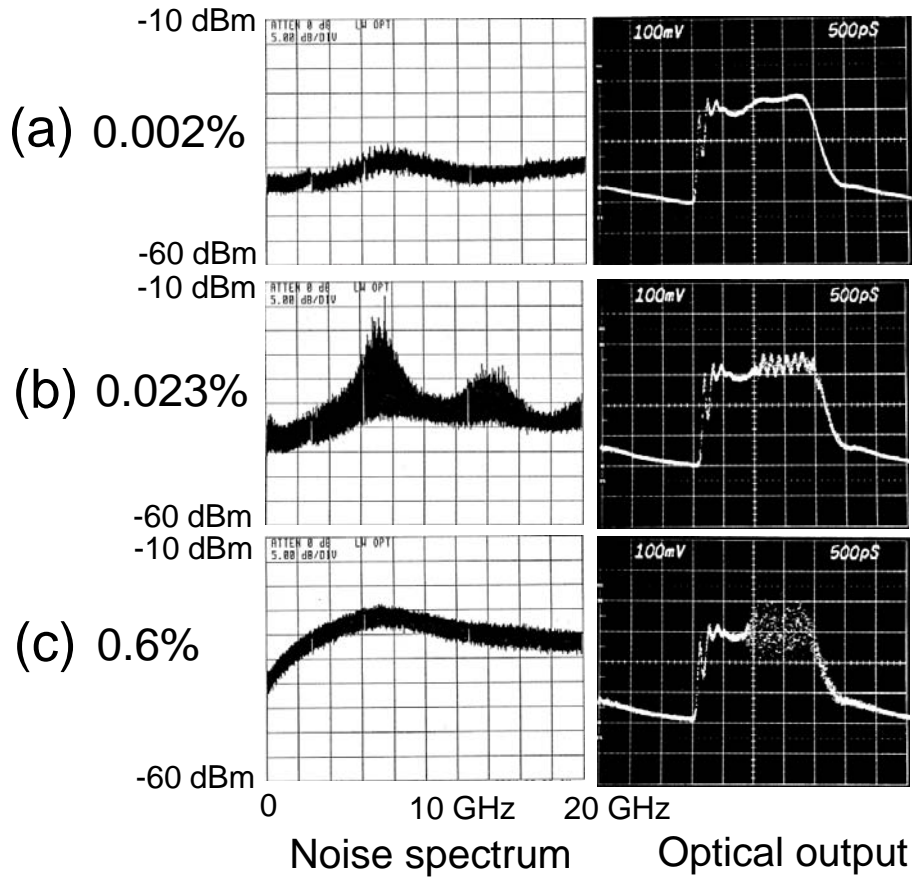


図 5-6 戻り光によるノイズスペクトルと変調波形の変化の 1 例 [15]

を実現するための設計指針を明確にするための検討を行った。

まず、コヒーレンスクラプスが起り始める戻り光量（オンセット）を決定付ける DFB レーザの特性または構造を記述するパラメータを明確にするために、Favre によって導入された戻り光パラメータ X と戻り光結合係数 C を用いることとした[23]。 X および C は次式で定義される[23], [24]。

$$X = A \cdot (C/L) \cdot (1 + \alpha^2)^{1/2} \quad (5-3)$$

$$C = \frac{(\Delta\alpha_{th} - i\Delta\delta) \cdot L}{r \cdot e^{-i\omega\tau}} \quad (5-4)$$

$$A = (c/\eta_g) \cdot |r| \cdot \tau \quad (5-5)$$

上式において、 A は定数、 L は DFB レーザの共振器長、 α は線幅増大係数、 f_r は緩和振動周波数、 $\Delta\alpha_{th}$ は発振しきい値利得の変化量、 $\Delta\delta$ は発振波長とブラッグ波長の差分（離調）の

変化量、 r は外部の反射点における電界の振幅反射係数、 ω はレーザ光の周波数、 τ は戻り光の遅延時間、 c は光速、 n_g は群屈折率である。 X 及び C は、共に無次元のパラメータである。ここで、戻り光パラメータ X の定義式(5-3)については、Favre の論文[23]で定義された式(5-3)に対し、緩和振動周波数の項を分母に付加したパラメータを考え、本論文では、これを修正戻り光パラメータ X' と定義して用いることにする[21]。これは、Lang と Kobayashi によって定義された FP レーザに対する戻り光パラメータ (k) [24] が緩和振動周波数より大きくなった場合に、反射戻り光によって誘起される半導体レーザの動作が不安定になることが実験的に知られていた[5]ことから、緩和振動周波数が大きいほど戻り光の影響を受けにくい(反比例の関係)と仮定して、現象論的に導入したものである。すなわち、

$$X' = A \cdot (C/L) \cdot \left[(1 + \alpha^2)^{1/2} / f_r \right] \quad (5-6)$$

となり、 X' の単位は、s (秒) である。

また、式(5-4)で定義される戻り光結合係数 C は、図 5-7 に示すように、DFBレーザの共振器内部で生成される電界と、反射戻り光の電界が共振器内部で結合する強さを表したものであり、 C の大きさは DFB レーザのしきい値利得と発振波長の変化量に比例すると仮定されている。 C は、DFB レーザの構造パラメータである κL (回折格子と共振器内部電界との結合の強さを表すパラメータ)、出射端面の反射率 R_f 、後方端面の反射率 R_r 、共振器長 L に依存している。Favre の論文では、 C を DFB レーザの構造ごとに解析的に計算しているが、本研究では、F マトリクス法[25], [26]を用いた数値計算により、戻り光がある場合とない場合のしきい値利得 $\alpha_{th}L$ と発振波長の離調 δL を計算して導出するようにした。この手法では、計算プログラム上で上述の構造パラメータを変化させるだけで、様々な構造の C パラメータを計算できるという長所がある。

図 5-8 は、式(5-4)～式(5-6)を用いて計算により求めた修正戻り光パラメータ X' と実測によるコヒーレンスコラプスのオンセットとの関係を示したものである。この結果により、

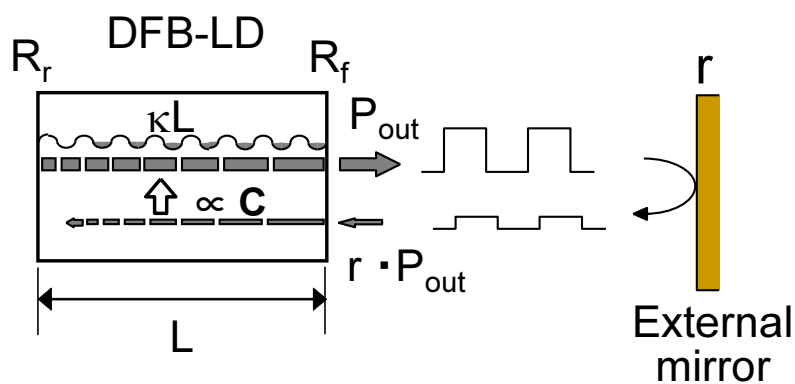


図 5-7 戻り光結合係数 C の説明図

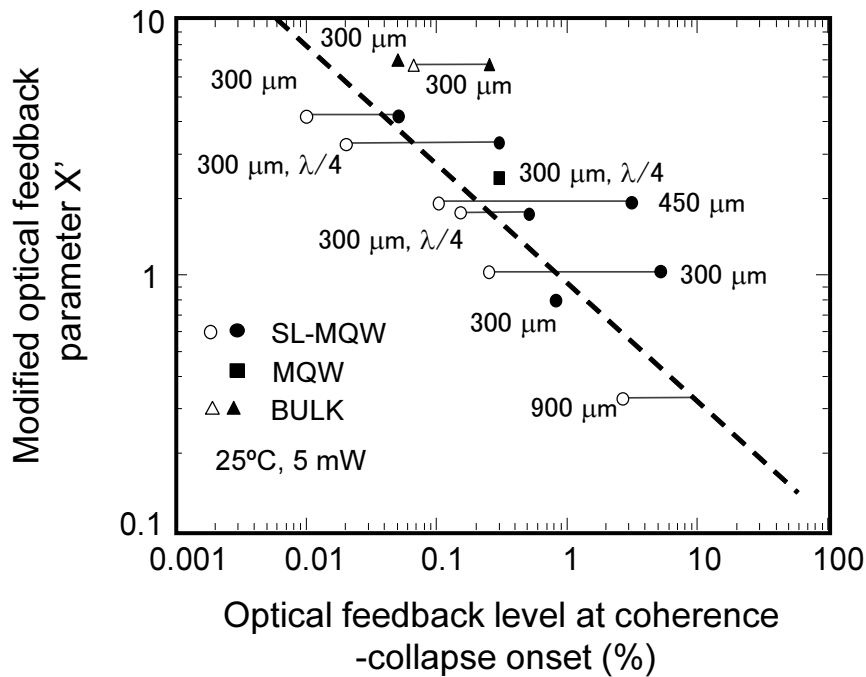


図 5-8 戻り光パラメータとコヒーレンスコラプスのオンセットとの相関関係 [21]

コヒーレンスコラプスのオンセットと X' との間に相関関係があることがわかり、式(5-6)の妥当性が確かめられた。すなわち、コヒーレンスコラプスのオンセットを大きくするためには、 X' の値を小さくすればよいことになる。そこで、式(5-6)に含まれる DFB レーザの特性パラメータを用いて、高反射耐性の DFB レーザを実現するための以下の4つの設計指針を得ることができた。

- (1) 戻り光結合係数 C の値を小さくする。
- (2) DFB LD の共振器長 L を長くする。
- (3) 線幅増大係数 α を小さくする。
- (4) 緩和振動周波数 f_r を大きくする。

上記の設計指針をもとに、高反射耐性化を図った DFB レーザの作製を行った。素子は、射出端面に誘電体膜をコーティングすることにより反射率を10%程度まで低減した均一グレーティング構造で、共振器長 L を $1200 \mu\text{m}$ と長くし、線幅増大係数 α を小さくするために、活性層には歪量子井戸構造 (S-MQW) を用いた。この素子を用いて、光出力 5 mW 時の RIN の戻り光量依存性を測定した結果を図 5-9 に示す。この素子の緩和振動周波数の測定値は 8.1 GHz で、回折格子の結合係数 (κL)、線幅増大係数 (α)、戻り光結合係数 ($|C|$) の平均値については、それぞれ、 ~ 1 、 $2\sim 3$ 、 ~ 0.9 と見積もられた。図 5-9 の結果から、コヒーレンスコラプスのオンセットは 2% まで高められていることを確認できた、これは、図 5-5 に示した従来の素子の特性に比べ、2桁 (100倍) 反射戻り光に対する耐力を強められたことになる。

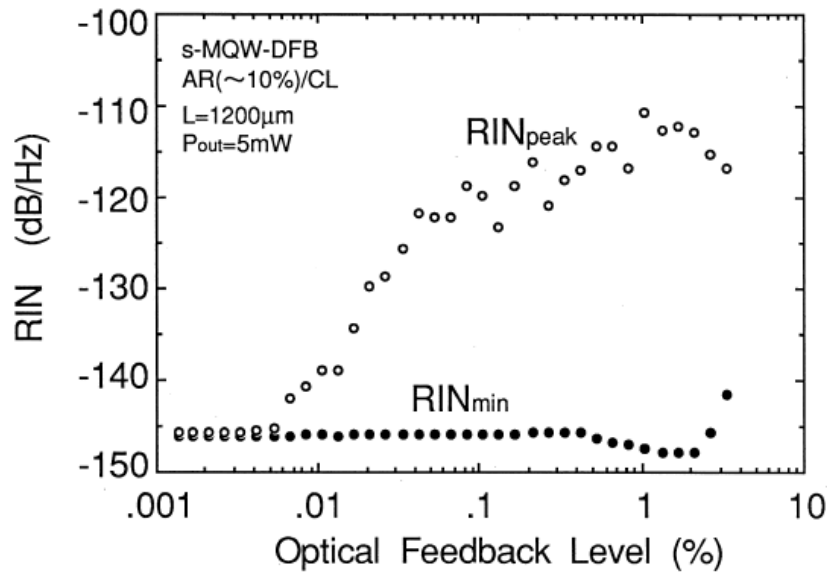


図 5-9 高反射耐性化を図った DFB レーザにおける RIN の戻り光量依存の測定結果

以上の結果により、設計指針に則り、レーザの活性層や素子構造を工夫することで、反射戻り光の影響を受けにくい高反射耐性 DFB レーザを実現できることを明らかにした。

5.5 レート方程式によるコヒーレンスコラプスのオンセットの導出

前節で述べたように、本研究では、当初、高反射耐性 DFB レーザの設計指針を得るために、Favre によって定式化された戻り光パラメータ X の式[20]と、Henry らによって指摘された戻り光パラメータが緩和振動周波数より大きくなるとレーザの発振状態が不安定になるという実験結果に基づく知見[5]を結びつけ、現象論的に戻り光パラメータ X の定義式に緩和振動周波数の項を追加した修正式[式(5-6)]を指標とすることを提案した[21]。また、実際のコヒーレンスコラプスのオンセットの測定値と緩和振動周波数の項を追加した修正戻り光パラメータ X' [式(5-6)を用いた計算値]との相関性を調べることで、その妥当性を検証した。しかし、これらの知見や式は、あくまで現象論として導いたものであり、緩和振動周波数とコヒーレンスコラプスのオンセットとの関係については、解析的な手法を用いた確認も必要である。

そこで、本節では、その後、廣野らによって報告されたコヒーレンスコラプスのオンセットに関する解析的な導出結果[27]を用いて、コヒーレンスコラプスのオンセットと緩和振動周波数を始めとする各パラメータとの関係について考察する。

廣野らは、Injection Locking Model[7], [28]を適用し、レーザの動作を表す電界の方程式[24]とキャリア数に関するレート方程式から、次式に示すコヒーレンスコラプスのオンセット（コヒーレンスコラプスが起り始める戻り光量） f_c の理論式を解析的に導出した[27]。

なお、その解析的な導出過程については、付録 A.2 で説明を行う。

$$f_c = \frac{1 + \alpha^2}{\alpha^4} \cdot \frac{S_{p0}^2 g'^2 L^2}{|C|^2} \quad (5-7)$$

ここで、式中における各パラメータは、それぞれ

- α : 線幅増大係数
- S_{p0} : 戻り光がないときの共振器内のフォトン数
- g' : 微分利得 (利得のキャリア数に対する変化率)
- L : レーザの共振器長
- C : 戻り光結合係数 [式(5-4)を参照]

を表している。また、式(5-2)で定義した戻り光量 f と同様、 f_c は無単位の値となるが、実験結果のプロットや本文中での説明においては、100 倍した値に「%」を付けて表すことにする。

式(5-7)では、コヒーレンスコラプスのオンセット f_c は、線幅増大係数や、微分利得、共振器長、戻り光結合係数に依存していることがわかるが、緩和振動周波数の項は含まれていない。

一方、緩和振動周波数 f_r は、一般に次式で表される。

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{S_{p0} \cdot v_0 \cdot g'}{\tau_p}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\alpha_{th} \cdot v_0 \cdot S_{p0} \cdot v_0 \cdot g'} \\ &= \frac{v_0}{2\pi} \cdot \sqrt{\alpha_{th} S_{p0} g'} \end{aligned} \quad (5-8)$$

ここで、 α_{th} はしきい値利得、 v_0 は活性層内での光の速度で、真空中の光速 c とは、 $v_0 = c/n_{eq0}$ (n_{eq0} : 戻り光がないときの導波路の等価屈折率) の関係にある。また、式(5-8)を変形すると

$$S_{p0} g' = \frac{4\pi^2}{v_0^2} \cdot \frac{f_r^2}{\alpha_{th}} \quad (5-9)$$

となる。

式(5-9)を式(5-7)に代入することにより、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
f_c &= \frac{1+\alpha^2}{\alpha^4} \cdot \frac{S_{p0}^2 g'^2 L^2}{|C|^2} = \frac{1+\alpha^2}{\alpha^4} \cdot \frac{\left(\frac{4\pi^2}{v_0^2} \cdot \frac{f_r^2}{\alpha_{th}}\right)^2 \cdot L^2}{|C|^2} \\
&= \frac{16\pi^4}{\left(\frac{c}{n_{eq0}}\right)^4} \cdot \frac{1+\alpha^2}{\alpha^4} \cdot \left(\frac{f_r^2}{\alpha_{th} \cdot |C|}\right)^2 \cdot L^2 \\
&= \frac{16\pi^4 n_{eq0}^4}{c^4} \cdot \frac{1+\alpha^2}{\alpha^4} \cdot \frac{f_r^4 L^2}{\alpha_{th}^2 \cdot |C|^2}
\end{aligned} \tag{5-10}$$

この式(5-10)を用いることにより、微分利得や共振器内のフォトン数の代わりに緩和振動周波数としきい値利得の値を用いて、コヒーレンスコラプスのオンセットを計算により求めることができる。

次に、式(5-10)と、前節で設計指針を得るために用いた修正戻り光パラメータ X' の定義式[式(5-6)]との関係を調べる。修正戻り光パラメータ X' の定義式[式(5-6)]は、

$$X' = A \cdot (C/L) \cdot \left[(1+\alpha^2)^{1/2} / f_r \right] \tag{5-11}$$

で表され、図 5-8 において、コヒーレンスコラプスのオンセット f_c と X' が相関関係にあるとして、両対数表示の図 5-8 の上に記載した相関直線（点線で表示）の式を

$$\log_{10}(X') = B_1 \cdot \log_{10}(f_c) + B_2 \tag{5-12}$$

で表すと、

$$X' = 10^{B_2} \cdot f_c^{B_1} \tag{5-13}$$

の関係が成り立つことになる。ここで、 B_1 、 B_2 は、定数である。図 5-8 において、点線の傾きが約-0.5 になっていることから、式(5-13)は、

$$X' \approx 10^{B_2} \cdot f_c^{-1/2} = 10^{B_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_c}} \quad (5-14)$$

と表すことができ、

$$f_c \approx \left(10^{B_2}\right)^2 \cdot \frac{1}{X'^2} = \frac{10^{2B_2}}{A^2} \cdot \frac{1}{1+\alpha^2} \cdot \frac{L^2}{C^2} \cdot f_r^2 \quad (5-15)$$

の関係が導かれる。

式(5-10)、式(5-15)を比較した結果、次数や式の形に違いはみられるが、どちらの式においてもコヒーレントコラプスのオンセット (f_c) は、緩和振動周波数 (f_r) が増加すると増加し、線幅増大係数 (α) が増加すると減少する関係になった。戻り光結合係数 (C)、共振器長 (L) については、2つの式は同じ関係にあるため、実験結果から求めた現象論的な関係式(5-15)と、Injection locking model を使って電界のレート方程式から解析的に導出した式(5-10)は、各パラメータに対して同じ傾向を示す。よって、前節で現象論的に導入した式(5-6)をもとに打ち立てた高反射耐性化の設計指針は妥当であると言える。

5.6 まとめ

光送信モジュールの抜本的な小型・低コスト化を図るために、DFB レーザのアイソレータフリー動作実現を目的として DFB レーザを用いた場合の反射戻り光の影響を調べ、直接変調動作時において戻り光による伝送特性劣化の主要因の検討を行った。その結果、コヒーレンスコラプスという現象が発生した時に、DFB レーザの変調波形が大きく劣化することを明らかにした。この結果から、コヒーレンスコラプスが起り始める時の戻り光量(コヒーレンスコラプス・オンセット)を大きくすることで、直接変調動作を行った場合の DFB レーザの伝送特性劣化を防ぐことが可能となることを見出した。

