

TR-O-0002

33

光衛星間通信に適用可能な  
光デバイス、通信方式に関する調査報告書

榎木勸四郎      後藤光司      安川交二

1988.5.10

A T R 光電波通信研究所

## 概要 (Abstract)

本報告書は、光衛星間通信方式に適用可能な光デバイス及び光通信方式に関して、ATR光電波通信研究所が実施した調査の結果をまとめたものであり、光衛星間通信の研究を進めるに当たって基礎となり得る資料である。光デバイスに関しては、半導体レーザダイオード、フォトディテクタ、追尾用光センサ、OEIC (Optoelectronic Integrated Circuits)、光フィルタを対象とし光衛星間通信に用いる際の重要な特性（レーザダイオードの出力電力、フォトディテクタの感度、温度特性、信頼性等）の現状と将来の技術動向について述べている。また、光通信方式に関しては、強度変調／直接検波方式、波長多重方式、コヒーレント通信方式を対象とし、現状技術及び光衛星間通信に適用する際の問題点と対策について述べている。

## 発行時 配付先 (Initial Distribution Specifications)

葉原会長

古濱社長

安川室長

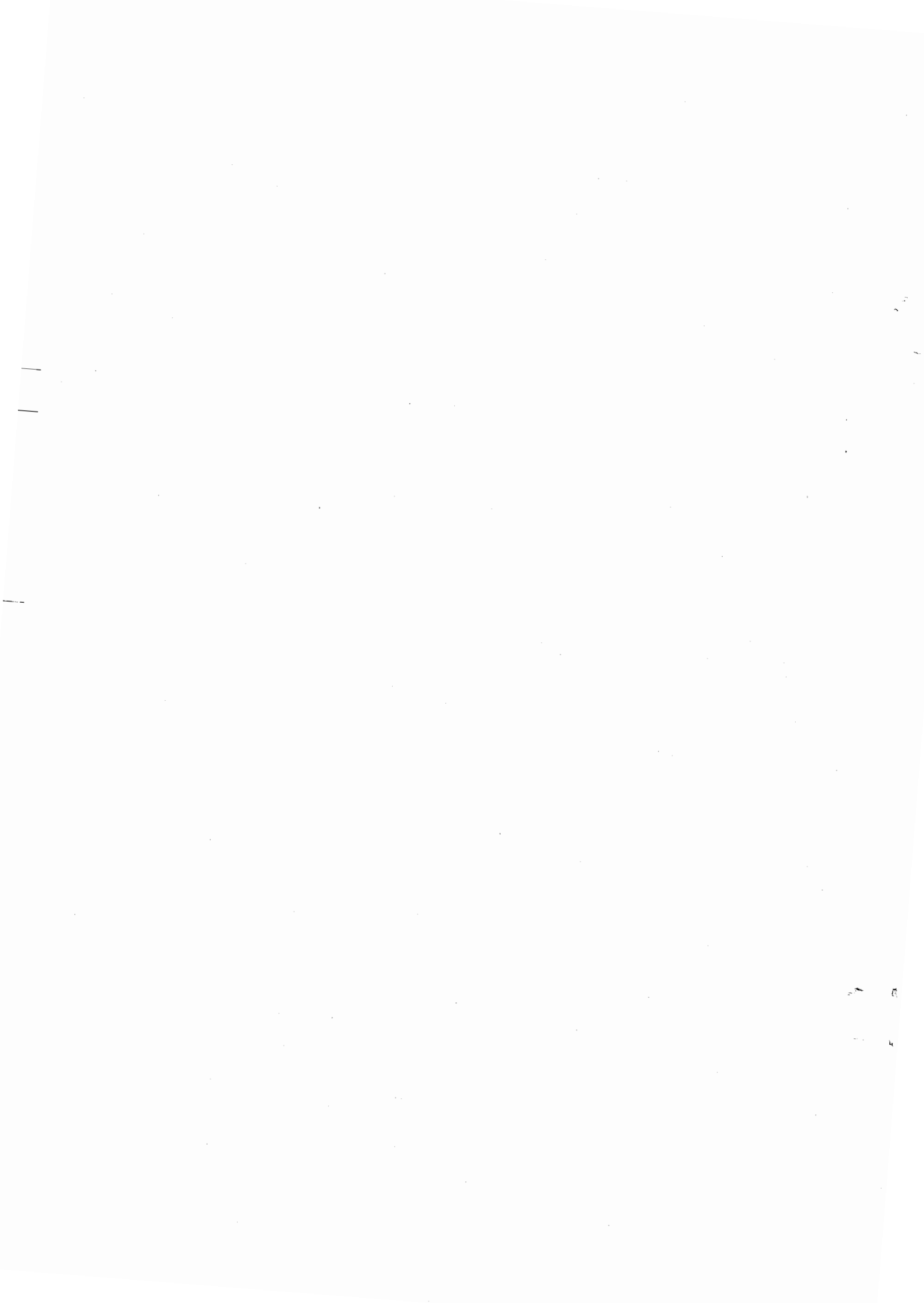
相川室長

藤本室長

高橋総括

無線通信第1研究室員

## 備考 (Notes)



# 目 次

	ページ
1. まえがき .....	1. 1
2. 光衛星間通信の通信回線設計 (強度変調/直接検波の場合) .....	2. 1
3. 光デバイスの研究開発状況 .....	3. 1
3.1 半導体レーザダイオード .....	3. 1
3.1.1 光出力を制限する原因 .....	3. 1
3.1.2 高出力レーザの例 .....	3. 2
3.1.3 温度特性 .....	3. 3
3.1.4 信頼性 .....	3. 4
3.1.5 量子井戸構造レーザ .....	3. 6
3.1.6 光 I S L へ適用する際の留意点 .....	3. 6
3.2 通信用フォトディテクタ .....	3. 8
3.2.1 受光特性 .....	3. 8
3.2.2 信頼性 .....	3.10
3.3 追尾用光センサ .....	3.10
3.3.1 0.8 $\mu$ m 帯イメージセンサ .....	3.10
3.3.2 1.3 $\mu$ m 帯イメージセンサ .....	3.12
3.3.3 4 象限フォトディテクタ .....	3.13
3.4 O E I C (Optoelectronic Integrated Circuits) .....	3.13
3.5 光フィルタ .....	3.15
3.6 放射線の影響 .....	3.17
4. 強度変調/直接検波方式及び波長多重方式の研究開発状況 .....	4. 1
4.1 強度変調/直接検波方式 .....	4. 1
4.2 波長多重方式 .....	4. 2

5. コヒーレント通信方式の研究開発状況 .....	5. 1
5.1 研究課題 .....	5. 1
5.1.1 半導体レーザの周波数安定化 .....	5. 1
5.1.2 半導体レーザの狭スペクトル化 .....	5. 2
5.1.3 変復調技術 .....	5. 3
5.2 伝送実験の現状 .....	5. 4
5.2.1 ASKヘテロダイン検波方式 .....	5. 4
5.2.2 FSKヘテロダイン検波方式 .....	5. 4
5.2.3 PSKヘテロダイン/ホモダイン検波方式 .....	5. 4
5.2.4 DPSKヘテロダイン検波方式 .....	5. 4
5.3 光衛星間通信に適用する際の問題点 .....	5. 5
6. あとがき .....	6. 1
〔付録〕 強度変調/直接検波方式を適用した時の回線設計法 .....	付. 1

## 1. まえがき

近年の宇宙活動の活発化とともに、低・中高度の気象衛星や海洋観測衛星等と静止衛星との大容量データ通信あるいは宇宙基地・宇宙機間でのデータ伝送など衛星間、衛星・宇宙飛しょう体間での通信の大幅な増大が予想される。また、著しく発展している公衆衛星通信の分野においても、相互接続の柔軟性、サービスエリアの拡大、周波数・静止軌道の有効利用等多くのメリットがあるため、静止衛星間での中継実現に大きな期待がよせられている。

このような宇宙上でのネットワークを実現するにあたっては、以下の理由により光を用いた衛星間通信（光衛星間通信）が有望であると考えられるようになってきた。

- (1) 伝送路における信号劣化が無く、さらにシステム間の干渉は実質的に無いと考えられる。
- (2) 光通信技術の著しい進歩によって、小型・軽量の通信装置を用いて大容量通信が可能となりつつある。

諸外国では古くから光衛星間通信（以下、光ISLと略記する）に関する研究が開始されており、例えばNASAはCO<sub>2</sub> レーザを用いた地球と宇宙機間の光通信システムを<sup>(1.1)</sup> マクダネル・ダグラス及び米国空軍がNd:YAGレーザを用いたシステム<sup>(1.2)</sup> を検討している。また、金星探査衛星が観測した画像データ(4Mbps)をNd:YAGレーザを用いて光回線で伝送する検討がJPL<sup>(1.3)</sup> において行われている。

但し、CO<sub>2</sub> やNd:YAGレーザは高出力が得られるものの、サイズ、重量、消費電力が半導体レーザダイオードよりも大きくなる。本報告書では、衛星搭載用であること、さらには近年における半導体レーザ技術の著しい進歩を考慮して、発光源としてはレーザダイオードのみを調査対象としている。なお、レーザーダイオードを適用したシステムとして、COMSATが静止衛星間の光ISLシステム<sup>(1.4)</sup> を、マサチューセッツ工科大学がコヒーレント通信を用いたシステム<sup>(1.5)</sup> を検討している。

日本における光衛星間通信の研究は、郵政省通信総合研究所<sup>(1.6)</sup>、宇宙開発事業団<sup>(1.7)</sup>、KDD<sup>(1.8)</sup>などの機関で基礎的検討が進められている。また、1986年4月に発足した当研究所においても、光衛星間通信を研究プロジェクトの1つとして取り挙げ、10年間に要素技術の研究を行うこととなっている。さらに、実験用システムとしては、1992年に

Engineering Test Satellite-VI 号衛星 (ETS-VI, 図1-1)の打ち上げが予定されており、23/32GHz及び38/43GHzによる衛星間通信実験とともに、小規模な光通信装置の搭載が計画されている。また、NASAの宇宙基地に接続される予定のJapan Experiment Module (JEM)は1994年に打ち上げられ、各種の通信実験が行われる予定である。この他1996年には、宇宙基地上で組み立てられ、OTV (Orbit Transfer Vehicle) により静止軌道に運ばれる重さ数tonの静止プラットフォーム (図1-2)の打ち上げが計画されている。このプラットフォームでは800MHz帯移動通信、ミリ波パーソナル無線、22GHz帯衛星放送の実験に加えて光衛星間通信装置の搭載が計画されている<sup>(1.9)</sup>。

光衛星間通信の特徴は、

- (1) 高精度なビーム追尾が必要である。
- (2) 放射線、太陽熱等の宇宙環境下で運用される。
- (3) 太陽、地球、月などの背景光が存在する。
- (4) ドップラー効果による周波数偏移がある。
- (5) 光ファイバで見られるような分散は無い。

などの点にあり、光ファイバ通信技術とは異なる多くの研究課題がある。但し、光ISLにおいて重要な役割を果たす高出力レーザダイオード、高感度フォトディテクタ、高集積化イメージセンサ等の光デバイスの研究、さらには波長多重通信やコヒーレント通信等に関する要素技術の検討は、光ファイバ通信や光情報処理の分野で活発である。

まず第2章では、強度変調/直接検波方式を適用したシステムの回線設計例を示し、光デバイスに要求される特性の概略値を与えている。第3章では光デバイスに関して、また第4、5章では光通信方式に関して、現状及び将来技術の動向、さらには光衛星間通信に適用する際の技術課題を述べている。

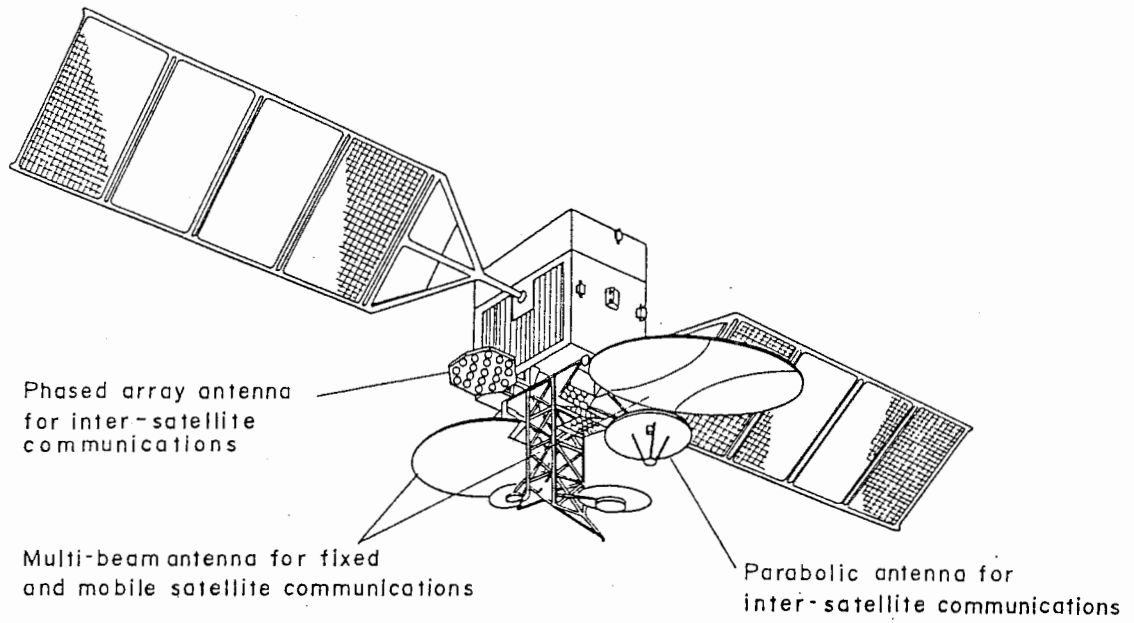


図1-1 ETS-VI 衛星の概観例

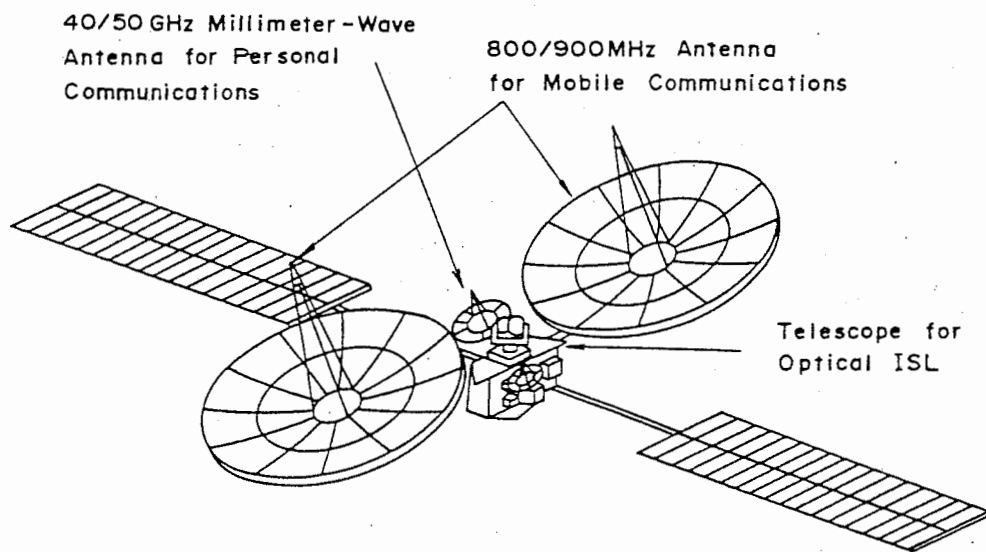


図1-2 静止プラットフォームの実験モデル例



〔参考文献, 第1章〕

- (1.1) J.H.McElroy, N.McAvoy, E.H.Johnson, J.J.Degnan, F.E.Goodwin, D.M.Henderson  
T.A.Nussmeier, L.S.Stokes, B.J.Peyton and T.Flattau, "CO<sub>2</sub> laser communi-  
cation systems for near-earth space applications," Proceedings of the  
IEEE, 65,2, pp.221-251, 1977.
- (1.2) M.Ross, P.Freedman, J.Abernathy, G.Matassov, J.Wolf and J.D. Barry,  
"Space optical communications with the Nd:YAG laser," Proceedings of the  
IEEE, 66,3, pp.319-344, 1978.
- (1.3) E.D.Hinkley, J.R.Lesh and R.T.Menzies, "Lasers in Space," Laser Focus. Feb.  
1985.
- (1.4) A.K.Sinha, "Laser communication for intersatellite links," EASCON'81, pp.  
58-61, 1981.
- (1.5) V.W.S.Chan, L.L.Jeromin and J.E.Kaufmann, "Heterodyne lasercom systems  
using GaAs lasers for ISL applications," ICC'83, pp.E1.5.1-E1.5.7, June,  
1983.
- (1.6) 荒木、林、五十嵐: "宇宙光通信における捕捉・追尾・ポインティングの問題と検  
討", 信学技報, SANE86-20, pp.13-18, 1986年.
- (1.7) 久田、伊東、橋本、辻、小泉: "衛星間レーザ通信の可能性", 信学技報, SANE85-  
27, pp.19-24, 1985年.
- (1.8) 八塚、坂口、高畑: "光衛星間通信の一考察", 信学技報, CS83-99, pp.55-60,  
1983年.
- (1.9) 日経コミュニケーション: "21世紀の通信衛星「静止プラットフォーム」の研究  
開発始動", pp.53-55, 11, 10, 1986年.

## 2. 光衛星間通信の通信回線設計（強度変調／直接検波の場合）

光衛星間通信（以下、光ISLと略記する）システムを構成する半導体レーザダイオード（以下、LDと略記する）、フォトディテクタ、光アンテナ、捕捉・追尾機構に求められる性能は、リンク形態（静止衛星間：GEO-GEO，静止・周回衛星間：GEO-LEO（注1））によってかなり異なったものとなる。本章ではATR光電波通信研究所で当面の開発目標と考えている強度変調／直接検波方式の諸元とともに回線設計の一例を示し、第3章で述べる半導体レーザダイオード、フォトディテクタ等の光デバイスに要求される性能の概略値を求めている。なお、付録に回線設計を行う為の基本的な計算式と伝送特性を検討する際に必要な雑音電流値等の計算結果を示しておく。

表2-1に回線設計を行う際に想定した光ISLシステムの諸元を、また図2-1にLD出力電力とその時に得られるビット誤り率を、伝送ビットレートの関数として示す。さらに、ビット誤り率 $10^{-9}$ を得る為の回線設計例を表2-2に示す。

使用波長に関しては、光ファイバ通信や光情報処理システムを対象に研究開発が活発なLDの発振波長、即ち $0.8\mu\text{m}$ 帯（短波長帯）及び $1.3\mu\text{m}$ 帯（長波長帯）の適用を前提とする（注2）。また光アンテナの重量とサイズは、直径が30cm程度以上になると急激に増加することを考慮して、ここではその直径を20cmとしている。表2-3に、仮定した受信器（APDフォトディテクタおよびフロントエンド増幅器<sup>(2.1)</sup>）の特性パラメータを示す。

図2-1から明らかのように、最も電力が大きい太陽による背景光が存在する場合に400Mbpsのデータをビット誤り率 $10^{-9}$ で伝送しようとするれば、 $0.85\mu\text{m}$ では26dBm(400mW)程度、 $1.3\mu\text{m}$ では32dBm(1.6W)程度のLD出力が必要になる。一方、背景光が存在しない場合、 $0.85\mu\text{m}$ では23dBm(200mW)、 $1.3\mu\text{m}$ では31dBm(1.3W)のLD出力が要求される。背景光による伝送特性の劣化が $1.3\mu\text{m}$ の方が小さいのは、太陽光の電力密度が長波長の方が小さい為である。

(注1) GEO: Geostationary Satellite

LEO: Low Earth Orbit Satellite

(注2) 長波長帯には $1.5\mu\text{m}$ も含まれるが、 $1.3\mu\text{m}$ 帯用と $1.5\mu\text{m}$ 帯用の素子の材料は基本的に同じであること、さらには $1.3\mu\text{m}$ 帯用素子の方が歴史が古く開発が進んでいる理由により、 $1.3\mu\text{m}$ のみを対象としている。

以上述べた回線設計では、受信器の視野を回折限界<sup>(2.2)</sup>に設定した場合、即ち背景光雑音が最も小さくなる場合を仮定している。実際のシステムでは光ビームの追尾誤差があるので、受信器の視野は回折限界よりも広くとる必要がある。従って、背景光による伝送特性の劣化は、ここに示した値よりも大きくなることに注意する必要がある。

受信器視野を回折限界よりも大きくした時の劣化量は、 $0.85\mu\text{m}$  システムの場合、視野角を回折限界の2倍に設定すると、図2-1に示した特性よりもさらに2dB程度劣化し、また3倍にすると、3.5dB程度の劣化が見込まれる。

なお、直径20cmのアンテナを用いた場合のビーム幅（波長/アンテナ直径）は、 $0.85\mu\text{m}$  では、 $4\mu\text{rad}$  程度、 $1.3\mu\text{m}$  では、 $7\mu\text{rad}$  程度となる。従って、回線の維持を行う為の捕捉、ポインティング、トラッキングには $1\mu\text{rad}$  以下という極めて高い精度が要求される。これらの技術については、現在モノパルス法、コニカルスキャン法が検討されている。<sup>(2.3)</sup>

表 2 - 1 通信回線設計を行う際に想定したシステムパラメータ

変復調方式	強度変調/直接検波方式
リンク構成	静止衛星間
衛星間距離	40,000km
送信アンテナ直径	20cm
受信アンテナ直径	20cm
太陽温度	7,000K
光フィルタバンド幅	30Å
受信器視野 (FOV)	回折限界

表 2 - 2  $10^{-9}$ を得る為の回線設計例

modulation scheme transmission bit rate optical wavelength	intensity modulation/direct detection 400 Mbps	
	0.85 $\mu\text{m}$	1.3 $\mu\text{m}$
<u>transmitter parameter</u> average transmitting power	26dBm (23 dBm, without solar radiation)	32dBm (31 dBm, without solar radiation)
optical loss	-2 dB	-2 dB
transmitting antenna gain (aperture diameter : 20cm) (aperture efficiency:75%)	116.1 dB	112.4 dB
e.i.r.p.	110.1 dBW	112.4 dBW
free space loss (distance between satellites:40,000km) (solar radiation :7000K)	-295.4 dB	-291.7 dB
<u>receiver parameter</u> receiving antenna gain (aperture diameter : 20cm) (aperture efficiency : 75%)	116.1 dB	112.4 dB
optical loss (optical filter bandwidth: 30Å)	-2 dB	-2 dB
pointing loss	-2 dB	-2 dB
receiving optical power	-43.2 dBm	-40.9 dBm
required optical power (bit error rate: $10^{-9}$ )	-45.4 dBm	-43.1 dB
margin	2.2 dB	2.2 dB

表 2-3 仮定した受信器の特性パラメータ

		Si (0.8 $\mu$ m)	InGaAs (1.3 $\mu$ m)
		APD photo detector	Quantum efficiency Excess noise factor (x) Dark current multiplied non-multiplied
Bipolar front-end amp.	Load resistance Quiescent beta Base resistance Capacitance of photo- detector Stray capacitance of input transistor Input capacitance of main amp Total input capacitance	5 K $\Omega$ 100 100 $\Omega$ 2 pF 2 pF 2 pF 6 pF	

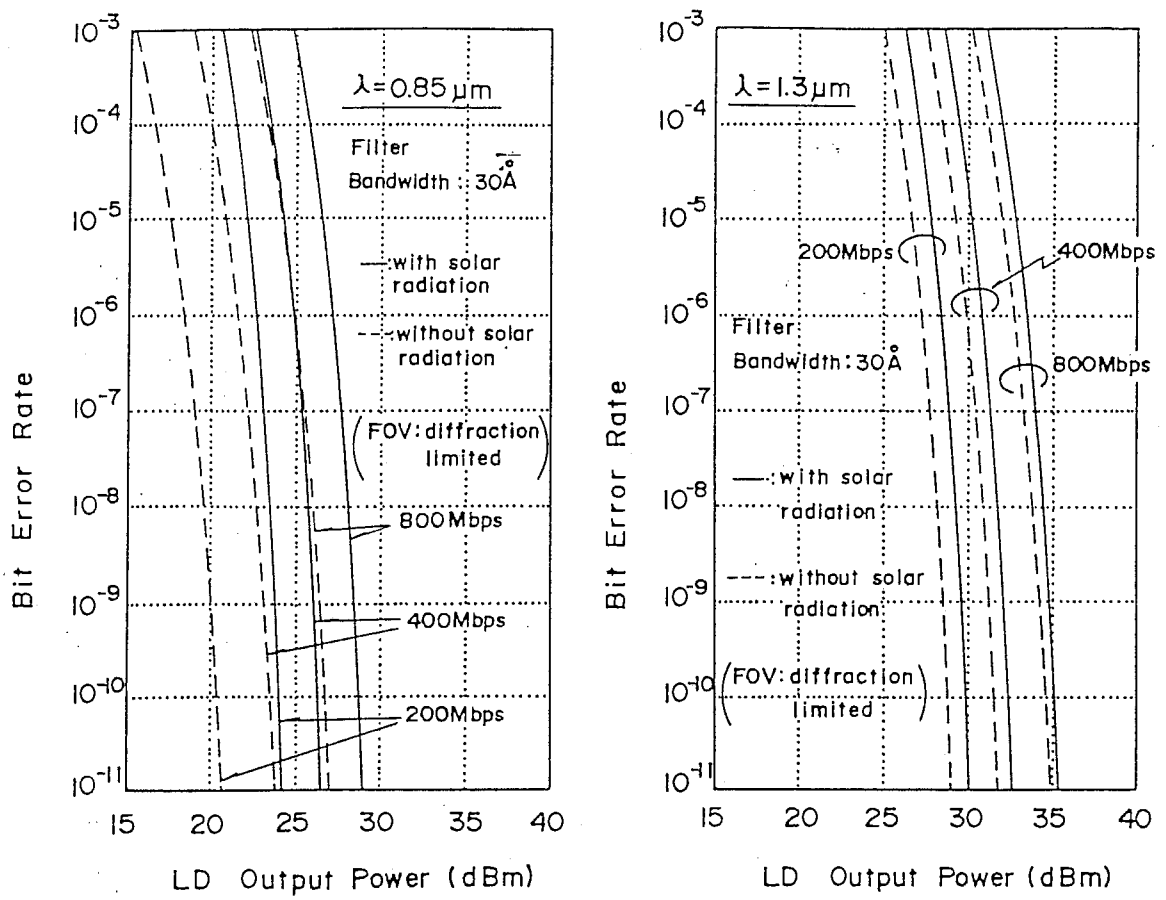


図2-1 レーザダイオード出力とビット誤り率の関係

[参考文献, 第 2章]

- (2.1) R.G.Smith and S.D.Personik, "Receiver design for optical fiber communication systems," Topics in Applied Physics, Vol.39, Springer-Verlag, pp.89-160, 1984.
- (2.2) 滑川、森永監訳: "光通信システム", 1,6 節、マグローヒルブック, 1983年.
- (2.3) 荒木、林、五十嵐: "宇宙通信における捕捉・追尾・ポインティングの問題と検討", 信学技報, SANE86-20, pp.13-18, 1986 年.

