



Title	高密度波長多重通信のための光信号処理技術に関する研究
Author(s)	古賀, 正文
Citation	大阪大学, 1993, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3066000
rights	
Note	

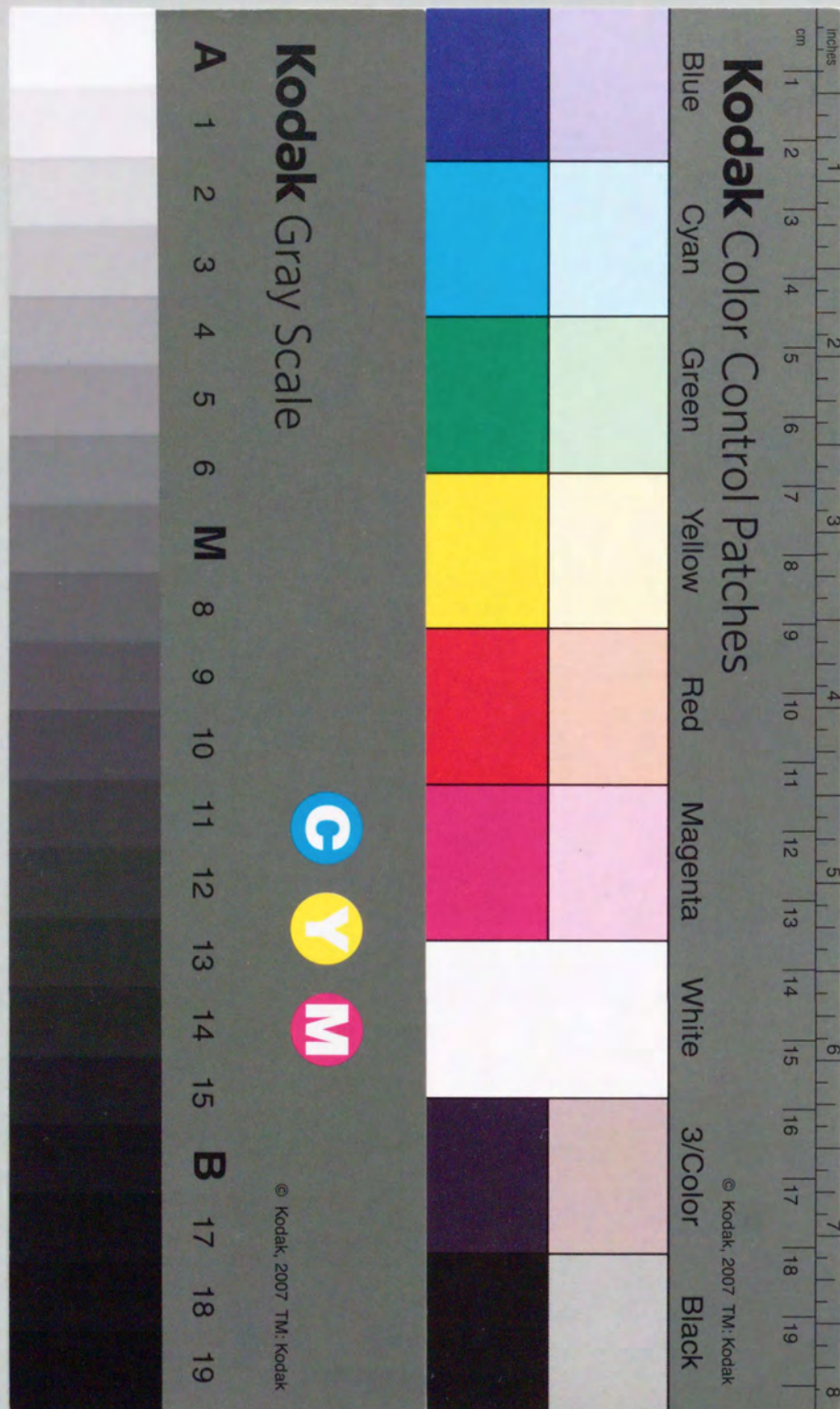
The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

高密度波長多重通信のための
光信号処理技術に関する研究

古 賀 正 文



①

高密度波長多重通信のための
光信号処理技術に関する研究

1992年12月

古賀正文

目次

第1章 序章	1
1. 1 研究の背景と位置付けー光信号伝送から光信号処理へー	1
1. 2 研究の目的と主な内容	2
第2章 要素技術の概要	5
2. 1 まえがき	5
2. 2 光サーキュレータ	5
2. 3 半導体レーザ増幅器(SLA)	8
2. 4 ニューラルネットワーク(NN)	12
2. 5 むすび	14
第3章 高密度波長多重光増幅技術	15
3. 1 まえがき	15
3. 2 多波長一括増幅特性	15
3. 2. 1 飽和出力光強度と信号光間クロストーク	16
3. 2. 2 補償可能な光損失強度	24
3. 2. 3 4波多重一括増幅伝送実験	28
3. 3 光サーキュレータを利用した双方向信号光同時増幅器	31
3. 3. 1 双方向信号光同時増幅器の構成	31
3. 3. 2 双方向信号光同時増幅伝送実験	34
3. 3. 3 高性能光サーキュレータ	39
3. 4 偏波無依存型高利得半導体レーザ増幅器	48
3. 4. 1 偏波無依存型光増幅器の構成とその準備	48
3. 4. 2 信号利得と飽和出力光強度	54
3. 4. 3 雑音指数	60
3. 5 むすび	65
第4章 高密度波長多重重合分波技術	67
4. 1 まえがき	67

4. 2 光サーキュレータを用いた波長合分波器	67
4. 2. 1 構成	68
4. 2. 2 分波実験	70
4. 3 共振型半導体レーザ増幅器(FPA)による波長分波器	74
4. 3. 1 選択増幅の原理	74
4. 3. 2 利得飽和と光フィルタ特性	75
4. 3. 3 分波性能	79
4. 3. 4 伝送実験	81
4. 4 ニューロ処理型波長分波器	84
4. 4. 1 原理と構成	84
4. 4. 2 アナログニューラルネットワークLSI	85
4. 4. 3 波長分波実験	90
4. 4. 4 多周波振動高速学習法	97
4. 4. 5 適応型波長分波器	103
4. 5 むすび	105
第5章 高密度波長多重ネットワーク	107
5. 1 まえがき	107
5. 2 疑似光タップを用いたリング型ネットワーク	108
5. 3 相対波長配置型WDMネットワーク	113
5. 4 むすび	119
第6章 結論	121
付録A -高性能光サーキュレータにおけるアイソレーション特性-	123
謝辞	125
参考文献	126
本研究に関する発表論文	134

主要記号表

記号	説明	章・節
α	光減衰量	3.2
B_o	光受信装置における周波数帯域幅	2.3
E	誤差関数	2.4
E_{AR}	光学活性偏波面回転子における消光比	3.3
E_F	ファラデー偏波面回転子における消光比	3.3
f	信号光の光周波数	2.3
f_o	光増幅器における共振光周波数	2.3
G_o	チップ信号利得またはPIOA信号利得	3.2
G_f	ファイバー間信号利得	3.2
G_v	利得変動量	3.4
G_{OFF}	入力信号光のすべてのチャンネルがOFF状態の時の信号利得	3.2
G_M	MチャンネルだけON状態の時の信号利得	2.3
G_s	単一通過利得	2.3
$G_{TEi} (i=1,2)$	TEモードに対する信号利得	3.4
$G_{TMi} (i=1,2)$	TMモードに対する信号利得	3.4
g	FPAにおける利得係数	2.3
$g(z)$	TWAにおける利得係数	2.3
g_o	未飽和利得係数	2.3
$I(z)$	増幅器内活性層中の光強度	2.3
I_{sat}	飽和光強度	2.3
I_M	MチャンネルだけON状態の時の活性層中の光強度	3.2
$\langle i \rangle$	光電流の平均値	2.3
I_{ji}	第i番目から第j番目のニューロンへの入力信号	2.4
L	共振器長(または増幅器長)	2.3
L_c	光増幅器により補償可能な光損失強度	3.2
L_N	規格化補償光損失	3.2
m_t	自然放出光の実効的横モード次数	2.3
M	APDにおける増倍率	3.2
N_{th}	熱雑音	3.2
n_{sp}	反転分布パラメータ	2.3
O_j	第j番目のニューロンの出力	2.4

記号	説明	章・節
$P_{av in}$	平均入力光強度	3.2
P_{si}	飽和入力光強度	3.2
P_{so}	飽和出力光強度	3.2
P_{in}	入力光強度	3.2
P_{out}	出力光強度	3.2
P_N	規格化入力光強度	3.2
Q	電気素量	2.3
R	半導体レーザ増幅器における端面反射率	2.3
W_{ji}	第 j 番目のニューロンへの入力信号 I_{ji} への重み値	2.4
X	クロストーク量	3.2
X_{av}	平均クロストーク量	3.2
$X_{R/T}$	透過増幅光に対する後退増幅光のクロストーク量	3.3
Δn	比屈折率差	4.4
Δf_1	ショット雑音に対する等価雑音帯域幅	2.3
Δf_2	自然放出光間ビート雑音に対する等価雑音帯域幅	2.3
$\langle \Delta I^2 \rangle$	2乗平均電流の揺らぎ	2.3
$\Delta \theta_F$	ファラデー回転子における偏波面回転誤差	3.3
$\Delta \theta_{NAR}$	反時計回り光学活性素子における偏波面回転誤差	3.3
$\Delta \theta_{PAR}$	時計回り光学活性素子における偏波面回転誤差	3.3
δ	偏波面回転誤差	3.4
η_f	TWAの入力端における結合効率	3.2
η_b	TWAの出力端における結合効率	3.2
η_{int}	TWA間の結合効率	3.4
η_q	量子効率	3.2
λ_i	光源波長	3.2
χ	過剰雑音係数	2.3
θ_j	第 j 番目のニューロンにおけるしきい値	2.4

主要略号表

略号	説明	章・節
ASE	増幅された自然放出光(Amplified Spontaneous Emission)	2.3
ATM	非同期的伝達モード	1.1
BH-LD	埋め込型半導体レーザ	3.2
B-ISDN	広帯域デジタルサービス統合網	4.4
DFB-LD	分布帰還型半導体レーザ	1.1
FPA	共振型半導体レーザ増幅器	2.3
FR	ファラデー回転子	2.2
FWHM	3 dB低下全通過帯域幅	4.2
LAN	Local Area Network	5.2
NAR	光学活性反時計回り偏波面回転子	3.3
NN	ニューラルネットワーク	1.1
NPD	ニューロ処理型波長分波器	4.4
OAR	光学活性偏波面回転子	2.2
PAR	光学活性時計回り偏波面回転子	3.3
PBS	偏光ビームスプリッタ	2.2
PIOA	偏波無依存型光増幅器	3.4
PRI	偏波面90°回転型光アイソレータ	3.4
RAP	直角プリズム	2.2
SLA	半導体レーザ増幅器	1.2
SMF	単一モードファイバ	1.1
STM	同期的伝達モード	1.1
TLS	可変波長光源	5.2
TWA	進行波型半導体レーザ増幅器	2.3

第1章 序章

1.1 研究の背景と位置付け —光信号伝送から光信号処理へ—

ここ10年における光通信技術の進展は目ざましく、1986年頃まで信号伝送を主としていた光技術は、光増幅に代表される光信号処理の領域へと発展してきた。光技術が、信号伝送の領域で成熟し、光信号処理の領域へ向かい始めたと言える。光信号処理技術の黎明期である。

光信号伝送技術から光信号処理技術へ至る研究の流れは次のように要約できる。

光ファイバによる信号伝送技術の研究は、1970年に報告された20 dB/km という低損失光ファイバの実現[1]と半導体レーザの室温連続発振[2]に端を発している。この伝送技術の開発は、速度の限界と距離の限界を追及する開発に他ならない。それには3つの要素技術、すなわち伝送媒体である光ファイバ、光源および受光素子の開発が不可欠であった。光ファイバに関しては、多モードファイバから単一モードファイバ (Single-Mode Fiber; SMF) という流れの中で、より低損失より広帯域が追及されてきた。光源および受光素子では、光ファイバの低損失波長領域の開拓に合わせて、半導体レーザ(LD)ではGaAlAsからInGaAsP、アバランシェ・フォトダイオード (APD)ではGeからInGaPと新たな材料が開発され、よりコヒーレントより低雑音の素子特性が追及されてきた。これらの要素技術の開発に伴って強度変調-直接検波方式を用い、32 Mbit/s, 続いて400 Mbit/s, 1.6 Gbit/sへと光ファイバ伝送システムの実用化が図られた[3]-[5]。この1.6 Gbit/sの光ファイバ伝送システムの実用化によって光伝送技術はほぼ成熟の域に達したと言える。

信号伝送において成熟期に達した光技術は、時間、空間、および波長 (または光周波数) の各領域において見直され、独自に光信号処理技術の領域を開拓する方向で進んできた。

時間領域では、電気によって制限されない超高速光信号処理技術について、技術の可能性が追及されている[6] - [13]。100 Gbit/sに及ぶような超高速光信号を一旦電気に変換して、増幅(Reshape), 再生(Regeneration), およびタイミング抽出(Retiming) (中継器の3 R機能とも言う) により中継を行うことは、高速IC技術の将来を展望しても困難と思われる。それぞれの機能において、光が潜在的に有する高速性を引き出すことができれば、超高速光信号を電氣的に制約されることなく中継することが可能となる。

空間領域では、電氣的高密度実装の限界を克服すべく研究が進められている[14] - [18]。

画像処理のように多くの情報を一時に処理する並列処理の分野では、プロセッサやボード間を高速・高密度に結線する必要がある。ところが、電氣的配線では電磁的結合による漏話や伝送線路におけるインピーダンス不整合の問題があって、高速・高密度化に限界がある。この点光は、相互作用が少なく高速・無誘導であるうえ空間伝搬も可能であるため、柔軟性のある高密度結線を実現できる可能性を秘めている。相互結合数が膨大になる脳を模擬した神経回路網（ニューラルネットワーク；NN）の分野でも、光による高密度結線の可能性に注目して、NNを光技術によって具現化しようと、勢力的に研究が進められている[19] - [21]。

波長領域の捉え方は、単純な伝送容量増大技術としての従来のような捉え方から大きく変化してきた。ATM(Asynchronous Transfer Mode：非同期的伝達モード技術)網に代表されるような機能が複雑化したネットワークでは、処理容量の拡大と機能性の向上を図る技術が必要とされる[22]。そのための技術として波長領域が捉えられ始めている。発光ダイオードのように光源が幅広いスペクトルを有していた頃には高密度に波長多重することは困難であったので、機能性の向上も期待できなかった。しかしながら、共振型半導体レーザ（Fabry-Perot LD；FP-LD）、そして分布帰還型半導体レーザ（Distributed Feedback LD；DFB-LD）と狭スペクトル光源が開発された今日では、高密度に波長多重することができるので、波長領域を用いて機能性を追及することができる。そのため、高密度波長多重に適した波長合分波技術や波長チューニング技術の他、半導体レーザアレイ光源や波長可変光源のような基本デバイスが必要とされるようになっている。すでに、可変波長光源や波長分波技術を利用した波長ルーティングネットワークや光クロスコネクトシステムの構成法も示されつつある[22] - [28]。

このように光技術は、信号伝送技術の時代を経てすでに光信号処理技術の時代を迎えているのである。

1. 2 研究の目的と主な内容

本研究は、波長領域における新しい光信号処理技術を開拓して数nm間隔で多重する高密度波長多重通信に資することを目的として行ったものである。そのため、光信号処理に関する各種構成法の提案とその実証が研究の中心となっている。構成法の提案において中心的役割を果たしているのは、光サーキュレータ、半導体レーザ増幅器、およびニューラルネットワークによる処理（以下、ニューロ処理と記述する）という3つの新しい要素技術である。中でも、光サーキュレータおよびニューロ処理は、著者の知る限り、本研究の中で初めて光通信へ応用された技術である。なお、数nm間隔で密に多重した波長多重光を扱う本研究で