そこで、コヒーレンスコラプスの発生に関係する諸パラメータを統一して扱える設計指針として、Favre によって提案された戻り光パラメータ X に注目し、さらに、実験的にコヒーレンスコラプスの発生と因果関係があることが知られていた緩和振動周波数の項を付加した変更式を導入した。この式を使って計算される修正戻り光パラメータ X' の値と、実際の DFB レーザを使って測定したコヒーレンスコラプスのオンセットの値との関係を調べ、両者に相関関係があることを確認した。これにより、本研究で考案した修正戻り光パラメータ X' の式が設計指針として有効であることを確かめ、高反射耐性化のための4つの設計指針を導出した。

さらに、導出した設計指針に基づいて、高反射耐性化を図った DFB レーザを作製し、相対雑音強度 (RIN) の戻り光依存性を評価した結果、コヒーレンスコラプスのオンセットを2%

まで向上させることに成功し、設計指針の妥当性を実験的に検証することができた。

また、Favre によって定義された本来の戻り光パラメータ X の式に緩和振動周波数 (f_r) の項を現象論的に追加した修正戻り光パラメータ X' の式について、廣野らによって解析的に導出されたコヒーレンスコラプスのオンセットの理論式を用いて検証を行い、その妥当性を確認した。

導出された設計指針は、光アクセスネットワークやデータ通信ネットワークで使用されている NRZ 信号での直接変調動作を行う DFB レーザに対して有効な手法であり、光送信モジュールの小型・低コスト化に貢献することが期待される。

5.7 参考文献

- [1] Y. Yoshikuni, H. Kawaguchi, and T. Ikegami, "Intensity fluctuation of 1.5 μm InGaAsP/InP distributed feedback lasers involving the optical feedback effect," IEE Proc., vol. 132, Pt. J, no. 1, pp. 20-27, 1985.
- [2] R. W. Tkach, and A. R. Chraplyvy, "Regimes of feedback effects in 1.5- μm distributed feedback lasers," IEEE J. Lightwave Technol., vol. LT-4, pp. 1655-1661, 1986.
- [3] D. Lenstra, B. H. Verbeek, and A. J. Den Boef, "Coherence collapse in single mode semiconductor lasers due to optical feedback," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-21, pp. 674-679, 1985.
- [4] B. R. Clarke, "The Effect of reflections on the system performance of intensity modulated laser diodes," IEEE J. Lightwave Technol., vol. LT-9, pp. 741-749, 1991.
- [5] C. H. Henry, and R. F. Kazarinov, "Instability of semiconductor lasers due to optical feedback from distant reflectors," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-22, pp. 294-301, 1986.
- [6] N. Schunk, and K. Petermann, "Numerical analysis of the feedback regimes for a single-mode semiconductor laser with external feedback," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-24, pp. 1242-1247, 1988.
- [7] B. Tromborg, and J. Mork, "Nonlinear injection locking dynamics and the onset of coherence collapse in external cavity lasers," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-26, pp. 642-654, 1990.
- [8] 鹿田實、山口昌幸、水戸郁夫、「AR コート DFB-DC-PBH LD の反射戻り光雑音の評価」、昭和 59 年度 (1984 年) 信学会光・電波部門全国大会、261.
- [9] M. Kume, H. Shimizu, K. Itoh, and I. Teramoto, "Reduction of feedback-induced noise by high-reflectivity facet coating in single longitudinal mode semiconductor lasers," Appl. Phys. Lett., 45, pp. 1260-1262, 1984.
- [10] K. Kawano, T. Mukai, and O. Mitomi, "Optical output power fluctuation due to reflected lightwaves in laser diode modules," IEEE J. Lightwave Technol., vol. LT-4, pp. 1669-1677, 1986.
- [11] A. Ohishi, N. Chinone, M. Ojima, and A. Arimoto, "Noise characteristics of high-frequency superposed laser diodes for optical disc systems," Electron. Lett., vol. 20, pp. 821-822, 1984.

- [12] 吉川則之、条雅博、清水祐一、浜田健、渋谷隆夫、伊藤国雄、「高周波重畳による半導体レーザの戻り光雑音低減法の改善」、昭和 60 年度（1985 年）信学会半導体・材料部門全国大会、329.
- [13] Y. Nakano, Y. Deguchi, K. Ikeda, Y. Luo and K. Tada, "Reduction of excess intensity noise induced by external reflection in a gain-coupled distributed feedback semiconductor laser," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 27, no. 6, pp. 1732-1735, 1991.
- [14] T. Hirono, T. Kurosaki and M. Fukuda, "A novel analytical expression of sensitivity to external optical feedback for DFB semiconductor lasers," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 28, no. 12, pp. 2674-2677, 1992.
- [15] T. Kurosaki, T. Hirono, and M. Fukuda, "Suppression of external cavity modes in DFB lasers with a high endurance against optical feedback," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 6, no. 8, pp. 900-902, 1994.
- [16] Y. Huang, T. Okuda, K. Shiba and T. Torikai, "High-yield external optical feedback resistant partially corrugated waveguide laser diodes," *IEEE J. Selected Topics in Quantum Electron.* vol. 5, no. 3, pp. 435-441, 1999.
- [17] F. Grillot, B. Thedrez and G. H. Duan, "Feedback sensitivity and coherence collapse threshold of semiconductor DFB lasers with complex structures," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 40, no. 3 pp. 231-240, 2004.
- [18] S. H. Lee, N. Tajima, T. Shindo, D. Takahashi, N. Nishiyama and S. Arai, "High optical feedback-tolerance of distributed reflector lasers with wire-like active regions for high speed isolator-free operation," *OSA/CLEO/IQEC Tech. Dig.*, CTuH5, 2009.
- [19] K. Nakamura, S. Miyamura and H. Yaegashi, "Optical feedback-tolerant gain-coupled DFB lasers for isolator-free modules in the access networks," *IEICE Trans. Electron.* vol. E93-C, no. 7, pp. 1165-1171, 2010.
- [20] 河野健治、「光デバイスのための光結合系の基礎と応用」、第 5 章、現代工学社、1991 年.
- [21] T. Kurosaki, T. Hirono and M. Fukuda, "Distributed-feedback laser with a high endurance level against optical feedback," *OFC Tech. Dig.* 5, FB4, pp. 273-274, 1992.
- [22] 伊藤良一、中村道治共編、「半導体レーザ [基礎と応用]」、第 8 章 (茅根直樹著)、P. 178、培風館、1989 年.
- [23] F.Favre, "Theoretical analysis of external optical feedback on DFB semiconductor lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-23, no. 1, pp. 81-88, 1987.
- [24] R. Lang and K. Kobayashi, "External Optical Feedback Effects on Semiconductor Injection Laser Properties," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-16, no. 3, pp. 347-355, 1980.
- [25] M. Yamada and K. Sakuda, "Analysis of almost-periodic distributed feedback slab waveguides via a fundamental matrix approach," *Applied Optics*, vol. 28, no. 16, pp. 3474-3478, 1987.
- [26] Y. Yoshikuni and G. Motosugi, "Multielectrode distributed feedback laser for pure frequency

modulation and chirping suppressed amplitude modulation,” *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, no. 4, pp. 516-522, 1987.

- [27] T. Hirono, T. Kurosaki, and M. Fukuda, “Transition from the lowest linewidth mode operation to coherence collapse in a semiconductor laser with feedback from a distant reflector,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 829-834, 1996.
- [28] R. Lang, “Injection locking properties of a semiconductor laser,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-18, no. 6, pp. 976-983, 1982.

第6章 可飽和吸収体を用いた高反射耐性

DFB レーザ構造の設計方法

6.1 まえがき

前章では、戻り光量と RIN の因果関係を明確にし、その結果から反射戻り光に対する耐性を向上させるための DFB レーザの設計指針を導出した。また、実際にその設計指針に則り高反射耐性化を図った DFB レーザを作製し、コヒーレンスコラプスのオンセットが 2% となる高い反射戻り光耐力を有することを実証した。しかし、外部共振器モードに起因する RIN_{peak} については、DFB レーザが戻り光量の大きな状態でもコヒーレンシーを保持していることから、図 5-5 に示す従来の DFB レーザよりも大きくなることが分かった。この場合、DFB レーザにおいては、コヒーレンスコラプスの発生は抑圧されているが、光出力パワーや発振波長の変動が生じるため、位相雑音や周波数雑音は抑圧できていないという新たな課題が見出された。このことは、DFB レーザを変調せずに動作させる電界吸収型変調器集積光源 (EA-DFB) や波長可変 DFB レーザアレイ (Tunable DFB laser array: TLA) 等のモノリシック集積素子や第 3 章で述べたハイブリッド集積素子においては、DFB レーザが高いコヒーレンシーを保持した状態で動作し、その上、DFB レーザの直前に光アイソレータを置くことができないため、反射戻り光の影響が深刻な問題となる。この課題を解決するためには、反射戻り光が DFB レーザの共振器内の発振光と結合しないようにすることが必要となる [1], [2]。そこで、本章では、前章で導出した設計指針の中で、反射戻り光とレーザ共振器内の発振光との結合の強さを表す戻り光結合係数 C に注目し、 C を小さくするための DFB レーザ構造について検討することとした。

一方、上述の集積素子において、反射戻り光が DFB レーザ内部の発光領域に結合することを抑圧する方法として、可飽和吸収領域を出射端面側に設けることは有効な手段の 1 つである。その理由は、次の通りである。DFB レーザは、出力光パワーが小さい時ほど反射戻り光の影響を受けやすく、出力光パワーが大きくなるほど、反射戻り光の影響を受けにくくなる。それに対し、可飽和吸収領域は、そこに入射する光のパワーが小さい時は大きな吸収係数を示し、入射する光のパワーが大きくなるほど吸収係数が小さくなるという特質を有している。従って、DFB レーザが反射戻り光の影響を受けやすい出力光パワーが小さい時ほど、戻り光を抑圧する効果を大きくすることができる。

この可飽和吸収領域を持つ半導体レーザの解析・設計には、一般的にレート方程式 [3], [4] が用いられるが、その場合、レーザ共振器内部における光の強度分布がほぼ一様であると近似できることが前提となる。しかし、DFB レーザは、活性層の上部もしくは下部に回折格子を有するため、その一部を可飽和吸収領域にした場合、可飽和吸収による光の減衰と、回折格子による反射が同時に起こる。その結果、内部での光の強度は不均一な分布を示すようになり、そのままではレート方程式を適用できないという課題があった。

そこで、本章では、分布ブラッグ反射型 (Distributed Bragg reflector : DBR) レーザの発振特性の解析に用いられてきた有効長、有効反射率、有効透過率の考え方[5]を導入し、可飽和吸収領域を有するDFBレーザ構造を、それと等価なFPレーザ構造に置き換えることによって、レート方程式解析の適用を可能にした。その結果、可飽和吸収領域の吸収係数を定量的に見積れるようになり、その値を用いてFマトリクス解析[6],[7]を行うことで、可飽和吸収領域の効果をとり込んだ形で戻り光結合係数Cの値を導出できるようにしたことを述べる。

6.2 解析モデルとアプローチ

6.2.1 解析モデル

図6-1は、本章で検討を行うDFBレーザの解析モデルを表したものである。レーザ共振器内への反射戻り光の帰還を抑圧する手段として、前方(出射端面側)に可飽和吸収領域を設けるようにした。本章では、以後、この領域を吸収領域と呼ぶことにする。また、可飽和吸収領域による光出力特性の劣化を補償する手段として、後方に分布反射器(DBR:distributed Bragg reflector)を導入することとした。この領域については、以後、後方反射領域と記載する。さらに、中央部の電流を注入してレーザ光を発振させる領域については、利得領域と名付けた。各領域の上部には分離された電極が形成された多電極構造となっている。活性層の組成は、3つの領域を通して同一組成の発振波長 $1.3\mu\text{m}$ のInGaAsPとした。そして、後方反射領域、利得領域、吸収領域の長さを、それぞれ、 L_r 、 L_g 、 L_a とし、それぞれの領域にお

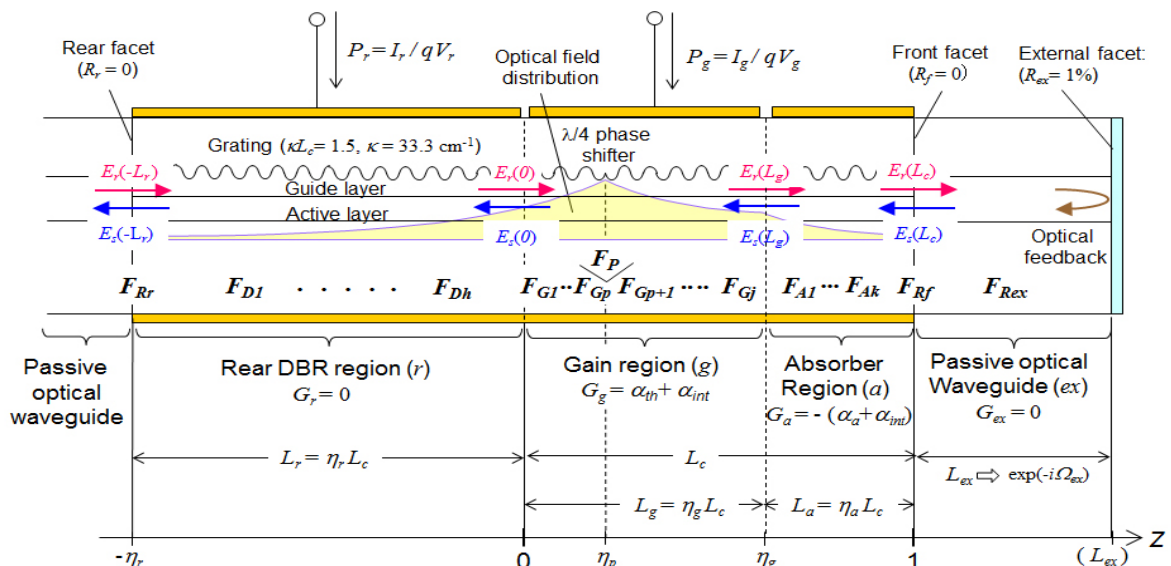


図6-1 吸収領域と後方反射領域を有するDFBレーザのC係数と外部微分量子効率を求めるための解析モデル。

「F」は各領域におけるFマトリクスを表している。

る光のパワー利得係数または吸収係数を、 G_r 、 G_g 、 G_a で表している。

本章で検討するDFBレーザは、Si基板やInP基板上で光導波路と突合せ接合することを前提に検討しているため、パッシブな光導波路との接合部（後方端面、前方端面）における反射率はゼロと仮定している。また、DFBレーザの出射端面側に集積された光導波路の先端にはARコーティングが施されていると仮定し、そこでの残留反射率を1%として、反射戻り光による特性の変化を解析することとした。図の中で用いられている各パラメータについては、後の6.2.2節～6.2.4節において解析式の中に用いられるパラメータとして説明する。なお、本素子は、小森らによって提案されているDR(Distributed-reflector)レーザ[8]と類似した構造となっているが、後方反射領域と利得領域の活性層を同一組成とし、後方反射領域に電流を注入して活性層を無損失化できるようにしている点で大きく異なっている。

6.2.2 Fマトリクス解析

図6-1において、各領域の長さは、利得領域の長さ(L_g)と吸収領域の長さ(L_a)を足し合わせた値($L_g+L_a=L_c$)で規格化した値(η_r , η_g , η_a , η_p)を用い、回折格子の結合パラメータ κL は、一般によく使用されている代表的な値として1.5に設定した。また、吸収領域における吸収係数の値を定義するために、各領域の長さを規格化する際の基準となる長さ L_c を450 μm に設定した。

図6-1のDFBレーザにおけるCパラメータの導出には、前章と同様、Fマトリクス解析[6],[7]を用いることとした。Fマトリクスは、レーザ共振器内をいくつかのセグメントに分割し、各セグメントにおいて右方向に進む電界(E_r)と左方向に進む電界(E_s)の関係を表す式を結合波理論から導出し、行列の要素として記述したもので、セグメントの並ぶ順序に従って行列をかけ合わせていくことで、DFBレーザ全体のFマトリクスを求めることができる。この解析手法は、図6-1のような複雑な構造のDFBレーザの発振特性を解析するのに有効である。図6.1には、各領域のFマトリクスが***F***という記号で表記されていて、DFBレーザ全体のFマトリクスは、次式で表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_r(L_c) \\ E_s(L_c) \end{bmatrix} &= F_{Rex} F_{Rf} F_{Ak} \cdots F_{A1} F_{Gj} \cdots F_{Gp+1} F_P F_{Gp} \cdots F_{G1} F_{Dh} \cdots F_{D1} F_{Rr} \cdot \begin{bmatrix} E_r(-L_r) \\ E_s(-L_r) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} f_{T11} & f_{T12} \\ f_{T21} & f_{T22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_r(-L_r) \\ E_s(-L_r) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6-1)$$

$$F_{Dh}, F_{Gj}, F_{Ak} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

$$f_{11} = \left(\cosh \gamma \Delta l + \frac{g \Delta l - i \delta \Delta l}{\gamma \Delta l} \cdot \sinh \gamma \Delta l \right) \exp(-i \beta_0 \Delta l) \quad (6-3)$$

$$f_{12} = -\frac{i\kappa\Delta l}{\gamma\Delta l} \cdot \sinh \gamma\Delta l \cdot \exp(-i\beta_0\Delta l - i\Omega_r) \quad (6-4)$$

$$f_{21} = \frac{i\kappa\Delta l}{\gamma\Delta l} \cdot \sinh \gamma\Delta l \cdot \exp(i\beta_0\Delta l + i\Omega_r) \quad (6-5)$$

$$f_{22} = \left(\cosh \gamma\Delta l - \frac{g\Delta l - i\delta\Delta l}{\gamma\Delta l} \sinh \gamma\Delta l \right) \exp(i\beta_0\Delta l) \quad (6-6)$$

$$\Delta l = (L_r + L_c) / N_D = (\eta_r + 1) / (h + j + k) \quad (6-7)$$

$$\beta_0\Delta l = (\Omega_f - \Omega_r) / N_D \quad (6-8)$$

$$F_P = \begin{pmatrix} \exp(-i\pi/2) & 0 \\ 0 & \exp(i\pi/2) \end{pmatrix} \quad (6-9)$$

$$F_{Rr} = \frac{1}{1 + \sqrt{R_r}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{R_r} \\ \sqrt{R_r} & 1 \end{pmatrix}, \quad F_{Rf} = \frac{1}{1 - \sqrt{R_f}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\sqrt{R_f} \\ -\sqrt{R_f} & 1 \end{pmatrix} \quad (6-10)$$

$$F_{Rex} = \frac{1}{1 - \sqrt{R_{ex}}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\sqrt{R_{ex}} \cdot \exp(i\Omega_{ex}) \\ -\sqrt{R_{ex}} \cdot \exp(-i\Omega_{ex}) & 1 \end{pmatrix} \quad (6-11)$$

上式で用いられた各パラメータは、以下の通りである。

- F_{Gj} : 利得領域における F マトリクス
- F_{Ak} : 吸収領域における F マトリクス
- F_{Dh} : 後方反射領域 (DBR 領域) における F マトリクス
- F_p : $\lambda/4$ 位相シフト部の F マトリクス
- F_{Rr} : 後方端面の F マトリクス
- F_{Rf} : 前方 (出射側) 端面の F マトリクス
- F_{Rex} : パッシブ光導波路端面 (外部反射点と仮定) の F マトリクス
- Ω_r : 後方端面における回折格子の位相
- Ω_f : 前方端面における回折格子の位相
- Ω_{ex} : 前方端面における反射戻り光の位相
- E_r : 前方 (出射方向) に伝搬する光 (前進波) の電界
- E_s : 後方に伝搬する光 (後進波) の電界
- β_0 : ブラッグ条件での伝搬定数 (= $m\pi/\Lambda$ 、 m : ブラッグ回折の次数 < 本解析では 1 に設定 >、 Λ : 回折格子の周期)
- β : 発振波長に対応した伝搬定数 (= $2\pi n_{eq}/\lambda$ 、 n_{eq} : 等価屈折率、 λ : 発振波長)
- δ : β の β_0 からのズレ (離調) (= $\beta - \beta_0$)
- N_D : F マトリクス解析のために分割された領域 (セグメント) の数