### 3 光デバイスの研究開発状況

光衛星間通信（光 ISL）システムは多くの光デバイスの性能に負うところが大きい。本章では半導体レーザダイオード、通信用フォトディテクタ、追尾用光センサ、OEIC（Optoelectronic Integrated Circuits）、光フィルタに関する研究開発の現状と今後の検討課題を述べる。

#### 3.1 半導体レーザダイオード

本節では、半導体レーザに的を絞り光出力、温度特性、信頼性等の特性について述べる。レーザダイオードを構成する材料は、 $0.8\mu\text{m}$  帯ではAlGaAs系、 $1.3\mu\text{m}$  帯ではInGaAsP系である。

##### 3.1.1 光出力を制限する原因

半導体レーザダイオード（以下、LDと略す）の最大光出力を制限する要因としては、瞬時光学損傷（COD：Catastrophic Optical Damage）及び熱的飽和がある<sup>(3.1)</sup>。

瞬時光学損傷（COD）とは、半導体レーザの活性層の一部が局所的に溶融する現象である。駆動電流を増加させていくと局所的な過剰発熱がきっかけとなり、（温度上昇）→（禁制帯幅エネルギーの減少）→（レーザ光の吸収の増大）→（発熱量の増大）→（温度上昇）というサイクルを経てCODが発生する。CODが発生し易い箇所はレーザの出力端面および導波路内部である。

LDの出力端面は通常劈開で作られるので、端面部で禁制帯幅エネルギーの減少が生じ光の吸収が大きい。さらに、浮遊結合手が多いために表面再結合速度が速く、光の吸収の結果生じたキャリアが短時間のうちに端面で再結合し熱に変わる為にCODが発生しやすい。また、導波路内部では結晶内に酸素が存在する為に格子欠陥が生じ、CODが発生する。

$0.8\mu\text{m}$  LDは主にCODにより光出力が制限される。一方、 $1.3\mu\text{m}$  LDは材料的に $0.8\mu\text{m}$  LDよりもCODに達するレベルは高いが、しきい値電流及び外部微分量子効率の温度依存性が高い為に、光出力限界は動作時の活性層の温度上昇に伴う熱的飽和で決定されると考えられる。即ち、InGaAsP系の温度特性が良好でないことにより出力飽和が生じる。



上記の光出力を制限する原因を考慮すると、CODレベルの向上及び熱発生抑制が高出力化を図る手段である。さらに、発光効率の改善も有効な手段である。表3-1に具体的な手法を示す。

なお、量子井戸構造あるいはアレイ構造のレーザも高出力化を図る手段であるが、これらの構造については後に述べる。

### 3.1.2 高出力レーザの例

表3-1の手法を用いて高出力化を図った主なLD（単一構造：アレイ型でない）の特性一覧を表3-2に示す。またそれぞれのLDの構造及び電流対光出力電力特性を図3-1～図3-7に示す。

表3-2から明らかなように、単一構造のレーザでは1000mW出力が最大であり、これを除く他のLDは最大200mW程度である。1000mWレーザは昭和62年1月に新聞発表された。均一な活性層を形成できるMOCVD法を用いることにより高出力化が可能になったものである。

ここで注意を要する点は、最大出力近傍で動作させるとデバイスがすぐに破損すること、さらには横モードが単一とはならない為にシングルローブの放射特性を有するとは限らないことである。従って、光ISLシステムへの適用という観点から考えると、長寿命、高出力、シングルローブ特性を有するレーザの研究開発は極めて重要なテーマの1つである。

次に光出力の増大を図る為の1つの手段として、アレイ化がある。アレイ構造は基本的には単一構造レーザを複数個集めることにより高出力を得るものであるが、さらには、その技術を発展させてビーム放射方向を電氣的に制御できるbeam-steering laserの実現も可能になる<sup>(3.9)~(3.10)</sup>。(このLDについては3、4節で述べる)。以下では、アレイ化の研究開発状況について述べる。

表3-3は、今までに試作されている主なアレイレーザの特性一覧である。またそれぞれのアレイLDの構造を図3-8に示す。

アレイLDを光ISLシステムに適用する際に考慮すべき特性の1つは、ビーム放射パターンの単峰性（シングルローブ）である。通常の位相同期型のアレイでは、各エレメント間のカップリングにより高次のモードが発生し、単峰にならないことがある。

現在のところ、日本では単峰性を有する高出力アレイLDは試作されておらず、単峰とする為の技術について理論検討が行われている段階である。その検討では、横基本モードのみが発振するように各々のストライプの幅と間隔を制御し、さらに駆動電流を低く抑えて単峰性を得るという方法が提案されている<sup>(3.16)</sup>。この方法によると、光出力が単一構造のレーザの3~4倍、即ち300~400mWの単峰性を有するアレイ型レーザが得られる可能性があるとして試算されている。

日本以外では、表3-3に示すように、単峰性を有するアレイ型LDが既に試作されている。このレーザは、基本モードのみが発振するようにストライプを中央部と端面部でオフセットし、またストライプ幅は規則的に変えている(図3-8(C)参照)。但し、このLDの場合、単峰性を有していても、放射角度は光出力により変動し(350mW出力と120mW出力で約1度の差がある)、また縦モードはマルチとなる。従って光ISLへの適用という立場から見た場合、縦、横共にシングルモード発振しかつ放射角度の安定なあるいは制御可能なレーザアレイの研究開発は極めて重要であると考えられる。

### 3.1.3 温度特性

通常衛星内の温度は、特別な制御が行われていないと-15℃~40℃程度の範囲内で変化すると予想される。従って実際のシステムにLDを搭載する場合には、温度特性は重要な特性の1つである。具体的には発振しきい値および発振波長が温度により変動する。

発振しきい値( $I_{th}$ )の温度特性は通常以下のように表示するのが一般的である<sup>(3.17)</sup>。

$$I_{th} = I_0 \exp \left[ \frac{T}{T_0} \right] \quad (3-1)$$

ここで $T_0$ は特性温度であり、しきい値の温度特性を評価する1つのパラメータである。 $T_0$ は大きい程しきい値の温度に対する変化は小さく、温度特性の良好なLDと言える。

通常のDH(double heterostructure)レーザの場合、LDの構造によって異なるが、概してAlGaAs系では $T_0 = 120 \sim 160$  K、InGaAsP系では $T_0 = 53 \sim 57$  K(250 K以上)、99~129 K(250 K以下)の値をとる<sup>(3.17)</sup>。従って、AlGaAs系の方が温度特性は良好である。図3-9に、0.8 $\mu$ m帯(AlGaAs系)及び1.6 $\mu$ m帯(InGaAsP系)レーザダイオードの発振しきい値の温度特性例を示す。なお、図3-9(b)は発振波長が1.6 $\mu$ mのLDの測定例であるが、この特性は1.3 $\mu$ m LDに対してもほぼ同じである。

前述のように、衛星内部の温度が $-15^{\circ}\text{C}$ ～ $40^{\circ}\text{C}$ の範囲で変化する場合、 $40^{\circ}\text{C}$ に対するしきい値電流は、 $-15^{\circ}\text{C}$ の場合に比べてAlGaAs系では1.6倍 ( $T_0 = 120\text{K}$ )、InGaAsP系では2.8倍 ( $T_0 = 53\text{K}$ )に増加する。しきい値が増加するという事は、一定の光出力を得る為には駆動電流を増加させる必要があるということである。従ってLDの温度制御あるいは光出力電力の自動制御 (APC: Automatic Power Control)が必須になる。

発振波長の温度変化は、ファブリペロー共振器を持つ通常の半導体レーザの場合、表3-4に示すように禁制帯幅の温度変化及び屈折率の温度変化に基づくものである<sup>(3.17)</sup>。衛星内温度が $-15^{\circ}\text{C}$ ～ $40^{\circ}\text{C}$ の範囲内で変化すると、禁制帯幅に起因する波長変動は、AlGaAs系では220Å程度、InGaAsP系では330Å程度変化する。これらの変動は背景光を除去する為の光フィルタの波長幅(50Å以下を想定)よりもはるかに大きい。従ってレーザ自体の温度制御あるいは構造上の工夫により発振波長の安定化を図る技術が重要となる。

#### 3.1.4 信頼性

レーザダイオードの寿命を決定する要因としては、

- (a) 温度
- (b) スレッシュホールド電流
- (c) 出力電力
- (d) 駆動電流
- (e) 非発光中心の形成、等

が挙げられ、これらの要因が互いに影響し合って劣化に至ることになる。例えば高出力レーザの場合、図3-10に示すような過程を経てLDの発光効率が次第に落ち、最終的にシステムの要求する光出力が得られなくなると考えられる。

図3-10から明らかなように、信頼性を向上する為には温度上昇及びそれに伴うしきい値電流の増大の抑制、非発光中心の増加抑制等が考えられる。例えばアレイ構造は温度上昇を抑える1つの方法ととらえることができ、またしきい値を下げる1つの手法として後に述べる量子井戸構造の適用が考えられる。さらに非発光中心の形成を少なくする為に格子欠陥の少ない基板の開発等が行われている。

寿命の推定は現在各メーカ、研究機関において進められている。室温での寿命はその温度で連続試験を行うことが最良であろうが、寿命が数年以上のオーダーになると、現実的に試験を行うことは不可能である。その為、以下に示す式に基づく高温加速度寿命試験を行い、長期間の寿命の推定を行っている<sup>(3,20)</sup>。

$$\tau = \tau_0 \exp \left[ \frac{E_a}{k T} \right] \quad (3-2)$$

$\tau$  : 寿命

$k$  : ボルツマン定数 ( $1,379 \times 10^{-23} \text{W/K} \cdot \text{Hz}$ )

$T$  : 絶対温度

$E_a$  : 活性化エネルギー

$\tau_0$  : 定数 (材料、構造等により決定される)

具体的には、LDの使用温度よりも高い複数の環境下にて寿命を測定し、上式を用いて $\tau_0$ 及び $E_a$ を求める。次にそれらの値を用いて使用する温度での寿命を外挿により推定する。なお、活性化エネルギー $E_a$ が既知の場合には、1種類の高周囲温度下での寿命を測定し、使用温度下での寿命を推定することも可能である。 $E_a$ はAlGaAs系では0.7~0.9 eV、InGaAsP系では0.8eV程度である。

レーザダイオードの寿命は、出力電力、使用温度、寿命の判定基準等の条件が異なる為に推定値は様々である。表3-5に寿命予測の検討例を示す。ファイバシステムへの適用を前提とした場合、即ち比較的低出力の場合には高い信頼性が得られている。一般的には室温で比較的低出力の場合、AlGaAs系レーザは $10^6$ 時間(約110年)、InGaAsP系レーザは $10^7$ 時間(約1100年)程度の寿命であると言われている。

一方、光ISLシステムで必要になる高出力LDの場合には少なくとも $10^5$ 時間(約10年)の寿命が必要になる。表3-5から明らかなように、動作点を最大出力よりかなり下げたとしても現在のところ十分な信頼性が得られていない。従って、高出力と長寿命を同時に満足するLDの研究開発が重要であると考えられる。さらに、殆どの寿命推定は一定温度に対するものである。従って、衛星内部でもし特別なLDの温度制御を行うことができないとすれば、温度が変動する時の寿命予測法及び推定寿命に関する検討も必要となるであろう。

### 3.1.5 量子井戸構造レーザ

LDの活性領域を量子井戸構造にすると、エネルギー準位の数が少なくなるので発振に必要な電子数が減少し、発振しきい値の低下やしきい値の温度特性改善が期待できる<sup>(3.25)</sup>。さらに緩和振動周波数の増大も得られるので、現在短波長系レーザを対象として研究開発が活発である。多重量子井戸(MQW: Multi-Quantum Well)レーザの構造例を図3-11に示すが、基本的には活性層の構造のみが通常のLDと異なる。

しきい値電流の低下は、半導体LDの特性を向上させる上で非常に重要である。即ち、しきい値が下がると、一定の光出力を得る為の注入電流が減少し、発生する熱が下がるので高出力化が図れると同時に信頼性も向上する。また、しきい値の温度特性に関しては、短波長系の通常のDHレーザで特性温度は120~160 K程度であるのに対し、量子井戸レーザでは200 K程度<sup>(3.27)</sup>と改善される。例えば-15℃と40℃に対するスレッショルド電流の比は、特性温度200 Kでは1.3倍となり、通常のDHレーザ(120 Kでは1.6倍)より変動が小さくなる。

量子井戸レーザと通常のDHレーザは基本的には活性層の構造が異なるだけであるから、今迄に蓄積された技術を利用して、従来のレーザよりも高出力化が図れる可能性が強い。例えば、量子井戸レーザをアレイ化すれば、温度特性が良好で信頼性の高い高出力レーザの実現が可能であると考えられる。

緩和振動周波数(fr)が増大すると、変調速度を大きくすることができる。50GHzのfrが達成可能であるというような理論解析結果が報告されており<sup>(3.28)</sup>、また12GHzのfrを有するデバイスも開発されている<sup>(3.29)</sup>。

### 3.1.6 光ISLへ適用する際の留意点

レーザダイオードを光ISLシステムに適用する場合、特にアンテナサブシステムとのインタフェースに関して以下に示す点に留意する必要がある。

(a) 非点収差

(b) 楕円形のFar Field Pattern

(a) に関しては、LDの発光面が理想的な点光源ではない為に波面がそろっておらず、結果的にビーム幅の増大を伴う。

(b) に関しては、LDの接合面に対して水平方向と垂直方向のビーム広がり角が異なる

のでFar Field Pattern が楕円形になる。例えば表 3-2 に示したブロードエリア構造型レーザ（出力 1 W）の広がり角は水平方向では 2 度、垂直方向では 28 度となり、かなり楕円率が大きい。光ビームの追尾特性を考慮すると、円形の Far Field Pattern をもつことが望ましい。

問題点(a), (b) はシリンDRICALレンズ等の光学素子で補正することが可能であるが、その際には、光学ロス及び重量の増大を伴わないように配慮する必要がある。なお、放射した光が光学素子等の反射により戻って来ると、レーザの発振特性が変わってしまうので光学系の設計には十分配慮する必要がある。これらの問題点については今後調査検討を進めていく。

### 3.2 通信用フォトディテクタ

光ISLシステムへの適用を想定した場合、通信用フォトディテクタには、

- (a) 高い光／電気変換効率
- (b) 広帯域
- (c) 低雑音
- (d) 高信頼性
- (e) 小型・軽量、低消費電力、等

の特性が要求される。以下では、高い光／電気変換効率を有し、光ISLに現在最も適していると考えられるアバランシェフォトダイオード（以下ではAPDと略記する）の受光特性と信頼性について述べる。

#### 3.2.1 受光特性

APDはアバランシェ（なだれ）効果を利用し、光電流を内部で増倍するので高い光／電気変換効率を有している。その材料としては、短波長帯（ $0.8\mu\text{m}$  帯）ではSi、長波長帯（ $1.3\sim 1.6\mu\text{m}$  帯）ではGeあるいはInGaAsが用いられている。それぞれの材料からなるフォトディテクタの量子効率の波長依存性を図3-12に示す。

APDの特性は、過剰雑音指数（F）、増倍率（M）、暗電流により表される。アバランシェ増幅の過程で光電流の増幅と同時に過剰雑音も発生する。その程度を示すのが過剰雑音指数（F）であり、次式で表される<sup>(3.31)</sup>。

$$F = M \left\{ 1 - (1 - k) \frac{(M - 1)^2}{M^2} \right\} \quad (3-3)$$

$$\approx M^x \quad (x : \text{過剰雑音係数})$$

ここで、 $k$ は電子のイオン化率 $\alpha$ とホール（正孔）のイオン化率 $\beta$ の比

$$k = \frac{\beta}{\alpha} \quad (3-4)$$

で与えられる（注）。 $k$ が小さい程Fは小さくなり、従って過剰雑音が小さくなる。

---

（注）  $k = \alpha / \beta$  で定義する場合もある。

表3-6にAPDの代表的な特性を示す。Si-APDは、 $0.8\mu\text{m}$ 帯を用いた比較的近距离の光通信システムに適用されている。Si-APDは古くから研究開発が行われており、技術は完熟している。従って、光ISL用としては現時点では最も適した素子であると考えられる。

Ge-APDは日本では $1.3\mu\text{m}$ 帯を用いた光海底ケーブルシステムや陸上光基幹伝送システム等への適用を目標として研究開発が進められた。この素子は、光ファイバの損失(図3-12参照)が比較的小さい $1.3\mu\text{m}$ 帯に感度を有するが、暗電流及び過剰雑音係数が大きい為に次に述べるInGaAs系に開発目標が移った。

InGaAs-APDは、光ファイバの損失が最も小さい $1.5\mu\text{m}$ 帯を用いた光通信システムを実現する為にGe-APDに代わるものとして研究開発が始められた。研究の歴史は浅いが、素子の製作技術や特性に関する研究段階はほぼ終了し、次のステップである信頼性に関する検討が進められている。

プレーナ型InGaAs/InPヘテロ構造APDの断面図を図3-13に示す<sup>(3.32)</sup>。このデバイスは、感度を有する波長幅を広げる為に光吸収層とアバランシェ増倍層を異なる材料で構成し、さらに広帯域化を図る為に光吸収層と増倍層との間にバッファ層を挿入している。InGaAs-APDは $1.3\mu\text{m}$ 帯においても感度を有する為、長波長帯を用いた光ISLシステムには現時点では最も適した素子と言える。

Si-あるいはInGaAs-APDの特性はかなり完成されている。フォトディテクタをさらに高性能化する方法はイオン化率比( $k$ )を減少させることである(注)。 $k$ が減少すると、 $MB$ 積( $M$ :増倍率、 $B$ :帯域幅)が大きくなり、さらに過剰雑音が減少する<sup>(3.33)</sup>。イオン化率比を減少できるAPDとして超格子APD<sup>(3.34)</sup>が提案されている。このデバイスは材料の特性ではなく、構造上の工夫により $k$ を減少させているが、試作例はごくわずかであり、今後の検討課題は非常に多いと考えられる。

---

(注) イオン化率比( $k$ )の定義の違いにより、 $k$ の“増大”が高性能化を図る方法であると表現されている文献もある。



### 3.2.2 信頼性

フォトディテクタの信頼性に関しては、現在主に光海底ケーブルや陸上光ファイバ伝送システムの実用化の為に、動作時の周囲温度（10℃あるいは室温）での寿命推定が行われている。フォトディテクタでは、時間が経るにつれて暗電流が増加したり、電極の侵入によるAPDの異常降伏が発生する。主な劣化要因は熱と考えられ、劣化の度合は次第に増加してくる。

素子表面劣化を抑える為のパッシベーション膜の最適化や、電極侵入を抑える為のAu系電極の採用を行い、長寿命化が図られている。

寿命予測は、レーザダイオードと同様に高温加速度試験に基づいて行われている。暗電流が規定値よりも増加した時あるいは異常降伏が発生した時を故障と判定している。

表3-7に主なAPDの推定寿命を示す。同表の周囲温度条件下ではレーザダイオードに比較して十分な信頼性が得られているが、その理由は、デバイスを流れる電流がAPDの方が小さい為である。なお、レーザダイオードの場合と同様に、衛星内部でも十分な温度制御を行うことができなければ、周囲温度が変動する時の寿命予測法と推定寿命の決定は大きな課題となるであろう。

### 3.3 追尾用光センサ

光衛星間通信システムでは光ビームの捕捉用及びトラッキング用として光センサが必要である。

捕捉の方法にはスキャン型あるいは2次元型があるが<sup>(3.39)</sup>、捕捉に要する時間を考慮すると2次元型の方が優れている。またトラッキングでは1 $\mu$ rad以下の精度が要求されることを考慮すると、4象限フォトディテクタが最も適していると考えられる。ここでは2次元型イメージセンサと4象限フォトディテクタの現状技術について述べる。

#### 3.3.1 0.8 $\mu$ m 帯用イメージセンサ

現在、ビデオカメラ等への適用をめざして、CCD (Charge Coupled Device)、FIT (Frame Interline Transfer)、CSD (Charge Sweep Device) 等、種々の2次元イメージセンサが研究されている<sup>(3.40)</sup>。これらデバイスのうち、CCD (受光部はSi) が最も完成度が高く、また0.8 $\mu$ mにも高い感度を有するので、現時点では最も光ISLに適

したデバイスと考えられる(注)。

イメージセンサを光ビーム捕捉のために用いる場合、(a)高感度、(b)広視野・高分解能、(c)低雑音が要求される。

#### (a) 感度

感度は、光/電気変換効率及び開口率を大きくすることにより改善を図ることができる。

Siの結晶技術は完熟しているので、材料的に変換効率を改善できる余地は少ないと考えられる。さらに感度を上げる方法は受光部に増幅機能をもたせることであり、SIT (Static Induction Transistor)<sup>(3.41)</sup>や受光部にAPDを用いる構造は、その可能性が期待できるデバイスである<sup>(3.42)</sup>。

一方、開口率(通常30~50%)を増大させる方法としては、感光膜を走査回路の上面に配置した2階建て構造やマイクロな集光レンズをダイオード上に配置した構造等が現在考案されている。また、光电変換と信号電荷の転送の2つの機能を基板の厚み方向に分離し、基板の裏側から光を入力する裏面照射方式も提案されている。

#### (b) 広視野・高分解能

光ビームの捕捉を容易にかつ精度良く行う為には、高密度、多画素のイメージセンサが要求される。通常、入手可能なCCDの画素数は20万~40万程度、画素サイズは $17 \times 13 \mu\text{m}^2$ 程度である<sup>(3.43)</sup>。

一方、高密度、多画素化を図った例としては、最近画素数 $1280 \times 970$ 、画素サイズ $9.9 \times 9.8 \mu\text{m}^2$ のCCD<sup>(3.44)</sup>、及び画素数 $1320 \times 1035$ 、画素サイズ $6.8 \times 6.8 \mu\text{m}^2$ のCCD<sup>(3.45)</sup>がHigh Definition TV用に開発されている。 $1280 \times 970$ 画素数の感度特性を図3-14に示す。

このデバイスでは、赤外領域の感度を落とす為には縦型オーバーフロー(VOD: Vertical Overflow Drain)と呼ばれる構造を採用している。この構造を採用しなければ、 $0.8 \mu\text{m}$ に対する感度は $0.5 \mu\text{m}$ に対する感度より大きくなる<sup>(3.46)</sup>。

---

(注) CCDはカメラへの適用を主目的としているので、フィルタ等により赤外領域( $0.8 \mu\text{m}$ 以上)に対する感度をいくぶん小さくしている場合がある点に注意する必要がある。

CCDの製作技術は、MOSLSIやDRAM製作技術と基本的に同じである。前述の多画素CCDは $1.5\mu\text{m}$ ルールで製作されており、一方1MbitのDRAMが1.5から $1.0\mu\text{m}$ ルールで設計されていることを考慮すると、さらに分解能を向上させることは可能であると考えられる<sup>(3.40)</sup>。

### (c) 低雑音

低雑音化に関しては、CCDの出力端に設ける相関2重サンプリング技術により、電荷検出部で発生した熱雑音成分を除去し、暗電流が問題になるレベルまで改良が進められている<sup>(3.40)</sup>。暗電流のtypical値は通常 $1\text{nA}/\text{cm}^2$ 以下である<sup>(3.47)</sup>。

### 3.3.2 $1.3\mu\text{m}$ イメージセンサ

$1.3\mu\text{m}$ に感度を有する赤外線用イメージセンサとしては、HgCdTeあるいはInSbのようなバンドギャップの狭い半導体を用いた素子や白金シリサイドとシリコンのショットキ・バリア素子が知られており<sup>(3.48)</sup>、主にリモートセンシングへの適用を目的として研究開発されている。HgCdTeやInSbを用いた素子の研究は、現在のところ $3\sim 5\mu\text{m}$ 帯に的が絞られており、 $1.3\mu\text{m}$ 帯近傍に対する特性についての検討は見当たらない。

一方、ショットキ・バリア(SB)型は、感度はHgCdTeやInSbを用いたセンサよりは劣るものの、 $0.5\sim 5\mu\text{m}$ に感度を有し<sup>(3.49)</sup>、感度の均一性が優れている。さらにシリコンICプロセス技術を利用でき多画素化が期待できると同時に信頼性が高い。現在画素数 $256\times 256$ 、画素サイズ $37\times 31\mu\text{m}^2$ のCCDが開発されている<sup>(3.50)</sup>。

SB型受光素子の感度の波長特性を図3-15に示す<sup>(3.49)</sup>。約 $1\mu\text{m}$ (Siの吸収端)より短い波長領域(一点鎖線)ではintrinsic photodetectionに基づき、一方 $1\mu\text{m}$ より長い波長領域(破線)ではinternal photoemissionに基づき、光検出が行われる<sup>(3.49)</sup>。

$1.3\mu\text{m}$ 帯に対する量子効率 $10\%$ 弱であり、白金シリサイド膜の薄膜化、表面コーティング等による高感度化が図られている。また $0.8\mu\text{m}$ 用CCDと同様に開口率を上げる為のマイクロレンズの適用等も検討されている。なお、長波長帯センサの場合には、暗電流を抑える為に冷却する必要があることは注意を要する。

以上、 $0.8\mu\text{m}$ 帯センサと $1.3\mu\text{m}$ 帯センサの特性を述べた。両者を比較すると、現時点では効率、分解能、温度制御の点で短波長イメージセンサの方が優れており、光ビーム

の捕捉に用いる光信号の波長は  $0.8\mu\text{m}$  帯の方が望ましいと考えられる。

### 3.3.3 4象限フォトディテクタ

4象限フォトディテクタ (QD: quadrant detector と略す) は、基本的にはフォトディテクタを4分割した素子である。現在、4象限PIN-PDがレーザディスクのピックアップや位置センサとして使用されている。

追尾誤差を減少する為には、QD出力のS/Nを大きくする必要があるので<sup>(3.51)</sup>、APDのように内部増幅機能を有する素子が望まれる。日本では4象限APDの開発例は見当たらないが、RCAが試作した例があるので、4象限APDの開発に大きな困難は伴わないと思われる<sup>(3.52)</sup>。なお、光衛星間通信以外でも宇宙飛行体のランデブドッキング用レーザレーダシステムにも高感度のQDが必要である。このシステムでは、4分割の光導波路 (quadrant lightguide) と4個のAPDを組み合わせて、同じ機能を持たせた素子を用いている<sup>(3.53)</sup>。

光ISL用QDの特性に関しては、感度を有さない領域 (十字状) の減少、エレメント間のクロストークの減少が、フォトディテクタに要求される特性 (3.2.1節) に加えて重要である。

### 3.4 OEIC (Optoelectronic Integrated Circuits)

光回路と電気回路をモノリシックに集積した、いわゆるOEIC (Optoelectronic Integrated Circuits) に関する研究が最近活発に進められている。光衛星間通信への適用という観点から見ると、OEICは以下のタイプに大きく分けられる。

- (a) LDあるいはPDと電気回路の集積
- (b) LDの電力合成
- (c) beam steering LD (ビームパターンを電氣的に制御できるLD)

OEICの利点は、高機能化、高速化、高信頼化が図れることである。

#### (a) LDあるいはPDと電気回路の集積

現在、日本では光ファイバシステムへの適用を狙って、(a)のタイプ、即ち送信器 (LD + 駆動回路) 及び受信器 (PD + 増幅器) が試作されている<sup>(3.54), (3.55)</sup>。使用波長は

0.8 $\mu\text{m}$  帯及び 1.3 $\mu\text{m}$  帯であり、伝送ビットレートは1~2 Gbpsである。表3-8、3-9に送信用、受信用OEICの代表的な特性一覧を、図3-16に送信器の構造例を示す。

光ISLシステムでは、LDの高出力化の為の大電流が、またAPDの為の高電圧が必要になるので、(a)タイプの素子が直ちに適用できるとは考えられない。但し、以下に述べるbeam steering LDとは技術的に関係が深いので、その発展動向を常に把握しておくことは重要である。

#### (b) LDの電力合成<sup>(3.10)</sup>

単一のLDで所望の電力が得られない場合、LDの出力を合成し高出力化を図る方法が提案されている。その方法とは、(i)相互カップリングLD、(ii)注入同期LD、(iii)コヒーレント増幅であり、それらの概念図を図3-17に示す。

##### (i) 相互カップリングLD：図3-17、(a)

LD同志のカップリングを利用して合成する方法であり、3.1節で述べた位相同期アレイはこの1種である。さらに発展させて図3-18のように各々のエレメントを独立に制御するようなseparate contact arrayがJPLで開発されている。

##### (ii) 注入同期LD：図3-17、(b)

マスターLDの出力をレーザアレイに入力するとそれぞれのLDとマスターLDが同期して発振することを利用して高出力を得る方法である。各々のレーザのカップリングは無い。

##### (iii) コヒーレント増幅：図3-17、(c)

基本的には(ii)と同じである。レーザ端面に反射防止コーティング(AR coating)を施すことにより、レーザを増幅器として働かせる。各々の増幅器間のカップリング、マスターLDと増幅器とのカップリングは無い。

これら3種類の方法を比較すると、信頼性や、モノリシック化の容易さの点では、相互カップリングが優れており、また熱発生や2次元化の点では注入同期とコヒーレント増幅が望ましいと考えられる。さらに、総合的に考えてみると、コヒーレント増幅は、LD間のカップリングを必要としない点で幾分他の方式より優れていると思われる。なお、効率や必要となる光学素子についてはほぼ同程度である。

### (c) beam steering LD <sup>(3.10)</sup>

光ビームの放射方向の制御をLD自体が行うことができれば、従来の機械的制御に比べて信頼性、サイズ、重量の減少を図ることができる。屈折率あるいはアレイレーザ・エレメントの位相を制御することにより、放射方向を任意に変更できる。後者の方法による beam steering LD の構造を図 3-19 に示す。同図において、“Intracavity modulator” は各々の LD が容易に位相同期できるように周波数を制御し、また “phase-shifter” は光ビームの放射方向の制御を行うのに用いられる（無線通信におけるアレイ・アンテナと同じ原理）。

光衛星間通信では、高出力でかつ光ビームの制御を行うことのできるレーザダイオードが望ましい。アレイ構造は、この要求を満足する LD を実現できる方式であるが、日本ではこの種の LD についての研究はあまり活発ではない。

### 3.5 光フィルタ

光 ISL システムの実用化において解決すべき問題点の 1 つに、背景光（太陽光、地球あるいは月表面での太陽反射光）による伝送特性の劣化がある。帯域通過型の光フィルタを挿入すれば、背景光の影響を緩和できるが、適用に当たっては、以下の特性に配慮する必要がある。

- (a) 挿入損失
- (b) 波長帯域幅
- (c) 温度特性

光フィルタは、光波長多重通信システム用として研究開発されており、誘電体多層膜フィルタ <sup>(3.57)</sup>、回折格子型、マッハツェンダ型 <sup>(3.58)</sup> 等が知られている。このうち、回折格子型は、帯域幅を小さくしようとするとサイズが大きくなり、またマッハツェンダ型は周波数特性が周期的になる為に、光 ISL システムに適していない。ここでは最も技術が成熟しており、現時点では最も光 ISL に適していると考えられる多層膜フィルタについて、現状技術を述べる。