は、数十nmから数百nm間隔で多重した従来の波長多重化技術と区別するために、“高密度波長多重 (Dense WDM)” という用語を用いている[29]。数十GHz間隔で多重してコヒーレント光技術の特徴を活かす光周波数多重とも区別している[30]。

以下に本論文の構成を記す。

まず第2章では、本論文の中で中心的役割を果たす、光サーキュレータ、半導体レーザ増幅器、およびニューロ処理について技術の概要を紹介する。

第3章では進行波型半導体レーザ増幅器(Traveling-Wave Type Semiconductor Laser Amplifier；TWA)による高密度波長多重光増幅技術について述べる。TWAは利得帯域が広く、双方向性を有しているので波長多重光の一括増幅と双方向信号光の同時増幅が可能である。まず、多重数と補償可能な光損失量との関係など高密度波長多重光の一括増幅特性を明らかにし、次に光サーキュレータを用いた双方向信号光同時増幅器の構成を提案する。従来構成の光サーキュレータを用いて同時増幅器を構成するのでは、アイソレーション特性や製作性に問題があることを指摘し、新しい高性能光サーキュレータについて提案する。そして、その性能を理論的に明らかにするとともに、試作した結果について述べる。さらに、半導体レーザ増幅器において問題となる偏波依存性、光ファイバとの難結合性による低ファイバ間利得を解決する新しい構成の光増幅器についても提案しその性能を明らかにする。

第4章では、波長処理技術の中で基本となる高密度波長合分波技術について述べる。まず、従来の干渉膜フィルタを用いる方法について光サーキュレータを用いた高密度化に適する構成を提案し、その性能を示す。次に、共振型半導体レーザ増幅器の共振特性を利用した能動型波長分波器について選択特性と受信能力を明らかにする。最後に、多モード導波路の出射端に生じる光強度分布をニューロ処理する新しい原理に基づいた波長分波器を提案し、実験により検証した結果を述べる。波長の変動や波長設定誤差をニューラルネットワークの有する汎化能力によって柔軟に処理できる適応型波長分波器として、この波長分波器を特徴づけることができる。適応性を発揮する上で必要となる高速学習についても多周波振動法なる学習法を提案している。

第5章では、第3および4章において提案した研究成果を高密度波長多重通信ネットワークに反映させる。まず、光サーキュレータを利用した波長合分波器を高密度波長多重化技術と組み合わせて疑似光タップとして用いる、リング型ネットワークを提案する。次に、ニューロ処理型波長分波器を適用した相対波長配置型WDMネットワークについて述べる。これ

は、ネットワークにおいてニューロ処理型波長分波器の適応性を発揮させる新しい波長配置の考え方を示したものであり、設計の柔軟性や経済性が期待できる。

第6章では、本研究における研究成果をまとめとして示す。

最後に本論文の構成をまとめて図1に示す。

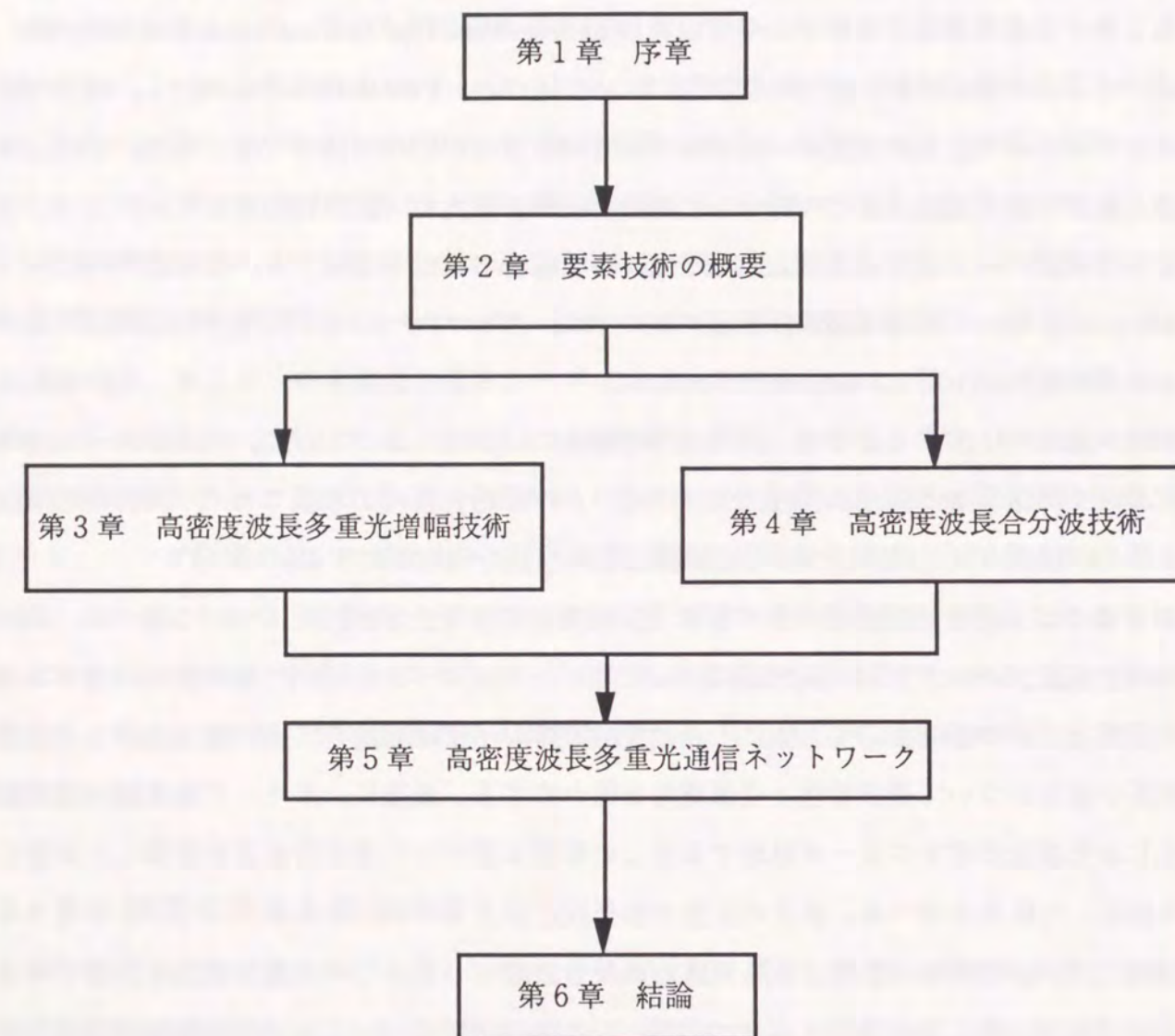


図1 本論文の構成

第2章 要素技術の概要

2.1 まえがき

本研究は、序章でも述べたように3つの要素技術、光サーキュレータ、半導体レーザ増幅器、およびニューロ処理を中心に展開している。第2章ではこれら3つの要素技術に関してすでに明らかになっている技術の中から、本論文の展開に欠かせない基本的事項について述べる。

光サーキュレータに関しては、松本によって提案された偏波無依存型光サーキュレータ[31]が今日まで基本構成として用いられてきている。その基本構成と動作原理について説明するとともに、加工性や特性上の問題点にも言及する。

半導体レーザ増幅器 (Semiconductor Laser Amplifier; SLA) に関しては、小信号利得、飽和利得、および雑音の基本特性について概説し、第3および4章における議論を展開するための基本式を示す。

神経回路網による処理を模擬したニューロ処理に関しては、波長分波器への適用を図った3層構造パーセプトロン型ニューラルネットワークについて、基本構成と学習法を紹介する。

2.2 光サーキュレータ

光サーキュレータは、3つ以上の入出力ポートを有する非相反性の光回路である。偏波依存性のない構造について初めて提案されたのは1979年のことであり、その構造が今日まで光サーキュレータの基本構成とされてきた[31]-[33]。光サーキュレータの基本構成を図2-1に示す[31]。4ポートの光サーキュレータを示しており、偏光ビームスプリッタ (Polarization Beam Splitter; PBS), 直角プリズム (Right Angle Prism; RAP), 光学活性な偏波面45°回転子 (Optically Active Rotator; OAR), およびファラデー非相反性45°偏波面回転子 (Faraday Rotator; FR) から成っている。この構成において矢印の方向へ光が進む場合には、OARとFRとの作用によって偏波面が90°回転し、逆方向へ向かう場合にはFRの非相反性回転のため偏波面が回転しないという動作によって循環的伝搬を実現している。

ポート1から入力された信号光は、まずPBSによって2つの直交偏波、p波とs波とに分けられる。p波は直進し、s波は直角に反射される。s波はRAPによりさらに直角に反射されて、p波と進行方向が平行となる。平行となったp波とs波とはOARとFRを通過する。この時p波

とs波における偏波面はそれぞれ 45° ずつ回転し、合計 90° だけ回転して、p波がs波に、s波がp波へと入れ代る。入れ代ったp波とs波とはPBSによって合波されて、ポート2へと出力される。

ポート2から入力された信号光は、同様にPBSによって2つの直交偏波に分離され、FRとOARとを通過する。このときFRの非相反性により、p波とs波の偏波面はポート2へ進む時とは反対に -45° だけ回転し、次にOARにより $+45^\circ$ だけ回転するため、結果として偏波面は回転しない。したがって、2つの直交した偏波面を有する信号光はPBSによって合成された後、ポート1ではなくポート3へと出力される。逆に、ポート3から入力された信号光は、ポート1からの入力信号光と同様に偏波面が 90° 回転し、ポート4へと導波される。さらに、ポート4から入力された信号光は偏波面の回転をうけず、ポート1へと導波される。

光サーキュレータに期待される特性は、挿入損失が小さく、かつ逆方向アイソレーションと反射減衰量が多いことである。さらに、各特性ともに偏波依存性が小さいほど望ましい。図2-1に示すような従来構成の光サーキュレータでは、偏波依存性を小さくするには2つのPBSと2つのRAPにおける相対的反射角精度を高くする必要がある。それには、各光学部品の加工精度を高めるとともに、高い組み立て技術も必要である。PBSやRAPを用いて2つの直交偏波を分離／合成しているのだから、角度精度が低いと、いったん分離した2つの直交偏波の光を再び合成しようとするとき、同じ地点で合成できなくなり、合成された後も、両者の伝搬方向が異なるためSMFへ結合する際に大きな損失となる。このように従来構成の光サーキュレータでは、PBSやRAPに高い角度精度を求められるとともに、高い組み立て製作技術も要することになる。

反射角に高い精度を必要とすることは、さらに反射減衰量を大きくできない要因にもなっている。反射減衰量を大きくするには、一般には各光学素子の端面へ反射防止膜を施す他に、光の進行方向に対して光学素子を斜め配置する。この斜め配置の角度精度を各ポートにおいて相対的に高くする必要があるためである。

逆方向アイソレーションを劣化させる要因は、図2-1で示した従来構成では2つ考えられる。1つには、PBSによる直交偏波光間の消光比の低下による劣化である[33]。PBSによって反射されたs波成分中にはp波成分が漏洩して消光比の劣化をもたらす。その漏洩によって消光比は30 dBまで低下する。もう1つには、偏波面の回転誤差による劣化である。光がOARやFRを通過する際に、偏波面の回転角度が 45° からずれることによって消光比が低下し、アイソレーションが劣化する。偏波面回転誤差による劣化については、第3章にて詳細

に述べるが、 1° の回転誤差によってアイソレーションは約35 dBにまで劣化する。回転誤差を 1° 以内に抑えたとしても、図2-1に示した構成によって得られる逆方向アイソレーションは、PBSによる消光比の低下のためにたかだか30dBである。

このように本構成による光サーキュレータは、高い製作技術を必要とするにもかかわらず、逆方向アイソレーションは30 dB程度が得られるにすぎない。

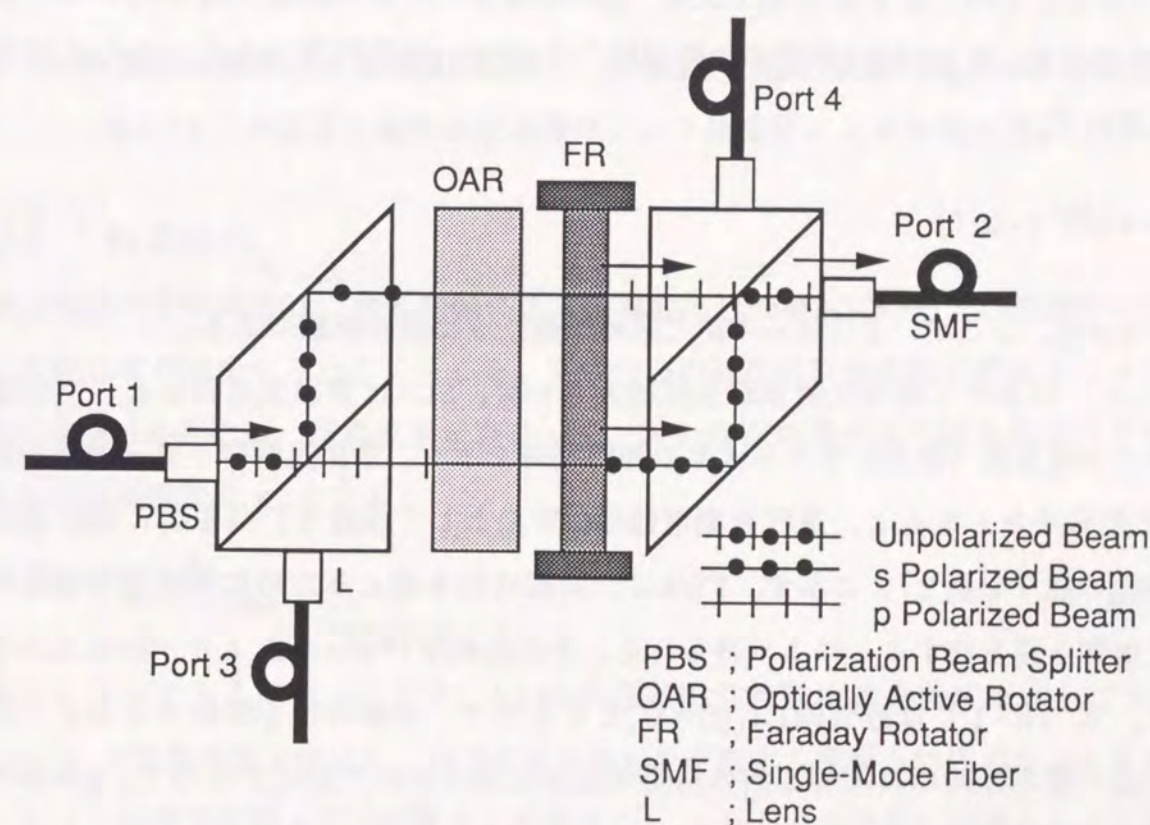


図2-1 従来構成の光サーキュレータ[31]

2. 3 半導体レーザ増幅器 (SLA)

(1) 信号利得

SLAは、注入電流によってエネルギーの反転分布を発生させ、反転分布媒質と入射光との間でコヒーレントな相互作用である誘導放出を起こさせて入射光の増幅を行う光デバイスである。光源用に製作されたFabry-Perot共振型の半導体レーザを発振しきい値以下の領域にバイアスすると、半導体レーザは線型な光増幅器として働く。その時の共振利得 $G(f)$ は一般に次式により表される[34]。

$$G(f) = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2) G_s}{(1 - \sqrt{R_1 R_2} G_s)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2 \left(\frac{2\pi(f - f_0)L}{V_g} \right)} \quad (2-1)$$

ここで、 f は注入された信号光の光周波数、 f_0 は増幅器の共振周波数、 R_1 と R_2 は端面反射率、 L は共振器長、 V_g は増幅媒質中の群速度、 G_s は単一通過利得である。この G_s は利得係数 g を用いて、