Δl : 分割された領域 (セグメント) の長さ

κ : 回折格子の結合係数 (前進波が回折格子で散乱されて後進波となる割合を表す係数)

g : 前進波、後進波の電界振幅に対する利得係数 ($g > 0$ の場合: 増幅、 $g < 0$ の場合: 吸収)

なお、回折格子の結合係数 κ については、各領域におけるキャリア密度の違いによる変化[7]は無視できるものと仮定し、すべての領域で同じ値 (33.3 cm^{-1}) とした。また、 γ は、 g 、 δ 、 κ を用いて、以下の関係式で定義される。

$$\gamma^2 = (g - i\delta)^2 + \kappa^2 \quad (6-12)$$

この解析において、後方反射領域を除いた DFB レーザの共振器は、10 個のセグメントに分割されている。従って、各セグメントの長さ $\Delta l = L_c/10$ となり、添え字の j と k は、 $j+k=10$ となる。式(6-3)と式(6-6)における利得係数 g は、光の電界振幅利得係数を表し、これは、パワー利得係数 G の半分の値となる ($g = G/2$)。

6.2.3 有効長、有効反射率、有効透過率を用いた等価モデルの導出

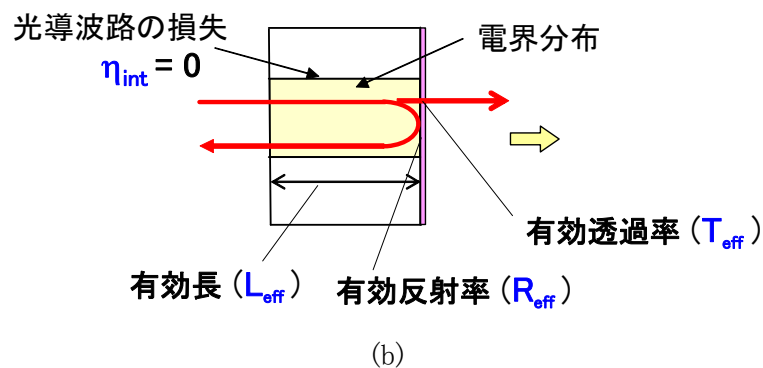
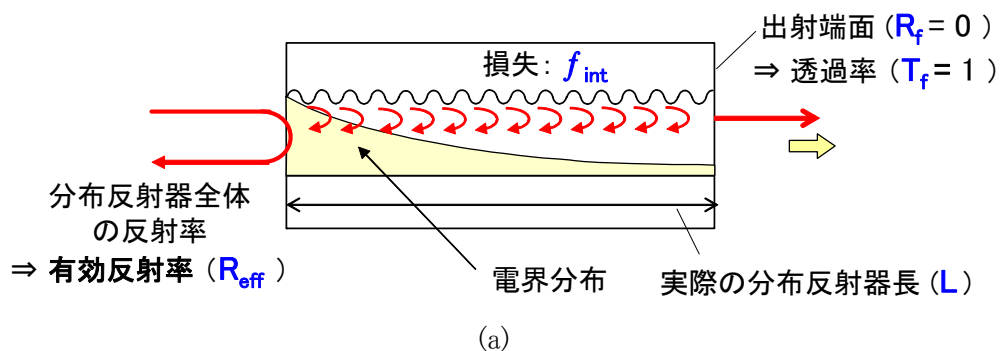


図 6-2 (a) 分布反射器の構造と (b) 有効長、有効反射率、有効透過率を用いた等価モデル

図 6-2(a)は、両端面に無反射 (AR) コーティングを施して端面反射率を 0 とした分布反射器 (DBR) の構造の模式図であり、図 6-2(b)は、有効長 (L_{eff})、有効反射率 (R_{eff})、有効透過率 (T_{eff}) の概念[5]を用いて、図 6-2(a)の構造と等価な FP 型共振器構造に置き換えた場合の解析モデルを示す。図 6-2(a)の分布反射器構造では、導波路内部における吸収損失の値を α_{int} と仮定しているが、その効果は、図 6-2(a)の等価解析モデルでは、有効反射率、有効透過率の値の中に取り込まれているために、光導波路における内部吸収損失の値は 0 (無損失) と仮定している。従って、等価解析モデル内での光導波路の電界分布は、共振器で一様な分布で表される。また、長さ L の光導波路に入射した光が、反対側の端面で反射されて戻ってくる時の位相遅れ (ϕ) は、伝搬定数を β として $\phi=2\beta L$ で表されることから、発振波長が回折格子の周期で規定されるブラッグ波長からズレたことによる位相変化分は $\Delta\phi=2\Delta\beta L$ と表される[9]。

式(6-5)と式(6-6)を用いて、 R_{eff} 、 T_{eff} 、 L_{eff} は、以下の式で計算される。

$$R_{\text{eff}} \Big|_{\delta \approx 0} = \left| -\frac{f_{21}}{f_{22}} \right|_{\delta \approx 0}^2 = \left| \frac{-i\kappa \tanh \gamma L}{\gamma - (g - i\delta) \tanh \gamma L} \cdot \exp(i\Omega) \right|_{\delta \approx 0}^2 \quad (6-13)$$

$$T_{\text{eff}} \Big|_{\delta \approx 0} = \left| -\frac{1}{f_{22}} \right|_{\delta \approx 0}^2 = \left| \frac{\gamma}{\gamma \cosh \gamma L - (g - i\delta) \sinh \gamma L} \cdot \exp(i\beta_0 L) \right|_{\delta \approx 0}^2 \quad (6-14)$$

$$L_{\text{eff}} \Big|_{\delta \approx 0} = \frac{1}{2} \frac{\partial \Omega}{\partial \delta} \Big|_{\delta \approx 0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{gL \cdot \left(\frac{1}{\cosh^2 \gamma L} - \frac{\tanh \gamma L}{\gamma L} \right) + \tanh^2 \gamma L}{\gamma \tanh \gamma L - g \tanh^2 \gamma L} \Big|_{\delta \approx 0} \quad (6-15)$$

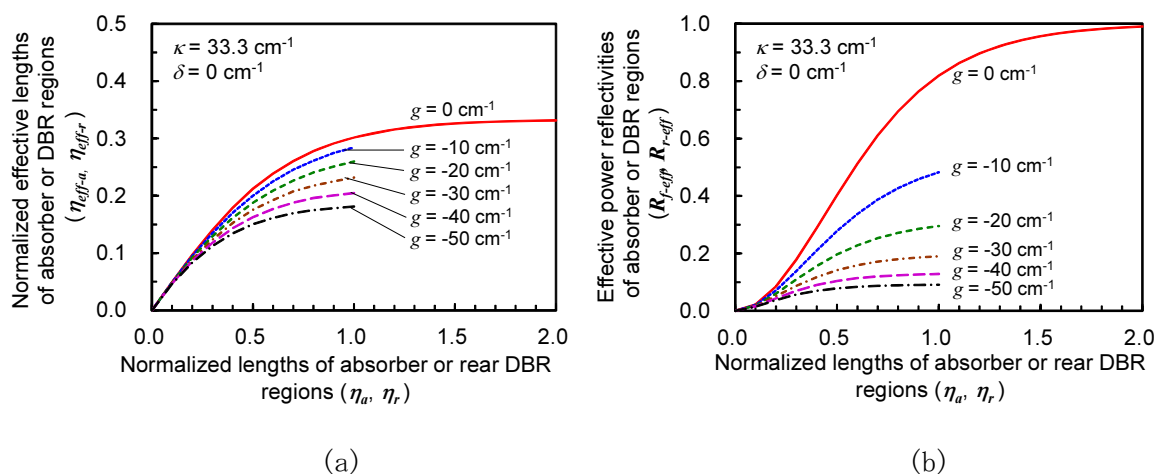


図 6-3 光導波路の吸収係数 g をパラメータとした (a) 有効長と (b) 有効反射率の計算結果

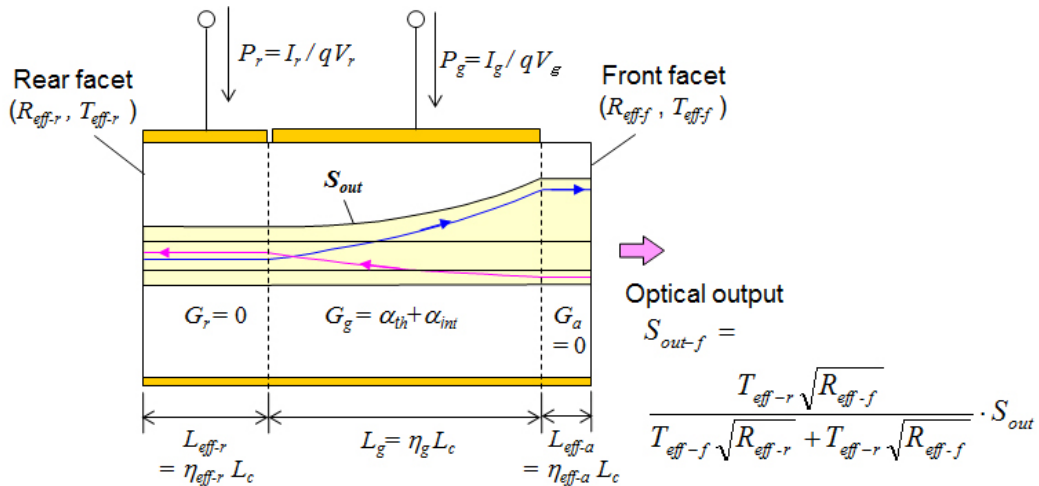


図 6-4 レート方程式解析を行うための等価モデル

図 6-3 (a)は、式(6-15)を用いて計算した、分布反射器の長さ(L_c で規格化した値： η_a 、 η_r)とそれに対する有効長 (L_c で規格化した値： η_{eff-a} 、 η_{eff-r})の値を、光導波路における吸収係数(g)をパラメータとしてプロットしたものである。また、図 6-3(b)は、式(6-13)を用いて計算した分布反射器の規格化長 (η_a 、 η_r)と有効反射率 (R_{f-eff} 、 R_{r-eff})の値を、導波路における吸収係数(g)をパラメータとしてプロットしたものである。

図 6-3 の結果において、有効長の値も有効反射率の値も分布反射器の長さに対して飽和する傾向を示しているが、これは、図 6-2(a)に示すように、回折格子による反射により、共振器内の電界分布が指数関数的に減少するため、ある長さを越えると電界がほとんど存在しなくなってしまうためである。また、それらの値は、共振器内の利得係数にも大きく依存し、後方反射領域における有効反射率の値を大きくするためには、光導波路の吸収係数をできるだけ小さくする必要があることが分かる。そこで、後方反射領域では、数 mA 程度の僅かな一定電流を注入し続けることにより、活性層におけるパワー利得係数(G_r)を 0 (無損失状態)に保つようにする方法を提案した。

図 6-1 の解析モデルで表した DFB レーザ構造を、本節で説明した有効長、有効反射率、有効透過率を適用して変換した等価モデルを図 6-4 に示す。図 6-1 のモデルでは後方反射領域と吸収領域において電界分布が指数関数的に減少するため、共振器全体では不均一な電界分布となっていたのに対し、図 6-4 のモデルでは、ほぼ平坦な電界分布が実現されており、レート方程式の適用が可能であると判断した。

6.2.4 レート方程式解析

6.2.2 節で述べた F マトリクスを用いる上で、吸収領域における吸収係数の導出方法が課題となった。吸収領域においては、活性層が材料として本来保有している内部吸収損失(α_{int})と、素子中央の電流が注入される利得領域で発生したレーザ発振光が吸収領域で吸収される

ことによって生成されるキャリア密度に依存する吸収損失(可飽和吸収： α_a)の両方を吸収損失として考慮する必要がある。そのためには、吸収領域において、レーザ発振光によって生成されるキャリア密度を見積もることが必要になる。そこで、双安定半導体レーザの解析に用いられてきた定常状態でのレート方程式解析[4]を用いることにした。また、レート方程式を適用できる前提として、共振器内の光の電界強度分布がほぼ一様であると近似できるようにするため、利得を持たない吸収領域と後方反射領域においては、6.2.3節で説明した有効長、有効反射率、有効透過率の考え方を導入した等価モデルを用いた[5]。

図 6-4 に示す等価解析モデルの各領域におけるキャリア密度と共振器全体で平均化された光子密度との関係は、以下の定常状態のレート方程式[4]で表される。

$$P_r - Bn_0^2 - \frac{n_0}{\tau_{nr}} = 0 \quad (6-16)$$

$$P_g - Bn_{eg}^2 - G_g(n_{eg})n_p v_g - \frac{n_{eg}}{\tau_{nr}} = 0 \quad (6-17)$$

$$-Bn_{ea}^2 - G_a(n_{ea})n_p v_g - \frac{n_{ea}}{\tau_{nr}} = 0 \quad (6-18)$$

$$n_p v_g [\eta_g G_g(n_{eg}) + \eta_{eff-a} G_a(n_{ea})] - \frac{n_p}{\tau_p} + \beta_{sp} B(\eta_{eff-r} n_{er}^2 + \eta_g n_{eg}^2 + \eta_{eff-a} n_{ea}^2) = 0 \quad (6-19)$$

上式における各パラメータについては、以下に示す。

P_r ： 後方反射領域における注入キャリア密度の励起率（増加する割合）

P_g ： 利得領域における注入キャリア密度の励起率（増加する割合）

n_0 ： 活性層が透明状態（無損失）になる時のキャリア密度

n_{eg} ： 利得領域におけるキャリア密度

n_{ea} ： 吸収領域におけるキャリア密度

n_p ： レーザ共振器内で平均化された光子密度

B ： 発光再結合係数

τ_{nr} ： 非発光再結合キャリア寿命

τ_p ： 光子寿命

G_g ： 利得領域におけるパワー利得係数 ($G > 0$)

G_a ： 吸収領域におけるパワー吸収係数 ($G < 0$)

v_g ： 共振器内における光の群速度

- β_{sp} : 自然放出光結合係数 (レーザ発振モードの光子数に含まれる自然放出光の割合)
- η_g : 後方反射領域を除いた DFB レーザの共振器長 L_c で規格化した利得領域長 (= L_g/L_c)
- η_{eff-a} : 後方反射領域を除いた DFB レーザの共振器長 L_c で規格化した吸収領域長 (= L_a/L_c)
- η_{eff-r} : 後方反射領域を除いた DFB レーザの共振器長 L_c で規格化した後方反射領域長 (= L_r/L_c)

ここで、後方反射領域と利得領域における注入キャリア密度の励起率 P_r と P_g については、電気素量 q と各領域の体積 (V_r 、 V_g) を用いて、次式で与えられる。

$$P_r = \frac{I_r}{qV_r} \tag{6-20}$$

$$P_g = \frac{I_g}{qV_g} \tag{6-21}$$

また、図 6-4 の等価解析モデルにおいて、レーザ共振器内で平均化された光子密度 n_p と、両端から放出される光出力パワー S_{out} 、及び、前方端面から出力される光出力パワー S_{out-f} は、式 (6-13)、式(6-14)を用いて、以下の式で表される。

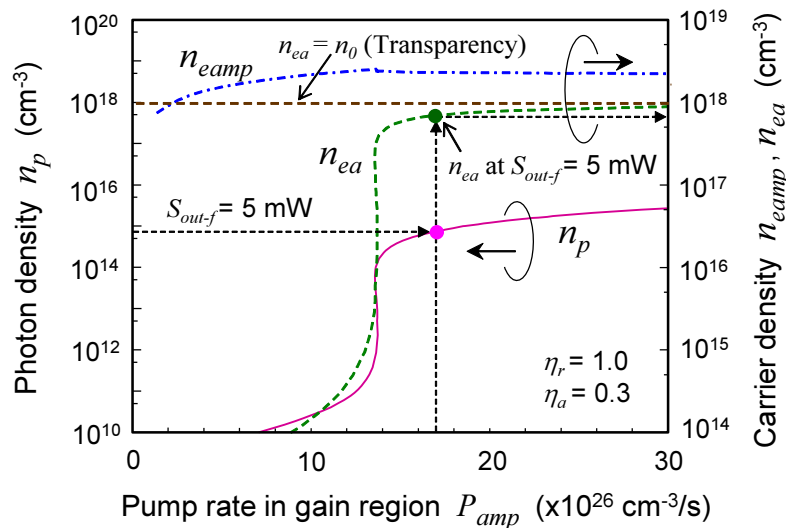


図 6-5 レーザ共振器中の平均光子密度、及び、利得領域、吸収領域におけるキャリア密度の利得領域への注入キャリア密度励起率に対する依存性

$$S_{out} = \frac{hc(V_r + V_g + V_a)n_p}{2\tau_p\lambda} \quad (6-22)$$

$$S_{out-f} = \frac{T_{eff-r}\sqrt{R_{eff-f}}}{T_{eff-f}\sqrt{R_{eff-r}} + T_{eff-r}\sqrt{R_{eff-f}}} \cdot S_{out} \quad (6-23)$$

表 6-1 1.3 μm 帯の埋込型半導体レーザのパラメータの値 [3]

Parameter	Symbol	Value
Carrier density in region i (i= r, g, a)	n_{ei}	—
Photon density in the laser cavity	n_p	—
Radiative recombination coefficient	B	$1.0 \times 10^{-10} \text{ cm}^3/\text{s}$
Group velocity of light	v_g	$7.5 \times 10^9 \text{ cm/s}$
Spontaneous emission coefficient	β_{sp}	10^{-5}
Optical power gain/absorption coefficient per unit length in region i (i= r, g, a)	G_i	$\Gamma \cdot a (n_{ei} - n_0) \text{ cm}^{-1}$
Optical field amplitude gain/absorption coefficient per unit length in region i (i= r, g, a)	g_i	$G_i/2 \text{ cm}^{-1}$
Gain constant for optical power	a	$2.5 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$
Carrier density at transparency	n_0	$1.0 \times 10^{-18} \text{ cm}^{-3}$
Optical confinement factor	Γ	0.3
Photon lifetime	τ_p	$1/[v_g(a_m + \alpha_{int})] \text{ s}$
Fabry-Perot mirror loss for optical power	α_m	$(1/2L) \cdot \ln[1/(R_r R_f)] \text{ cm}^{-1}$
Internal loss in laser cavity for optical power	α_{int}	40 cm^{-1}
Laser cavity length excepting the rear DBR region	L_c	$4.5 \times 10^{-2} \text{ cm}$
Facet power reflectivities of laser cavity	R_r, R_f	—
Non-radiative recombination lifetime in region i (i= r, g, a)	τ_{nri}	$1/(A_{nr} + C \cdot n_{ei}^2) \text{ s}$
Non-radiative recombination rate	A_{nr}	$1.0 \times 10^{-8} \text{ s}^{-1}$
Auger recombination coefficient	C	$3.0 \times 10^{-29} \text{ cm}^6/\text{s}$
Width of active layer	w	$2.0 \times 10^{-4} \text{ cm}$
Thickness of active layer	d	$2.0 \times 10^{-5} \text{ cm}$
Lasing wavelength	λ	$1.3 \times 10^{-4} \text{ cm}$

ここで、 h はプランク定数で、 c は真空中での光の速度を表す。式(6-16)～式(6-23)を用いた計算を行うにあたり、各パラメータの値としては、発振波長が $1.3 \mu\text{m}$ の InGaAsP を活性層とする埋込型半導体レーザを想定して、表 6-1 に示す値[3]を用いることにした。