多層膜フィルタの構成は、 $\frac{1}{4}$ 波長光学的厚さの高屈折率膜（Hと表す）と低屈折率膜

(Lと表す)の交互の繰返しのなかの所定の位置に、 $2nH$ は $2nL$ ( $n$ は自然数)のキャビティが配置されたものである<sup>(3.57)</sup>。H用材料としては $TiO_2$ や $ZnS$ が、L用材料としては $SiO_2$ や $Na_3AlF_6$ が主に用いられている。

現在日本で市販されているtypicalな多層膜フィルタの波長帯域幅は4nm、挿入損失は1.5dB(透過率70%)であるが、帯域幅はさらに小さくして1nm程度のフィルタの製作は可能である。但し、フィルタの通過中心波長やLDの発振波長の温度変動、ドップラー効果による搬送中心波長の変動を考慮すると、帯域幅は必ずしも狭ければ良いということではない。光ISLを構成する全ての素子の波長変動特性を考慮して帯域幅を決定する必要がある。

多層膜フィルタでは、誘電体膜の屈折率及び膜厚が温度により変化し、光学的厚さが変わるので、中心波長は温度依存性を有する。図3-20は、光ファイバ通信用光合波器の信頼性検討に関連して $1.3\mu m$ 帯で行った波長変動量に関する実験結果である<sup>(3.59)</sup>。同図で見ると周囲温度を $200^\circ C$ に設定すると、中心波長が約2.5nm短波長側へシフトする。初期温度を $25^\circ C$ 、また波長が温度に対して線形に変化すると仮定すれば、 $0.014nm/^\circ C$ の温度特性を有することになる。衛星内部の温度変動が $55^\circ C$ であるとして上記の値を用いると、0.8nm程度の中心波長変動があり得ることになる。

さらに、温度が一定であっても、誘電体の膜厚や屈折率が経時変化する為に中心波長が次第にシフトする。文献(3.59)では、高温加速度試験に基づいて通過帯域プロファイルの波長変化の実験式が導出されている。その結果によれば、 $10^\circ C$ 一定の場合、10年、15年経過後、波長がそれぞれ4、6nm短波長側へ移動すると推定されている。

以上のように光ISLへの適用を考慮すると、現状の多層膜フィルタの温度特性は良好とは言えない。従って温度制御に関する検討と同時に、誘電体材料の改良や多層膜以外のフィルタについても検討する必要がある。

### 3.6 放射線の影響

光 I S L に適用されるデバイスの信頼性に影響する要因は、熱以外に放射線がある。地上から静止衛星軌道高度までに限ると、衛星内部の搭載デバイスに損傷を与える放射線の主なものは、地球磁場に捕捉されている電子線と陽子線（バンアレン帯）及び太陽フレアに伴って太陽から放出される太陽陽子線である<sup>(3.60)</sup>。

文献(3.61)は、放射線が光デバイスに与える影響を簡単に述べている。この論文によると、放射線はレーザダイオードのしきい値電流の増加、波長シフト等を引き起し、またシリコンフォトディテクタではイオン化により雑音電流が増加すると述べられている。一方、放射線対策については、シールド及び素子の選択を十分に行えば、正常に動作するであろうと予想されている。

放射線の影響については光ファイバーを対象にした検討は多いが、光デバイスを対象としたものは少ない。



表 3-1 半導体レーザーの高出力化を図る手法

高出力化の手法	具体的な方法	番 号
(a) CODレベルの 向 上	活性層厚の薄層化 (光密度の減少)	(a)-1
	ストライプ巾の拡大 ( " " )	(a)-2
	窓構造 (端面部の禁制帯エネルギー幅を 導波路より大きくする)	(a)-3
	端面をSiO <sub>2</sub> 、Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> 等の (表面再結合速度を) 誘電体膜でコーティング (減少させる)	(a)-4
	誘電体膜を無反射構造 (光密度の減少)	(a)-5
	内部格子欠陥の改善	(a)-6
	光吸収の少ない共振器	(a)-7
	光ガイド層の設定 (光密度の減少)	(a)-8
(b) 発熱の 抑 制	内部電流狭窄構造等による無効電流の抑制	(b)-1
	長共振器長化	(b)-2
	端面付近に電流ブロック領域を設定	(b)-3
	熱抵抗の低減	(b)-4
(c) 発光効率の 改 善	非対称コーティング	(c)-1
	漏れ電流の抑制	(c)-2

表 3-2 高出力レーザの例

構造	BTRS	window-VSIS	PCW	T <sup>3</sup>	フォドリア	VIPS	PBC
波長	0.81 μm	0.82 μm	0.83 μm	0.78 μm	0.77~0.84 μm	1.3 μm	1.3 μm
最大出力	200mW	200mW	150mW	120mW	1000mW	200mW	140mW
しきい値電流 (mA)	約60mA	約50mA	約90mA	約50mA	約600mA	約30mA	約20mA
高出力化の手法	(a)-1 (c)-1	(a)-1 (c)-1	(a)-8 (c)-1	(a)-1	(a)-2 (c)-1	(b)-2 (c)-1 (c)-2	(b)-4 (c)-1 (c)-2
機関名	松下	シャープ	NEC	三菱	ソニー	沖	三菱
I-L特性及び構造図	図3-1	図3-2	図3-3	図3-4	図3-5	図3-6	図3-7
参考文献	(3.2)	(3.3)	(3.4)	(3.5)	(3.6)	(3.7)	(3.8)

BTRS : Buried Twin-Ridge Substrate  
 VSIS : V-channeled Substrate Inner Stripe  
 PCW : Plano-Convex Waveguide  
 T<sup>3</sup> : Thin Tapered-Thickness  
 VIPS : V-Grooved Inner Stripe Lasers on p-InP Substrate  
 PBC : Buried Crescent Laser with p-InP Substrate

表 3-3 アレイ型レーザの例

波長	0.8 μm 帯	0.78 μm	0.8 μm 帯	0.8 μm 帯	1.3 μm 帯
エレメント数	5	5	100~140	10	4×4(2次元)
最大出力	400mW	200mW	5.4W	350mW	270mW
放射パターン	ダブル	ダブル	ダブル	シングル	記述なし
機関名	三菱	東芝	スペクトラダイオード	スペクトラダイオード	MIT Lincoln Lab.
構造	図3-8(a)	図3-8(b)	——	図3-8(c)	——
参考文献	(3.11)	(3.12)	(3.13)	(3.14)	(3.15)

表 3-4 レーザダイオードの発振波長変動 (3.17)

	禁制帯幅の 温度変化	屈折率の 温度変化
AlGaAs系	3.5 ~ 4 Å/deg	0.6~0.8Å/deg
InGaAsP系	5 ~ 6 Å/deg	1 Å/deg

表 3-5 レーザダイオードの寿命予測に関する検討例

構造	T <sup>3</sup>	アレイ	PS	VIPS	BH	DC-PBH
波長	0.78μm	0.8μm帯	0.85μm	1.3μm	1.3μm	1.3μm
最大出力	120mW	400mW	15mW	200mW	記述なし	記述なし
推定寿命	5×10 <sup>3</sup> H以上 (30mW, 50℃)	8×10 <sup>4</sup> H (100mW, 25℃ パルス駆動)	10 <sup>5</sup> H (5mW 50℃)	7×10 <sup>4</sup> H (25~60mW 25℃)	2.5×10 <sup>7</sup> H 以上	10 <sup>6</sup> ~10 <sup>7</sup> H (5mW 10℃)
備考		50℃における 加速試験	中小容量 光伝送用	室温試験	F-400Mファイバ システムの全コン ポーネント時間	50℃、70℃に おける加速試験 TPC-3用
参考文献	(3.8)	(3.11)	(3.21)	(3.22)	(3.23)	(3.24)

PS : Planar Stripe  
 BH : Buried Hetero Structure  
 DC-PBH : Double Channel Planar Buried  
 Hetero Structure

表 3-6 APDの代表的な特性

材料及び タイプ	Si APD	Ge APD	InGaAs/InP APD
波長帯	0.6~0.9 $\mu\text{m}$	0.9~1.5 $\mu\text{m}$	0.9~1.7 $\mu\text{m}$
量子効率	90 % (0.8 $\mu\text{m}$ )	65 % (1.3 $\mu\text{m}$ )	75 % (1.3 $\mu\text{m}$ )
過剰雑音係数 (x)	0.3	0.82	0.7
暗電流	100pA	1 $\mu\text{A}$	10nA

表 3-7 APDの推定寿命

材料	Si	Ge	InGaAs
推定 寿命	5~50 $\times 10^7$	$10^9\text{H}$ 以上	$10^{10}\text{H}$ 以上
周囲 温度	50 $^{\circ}\text{C}$	10 $^{\circ}\text{C}$	10 $^{\circ}\text{C}$
参考文献	(3.36)	(3.37)	(3.38)

表 3-8 代表的な送信用 O E I C の特性 (3.56)

日本電信電話のチップは受信、増幅、送信を行なう。松下電子工業のチップは光ディスク光源用で、高周波重畳で戻り光雑音を抑えるためのもの。

メーカー名	GaAs 系				InP 系		
	富士通	日立製作所	三菱電機	松下電子工業	日本電気	松下電器産業	日本電信電話
用途	送信用	送信用	送信用	光ディスク光源用	送信用	送信用	送・受信用
伝送速度および動作速度	2 G ビット/秒 (NRZ)	2 G ビット/秒 (NRZ)	1.3 GHz (小信号特性の帯域)	800 MHz (高周波重畳)	2 G ビット/秒 (NRZ)	350 MHz (小信号特性の帯域)	120 MHz (帯域)
立ち上がり時間 (ns)	約 0.2~0.3	0.2	1 以下	—	0.25	1.3	0.2
降下時間 (ns)	約 0.2~0.3	0.25	1 以下	—	0.25	1.5	0.6
集積素子数 (個)	6 (LD1+FET3 +R1+モニタ用 PD1)	20 (LD2+FET12+R4+モニタ用 PD2)	3 (LD1+FET2)	44 (LD1+FET25 +D18)	4 (LD1+HBT3)	4 (LD1+HBT3)	4 (LD1+FET2+PD1)
チップ寸法 (μm <sup>2</sup> ) (レーザー)	1000×2000	850×1900	300×900	350×1200	350×900	350×910	330×1500
発光波長 (μm)	0.834	0.83	0.890	0.83	1.3	1.3	1.3
消費電流 (mA)	10	31	18	30	23	30	約 30
外部量子効率 (%)	45	20	33	27	19	20	20
共振器長 (μm)	400	200	300	280	350	350	330
種類	GRIN-SCH SQW	MQW-SAS	TJS	BTRS	DCPBH	—	—
構造	MES FET	MES FET	MES FET	MES FET	HBT	HBT	MIS FET
ゲート長 (μm)	2	1.2~1.5	5	1	h <sub>FE</sub> =100~200 (コレクタ電流 20~100 mA)	h <sub>FE</sub> =400 (コレクタ電流 10 mA)	g <sub>m</sub> =約 45 mS/mm
g <sub>m</sub> (mS/mm)	約 50	約 100	約 27	約 140	—	—	—
製造法	MBE	MOCVD (FET 部分はイオン打ち込み)	MBE	LPE	LPE	LPE	LPE

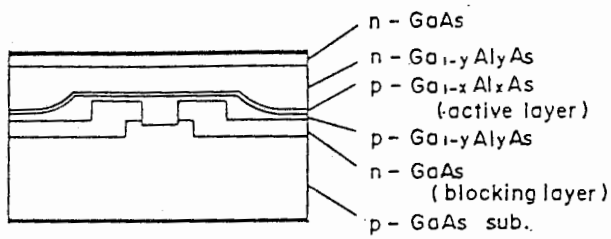
LD: 半導体レーザー, PD: フォトダイオード, R: 抵抗, D: ダイオード, HBT: ヘテロ接合バイポーラトランジスタ, g<sub>m</sub>: 伝達コンダクタンス

表 3-9 代表的な受信用 O E I C の特性 (3.56)

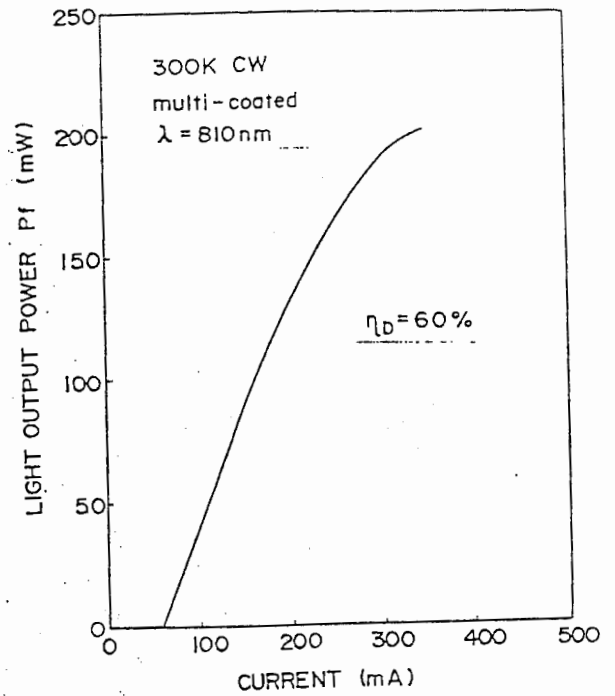
メーカー名	GaAs 系		InP 系		
	富士通	日立製作所	日本電気	松下電器産業	三菱電機
最小受信レベル (符号誤り率 10 <sup>-9</sup> 時)	-18.6 dBm (1 G ビット/秒, NRZ)	-18.5 dBm (1.6 G ビット/秒, NRZ)	-14.2 dBm (1.2 G ビット/秒, NRZ)	-30 dBm (400 M ビット/秒, NRZ)	—
帯域 (GHz)	約 1.5	1.2	—	0.24	1 (PD 単体)
立ち上がり時間 (ns)	0.3	0.35	0.25 (50 Ω 負荷)	1.4	—
降下時間 (ns)	0.3	0.35	0.25 (50 Ω 負荷)	1.4	—
集積素子数 (個)	13 (PD*1+FET6 +D4+R2)	11 (PD1+FET3 +D5+R2)	4 (PD1+FET3)	10 (PD1+FET4 +D4+R1)	2 (PD1+FET1)
チップ寸法 (μm <sup>2</sup> ) (フォトダイオード)	1200×4000	1200×1300	600×600	1000×1100	800×1000
受光波長 (μm)	0.83	0.83	1.3	1.3	1.3
量子効率 (%)	30	70	30	70	58
暗電流 (nA)	100 以下	5	1	30	1~2
受光径 (μm)	100×100 μm <sup>2</sup> (受光面積)	58	40×40 μm <sup>2</sup> (受光面積)	80	100
種類	MES FET	MES FET	J FET	J FET	MIS FET
ゲート長 (μm)	2	1.5~2.0	2	6	3
g <sub>m</sub> (mS/mm)	約 70	80	65	14	19
トランスインピーダンス (kΩ)	1.0	0.3	—	0.965	0.6
容量 (pF)	0.10 (PD) 0.24 (FET のゲート)	0.5 (PD) 1.2 (FET のゲート)	0.5 弱 (PD) 1 弱 (FET のゲート)	1.9 (PD) 1.3 (FET のゲート)	4.5 (PD) 3.5 (FET のゲート)
製造法	MOCVD	LPE (FET 部分はイオン打ち込み)	LPE	LPE	LPE

PD: フォトダイオード, R: 抵抗, D: ダイオード, g<sub>m</sub>: 伝達コンダクタンス, JFET: 接合型 FET

\*1 富士通だけ MSM (metal semiconductor metal) 型, 他社はすべて pin 型。

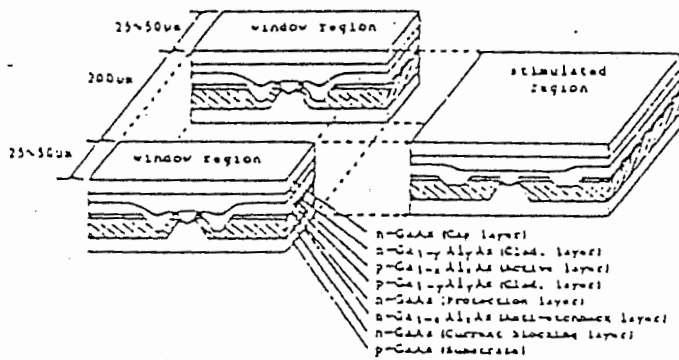


(a) 構造

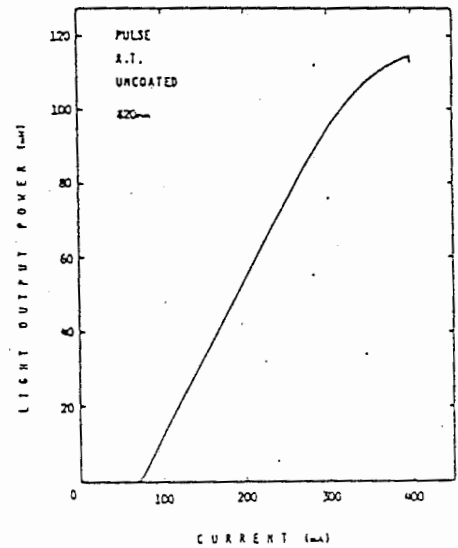


(b) 電流-光出力特性

図3-1 BTRS構造レーザー (3.2)

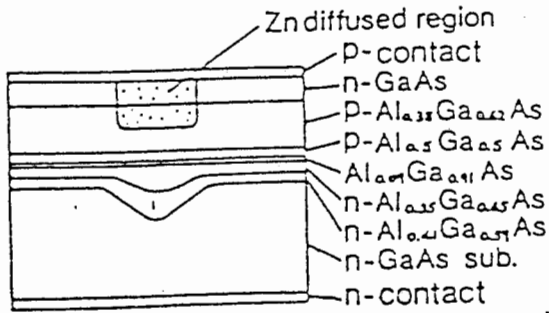


(a) 構造

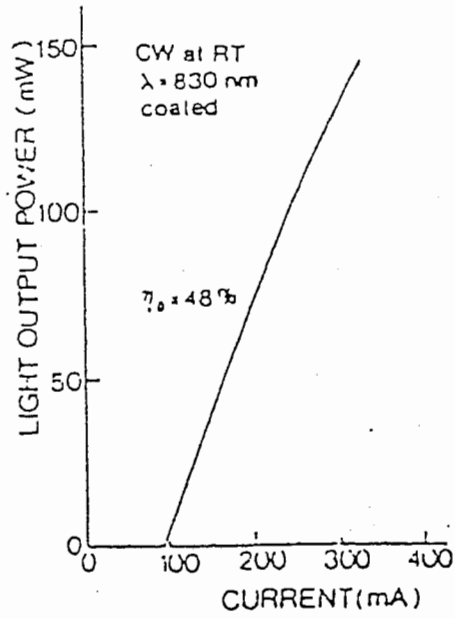


(b) 電流-光出力特性

図3-2 Window-VSISレーザー (3.3)

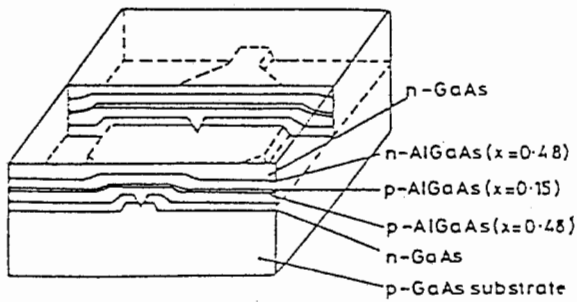


(a) 構造

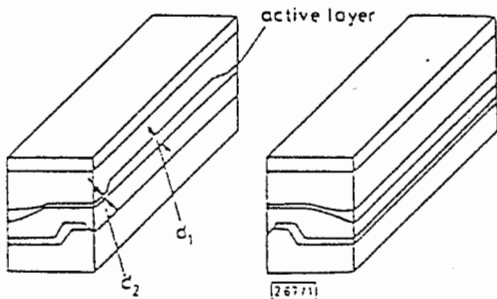


(b) 電流-光出力特性

図3-3 PCWLレーザー (3.4)

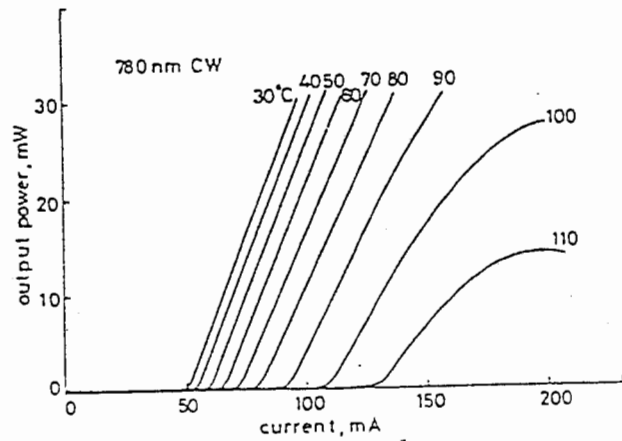


a



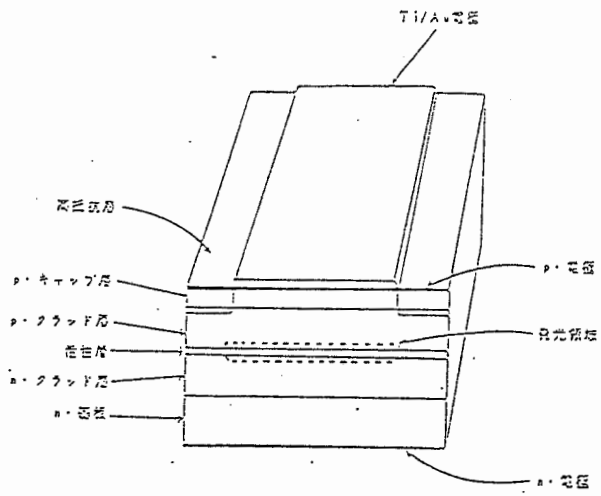
b

(a) 構造

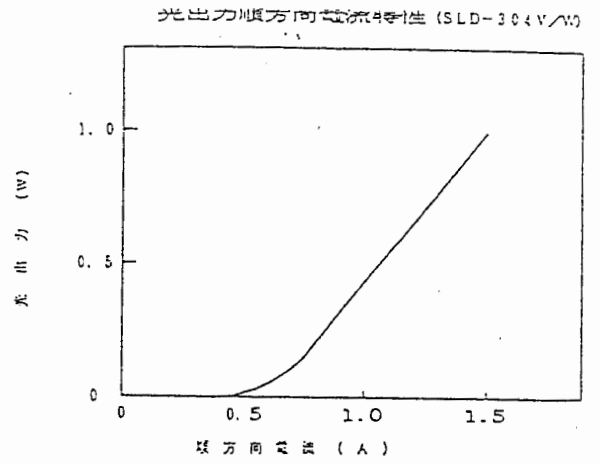


(b) 電流-光出力特性

図3-4 T<sup>3</sup>レーザー (3.5)

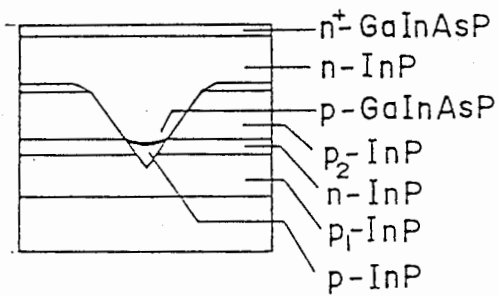


(a) 構造

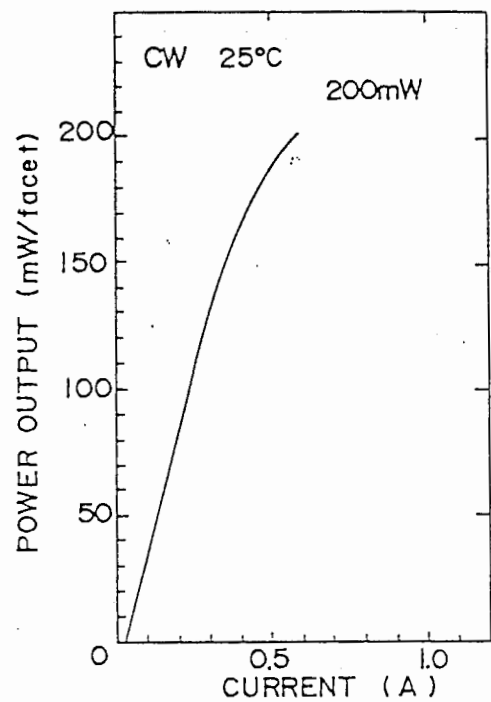


(b) 電流-光出力特性

図3-5 ブロードエリア構造レーザ (3.6)



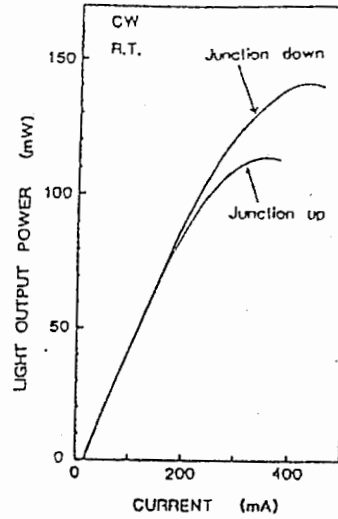
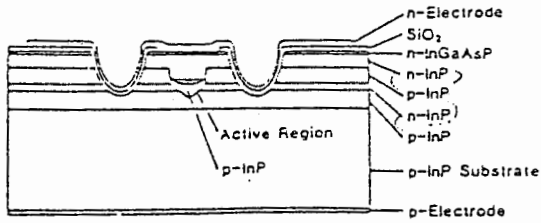
(a) 構造



(b) 電流-光出力特性

図3-6 VIPSELレーザ (3.7)

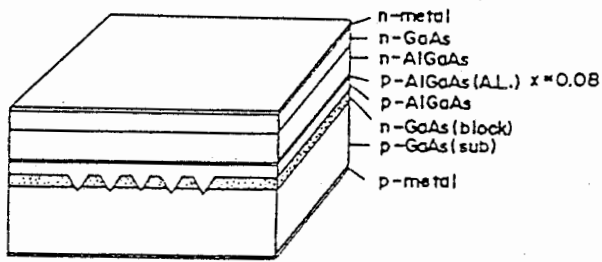




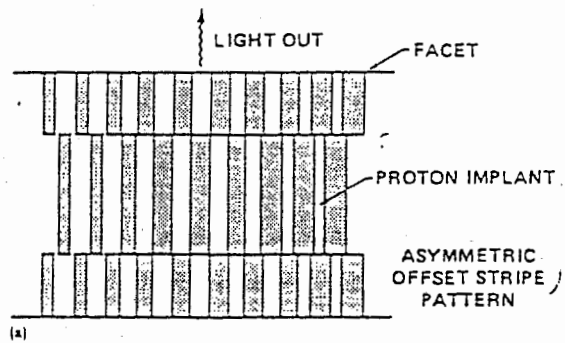
(a) 構造

(b) 電流-光出力特性

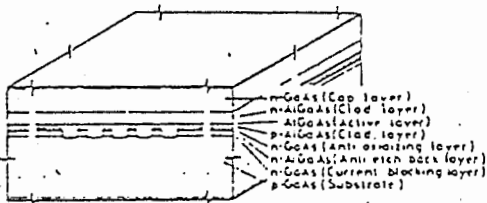
図3-7 PBCレーザ (3. 8)



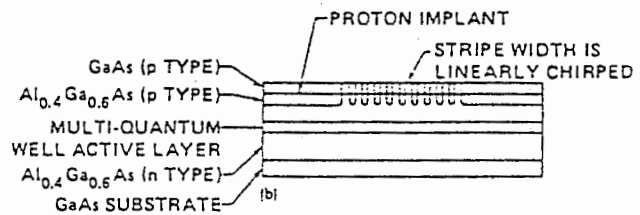
(a) 0.8 μm 帯 400mWアレイ (3. 11)



(a)

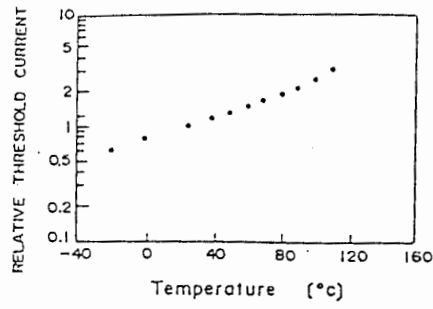


(b) 0.8 μm 帯 200mWアレイ (3. 12)

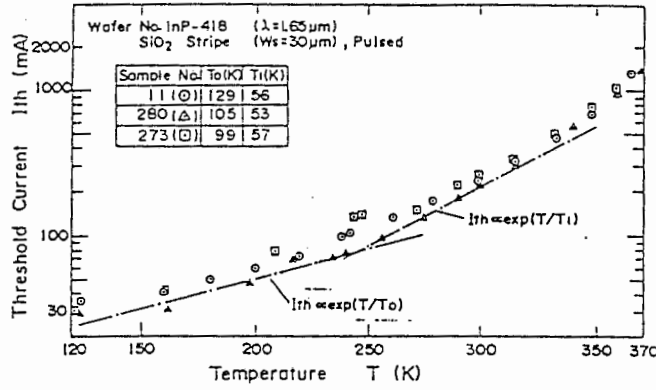


(c) 0.8 μm 帯 シングルローブアレイ (3. 14)