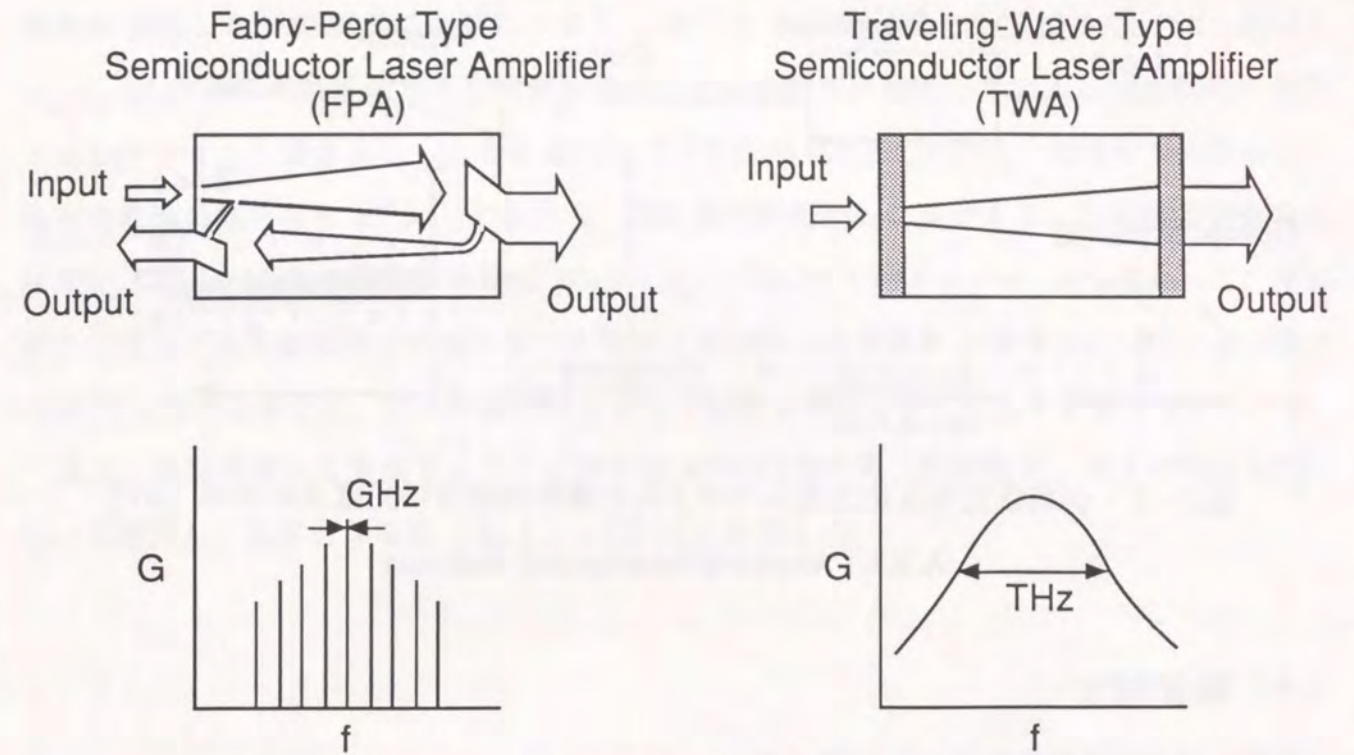
$$G_s = \exp[(\Gamma g - \alpha)L] \quad (2-2)$$

と表される[35]。ここで、 Γ はモード閉じ込め係数、 α は損失係数である。

式(2-1)において端面反射率が比較的大きい時、SLAは共振型増幅器として振舞い、共振縦モード周波数(波長)でのみ大きな増幅利得を示す。端面反射率が単一通過利得 G_s に比べて充分小さくなると、進行波型増幅器(TWA)として振舞う。共振型と進行波型増幅器の増幅の様子を図2-2に示す。TWAは、共振特性を抑えるために共振型増幅器の両端面に反射防止膜を施すことにより得られる。その反射率 $\sqrt{R_1 R_2}$ を G_s より一桁以上小さくできると、式(2-1)は近似的に $G(f) = G_s$ となるので、共振特性を無視できるようになる。この進行波増幅時には増幅器内の利得は進行方向にそって変化するので、 g は共振器内の位置 z の関数となり、単一通過利得は

$$G_s = \exp \left[\int_0^L (\Gamma g(z) - \alpha) dz \right] \quad (2-3)$$

と表されることになる[36]。



(a) 共振型増幅器による増幅の様子 (b) 進行波型増幅器による増幅の様子

図2-2 共振型と進行波型半導体レーザ増幅器による増幅の様子[37]

(2) 利得飽和

光増幅器の利得飽和は、信号増幅による誘導放出光の増加に伴って活性層中に形成された反転分布が減少するために生じる。反転分布の減少は利得係数の変化となって表れる。利得係数 $g(z)$ の変化は、誘導放出が存在せず、反転分布の量が自然放出過程だけで決る時の未飽和利得係数を g_0 とすると

$$g(z) = \frac{g_0}{1 + I(z)/I_{sat}} \quad (2-4)$$

と表すことができる[37]。ここで、 $I(z)$ は共振器内活性層中の光強度を示しており、 I_{sat} (W/m^2)は飽和強度と呼ばれ、利得係数の飽和を支配する重要な動作パラメータである。式(2-4)は利得係数 g が活性層中の光強度 $I(z)$ 、すなわち光子数の増加とともに減少し、活性層中の光強度 $I(z)$ が飽和強度 I_{sat} に等しくなったときに、未飽和時の半分にまで減少することを示している。ただし、式(2-4)は利得媒質が均一であることを仮定して導き出された式であり、不均一媒質の場合には異なった式により表される。

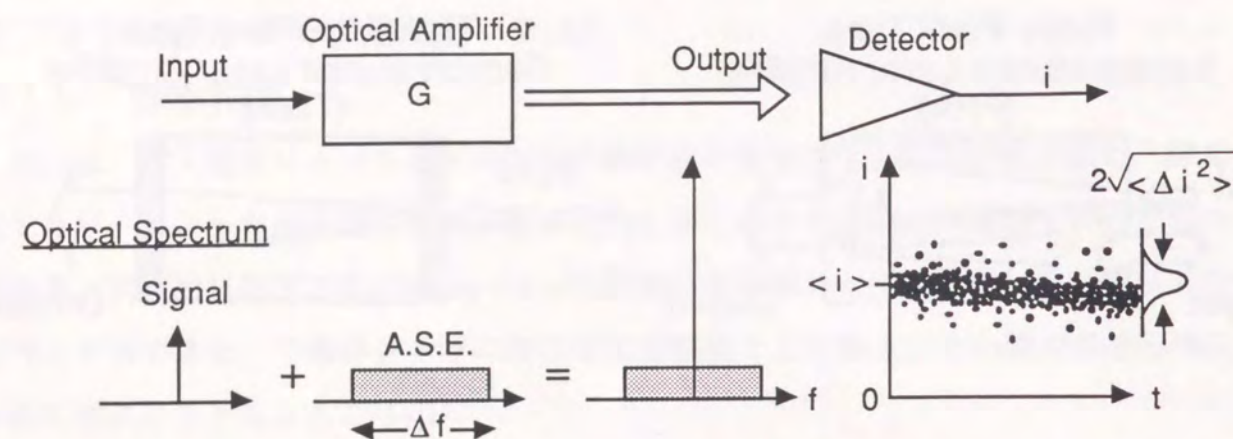


図 2-3 光増幅器の入出力光スペクトルと直接検波後の光電流の分布 [37]

A. S. E ; Amplified Spontaneous Emission

(3) 雑音特性

次に、SLAの雑音特性について述べる。

光増幅器の入出力光スペクトルと光検波器による直接検波後の光電流の時間変化およびその分布を、模式的に図 2-3 に示す。光増幅器の出力段では、増幅された信号光とともに増幅器によって発生する広いスペクトル域に渡る自然放出光が存在する。この自然放出光は反転分布媒質からランダムに発生するため、信号光に対して雑音光として働く。光を直接検波したときの信号対雑音比 (SNR) は、受信電気段での信号電力と雑音電力の比で決まり、図 2-3 の右下に示すように、各々、光電流の平均値 $\langle i \rangle$ の 2 乗と 2 乗平均電流の揺らぎ $\langle \Delta i^2 \rangle$ ($= \langle i^2 \rangle - \langle i \rangle^2$: 分散値) で与えられ、

$$SNR = \frac{Q^2 \langle n \rangle G^2}{2Q^2 [G \langle n \rangle + (G-1)n_{sp}m_t\Delta f_1 + 2G(G-1)n_{sp}\chi \langle n \rangle + (G-1)^2 n_{sp}^2 m_t \Delta f_2] B_0} \quad (2-5)$$

となる[36]-[39]。ここで、

- Δf_1 : ショット雑音に対する等価帯域幅
- Δf_2 : 自然放出光間ビート雑音に対する等価帯域幅
- n_{sp} : 反転分布パラメータ
- χ : 過剰雑音係数
- m_t : 自然放出光の実行的な横モード次数
- Q : 電気素量
- B_0 : 光受信装置における帯域幅

である。一般に、ショット雑音限界の光を直接検波した場合の 2 乗平均電流の揺らぎは、光

強度に比例した平均電流 $\langle i \rangle$ に一致し、式 (2-5) の分母にある項 $G \langle n \rangle$ と $(G-1)n_{sp}m_t\Delta f_1$ がそれぞれ信号光と自然放出光のショット雑音に対応している。光増幅器の出力ではこのショット雑音よりも大きな過剰雑音が支配的であるため[34]、光増幅器の雑音は 2 乗平均電流の揺らぎ $\langle \Delta i^2 \rangle$ 、すなわち、分散値で評価する必要がある。分散値で評価した結果が、式 (2-5) の分母にある項 $2G(G-1)n_{sp}\chi \langle n \rangle$ と $(G-1)^2 n_{sp}^2 m_t \Delta f_2$ であって、それぞれ信号光と自然放出光との間のビート雑音と自然放出光間ビート雑音を表している。式 (2-5) から分かるように、ビート雑音はショット雑音より約 G 倍だけ大きな値となっている。

以上、以降の章にて議論するのに必要な SLA の小信号利得、飽和特性、および雑音特性について概説し、基本となる式 (2-1) - (2-5) を示した。

2. 4 ニューラルネットワーク (NN)

NNは、柔軟に情報を処理することができるのでパターン認識力や連想記憶力に優れ、また学習によって自己組織化を図ることもできる[40]-[42]。本研究では、NNのパターン認識力や自己組織力に注目して、これまでにない柔軟性のある適応型波長分波器を構成しようとしている。適応型波長分波器を構成する際に採用したのは、階層構造をした多層パーセプトロンと呼ばれるNNモデルである。このモデルは、多くあるNNモデルの中でも特にパターン認識力に優れていて、3層構造で十分な認識力を発揮する[41]。ここでは、この3層構造NNに係わる基本的構成や学習則について述べる。

3層構造NNはニューロンと呼ばれる神経細胞を基本単位として構成されている[40]。図2-4に示すようにニューロンは、複数のシナプス結合と非線形処理部とからなり、他のニューロンからの情報はシナプス結合を介して入力される。シナプス結合部では、入力される情報 (I_{ji}) の重要度に応じて重み付け (W_{ji}) を行う。重み付けられた情報の総和 $\sum W_{ji}I_{ji}$ があるしきい値 θ_j を越えとこのニューロンの出力が大きくなる。その出力関数は、一般にシグモイド関数と呼ばれていて、s字上の非線形関数である。したがって、第 j 番目のニューロンからの出力 o_j は、重み W_{ji} の関数として

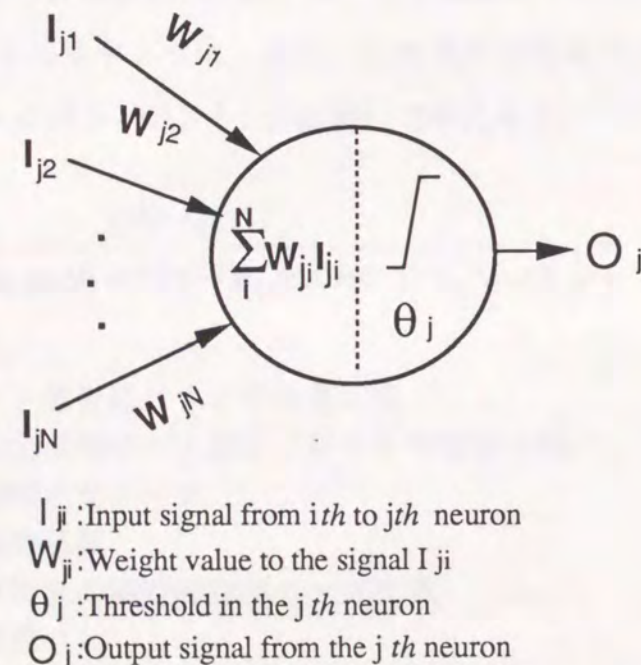


図2-4 ニューロンの構成

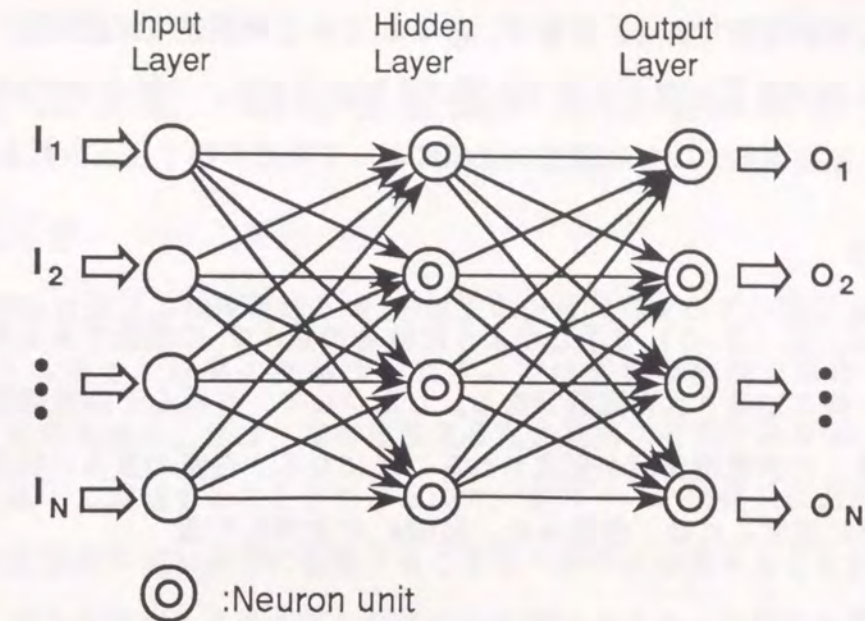


図2-5 3層構造ニューラルネットワークの構成

$$o_j = \text{Sig} \left(\sum_{i=1}^N W_{ji} I_{ji} + \theta_j \right) \quad (2-6)$$

と表される[41]。ここでSigは、シグモイド関数であり、その傾斜の程度を表すパラメータを a として次式により与えられる。

$$\text{Sig}(x/a) = 1/2(1 + \tanh(x/a)) \quad (2-7)$$

NNは、このようなニューロンを階層的に接続することにより構成される。図2-5は層状に接続した3層構造NNを示している。入力層(Input Layer)は、感覚層とも呼ばれ、外部から入力された信号をNNに適した信号へ変換して中間層に送る。中間層は隠れ層(Hidden layer)とも呼ばれ、入力層からの信号に重み付けを行い、非線形処理を施して、中間信号として出力層(Output Layer)へ送る。出力層は、反応層とも呼ばれ、目的の信号を出力する。

3層構造NNにおいて行われる信号処理は、シナプス結合における重みの大きさに応じて変化する。そこで、目的に応じた処理を行うためには入力情報と得たい出力情報とに対応する適当な大きさの重みを各シナプス結合に与える必要がある。換言すると、特定の問題や定型パターンを重みの大きさとしてシナプス結合ごとに記憶しており、その記憶に応じて必要な処理をNNが行っていると言える。