図 6-5 は、式(6-13)～(6-23)と表 6-1 のパラメータの値を用いて、利得領域に注入するキャリア密度励起率(P_g)を 0 から $3 \times 10^{27} \text{ cm}^{-3}/\text{s}$ まで増加させた場合の、レーザ共振器中の平均光子密度、及び、利得領域、吸収領域におけるキャリア密度の変化を計算したものである。この図では、吸収領域と後方反射領域の規格化長(η_a 、 η_r)が、それぞれ、0.3、1.0 の場合の結果であり、発振しきい値付近で双安定特性が現れている。吸収領域でのキャリア密度 n_{ea} は、発振しきい値を越えると次第に増加し、共振器内の光子密度 n_p が増加するにつれ、吸収領域が透明状態($G_a = 0$)に近づくという結果が得られた。本検討においては、DFB レーザの動作条件として、前方端面からの光出力($S_{\text{out-f}}$)が 5 mW になる場合を考えることにした。その場合、式(6-22)と式(6-23)より、共振器内の平均光子密度(n_p)の値は、 $7.6 \times 10^{-14} \text{ cm}^{-3}$ になることが求められる。さらに、図 6-5 の結果を用いることにより、その時の吸収領域におけるキャリア密度(n_{ea})の値が $7.0 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ になること分かる。その後、前方端面からの光出力が 5 mW となる時の動作点付近において、利得係数は線形に近似できると仮定して、次式を用いて、吸収領域における吸収係数を導出する。

$$g_a = G_a / 2 = -(\alpha_a + \alpha_{\text{int}}) / 2 = -[\Gamma \cdot a(n_{ea} - n_0) + \alpha_{\text{int}}] / 2 \quad (6-24)$$

以上の方法により、前方からの光出力が 5 mW になる時の吸収領域における吸収係数の値は、 -31.3 cm^{-1} になると見積もることができる。

6.2.5 戻り光結合係数と外部微分量子効率の計算

前章の(5-4)式で定義した戻り光結合係数 C と、DFB レーザの高反射耐性を図る上で重要な特性パラメータである外部微分量子効率の計算方法について説明する。

前章で述べた通り、戻り光結合係数は、Favre によって導入されたレーザ共振器内の発振光と外部で反射されて戻ってきた光の結合の大きさを示すパラメータ[10]であり、反射戻り光が存在しない時のしきい値利得 g_{th} と、発振波長と回折格子の周期で規定されるブラッグ波長のズレに相当する伝搬定数 δ が、反射戻り光によって変化する量に依存するパラメータである。従って、式(5-4)は、次式のように表すことができる。

$$C = \frac{(g_{\text{th1}} - g_{\text{th0}})L_c - i(\delta_1 - \delta_0)L_c}{r \cdot \exp(-i\omega\tau)} = \frac{(g_{\text{th1}} - g_{\text{th0}})L_c - i(\delta_1 - \delta_0)L_c}{\sqrt{R_{\text{ex}}} \cdot \exp(-i\phi)} \quad (6-25)$$

ここで、 $g_{\text{th0}}L_c$ と δ_0L_c は、反射戻り光がない場合の規格化したしきい値利得と伝搬定数のズレを表し、 $g_{\text{th1}}L_c$ と δ_1L_c は、反射戻り光がある場合の規格化したしきい値利得と伝搬定数のズレ

を表している。r は、外部ミラーの電界振幅に対する反射率で、 τ は、DFB レーザと外部ミラーとの間をレーザ発振光が一往復するのに要する時間、 ω は、DFB レーザの発振光の角周波数、 ϕ は、DFB レーザの前方端面における反射戻り光の位相を表している。本検討において、 R_{ex} の値は 1% ($r=R_{ex}^{1/2}=0.1$) に固定した。また、 $g_{th0}L_c$ 、 δ_0L_c 、 $g_{th1}L_c$ 、 δ_1L_c の値は、すべて、式(6-1)～式(6-12)を用いた F マトリクス解析により、数値計算された値として導出した。なお、式(6-25)で算出される C 係数の値は、複素数のため、DFB レーザの高反射耐性化のための設計指標としては、その絶対値|C|を用いることとした。

一方、DFB レーザの両端面から出力される光出力パワーに対する外部微分量子効率(Q_E)は、一般に、次式で表される。[3]

$$Q_E = Q_{Ei} \cdot \frac{\alpha_m}{\alpha_m + \alpha_{int}} = Q_{Ei} \cdot \frac{\alpha_{th}}{\alpha_{th} + \alpha_{int}} = Q_{Ei} \cdot \frac{2g_{th} - \alpha_{int}}{2g_{th}} \quad (6-26)$$

ここで、 Q_{Ei} は、内部微分量子効率、 α_m は、レーザ共振器の両端面の反射率と共振器長で規定されるミラー損失係数 (FP レーザの場合)、 α_{int} は、レーザ共振器内の光導波路 (主に活性層) における内部吸収損失係数、 α_{th} は、DFB レーザにおいて、内部吸収損失 α_{int} を 0 (無損失) と仮定した場合の光パワーに対する発振しきい値利得、 g_{th} は、内部吸収損失 α_{int} を含めた DFB レーザの電界振幅に対するしきい値利得である。

本検討においては、吸収損失として、活性層全体で生じる内部吸収損失係数 α_{int} 以外に、吸収領域において、可飽和吸収による吸収損失係数 α_a (光パワーに対する係数) が付加されるため、式(6-25)をそのまま適用することができない。すなわち、 α_a は、活性層の一部分のみに生じる吸収損失の係数であるため、DFB レーザ共振器内部の全吸収損失の値を、単純に、 $\alpha_{int} + \alpha_a$ として算出することができない。そこで、式(6-1)～式(6-12)を用いた F マトリクス解析において、式(6-16)～式(6-24)を用いたレート方程式から算出される α_a の値を用いて導出した DFB レーザのしきい値利得 g_{th} (α_{int} と α_a が含まれた値、電界振幅に対する係数) と、 $\alpha_{int} = \alpha_a = 0$ として F マトリクス解析を行い、導出された DFB レーザのしきい値利得 α_{th} (α_{int} と α_a が含まれない値、光パワーに対する係数) を用いて、次式により算出することにした。

$$Q_E = Q_{Ei} \cdot \frac{\alpha_{th}}{2g_{th}} \quad (6-27)$$

さらに、前方端面から出力される光出力パワーに対する外部微分量子効率を Q_{Ef} として、本検討における DFB レーザの設計指標の 1 つとした。[11]

$$Q_{Ef} = Q_{Ei} \cdot \frac{\alpha_{th}}{2g_{th}} \cdot \frac{(1-R_f) \cdot |E_r(L_c)|^2}{(1-R_r) \cdot |E_s(-L_r)|^2 + (1-R_f) \cdot |E_r(L_c)|^2} \quad (6-28)$$

なお、上式において、内部量子効率の Q_{ei} 値は、1 と仮定した。

6.3 解析結果

図 6-6 は、図 6-1 の DFB レーザ構造において、可飽和吸収領域の長さ (η_a) と $\lambda/4$ 位相シフトの位置 (η_p) を変えた時の、戻り光結合係数 C (以降、 C 係数 $|C|$ と表記する)、しきい値利得 ($g_{th}L$)、しきい値利得差 ($\Delta g_{th}L$)、前方 (出射) 端面における外部微分量子効率 (Q_{ef}) の計算結果を比較したものである。これらの計算において、後方反射領域の長さ (η_r) と回折格子と共振器内の電界との結合パラメータ (κL_c) は、それぞれ 1.0 と 1.5 に固定とした。また、図 6-6(a) の C 係数 ($|C|_{mean}$) の計算結果は、回折格子の後方端面と前方 (出射) 端面での位相、及び、反射戻り光の位相を、 $0, 0.25\pi, 0.5\pi, 0.75\pi, \pi, 1.25\pi, 1.5\pi, 1.75\pi, 2\pi$ の 8 通りに変化させた場合の計 $8^3 = 512$ 個の値の平均値である。一方、しきい値利得

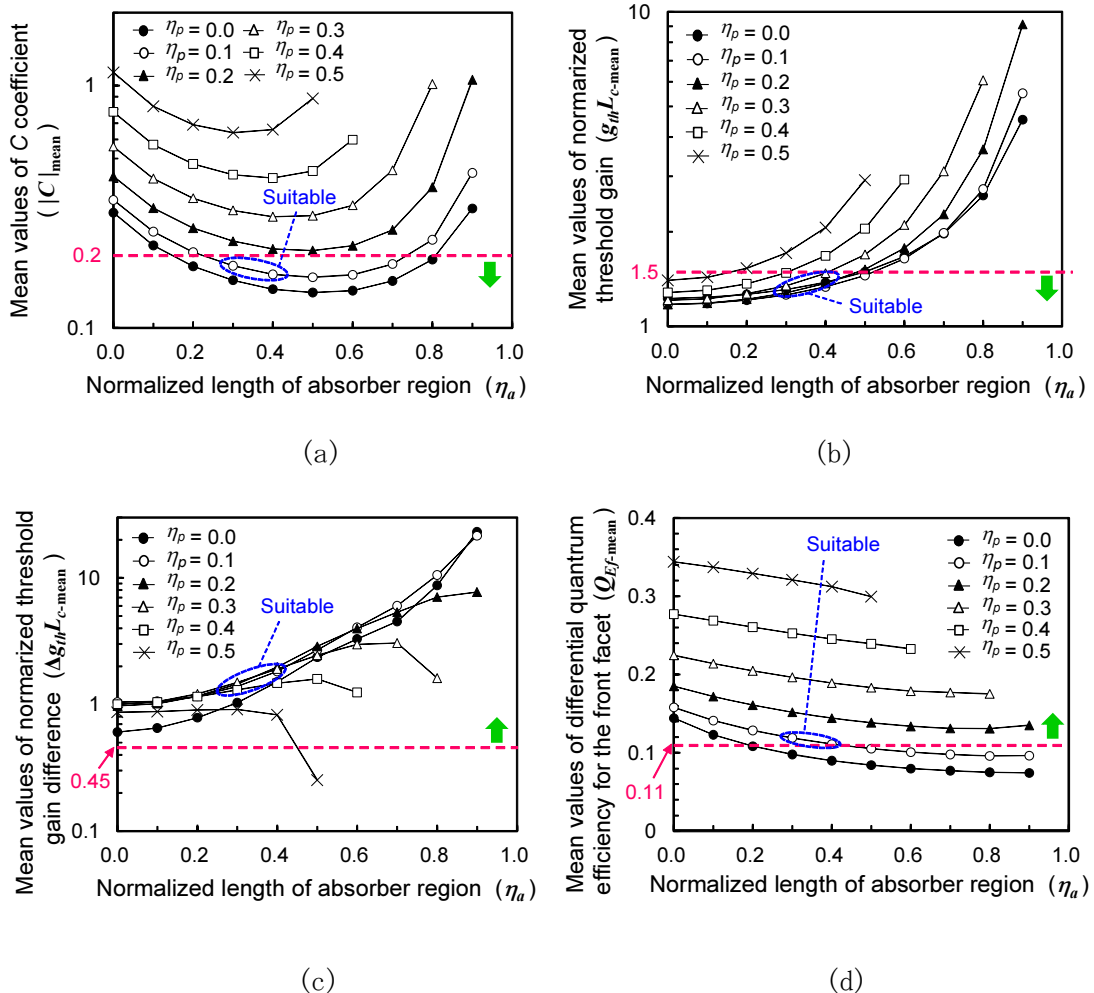


図 6-6 $\lambda/4$ 位相シフトの位置 (η_p) をパラメータとした (a) C 係数、(b) しきい値利得、(c) しきい値利得差、(d) 外部微分量子効率の平均値の可飽和吸収領域長に対する依存性。点線と矢印の向きは、設計目標を表している。

($g_{thL_{mean}}$)、しきい値利得差 ($\Delta g_{thL_{mean}}$) 及び前方 (出射) 端面における外部微分量子効率 ($Q_{Ef-mean}$) に関する図 6-6(b)~(d) の計算結果は、反射戻り光が無い場合について、 $8^2 = 64$ 個の値を平均したものである。

図 6-6 の計算結果から、最適な DFB レーザ構造を選ぶために、それぞれの特性項目に対して、 $|C|_{mean} < 0.2$ 、 $g_{thLc-mean} < 1.5$ 、 $g_{thLc-mean} > 1.0$ 、 $Q_{Ef-mean} > 0.11$ のガイドラインを定義した。これらは、C 係数と外部微分量子効率の間のトレードオフの関係を考慮しながら、安定な単一モード発振が可能な条件として決めたものである。上記のガイドラインをすべて満足できるものとして、 $\eta_a = 0.3$ 、 $\eta_p = 0.1$ と $\eta_a = 0.4$ 、 $\eta_p = 0.1$ の 2 種類の構造を選出した。

次に、図 6-6 で選出した素子構造のうち、 $\eta_a = 0.3$ 、 $\eta_p = 0.1$ の構造に対して、後方反射領域の長さ (η_r) を 0.5~2.0 の範囲で変えた場合の C 係数 ($|C|_{mean}$) と前方端面での外部微分量子効率の平均値を算出した結果を図 6-7(a) に示す。この結果で注目すべきは、図 6-6(a) と (d) において、トレードオフの関係にあった C 係数と外部微分量子効率が、後方反射領域の長さを長くすることで、共に改善されていることである。すなわち、前方に設けられた可飽和吸収領域における吸収の効果により C 係数を小さく抑えられると同時に、後方反射領域を長くした効果により外部微分量子効率を大きくできる。これは、後方端面が無反射条件を仮定しているため、共振器内でレーザ発振する光と反射戻り光が、共に後方端面での回折格子の位相の影響を受けることなく出射端面方向の光強度を強められることに起因していると考えられる。図 6-7(b) は、図 6-6(a) で $|C|_{mean}$ の値が最も小さくなる構造 ($\eta_r = 2.0$ 、 $\eta_a = 0.3$ 、 $\eta_p = 0.1$) の素子において、回折格子の端面位相を変えた時の C 係数 ($|C|$) の変動幅を表した度数分布図である。比較のために、同じくモノリシック集積素子として従来からよく使用されている、両端面が AR コーティングされ、共振器の中央に $\lambda/4$ 位相シフトが設けられた構造の素子についての計算結果も記載している。ここで、回折格子と共振器内の

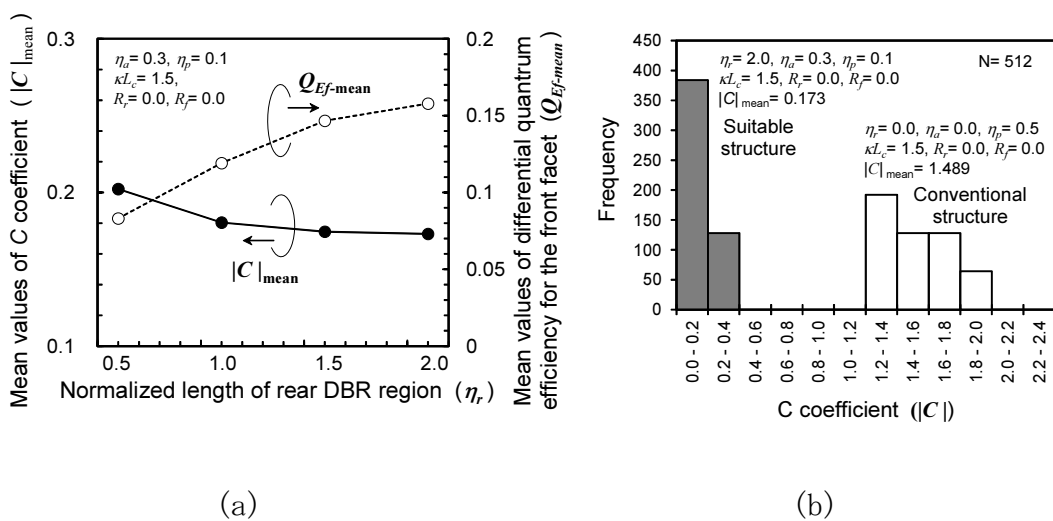


図 6-7 図 6-6 の結果から導出した最適構造の DFB レーザに関する (a) C 係数と外部微分量子効率の後方反射領域長に対する依存性と (b) 回折格子の端面位相を変えた時の C 係数の変動幅を表した度数分布 (従来構造の素子との比較)

電界との結合パラメータ (κL_c) と共振器長 (L_c) は同じ値 ($\kappa L_c = 1.5$, $L_c = 1.0$) にした。

本研究で導出した最適構造の DFB レーザでは、 $|C|$ は最悪の場合でも 0.4 以下の狭い範囲に抑えられているのに対し、従来構造の DFB レーザでは、1.2 から 2.0 の広い範囲で $|C|$ の値がばらついていることが分かる。このことは、反射戻り光の位相が絶えず変動しているような厳しい環境下においても、最適構造の DFB レーザでは、光出力強度や発振波長、発振光の位相の変動を小さく抑えられることができると見込まれる。また、 $|C|$ の平均値は、最適構造の素子では 0.173 となるのに対し、従来構造では 1.489 となり、最適構造を用いることで、従来よりも約 9.3 dB 反射戻り光耐性が改善できることを確認した。

6.4 まとめ

DFB レーザの光出力や発振波長を変動させる要因となっている反射戻り光による外部共振器モードの抑圧が可能な素子構造の設計を目的として、F マトリクス解析と定常状態のレート方程式を連携させた C 係数の導出方法を考案した。この設計手法により、出射端面側に可飽和吸収領域を設けた DFB レーザ構造に対しても、C 係数を定量的に算出できることを示し、 $\lambda/4$ 位相シフトの位置や数を変えた構造、後方端面側に DBR 領域を設けた構造、さらには、本章で述べたそれらを複合化させた構造の DFB レーザの構造を、系統的、且つ、定量的に設計できることを明らかにした。

また、上記の設計手法を用いた計算により、回折格子の結合パラメータ κL が、一般に広く用いられている 1.5 という値を維持しながら、C 係数の値を 0.173 という非常に小さな値にできる構造を見出すことができた。この 0.173 という C 係数の値を、従来構造の両端面が AR コーティングされていて、素子中央部に $\lambda/4$ 位相シフトがある DFB レーザで実現しようとすると、回折格子の結合パラメータ κL の値を 3.8 という非常に大きな値にする必要があるが、この場合、共振器中央部に電界が局在化しすぎてしまい、空間的なホールバーニングの発生によって、DFB レーザの発振が不安定になることが懸念される。

従って、今回、解析結果から見つけ出した構造の DFB レーザは、空間的なホールバーニングの発生の心配が少なく、且つ、外部量子効率の値も実用的な値が得られるという点で、非常に有望な高反射耐性 DFB レーザであると考えられる。

6.5 参考文献

- [1] M. Suhara, S. Islam, and M. Yamada, "Criterion of external feedback sensitivity in index-coupled and gain-coupled DFB semiconductor lasers to be free from excess intensity noise," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 30, no. 1, pp. 3-9, 1994.
- [2] T. Kurosaki, H. Hirono, and M. Fukuda, "Suppression of external cavity modes in DFB lasers with a high endurance against optical feedback," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 6, no. 8, pp. 900-902, 1994.
- [3] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, "Long-Wavelength Semiconductor Lasers," (Van Nostrand

Reinhold, New York, 1986).