図3-8 アレイ型レーザの構造例 (表3-3参照)



(a) 0.8 μm 帯レーザーダイオード (3.18)



(b) 1.6 μm 帯レーザーダイオード (3.19)

図3-9 レーザダイオード発振しきい値の温度特性例

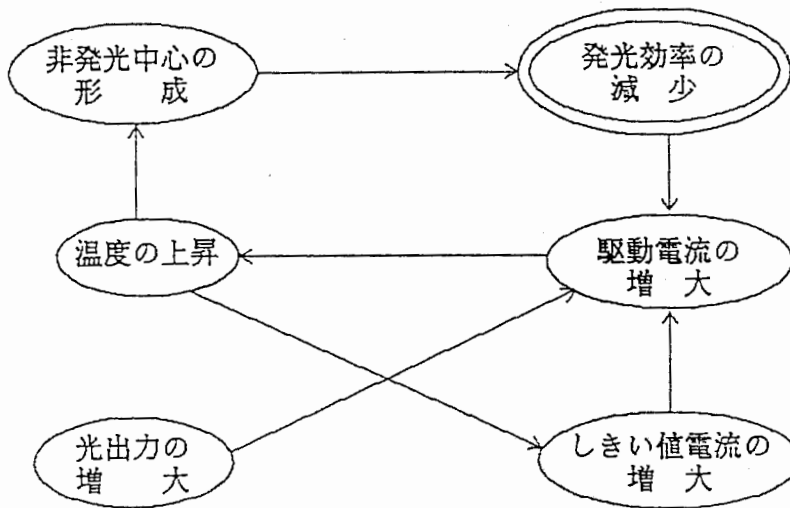


図3-10 レーザダイオードの寿命を決定する要因と関係

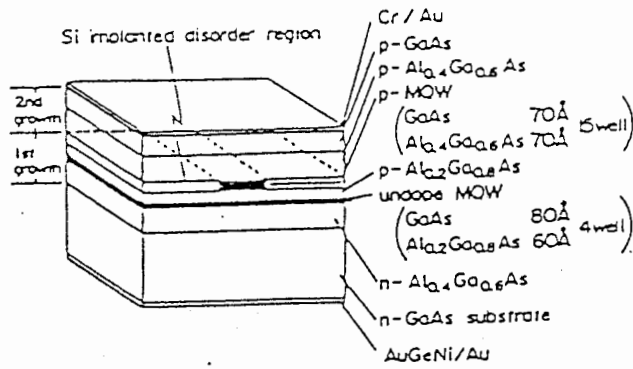


図3-11 多重量子井戸レーザの構造の例 (3.26)

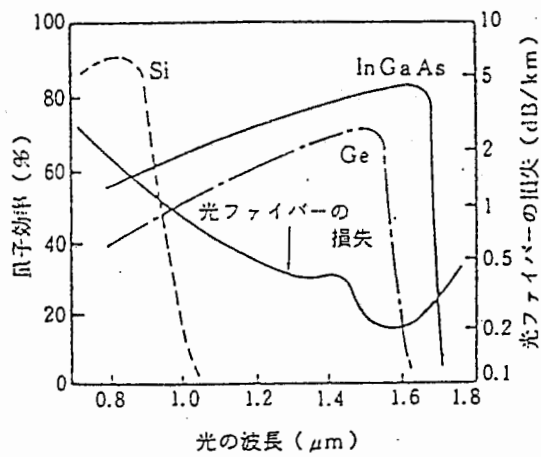


図3-12 Si, Ge, InGaAsの量子効率と光ファイバの損失 (3.30)

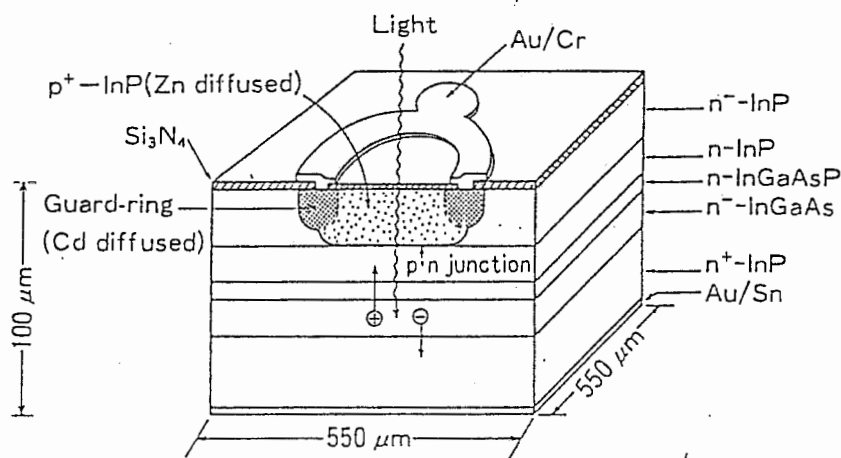


図3-13 プレーナ型 InGaAs/InP ヘテロ構造APD (3.32)

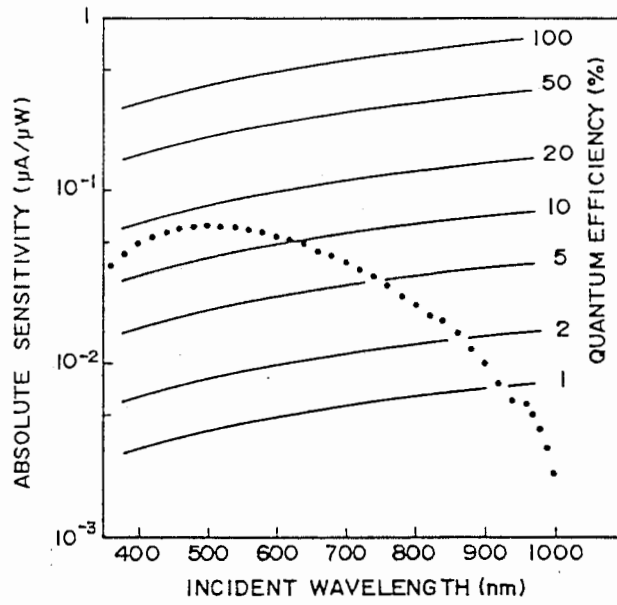


図3-14 1280×970画素CCDの感度特性 (3.44)

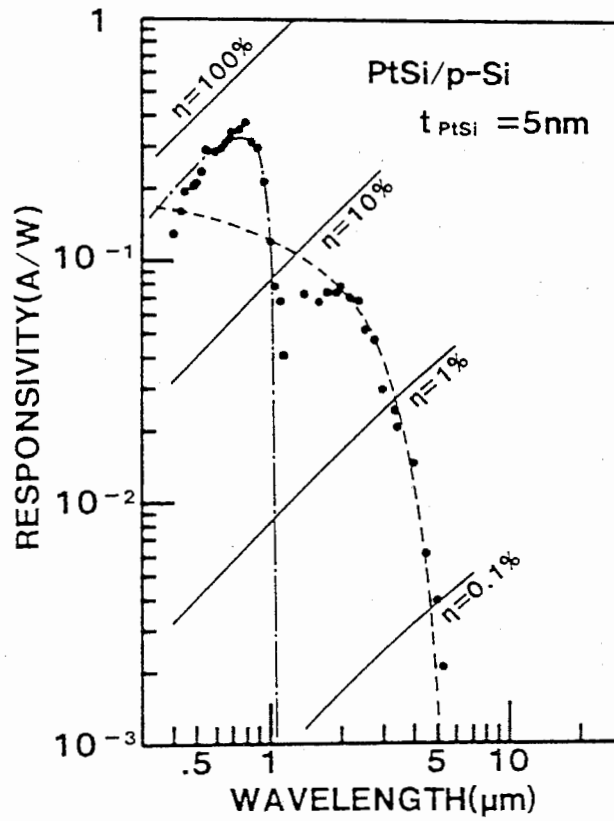
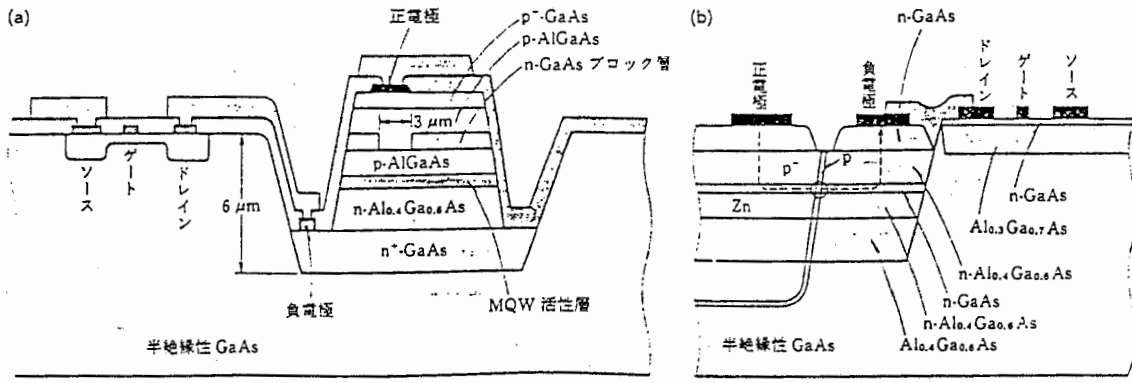


図3-15 ショットキバリア型イメージセンサの感度特性 (3.49)



(a) 基板に溝を掘り、リッジ状のレーザを形成した。正電極と負電極つ間に 4~5 μm 程度の段差ができる。日立製作所の例。(b) TJS レーザ。横方向に pn 接合ができる。光は○の部分に閉じ込められる。正、負電極は両晶表面に付けることができ、段差がない。

図 3-16 送信用 OEIC の構造例 (3.56)

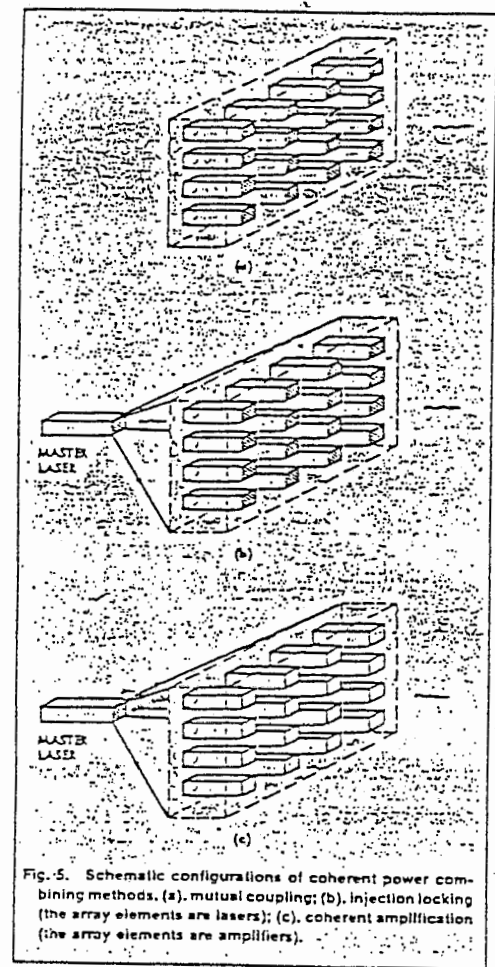


図 3-17 レーザダイオード電力合成法の概念 (3.10)

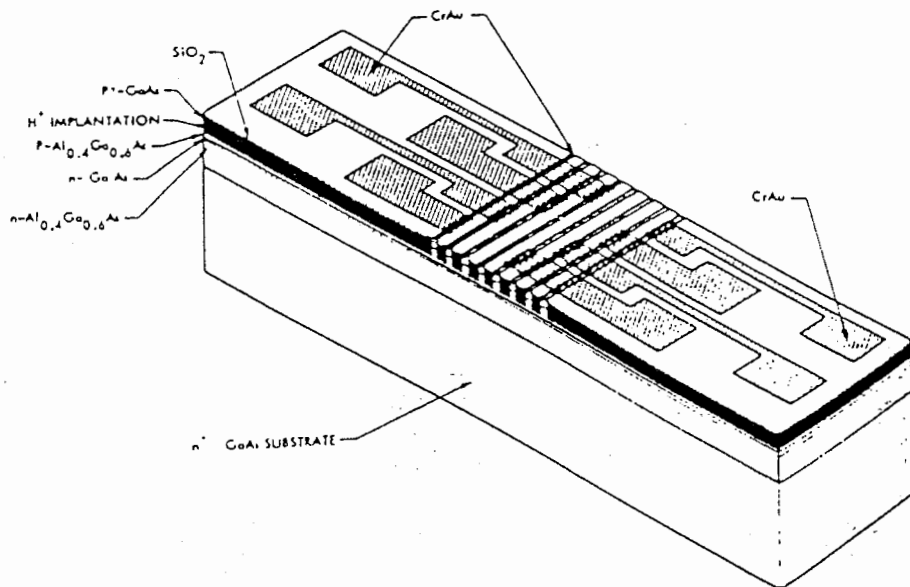
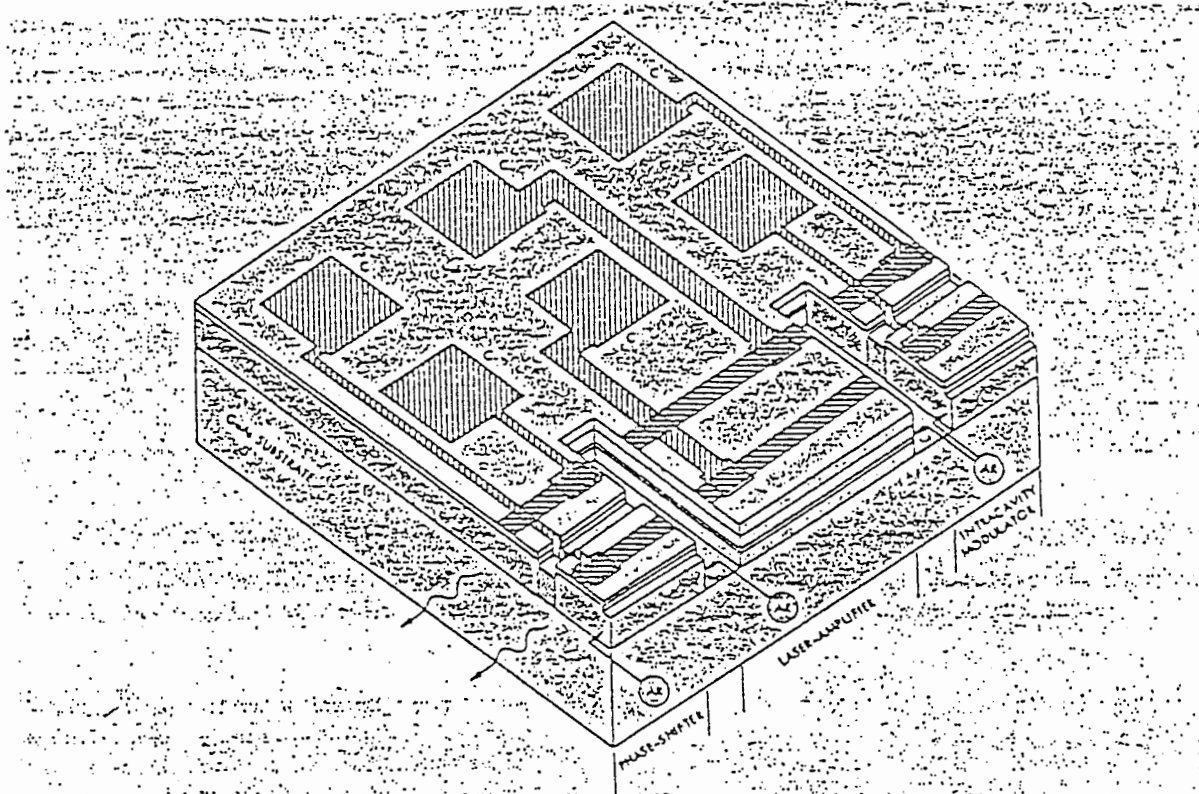
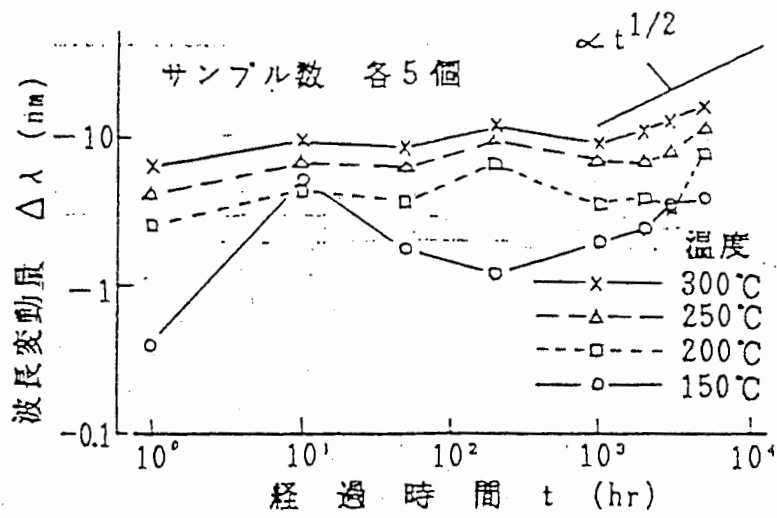


図3-18 Separate contact array の構造 (3.10)



Schematic layout of a one-dimensional 4-element beam steerable semi-conductor laser array. (Only one-half of the symmetric array is shown).

図3-19 beam steering レーザアレイの構造 (3.10)



(b) 通過帯域特性の経時特性  
(150, 200, 250, 300°C)

図3-20 誘電体多層膜の高温放置経時特性 (3.59)

(参考文献 第3章)

- (3.1) 佐久田：“高出力パルスレーザの開発”，沖電気研究開発，128号，Vol.52, No.4, pp.85-90, 10月，1985年.
- (3.2) K.Hamada, M.Wada, H.Shimizu, M.Kume, F.Susa, T.Shibutani, N.Yoshikawa, K.Itoh, G.Kano and I.Teramoto, “A 0.2 W CW laser with buried twin-ridge substrate structure,” IEEE, J.Quantum Electronics, Vol.QE-21, No.6, pp.623-628, 1985.
- (3.3) 森本、山本、土方：“window-V S I S型半導体レーザ”，信学技報，0QE86-66, pp.37-42, 1986年.
- (3.4) 川野、松本、内田：“830nm 高出力AlGaAs P C Wレーザ”，61年度信学会全大，920, 1986年.
- (3.5) T.Murakami, K.Ohtaki, H.Matsubara, T.Yamawaki, H.Saito, K.Isshiki, Y.Kokubo, H.Kumabe and W.Susaki, “High-power AlGaAs laser with a thin tapered-thickness active layer,” Electron. Lett., 22, 14, pp.217-218, 1986.
- (3.6) SONY, News and Information, No.87S-013, 1987年1月27日(プレスへの発表資料).
- (3.7) S.Oshiba, H.Horikawa, A.Matoba, M.Kawahara and Y.Kawai, “High-power output over 200mW of GaInAsP/InP V I P S - L D,” IEEE, 10-th International Semiconductor Lasers Conference( Kanazawa, Japan ), K-1, pp.148-149, Oct. 1986.
- (3.8) W.Susaki and K.Ikeda, “High power AlGaAs and InGaAsP laser diodes,” First Optoelectronics Conference ( OEC '86, Tokyo), Technical Digest, A5-1, pp.34-35, July, 1986.
- (3.9) E.D.Hinkley, J.R.Lesh and R.T.Menzies, “Lasers in Space,” Laser Focus, Feb. 1985.



- (3.10) J.Katz, "Semiconductor optoelectronic devices for free-space optical communications, "IEEE Communication Magazine, pp.20-27, Sep. 1983.
- (3.11) T.Kadowaki, T.Aoyagi, S.Hinata, N.Kaneno, Y.Seiwa, K.Ikeda and W.Susaki, "Long-lived phase-locked laser arrays mounted on a Si-submount with Au-Si solder with a junction-down configuration, " IEEE, 10-th International Semiconductor Lasers Conference ( Kanazawa, Japan ), F-6, pp.84-85, Oct. 1986.
- (3.12) 松本、田村、古川、鈴木、栗原: "内部ストライプ型 phase locked 高出力レーザー", 1984年応用物理学会, 秋季大会, 15a-R-6, 1984年.
- (3.13) G.L.Harnagel, D.R.Scifres, H.H.Kung, D.F.Welch, P.S.Cross and R.D.Burnham, "Five watt continuous-wave AlGaAs laser diodes," Electron. Lett., Vol.22, No.11, pp.605-606, 1986.
- (3.14) D.F.Welch, D.Scifres, P.Cross, H.Kung, W.Streifer, R.D.Burnham, J.Yaeli and T.L.Paoli, "High power CW operation of phased array diode lasers with diffraction limited output beam," Appl. Phys. Lett. 47, 11, pp.1134-1135, 1 December, 1985.
- (3.15) Z.L.Liau, J.N.Walpole and L.J.Missaggia, "High-Performance Mass-Transported p-Substrate GaInAsP InP Buried-Heterostructure Lasers and Their Arrays," IEEE, 10-th International Semiconductor Lasers Conference ( Kanazawa, Japan ), H-1, Oct., 1986.
- (3.16) 池田、日向、生和、金野、門脇、青柳: "位相同期集積レーザーの基本横モード化と光出力", 信学技報、QE86-64, pp.25-30, 1986年.
- (3.17) 末松編著: "半導体レーザーと光集積回路", 10.3.3節, pp.291, オーム社, 1984年.
- (3.18) H.Kumabe, T.Tanaka, H.Namizaki, M.Ishii and W.Susaki, "High temperature single-mode CW operation with a junction-up TJS laser," Appl. Phys. Lett., 33, 1, pp.38-39, 1978.
- (3.19) Y.Itaya, S.Arai, K.Kishino, M.Asada and Y.Suematsu, "1.6 $\mu$ m wavelength GaInAsP/InP lasers prepared by two-phase solution technique," IEEE J. Quantum Electron, QE-17,5, pp.635-640, 1981.

- (3.20) W.B.Joyce, R.W.Dixon and R.L.Itartman, "Statistical characterization of the lifetimes of continuously operated (Al,Ga)As double-heterostructure lasers," Appl. Phys. Lett., 28, 11, pp.684-686, 1976.
- (3.21) 脇田、岩根、吉田、藤本、池上: "中小容量および局内光伝送方式用半導体光素子の寿命試験", NTT研究実用化報告, 30, 9, pp.2313-2322, 1981年.
- (3.22) 的場、大柴、和田、堀川、川原、川井、佐久田: "1.3  $\mu\text{m}$  VIP Sレーザの高出力化(共振器長、端面反射率依存性)", 信学技報, MW 86-15, pp.25 ~30, 1986年.
- (3.23) 藤田、中野、岩根: "1.3  $\mu\text{m}$  帯LDの故障率", 昭和61年度信学会総合全国大会, 933, 1986年.
- (3.24) 立蔵、田中、山本、新納: "国際長距離光海底ケーブル方式用 1.3  $\mu\text{m}$  レーザ素子及びGe-A PDの信頼度(最終報告)", 信学技報, CS86-36, pp.13-18, 1986年.
- (3.25) N.Holoryak, Jr., R.M.Kolbas, R.D.Dupuis and P.D.Dapkus, "Quantum-well heterostructure lasers," IEEE J. Quantum Electron., 16,2, pp.170-186, 1980.
- (3.26) 石田他: "Siによる無秩序化を用いた屈折率導波型 AlGaAs 多重量子井戸レーザ", 信学技報, OQE 86-61, pp.1-7, 1986年.
- (3.27) 湯浅、山田、萬濃、浅川、石井: "MBE Pair-Groove-Substrate(PGS) GaAs/AlGaAs MQW ドライエッチング共振器レーザ", 信学技報, OQE 85-80, pp.99-106, 1985年.
- (3.28) E.Uomi, T.Ohtoshi and N.Chinone, "Ultra high relaxation oscillation-frequency ( $\sim 50\text{GHz}$ ) in modulation doped multiquantum well (MD-MQW) lasers: theoretical analysis," IEEE, 10-th International Semiconductor Lasers Conference (Kanazawa, Japan), M-6, pp.184-185, Oct., 1986.
- (3.29) 魚見、茅根、大歳、梶村: "MQW構造の導入による GaAlAs 半導体レーザの緩和振動周波数の増大", 信学技報, OQE 85-75, pp.61-67, 1985年.
- (3.30) 松島: "光通信用半導体受光素子", 機能材料, pp.34-42, 4月, 1986年.
- (3.31) 末松、伊賀: "光ファイバ通信入門", 第7章, オーム社, 1986年.

- (3.32) Y.Matsushima, Y.Noda, Y.Kushiro, N.Seki and S.Akiba, "High sensitivity of VPE-grown InGaAs/InP-heterostructure APD with buffer layer and guard-ring structure," Electron. Lett., 20,6, pp.235-238, 15th Mar., 1984.
- (3.33) 金田、三川：“受光素子の最近の進歩”， テレビジョン学会誌， 39， 11， pp.1050-1054， 1985年。
- (3.34) 林：“光通信用受光デバイス—超格子APDの研究動向—”， センサ技術， 5， 13， pp.69-72， 1985年。
- (3.35) T.Tanoue and H.Sakaki, "A new method to control impact ionization rate ratio by spatial separation of avalanching carriers in multilayered heterostructures," Appl. Phys. Lett., 41, 1, 1 July, pp.67-70, 1982.
- (3.36) 永井、高橋、十河、高宮：“Si-APDの動作寿命の推定”， 信学論(c)， 64-C， 1， pp.49-50， 1981年。
- (3.37) 立蔵、田中、山本、新納：“国際長距離光海底ケーブル方式用 1.3 $\mu$ m レーザ素子及びGe-APDの信頼度(最終報告)”， 信学技報， CS 86-36， pp.13-18， 1986年。
- (3.38) 松島、秋葉、久代：“1.5  $\mu$ m 帯 InGaAs/InP ヘテロ構造 APDの信頼性検討”， 信学会総合全国大会， 876， 1987年。
- (3.39) 久田、伊東、橋本、辻、小泉：“衛星間レーザー通信の可能性”， 信学技報， SANE 85-27， pp.19-24， 1985年。
- (3.40) 大西：“固体撮像技術とその応用：固体撮像素子の背景”， TV学会誌， 40， 11， pp.1056-1059， 1986年。
- (3.41) A.Yusa, J.Nishizawa, M.Imai, H.Yamada, J.Nakamura, T.Mizoguchi, Y.Ohta and M.Takayama, "The operational characteristics of a static induction transistor (SIT) image sensor," IEDM Dig. Thch. Papers, pp.440-443, 1985.
- (3.42) 安藤：“固体撮像技術とその応用：将来展望”， TV学会誌， 40， 11， pp.1093-1097， 1986年。

- (3.43) 谷川、織田：“固体撮像技術とその応用：CCD型素子”，TV学会誌，40，11，pp.1060-1066，1986年。
- (3.44) I.Akiyama, T.Tanaka, E.Oda, T.Kamata, K.Masubuchi, K.Arai and Y.Ishihara, “A 1280×980 pixel CCD image sensor,” ISSCC, Dig. Tech. Papers, pp.96-97, 1986.
- (3.45) Eastman Kodak Electronics Research Laboratories, ISSCC 87, WPM 10.5, pp.114-115, 1987.
- (3.46) 木内、長谷川監修：“固体撮像デバイス,” 6.3節, 昭晃堂, 1986年。
- (3.47) 木内、長谷川監修：“固体撮像デバイス,” 5.3節, 昭晃堂, 1986年。
- (3.48) 寺西、田中、原田：“シリコンショットキバリア型赤外線 CCDイメージセンサ”, TV学会技術報告, ED 935, IPD 104-19, pp.43-48, 1986年。
- (3.49) M.Kimata, M.Denda, S.Iwade, N.Yutani and N.Tsubouchi, “A wide spectral band photodetector with PtSi/p-Si schottky-barrier,” International J.Infrared and Millimeter Waves, 6, 10, pp.1031-1041, 1985.
- (3.50) M.Kimata, M.Denda, N.Yutani, N.Tsubouchi, H.Shibata, H.Kurebayashi, S.Uematsu, R.Tsunoda and T.Kanno, “A 256×256-Element Si monolithic IR-CCD sensor,” ISSCC, Dig. Tech. Papers, pp.254-255, 1986.
- (3.51) G.A.Tyler and D.L.Fried, “Image-position error associated with a quadrant detector,” J. Opt. Soc. Am., 72, 6, pp.804-808, 1982.
- (3.52) P.P.Webb and R.J.McIntyre, “Multi-element reachthrough avalanche photodiodes,” IEEE Trans. on Electron Devices, ED-31, 9, pp.1206-1212, 1984.
- (3.53) 中谷、大道、古屋：“レーザレーダ用4象限検出器の開発,” 第29回宇宙科学技術連合講演会, 3D4, pp.472-473.
- (3.54) O.Wada, “Present and prospects of OEIC's (GaAs/GaAlAs system),” First Optoelectronics Conference (OEC '86, Tokyo), Technical Digest, B9-2, pp.132-135, July 1986.