重みの大きさは、NNからの出力 o_i と理想的出力(教師信号) t_i との間に差が生じると修

正が施される。これが学習である。学習は、 t_i と o_i との2乗誤差（誤差関数）が最小になるように何度も重みの大きさを変えていくことにより進行する。一般には、NNからの出力は複数であるため、誤差関数 E は2乗誤差の総和によって次式の如く与えられる[41]。

$$E = \frac{1}{2} \sum (o_i - t_i)^2 \quad (2-8)$$

NNからの出力 o_i は、式(2-6)で示したように結合の重み W_{ji} の関数であるので、誤差関数 E も重みに対して陰に定義された関数となる。したがって、各重みと誤差関数 E を座標軸にとると、重み空間上に誤差超曲面が形成されることになる。任意の重みの状態から、この誤差超曲面の極小値に達するには、各重みを、 $\partial E / \partial W_{ji}$ に比例した量

$$\Delta W_{ji} = -\epsilon \frac{\partial E}{\partial W_{ji}} \quad (2-9)$$

ずつ変化させていけばよいことになる[41]。これは、誤差曲面上を、最も急な傾斜方向に進んでいくことに相当し、このような学習則を一般に最急降下法（Gradient Decent Method）と呼んでいる。ここで、 ϵ は正の定数である。変化量 ΔW_{ji} を求めるアルゴリズムはこれまでいくつか提案されており、その代表的なものが逆伝搬学習則である[41]。

2.5 むすび

本章では、(1)光サーキュレータ、(2)半導体レーザ増幅器、および(3)ニューラルネットワークに関して、本論文の展開に欠かせない以下の基本的事項について記した。

- (1)偏波依存性のない光サーキュレータの基本構成を紹介し、その構成ではアイソレーションがたかだか30 dB留まりであり、製作性に難があることを示した。
- (2)半導体レーザ増幅器の小信号利得、飽和利得、および雑音特性について概説し、それぞれの特性を表す基本式を示した。
- (3)3層構造パーセプトロン型ニューラルネットワークについて、基本構成と学習法を紹介した。

第3章 高密度波長多重光増幅技術

3.1 まえがき

TWAは、数 THzにおよぶ利得帯域と30 dB以上の信号利得をわずか数百 μm の増幅器長によって実現できるので、将来の光通信システムでは重要な役割を果たすと考えられる[36],[37],[43]。利得帯域の広さは、高密度波長多重光通信に有効である[44]。高密度波長多重化信号光を一括して増幅することができるので、光ファイバ伝送系における各種要因にもとづく各波長の光損失を電気信号に変換することなく容易に補償することが可能となる。また、増幅作用に双方向性があるので双方向信号光もTWAを1チップ用いることによって同時に増幅できる。そのため光ファイバや光増幅器を少なくすることができるので、経済効果も期待できる。このようにTWAは、高密度波長多重光通信や双方向通信において、特に適用効果が大いものと考えられる。

しかしながら、高密度波長多重光の一括増幅器としての性能は明らかではなく、安定な双方向同時増幅器の構成についても、著者の知る限り、報告されていない。さらに、TWAチップ自体には①利得の偏波依存性[45]-[50]、②SMFとの難結合に伴う低いファイバ間利得（正味利得）[51],[52]、および③残留端面反射によって現れる利得スペクトラム上のリップルという課題があり[53],[54]、TWAの実用化にとって大きな障壁となっている。

このようなTWAに対して本章では、高密度波長多重光の一括増幅特性について明らかにするとともに、双方向同時増幅器構成および偏波無依存型高利得光増幅器の構成を提案する。また、安定な双方向同時増幅に必要な光サーキュレータについては高性能化を図る。なお、残留端面反射による利得スペクトラム上のリップルに関する課題については、辻等[47]が勢力的に研究を進めているので本研究では扱わない。

3.2 多波長一括増幅特性

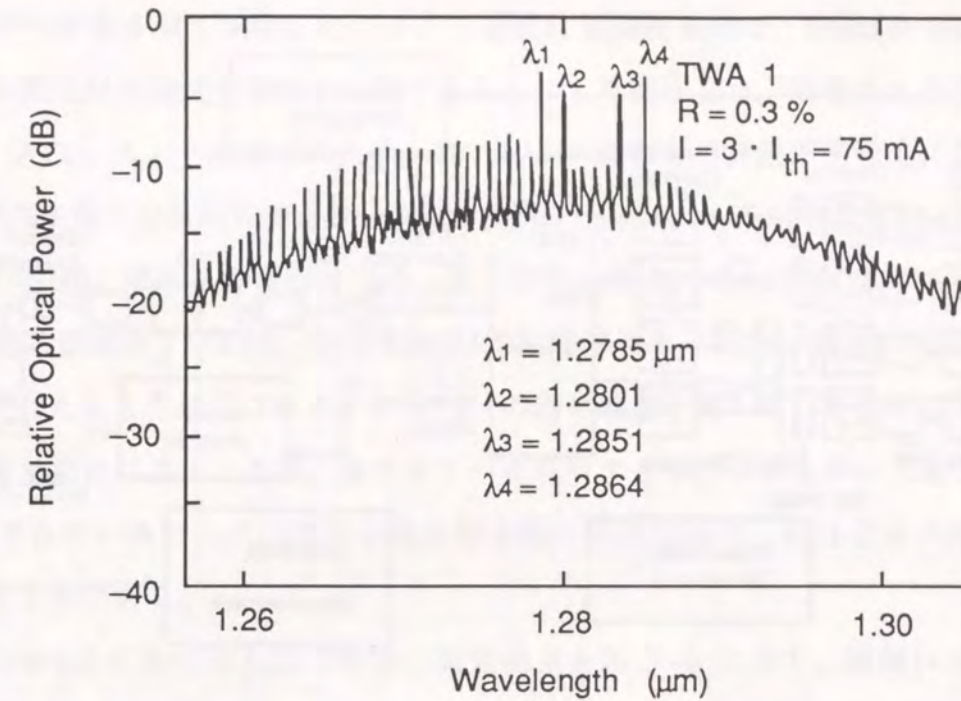
本節では、高密度波長多重光をTWAによって一括増幅する際に求められる性能、すなわち、一括増幅可能な波長多重数、補償できる光損失量、および入力光強度のダイナミックレンジについて明らかにする。

3. 2. 1 飽和出力光強度と信号光間クロストーク

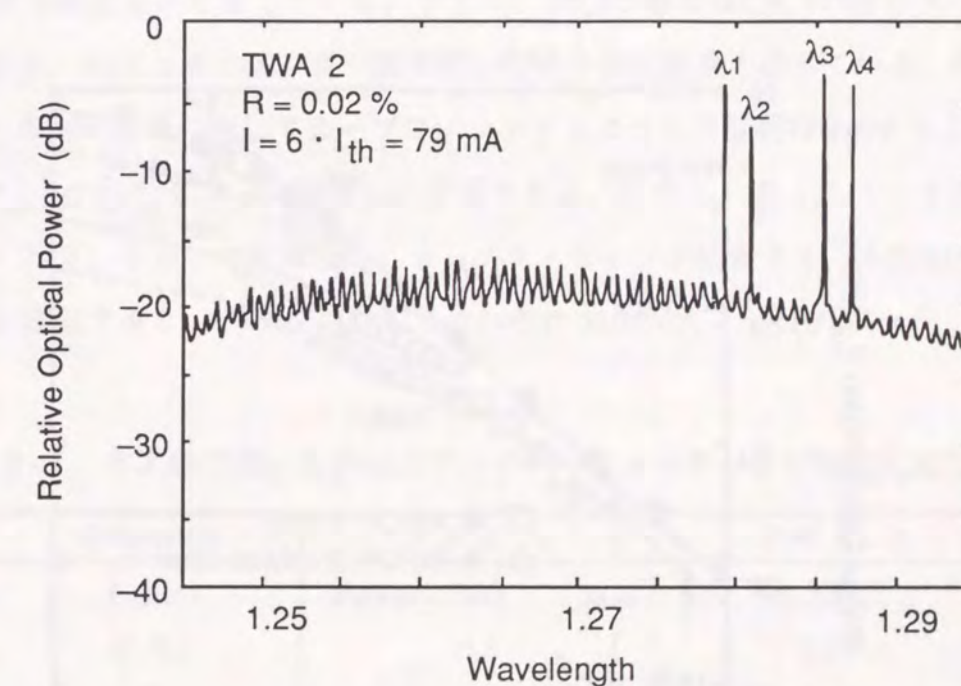
飽和出力光強度とは、利得が飽和し未飽和利得時の1/2まで減少した時のTWAからの全出力光強度のことである。波長多重化信号光の一括増幅では、TWAの利得媒質が均一な広がりをしているので[55]、飽和出力光強度は各波長の信号光強度の和となる。そのため、入力光強度が大きくなりTWAの飽和出力光強度に近くなると信号光のON/OFFに伴い信号利得が変動する。利得の変動は、各波長の信号光間にクロストークとなって現れ、伝送特性を劣化させる[56]-[58]。一般には、TWAの構造、例えば増幅器長や光の閉じ込め係数が異なると、飽和出力光強度は異なってくるので、クロストークの現れ方も異なる。どんな構造のTWAに対しても、統一的に信号光間クロストークを推定できて、伝送特性を把握できるように、飽和出力光強度と信号光間クロストークとの関係を見通しよくすることが高密度波長多重通信システムを設計する際に必要となる。そのために、まず飽和出力光強度の異なる2種類のTWAを準備して、入出力特性と飽和による利得の変化を測定した。

飽和出力光強度の異なる2種類のTWA、TWA1とTWA2は、端面反射率を違えることにより準備した。TWA1は端面反射率 R を0.3%とした $1.3\ \mu\text{m}$ 帯埋め込み型(Buried Heterojunction; BH)-LD, TWA2は R を0.02%とした $1.3\ \mu\text{m}$ 帯BH-LDである。増幅器長は共に $300\ \mu\text{m}$ であり、モード閉じ込め係数 Γ は0.35で設計されている。また、反射防止膜を施す前の発振しきい値 I_{th} は、TWA1では25 mA, TWA2では13 mAである。波長多重化信号光として用いた光源用LDは、波長がそれぞれ、 $\lambda_1 = 1278.5\ \text{nm}$, $\lambda_2 = 1280.1\ \text{nm}$, $\lambda_3 = 1285.1\ \text{nm}$, $\lambda_4 = 1286.4\ \text{nm}$ の4つのDFB-LDである。各光源をそれぞれ波長の短い方から順にチャンネル(CH)1, 2, 3, 4と呼ぶことにする。光スペクトラム・アナライザによって測定した利得スペクトルの様子を光源のスペクトルとともに図3-1に示す。図3-1(a)は端面反射率 $R=0.3\%$ の増幅器TWA1の、図3-1(b)は $R=0.02\%$ の増幅器TWA2の利得スペクトルを示している。TWA2の方がTWA1に比べて端面反射率が小さいため利得スペクトルにおけるリップルも小さく、TWA1では7dBのリップルがあるのに対してTWA2では2dBである。

入出力特性の測定を行うための実験系の構成を図3-2に示す。各DFB-LDから出力された信号光は、ファイバ型偏波制御器[59]を介して 4×2 のスターカプラへ入力され、合波される。なお、光源への戻り光を遮断し、雑音特性の劣化を抑えるために光アイソレータをDFB-LDの直後に配置した。合波された信号光はTWAによって一括増幅される。SMFから出力された信号光のTWAへの結合はSELFOCレンズを用いて行った。結合効率 η は、-4 dBであった。こ



(a) TWA1



(b) TWA2

図3-1 信号光とTWAの利得スペクトル

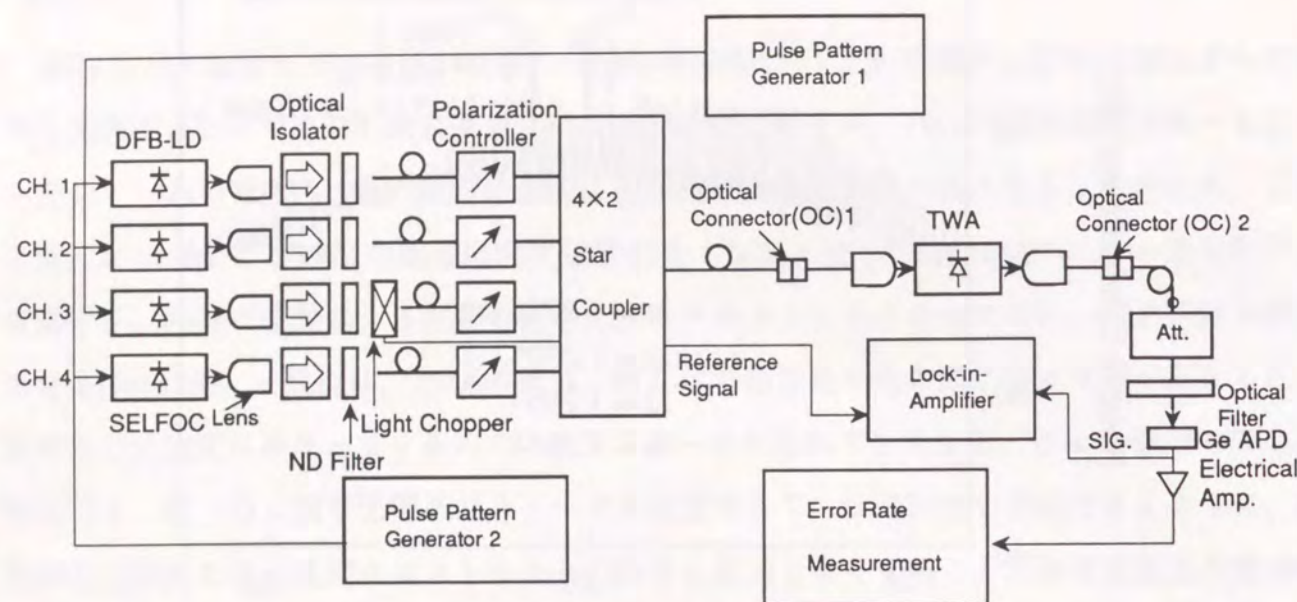


図 3 - 2 実験系の構成

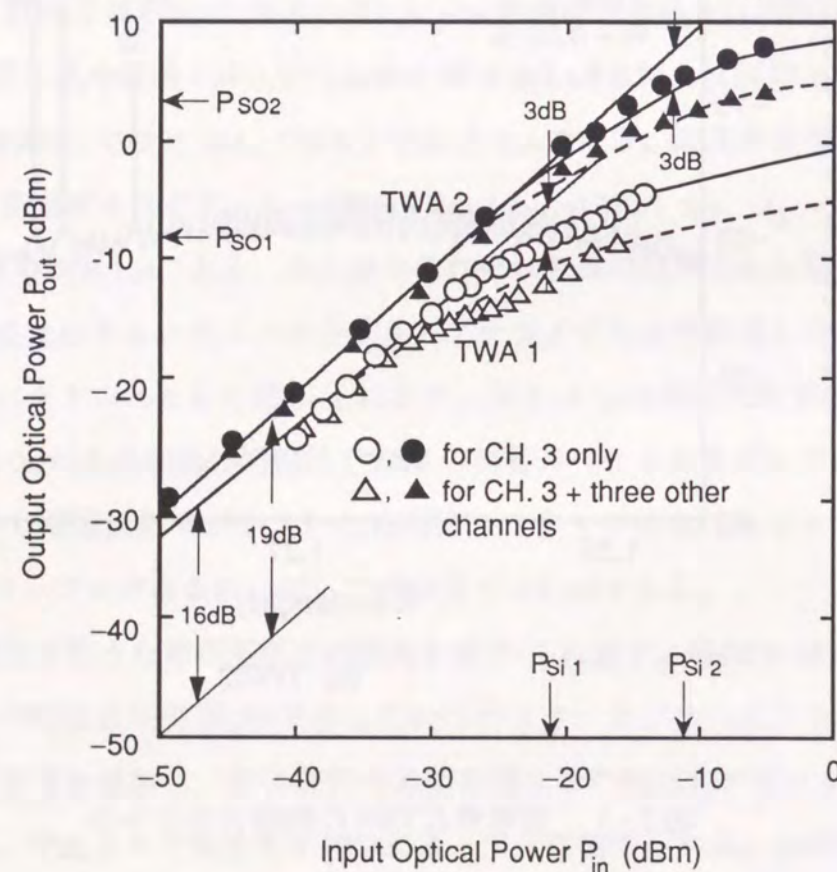


図 3 - 3 TWAの入出力特性

の値は、SMFへ結合させて測定したバイアス電流対光強度曲線と、直接PDで受光して測定したバイアス電流対光強度曲線とを比較することにより推定した。増幅された4つの信号光は光減衰器 (ATT) により減衰させた後、光フィルタによって特定の信号光に選択される。光フィルタの3dB低下全帯域幅(Full Bandwidth of Half magnitude; FWHM)は 0.85 nm, 通過損失は2dBであった[60]。選択された信号光は、量子効率 η_q が0.8のGe-APDによって検出される。検出時の過剰雑音係数 χ は0.95, 増倍率Mは5の状態である。TWAへ反射光が戻らず、安定した光増幅が行えるように光コネクタには 5° の斜め研磨を施した。静特性である入出力特性および信号光間クロストークは、光チョッパとロックインアンプを用いて測定を行った。図 3 - 2 に示されているパルスパターン発生器と誤り率測定器は、後ほど述べる伝送実験において用いたものである。