- [4] H. Kawaguchi, "Absorptive and dispersive bistability in semiconductor injection lasers," *Optical and Quantum Electron.* vol. 19, pp. S1-S36, 1987.
- [5] F. Koyama, Y. Suematsu, S. Arai and T. E. Tawee, "1.5-1.6 μm GaInAsP/InP dynamic-single-mode (DSM) lasers with distributed Bragg reflector," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. QE-19, no. 6, pp. 1042-1051, 1983.
- [6] M. Yamada and K. Sakuda, "Analysis of almost-periodic distributed feedback slab waveguides via a fundamental matrix approach," *Applied Optics*, vol. 26, no. 16, pp. 3474-3478, 1987.
- [7] Y. Yoshikuni and G. Motosugi, "Multielectrode distributed feedback laser for pure frequency modulation and chirping suppressed amplitude modulation," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, no. 4, pp. 516-522, 1987.
- [8] K. Komori, S. Arai, Y. Suematsu, I. Arima and M. Aoki, "Single-mode properties of distributed-reflector lasers," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 25, no. 6, pp. 1235-1243, 1989.
- [9] 応用物理学会 編、伊賀 健一 編著、「半導体レーザー」、オーム社、pp. 281~288、1994.
- [10] F.Favre, "Theoretical analysis of external optical feedback on DFB semiconductor lasers," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-23, no. 1, pp. 81-88, 1987.
- [11] G. P. Agrawal and A. H. Bobeck, "Modeling of distributed feedback semiconductor lasers with axially-varying parameters," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 24, no. 12, pp. 2407-2414, 1988.

第7章 結論

7.1 本研究成果のまとめ

本研究では、様々な光アクセス／データ通信ネットワークにおいて求められる光送受信モジュールの抜本的な小型・低コスト化の実現を目指し、モジュール構成や実装を簡易化する方法を提案すると共に、それぞれの場合において技術課題を克服するための設計・解析方法の検討を行った。具体的には、レンズや光素子等のモジュールの構成部品数を減らすこと、光軸調心を行わない実装（パッシブアライメント実装）技術を適用すること、プラスチックによるパッケージ技術を高速なデバイスに適用すること、及び、光送信モジュールにおいて大きなコスト要因となっている光アイソレータを取り除くこと、の4つを指針とした。

第2章では、光送受信モジュールの抜本的な小型・低コスト化を図る方法として、従来の光送信用デバイスである半導体レーザと光受信用デバイスであるフォトダイオードの両方の機能を併せ持つ送受信一体型デバイス（送受ダイオード）の検討を行った。これまで高精度な評価が困難であった送受ダイオードの送受信切換特性において、等価回路解析とインピーダンスの周波数特性の実測を組み合わせた新しい評価方法を考案し、従来型 pn 埋込構造の高速 LD モジュールに比べ、送受ダイオードでは切換時間を約 1/20 (1 μ s 以下) にまで短くできることを明らかにした。これは、30 Mbit/s の信号を 500 bit 以上多く受信することが可能となり、より高効率での一心双方向伝送を実現できることを示すことができた。また、過渡応答時の活性層における非線形を考慮した場合の考察を行い、切換後 50 ns 程度までは放電特性に遅れが生じるが、その後は従来の等価回路モデルを用いた場合と同じ特性になることを確認した。

第3章では、ATM-PON システムへの適用を目指した小型・低コスト光送受信モジュールとして、PLC プラットフォームとパッシブアライメントを用いたハイブリッド集積光送受信モジュールを考案し、その作製方法や特性に関する検討を行った。ここでは、LD から受信 PD への電気クロストークを抑制することが重要課題となった。まず、-40 dBm の受信感度を送受信同時動作時に実現するための設計目標として、電気クロストークを-100 dB 以下に抑圧する必要があることを導出した。次に、3次元電磁界解析ツールを使って、PLC プラットフォームのレイアウト設計と光トランシーバボードにおけるグランド分離帯幅の設計を行い、LD と受信 PD の間に 9 mm 以上の距離を設け、分離帯幅については 3 mm 以上にするこで、電気クロストークを-100 dB 以下に抑圧できることを明確にした。実際に、設計結果に基づいた PLC ハイブリッド集積光送受信モジュールと 156 Mbit/s のバースト信号に対応した CMOS IC (LD ドライバ、AGC アンプ) を搭載した光トランシーバを作製し、送受信同時動作時において-34 dBm 以下の受信感度特性が得られ、送受信同時動作による受信感度劣化（パワーペナルティ）を 0.3 dB 以下に抑圧できていることを実証した。

第4章では、10 Gbit/s 級高速光受信モジュールの低コスト化を目的にプラスチックパッ

ケージ技術とパッシブアライメント実装技術を用いた 10 Gbit/s 光受信モジュールの検討を行った。3次元電磁界解析を用いてプラスチックパッケージ上のテーパ状の高速信号配線を実現し、また、ガラス V 溝基板と端面光入射屈折型フォトダイオードを用いたパッシブアライメント実装と Si バイポーラプリアンプ IC のベアチップ実装により高速受信動作を可能にした。その結果、作製したモジュールにおいて消費電力 485 mW、3 dB 受信帯域 7.7 GHz、10 Gbit/s での最小受信感度 -14 dBm 以下の良好な受信特性が得られることを実証した。

第 5 章では、光送信モジュールの抜本的な小型・低コスト化を図るために、DFB レーザのアイソレータフリー動作実現を目的として反射戻り光の影響を調べ、直接変調動作時における戻り光による伝送特性劣化要因がコヒーレンスコラプスであることを明らかにした。続いて、コヒーレンスコラプスの発生に関係する諸パラメータを統一して扱える指標として、Favre によって提案された戻り光パラメータ X に、現象論的に緩和振動周波数の項を付加した変更式を考案し、修正戻り光パラメータ X' と定義した。この X' の値と、実際の DFB レーザを用いて測定したコヒーレンスコラプスのオンセットの値との間に相関関係があることを確認した。これにより、本研究で考案した修正戻り光パラメータ X' の定義式をもとに、高反射耐性化のための 4 つの設計指針を導出した。また、設計指針に基づいて、高反射耐性化を図った DFB レーザを作製し、コヒーレンスコラプスのオンセットを 2 % まで向上できることを実証した。さらに、現象論的に導出した修正戻り光パラメータ X' の妥当性を検証するために、その後、廣野らによって解析的に導出されたコヒーレンスコラプスのオンセットの理論式を用いた考察を行い、修正戻り光パラメータ X' の式は、線幅増大係数 α が 1 よりも大きく、緩和振動周波数 f_r がダンピング周波数よりも小さい場合には妥当であることを確認した。

第 6 章では、DFB レーザの光出力や発振波長を不安定化させる要因となっていた外部共振器モードの影響を抑圧できる素子構造の設計を目的として、F マトリクス解析と定常状態のレート方程式を連携させた C 係数の導出方法を考案した。この設計手法により、出射端面側に可飽和吸収領域を設けた DFB レーザ構造に対しても、C 係数を定量的に算出できることを示し、 $\lambda/4$ 位相シフトの位置を変えた構造、後方端面側に DBR 領域を設けた構造、さらには、本章で述べたそれらを複合化させた構造の DFB レーザの構造を、系統的、且つ、定量的に設計できることを明らかにした。さらに、上記の設計手法を用いた計算により、回折格子の結合パラメータ κL が、空間的ホールバーニングの影響を受けにくい 1.5 という値を維持しながら、C 係数の値を 0.173 という非常に小さな値にできる構造を見出した。

本研究で導き出された設計及び解析手法は、本論文の中で適用対象とした光アクセス/データ通信ネットワーク用の光送受信モジュールに限定されたものではなく、今後、ますます高速・大容量化されていく光ネットワークにおいて必要とされる様々な種類の光デバイスや光モジュールの設計に適用できるものであり、今後の光通信システムの発展に寄与できると確信している。

7.2 研究成果の展開

本研究は、研究開始より約 25 年が経過しているため、技術的、経済的動向に伴い研究開始当初に設定した目標から異なった技術が実用化された物もある。そこで、表 7-1 でまとめた 4 項目について本研究の成果に関連する現状の実用化技術の動向と、本研究で得られた成果の今後の展開についての説明を行う。

第 2 章で述べた送受ダイオードについては、光アクセスネットワークシステムやデータ通信ネットワークシステムにおいて、いずれも全二重通信方式が導入されたため、半二重通信（ピンポン伝送）を前提にした本デバイスは導入に至っていない。今後の展開の可能性としては、小型・低コスト化への要求が非常に厳しい短距離のイーサネット等に適用される可能性があると考えられる。

また、等価回路モデルを用いて回路パラメータの抽出を行い、回路の応答として素子の動特性を解析する手法は、通信方式とは無関係に、光送受信モジュールの動特性の評価・設計手法として用いられていくはずである。なぜなら、実際の変調波形における遅い時定数をもった放電電流の動作を観測により評価するのは難しいが、回路パラメータの抽出作業は、比較的簡単に行えるからである。

第 3 章で述べた PLC ハイブリッド集積光送受信モジュールは、光軸調心を行わないパッシブ・アライメント実装を適用することで、低コスト化技術として有望であるが、本モジュールの製造を行うためには、製造メカにおいて新たな製造設備の投資が必要となる。そのため、実際には既存設備を使って製造ができる TO-CAN を用いた光送受信モジュールがアクセスネットワークシステムやデータ通信ネットワークシステムにおいて導入されることとなっ

表 7-1 本研究の成果の現状と今後の可能性

	本研究の成果 (モジュール/デバイス)	現状(未導入の理由)	今後の可能性
①	送受信一体型デバイス (送受ダイオード)	・高速・大容量化に有利な 全二重光通信方式が導入 (送受信同時動作が必要)	・小型・低コスト化の要求が厳しい 短距離イーサネット 等に適用される可能性あり
②	PLCハイブリッド集積光送受信モジュール	・既存設備で製造可能な TO-CANパッケージ を用いたモジュール形態が普及	・100G/400Gイーサ用 多チャネル光送受信モジュール 等に適用される可能性あり
③	プラスチックパッケージを用いた高速(10 Gbit/s 級)光受信モジュール	・差動駆動方式の採用により既存設備で製造可能な TO-CANパッケージ での10G動作が可能になった。	・100G/400Gイーサ用の 高速光送受信モジュールの低コスト化 のために適用される可能性あり。
④	アイソレータフリー化が可能なDFBLレーザ	・ 光アイソレータが低コスト化 (20年で約 1/100)	・今後、高密度実装化が進み 集積素子の普及 により導入される可能性有

た。

一方、第3章で検討した電気クロストーク抑圧のための設計・解析手法は、本研究で検討した同一基板上における送受信同時動作時の電気クロストークに対してだけでなく、今後普及が進むと予想される 100G イーサや 400G イーサにおいて用いられる小型・高密度多チャンネル光送信器や多チャンネル光受信器においても重要な課題となり、現在、電気クロストークを抑圧するためのモジュールの設計手法として、3次元電磁界解析ツールが広く使われている。

第4章で述べた 10 Gbit/s プラスチックパッケージ光受信モジュール（プラスチックパッケージ技術の適用による高速光送受信モジュールの抜本的な低コスト化）においても、10G 級の高速光送受信モジュールを含め、多くのシステムで TO-CAN パッケージを用いた光送受信モジュールが導入され、本研究の成果は導入には至っていない。それは、差動駆動方式の採用により、既存設備で製造可能な TO-CAN パッケージで 10 Gbit/s の動作が可能になったことが大きな要因になっていると考えられる。

しかし、本研究で考案した液晶ポリマーを用いた MID 型パッケージについては、その優れた高周波特性と軽量であること、そして形を自由に設計できるといった長所を活かし、PLC ハイブリッド集積技術やシリコンフォトニクスをベースとした小型・高密度多チャンネル光送受信モジュール用のパッケージとして導入される可能性がある。

第5章で述べた光送信モジュールのアイソレータフリー化については、光アイソレータの価格が 20 年間で約 1/100 になったこともあり、FP レーザを搭載した比較的低速で短距離用の光送信モジュールには光アイソレータが用いられていないものもあるが、反射戻り光に敏感な DFB レーザを光源とする高速の光送信モジュールには、採用されている例は見られない。

しかし、現在、データセンタ内での導入を目指しているシリコンフォトニクスやモノリシック集積技術を用いた超小型の集積光デバイスにおいては、集積可能な半導体光アイソレータが、まだ、実用化されていないため、DFB レーザの光出力側に光アイソレータを置くことができない。従って、6章で述べたデバイス構造やその設計・解析手法が活用される可能性があると考えられる。

さらに、2章で述べた送受ダイオードの発展形態の1つとしては、同じ構造の素子を送信用、または、受信用の素子として第3章で述べたハイブリッド集積光送受信モジュールに搭載できるようにすることも考えられる。すなわち、半導体レーザとフォトダイオードという2種類の光素子を別々に作製しなくてもよくなるため、ハイブリッド集積光送受信モジュールのさらなる低コスト化が可能となる。また、第4章で述べた高速動作に適したプラスチックパッケージを、2章、3章、5章、6章で述べた光送受信モジュールのパッケージとして適用することで、一層の小型・低コスト化だけでなく、軽量化も図ることができ、人工衛星や航空機等への搭載を含め、新たな分野での利用を促進できる可能性がある。

以上、本研究で導き出された設計及び解析手法は、本論文の中で適用対象とした光アクセス/データ通信ネットワーク用の光送受信モジュールに限定されたものではなく、今後、ますます高速・大容量化されていく光ネットワークやそれ以外の利用分野において必要とされる

様々な種類の光デバイスや光モジュールの設計に適用できるものであり、今後の光通信システムの発展に寄与できると確信している。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、懇切なる御指導と御助言、御助力を賜りました奈良先端科学技術大学院大学 物質創成科学研究科 超高速フォトニクス研究室の河口 仁司 名誉教授、片山 健夫 助教に謹んで感謝の意を表します。また、貴重なご教授とご討論を賜りました同研究科の柳 久雄 教授、太田 淳 教授、浦岡 行治 教授、冬木 隆 教授（現在、御退職）、黄 晋二 准教授（現在、青山学院大学 理工学部 電気電子工学科 准教授）、中村 雅一 教授に心から感謝します。

また、本研究の第2章～第5章の内容は、著者が日本電信電話株式会社（NTT）の研究所における研究業務の一環として行ったものであり、NTT 研究所の多くの皆様に御指導、御支援、御協力を賜りました。

本研究の機会を賜りました車田 克彦 元研究部長（現在、御退職）、都築 信頼 元プロジェクトリーダー（現在、御退職）、中野 純一 元プロジェクトリーダー（現在、御退職）、土屋 治彦 元研究部長（現在、山梨大学 客員教授）、吉田 淳一 元研究部長（現在、千歳科学技術大学 教授）、東野 俊一 元プロジェクトマネージャ（現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社）、小口 喜美夫 元プロジェクトマネージャ（現在、成蹊大学 教授）、鳥羽 弘 元プロジェクトマネージャ（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）、東盛 裕一 元研究部長（現在、ツルギフォトニクス財団 代表理事）、大橋 弘美 元研究部長（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）に深く御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり、御支援を賜りました本杉 常治 元研究グループリーダー（現在、御退職）、今村 義宏 元研究グループリーダー（現在、御退職）、杉江 利彦 元研究グループリーダー（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）、石原 昇 元研究グループリーダー（現在、東京工業大学 教授）、鈴木 安弘 元研究グループリーダー（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）、加藤 和利 元研究グループリーダー（現在、九州大学 教授）、赤津 祐史 元研究グループリーダー（現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社）、岡田 顕 元研究グループリーダー（現在、NTT デバイスイノベーションセンター 所長）、米山 幹夫 元研究グループリーダー（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）、三条 広明 元研究グループリーダー（現在、ディレクタ）、木村 俊二 元ディレクタ（現在、プロジェクトマネージャ）、村田 浩一 元プロジェクトマネージャ（現在、御退職）、荒武 淳 グループリーダー、金子 明正 プロジェクトマネージャに厚く御礼申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、御指導、御鞭撻を賜りました福田 光男 元主幹研究員（現在、豊橋技術科学大学 教授）、廣野 卓夫 元主任研究員（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）、玉村 敏昭 元主幹研究員（現在、御退職）、吉国 裕三 元主幹研究員（現在、北里大学 教授）、狩野 文良 元主幹研究員（現在、NTT エレクトロニクス株式会社）、内田 直人 元主幹研究員（現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社）、板屋 義夫 元所長（現在、

御退職)、岡安 雅信 元主任研究員(現在、華為技術日本<ファーウェイ・ジャパン>株式会社)に心より感謝申し上げます。

本研究において、素子作製や設計・解析、組立・実装、特性評価、信頼性評価等で御指導、御協力を賜りました山本 瑗夫 元主幹研究員(現在、御退職)、市川 二三夫 元主任研究員(現在、御退職)、松本 信一 元主任研究員(現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社)、関 俊司 元主幹研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、中村 誠 元主幹研究員(現在、岐阜大学 教授)、須崎 泰正 元主幹研究員、河野 健治 元主幹研究員(現在、御退職)、三富 修 元主幹研究員(現在、御退職)、脇田 紘一 元主幹研究員(現在、御退職)、湯田 正弘 元主任研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、岡田 賢治 元主幹研究員(現在、御退職)、山田 博希 元主幹研究員(現在、御退職)、山田 泰文 元主幹研究員(現在、NEL クリスタル株式会社 社長)、橋本 俊和 主幹研究員(現在、研究グループリーダー)、木村 秀明 主席研究員、柳澤 雅弘 元主任研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、井上 靖之 元主幹研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、赤堀 裕二 元主任研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、川口 悦弘 元主任研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、笠谷 和生 元主任研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、界 義久 元プロジェクトマネージャ(現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社)、吉野 薫 元主任研究員(現在、御退職)、和田 正人 元主幹研究員(現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社)、吉本 直人 元主幹研究員(現在、千歳科学技術大学 教授)、村本 好史 主任研究員、首藤 義人 元主任研究員(現在、NTT アドバンステクノロジー株式会社)、天野 道之 元主幹研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、横山 健児 元主幹研究員(現在、株式会社 NTT ファシリティーズ)、田所 貴志 元主任研究員(現在、東京電機大学 教授)、深野 秀樹 元主任研究員(現在、岡山大学 教授)、田村 保暁 元主任研究員(現在、NTT エレクトロニクス株式会社)、大木 明 元主任研究員(現在、株式会社 WaveCyber)、遠藤 潤 研究員、石井 啓之 主幹研究員、進藤 隆彦 研究員、布谷 伸浩 主任研究員に深く感謝申し上げます。

日頃より有意義な御助言や御討論、激励の御言葉を賜りました NTT 研究所の皆様、NTT エレクトロニクス株式会社の皆様、NTT アドバンステクノロジー会社の皆様に感謝申し上げます。

研究業績

<学位論文の主たる部分を公表した論文>

I. 論文 (フルペーパー)

1. 「Dynamic properties of a 1.3 μm light-emission-and-detection (LEAD) diode with a high mesa semi-insulating BH for subscriber TCM transmission」
Takeshi Kurosaki, Yuichi Tohmori, Mitsuo Fukuda, Makoto Nakamura, Hideaki Kimura, Shinichi Matsumoto, and Toshihiko Sugie
1996年公表、IEEE Journal of Lightwave Technology 誌、vol. 14, no. 11, pp. 2558-2566.
2. 「1.3/1.55- μm full-duplex WDM optical transceiver modules for ATM-PON (PDS) systems using PLC-hybrid-integration and CMOS-IC technologies」
Takeshi Kurosaki, Toshikazu Hashimoto, Noboru Ishihara, Yasuhiro Suzuki, Masahiro Yanagisawa, Hideaki Kimura, Makoto Nakamura, Yuichi Tohmori, Kazutoshi Kato, Yoshihiro Kawaguchi, Yuji Akahori, Yasufumi Yamada, Kuniharu Kato, Hiromu Toba, and Junichi Yoshida
1999年公表、IEICE Transactions on Electronics 誌、vol. E82-C, no. 8, pp. 1465-1474.
3. 「Low-cost 10-Gb/s optical receiver module using a novel plastic package and a passive alignment technique」
Takeshi Kurosaki, Yoshito Shuto, Takashi Tadokoro, Kenji Yokoyama, Jun Endo, Michiyuki Amano, Makoto Nakamura, Noboru Ishihara, and Yasuhiro Suzuki
2005年公表、IEEE Journal of Lightwave Technology 誌、vol. 23, no. 12, pp. 4257-4264.