- (3.55) T.Kajiwara, "Recent progress in OEIC's (InGaAsP/InP system)," First Optoelectronics Conference (OEC '86, Tokyo), Technical Digest, B9-1, pp.128-130, July 1986.
- (3.56) 日経エレクトロニクス: "伝達速度1~2 Gビット/秒程度の試作品が出そろった光電子集積回路(OEIC)", pp.131-143, 11, 17 (No.408), 1986年.
- (3.57) 箕輪、藤井、宮本: "光波長多重伝送用誘電体多層薄膜フィルタ", 信学技報, OQE 82-14, pp.65-72, 1986年.
- (3.58) 大越、畝川、佐藤、菊池: "マッハツェンダ干渉計型4重光分波回路," 61年度信学会光・電波部門全大, 257, 1986年.
- (3.59) 三富、野沢: "誘電体多層膜の信頼性", 信学技報, R 85-1, pp.1-6, 1985年.
- (3.60) 下平、久保山: "宇宙放射線環境の予測法とその応用", 信学技報, R 83-51, pp.13-18, 1983年.
- (3.61) W.R.Leeb, "Prospects of laser communications in space," Proc. ESA Workshop on Space Laser Applications and Technology, pp.3-13, 1984.

#### 4. 強度変調／直接検波方式及び波長多重方式の研究開発状況

現在、光ファイバ通信システムへの適用を狙って、強度変調／直接検波(IM/DD)方式、波長多重通信方式の研究開発が盛んである。本章では、これらの通信方式の開発状況ならびに動向について述べる。

##### 4.1 強度変調／直接検波方式(IM/DD方式)

強度変調／直接検波方式を用いたシステムの場合、送信側ではレーザの印加電流を変化させて直接変調を行う方法が一般的である。受信側では、APDを用いた場合、図4-1に示す受信器により光信号を復調する。同図で、AGCは、(i)ビット誤り率が最小になるように、HVの出力電圧(逆バイアス電圧)の制御即ち増倍率の制御を行い、また(ii)DEC入力レベルを最適値にする為のEQL-AMPの利得制御を行う。

光ファイバシステムの場合、AGCは、任意の受光電力に対してビット誤り率が最小になるように制御するのではなく、受光電力は規定値以上であることを前提として所望のビット誤り率( $10^{-9}$ あるいは $10^{-11}$ )が得られるような固定的な制御が行われる。一方、光ISLシステムでは、背景光が存在し光信号のS/Nが変化することを考慮すると、各々のS/Nに対してビット誤り率を最小にするようなダイナミックなAGC方式が望まれる。

表4-1に現在までに開発されているIM/DDシステムの代表的な諸元を示す<sup>(4.1)~(4.4)</sup>。同表から明らかなようにビットレートが400Mbps~1Gbpsのシステムは各社で開発されている。但し、0.8 $\mu$ m帯に関しては、この波長帯が長距離ファイバ通信には適していないので、最近ではあまり開発が活発でないのが実情である。表4-1に示した0.8 $\mu$ mシステムは5km程度の短距離・高速通信への適用を目的としている。

光ISLの場合、受信光電力は十分ではないので、受信器(図4-1)の高感度化は極めて重要である。第2章で示した回線設計例で想定したような受信器の実現性に関しては、1.3 $\mu$ mを用いる光ISLシステムの場合、表4-1の1.5 $\mu$ m/400Mbps受信器が参考になる。この受信器では $10^{-11}$ を得る為の最小受光電力は-42.5dBmであり、一方第2章に述べた回線設計例では-43dBm程度である。InGaAs-APDの特性は1.3 $\mu$ m帯と1.5 $\mu$ m帯では大差無いと考えられるから、装置化には大きな問題は無いと考えられる。

一方、 $0.8\ \mu\text{m}$  帯を用いたシステムでは、前述のように受信器の開発は活発でなく、低雑音化を図ったような論文発表は少ない。但し、長波長帯と短波長帯受信器は基本的にはフォトディテクタが異なるだけである。第2章では  $0.8\ \mu\text{m}$  帯システムと  $1.3\ \mu\text{m}$  帯システムのフロント・エンドアンプは同じ特性値を仮定しているから、回線設計例を満足する受信器（ビット誤り率 $10^{-9}$ を得る為の受光電力が  $-48.4\ \text{dBm}$ ）は大きな問題も無く実現可能であると考えられる。

さらに、光 I S L 用送受信器の場合、装置の小型化・高信頼化の為の I C 化技術は極めて重要である。表 4—1 に示した  $1.3\ \mu\text{m}/1.6\text{Gbps}$  システムでは、送信側では Code 変換回路や APC 回路が、受信側では増幅器、タイミング回路及び識別回路が I C 化されている<sup>(4.4)</sup>。また、 $400\text{Mbps}$  系においても、I C 化は各社で推し進められている。なお、高速化に関しても検討が盛んであり、ビットレート  $10\text{Gbps}$  のシステムが現在の開発目標となっている<sup>(4.5)~(4.6)</sup>。

## 4.2 波長多重方式

波長多重方式の利点は、光 I S L への適用という立場から見ると、伝送容量の増大及び宇宙空間で通信ネットワークを構成する場合の接続の柔軟性が得られることである。日本では、光ファイバ通信システムに関して波長多重方式の研究開発が行われており<sup>(4.7)</sup>、チャンネル数の増大、チャンネル間隔の減少（高密度化）が図られている。

高密度化を図った代表的な例としては、ビットレート  $400\text{Mbps}$  の I M 変調波を周波数間隔  $5\text{GHz}$  で多重化したシステムがある<sup>(4.8)</sup>。周波数間隔が狭くなる程、光源周波数の安定化が必要になる。図 4—2 に示す安定化法の例では<sup>(4.8)</sup>、LD—1 (DFB—LD) の絶対周波数  $f_1$  をエロタン板を用いて安定化し、次に  $f_2 \sim f_N$  はファブリペロ干渉計によりスペクトルを測定することにより  $f_1$  に相対的に安定させる。受信側では、導波路周期形分波器（構成を図 4—3 に示す）を用いているが、中心周波数の安定化は各々のフィルタの温度制御により行っている。周波数ゆらぎは  $100\text{MHz}$  程度であり、またフィルタの挿入損失は  $7.0\sim 9.4\text{dB}$  である。

このシステムではかなりの高密度化が図れる反面、周波数の制御が極めて複雑になり、また制御の為に必要な素子、回路が増加する。光 I S L では、多重度をそれほど大きくする必要はないと考えられるが、できる限り装置の軽量化を行うとともに制御系が複雑になら

ないような波長間隔あるいは光源を選択する必要がある。

他には、波長間隔 50 Å で 5 波長集積した LD<sup>(4.9)</sup> を用いた波長多重システムが開発されている<sup>(4.10)</sup>。LD の構成及びスペクトルを図 4-4 に、システム構成を図 4-5 に示す。このシステムでは、波長の異なる 5 つの光信号を導波路型のマルチプレクサで合波し、受信側では回折格子を用いて分波しフォトディテクタアレイで各々の波長の信号を検波する。特徴は、集積化により発振波長のばらつきを抑えることができる点であるが、一方マルチプレクサ部での損失 (LD-合波器結合損失:8.8 dB, 合波器損失:10 dB) が大きいことには注意を要する。

波長多重用光源としては、回折格子を用いた外部共振器型 LD が開発されている<sup>(4.11)</sup>。基本構成を図 4-6 に示す。この LD は回折格子への入射角度を変えることにより、約  $0.82\mu\text{m}$  を中心に 29nm の範囲で波長を可変でき、さらに単一モード性、狭スペクトル性を有している。

波長多重方式を光 ISL に適用する際、光合波器の挿入損失には特に留意する必要がある。例えば、導波路型では上記のように 10 dB 以上の挿入損失を伴う。従って、空間的な光ビームの合成が望ましいと考えられるが、通常のスプリッタを用いると 1 回の合波毎に少なくとも 3 dB の損失を伴い、結果的に容量の増大を図れなくなってしまう。



表 4-1 代表的な強度変調/直接検波システム (4.1)~(4.4)

波長帯域	0.8 $\mu$ m	1.3 $\mu$ m	1.3 $\mu$ m	1.5 $\mu$ m
ビットレート	1 Gbps	400 Mbps	1.6 Gbps	400 Mbps
送信器	DFB	BH-LD	DFB	DFB
受信器	Si-APD	Ge-APD	InGaAs-APD	InGaAs-APD
最小受信電力 (ビット誤り率)	-31.5 dBm ( $10^{-9}$ )	-37.5 dBm ( $10^{-11}$ )	-32.5 dBm ( $10^{-11}$ )	-42.5 dBm ( $10^{-11}$ )
機関名	ソニー	東芝	富士通	NEC
備考	短距離 通信	$i_{eq}$ : 5pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	$i_{eq}$ : 13pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	トランスインピーダンス 型アンプ
参考文献	(4.2)	(4.3)	(4.4)	(4.1)

$i_{eq}$ : 増幅回路の入力換算雑音電流密度

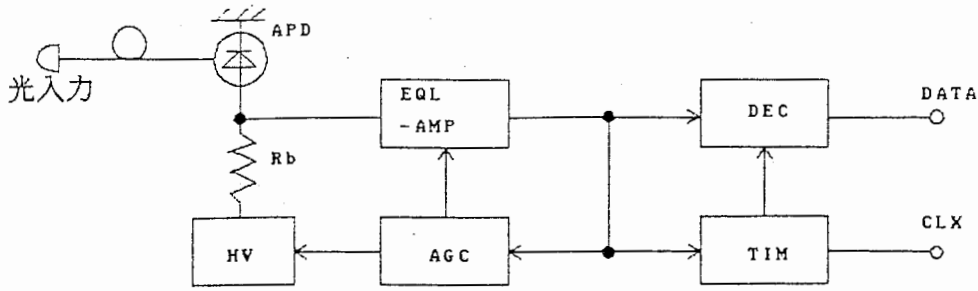


図4-1 強度変調/直接検波システムの受信器構成 (4.1)

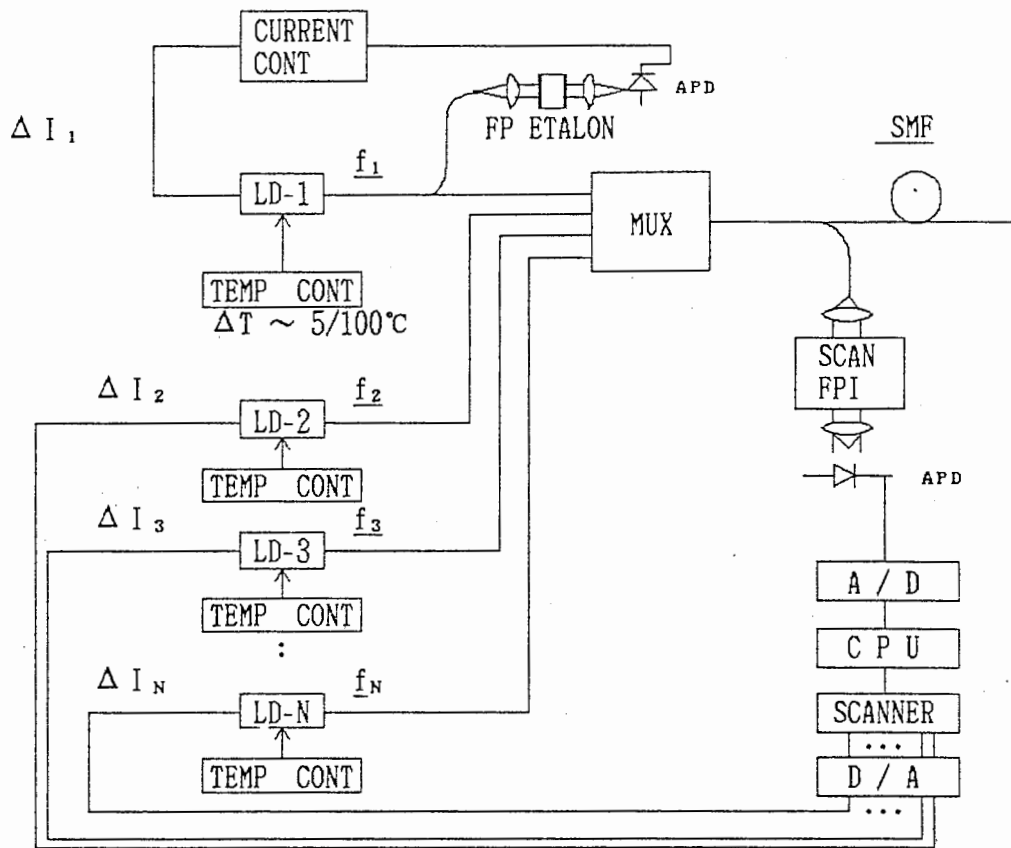


図4-2 高密度波長多重システムにおける光源周波数安定化法 (4.8)

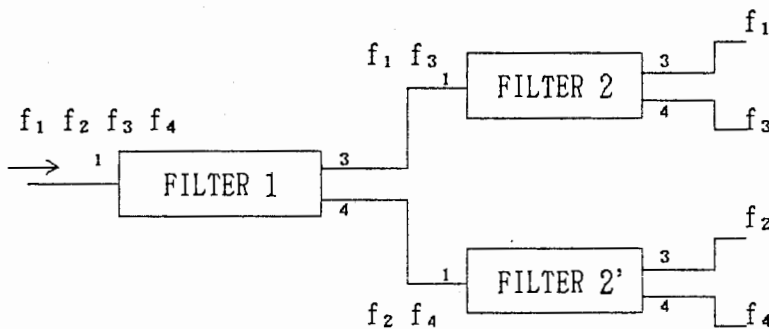
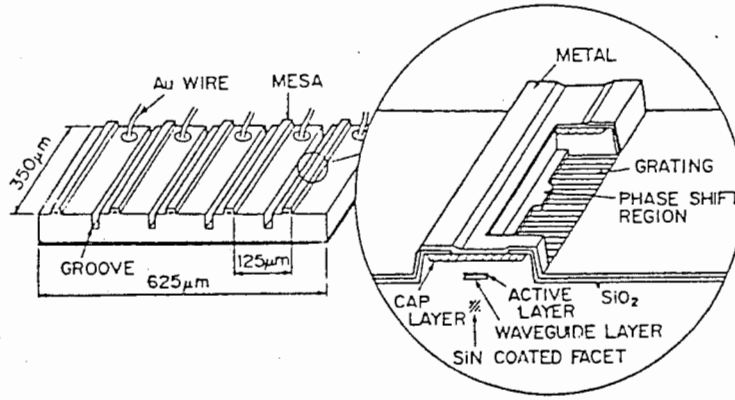
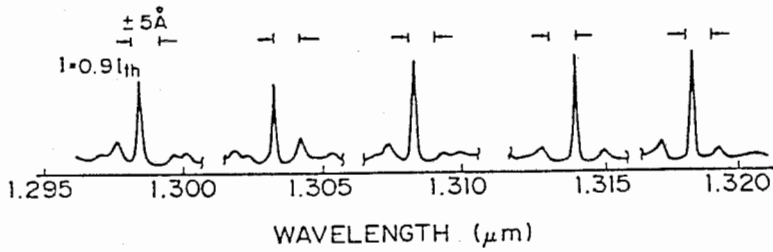


図4-3 高密度波長多重システムにおける受信側分波器の構成 (4.8)  
(4波多重分波)



(a) 構造



(b) 発振スペクトル特性

図 4-4 5 波長集積化レーザダイオード (4.9)

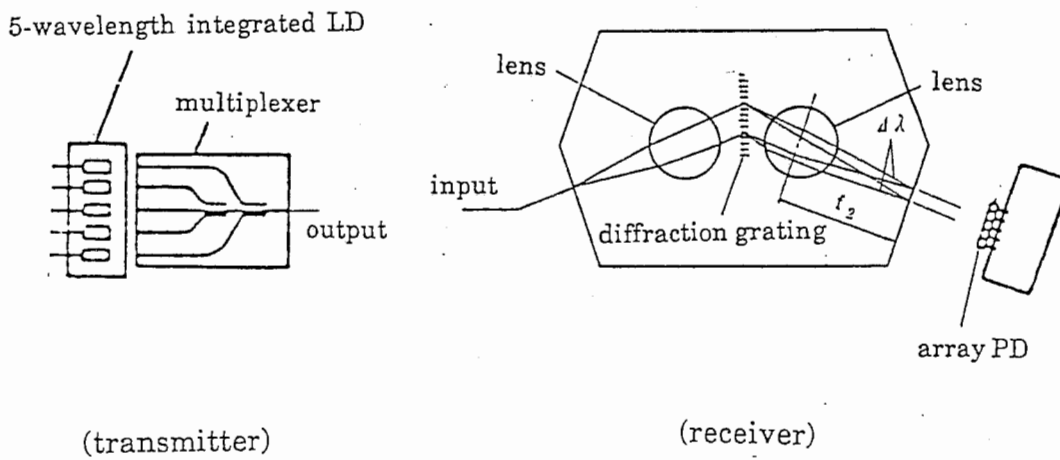


図 4-5 5 波長集積化 LD を用いた波長多重伝送システムの構成 (4.10)

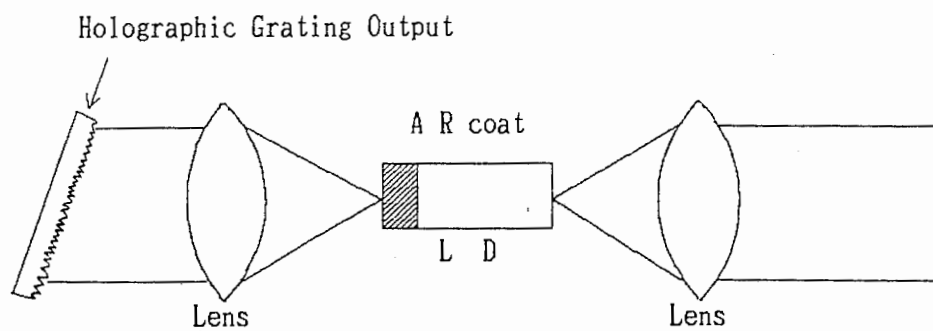


図4-6 回折格子を用いた外部共振器形レーザダイオードの基本構成 (4.11)

[参考文献, 第 4章]

- (4.1) 畠山, 松本, 伊藤: “400Mb/s 高感度光受信回路”, 昭和61年度電子通信学会光・電波部門全国大会, 421, 9月, 1986年.
- (4.2) 乙部, 小松, 伊藤, 山下, 小寺: “0.8  $\mu\text{m}$  帯、DFBレーザダイオードに依る1Gb/s、5 km伝送”, 昭和61年度電子通信学会総合全国大会, 1083, 3月, 1986年.
- (4.3) 小倉, 皆藤, 志水, 稲垣, 木下, 柴垣: “400Mb/s 光伝送装置 (2) 光受信器”, 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会, 347, 9月, 1986年.
- (4.4) 西本, 桑田, 宮内, 峠: “1.6 Gb/s光伝送用IC化受信パネル”, 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会, 369, 9月, 1986年.
- (4.5) 萩本, 大川, 山田: “10Gb/s光変調回路の検討”, 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会, 358, 9月, 1986年.
- (4.6) 川西, 猿渡: “10GHz以上の帯域を有する超広帯域受光回路の検討”, 昭和62年度電子情報通信学会総合全国大会, 2419, 3月, 1987年.
- (4.7) H.Ishio, J.Minowa and K.Nosu, “Review and status of wavelength-division-multiplexing technology and its application,” IEEE, J.Lightwave Technology, LT-2, 4, pp.448-463, Aug. 1984.
- (4.8) 鳥羽, 井上, 高戸, 本杉: “高密度光FDM伝送の検討”, 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会, 386, 9月, 1986年.
- (4.9) Y.Hirayama, H.Furuyama, H.Okuda, J.Kinoshita and M.Nakamura, “Simultaneous Bragg oscillations of 5-wavelengths integrated DFB laser arrays,” First Optoelectronics Conference (OEC'86, Tokyo), A7-3, pp.54-55, Technical Digest, July, 1986.
- (4.10) 渥味, 伊藤, 高見, 藤間, 金澤, 伊藤: “集積化光デバイスを用いた波長多重伝送システム (I) 波長多重システムの設計”, 昭和61年度電子通信学会総合全国大会, 1049, 3月, 1986年.
- (4.11) 朝倉, 萩原, 長岡: “ホログラフィックグレーティングを用いた外部共振器型半導体レーザ”, 昭和61年度電子通信学会光・電波部門全国大会, 194, 9月, 1986年.

## 5. コヒーレント通信方式の研究開発状況

コヒーレント通信方式は、送信側で光の搬送波を振幅、周波数あるいは位相変調し、受信側では検波器面上で受信信号光と局部発振光とを混合して中間周波信号をつくった後、復調する方式である。この方式は強度変調／直接検波方式に比べて受信感度が高く、さらに背景雑音光にも強いので、光 I S L システムへの適用が期待される通信方式である。現在、ファイバシステムにおいて、長距離大容量伝送の実用化を目指して活発に研究されている。本章では、コヒーレント通信方式実用化のための研究課題、伝送実験の現状、および光衛星間通信に適用する場合の問題点について述べる。

### 5.1 研究課題

コヒーレント光通信方式を実用化するためには、半導体レーザの発振周波数安定化及び狭スペクトル化、変復調技術等の研究課題がある。

#### 5.1.1 半導体レーザの周波数安定化

中間周波信号の周波数（数GHz程度）は搬送波周波数（波長  $1\ \mu\text{m}$  の場合で  $300\text{THz}$ ）の  $10^{-5}$  程度であるので、極めて高い周波数安定度を有する半導体レーザが必要となる。しかし、半導体レーザの発振周波数は、1度の温度変動によって  $10\text{GHz}$  程度、 $1\ \text{mA}$  の駆動電流変動によって  $1\ \text{GHz}$  程度変動する。この発振周波数の変動を抑えるために、自動周波数制御装置（AFC）が研究されている。図5-1はAFCの一例であり、周波数の揺らぎを周波数弁別器によって検出し、誤差信号を用いて半導体レーザの駆動電流あるいは温度を制御することにより、半導体レーザの発振周波数を一定に維持している。

電流制御によるAFCの特長は温度制御に比べて応答が速いことである。但し、この方式においても温度の安定化（ $1/100\ ^\circ\text{C}$  程度）は必要である。電流制御AFCの検討例を表5-1に、代表的な実験ブロック図を図5-2、5-3に示す。

温度制御によるAFCは、広帯域な周波数掃引が可能であるが、応答が遅いという欠点を有している。検討例として、温度制御素子にペルチエ素子を用いて発振周波数の変動を  $1\ \text{MHz}$  程度に抑えた報告がされている（図5-4、5-5）<sup>(5.6)</sup>。

図5-1に示す周波数基準については、外部共振器、原子・分子の共鳴スペクトル、コヒ

ーレンシィの高いLD等の利用が検討されている。ファブリペロ干渉計などの外部共振器は構成は容易であるが、周囲温度等の影響を受け易く、共振周波数は比較的不安定である。原子・分子の共鳴スペクトルは外部共振器より安定であるが、原子・分子の圧力を一定にする必要がある。また、コヒーレンシィの高いLDとして、共振器長を通常のLDの約3倍(1100 $\mu$ m)にしたAlGaAsレーザが検討されている<sup>(5.7)</sup>。

### 5.1.2 半導体レーザの狭スペクトル化

半導体レーザの位相雑音は受信感度を劣下させる。レーザのスペクトル幅に対する許容値は変復調方式、変調速度で異なるが、例えば、100Mbpsヘテロダイン非同期検波方式では10MHz、同期検波方式では1MHz程度以下のスペクトル幅が必要である<sup>(5.8)</sup>。一方、DFBレーザのスペクトル幅の典型値は現在10MHz程度である。

位相雑音は、自然放出光およびキャリア密度の変動から生じる。自然放出光の光子がレーザモードに混入することにより位相を変化させる。これを抑えるために光学的負帰還の適用が検討されている。また、キャリア密度の変動を抑えるために電氣的負帰還が検討されている。

光学的負帰還として外部共振器あるいは回折格子を用いた方式が検討されている。表5-2に研究状況を、図5-7、5-8に検討例を示す。この方法では半導体レーザのわずかな温度変動や機械的振動によりスペクトル純度が劣下する。この劣下を抑えるために、外部鏡の位置を変更することによって共振器長を制御する方法が検討され(図5-9)<sup>(5.14)</sup>、スペクトル幅130KHz以下で $\pm 1$ MHzの周波数安定度が得られている。発振波長可変範囲は30nm $\sim$ 40nmである。また光帰還用外部鏡の光軸方向の位置と、LD印加電流の双方を制御する二重制御系で、スペクトル幅700KHz、 $\pm 2$ MHz以下の安定度が得られている<sup>(5.15)</sup>。この方式の場合、外部鏡の位置制御により一つの軸モードで連続的に周波数を制御できるが、可変範囲500MHz程度である(図5-10(a))。一方、LDの印加電流制御により軸モード間を飛び飛びに広い範囲にわたって周波数を制御できるが、1つの軸モードに関しては、狭い範囲( $\sim 50$ MHz)しか連続制御できない(図5-10(b))。両者、即ち外部鏡の位置とLDの駆動電流を同時に制御することにより、広範囲で連続的な制御が可能となる。

さらに、MITでは図5-11の実験系でフィードバック光の位相を安定化することによりスペクトル幅を狭くしている<sup>(5.16)</sup>。外部鏡Mにより狭スペクトル化を行い、さらにPD

1で検出した光により外部鏡の位置を制御して位相を安定化している。

電氣的負帰還は、基本的には電流制御型AFCと同じである。文献(5.17)では図5-12の実験系で1MHz以下の線幅が得られている。

### 5.1.3 変復調技術

振幅変調・位相変調は主に外部変調、周波数変調は直接変調で行われている。位相変調については、近年、注入同期<sup>(5.18)</sup>や光学的PLLによる直接変調も検討されているが、伝送実験はLiNbO<sub>3</sub>を用いた外部変調の報告が多い。外部変調器は挿入損の低下が実用化への大きな課題となっている。

周波数変調はLDの駆動電流を微小に変化させることにより行うことができる。文献(5.19)図では5-13の位相制御領域付きDFBレーザを用いて300MHzまで平坦なFM変調効率を得ている(図5-14)。高速変調を実現する為にはさらに広帯域で平坦なFM変調効率を有するLDの開発が必要であろう。

検波方式には、信号光の周波数と局部発振光の周波数が等しいホモダイン検波と、等しくないヘテロダイン検波とがある。ホモダイン検波はヘテロダイン検波に比べて感度は高いが、信号光の周波数・位相に局部発振光を追随させる光学的PLL(図5-15)が必要であり、この回路は現在のところ構成が容易でない。

ヘテロダイン検波方式には、同期検波、差動同期検波、非同期検波(包絡線検波)があり、現在伝送実験が活発に行われている。同期検波の場合、信号光あるいは局部発振光が位相雑音を有すると、リファレンス信号と中間周波信号の間に位相誤差が生じ、伝送特性の劣化を引き起こす。差動同期検波は、この位相誤差の影響を低減するために1タイムスロット前の中間周波信号をリファレンス信号として用いる方式であり、隣接するスロットの位相差により情報を伝達する。LDのスペクトル幅に対する要求が最も緩い非同期検波は実用化に向けて最も活発に研究されている。例えばFSK包絡線検波方式では、周波数偏移を大きく取ることにより、光源のスペクトル広がりの影響を抑えている。



## 5.2 伝送実験の現状

### 5.2.1 ASKヘテロダイン検波方式

1981年から1985年に検討された主な伝送実験系と結果を表5-3に示す<sup>(5.20)</sup>。1986年になって、ATTは受信感度のスペクトル幅依存性を実験で確認するため、図5-16の実験系で、スペクトル幅50MHzのDFBレーザとスペクトル幅50kHz以下の外部共振器レーザとを用いて150Mbps/102kmの伝送実験を行っている。スペクトル幅50MHzの場合は誤り率に改善限界(BER floor= $10^{-5}$ )が存在し、スペクトル幅50kHzの場合は位相雑音によるBER floorは存在しないこと、さらに受信感度が直接検波に比べて11dB改善されたことが報告されている<sup>(5.21)</sup>。

### 5.2.2 FSKヘテロダイン検波方式

1981年から1985年に検討された主な伝送実験系と結果を表5-4に示す<sup>(5.20)</sup>。1986年に図5-17の実験系で、34Mbps/301kmの伝送実験が行われている<sup>(5.22)</sup>。局発光の強度雑音の影響を低減するために用いられたバランスストレーバ(図5-18)は、カップラの180度ハイブリッドとしての働きを利用したもので、図5-18の各受信系間でビート信号が逆相、局発光の強度雑音と同相になることから、差動合成により局発光の強度雑音を抑圧している。

### 5.2.3 PSKヘテロダイン/ホモダイン検波方式

1981年から1985年に検討された主な伝送実験系と結果を表5-5に示す<sup>(5.20)</sup>。1986年にウィーン大学は、コスタスループを用いたホモダイン検波方式の実験を行っている(図5-19)。伝送速度は40Mbpsで理論<sup>(5.23)</sup>とよく一致したと報告している<sup>(5.24)</sup>。