TWA 1 と TWA 2 における入出力特性の測定結果を図 3 - 3 に示す。横軸は光コネクタ 1 (OC 1) への入力光強度 P_{in} を、縦軸は光コネクタ 2 (OC 2) からの出力光強度 P_{out} を示している。白抜きの○と△印はTWA 1 に対する測定結果を、黒く塗りつぶした●と▲印はTWA 2 に対する測定結果を示している。さらに、印○と●とはCH. 3の信号光のみを増幅した時の測定結果、印△と▲とは4波一括増幅した時の測定結果を示している。実線および破線は、これらの測定結果に対してカーブフィットするように共振利得 $G(f)$ を与える式(2-1)を用いて、 $P_{out}=G(f)P_{in}$ によって計算した結果である。ただし、式(2-1)中の単一通過利得 G_s は式(2-3)を用いて計算した。カーブフィティング結果より、未飽和利得係数 g_0 と飽和強度 I_{sat} を推定すると、TWA 1 に対してそれぞれ 520 cm^{-1} , $1.5 \times 10^6 \text{ W/cm}^2$, およびTWA

表 3 - 1 本実験で用いたTWAのデバイスパラメータおよび飽和入出力強度

Parameters	TWA 1	TWA 2
$L (\mu\text{m})$	300	300
$R (\%)$	0.3	0.02
Γ	0.35	0.35
I_{th}	25	13
$G_f (\text{dB})$	16	19
(Chip gain G_0)	(24)	(27)
$P_{si} (\text{dBm})$	-21	-12
$P_{so} (\text{dBm})$	-9	+4

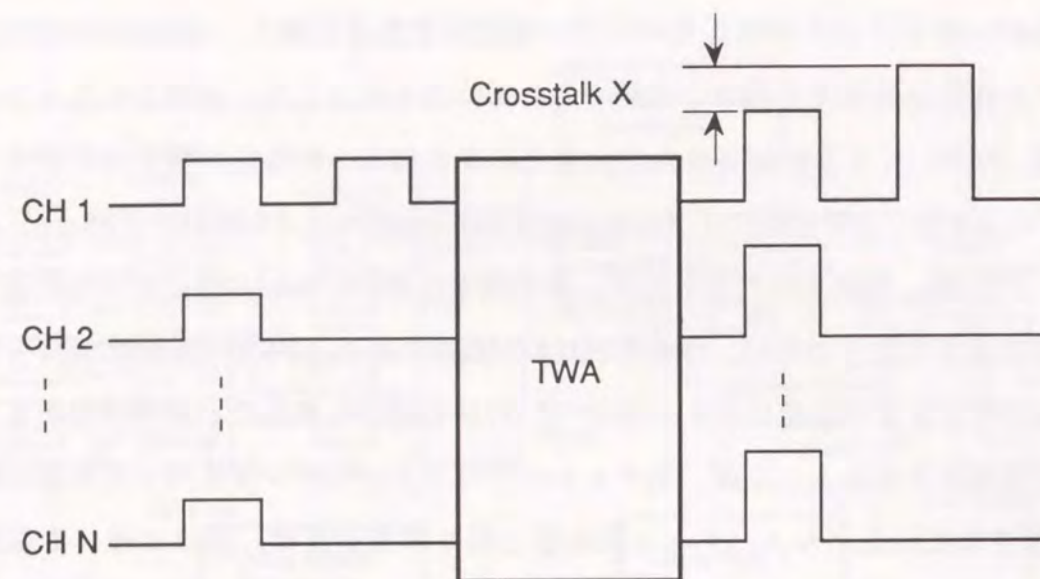


図 3-4 信号光間クロストークの様子

2 に対してそれぞれ 1100 cm^{-1} , $2.9 \times 10^6 \text{ W/cm}^2$ となった。なお、計算に際し、 $\alpha = 21 \text{ cm}^{-1}$ と $R_1 = R_2 (=R)$ を仮定した。また、4 チャンネル一括増幅を示す破線では式 (2-4) 中の $I(z)$ を $4I(z)$ として計算した。

これらの実験および計算結果より、利得の未飽和状態では TWA 1 は 16 dB の信号利得を、TWA 2 は 19 dB の信号利得を有しているのが分かる。また、これらの信号利得より 3 dB だけ利得が小さくなる飽和出力光強度 P_{so} と飽和入力光強度 P_{si} は、TWA 1 および 2 ではそれぞれ -9 dBm と -21 dBm および 4 dBm と -12 dBm であることが分かる。なお、上記信号利得はファイバ間利得を示しており、TWA のチップ利得に換算するには結合効率 -4 dB を光入出力端にそれぞれ加味すればよい。以上の測定により得られた TWA 1 と TWA 2 における増幅特性に係わる各種値を表 3-1 に示す。

TWA の入出力特性と飽和特性が把握できたので、次に飽和入力光強度と信号光間クロストークとの関係を以下で考察する。

すでに述べたように、TWA の利得媒質は均一な広がりをしているので、飽和出力光強度は各波長の出力信号光強度の和となる。そのため信号利得は、入力される N チャンネルのパルス列の中で、ON 状態にある、すなわち出力光強度がハイレベルにあるチャンネル数 M によって決まる。したがって、ハイレベル出力光強度が、図 3-4 に示すように他のチャンネルの ON/OFF 状態に応じて変化することになる。この変化は次式で表されるような信号光間クロ

ストークとなって現れる。

$$X = \frac{G_{OFF} - G_M}{G_{OFF}} \quad (3-1)$$

ここで、 G_{OFF} はすべてのチャンネルが OFF 状態の時の信号利得、 G_M は M チャンネルだけ ON 状態の時の信号利得である。ただし、 $0 \leq M \leq N$ である。M チャンネルだけ ON 状態の時、活性層中の光強度 I_M は、CH.i の活性層中の光強度を $I_i(z)$ とすると、M チャンネルの信号光強度の総和

$$I_M = \sum_{i=1}^N I_i(z) \quad (3-2)$$

により近似的に表すことができる。

信号光間クロストークと入力光強度との関係を明示的にするために、式 (2-3)、式 (2-4) と式 (3-2) を式 (3-1) へ代入すると

$$X = 1 - \exp \left[\int_0^L \Gamma g_0 \frac{-I_N}{1 + I_N} dz \right] \quad (3-3)$$

$$I_N \equiv I_M / I_{sat} \quad (3-3a)$$

となる。式 (3-3) は、飽和強度 I_{sat} によって規格化した規格化光強度 I_N を用いると飽和強度の異なる TWA に対しても統一的に信号光間クロストークを論じることができることを示している。活性層中の光強度 I_M と飽和強度 I_{sat} とは、それぞれ入力光強度 P_{in} と飽和入力光強度 P_{si} に比例するので、 P_{si} によって規格化した規格化入力光強度 $P_N (=P_{in}/P_{si})$ を導入することによって信号光間クロストークを論じると見通しがよくなる。そこで式 (3-3) をもとに規格化入力光強度 P_N に対する信号光間クロストークの大きさを計算した。その結果を図 3-5 に示す。図 3-5 は、利得変動が最大 ($M=N$) となる時のクロストークを求めた結果である。実線は、計算値、三角印 $\triangle$ と $\blacktriangle$ とは図 3-3 に示した測定値 ($N=4$) をクロストークに変換して得られた TWA 1 と TWA 2 に対する実験値である。実験値が $N=4$ に対する計算結果とほぼ一致しているのが分かる。飽和出力光強度の異なる TWA でも、規格化入力光強度 P_N に対して同じクロストーク量を示すことが分かる。このように、規格化入力光強度を用いると、飽和入力光強度の異なる TWA に対して統一的に信号光間クロストークを評価することができる。

信号光にクロストークがあると、SNR が劣化する。クロストーク量が X であるとき、SNR の劣化量 ΔSNR は、

$$\Delta SNR = 20 \log_{10}(1 - X)$$

(3-4)

と表すことができる[61]。 ΔSNR を1 dB以下に抑えるには式(3-4)よりXを-10 dB以下に抑える必要がある。Xを-10 dB以下とするには、 $N=20$ および4の時、 P_N はそれぞれ-23 dBと-12 dBとなる。これらの値から飽和出力光強度の大きなTWA 2に対する入力光強度を求めると、 $N=20$ および4に対して、それぞれ-35 dBm および-24 dBmとなる。20チャンネルの信号光を一括増幅するには飽和出力の大きいTWA 2でも-35 dBm以下に入力光強度を抑える必要があることが分かる。

実際には、信号光間クロストークが図3-5で示したような最大値となる確率は極めて低い。各チャンネルのON/OFF状態が互いに独立して発生すると仮定すると、生起確率は $M = N/2$ の時最も大きく、 $N C_{N/2} (1/2)^N$ となる。生起確率の最も大きい $M = N/2$ の状態における信号利得から $M=0$ または $M=N$ の状態における信号利得までの変動量をクロストークとして捉える方がより実際の現象に即している。そこで $M = N/2$ から $M=0$ または $M=N$ への変化によるクロストークを平均クロストーク X_{av} と定義して、規格化入力光強度との関係を求めた。その結果を図3-6に示す。平均クロストーク量 X_{av} を-10 dBとするには、 $N=20$ の時 P_N を-20 dB以下にすればよいことになる。このとき、TWA 2への入力光強度は-32 dBmまでとなり、最大のクロストークを考慮した場合に比べて3 dBだけ入力光強度を大きくできる。TWAを適用するシステムを設計する際に、最大クロストークと平均クロストークのいずれを用いるかは装置に求められる伝送品質によって決定される。

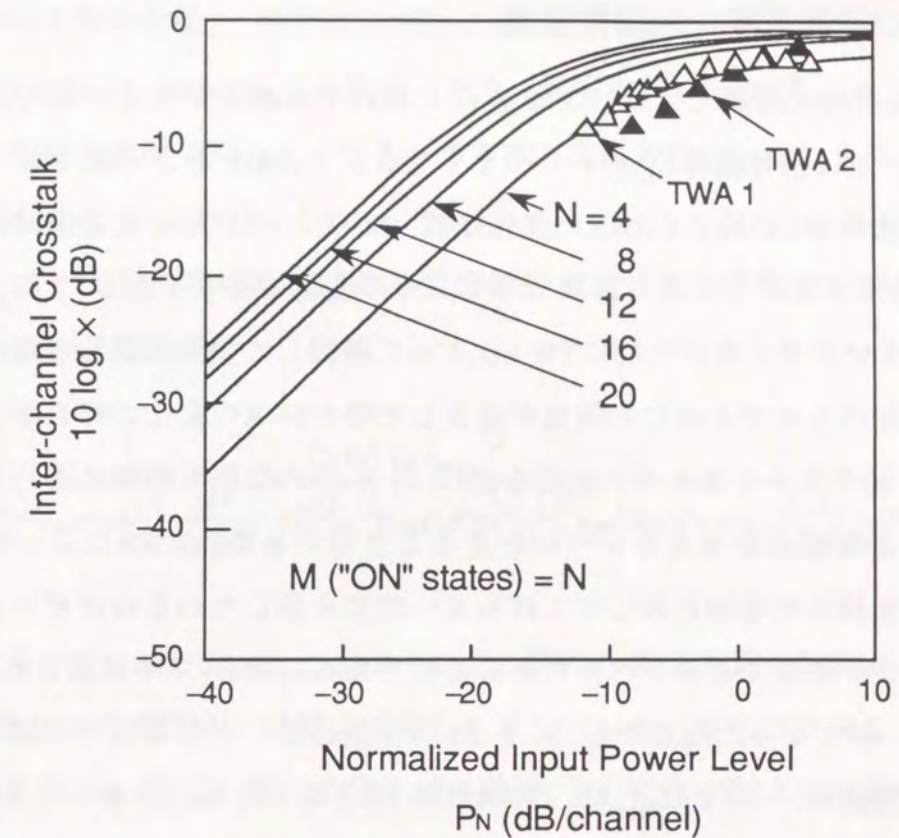


図3-5 規格化入力光強度に対する最大信号光間クロストークとの関係

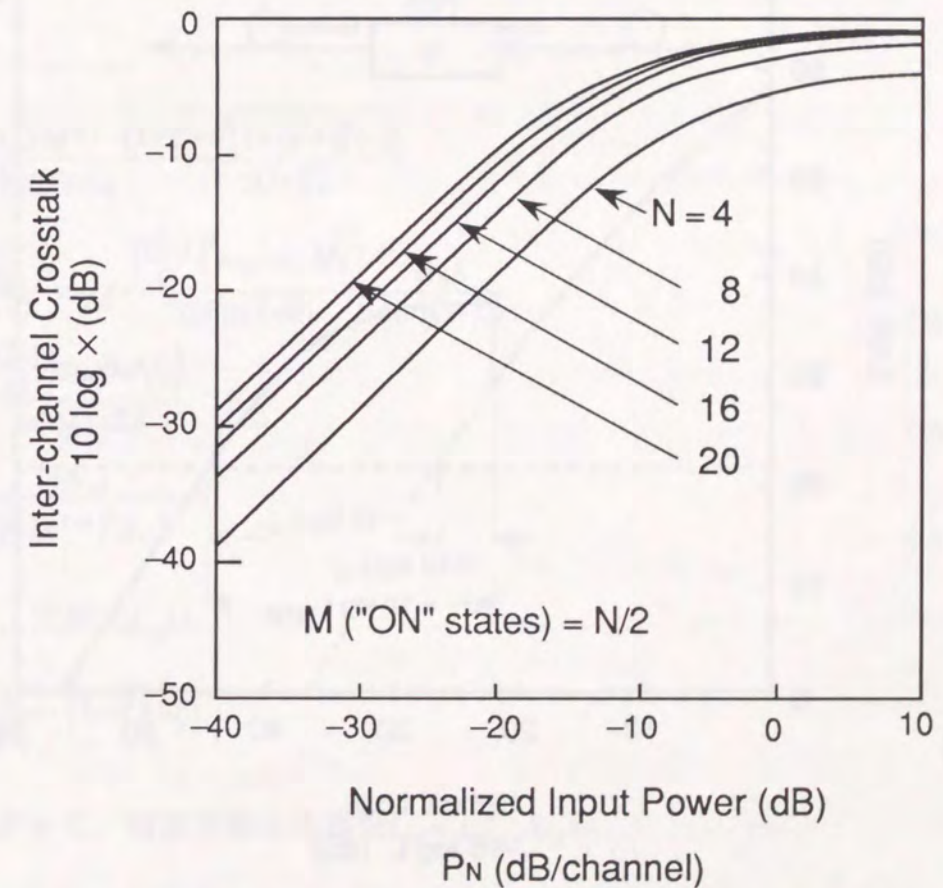


図3-6 規格化入力光強度と平均信号光間クロストークとの関係

3. 2. 2 補償可能な光損失強度

TWAによる信号光増幅ではビート雑音によるSNRの劣化が大きいので、補償可能な光損失量 L は、一般に信号利得 $G_0(f)$ より小さくなる。その L を与える式を導くのが本節の目的である。光損失量 L に対するSNRの変化は式(2-5)の分母に光受信回路における熱雑音の項 N_{th} を付与することにより計算できて、その変化の様子を図3-7に示す。実線は、SNRが30 dBまで小さくなった時にTWAによって増幅して損失補償した時のSNRの変化の例を、点線は補償をせず単純に光強度が減衰した時のSNRの変化の例を示している。誤り率(BER)が 10^{-9} 以下となるのに必要なSNR 21.6 dBの位置を横軸に並行な破線で示している。破線は受信感度を与えるレベルと見ることもできる。TWAによって光増幅を行った後、SNRが光損失の増加に対してしばらく一定値を示しているのはビート雑音の影響が大きく、熱雑音が無視できるレベルにあるためである。図3-7中に示されている $-10\log L_0$ は、SNRが30 dBとなった地点から21.6 dB(受信感度)となるまでに減衰した光強度を示している。同様に、 $-10\log L_{amp}$ は、SNRが30 dBとなった地点においてTWAによ