II. レター論文

1. 「Suppression of external cavity modes in DFB Lasers with a high endurance against optical Feedback」
Takeshi Kurosaki, Takuo Hirono, and Mitsuo Fukuda
1994年公表、IEEE Photonics Technology Letters 誌、vol. 6, no. 8, pp. 900-902.

III. 国際会議予稿集

1. 「Distributed-feedback laser with a high endurance level against optical feedback」
Takeshi Kurosaki, Takuo Hirono, and Mitsuo Fukuda
1992年公表、Optical Fiber Communication Conference (OFC '92)予稿集、vol. 5, FB4, pp. 273-274.

IV. 特許出願 (国内)

1. 「分布帰還形半導体レーザ」特開平 4-17384、

- 黒崎 武志、福田 光男、1992 年公表（未請求取下げ）
2. 「分布帰還形半導体レーザー」特開平 5-48197、
黒崎 武志、福田 光男、廣野 卓夫 1993 年公表（拒絶査定）

< 参考論文 >

（題目、全著者名、公表時期、雑誌名、巻、ページ）

I. 論文（フルペーパー）

1. 「Transition from the lowest linewidth mode operation to coherence collapse in a semiconductor laser with feedback from a distant reflector」
Takuo Hirono, Takeshi Kurosaki, and Mitsuo Fukuda
1996 年公表、IEEE Journal of Quantum Electronics 誌、vol. 32, no. 5, pp. 829-834.
2. 「A 1.3/1.55- μm wavelength-division multiplexing optical module using a planar lightwave circuit for full duplex operation」
Toshikazu Hashimoto, Takeshi Kurosaki, Masahiro Yanagisawa, Yasuhiro Suzuki, Yuji Akahori, Yasuyuki Inoue, Yuichi Tohmori, Kazutoshi Kato, Yasufumi Yamada, Noboru Ishihara, and Kuniharu Kato
2000 年公表、IEEE Journal of Lightwave Technology 誌、vol. 18, no. 11, pp. 1541-1547.
3. 「High-speed, low-driving-voltage dual-drive InP-based Mach-Zehnder modulator」
Nobuhiro Kikuchi, Ken Tsuzuki, Takeshi Kurosaki, Yasuo Shibata, and Hiroshi Yasaka
2009 年公表、IEICE Transactions on Electronics 誌、vol. E92-C, no. 2, pp. 205-211.
4. 「A burst-mode APD-ROSA using reset signal with less than 100 ns response for 1G/10G-EPON Dual-Rate Optical Transceivers」
Tsuyoshi Ito, Takeshi Kurosaki, Makoto Nakamura, Susumu Nishihara, Yusuke Ohtomo, Akira Okada, and Mikio Yoneyama
2011 年公表、IEEE Journal of Lightwave Technology 誌、vol. 29, no. 14, pp. 2089-2101.
5. 「10 Gb/s BOSA employing low-cost TO CAN package and impedance matching circuits in transmitter」
Kota Asaka, Atsushi Kanda, Akira Ohki, Takeshi Kurosaki, Ryoko Yoshimura, Hiroaki Sanjoh, Toshio Ito, Makoto Nakamura, and Mikio Yoneyama
2013 年公表、IEICE Transactions on Electronics 誌、vol. E96-C, no. 7, pp. 996-1002.
6. 「Small and low-cost dual-rate optical triplexer for OLT transceiver in 10G/1G co-existing 10G-EPON systems」
Atsushi Kanda, Akira Ohki, Takeshi Kurosaki, Hiroaki Sanjoh, Kota Asaka, Ryoko Yoshimura, Toshio Ito, Makoto Nakamura, Masafumi Nogawa, Yusuke Ohtomo, and Mikio Yoneyama
2013 年公表、IEICE Transactions on Electronics 誌、vol. E96-C, no.7, pp. 996-1002.
7. 「50-Gb/s direct modulation of a 1.3- μm InGaAlAs-based DFB laser with a ridge waveguide structure」

Wataru Kobayashi, Toshio Ito, Takayuki Yamanaka, Takeshi Fujisawa, Yasuo Shibata, Takeshi Kurosaki, Masaki Kohtoku, Takashi Tadokoro, and Hiroaki Sanjoh
2013年公表、IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics 誌、vol. 19, no. 4, 1500908.

8. 「Compact hybrid integrated 100-Gb/s transmitter optical sub-assembly using optical butt-coupling between EADFB lasers and silica-based AWG multiplexer」
Takaharu Ohyama, Yoshiyuki Doi, Wataru Kobayashi, Shigeru Kanazawa, Kiyoto Takahata, Atsushi Kanda, Takeshi Kurosaki, Takuya Tanaka, Tetsuichiro Ohno, Hiroaki Sanjoh, and Toshikazu Hashimoto
2016年公表、IEEE Journal of Lightwave Technology 誌、vol. 34, no. 3, pp. 1038-1046.

II. レター論文

1. 「Polarization insensitive photodetector characteristics of a tensile strained barrier laser diode」
Yasuhiro Suzuki, Takeshi Kurosaki, Yuichi Tohmori, and Mitsuo Fukuda
1994年公表、Electronics Letters 誌、vol. 30, no. 3, pp. 230-232.
2. 「1.3 μm light-emission-and-detection (LEAD) diodes with semi-insulating buried heterostructure」
Yuichi Tohmori, Mitsuo Fukuda, Shinichi Matsumoto, Takeshi Kurosaki, Mitsuo Yamamoto, Yoshio Itaya, Toshihiko Sugie, and Haruhiko Tsuchiya
1994年公表、Electronics Letters 誌、vol. 30, no. 18, pp. 1518-1519.
3. 「Dynamic characteristics of a 1.3 μm laser diode integrated with a spot-size converter coupled to a silica planar lightwave circuit」
Yasuhisa Sakai, Takeshi Kurosaki, Rieko Sato, Yuichi Tohmori, Senichi Suzuki, Osamu Mitomi, and Toshihiko Sugie
1995年公表、Electronics Letters 誌、vol. 31, no. 21, pp. 1858-1860.
4. 「Long-wavelength multimode waveguide photodiodes suitable for hybrid optical module integrated with planar lightwave circuit」
Yuji Akatsu, Yoshifumi Muramoto, Kazutoshi Kato, Mutsuo Ikeda, Mineo Ueki, Atsuroh Kozen, Takeshi Kurosaki, Kenji Kawano, and Junichi Yoshida
1995年公表、Electronics Letters 誌、vol. 31, no. 24, pp. 2098-2100.
5. 「Passively aligned hybrid WDM module integrated with spot-size converter integrated laser diode and waveguide photodiode on PLC platform for fiber-to-the-home」
Naoto Uchida, Yoshinori Hibino, Yasuhiro Suzuki, Takeshi Kurosaki, Noboru Ishihara, Makoto Nakamura, Toshikazu Hashimoto, Yuji Akahori, Yasuyuki Inoue, Kazuyuki Moriwaki, Yasufumi Yamada, Kazutoshi Kato, Yuichi Tohmori, Masato Wada, and Toshihiko Sugie
1996年公表、Electronics Letters 誌、vol. 32, no. 18, pp. 1664-1665.
6. 「バットジョイント型光導波路集積素子における内部反射抑制法」
黒崎 武志、東盛 裕一、三富 修、笠谷 和生、界 義久、岡本 浩、須崎 泰正、

和田 正人、内田 直人

1996 年公表、電子情報通信学会誌、C-I、vol. J79-C-I, no.12, pp. 482-483.

7. 「Compact Hybrid-Integrated 100-Gb/s TOSA Using EADFB Laser Array and AWG Multiplexer」
Takaharu Ohyama, Yoshiyuki Doi, Wataru Kobayashi, Shigeru Kanazawa, Takuya Tanaka,
Kiyoto Takahata, Atsushi Kanda, Takeshi Kurosaki, Tetsuichiro Ohno, Hiroaki Sanjoh, and
Toshikazu Hashimoto
2016 年公表、IEEE Photonics Technology Letters 誌、vol. 28, no. 7, pp. 802-805.
8. 「Numerical study of a highly optical-feedback tolerant DFB laser with an absorber and a
rear reflector using a transfer-matrixes and rate equations」
Takeshi Kurosaki, Takeo Katayama, and Hitoshi Kawaguchi
投稿中

III. 国際会議予稿集

1. 「Suppression of external cavity modes in DFB lasers」
Takeshi Kurosaki, Takuo Hirono, and Mitsuo Fukuda
1994 年公表、平成 6 年度 1st Optoelectronics Conference (OEC '94)予稿集、15D1-4,
pp. 408-409.
2. 「A novel 1.3- μm light-emission-and-detection diode for flat responsivity characteristics」
Yasumasa Suzaki, Yuichi Tohmori, Shinichi Matsumoto, Takeshi Kurosaki, and
Mitsuo Yamamoto
1995 年公表、平成 7 年度 The Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics
(CLEO/Pacific Rim '95)予稿集、FC5, pp. 171-172, Chiba, Japan.
3. 「Coupling characteristics of a 1.3- μm laser diode integrated with a spot-size converter to a silica
planar lightwave circuit」
Yoshihisa Sakai, Takeshi Kurosaki, Rieko Sato, Yuichi Tohmori, Senichi Suzuki,
Osamu Mitomi, and Junichi Yoshida
1995 年公表、平成 7 年度 The Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics
(CLEO/Pacific Rim '95)予稿集、FU3, pp. 232-233, Chiba, Japan.
4. 「Stability of spectrum characteristics in a 1.3 μm spot-size converted laser diode (SSC-LD)
with a butt-joint structure」
Takeshi Kurosaki, Yuichi Tohmori, Kazuo Kasaya, Osamu Mitomi, Yoshihisa Sakai,
and Toshihiko Sugie
1996 年公表、平成 8 年度 1st Optoelectronics and Communication Conference
(OECC '96)予稿集、19D2-1, pp. 570-571.
5. 「Improvement of spectrum characteristics in spot-size converter integrated lasers with tilted butt
joint portion」
Yoshio Itaya, Yuichi Tohmori, Osamu Mitomi, Hiroshi Okamoto, Yasumasa Suzaki,
Takeshi Kurosaki, Masato Wada, Kazuo Kasaya, Yoshihisa Sakai, and Minoru Okamoto

- 1996年公表、平成8年度 15th IEEE International Semiconductor Laser Conference (ISLS '96) 予稿集、Tu3.2, pp. 67-68, Haifa, Israel.
6. 「Low-cost and high-performance hybrid WDM module integrated on a PLC platform for fiber-to-the-home」
Naoto Uchida, Yasufumi Yamada, Yoshinori Hibino, Yasuhiro Suzuki, Takeshi Kurosaki, Noboru Ishihara, Makoto Nakamura, Toshikazu Hashimoto, Yuji Akahori, Yasuyuki Inoue, Kazuyuki Moriwaki, Kazutoshi Kato, Yuichi Tohmori, Masato Wada, and Toshihiko Sugie
1996年公表、平成8年度 22nd European Conference on Optical Communication (ECOC '96) 予稿集、vol. 2, TuC.3.1, pp. 107-114, Oslo, Norway.
 7. 「156 Mb/s burst-mode operation of a PLC-hybrid-integrated optical module」
Takeshi Kurosaki, Makoto Nakamura, Hideaki Kimura, Naoto Uchida, Yasuhiro Suzuki, Toshikazu Hashimoto, Masahiro Yanagisawa, Noboru Ishihara, Yuichi Tohmori, Kazutoshi Kato, Yasuyuki Inoue, Yasufumi Yamada, and Hiromu Toba
1997年公表、2nd Optoelectronics & Communication Conference (OECC '97)予稿集、10D4-3, pp. 510-511.
 8. 「Wide-temperature-range operation of a butt-joint spot-size converter integrated 1.3- μ m light-emission-and-detection (LEAD) diode」
Yasumasa Suzaki, Shinichi Matsumoto, Takeshi Kurosaki, Yuichi Tohmori, Kenji Kishi, Minoru Okamoto, and Mitsuo Yamamoto
1997年公表、平成9年度 (CLEO '97)予稿集、vol. 11, CTuQ1, pp. 155.
 9. 「Full duplex 1300/1550-nm-WDM optical transceiver modules for ATM-PON systems using PLC-hybrid-integration and CMOS IC technologies」
Takeshi Kurosaki, Toshikazu Hashimoto, Noboru Ishihara, Yasuhiro Suzuki, Masahiro Yanagisawa, Hideaki Kimura, Makoto Nakamura, Yuichi Tohmori, Kazutoshi Kato, Yoshihiro Kawaguchi, Yuji Akahori, Yasufumi Yamada, Kuniharu Kato, Hiromu Toba, and Junichi Yoshida
1998年公表、平成10年度 24th European Conference on Optical Communication (ECOC '98)予稿集、pp. 631-632, Madrid, Spain.
 10. 「A low-crosstalk optical module design on PLC platform for realizing LD/PD full-duplex operation in ATM systems」
Hideaki Kimura, Takeshi Kurosaki, and Toshikazu Hashimoto
1998年公表、平成10年度 24th European Conference on Optical Communication (ECOC '98)予稿集、pp. 481-482, Madrid, Spain.
 11. 「Full duplex 1.3/1.55 μ m wavelength division multiplexing optical module using a planar lightwave circuit platform」
Toshiikazu Hashimoto, Takeshi Kurosaki, Masahiro Yanagisawa, Yuji Akahori, Yasuyuki Inoue, Yuichi Tohmori, Kazutoshi Kato, Yasufumi Yamada, and Kuniharu Kato
1998年公表、平成10年度 1998 IEEE/LEOS Summer Topical Meetings (LEOS '98)予稿集、

- TuC4, pp. 59-60.
12. 「1550-nm spot-size converter integrated DFB lasers for low-cost single-mode optical sources」
Hiromi Oohashi, Takeshi Kurosaki, Masanobu Okayasu, Yoshihiro Kawaguchi,
Yasuhiro Kondo, and Yuichi Tohmori
2000年公表、平成12年度 13th IEEE Lasers and Electro-Optics Society 2000 Annual
Meeting (LEOS 2000)予稿集、WV4, pp. 585-586.
 13. 「Performance and reliability of a 10-Gbit/s optical receiver module using a novel plastic
package」
Takeshi Kurosaki, Yoshito Shuto, Takashi Tadokoro, Kenji Yokoyama, Jun Endo,
Michiyuki Amano, Makoto Nakamura, Noboru Ishihara, and Yasuhiro Suzuki
2002年公表、平成14年度 52th Electronic Components and Technology Conference
(ECTC 2002)予稿集、pp. 12-17, San Diego, California, USA.
 14. 「Small low-cost MU-receptacle 10-Gbit/s plastic optical receiver module with a three-dimensional
circuit structure」
Takeshi Kurosaki, Yoshito Shuto, Yasuaki Tamura, Akira Ohki, Shunji Kimura, and
Yasuhiro Suzuki
2003年公表、平成15年度 Optical Fiber Communication Conference (OFC 2003)予稿集、
vol. 2, FG4, pp. 681-682, Atlanta, Georgia, USA.
 15. 「A small (37cc) one-fiber WDM optical Ethernet PC card for fiber-to-the-notebook-PC」
Naoto Sugimoto, Yasuhiro Suzuki, Yoshihisa Sakai, Hiromasa Tanobe, Takeshi Kurosaki,
Kazuto Noguchi, and Hiromu Toba
2003年公表、平成15年度 Optical Fiber Communication Conference (OFC 2003)予稿集、
vol. 1, MF114, pp. 143-145, Atlanta, Georgia, USA.
 16. 「200-km 10-Gbit/s optical duobinary transmission using an n-i-n InP Mach-Zehnder modulator」
Takeshi Kurosaki, Yasuo Shibata, Nobuhiro Kikuchi, Ken Tsuzuki, Wataru Kobayashi,
Hiroshi Yasaka, and Kazutoshi Kato
2007年公表、19th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials
Conference (IPRM 2007)予稿集、WeB1-3, pp. 361-364, Matsue, Japan.
 17. 「Burst-mode APD-ROSA using reset signal for 1G/10G-dual-rate OLT optical transceiver」
Tsuyoshi Ito, Takeshi Kurosaki, Makoto Nakamura, Susumu Nishihara, Yusuke Ohtomo,
and Akira Okada
2009年公表、平成21年度 14th Optoelectronics and Communication Conference
(OECC 2009)予稿集、FU6, Hong Kong, China.
 18. 「Novel optical triplexer for 10G-EPON OLT transceiver」
Akira Ohki, Kota Asaka, Takeshi Kurosaki, Tsuyoshi Ito, Susumu Nishihara,
Atsushi Kanda, Jun Endo, and Makoto Nakamura
2010年公表、平成22年度 15th Optoelectronics and Communication Conference
(OECC 2010)予稿集、9D3-3, pp. 844-845, Sapporo, Japan.

IV. 特許出願（国内）

1. 「光モジュールおよびその製造方法」特許 3769577

天野 道之、横山 健児、黒崎 武志、田所 貴志、中村 誠、岡安 雅信、石原 昇、住田 真、2001 年公表（特開 2001-201669）。

付 録

A.1 過渡応答解析による放電電流の導出

図 2-20 において、 V_0 は、送受ダイオードが送信動作時（送受信切換開始直前迄）にバイアスされていた電圧を表す。また、 I_p 、 I_s は、それぞれ送受信切換後、容量成分 C_p 、 C_s から放電される電流を表し、 I_{ds} は、負荷抵抗 R_L に流れ込む放電電流を表している。

ここで、送受信切換後、送受ダイオードのバイアス電圧が V_0 からオープン（開放端）に切り換わるとすると、送受信切換後の過渡現象を記述する以下の回路方程式が得られる。

$$\frac{1}{C_p} \int_0^t I_p d\tau - R_s I_s - \frac{1}{C_s} \int_0^t I_s d\tau = 0 \quad (\text{A1-1})$$

$$R_s I_s + \frac{1}{C_s} \int_0^t I_s d\tau + R_L I_{ds} = 0 \quad (\text{A1-2})$$

$$I_p + I_s = I_{ds} \quad (\text{A1-3})$$

式(A1-1)、(A1-2)の両辺を t で微分することにより、

$$\frac{I_p}{C_p} - R_s \frac{dI_s}{dt} - \frac{I_s}{C_s} = 0 \quad (\text{A1-4})$$

$$R_s \frac{dI_s}{dt} + \frac{I_s}{C_s} + R_L \frac{dI_{ds}}{dt} = 0 \quad (\text{A1-5})$$

さらに、式(A1-4)と式(A1-5)の両辺を加えて、

$$\frac{I_p}{C_p} + R_L \frac{dI_{ds}}{dt} = 0 \quad (\text{A1-6})$$

$$\therefore I_p = -R_L C_p \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (\text{A1-7})$$

式(A1-3)、(A1-7)より、

$$I_s = I_d - I_p = I_{ds} + R_L C_p \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (\text{A1-8})$$

式(A1-8)を式(A1-5)に代入することにより、

$$\begin{aligned}
 & R_s \cdot \frac{d}{dt} (I_{ds} + R_L C_p \frac{dI_{ds}}{dt}) + \frac{1}{C_s} (I_{ds} + R_L C_p \frac{dI_{ds}}{dt}) + R_L \frac{dI_{ds}}{dt} \\
 &= R_s \frac{dI_{ds}}{dt} + R_s R_L C_p \frac{d^2 I_{ds}}{dt^2} + \frac{I_{ds}}{C_s} + \frac{R_L C_p}{C_s} \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + R_L \frac{dI_{ds}}{dt} = 0
 \end{aligned} \tag{A1-9}$$

式(A1-9)の両辺に C_s をかけて、次式が得られる。

$$R_s R_L C_p C_s \frac{d^2 I_{ds}}{dt^2} + (R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s) \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} = 0 \tag{A1-10}$$

ここで、 $I_{ds} = Ae^{xt}$ とおき、式(A1-9)に代入すると、

$$R_s R_L C_p C_s x^2 Ae^{xt} + (R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s) \cdot x Ae^{xt} + Ae^{xt} = 0 \tag{A1-11}$$