### 5.2.4 DPSKヘテロダイン検波方式

1981年から1985年に検討された主な伝送実験系と結果を表5-6に示す<sup>(5.20)</sup>。1986年にBritish Telecomはクオドラチャ検波方式を用いて図5-20に示す実験系で140Mbpsの伝送実験を行い、図5-21の結果を得ている<sup>(5.25)</sup>。また、ATTは図5-22に示す系で実験を行い、IM/DDに比べて400Mbpsで10.7dB、1Gbpsで7.5dB感度が改善されたことを報告

している (5.26)。

### 5.3 光衛星間通信に適用する際の問題点

コヒーレント光衛星間通信を実現するには、5.1節で述べた課題のほかに、次のような衛星間通信特有の問題が考えられる。

- (1) ドップラ効果
- (2) 衛星の姿勢変動
- (3) 背景雑音光

なお、光衛星間通信の場合はファイバ通信と異なって、伝送路における偏波状態の変動は殆ど無いと考えられる。

ドップラ効果に関しては、搬送波の周波数を $f_0$ 、光速を $C$ 、衛星間の相対速度を $V_r$ とすると、ドップラ周波数シフト $\Delta f$ は

$$\Delta f = \frac{f_0 V_r}{C}$$

である。静止衛星と低軌道衛星あるいは飛翔体との通信を想定した場合、最大10GHz程度シフトすると考えられる。従って、受信側では広帯域にわたって信号の周波数を捕捉・追尾する技術が必要となる。

コヒーレント方式では、局部発振光と受信信号光の到来方向及び光スポットの位置を一致させて、受信信号光と局部発振光の電界を整合させなくてはならない（空間モード整合）。光衛星間通信では、衛星の姿勢変動等によりモード不整合が生じ、この為ヘテロダイン効率の劣化が予想される。従って、受信信号光の到来方向を決定する追尾システムや、光路偏向用光学系を制御する機械系に要求される精度を明らかにしておく必要がある。

コヒーレント方式はビート信号帯域だけを取り出す為に電気のフィルタを用いることが可能なので、帯域制限効果は光フィルタよりかなり大きくなる。コヒーレント方式がIM/DD方式よりも背景光雑音に対して強いのは、この為である。さらに背景雑音光を低減させる方式として、受信機視野の制御があり、この方式はIM/DD方式の場合と同じ効果を有する。

現在、コヒーレント光通信を実用化するための最大の問題点は、高速変調可能で安定な狭スペクトルを有するLDの開発である。ファイバシステムへの適用を目指してデバイス技術が改善されていることを考慮すると、近い将来そのようなLDは開発されると思われる。従って、光ISLの研究においてはドップラ効果の影響を考慮した周波数追尾技術、衛星の姿勢変動等の影響を考慮した光ビーム追尾技術、背景光対策となる受信機の視野可変技術等が重要な研究課題であると考えられる。

表5-1 周波数安定化の研究状況  
(電流制御型AFC)

研究機関	NTT		東工大(大津)	
	1984年 <sup>(5.1)</sup>	1985年 <sup>(5.2)</sup>	1981年 <sup>(5.3)</sup>	1982年 <sup>(5.4)</sup>
L D	InGaAsP-DFB	DFB	AlGaAs-DH	AlGaAs
波長	1.5 $\mu$ m	1.510 $\mu$ m	0.8 $\mu$ m帯	780nm
周波数基準	NH <sub>3</sub> 吸収セル	フヤブリパロミタロン (安定度6MHz)	フヤブリパロ干渉計	Rb-D <sub>2</sub> 吸収線
安定度	$\sigma = 8.0 \times 10^{-11} \times \tau^{-1}$	0.6MHz   1.4MHz	$\sigma = 2.0 \times 10^{-11} \sim 2.1 \times 10^{-9}$	$\sigma = 3.0 \times 10^{-10} \sim 1.4 \times 10^{-12}$
期間	$10\text{ms} < \tau < 1\text{s}$	短期的   30分	10ms~500s	10ms~500s
特徴	PID制御 <sup>*3</sup>		PID制御	

\*1 :  $\sigma$ はAllan分散<sup>(5.5)</sup>

周波数安定度を評価するときの尺度。

レーザの公称周波数値で規格化した周波数揺らぎの標準偏差値

コヒーレント光通信では、 $\sigma$ の値は約 $10^{-9}$ 以下であることが要求される。

\*2 :  $\tau$ は測定に要する時間、すなわち積分時間

\*3 : PID制御(図5-3参照)

表5-2 狭スペクトル化の研究状況  
(光学的負帰還)

研究 機関	NTT	B T	松 下	三 菱	NTT
	1982年 (5. 9)	1983年 (5. 10)	1985年 (5. 11)	1986年 (5. 12)	1981年 (5. 13)
LD	AlGaAs	InGaAsP	InGaAsP/InP	AlGaAs/GaAs-DFB	AlGaAs
波長	0.825 $\mu\text{m}$	1.5 $\mu\text{m}$	1.3 $\mu\text{m}$	0.865 $\mu\text{m}$	0.82 $\mu\text{m}$
スペクトル 幅	<50kHz	10kHz	900kHz	500kHz	200kHz
特徴	外部回折格子	外部回折格子への入射角度の調整で55nm掃引	外部導波路をレーザと同一基板上にモノリシック集積化 (図5-6)	外部回折格子、注入電流負帰還による線幅の安定 500 $\pm$ 5kHz (10分間)	共振器長 900 $\mu\text{m}$ (通常の約3倍)

表5-3 ASKヘテロダイン検波方式の伝送実験 (5. 20)

No.	A1	A2	A3	A4	A5	A6
Year Month	1981 December	1982 June	1982 September	1982 Sept./Oct.	1983 December	1984 Jan./Feb.
Journal or Conf.	IEEE J. O.E.	Electron. Lett.	ECOC (Cannes)	ECOC/Elec- tron.Lett.	IEEE/OSA J. L.T.	OFC/Elec- tron.Lett.
Authors	Kikuchi Okoshi Kitano	Hodgkinson Wyatt D.W.Smith	Kikuchi Okoshi Emura	Hodgkinson Wyatt D.W.Smith	Hooper Midwinter D.W.Smith et al.	Shikada Emura Fujita et al.
Organi- zation	Univ. of Tokyo	Brit.Tele- com.R.L.	Univ. of Tokyo	Brit.Tele- com.R.L.	Brit.Tele- com.R.L.	Nippon El. Company
System	ASK Heterodyne	ASK Homodyne	ASK Heterodyne	ASK Heterodyne	ASK Heterodyne	ASK Heterodyne
Wavelength	840nm	1523nm	633nm	1523nm	1523nm	1280nm
Bit Rate	0.5Mb/s	140Mb/s	0.15Mb/s	8Mb/s	34Mb/s	100Mb/s
Int. Freq.	40MHz	0	40MHz	110MHz	110MHz	450MHz
IF B.W.	15MHz	—	1MHz	20MHz	—	90MHz
Distance	0	0	0	32km	123km	30km
Devices TX	AlGaAs-LD	HeNe-GL @ InGaAsP-LD	HeNe-GL	HeNe-GL @ InGaAsP-LD	HeNe-GL	DFB-LD
Mod	Direct	Mod.on LD	A.O.Mod.	Mod.on LD	LiNbO <sub>3</sub>	LiNbO <sub>3</sub>
Det	Si-PD	InGaAs-PIN (PINFET)	Si-PD	InGaAs-PIN (PINFET)	InGaAs-PIN	Ge-APD
LO	Self- heterodyne	HeNe-GL	Self- heterodyne	HeNe-GL	HeNe-GL	DFB-LD
Technical signifi- cance	First BER meas. of het.system (self-het. method)	First BER meas. of homodyne system	Verifi- cation of BER formula	First ASK two-laser experiment	First long- distance experiment	First use of DFB-LD modulator
Result	1dB diff- erence from theory	10dB im- provement over D.D.	Sensitivi- ty 1dB below shot noise	14dB im- provement over D.D.	Sensitivi- ty of -58 dBm at BER=10 <sup>-8</sup>	10dB im- provement over D.D.

表5-4 FSKヘテロダイン検波方式の伝送実験 (5. 20)

No.	F1	F2	F3(=P5)	F4	F5	F6
Year	1982	1983	1984	1984	1984	1985
Month	May	February	Jan./Sept.	Sept./Nov.	October	October
Journal or Conf.	Electron. Lett.	IEEE J. O.E.	OFC'84/ ECOC'84	ECOC/Elec-tron.Lett.	Electron. Lett.	IOOC/ECOC 8E(Venice)
Authors	Saito Yamamoto Kimura	Saito Yamamoto Kimura	Bachus Bohnke Elze et al.	Emura Shikada Fujita et al.	Wyatt D.W.Smith Hodgkinson et al.	Vodhanel Gimlet Standley Cheung
Organi-zation	Musashino ECL	Musashino ECL	Heinrich-Hertz Inst	Nippon El. Company	Brit.Tele-com.R.L.	Bell Comm. Research
System	FSK Heterodyne	FSK Heterodyne	PSK-FM Heterodyne	FSK Heterodyne	FSK Heterodyne	FSK Heterodyne
Wavelength	825nm	840nm	830nm	1570nm	1540nm	1550nm
Bit Rate	100Mb/s	100/200Mb/s	70Mb/s	100Mb/s	140Mb/s	560Mb/s
Int. Freq.	1,700MHz	1,700MHz	1,500MHz	600MHz	210MHz	—
IF B.W.	700MHz	700MHz	900MHz	~800MHz	—	—
Distance	0	0	280m	105km	200km	—
Devices TX	AlGaAs-LD	AlGaAs-LD	AlGaAs-LD	InGaAsP DFB-LD	DCPBH-LD @ cavity	—
Mod	Direct	Direct	Direct	Direct	Direct	—
Det	GaAs-APD	GaAs-APD Si-APD	APD	InGaAs-APD	InGaAs-PIN	—
LO	AlGaAs-LD	AlGaAs-LD	AlGaAs-LD	InGaAsP DFB-LD	DCPBH-LD @ cavity	—
Technical significance	First FSK two-laser experiment	Use of long-cavity CSP lasers	PSK-FM with 280MHz subcarrier	Direct FM of DFB-LD and single filter FM detection	Use of extended cavity LDs as TX and LO	First very high bit-rate experiment
Result	Finding of BER saturation	Reduction of FM-noise effect	Sensitivity of -43 dBm at BER=10 <sup>-9</sup>	10dB improvement over D.D.	Very long distance transmission	—

表5-5 PSKヘテロダイン/ホモダイン検波方式の伝送実験研 (5. 20)

No.	P1	P2	P3(=D3)	P4	P5(=F3)	P6
Year	1983	1983	1983	1983	1984	1984
Month	February	May	July	October	Jan./Sept.	September
Journal or Conf.	Electron. Lett.	Electron. Lett.	Electron. Lett.	ECOC'83 Geneva	OFC'84/ECOC'84	ECOC'84 Stuttgart
Authors	Maylon Hodgkinson D.W.Smith et al.	Kikuchi Okoshi Nagamatsu Henmi	Wyatt Hodgkinson D.W.Smith	Maylon Hodgkinson D.W.Smith	Bacnus Bonnke Elze et al.	Philipp Sholtz Leeb
Organization	Brit.Tele-com.R.L.	Univ. of Tokyod	Brit.Tele-com.R.L.	Brit.Tele-com.R.L.	Heinrich-Hertz Inst	Tech.Univ. Wien
System	PSK Homodyne	PSK Heterodyne	PSK/DPSK Heterodyne	PSK Homodyne	PSK-FM Heterodyne	PSK Heterodyne
Wavelength	1520nm	840nm	1520nm	1520nm	830nm	10,600nm
Bit Rate	140Mb/s	1Mb/s	140Mb/s	140Mb/s	70Mb/s	140Mb/s
Int. Freq.	0	40MHz	210MHz	210MHz	1,500MHz	0
IF B.W.	—	3MHz	—	—	900MHz	—
Distance	0	0	109km	30km	280m	0
Devices TX	HeNe-GL	AlGaAs-LD	HeNe-GL	HeNe-GL	AlGaAs-LD	CO <sub>2</sub> laser
Mod	LiNbO <sub>3</sub>	A.O.Mod.	LiNbO <sub>3</sub>	LiNbO <sub>3</sub>	Direct	A.O.Mod.
Det	InGaAs-PIN (PINFET)	Si-PD	InGaAs-PIN (PINFET)	InGaAs-PIN (PINFET)	APD	HgCdTe-PD
LO	Self-homodyne	Self-heterodyne	InGaAsP-LD @ cavity	HeNe-GL	AlGaAs-LD	CO <sub>2</sub> laser
Technical significance	First BER meas. of PSK Homodyne	First thero.-exp. comparison of noise effect	Very long distance two-laser experiment	First long distance OPLL system	PSK-FM with 280MHz subcarrier	OPLL system using a CO <sub>2</sub> laser
Result	19dB improvement over D.D.	Good agreement with theory	14dB improvement over D.D.	14-17dB improvement over D.D.	Sensitivity of -43dBm at BER=10 <sup>-5</sup>	Sensitivity 4dB below shot noise



表5-6 DPSKヘテロダイン検波方式の伝送実験 (5. 20)

No.	D1	D2	D3(=P3)	D4	D5	D6
Year Month	1982 October	1983 June	1983 July	1983 June	1985 March	1985 October
Journal or Conf.	Electron. Lett.	IOOC'83 Tokyo	Electron. Lett.	IOOC'83 Tokyo	Nat.Conv. IECE Japan	ECOC'85 Venice
Authors	Favre Le Guen	Shikada Emura Minemura	Wyatt Hodgkinson D.W.Smith	D.W.Smith	Emura Yamazaki Shikada et al.	Emura Shikada Yamazaki et al.
Organi- zation	C.N.E.T.	Nippon El. Company	Brit.Tele- com.R.L.	Brit.Tele- com.R.L.	Nippon El. Company	Nippon El. Company
System	DPSK Heterodyne	DPSK Heterodyne	PSK/DPSK Heterodyne	DPSK(and ASK)het.	DPSK Heterodyne	DPSK Heterodyne
Wavelength	~830nm	1300nm	1520nm	1520nm	1300nm	1300nm
Bit Rate	25/50Mb/s	32Mb/s	140Mb/s	(various)	200Mb/s	400Mb/s
Int. Freq.	250MHz	128MHz	210MHz	(various)	400MHz	600MHz
IF B.W.	40MHz	---	---	---	---	---
Distance	3.9km	0	109km	Max.123km	0	---
Devices TX	AlGaAs-LD	InGaAsP-LD @ cavity	HeNe-GL	HeNe-GL	DBR-LD @ cavity	DBR-LD @ cavity
Mod	LiNbO <sub>3</sub>	A.O.Mod.	LiNbO <sub>3</sub>	LiNbO <sub>3</sub>	LiNbO <sub>3</sub>	LiNbO <sub>3</sub>
Det	Si-APD	Ge-APD	InGaAs-PIN (PINFET)	InGaAs-PIN (PINFET)	InGaAs-PIN	InGaAs-PIN
LO	Self- heterodyne	Self- heterodyne	InGaAsP-LD @ cavity	InGaAsP-LD @ cavity	DBR-LD @ cavity	DBR-LD @ cavity
Technical signifi- cance	First BER meas. of DPSK heterodyne system	First experiment at 1300nm	Very long distance two-laser experiment	(A review paper)	High bit- rate exp- eriment	First very high bit- rate DPSK experiment
Result	Effect of phase noise was measured	16.4dB im- provement over D.D.	14dB im- provement over D.D.	14dB im- provement over D.D.	Sensiti- vity 4dB below shot noise	---

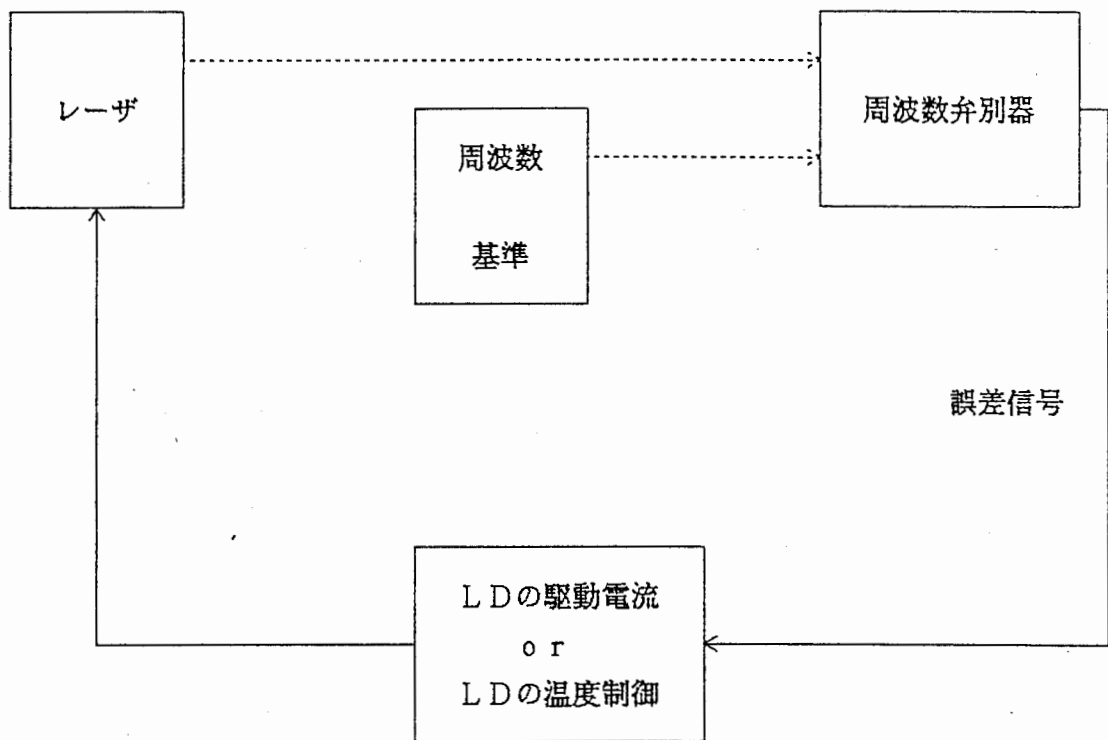


図5-1 AFCの構成

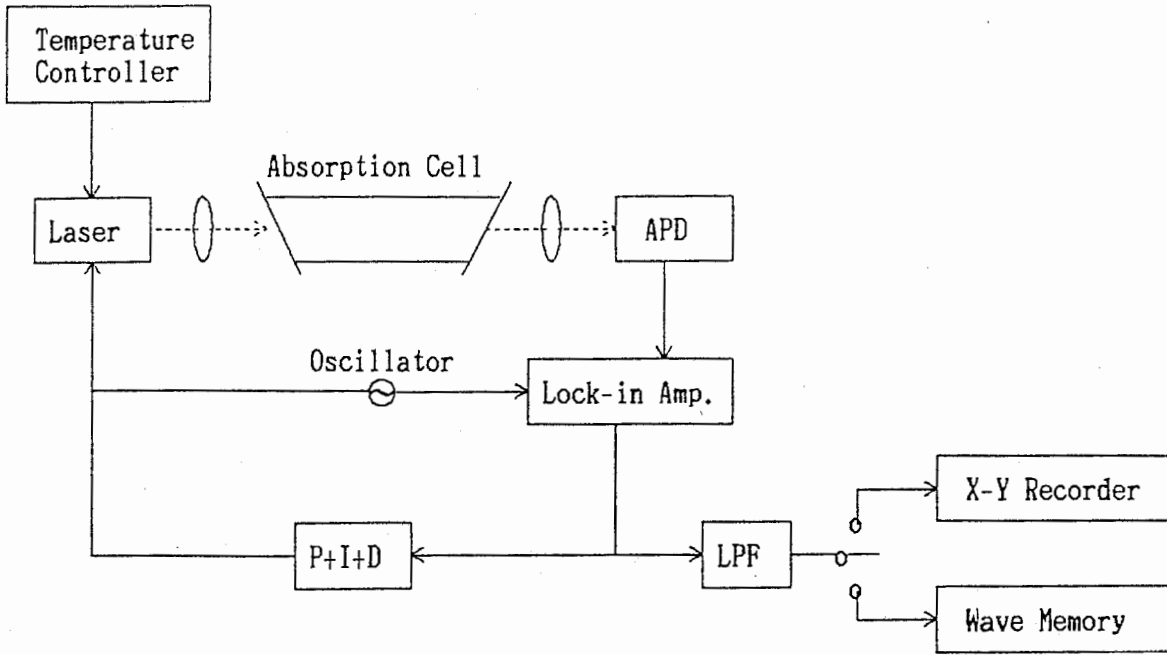


図5-2 電流制御型AFCの実験系 (5.1)

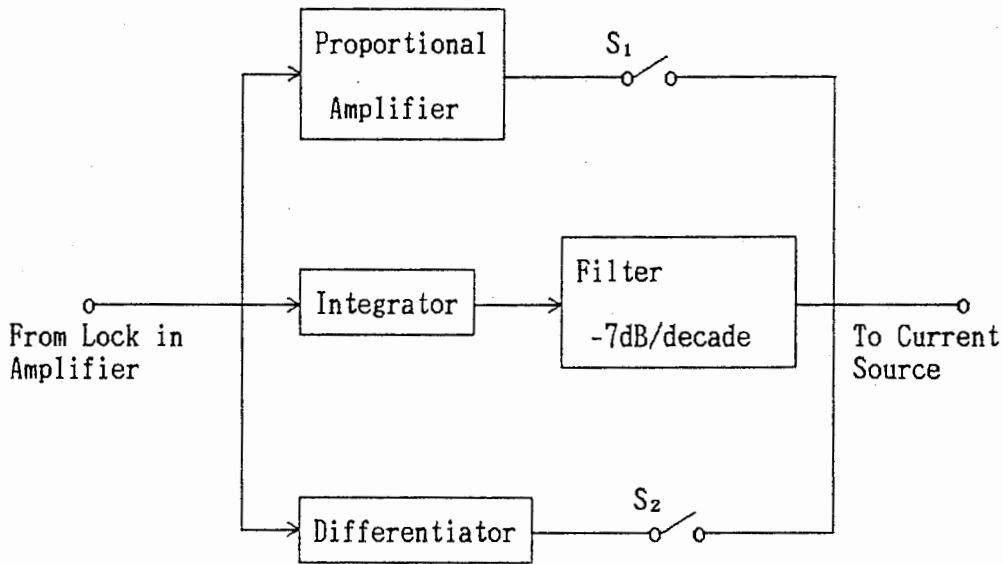


図5-3 LDのPID制御 (5.3)

temperature-controlled  
laser unit

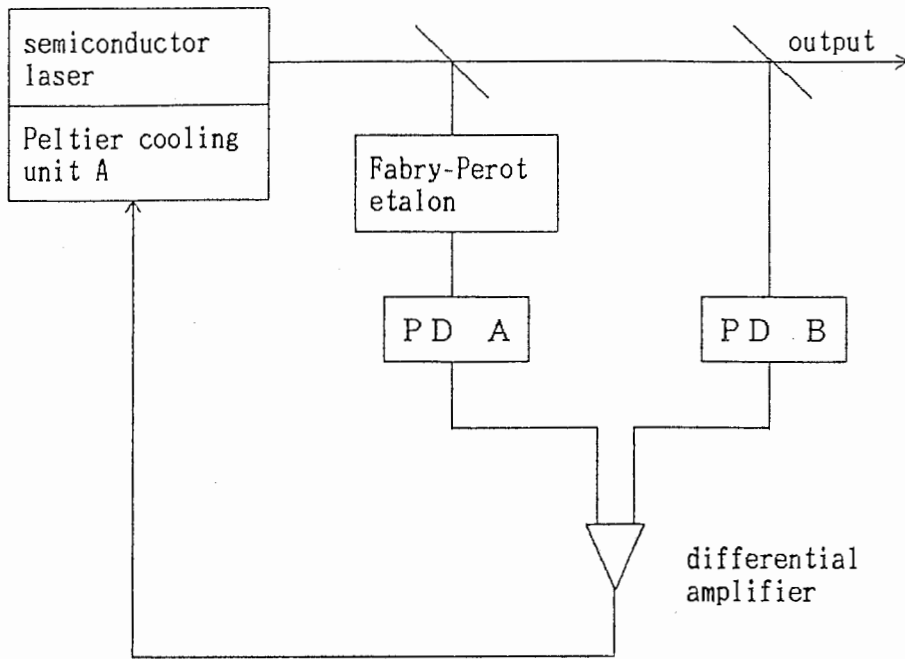


図5-4 温度制御型AFCの実験系 (5.6)

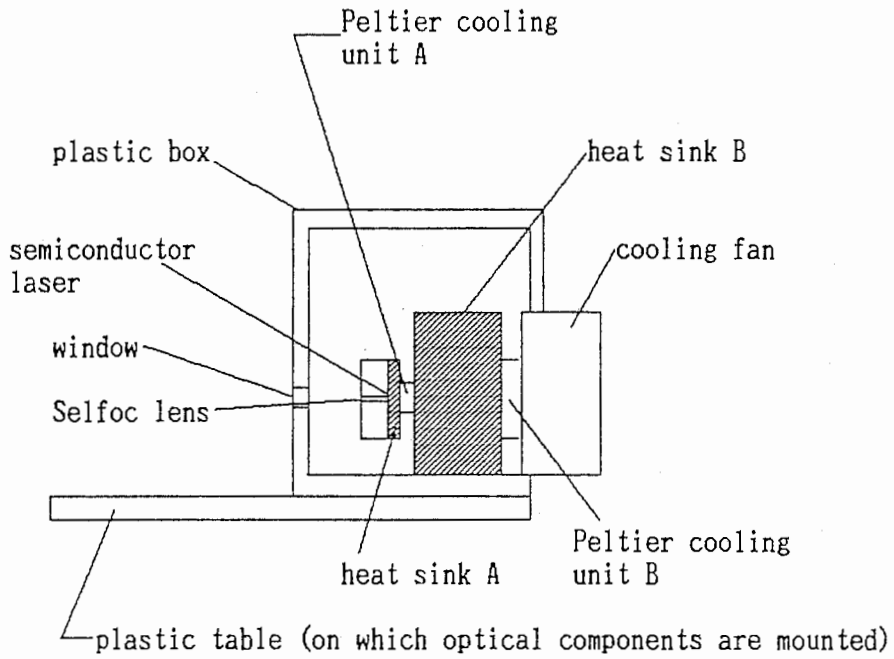


図5-5 温度制御型レーザー (5.6)

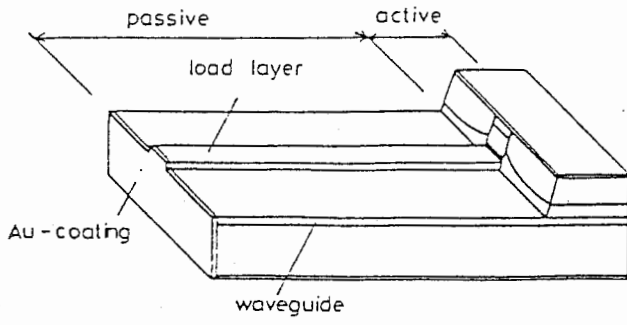


図5-6 狭スペクトル化を図った  
モノリシック外部共振器型レーザー (5.11)