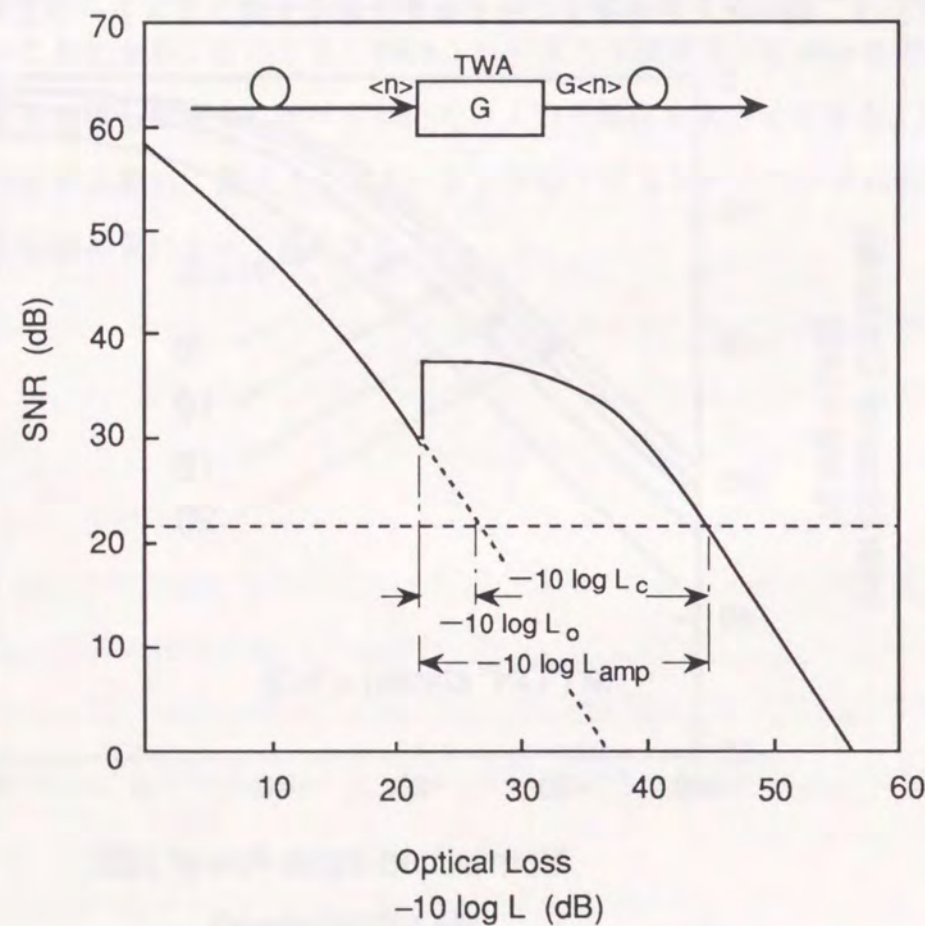


図3-7 光損失の増加に伴うSNRの劣化

り増幅されてSNRを高めた後、再びSNRが21.6 dBとなるまでに減衰した光強度を示している。当然、 $-10\log L_0 < -10\log L_{amp}$ の関係にあり、両者の差 $-10\log(L_{amp}/L_0)$ がTWAによって補償可能な光損失強度 $-10\log L_c$ となる。そこで、光損失量 L_{amp} と L_0 を与える式を以下で導く。

光損失量 L_{amp} は、APDを用いた汎用的な受信装置で信号光を受信する場合には、要求されているSNRを S とすると

$$S = \frac{(2\langle n \rangle \eta_f L_{amp})^2}{2 \left[\left(\langle n \rangle + \frac{G-1}{G} n_{sp} m_t \Delta f_1 \right) \frac{M^x}{\eta_b \eta_q G} + 2 \left(\frac{G-1}{G} \right) n_{sp} \chi \langle n \rangle + \left(\frac{G-1}{G} \right)^2 n_{sp}^2 m_t \Delta f_2 + \frac{N_{th}}{Q \eta_b \eta_q M G} \right] B_0} \quad (3-5)$$

の関係が存在する[39]。ここで、 η_f と η_b はそれぞれTWAへの入力側と出力側の結合効率、 M と x はそれぞれAPDの増倍率と過剰雑音係数を示している。さらにクロストークが X だけ信号光に存在すると、式(3-5)の分子には因子 $(1-X)^2$ が積として付与されることになる。式(3-5)は L_{amp} に関して2次方程式となるので、 L_{amp} について解くと次式が得られる[61]。

$$L_{amp} = \frac{B_0 S M^x}{4 G \langle n \rangle \eta_f \eta_b \eta_q} \frac{(1+\epsilon) + \sqrt{(1+\epsilon)^2 + \xi(1-\gamma)}}{(1-\gamma)(1-X)} \quad (3-6)$$

$$\gamma = \left[\left(\frac{G-1}{G} \right) n_{sp} \chi + \frac{\left(\frac{G-1}{G} \right)^2 n_{sp}^2 m_t \Delta f_2}{2 \langle n \rangle \eta_f (1-X)} \right] \cdot \frac{B_0 S}{\langle n \rangle \eta_f (1-X)} \quad (3-6a)$$

$$\epsilon = \frac{\left(\left(\frac{G-1}{G} \right) n_{sp} m_t \Delta f_1 \right)}{\langle n \rangle \eta_f (1-X)} \quad (3-6b)$$

$$\xi = \frac{4 N_{th}}{(Q + M^{1+x})^2 B_0 S} \quad (3-6c)$$

同様に、光損失 L_0 は

$$L_0 = \frac{B_0 S M^x}{4 \langle n \rangle \eta_q} [1 + \sqrt{1 + \xi}] \quad (3-7)$$

となる。したがって、補償可能な光損失 $L_c = L_{amp}/L_0$ は

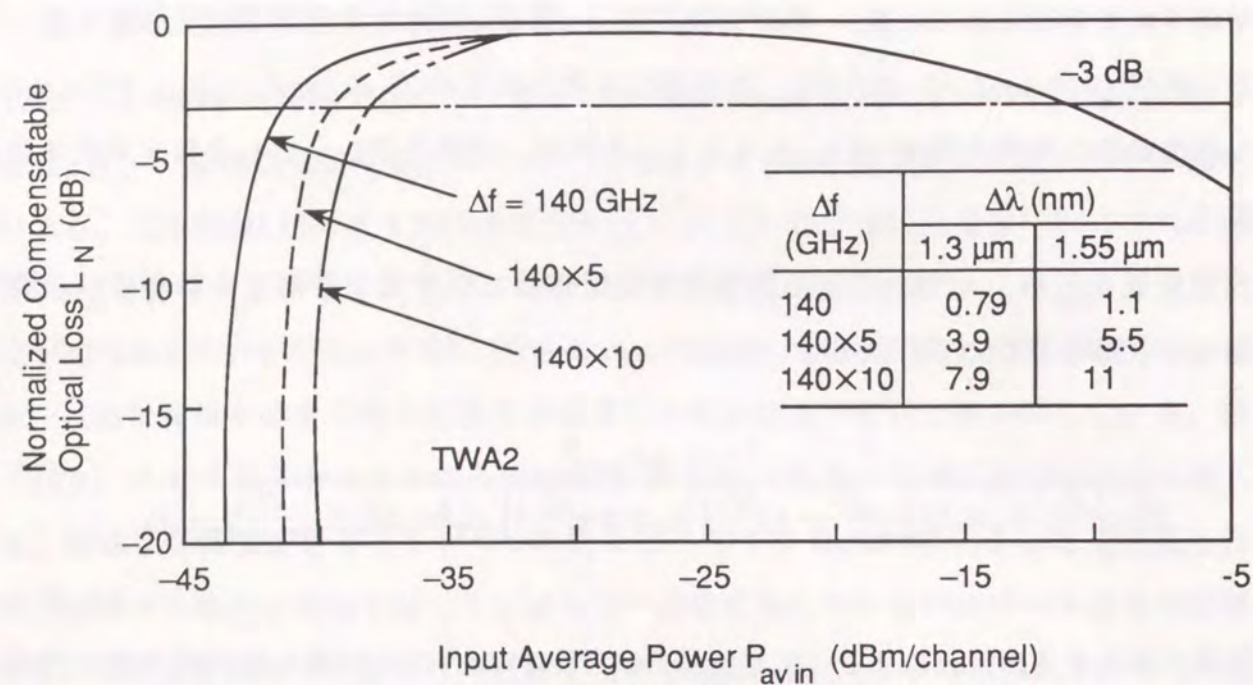


図3-8 平均入力光強度に対する規格化光損失
(等価雑音周波数をパラメータとして計算)

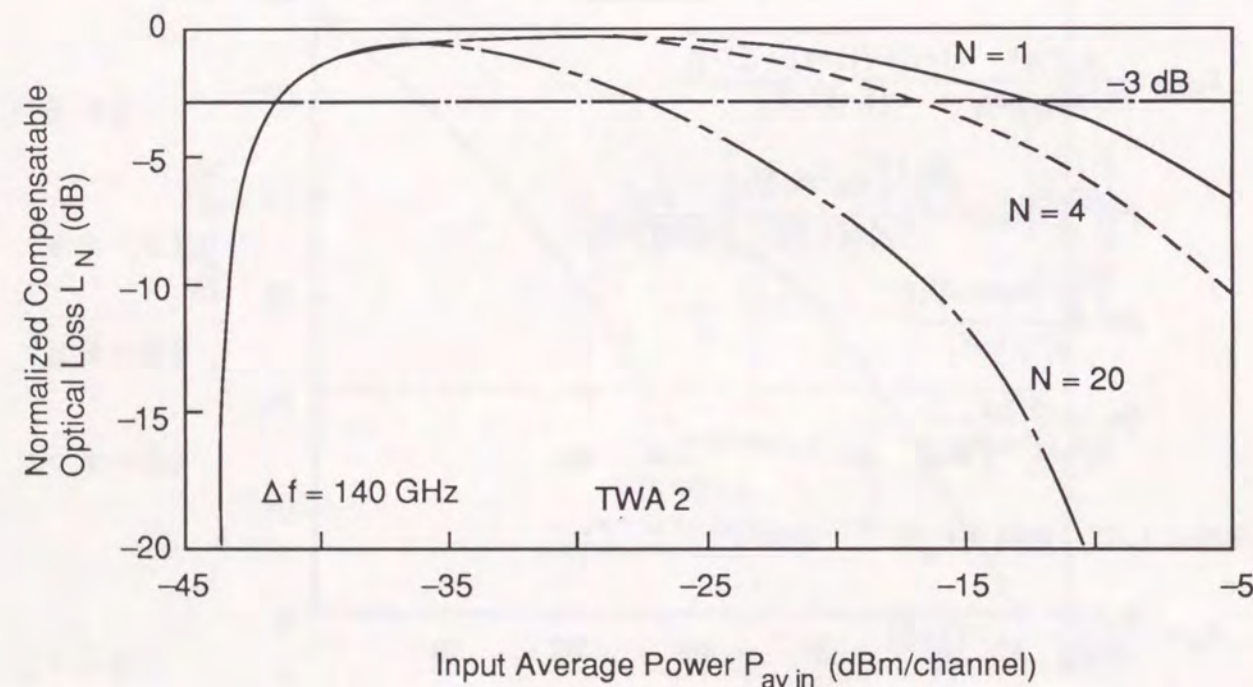


図3-9 平均入力光強度に対する規格化光損失
(波長多重数をパラメータとして計算)

$$L_c = \frac{(1+\epsilon) [1 + \sqrt{1 + \xi(1-\gamma)(1+\epsilon)^2}]}{G\eta_f\eta_b(1-\gamma)(1-X)[1 + \sqrt{1 + \xi}]} \quad (3-8)$$

として表すことができる。式(3-8)において γ , ϵ , ξ の各項の値が十分に小さく、かつ信号光間クロストークも無視できると、 L_c は $1/(G\eta_f\eta_b)$ となる。この場合、TWAが有する利得分だけ光損失を補償できることを意味する。実際には、ショット雑音や自然放出光間ビート雑音に対する等価雑音帯域幅 Δf_1 や Δf_2 の値が大きく、 γ や ϵ の大きさを無視できないので、 L_c は $1/(G\eta_f\eta_b)$ より大きくなる。

TWA2を例にとり、平均入力光強度 P_{avin} に対する補償可能な光損失の大きさを複数の等価雑音帯域幅について計算した。その結果を図3-8に示す。縦軸は $-10\log(L_c G\eta_f\eta_b)$ を示しており、未飽和利得の逆数 $1/(G\eta_f\eta_b)$ によって規格化した規格化補償損失 L_N を表している。また、図中の表は光周波数と波長との関係を $1.3\mu\text{m}$ 帯と $1.55\mu\text{m}$ 帯の場合についてそれぞれ示したものである。なお、計算に際して、 $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta f$ 、および $\eta_f = \eta_b = -4\text{ dB}$ を仮定し、 $m_t = 1$, $n_{sp} = 2.1\text{ dB}$, $\chi = 0.5\text{ dB}$ [37]とした。また、 S は誤り率 10^{-9} を得るのに必要な値 21.6 dB とした。 B_0 と N_{th} はRZ符号による 400 Mbit/s の伝送を可能とするようにそれぞれ 270 MHz と $8\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ (等価雑音電流)とした。

平均入力光強度 P_{avin} が小さく、 -40 dBm 付近では規格化補償損失 L_N が急激に小さくなっている。これは以下のような理由による。平均入力光強度 P_{avin} の小さな領域では光受信回路における雑音が自然放出光間ビート雑音に支配されており、光強度を減衰させてもSNRが変化せず、一定値を示す(図3-7では光損失が 25 dB 付近の様子に対応する)。そのため、SNRが受信感度である 21.6 dB を少しでも上回ると、SNRが一定値を示す範囲で光強度を減衰させ得るが、下回った途端に受信できなくなるので、急激に L_N が小さくなるのである。ただし、光フィルタの帯域を狭くすることによって自然放出光間ビート雑音の影響を小さくできるので、 L_N が急激に小さくなる P_{avin} の値は小さくできる。

規格化補償損失 L_N は、 P_{avin} が大きくなって -25 dBm 以上になると徐々に小さくなっていく。これは利得飽和によって信号利得が小さくなるためである。未飽和領域では、 L_N は 0 dB 、すなわち $1/(G\eta_f\eta_b)$ に近い値となっている。ここで、 L_N が -3 dB となる平均入力光強度の上限と下限の間の範囲を入力ダイナミックレンジ W と定義すると、 $\Delta f = 140\text{ GHz}$ の時、 W は 30 dB となる。この入力ダイナミックレンジが広い程、光伝送路へ適用する場合に適用位置の制限が緩和されるので高密度波長多重光通信ネットワークへの適用領域も広くなる。

表 3-2 TWA1 および 2 の入力ダイナミックレンジ

TWA	W (dB)				
	$\Delta f = 140 \text{ GHz}$			140×5	140×10
	N=1	4	20		
1	21	16	4.5	18.5	17
2	30	25	14.5	28	26.5