式(A1-11)の両辺を Ae^{xt} で割ることにより、次の特性方程式が得られる。

$$R_s R_L C_p C_s x^2 + (R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s) \cdot x + 1 = 0 \tag{A1-12}$$

式(A1-12)を x について解くと、

$$x = \frac{-(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s) \pm \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}}{2R_s R_L C_p C_s} \tag{A1-13}$$

で表される2つの解が得られる。そこで、

$$I_{ds} = A_1 e^{x_1 t} + A_2 e^{x_2 t} = A_1 e^{\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{\frac{t}{\tau_2}} \tag{A1-14}$$

と表すと ($\tau_1 < \tau_2$)、

$$\tau_1 = \frac{2R_s R_L C_p C_s}{R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s + \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}} \quad (\text{A1-15})$$

$$\tau_2 = \frac{2R_s R_L C_p C_s}{R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s - \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}} \quad (\text{A1-16})$$

が得られる。

次に、式(A1-14)における A_1 、 A_2 を求めるために、以下の初期条件を考える。

- (a) 放電が始まる直前(送信動作が終了する直前)、すなわち、 $t = -0$ においては、図 2-17 の等価回路には電圧 V_0 が印加されていて、容量 C_p 、 C_s は十分に充電されているとする。この時に、容量 C_p 、 C_s に充電された電荷量を q_p 、 q_s とすると、

$$q_p = C_p V_0 \quad (\text{A1-17})$$

$$q_s = C_s V_0 \quad (\text{A1-18})$$

となる。

- (b) 放電開始後、等価回路は無バイアス状態(開放端)になると仮定し、 $t=0$ から $t=\infty$ までに負荷抵抗 R_L に流れる電流 I_d は、容量 C_p 、 C_s に充電された電荷量 q_p 、 q_s の放電のみにより生じるものとする。従って、

$$I_{ds} = I_p + I_s = \frac{d}{dt}(q_p + q_s) \quad (\text{A1-19})$$

と表される。

- (c) 開始直後における負荷抵抗 R_L の両端の電圧は V_0 である。

上記(a)～(c)の初期条件により、

$$I_{ds}(t=0) = A_1 + A_2 = \frac{V_0}{R_L} \quad (\text{A1-20})$$

また、式(A1-14)、式(A1-17)、式(A1-18)、式(A1-19)より、

$$\begin{aligned}
 q_p + q_s &= \int_0^{\infty} I_{ds} dt = \int_0^{\infty} (A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}) dt \\
 &= A_1(-\tau_1) \left[e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right]_0^{\infty} + A_2(-\tau_2) \left[e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right]_0^{\infty} \\
 &= -A_1\tau_1 \cdot (0-1) - A_2\tau_2 \cdot (0-1) \\
 &= A_1\tau_1 + A_2\tau_2 \\
 &= (C_p + C_s)V_0
 \end{aligned} \tag{A1-21}$$

一方、式(A1-20)より、

$$A_2 = \frac{V_0}{R_L} - A_1 \tag{A1-22}$$

式(A1-22)を式(A1-21)に代入して、

$$A_1\tau_1 + \left(\frac{V_0}{R_L} - A_1\right)\tau_2 = (C_p + C_s)V_0 \tag{A1-23}$$

$$(\tau_2 - \tau_1)A_1 = \frac{V_0\tau_2}{R_L} - (C_p + C_s)V_0 \tag{A1-24}$$

$$\therefore A_1 = \frac{\frac{V_0\tau_2}{R_L} - (C_p + C_s)V_0}{\tau_2 - \tau_1} \tag{A1-25}$$

さらに、式(A1-25)を式(A1-22)に代入して、

$$A_2 = \frac{V_0}{R_L} - \frac{\frac{V_0\tau_2}{R_L} - (C_p + C_s)V_0}{\tau_2 - \tau_1} \tag{A1-26}$$

以上の結果をまとめると、送受ダイオードの送受信切換時の放電電流は、式(A1-14)、式(A1-15)、式(A1-16)、式(A1-25)、式(A1-26)を用いて、以下のように表される。

$$I_{ds} = A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (\text{A1-27})$$

$$\tau_1 = \frac{2R_s R_L C_p C_s}{R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s + \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}} \quad (\text{A1-28})$$

$$\tau_2 = \frac{2R_s R_L C_p C_s}{R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s - \sqrt{(R_s C_s + R_L C_p + R_L C_s)^2 - 4R_s R_L C_p C_s}} \quad (\text{A1-29})$$

$$A_1 = \frac{\frac{V_0 \tau_2}{R_L} - (C_p + C_s) V_0}{\tau_2 - \tau_1} \quad (\text{A1-30})$$

$$A_2 = \frac{V_0}{R_L} - \frac{\frac{V_0 \tau_2}{R_L} - (C_p + C_s) V_0}{\tau_2 - \tau_1} \quad (\text{A1-31})$$

A.2 コヒーレンシコラプスのオンセットの理論式[式(5.7)]の導出

解析に用いたモデルを図 A2-1(a)に示す。ここでは、FP レーザと DFB レーザの両方を含めた一般的なレーザを解析対象とし、レーザ端面と外部ミラーとで構成される複合共振器を考える。k は、一般的なレーザ共振器内において、出力される電界と戻ってきた電界との結合の大きさを表すパラメータで、Lang と Kobayashi によって次式で定義されたものである[1]。

$$k = \frac{(1 - R_f) \sqrt{f}}{\sqrt{R_f}} \cdot \frac{c}{2n_{eq} L} \quad (\text{A2-1})$$

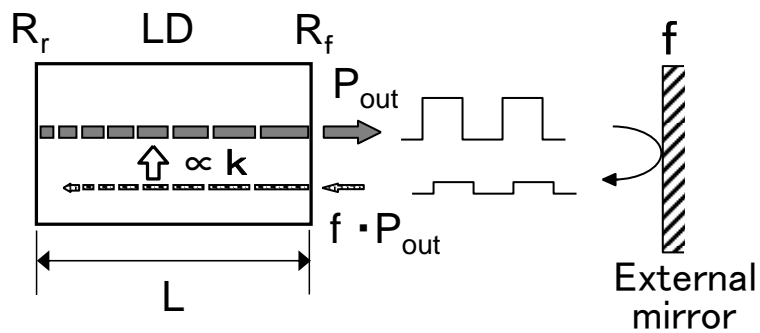
ここで、 R_f は、出射端面のパワー反射率、 f は外部ミラーのパワー反射率（戻り光量）、 c は真空中での光速、 n_{eq} はレーザの活性層における等価屈折率、 L はレーザの共振器長である。式(5-4)で定義された戻り光係数 C と式(A2-1)定義されたパラメータ k との関係については、後で説明を行う。このモデルでは、レーザ端面から外部ミラーまでは損失の無い空間であると仮定する。従って、RIN の測定時に考慮したファイバとの結合やコネクタでの損失等を考えなくてよいので、外部ミラーの反射率 f は、式(5-2)で定義したレーザ端面への戻り光量 f と同一のものとなる。

また、図 A2-1(b)に示すように、レーザから出力される光は常に方形パルス状に変調(100MHz 以上)されており、かつ、外部ミラーまでの距離は十分長い（～1 m 以上）と仮定する。この条件のもとでは、出力パルスの幅 τ_d と、出力されたパルスがミラーで反射されてレーザ端

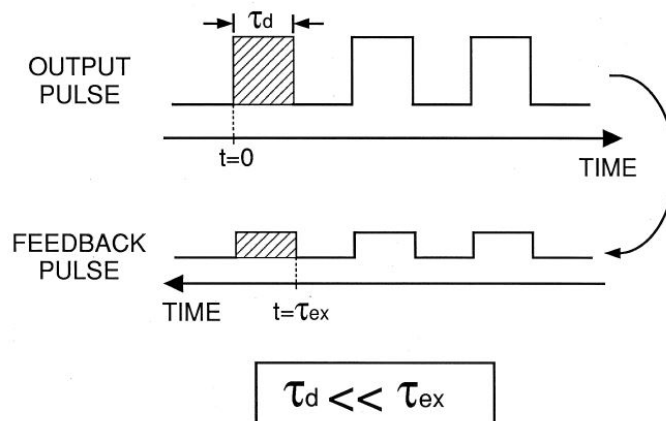
面に戻ってくるまでの時間 τ_{ex} との間には、 $\tau_d \ll \tau_{ex}$ の関係が成り立つ。この場合、レーザから出力されたパルスがミラーで反射されてレーザ共振器に戻ってきた時には、共振器内にはもとのパルスはすでに無く、まったく別のパルスが存在していることになる。従って、レーザ共振器内のパルスは、それ自体の戻り光の影響を受けることはないと考えられる。すなわち、戻り光パルスは別の孤立レーザからの光と考えられる、いわゆる Injection Locking Model [2], [3]を適用することができる。

Injection Locking Model を用いると、戻り光の位相は、出力光の位相と無関係であると仮定することができるので、レーザの動作を表す電界の方程式[1]は次式のように表される[4]。

$$\frac{d\mathbf{E}(t)}{dt} = \left\{ j\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot k_m - \omega_m\right) + \frac{1}{2}\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p}\right) \right\} \mathbf{E}(t) + k\mathbf{E}_{ext} \quad (\text{A2-2})$$



(a)



(b)

図 A2-1 コヒーレンスコラプスのオンセットの解析的導出のための (a) 解析モデルと (b) LD からの出力パルスと戻り光パルスとの位相関係を表した模式図

ここで、式中における各パラメータは、それぞれ

c : 真空中での光速

k_m : レーザ構造によって決定される波数（戻り光がない場合の発振光を定める波数）

ω_m : 発振光の角周波数（発振光が戻り光の影響を受けた場合の角周波数、戻り光がなければ、 $ck_0/n_{eq} = \omega_m$ となる。）

n_{eq} : 活性層での等価屈折率

g : 単位長さあたりのレーザのモード利得

τ_p : 光子寿命

k : レーザ共振器内において、出力される電界と戻ってきた電界との結合の大きさを表すパラメータ

E_{ext} : 反射戻り光の電界振幅（位相成分を含む。ただし、 $\mathbf{E}(t)$ の位相とは無関係と仮定。）

を表している。また、 $\mathbf{E}(t)$ および \mathbf{E}_{ext} はどちらも位相成分を含んだ複素数の変数であり、次式のように置き換えることができる。

$$\mathbf{E}(t) = E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (\text{A2-3})$$

$$\mathbf{E}_{ext} = E_0 \cdot e^{j\varphi_x} \quad (\text{A2-4})$$

ここで、 E_0 は、戻り光がないときのレーザの電界振幅を表す。これは、先に述べた Injection Locking Model の仮定に基づくものである。

従って、

$$\frac{dE(t)}{dt} \cdot e^{j\varphi(t)} = \frac{dE(t)}{dt} \cdot e^{j\varphi(t)} + je^{j\varphi(t)} \cdot E(t) \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (\text{A2-5})$$

と置き換えられ、これらの式を式(A2-1)に代入すると、

$$\begin{aligned} & \frac{dE(t)}{dt} \cdot e^{j\varphi(t)} + je^{j\varphi(t)} \cdot E(t) \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \\ &= j\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot k_m - \omega_m\right)E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} + \frac{1}{2}\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p}\right)E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} + kE_0e^{j\varphi_x} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= j\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot k_m - \omega_m\right)E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} + \frac{1}{2}\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p}\right)E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \\
&\quad + kE_0(\cos\varphi_x + j\sin\varphi_x) \\
&= j\left\{\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot k_m - \omega_m\right)E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} + kE_0 \sin\varphi_x\right\} + \frac{1}{2}\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p}\right)E(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \\
&\quad + kE_0 \cos\varphi_x
\end{aligned} \tag{A2-6}$$

となり、両辺を $e^{j\varphi(t)}$ で割って、

$$\begin{aligned}
&\frac{dE(t)}{dt} + jE(t) \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \\
&= j\left\{\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot k_m - \omega_m\right)E(t) + kE_0 \sin(\varphi_x - \varphi(t))\right\} + \frac{1}{2}\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p}\right)E(t) \\
&\quad + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t))
\end{aligned} \tag{A2-7}$$

上式の実数部と虚数部を分けることにより、次に示す電界振幅および位相に関する2つのレート方程式が得られる。

$$\frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{2}\left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p}\right)E(t) + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t)) \tag{A2-8}$$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot k_m - \omega_m\right) + k \frac{E_0}{E(t)} \sin(\varphi_x - \varphi(t)) \tag{A2-9}$$

一方、キャリア数に関するレート方程式は、

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N(t)}{\tau_c} - \frac{c}{n_{eq}} \cdot g \cdot E(t)^2 \tag{A2-10}$$

で表される。ここで、式中の各パラメータはそれぞれ、

$N(t)$: 活性層で励起されている全キャリア数
 I : 活性層への注入電流
 q : 電気素量
 τ_c : キャリア寿命

を表す。また、右辺の第3項の $E(t)^2$ は、レーザ共振器内の全フォトン数を表すものと定義する。すなわち、共振器内の全フォトン数を S_p で表すとすると、

$$S_p = E(t)^2 \quad (\text{A2-11})$$

となる。

ここで、戻り光がない場合 ($k=0$) における波数、屈折率、モード利得、電界振幅、キャリア数を表す各パラメータをそれぞれ、 k_0 、 n_{eq0} 、 g_0 、 E_0 、 N_0 と 0 をつけて表し、簡単のため

$$\frac{c}{n_{eq0}} = v_0 \quad (\text{A2-12})$$

と置き換える。戻り光がない場合、式(A2-8)～式(A2-10)の左辺は0となるので、

$$v_0 g_0 = \frac{1}{\tau_p} \quad (\text{A2-13})$$

$$v_0 k_m = \omega_m \quad (\text{A2-14})$$

$$\frac{I}{q} = \frac{N_0}{\tau_c} + v_0 g_0 E_0^2 \quad (\text{A2-15})$$

の関係が成り立つ。

次に、戻り光がある場合 ($k \neq 0$) を考える。この場合、戻り光がない状態から、利得やキャリア数、屈折率、電界振幅がそれぞれずれてくる。そこで、利得および屈折率がキャリア数に対して線形に変化すると仮定し (図 A2-2 を参照)、その傾き dg/dN を g' で表すと、

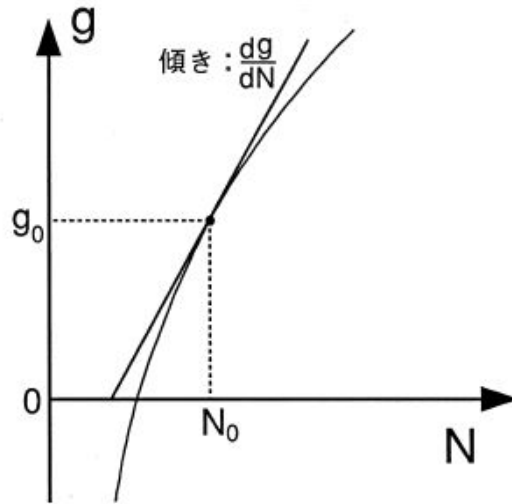


図 A2-2 利得の線形近似

$$\begin{aligned} \frac{c}{n_{eq}} \cdot g &= \frac{c}{n_{eq0}} \left\{ g_0 + \frac{dg}{dN} (N - N_0) \right\} \\ &= v_0 g_0 + v_0 g' (N - N_0) \end{aligned} \quad (\text{A2-16})$$

同様に、

$$\begin{aligned} \frac{c}{n_{eq}} \cdot k_0 &\approx ck_0 \left\{ \frac{1}{n_{eq0}} + \frac{d}{dN} \cdot \left(\frac{1}{n_{eq0}} \right) \cdot (N - N_0) \right\} \\ &= ck_0 \left\{ \frac{1}{n_{eq0}} + (N - N_0) \cdot \frac{d \left(\frac{1}{n_{eq0}} \right)}{dn_{eq0}} \cdot \frac{dn_{eq0}}{dN} \cdot \left(\frac{1}{n_{eq0}} \right) \cdot (N - N_0) \right\} \\ &= \frac{ck_0}{n_{eq0}} - \frac{c}{n_{eq0}^2} \cdot k_0 \cdot \frac{dn_{eq0}}{dN} \cdot (N - N_0) \end{aligned} \quad (\text{A2-17})$$

ここで、線幅増大係数 α は、

$$\alpha = -\frac{\frac{\omega_m \cdot \frac{dn_{eq0}}{dN}}{c}}{\frac{1}{2} \cdot \frac{dg}{dN}} = -\frac{2\omega_m \cdot \frac{dn_{eq0}}{dN}}{c \cdot \frac{dg}{dN}} \quad (\text{A2-18})$$

で表せるので、これより、

$$\frac{dn_{eq0}}{dN} = -\frac{c}{2\omega_m} \frac{dg}{dN} \cdot \alpha \quad (\text{A2-19})$$

これを上式に代入し、さらに式(A2-14)の関係を用いることにより、

$$\begin{aligned} \frac{c}{n_{eq}} \cdot k_0 &= \frac{c}{n_{eq0}} \cdot k_0 + \frac{c}{n_{eq0}^2} \cdot k_0 \cdot \frac{c}{2\omega_m} \frac{dg}{dN} \cdot \alpha \cdot (N - N_0) \\ &= \frac{c}{n_{eq0}} \cdot k_0 + \frac{c}{n_{eq0}^2} \cdot \frac{\omega_m n_{eq0}}{c} \cdot \frac{c}{2\omega_m} \cdot \frac{dg}{dN} \cdot \alpha \cdot (N - N_0) \\ &= \frac{c}{n_{eq0}} \cdot k_0 + \frac{c}{n_{eq0}} \cdot \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{dg}{dN} \cdot (N - N_0) \\ &= v_0 k_0 + \frac{1}{2} v_0 \alpha g'(N - N_0) \end{aligned} \quad (\text{A2-20})$$

と表すことができる。

今、戻り光による電界振幅、キャリア数、位相の戻り光がない状態からのずれをそれぞれ、 ΔE 、 ΔN 、 $\Delta \varphi$ とすると、戻り光がある場合の電界振幅、キャリア数、位相は、次式で表される。

$$E = E_0 + \Delta E \quad (\text{A2-21})$$

$$N = N_0 + \Delta N \quad (\text{A2-22})$$

$$\varphi = \Delta \varphi \quad (\text{A2-23})$$

なお、位相 φ については、戻り光のない状態での値 φ_0 を0（基準点）とした。

まず、電界振幅について、式(A2-16)、式(A2-21)、式(A2-22)を式(A2-23)に代入すると、

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(E_0 + \Delta E) &= \frac{1}{2} \left(\frac{c}{n_{eq}} \cdot g - \frac{1}{\tau_p} \right) E + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t)) \\
&= \frac{1}{2} \left\{ v_0 g_0 + v_0 g'(N - N_0) - \frac{1}{\tau_p} \right\} E + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t)) \\
&= \frac{1}{2} \left\{ v_0 g_0 + v_0 g' \Delta N - \frac{1}{\tau_p} \right\} (E_0 + \Delta E) + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t)) \\
&= \frac{1}{2} \left(v_0 g_0 E_0 + v_0 g' \Delta N E_0 - \frac{1}{\tau_p} E_0 + v_0 g_0 \Delta E + v_0 g' \Delta N \Delta E - \frac{1}{\tau_p} \Delta E \right) \\
&\quad + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t)) \tag{A2-24}
\end{aligned}$$

k が十分小さければ、 ΔE 、 ΔN も十分小さくなるため、これらの積の項（2次の微小項）を無視すると、

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(E_0 + \Delta E) &= \frac{1}{2} \left(v_0 g_0 - \frac{1}{\tau_p} \right) E_0 + \frac{1}{2} v_0 g' \Delta N E_0 + \frac{1}{2} \left(v_0 g_0 - \frac{1}{\tau_p} \right) \Delta E \\
&\quad + kE_0 \cos(\varphi_x - \varphi(t)) \tag{A2-25}
\end{aligned}$$