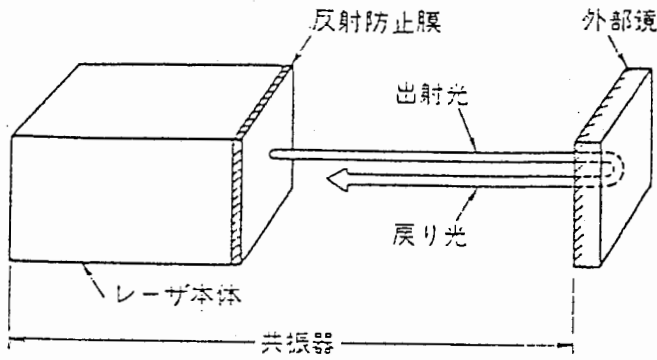


図5-7 スペクトル幅狭窄化のための外部鏡設置の構成図

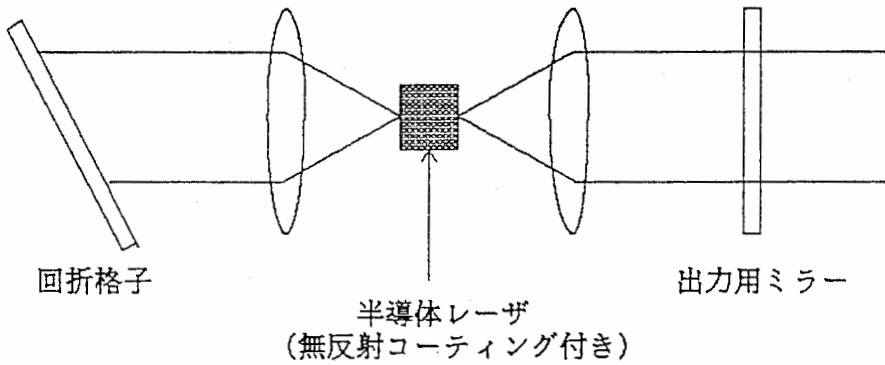


図5-8 外部共振器型レーザー

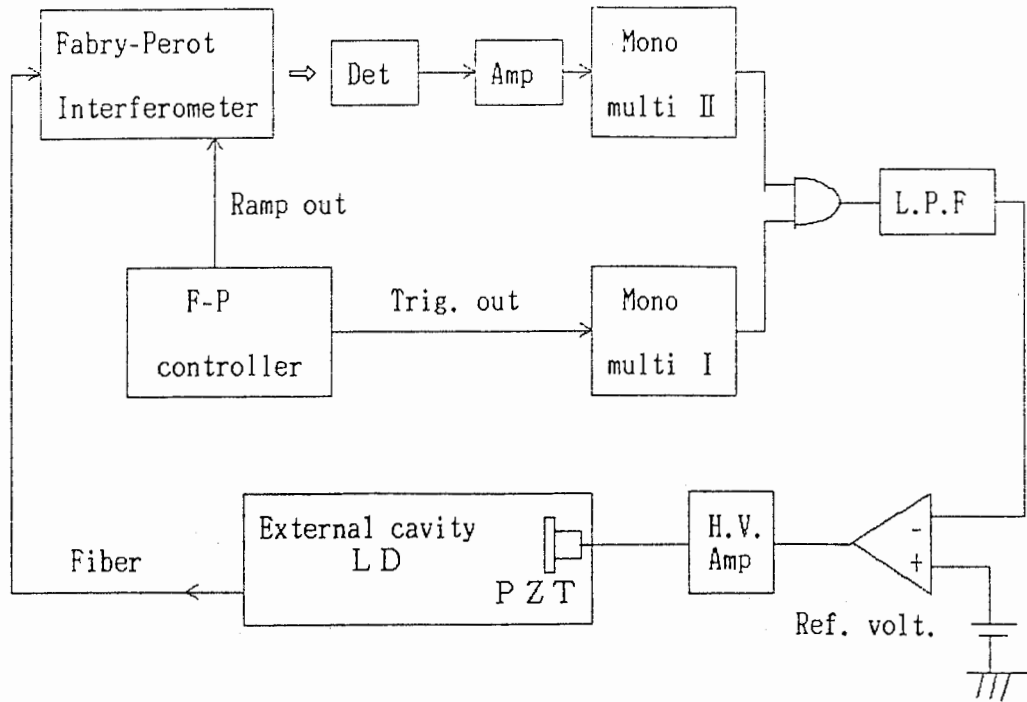


図5-9 外部共振器型レーザの発振周波数安定化 (5.14)

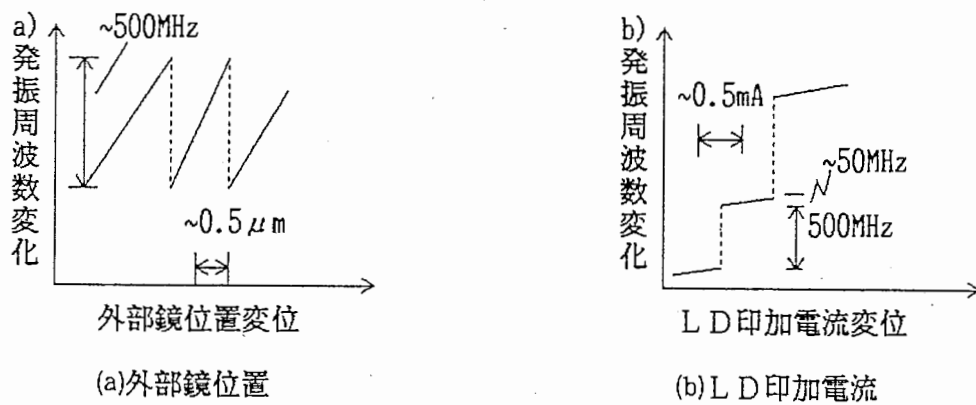


図5-10 発振周波数制御範囲 (5.15)

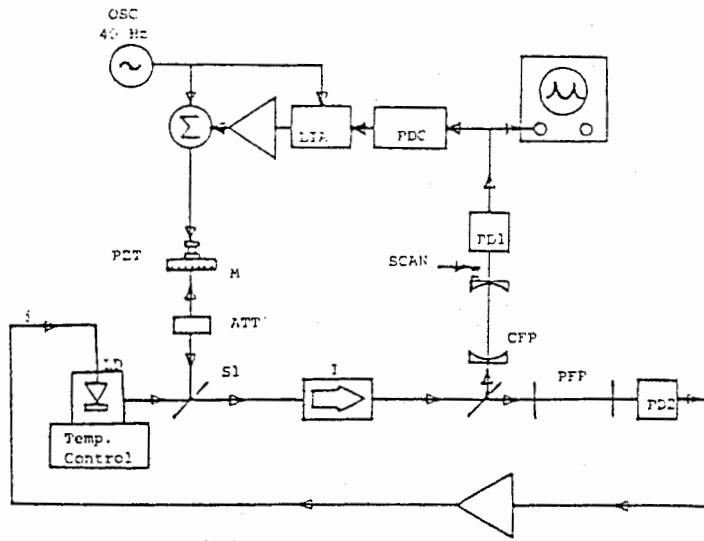


図5-11 フィードバック光の位相制御 (5.16)

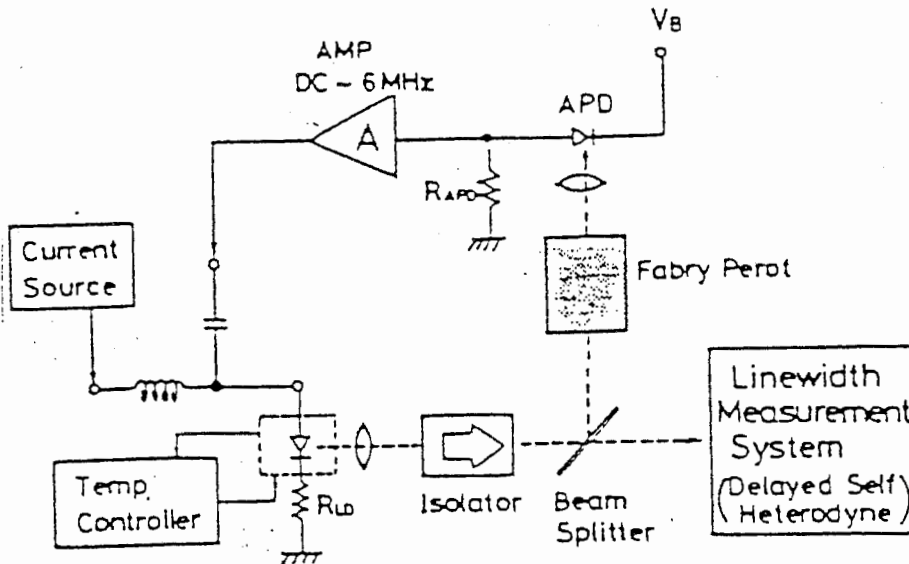


図5-12 電氣的負帰還の実験系 (5.17)

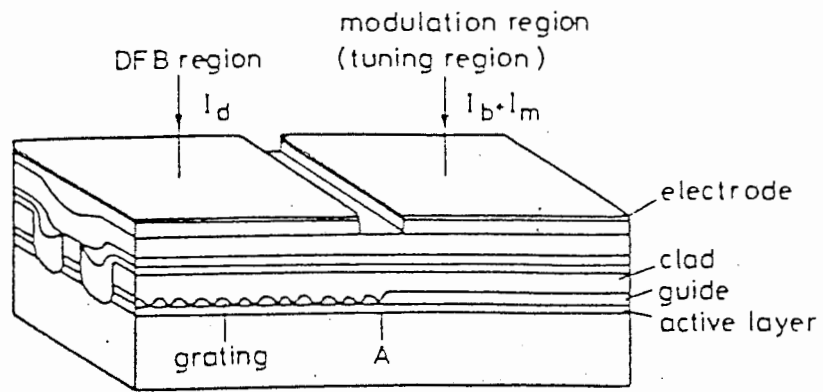


図5-13. 位相制御領域付DFBレーザ (5.19)

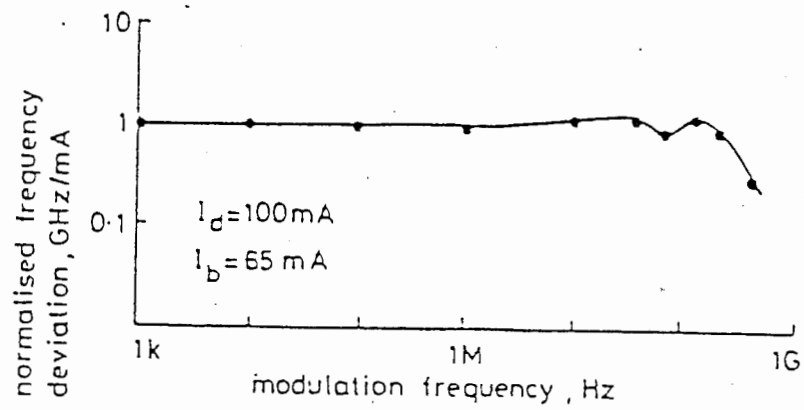


図5-14 FM効率変調周波数特性 (5.19)



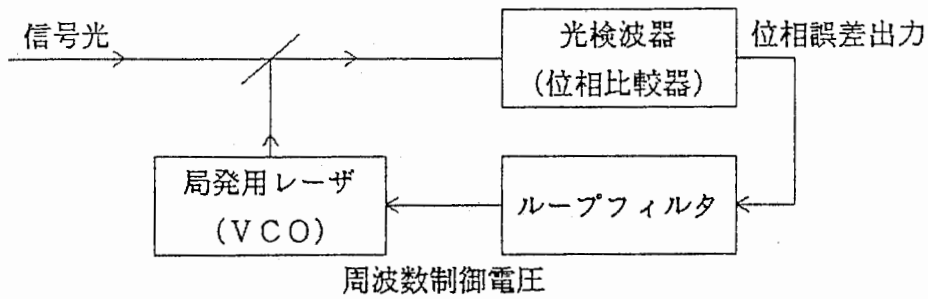


図5-15 PLL型光ホモダイン受信機の構成

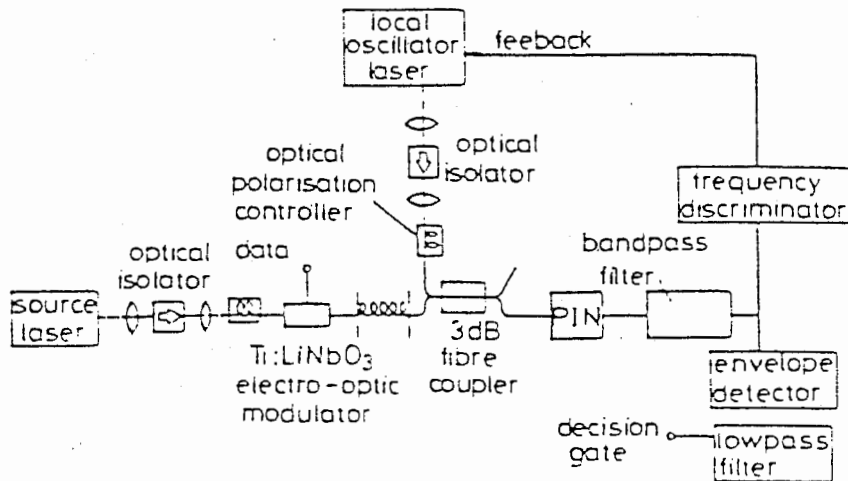


図5-16 ASKヘテロダイン検波方式 (5.21)

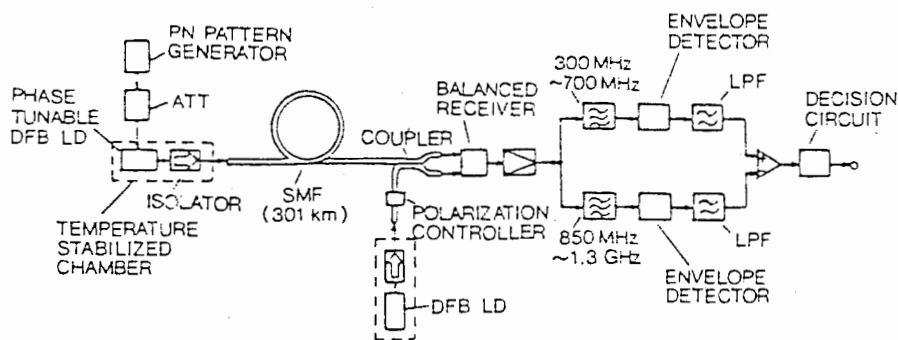


図5-17 FSKヘテロダイン検波方式 (5. 22)

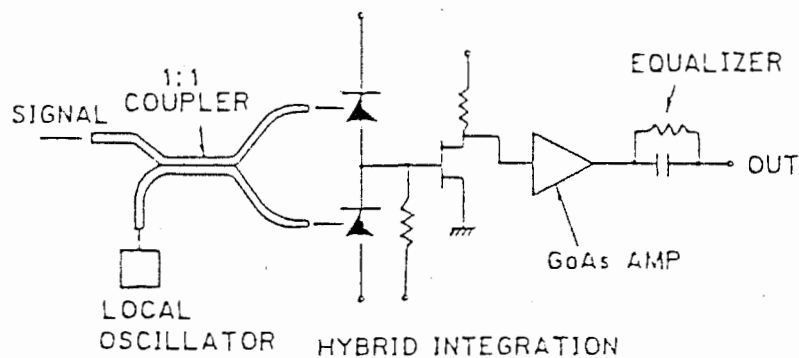


図5-18 バランストレーバ (5. 22)

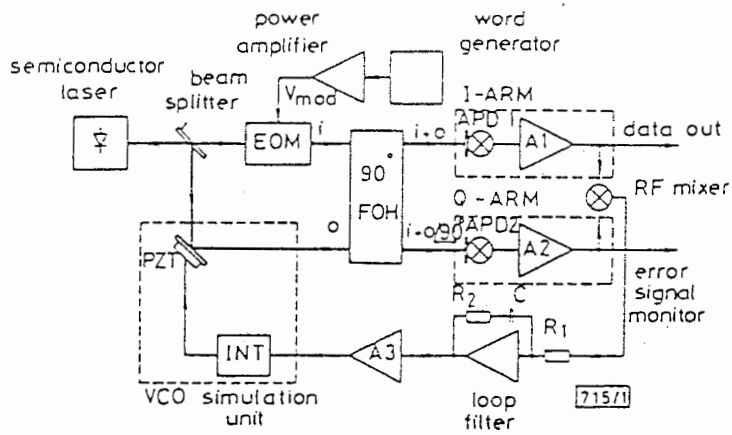


図5-19 コスタスループを用いたPSKホモダイン検波方式 (5.24)

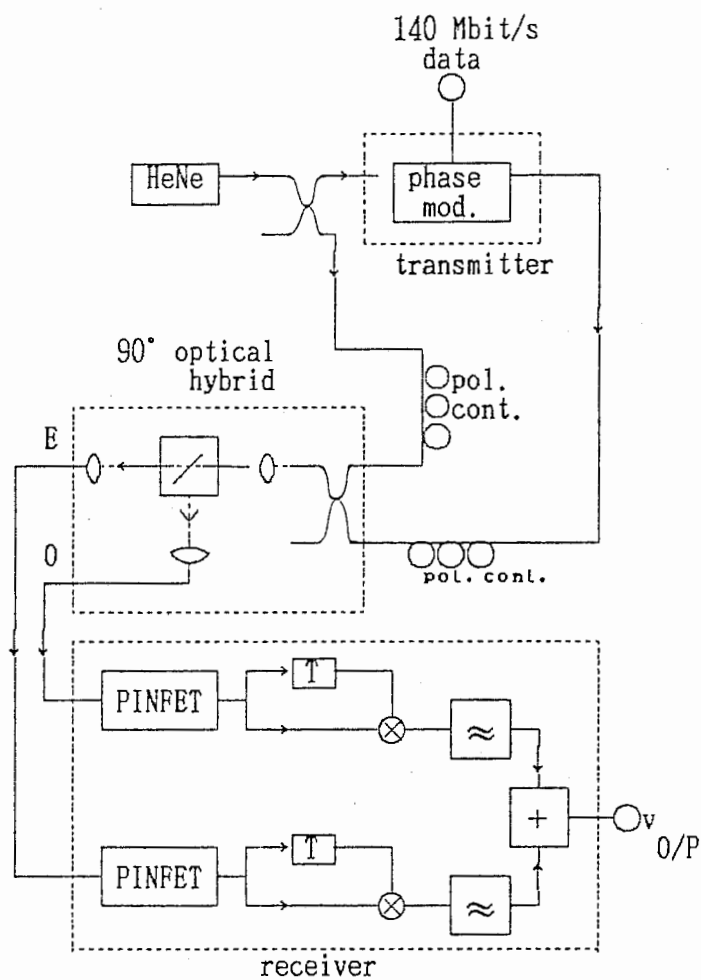
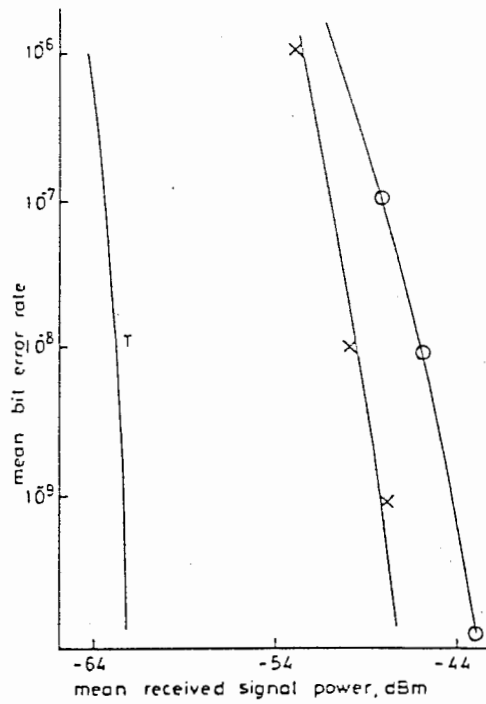


図5-20 クオドラチャ検波方式 (5.25)



Bit error rate curves for 140 Mbit/s DPSK  
 Theory: shot-noise-limited performance (T)  
 Measured: 2<sup>6</sup> - 1 PRBS (O); 10-bit word (x)

図5-21 クオドラチャ検波方式を用いた時のビット誤り率特性 (5. 25)

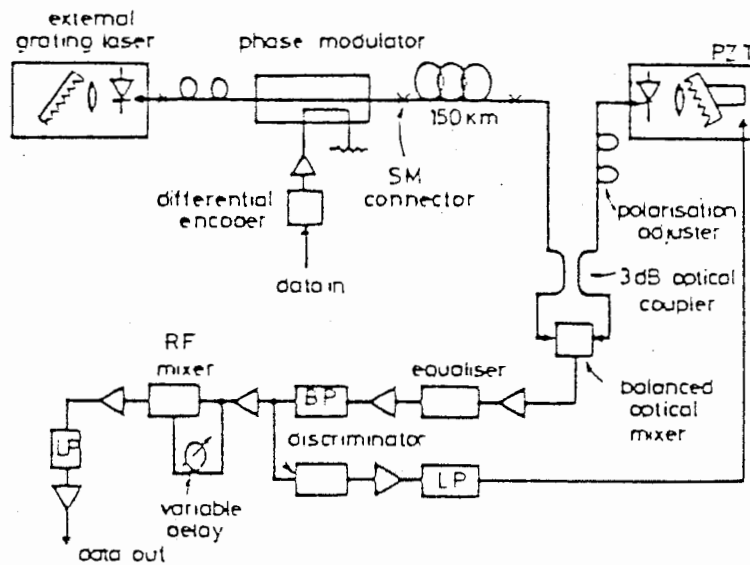


図5-22 DPSKヘテロダイン検波方式の実験構成 (5. 26)

[参考文献 第5章]

- (5.1) T.Yanagawa, S.Saito and Y.Yamamoto, "Frequency stabilization of 1.5- $\mu\text{m}$  InGaAsP distributed feedback laser to  $\text{NH}_3$  absorption lines", Appl. Phys. Lett. 45(8), 15 October 1984.
- (5.2) 鳥羽, 岩下, 野須, 本杉: "光波伝送LD光源周波数安定化回路の検討", 昭60信学会全国大会, 2647, 1985年.
- (5.3) H.Tsuchida, M.Ohtu and T.Tako, "Frequency stabilization of AlGaAs DH Lasers", J.J.APPL. Phys., 20, 6, pp.L403-L406, June, 1981.
- (5.4) H.Tsuchida, M.Ohtsu, T.Tako, N.Kuramochi and N.Oura, "Frequency stabilization of AlGaAs Semiconductor Laser Based on the  $^{85}\text{Rb-D}_2$  Line", J.J.Appl. Phys., 21, 9, pp.L561-L563, September, 1982.
- (5.5) D.Allan, "Statistics of atomic frequency standards", Proc. IEEE, 54, 2, pp.221-230, February, 1966.
- (5.6) K.Kikuchi, T.Okoshi and S.Kawanishi, "Achievement of 1MHz Frequency Stability of semiconductor lasers by double-loop AFC scheme", Electron. Lett, 17, 15, July, 1981.
- (5.7) S.Saito, O.Nilsson and Y.Yamamoto, "Frequency modulation noise and linewidth reduction in a semiconductor laser by means of negative frequency feedback technique", Appl. Phys. Lett., 46(1), 1, pp.3-5, January, 1985.
- (5.8) L.Kazovsky, "Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements for Optical PSK Heterodyne Communications Systems", IEEE.J.of Lightwave Technology, Vol.LT-4, No.2, April, 1986
- (5.9) S.Saito, O.Nilsson and Y.Yamamoto, "Oscillation center frequency tuning quantum FM noise, and direct frequency modulation characteristics in external grating loaded semiconductor lasers", IEEE J.Quantum Electron., 18, 6, pp.961-970, June, 1982.
- (5.10) R.Wyatt and W.J.Devlin, "10KHz linewidth 1.5 $\mu\text{m}$  InGaAsP external cavity laser with 55nm tuning range", Electron. Lett., 19, 3, pp.110-112,

February, 1983.

- (5.11) T.Fujita, J.Ohya, K.Matuda, M.Ishino, H.Sato and H.Serizawa, "Narrow spectral linewidth characteristics of monolithic integrated-passive-cavity InGaAsP/InP semiconductor lasers", *Electron. Lett.*, 21, 9, pp.374-376, April, 1985.
- (5.12) 亀谷, 光永, 田井, 久間: "外部共振器型半導体レーザのスペクトル線幅安定化", *信学技法*, OQE86-22, pp.53-56, 1986年.
- (5.13) 山本, 齊藤, 向井: "半導体レーザのAM及びFM量子雑音(II)", *信学技報*, OQE81-119, pp.41-48, 1981年.
- (5.14) 増田, 寿山, 尾中, 桑原: "外部共振器型半導体レーザの狭スペクトル線幅化と周波数安定化の一検討", *信学技報*, OQE85-173, pp.19-24, 1986年.
- (5.15) 鹿田, 江村, 山崎, 藤田, 水戸: "コヒーレント光通信用外部光帰還形半導体レーザの周波数安定化", 昭60信学会総合全大, 1985, 1985年.
- (5.16) S.Ho, S.Ezekiel, J.R.Haavisto and J.J.Danko, "Optical feedback phase stabilization of a semiconductor laser", *J.Lightwave Tech.*, 4, 3, pp.312-315, March, 1986.
- (5.17) 田淵, 尾内, 大津: "電氣的負帰還による半導体レーザ線幅の狭帯域化", *信学技報*, OQE86-29, pp.1-8, 1986年.
- (5.18) S.Kobayashi and T.Kimura, "Optical phase modulation in an injection locked AlGaAs semiconductor lasers", *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-18, 10, pp.1662, 1982.
- (5.19) S.Yamazaki, K.Emura, M.Shikada, M.Yamaguchi and I.Mito, "Realisation of flat FM response by direct modulating a phase tunable DFB laser diode", *Electron., Lett.*, 21, 7, March, 1985.
- (5.20) T.Okoshi, "Recent Advances in coherent optical fiber communication systems", *IEEE J.Lightwave Tech.*, LT-5, 1, January, 1987.
- (5.21) Y.K.Park, J.M.P.Delavaux et al., "Performance of ASK heterodyne detection for various laser linewidths", *Electron. Lett.*, 22, 5, February, 1986.

- (5.22) 江村, 他: "FSK光ヘテロダイン・デュアルフィルタ検波による34Mb/s, 301km 光ファイバ伝送", 信学技報, CS86-66, 1986年.
- (5.23) F.M.Gardner, "Phaselock techniques", John Wiley, New York, 1979.
- (5.24) Y.Wang and W.R.Leeb, "Costas loop self-homodyne experiment for a diode laser receiver", Electron. Lett., 22, 13, June, 1986.
- (5.25) T.G.Hodgkinson, R.A.Harmon and D.W.Smith, "Demodulation of optical DPSK using in-phase and quadrature detection", Electron. Lett., 21, 19, September, 1985.
- (5.26) R.A.Linke, B.L.Kasper, N.A.Olsson and R.C.Alferness, "Coherent lightwave transmissin over 150km fibre lengths at 400Mbit/s and 1 Gbit/s data rates using phase modulation", Electron. Lett. 22, 1, January, 1986.