図 3-9 は、平均入力光強度に対する規格化補償損失 L_N の変化を波長多重数 N をパラメータにとって計算した結果である。単一波長では 30 dB であったダイナミックレンジが、 $N=20$ では 14.5 dB まで狭くなるのが分かる。波長を 20 波多重して光通信を行うようなシステムを設計する場合には、TWA を配置する場所が極めて限定されることになる。したがって、入力ダイナミックレンジを広げて TWA を実用性の高い光デバイスとするためにも、より飽和出力の大きな TWA が開発されることが望まれる。様々な条件における TWA1 および 2 の入力ダイナミックレンジを表 3-2 に整理して示す。

3. 2. 3 4 波多重一括増幅伝送実験

4 波多重化信号光の一括増幅伝送実験によりこれまでの検討結果の検証を行った。実験は、図 3-1 に示した系において 2 台のパルスパターン発生器と誤り率測定器を用いて行った。光受信回路の感度は誤り率 10^{-9} に対して -37.5 dBm であった [61]。

誤り率を測定した結果を図 3-10 に示す。測定結果の中で、白抜き印で示した測定データは、TWA2 を光受信回路の直前に配置して信号光を増幅して得た結果を示している。この測定における P_{avin} は TWA2 への平均入力光強度を指しており、TWA2 が前置増幅器として働いていることを示している。黒塗り印で示した測定データは TWA を用いずに測定した結果である。平均入力光強度 P_{avin} は、図 3-2 に示した測定系のなかの光フィルタの直前における平均入力光強度を指している。また、丸印は CH.3 のみの伝送実験結果を、三角印は 4 波多重光の中から CH.3 を光フィルタによって選択して得た伝送実験結果を示している。光フィルタの通過損失が 2 dB あるので、TWA を用いずに測定した時の受光強度が 2 dB だけ大きくなり -35.5 dB となっている。一方、TWA2 を用いると受光強度が 5.5 dB だけ改善され、-41

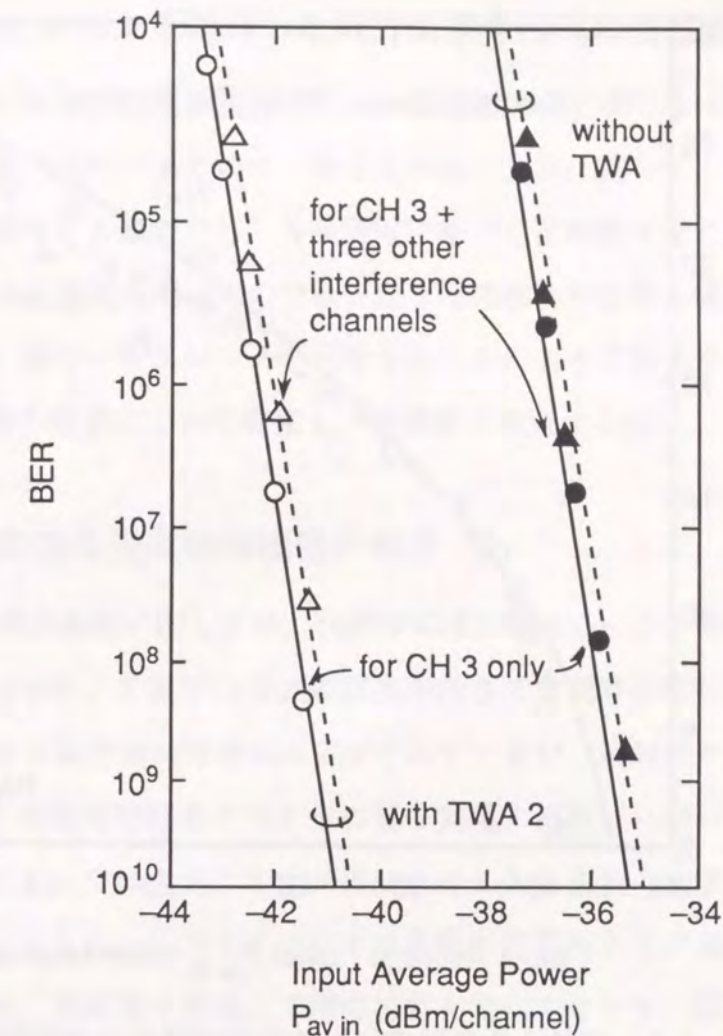


図 3-10 平均入力光強度に対する BER

dBm となるのが分かる。

平均入力光強度を増加させると、補償可能な光損失 L_c を大きくできる。実験において TWA2 からの出力光強度を光減衰器によって att (dB) だけ減衰させたとすると、 att は $-10\log(L_c) + (P_{av in} - (-35.5 \text{ dBm}))$ なる量を表していることになる。平均入力光強度 P_{avin} に対する att の測定結果 (○, △) と計算結果 (実線, 破線) を図 3-11 に示す。なお、計算に際し、クロストークの項には信号光間最大クロストーク量ではなく平均クロストーク量 X_{av} を用いた。計算結果と測定結果がよく一致しているのが分かる。平均クロストーク量をもとに補償可能な光損失値や入力ダイナミックレンジを推定すればよいと言える。式 (3-6) は、高密度波長多重光通信システムにおける補償可能な光損失値や入力ダイナミックレンジの設計に資するものと考えられる。

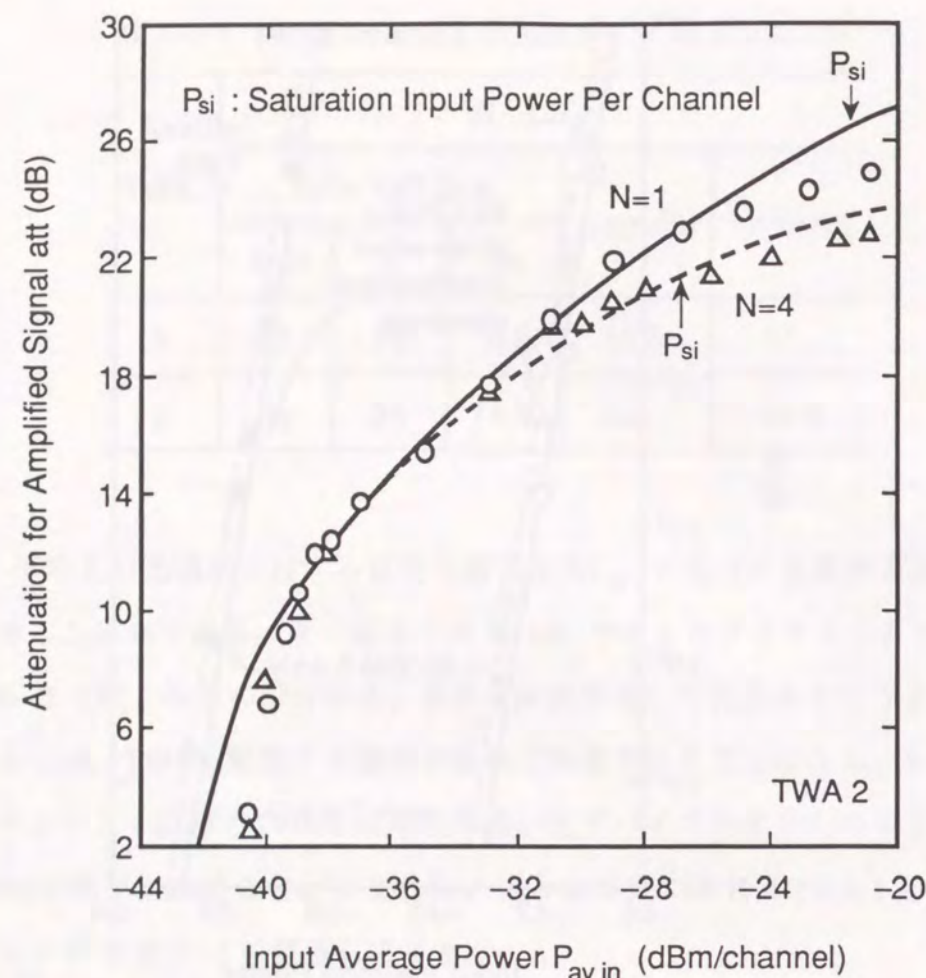


図 3-11 平均入力光強度に対する増幅信号光の許容減衰量

3.3 光サーキュレータを利用した双方向信号光同時増幅器

第3.2節で述べた高密度波長多重信号光の一括増幅は、すべて単一方向の増幅であった。TWAの増幅特性には双方向性があるので、信号光の進行方向に依らず、いずれの方向へ向かう信号光も同時に増幅できる。ただし、各種要因に基づく反射戻り光には何等かの対策を施す必要があって、TWAを単純に用いたのでは安定な増幅特性や良好な雑音特性を得ることはできない。本節では、光サーキュレータを利用することによりこのような問題を解決した双方向信号光同時増幅器の構成について提案し、実験的に検証する[62]。

3.3.1 双方向信号光同時増幅器の構成

TWAによる双方向同時増幅に関しては、1987年にH.J.Westlakeらが報告しており、その構成例を図3-12に示す[63]。1波ずつ2波の双方向信号光を同時増幅した伝送系である。この報告ではTWAにおける双方向同時増幅は実証されているが、反射戻り光の存在する実際のシステムにおいて双方向同時増幅をどのようにして実現するか、については論じられていない。実際の光伝送システムでは、光コネクタ接続点のように複数の光学的反射点が存在して反射戻り光が生じるとともに、光ファイバ中では各種の散乱戻り光が発生している。これらがTWAに結合すると、共振器を構成して増幅特性を変化させたり、周期性雑音を引き起こして雑音特性を劣化させる。単一方向信号光の増幅では、光源に対して用いられている光アイソレータをTWAの入出力端にも配置することで戻り光の結合を防ぐことができるので、雑音特性の劣化を抑えることができ、安定した増幅特性を得ることができる。ところが、双方向信号光の同時増幅では単一方向へ伝搬する光のみを通過させる光アイソレータを用いたのでは、逆方向へ伝搬する信号光をも遮断するため、双方向同時増幅器を構成することは困難である。安定した増幅特性の得られる双方向信号光同時増幅器を構成するには光アイソレータに代わる非相反性光回路が必須となる。

本論文では、光アイソレータに代わる非相反性光回路として光サーキュレータを用いることを提案している[62]。光サーキュレータを用いた双方向信号光同時増幅器の構成を図3-13に示す。図3-13(a)は1本の光ファイバを方向ごとに適用する構成を示しており、図3-13(b)は1本の光ファイバで双方向信号光を伝送する構成を示している。いずれの構成でもTWAの両端に4ポートの光サーキュレータを配置することで、反射戻り光がTWAへ結合するのを防ぐことができる。

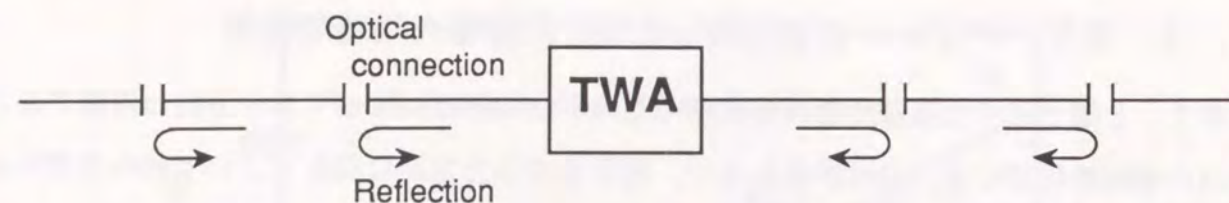
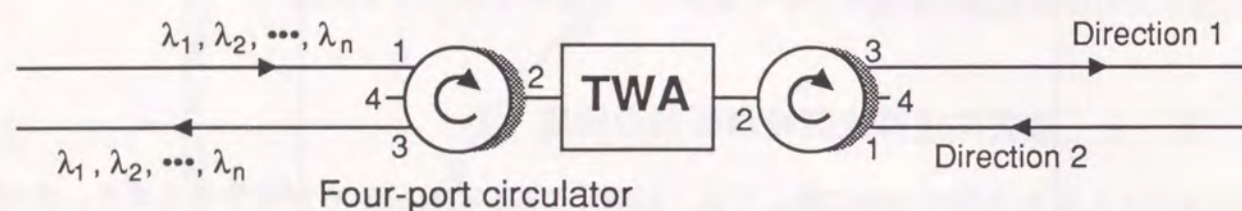
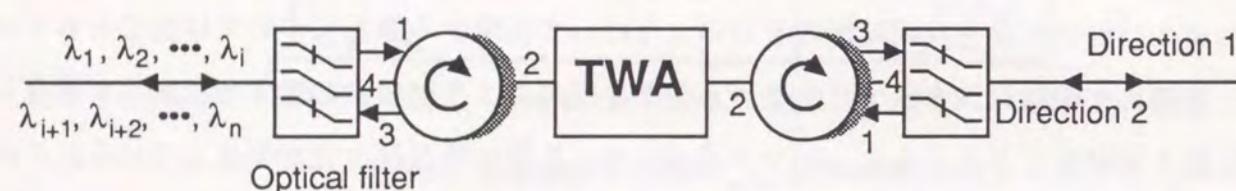


図 3-1 2 双方向同時増幅器の従来構成[63]



(a) 伝送路は 2 本



(b) 伝送路は 1 本

図 3-1 3 光サーキュレータを利用した双方向同時増幅器

1本の光ファイバを方向ごとに適用する図3-13(a)に示す構成では、いずれの方向へ伝搬する信号光でも光サーキュレータのポート1から入力される。いずれの方向でも対称な動作をするので、紙面上を左から右へ向かう方向1の信号光について動作の詳細を説明する。左側の光サーキュレータのポート1へ入力された信号光はポート2へ伝搬した後、TWAへ入力され、増幅される。増幅された信号光は右側の光サーキュレータのポート2からポート3へ伝搬し、光ファイバ伝送路へと出力される。信号光が光ファイバ伝送路上においてフレネル反射を受け、再び右側の光サーキュレータのポート3へ戻ってくると、その反射戻り光はポート4へ伝搬した後放射されるので、TWAへは結合しない。したがって、共振器が構成されたり、周期性雑音が発生することもない。逆方向（方向2）へ伝搬する信号光についても同様のことが言える。

本構成では、各方向へ伝搬する信号光の波長は任意に選択することができる。方向1と方向2に同じ波長が用いられても信号光の増幅は可能である。その信号光には高密度波長多重化信号光を用いることもできて、その場合第3.2節で述べたようにTWAは波長多重数の増加に伴い補償可能な光損失は小さくなるので、中継間隔も短くなる。さらに、TWA端面の残留反射によって発生する後退波は、逆方向へ向かう信号光に対してクロストークとなる。そのクロストーク量 $X_{R/T}$ は、TWAへの入力光強度が方向によらず等しいとすると、進行波に対する信号利得と後退波に対するそれとの比をとることにより、

$$X_{R/T} = \frac{(\sqrt{R_1} - \sqrt{R_2}G_s)^2 + 4G_s\sqrt{R_1R_2}\sin^2\phi}{(1-R_1)(1-R_2)G_s} \quad (3-9)$$

となる[37]。ここで、 ϕ はTWAの共振器中における信号光の位相である。式(3-9)において、 $R_1=R_2=R$ 、 $1 \gg R$ 、 $G_s \gg 1$ を仮定すると、 $X_{R/T} \approx R(1+G_s)$ となる。Rは現在の技術では0.01%のオーダーであるので G_s が30 dBあると、 $X_{R/T}$ は 10^{-1} のオーダーとなり、無視できないことが分かる。同一波長によって双方向光伝送システムを構成する場合には、さらに反射率を低減する、または信号利得を抑える等の工夫を施す必要がある。