となる。さらに、式(A2-13)より、

$$v_0 g_0 - \frac{1}{\tau_p} = 0 \tag{A2-26}$$

また、 E_0 は定数であるので、

$$\frac{d}{dt}(E_0 + \Delta E) = \frac{d\Delta E}{dt} \tag{A2-27}$$

式(A2-23)より、

$$\varphi = \Delta\varphi \quad (\text{A2-28})$$

以上のことから、上式は、

$$\frac{d\Delta E}{dt} = \frac{1}{2}v_0 g' \Delta N E_0 + k E_0 \cos(\varphi_x - \Delta\varphi) \quad (\text{A2-29})$$

と書き換えられる。

同様に、式(A2-16)、式(A2-21)、式(A2-22)を式(A2-10)に代入し、式(A2-11)、式(A2-15)の
関係を用いると、

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta N}{dt} &= -2E_0 v_0 g_0 \Delta E + \left(-\frac{1}{\tau_c} - v_0 g' E_0^2 \right) \Delta N \\ &= -2E_0 v_0 g_0 \Delta E + \left(-\frac{1}{\tau_c} - v_0 g' S_{p0} \right) \Delta N \end{aligned} \quad (\text{A2-30})$$

ここで、 S_{p0} は戻り光がないときの共振器内のフォトン数を表している。

また、式(A2-20)、式(A2-21)、式(A2-23)を式(A2-9)に代入し、式(A2-14)、式(A2-22)の
関係を用いると、

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta\varphi}{dt} &= \frac{1}{2}v_0 \cdot \alpha \cdot g' \cdot \Delta N + k \frac{E_0}{E_0 + \Delta E} \cdot \sin(\varphi_x - \Delta\varphi) \\ &= \frac{1}{2}v_0 \cdot \alpha \cdot g' \cdot \Delta N + k \left(1 + \frac{\Delta E}{E_0} \right)^{-1} \cdot \sin(\varphi_x - \Delta\varphi) \\ &= \frac{1}{2}v_0 \cdot \alpha \cdot g' \cdot \Delta N + k \left\{ 1 - \frac{\Delta E}{E_0} + \left(\frac{\Delta E}{E_0} \right)^2 - \left(\frac{\Delta E}{E_0} \right)^3 + L \right\} \cdot \sin(\varphi_x - \Delta\varphi) \end{aligned} \quad (\text{A2-31})$$

ここで、2次以下の微小項を無視すると

$$\frac{d\Delta\varphi}{dt} \approx \frac{1}{2}v_0 \cdot \alpha \cdot g' \cdot \Delta N + \left(k - \frac{k\Delta E}{E_0} \right) \cdot \sin(\varphi_x - \Delta\varphi) \quad (\text{A2-32})$$

さらに、k は十分小さいとして k と ΔE との積を無視すると、

$$\frac{d\Delta\varphi}{dt} \approx \frac{1}{2}v_0 \alpha \cdot g' \Delta N + k \cdot \sin(\varphi_x - \Delta\varphi) \quad (\text{A2-33})$$

となる。

これら式(A2-29)、式(A2-30)、式(A2-33)の左辺を0とおくことにより、戻り光がある場合の平衡状態が得られる。この平衡状態における電界振幅、キャリア数、位相をそれぞれ E_q 、 N_q 、 φ_q とすると、

$$\frac{1}{2}v_0 g' E_0 N_q + k E_0 \cdot \cos(\varphi_x - \varphi_q) = 0 \quad (\text{A2-34})$$

$$-2E_0 v_0 g_0 E_q + \left(-\frac{1}{\tau_c} - v_0 g' S_{p0} \right) \cdot N_q = 0 \quad (\text{A2-35})$$

$$\frac{1}{2}v_0 \alpha \cdot g' N_q + k \cdot \sin(\varphi_x - \varphi_q) = 0 \quad (\text{A2-36})$$

となり、式(A2-34)、(A2-36)より、

$$-\frac{1}{2}v_0 g' N_q = k \cdot \cos(\varphi_x - \varphi_q) \quad (\text{A2-37})$$

$$-\frac{1}{2}v_0 \alpha \cdot g' N_q = k \cdot \sin(\varphi_x - \varphi_q) \quad (\text{A2-38})$$

式(A2-38)を式(A2-37)で割ることにより、

$$\alpha = \tan(\varphi_x - \varphi_q) \quad (\text{A2-39})$$

これより、

$$1 + \alpha^2 = 1 + \tan^2(\varphi_x - \varphi_q) = \frac{1}{\cos^2(\varphi_x - \varphi_q)} \quad (\text{A2-40})$$

従って、

$$\cos(\varphi_x - \varphi_q) = \pm \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (\text{A2-41})$$

$$\sin(\varphi_x - \varphi_q) = \pm \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (\text{A2-42})$$

となり、平衡状態は2通り存在する。その1つは、

$$\cos(\varphi_x - \varphi_{q1}) = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (\text{A2-43})$$

$$\sin(\varphi_x - \varphi_{q1}) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (\text{A2-44})$$

$$N_{q1} = -\frac{2k}{v_0 g'} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (\text{A2-45})$$

$$E_{q1} = -\frac{1}{2E_0 v_0 g_0} \cdot \left(\frac{1}{\tau_c} + v_0 g' S_{p0} \right) \cdot N_{q1} \quad (\text{A2-46})$$

で表され、もう1つの平衡状態は、

$$\cos(\varphi_x - \varphi_{q2}) = -\frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \quad (\text{A2-47})$$

$$\sin(\varphi_x - \varphi_{q2}) = -\frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} \quad (\text{A2-48})$$

$$N_{q2} = \frac{2k}{v_0 g'} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \quad (\text{A2-49})$$

$$E_{q2} = -\frac{1}{2E_0 v_0 g_0} \cdot \left(\frac{1}{\tau_c} + v_0 g' S_{p0} \right) \cdot N_{q2} \quad (\text{A2-50})$$

となる。

式(A2-45)、式(A2-46)、式(A2-49)、式(A2-50)より、平衡状態では戻り光のない状態に比べて

1の場合→キャリア数は減少、電界振幅は増大

2の場合→キャリア数は増大、電界振幅は減少

していることがわかる。

そこで、まず1つめの平衡状態の安定性について調べる。戻り光がある場合における電界振幅、キャリア数、位相の変化分を、平衡状態におけるそれぞれの値と平衡状態からのそれぞれのずれとの和で表す。

$$\Delta E = E_q + \delta E \quad (\text{A2-51})$$

$$\Delta N = N_q + \delta N \quad (\text{A2-52})$$

$$\Delta \varphi = \varphi_q + \delta \varphi \quad (\text{A2-53})$$

である。

式(A2-51)～式(A2-53)を式(A2-29)に代入して、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(E_q + \delta E) &= \frac{1}{2} v_0 g' E_0 (N_q + \delta N) + k E_0 \cos\{\varphi_x - (\varphi_q + \delta \varphi)\} \\ &= \frac{1}{2} v_0 g' E_0 (N_q + \delta N) + k E_0 \cos\{(\varphi_x - \varphi_q) - \delta \varphi\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} v_0 g' E_0 (N_q + \delta N) + k E_0 \cos(\varphi_x - \varphi_q) \cdot \cos \delta\varphi \\
&\quad + k E_0 \sin(\varphi_x - \varphi_q) \cdot \sin \delta\varphi
\end{aligned} \tag{A2-54}$$

ここで、 $\delta\varphi$ が非常に小さな値 ($\delta\varphi=0$) であることを考慮すると、

$$\cos \delta\varphi \approx 1 \tag{A2-55}$$

$$\sin \delta\varphi \approx \delta\varphi \tag{A2-56}$$

とおくことができ、また、式(A2-37)の関係を用いると、上式は、

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} (E_q + \delta E) &\approx \frac{1}{2} v_0 g' E_0 (N_q + \delta N) + k E_0 \cos(\varphi_x - \varphi_q) + k E_0 \sin(\varphi_x - \varphi_q) \cdot \delta\varphi \\
&= \frac{1}{2} v_0 g' E_0 (N_q + \delta N) - \frac{1}{2} v_0 g' E_0 N_q + k E_0 \sin(\varphi_x - \varphi_q) \cdot \delta\varphi \\
&= \frac{1}{2} v_0 g' E_0 \cdot \delta N + k E_0 \sin(\varphi_x - \varphi_q) \cdot \delta\varphi
\end{aligned} \tag{A2-57}$$

と書き換えられる。さらに、式(A2-42)および E_q が定数であることにより、次式が得られる。

$$\frac{d}{dt} \delta E = \frac{1}{2} v_0 g' E_0 \delta N + k E_0 \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} \cdot \delta\varphi \tag{A2-58}$$

同様に、式(A2-51)、式(A2-52)を式(A2-30)に代入し、式(A2-46)の関係を用いることにより、

$$\frac{d}{dt} \delta N = -2 E_0 v_0 g_0 \delta E + \left(-\frac{1}{\tau_c} - v_0 g' S_{p0} \right) \delta N \tag{A2-59}$$

また、式(A2-51)～式(A2-53)を式(A2-33)に代入し、式(A2-38)、式(A2-43)の関係を用いることにより、

$$\frac{d}{dt} \delta\varphi = \frac{1}{2} v_0 \cdot g' \cdot \alpha \cdot \delta N - k \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \cdot \delta\varphi \quad (\text{A2-60})$$

と表すことができる。

ここで、式(A2-58)～式(A2-60)の関係を行列の形で表すと、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta E \\ \delta N \\ \delta\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} v_0 g' E_0 & k E_0 \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} \\ -2 E_0 v_0 g_0 & -\frac{1}{\tau_c} - v_0 g' S_{p0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} v_0 g' \alpha & -k \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta E \\ \delta N \\ \delta\varphi \end{bmatrix} \quad (\text{A2-61})$$

となる。今、式(A2-61)の解を、

$$\delta E = \delta E_0 e^{st} \quad (\text{A2-62})$$

$$\delta N = \delta N_0 e^{st} \quad (\text{A2-63})$$

$$\delta\varphi = \delta\varphi_0 e^{st} \quad (\text{A2-64})$$

と表すことにする。なお、 s は減衰および振動を表す複素数で、 $\text{Re}(s) < 0$ ならば安定、 $\text{Re}(s) > 0$ ならば不安定となる。

この時、式(A2-61)の左辺は、

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta E \\ \delta N \\ \delta\varphi \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta E_0 e^{st} \\ \delta N_0 e^{st} \\ \delta\varphi_0 e^{st} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} e^{st} \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta\varphi_0 \end{bmatrix} = s e^{st} \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta\varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta\varphi_0 \end{bmatrix} e^{st} \\ &= \mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta\varphi_0 \end{bmatrix} \cdot e^{st} \end{aligned} \quad (\text{A2-65})$$

また、式(A2-61)の右辺は、

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2}v_0g'E_0 & kE_0 \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} \\ -2E_0v_0g_0 & -\frac{1}{\tau_c} - v_0g'S_{p0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}v_0g'\alpha & -k \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta E \\ \delta N \\ \delta \varphi \end{bmatrix} \cdot e^{st} = \mathbf{W} \cdot \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta \varphi_0 \end{bmatrix} \cdot e^{st} \quad (\text{A2-66})$$

従って、式(A2-61)は、

$$\mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta \varphi_0 \end{bmatrix} \cdot e^{st} = \mathbf{W} \cdot \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta \varphi_0 \end{bmatrix} \cdot e^{st} \quad (\text{A2-67})$$

と表され、さらに両辺を e^{st} で割って、

$$\mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta \varphi_0 \end{bmatrix} = \mathbf{W} \cdot \begin{bmatrix} \delta E_0 \\ \delta N_0 \\ \delta \varphi_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2-68})$$

となる。

従って、式(A2-68)が解を持つための条件は、 \mathbf{I} を単位行列として、

$$\det|\mathbf{W} - \mathbf{S} \cdot \mathbf{I}| = \begin{vmatrix} 0 & \frac{1}{2}v_0g'E_0 & kE_0 \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} \\ -2E_0v_0g_0 & -\frac{1}{\tau_c} - v_0g'S_{p0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}v_0g'\alpha & -k \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \end{vmatrix} = 0 \quad (\text{A2-69})$$

これより、

$$\begin{aligned}
& s^3 + \left(\frac{k}{\sqrt{1+\alpha^2}} + \frac{1}{\tau_c} + \nu_0 g' S_{p0} \right) \cdot s^2 \\
& + \left\{ \frac{k}{\sqrt{1+\alpha^2}} \cdot \left(\frac{1}{\tau_c} + \nu_0 g' S_{p0} \right) + \nu_0^2 g_0 g' S_{p0} \right\} \cdot s + \sqrt{1+\alpha^2} \cdot k \nu_0^2 g_0 g' S_{p0} \\
& + \sqrt{1+\alpha^2} \cdot k \nu_0^2 g_0 g' S_{p0} = 0
\end{aligned} \tag{A2-70}$$

さらに、戻り光がない状態での緩和振動周波数、および緩和振動の減衰定数をそれぞれ Ω_0 、 γ_0 とおくと、それらは一般に次式で表すことができる。

$$\Omega_0 = \nu_0 \cdot \sqrt{g_0 \cdot g' \cdot S_{p0}} \tag{A2-71}$$

$$\gamma_0 = \frac{1}{2} \nu_0 \cdot g' \cdot S_{p0} \tag{A2-72}$$

式(A2-71)、式(A2-72)を式(A2-70)に代入して、

$$s^3 + \left(2\gamma_0 + \frac{k}{\sqrt{1+\alpha^2}} \right) \cdot s^2 + \Omega_0^2 \cdot s + k\sqrt{1+\alpha^2} \cdot \Omega_0^2 = 0 \tag{A2-73}$$

と書き換えられる。ここで、レーザの発振条件として、

$$\frac{1}{\tau_c} < 2\gamma_0 < \Omega_0 \tag{A2-74}$$

を仮定し、これをもとに式(A2-73)を解くと、次の3つの解が得られる。

$$s_1 = -k\sqrt{1+\alpha^2} \tag{A2-75}$$

$$s_2 = -\gamma_0 + \frac{k}{2} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} + j\Omega_0 \tag{A2-76}$$

$$s_3 = -\gamma_0 + \frac{k}{2} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} - j\Omega_0 \quad (\text{A2-77})$$

となる。

これら s_1 、 s_2 、 s_3 のうち、 s_1 は常にマイナスであるため、安定解となる。従って、安定解を得るためには（系が安定となるためには）、式(A2-76)、式(A2-77)において、 $\text{Re}(s_2)$ 、 $\text{Re}(s_3) < 0$ でなければならない。すなわち、

$$-\gamma_0 + \frac{k}{2} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} < 0 \quad (\text{A2-78})$$

が、式(A2-43)～式(A2-46)で表される1つめの平衡状態が安定な状態になるための条件である。

一方、式(A2-47)～式(A2-50)で表される2つめの平衡状態について、同様の計算を行うと、この場合は常に不安定な状態となることがわかる。

従って、戻り光がある場合にレーザが安定な平衡状態を得るのは、式(A2-78)の条件を満足したときだけであり、これは k の値に依存することがわかる。

以上のことから、 k の値が大きくなって式(A2-78)の条件を満たさなくなるとき、すなわち、系が安定な平衡状態から不安定な状態に移り変わる点をコヒーレンスコラプスのオンセット点と考える（図A2-3を参照）。

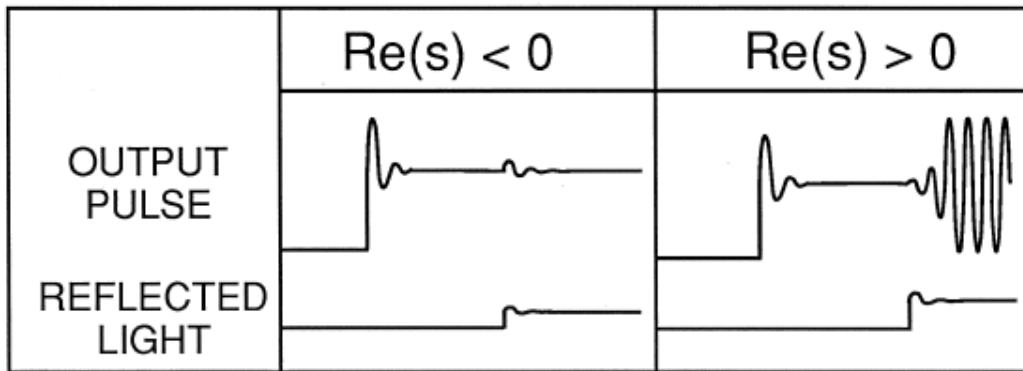
この場合の条件は、

$$-\gamma_0 + \frac{k}{2} \cdot \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}} = 0 \quad (\text{A2-79})$$

である。

また、DFBレーザでは、レーザ共振器と外部共振器の間の結合の強さを表すパラメータ C （複素数）[5]を用いて、

$$k = \frac{2 \cdot |C|}{\tau_{LD}} \cdot \sqrt{f} = \frac{2 \cdot |C|}{\left(\frac{2L}{v}\right)} \cdot \sqrt{f} = \frac{v_0 \cdot |C|}{L} \cdot \sqrt{f} \quad (\text{A2-80})$$



Re(s)=0 ⇒ コヒーレンスコラプスのオンセット: f_c 。

図 A2-3 戻り光による緩和振動周波数の変化 [4]

で表される。ここで、

τ_{LD} : レーザ共振器内での光の往復時間

f : 戻り光量

L : レーザの共振器長

である。

従って、式(A2-72)、式(A2-80)を式(A2-79)に代入することにより、コヒーレンスコラプスのオンセット f_c は、次式で表される。

$$f_c = \frac{1 + \alpha^2}{\alpha^4} \cdot \frac{S_{p0}^2 g'^2 L^2}{|C|^2} \quad (A2-81)$$

式(A2-81)は、Helms らが導出したオンセットの導出式[6]とも一致している。しかし、彼らの行った解析の結果では、線幅増大係数の項は $1/(1+\alpha^2)$ となっており、 α の値が小さくなると数値シミュレーション結果と合わなくなることから、 $(1+\alpha^2)/\alpha^4$ に変更した方がよいという結論を導いている。一方、廣野らが行った解析手法[4]では、直接、 $(1+\alpha^2)/\alpha^4$ の項が解析的に導き出されている点で、妥当性が高い手法であると考えられる。

A.3 参考文献

- [1] R. Lang and K. Kobayashi, "External Optical Feedback Effects on Semiconductor Injection Laser Properties," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-16, no. 3, pp. 347-355, 1980.
- [2] B. Tromborg, and J. Mork, "Nonlinear injection locking dynamics and the onset of coherence

- collapse in external cavity lasers," IEEE J.Quantum Electron., vol. QE-26, pp. 642-654, 1990.
- [3] R. Lang, "Injection locking properties of a semiconductor laser," IEEE J.Quantum Electron., vol. QE-18, no. 6, pp. 976-983, 1982.
- [4] T. Hirono, T. Kurosaki, and M. Fukuda, "Transition from the lowest linewidth mode operation to coherence collapse in a semiconductor laser with feedback from a distant reflector," IEEE J.Quantum Electron., vol. 32, no. 5, pp. 829-834, 1996.
- [5] F.Favre, "Theoretical analysis of external optical feedback on DFB semiconductor lasers," IEEE J.Quantum Electron., vol. QE-23, pp. 81-88, 1987.
- [6] J. Helms and K. Petermann, "A simple analytic expression for the stable operation range of laser diode with optical feedback," IEEE J. Quantum. Electron., vol. QE-26, pp. 833-836, 1990.