## 6. あとがき

以上、光衛星間通信に適用可能な光デバイス及び光通信方式の現状、将来技術の調査結果及び今後の技術課題について述べた。

なお、本報告書のうち、日本の技術に関して“Present Status of Optical ISL Studies in Japan”と題してとりまとめ、1987年 3月にオランダ、ハーグで開催された“4-th International Symposium on Optical and Optoelectronic Applied Science and Engineering”にて発表した。

## 謝 辞

本報告書をまとめるに当り非常に有益な御助言を頂いた、当研究所古濱社長、通信デバイス研究室の藤本室長ならびに鎌田主任研究員に深謝する。



1. 受信器出力の確率密度関数

光受信器出力の確率密度関数は一般的に付図-1のように与えられる。S(0), S(1) はそれぞれ分散  $\sigma_0^2, \sigma_1^2$  のガウス分布に従う確率で受信されると仮定する。出力電圧 (電流) がD以上の時を '1'、Dより小さい時を '0' と判定すると、誤り率 P(E) は

$$P(E) = P(0)E_{01} + P(1)E_{10} \quad (1)$$

ここで P(0) : space(0) が送出される確率  
 P(1) : mark(1) " "  
 E<sub>01</sub> : '0' を '1' と間違える確率  
 E<sub>10</sub> : '1' を '0' と間違える "

P(0) = P(1) とすると、式(1) は

$$P(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^\infty e^{-(x^2/2)} dx \quad (2)$$

となる。

ここでQは

$$Q = \frac{|D - S_i|}{\sigma_i} \quad (3)$$

である。式(3) は次のように変形できる。

$$\frac{1}{2Q} = \frac{\left(\frac{N}{S_1}\right) + \left(\frac{N}{S_0}\right)}{2} \quad (4)$$

$$\left(\frac{N}{S_1}\right) = \frac{\sigma_1}{S_1 - S_0} \quad (5)$$

$$\left(\frac{N}{S_0}\right) = \frac{\sigma_0}{S_1 - S_0} \quad (6)$$

ここで2Qは等価SNRを示す。

式(3)より

$$D - I_{sig}(0) = Q \langle i^2 \rangle_0^{1/2} \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{sig}(1) - D = Q \langle i^2 \rangle_1^{1/2} \end{array} \right. \quad (8)$$

$I_{sig}(0)$  : '0' 受信時の信号電流 (A)

$I_{sig}(1)$  : '1' " "

$\langle i^2 \rangle_0$  : '0' " 雑音電流 (A<sup>2</sup>)

$\langle i^2 \rangle_1$  : '1' " "

D : 判定スレッショルドレベル (A)

受光素子に APD を用いる場合、 $I_{sig}(0)$ ,  $I_{sig}(1)$  は、

$$I_{sig}(0) = \left( \frac{\eta q}{h \nu} \right) \langle M \rangle b(0) \quad (9)$$

$$I_{sig}(1) = \left( \frac{\eta q}{h \nu} \right) \langle M \rangle b(1) \quad (10)$$

ここで、

$\eta$  : 受光素子の量子効率

$q$  : 電荷量 (1.601 × 10<sup>-19</sup> C)

$h$  : プランク定数 (6.626 × 10<sup>-34</sup> J·s)

$\nu$  : 周波数 (=  $c/\lambda$ )

$\langle M \rangle$  : 平均電流増倍率

$b(0)$  : '0' 受信時の受光電力

$b(1)$  : '1' " "

消光比を  $r$  とすると

$$r = \frac{b(0)}{b(1)} \quad (11)$$

又、 $\langle i^2 \rangle_0$ ,  $\langle i^2 \rangle_1$  は

$$\begin{aligned} \langle i^2 \rangle_0 = & \langle i^2 \rangle_c + \langle i^2 \rangle_d + \langle i^2 \rangle_{BR} + \langle i_s^2(0) \rangle_{WORST CASE} \\ & + \langle i_s^2(0) \rangle_0 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \langle i^2 \rangle_1 = & \langle i^2 \rangle_c + \langle i^2 \rangle_d + \langle i^2 \rangle_{BR} + \langle i_s^2(0) \rangle_{\text{WORST CASE}} \\ & + \langle i_s^2(0) \rangle_1 \end{aligned} \quad (13)$$

となり、信号に依存しない雑音  $\langle i^2 \rangle_c$  ,  $\langle i^2 \rangle_d$  ,  $\langle i^2 \rangle_{BR}$  と、

$\langle i^2 \rangle_c$  : 熱雑音

$\langle i^2 \rangle_d$  : 暗電流雑音

$\langle i^2 \rangle_{BR}$  : 背景光雑音

信号に依存する雑音  $\langle i_s^2(0) \rangle_{\text{WORST CASE}}$  ,  $\langle i_s^2(0) \rangle$  ,  $\langle i_s^2(1) \rangle$

$\langle i_s^2(0) \rangle_{\text{WORST CASE}}$  : 他タイムスロットの信号からのショット雑音で最悪の場合

$\langle i_s^2(0) \rangle_0$  : '0' 受信時の自タイムスロットの信号からのショット雑音

$\langle i_s^2(0) \rangle_1$  : '1' " " " "

から成る。

受信機の基本構成と上記の雑音を付図-2に示す。

## 2. 雑音成分

### 2.1 熱雑音

Bipolar Front End を用いた場合の熱雑音  $\langle i^2 \rangle_c$  は次式で求められる

$$\begin{aligned} \langle i^2 \rangle_c = & (8\pi\kappa T) \left( \frac{C_T}{\beta_0^{1/2}} \right) (I_2 I_3)^{1/2} B^2 \left[ 1 + \frac{I_2/I_3}{(2\pi BC_T R_L)^2} \right]^{1/2} \\ & + 4\kappa T r_{b'b} \left[ \frac{BI_2}{R_L^2} + (2\pi)^2 (C_d + C_s')^2 I_3 B^3 \right] \end{aligned} \quad (14)$$

ここで

$\kappa$  : ボルツマン定数 (  $1.38 \times 10^{-22}$  J/K )

$T$  : 動作時の絶対温度

$C_T$  : Total input capacitance

$B$  : 伝送速度

$R_L$  : 負荷抵抗

$r_{b'b}$  : ベース抵抗

$\beta_0$  : Quiescent beter

$C_d$  : Capacitance of photodetector

$C_s'$  : Stray capacitance of input transistor

$I_2$  : 波形で決まる重み関数

$I_3$  : "

$I_2, I_3$  は次式で求められる。

$$I_2 = \int_0^{\infty} |H_T'(y)|^2 dy \quad (15)$$

$$I_3 = \int_0^{\infty} |H_T'(y)|^2 y^2 dy \quad (16)$$

$H_T'(y) =$  伝達関数

$$H_T'(y) = \frac{H_{out}\left(\frac{2\pi y}{T}\right)}{H_P\left(\frac{2\pi y}{T}\right)} \quad (17)$$

$$y = \frac{f}{B} \quad T = \frac{1}{B} \quad \omega = \frac{2\pi y}{T}$$

$H_{out}(\omega)$  : 出力波形  $hout(t)$  のフーリエ変換

$H_P(\omega)$  : 入力波形  $hp(t)$  " "

## 2.2 暗電流雑音

暗電流雑音  $\langle i^2 \rangle_d$  は次式で求められる。

$$\langle i^2 \rangle_d = 2q (I_m \langle M^2 \rangle + I_n) B I_2 \quad (18)$$

ここで

$q$  : 電荷

$I_m$  : アバランシェ効果を受ける暗電流

$I_n$  : " " 受けない"

$\langle M \rangle$  : 平均電流増倍率

$\langle M^2 \rangle$  は過剰雑音指数  $F(\langle M \rangle)$  を用いると

$$\langle M^2 \rangle = \langle M \rangle^2 F(\langle M \rangle) \quad (19)$$

で、 $F(\langle M \rangle)$  は

$$F(\langle M \rangle) = \langle M \rangle \left[ 1 - (1 - k) \left( \frac{\langle M \rangle - 1}{\langle M \rangle} \right)^2 \right] \quad (20)$$

$k$  はイオン化率である。近似式を用いると

$$F(\langle M \rangle) = \langle M \rangle^x \quad (21)$$

となる。

### 2.3 背景光雑音

背景光雑音  $\langle i^2 \rangle_{BR}$  は次式で求められる。

$$\langle i^2 \rangle_{BR} = 2q \left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) \left( \frac{h\nu}{\text{EXP}(h\nu/\kappa T) - 1} \right) \langle M^2 \rangle B I_2 \left( \frac{f_{cd}}{f_c} \right)^2 \Delta B \quad (22)$$

ここで  $T$  : 背景光源の絶対温度

$f_{cd}$  : 回折限界時の焦点距離

$$f_{cd} = \frac{\pi}{4} \frac{d_a d_r}{\lambda} \quad (23)$$

$d_a$  : 受光素子の直径

$d_r$  : 受信アンテナの直径

$f_c$  : 焦点距離

$\Delta B$  : フィルタのバンド幅

$$\Delta B = \frac{C}{\lambda^2} \Delta \lambda \quad (24)$$

### 2.4 ショット雑音

ショット雑音  $\langle i_s^2(0) \rangle_{\text{WORST CASE}}$ ,  $\langle i_s^2(0) \rangle_0$ ,  $\langle i_s^2(0) \rangle_1$  は次式で求められる。

$$\langle i_s^2(0) \rangle_{\text{WORST CASE}} = 2q \left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) \langle M^2 \rangle B b(1) (\Sigma_1 - I_1) \quad (25)$$

$$\langle i_s^2(0) \rangle_0 = 2q \left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) \langle M^2 \rangle B b(0) I_1 \quad (26)$$

$$\langle i_s^2(0) \rangle_1 = 2q \left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) \langle M^2 \rangle B b(1) I_1 \quad (27)$$

ここで、 $\Sigma_1$ ,  $I_1$  は波形で決まる重み関数で、次式で求められる

$$\Sigma_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H'_p(k) [H'_T(k) * H'_T(k)] \quad (28)$$

$$I_1 = \text{Re} \int_0^{\infty} H'_p(y) [H'_T(y) * H'_T(y)] dy \quad (29)$$

$$H'_p(y) = \frac{1}{T} H_p \left( \frac{2\pi y}{T} \right) \quad (30)$$

式(25)からわかるように入力波形、出力波形を選ぶことによって、他のタイムスロットからの影響を0に近づけることができる。

### 3. 所要平均受信電力

一定の誤り率を得る為の所要平均受信電力を求める。

誤り率  $P(E)$  より、式(2) を用いて  $Q$  が決まると、所要平均受信電力  $\bar{P}_{rec}$  は次式で得られる。

$$\bar{P}_{rec} = \left( \frac{h\nu}{\eta q} \right) \left( \frac{1+r}{1-r} \right) \left\{ 2 \Sigma_1 - (1-r) I_1 \right\} \frac{Q^2 q BF(\langle M \rangle)}{1-r} + \sqrt{\left( \frac{Q^2 q BF(\langle M \rangle)}{1-r} \right)^2 4 \Sigma_1 (\Sigma_1 - (1-r) I_1) + \frac{Q^2 \{ \langle i^2 \rangle_c + \langle i^2 \rangle_d + \langle i^2 \rangle_{BR} \}}{\langle M \rangle^2}} \quad (31)$$

逆に、平均受信電力より誤り率を求めるには、

$$Q = \frac{\left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) (1-r) \langle M \rangle}{\langle i^2 \rangle_0^{1/2} + \langle i^2 \rangle_1^{1/2}} \frac{2}{1+r} \bar{P}_{rec} \quad (32)$$

によって  $Q$  が決まれば、式(2) より誤り率が求まる

### 4. 送出電力と受信電力の関係

送出電力と受信電力の関係は次式のようにになる。

$$\bar{P}_{send} = \frac{1}{G_{send} G_{rec} L} \bar{P}_{rec} \times \alpha \quad (33)$$

ここで、

$\bar{P}_{send}$  : 平均送出電力

$\bar{P}_{rec}$  : " 受信 "

$G_{send}$  : 送信アンテナ利得

$G_{rec}$  : 受信 "

$L$  : 自由空間伝搬損失

$\alpha$  : マージン

$$G = \tau \left( \frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (34)$$

$\tau$  : 開口効率

$D$  : アンテナ径

$$L = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (35)$$

$d$  : 衛星間の距離

## 5. 数値計算例

式(2), (12), (13), (14), (18), (22), (25), (26), (27), (32)等をもとに、ある平均送出電力に対し、電流増倍率を最適化した時のビット誤り率(BER)を求める。ここで言う「最適」とは、ビット誤り率を最小にする電流増倍率である。熱雑音 $\langle i^2 \rangle$ を求める際の増幅器特性パラメータと、暗電流雑音 $\langle i^2 \rangle$ を求める際のAPD特性パラメータは付表-1の値を用いた。想定した光衛星通信の主なシステムパラメータを付表-2に示す。又、重み関数  $I_1, I_2, I_3, \Sigma$  については、それぞれ 0.5, 0.5, 0.03, 0.5 を用いた。

付図-3(a)は背景光雑音 ( $T=7000\text{K}$ ) があるときの回折限界視野における  $\lambda=0.85\mu\text{m}$  の所要平均送出電力に対するBERである。その時の最適電流増倍率を(b)に、それぞれの雑音を(c)に示す。また、背景光の無い時の  $\lambda=0.85\mu\text{m}$  における所要平均送出電力に対するBERを付図-4(a)に、その時の最適電流増倍率を(b)、雑音特性を(c)に示す。この場合の最適電流増倍率は1~100の範囲で選んだために100となった。 $\lambda=1.3\mu\text{m}$  の場合の所要平均送出電力に対するBERを、付図-5(a)に、その時の最適電流増倍率を(b)に示す。雑音については背景光のある時を付図-5(c)に、ない時を(d)に示す。

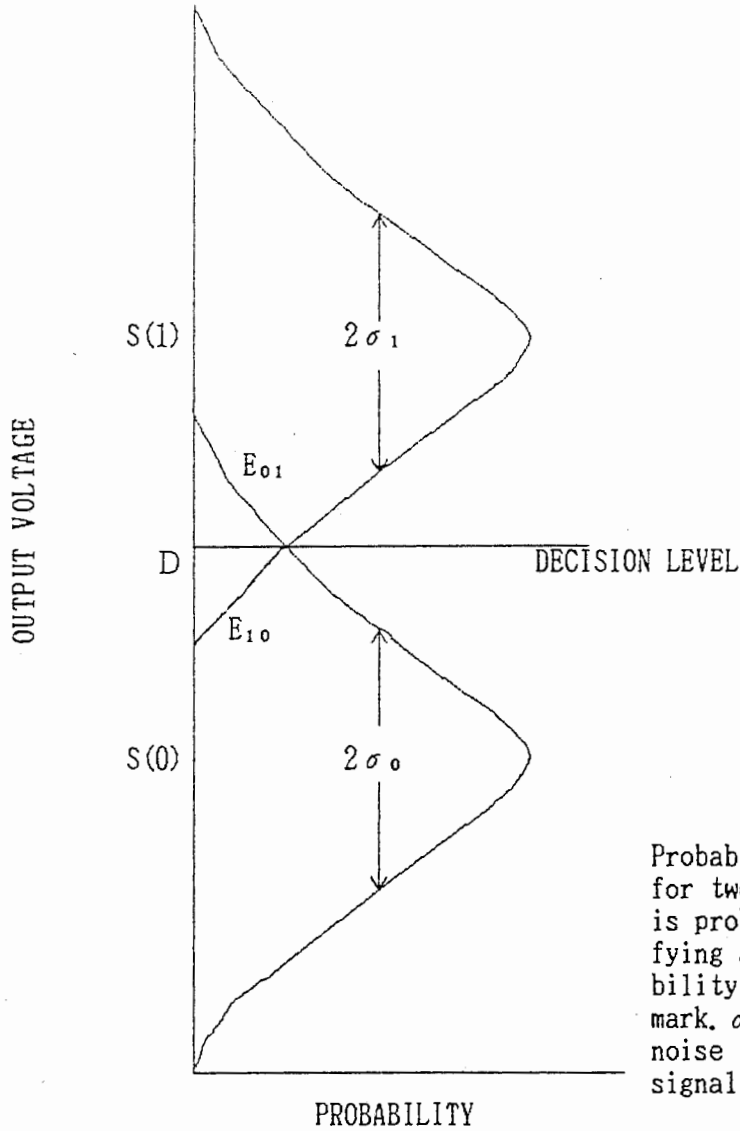
付表-1 想定した受信器の特性パラメータ

		Si (0.8 $\mu\text{m}$ )	InGaAs (1.3 $\mu\text{m}$ )
		APD photo detector	Quantum efficiency Excess noise factor (x) Dark current multiplied non-multiplied
Bipolar front-end amp.	Load resistance Quiescent betar Base resistance Capacitance of photo- detector Stray capacitance of input transistor Input capacitance of main amp Total input capacitance	5 k $\Omega$ 100 100 $\Omega$ 2 pF 2 pF 2 pF 6 pF	

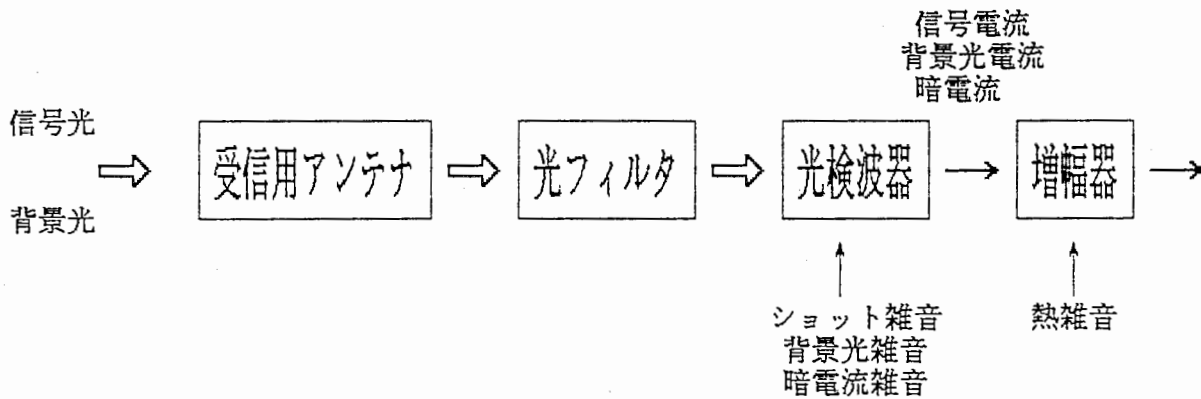
付表-2 想定した光衛星間通信のシステムパラメータ

変復調方式	強度変調/直接検波方式
リンク構成	静止衛星間
衛星間距離	40,000 km
送信アンテナ直径	20 cm
受信アンテナ直径	20 cm
太陽温度	7000 K
光フィルタバンド幅	30 $\text{\AA}$
受信器視野 (FOV)	回折限界

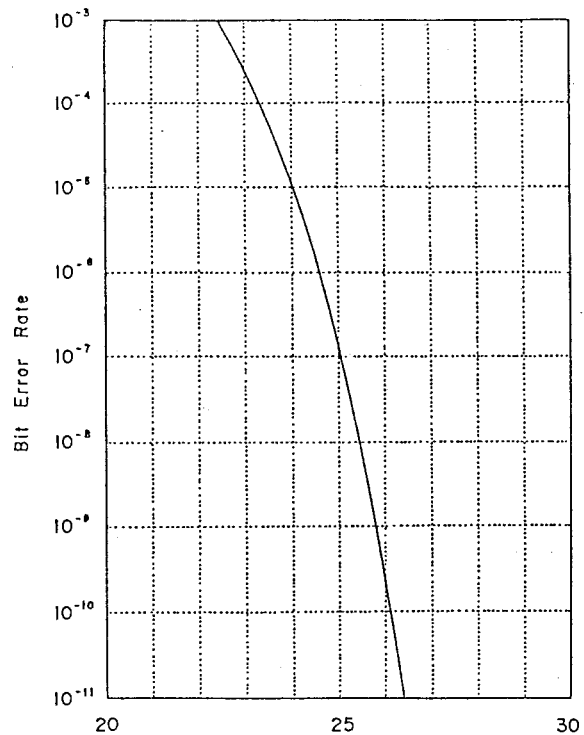




付図-1 受信器出力の確率密度関数



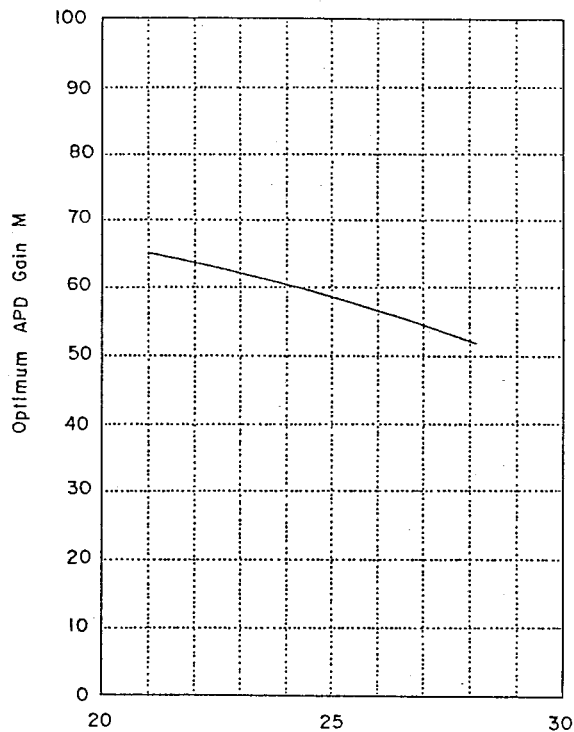
付図-2 受信機の基本構成と雑音



LD Output Power (dBm)  
(with solar radiation)

$\lambda = 0.85 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
FOV: diffraction limited

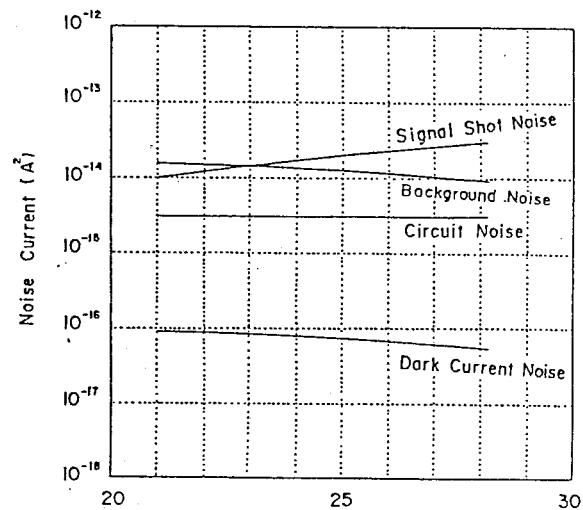
(a) 所要平均送出電力



LD Output Power (dBm)  
(with solar radiation)

$\lambda = 0.85 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
FOV: diffraction limited

(b) 最適増倍率

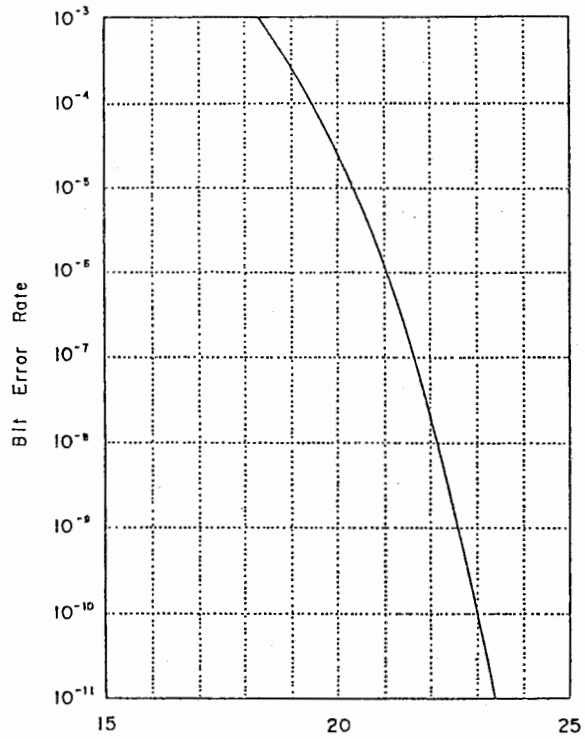


LD Output Power (dBm)  
(without solar radiation)

$\lambda = 0.85 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
FOV: diffraction limited

(c) 雑音特性

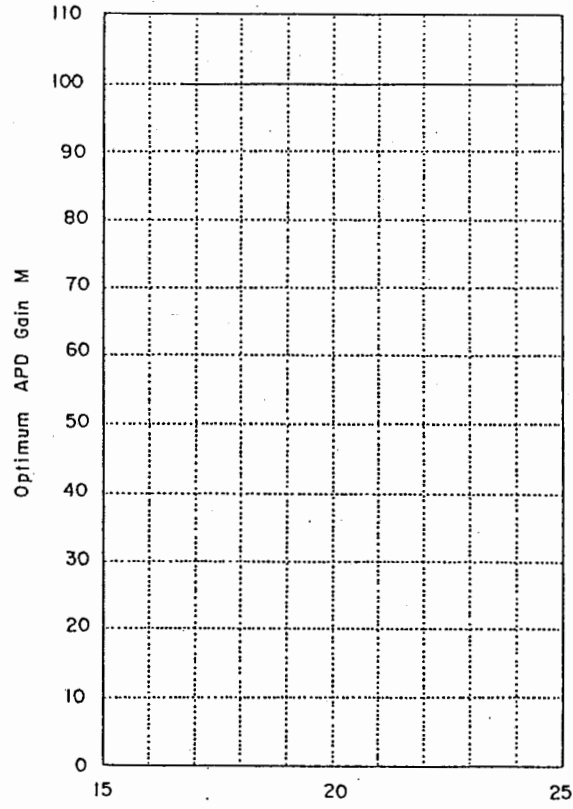
付図-3 背景光がある時の受信特性 ( $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$ )



LD Output Power (dBm)  
(without solar radiation)

$\lambda = 0.85 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
FOV: diffraction limited

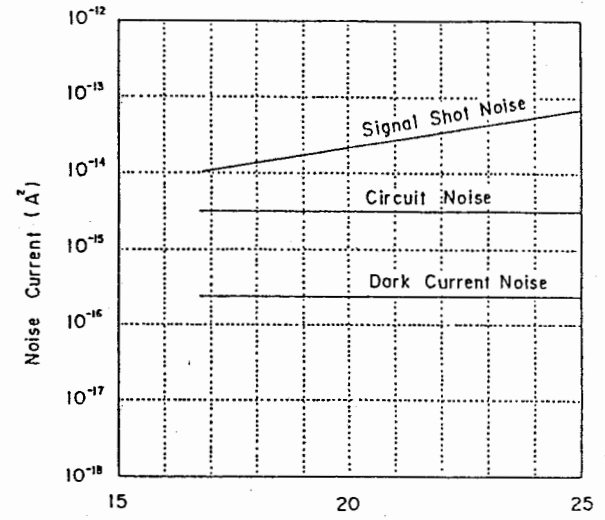
(a) 所要平均送出電力



LD Output Power (dBm)  
(without solar radiation)

$\lambda = 0.85 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
FOV: diffraction limited

(b) 最適増倍率

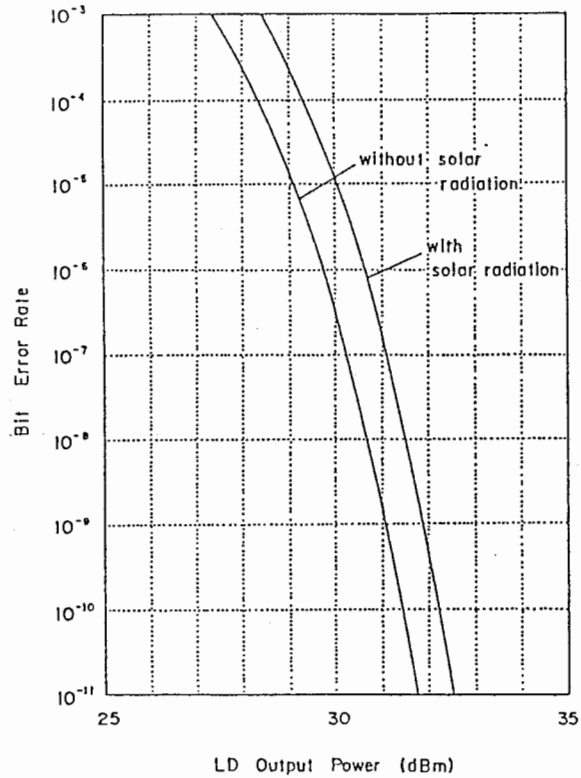


LD Output Power (dBm)  
(without solar radiation)

$\lambda = 0.85 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
FOV: diffraction limited

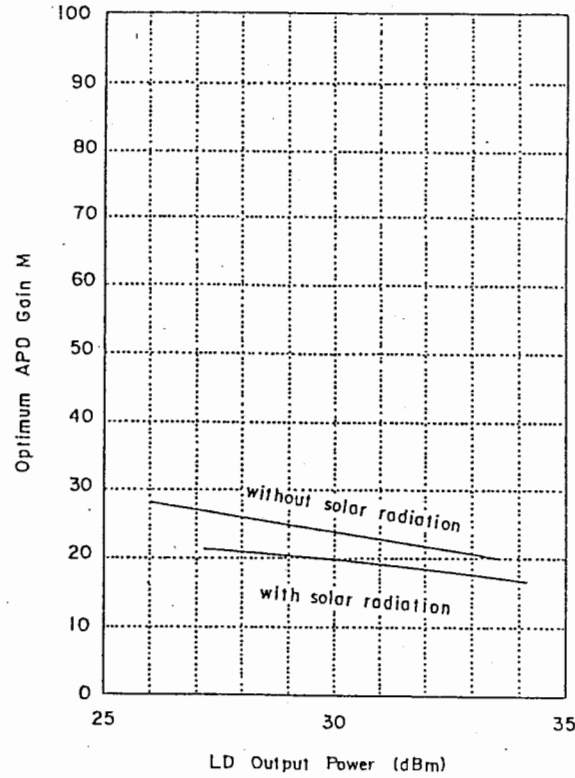
(c) 雑音特性

付図-4 背景光がない時の受信特性 ( $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$ )



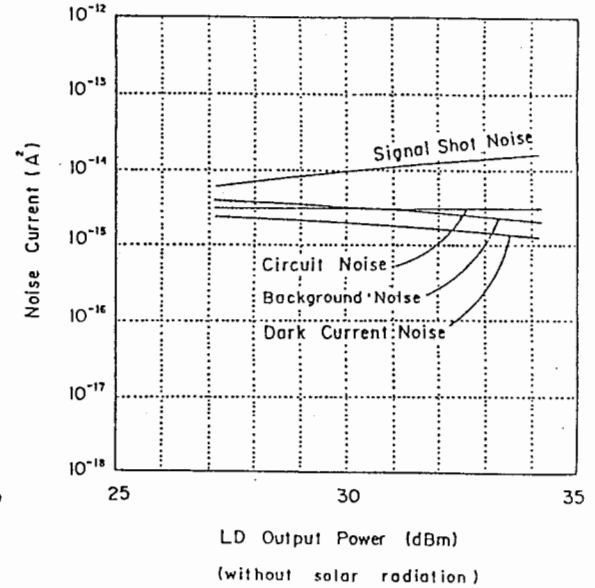
$\lambda = 1.3 \mu\text{m}$   
 Bit Rate 400Mb/s  
 Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
 FOV: diffraction limited

(a) 所要平均送出電力



$\lambda = 1.3 \mu\text{m}$   
 Bit Rate 400Mb/s  
 Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
 FOV: diffraction limited

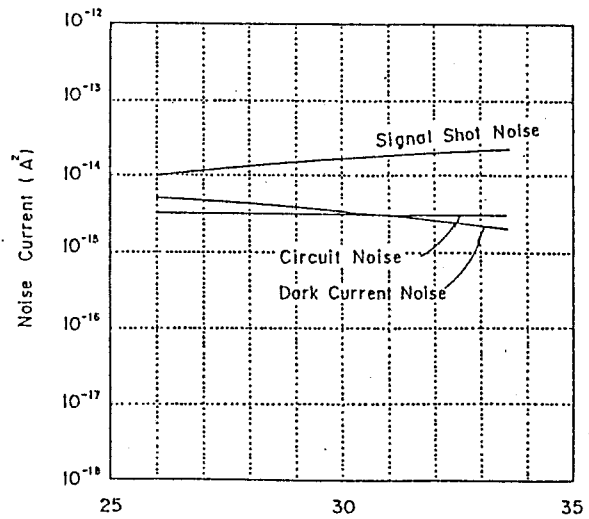
(b) 最適増倍率



$\lambda = 1.3 \mu\text{m}$   
 Bit Rate 400Mb/s  
 Filter Bandwidth  $30\text{\AA}$   
 FOV: diffraction limited

(c) 背景光がある時の  
雑音特性

付図-5  $1.3 \mu\text{m}$  を用いた時の受信特性



LD Output Power (dBm)  
(without solar radiation)

$\lambda = 1.3 \mu\text{m}$   
Bit Rate 400Mb/s  
Filter Bandwidth 30Å  
FOV: diffraction limited

(d) 背景光がない時の雑音特性

付図-5 続 き