1本の光ファイバによって双方向伝送を実現するには図3-13(b)に示すように方向別に異なる波長を割り当てる必要がある。さらに、方向毎に異なる波長を分離するのに光フィルタも必要である。例えば、短い波長 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i$ が方向1へ向かって伝搬し、長い波長 $\lambda_{i+1}, \lambda_{i+2}, \dots, \lambda_n$ が方向2へ向かって伝搬しているとする。光フィルタは短い波長群を透過させ、長い波長群を反射するように設計する。すると、方向1へ伝搬する信号光は左側の光フィルタを透過した後、左側の光サーキュレータのポート1へ入力され、図3-13(a)と同様に増幅されて右側の光サーキュレータのポート3から出力される。出力された信号光は右側の光フィルタを透過して伝送路を方向1へ伝搬していく。伝送路からの反射戻り光は再び光フィルタへ入力されるが、透過して光サーキュレータのポート3へ戻り、ポート4へ伝搬し放射されTWAへは結合されない。一方、方向2へ向かう長い波長群の信号光は、光フィルタ2によって反射されて右側の光サーキュレータのポート1へ入力され、ポート2へと伝搬する。その後、TWAにより増幅されて再び伝送路を方向2へ伝搬する。本構成では、図3-13(a)の時のような後退波によるクロストークは生じない。なお、本構成における光フィルタには第4.2節で述べる高密度波長合分波器を用いることができる。

以上のように、光サーキュレータを用いることにより反射戻り光や散乱戻り光がTWAへ結合することを防ぐことができるので、雑音の増加を招かない安定した双方向同時増幅器を構成することができる。

3. 3. 2 双方向信号光同時増幅伝送実験

提案した双方向同時増幅器について、動作を確認するために伝送実験を試みた。伝送実験は信号光が伝搬する方向ごとに光ファイバを適用する図3-13(a)で示した構成にて行った。実験系の構成を図3-14に示す。進行波型光増幅器には第3.2節において増幅特性の優れていたTWA2を用い、光源には4波同時増幅実験と同じ4個のDFB-LDを用いた。また、4波同時増幅実験と同様に、CH.3の光源をRZ符号を発生するパルスパターン発生器(Pulse Pattern Generator; PPG)1によって400 Mbit/sで変調し、他の3チャンネルの光源はPPG2によって同じ速度で変調する。変調した信号光は合波した後、スターカプラによって等分し、方向1と方向2の信号光に分離する。それぞれの信号光は光サーキュレータ1と2の各々の

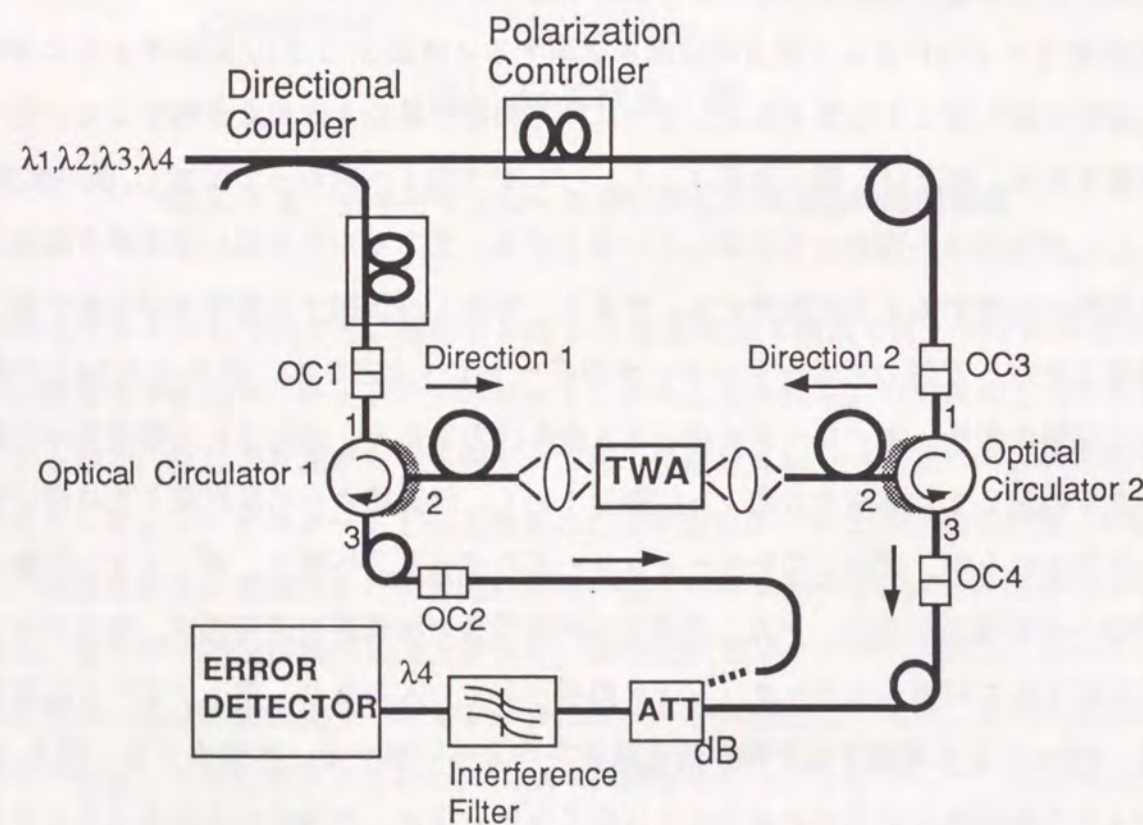


図3-14 双方向同時増幅実験系の構成

表3-3 従来構成における挿入損失とアイソレーションの測定結果

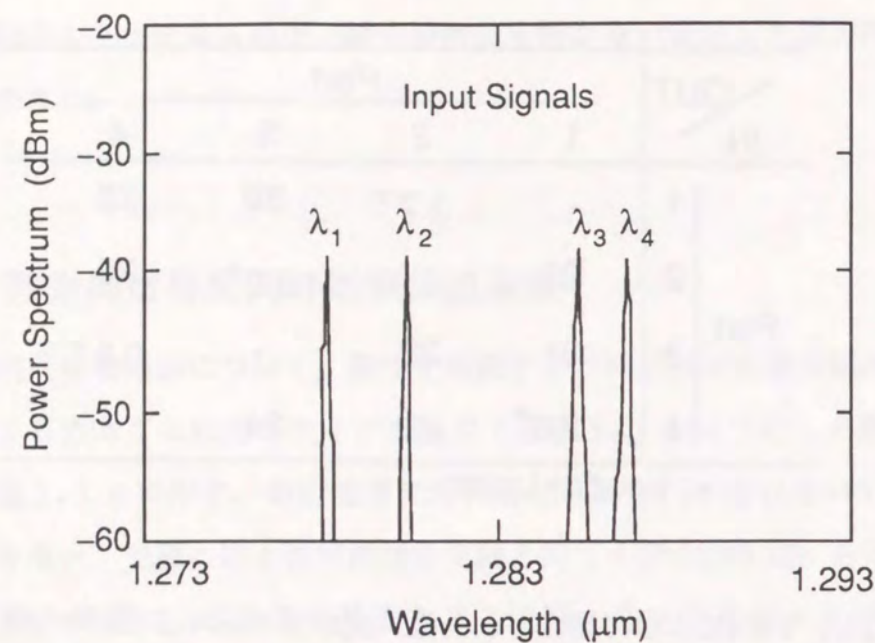
OUT IN	Port			
	1	2	3	4
Port	1	-	1.7 ⁺	30
	2	25	-	1.0 ⁺
	3	31	29	-
	4	2.6 ⁺	29	24

+; Insertion Losses

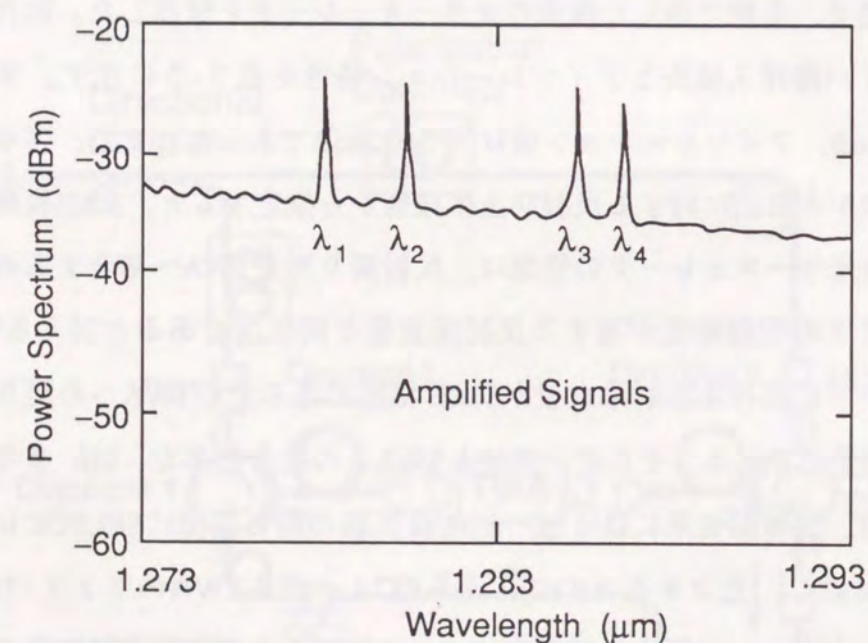
ポート1へ入力し、TWAによって増幅された後、次の光サーキュレータ2と1の各々のポート3から出力される。方向1の信号光と方向2の信号光とを増幅する際に、時間的に変調パターンが同じになるのを避けるため、TWAへ結合するまでにSMFに1 m以上の差を設けることで 2π 以上の位相差を信号光に与えた。

本実験用に第2.2節で示した構成の光サーキュレータを試作した。試作した光サーキュレータのファイバ間挿入損失とアイソレーション特性を表3-3に示す。ファイバ間挿入損失は平均で1.5 dB、アイソレーション値は同じく28dBであった。また、各ポートにおける反射減衰量は、バルク部品に対する反射防止膜技術から推定すると、30dB程度である。したがって、試作した光サーキュレータの性能は、反射戻り光がTWAへ結合するのを避ける目的としては光コネクタの接続端面が有する反射減衰量と同程度であると言える^{注1}。光サーキュレータの各ポートにおける反射減衰量が30dB程度であるためTWAへの戻り光により雑音が増加することが予想される。そこで、SMFとTWAとの結合効率を-5dBまで小さくして実験を行った。なお、光の結合系には4波一括増幅実験の時と同様にSELFOCレンズを用いた。この実験系において、光コネクタ(OC)1からOC4へ至るTWAのファイバ間利得は11dB~13dBであった。方向1へ伝搬する信号光について観測した増幅前と増幅後の信号光スペクトルを図3-15に示す。図3-15(a)はOC1への入力信号光スペクトルを、図3-15(b)はOC4からの増幅信号光スペクトルとTWAからの自然放出光スペクトルを示している。OC1への入力レベルは-37dBmであるのに対し、OC4からの増幅信号光スペクトルはCH.3で-24dBm、

^{注1} 本実験当時は反射減衰量が40dBを上回るSuperPCコネクタはまだ開発されておらず、反射減衰量が28dBのPCコネクタを用いて実験を行った。



(a) OC 1 への入力信号光スペクトル



(b) OC 4 からの出力信号光スペクトル

図 3-15 方向 1 へ伝搬する信号光のスペクトル

$\lambda_1 = 1.2785 \mu\text{m}$ $\lambda_2 = 1.2801 \mu\text{m}$
 $\lambda_3 = 1.2851 \mu\text{m}$ $\lambda_4 = 1.2864 \mu\text{m}$

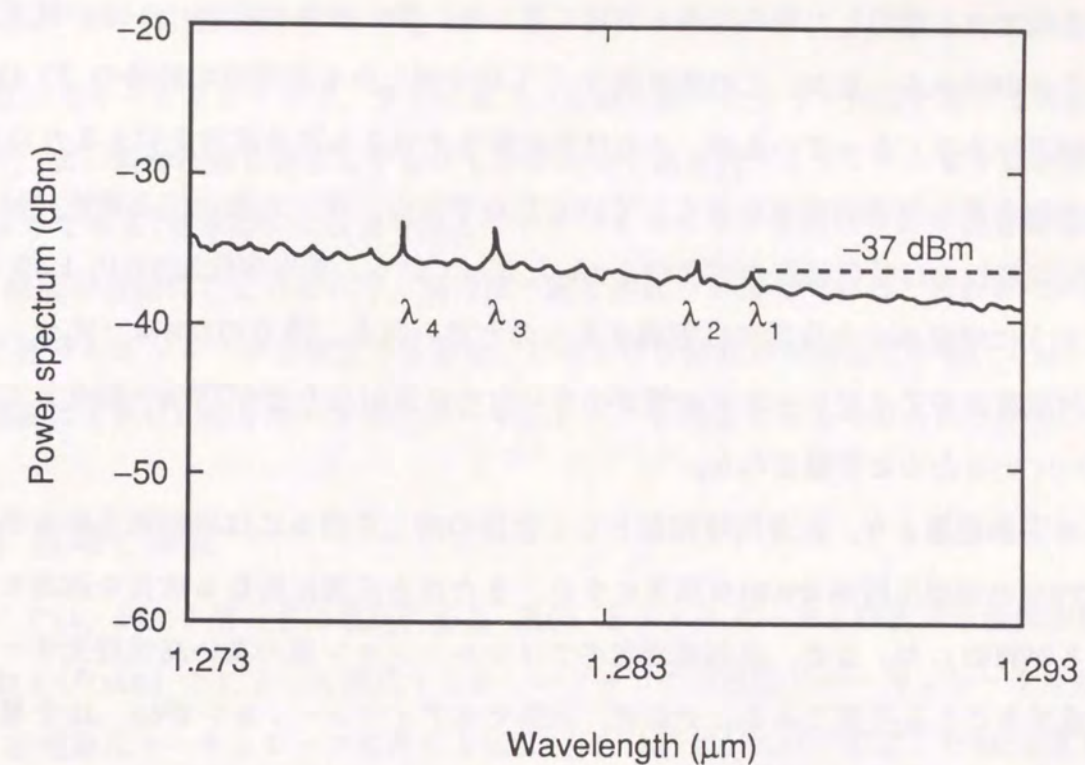


図 3-16 TWAにより増幅された後退波スペクトル

CH.4で-26dBmとなっているのが分かる。

伝送実験に先立ち、TWA内部で生じる後退波によるクロストークの大きさを明かにした。OC 3 から方向 2 へのみ平均光強度-37dBmの信号光を入力し、増幅された後退波の信号レベルをOC 4 で測定した。図 3-16 は測定した後退波スペクトルを示している。CH.1の信号光強度が-37dBmとなっているのが分かる。OC 4 からの進行波の増幅信号光スペクトルは-24 dBmであったので、 $-37 - (-24) = -13\text{dB}$ のクロストークが生じることになる。クロストーク -13dBは受信感度に約 1dBの感度劣化をもたらすことになる。この点を考慮して伝送実験を行った。

まず、OC 1 およびOC 2 へ 1 チャンネル当り平均光強度-37dBmの信号光を 4 波多重して入力する。TWAにより双方向信号光を同時増幅し、増幅信号光を光減衰器により減衰させた後、CH. 3 の信号光を光フィルタにより選択して光受信回路で受信する。光フィルタには3dB低下帯域幅(FWHM)が0.7 nmの狭帯域干渉膜フィルタを用いた。通過損失は1.9 dBであった[60]。誤り率(BER)はOC 4 から出力された信号光強度へ付与した減衰量(dB)を横軸 (光フィルタの通過損失1.9 dBを含む) にとって測定した。測定結果を図 3-17 に示す。4 波多重した信号

光を単一方向でのみ増幅した時の結果も同時に示した。単一方向の場合、11dBの減衰量を付与できることが分かる。なお、この値は図3-11にて示した4波同時増幅時の13dBに比べて2dBだけ小さくなっているが、これは反射戻り光による雑音増加を抑えるためにTWAへの結合効率を落し信号利得を小さくしているためである。単一方向の伝送特性に対して、双方向の伝送特性では受信感度の劣化が2dBとなっている。感度劣化2dBの内1dBはすでに述べたように増幅された後退波に起因するものと思われる。残りの1dBは、光サーキュレータの反射減衰量やアイソレーション値が小さいために反射戻り光がTWAへ結合して雑音の増加を招いているためと予想される。

これらの実験結果より、双方向増幅器として性能の向上を図るには増幅後退波を小さくするためにTWAの端面反射率を0.01%以下にする、または方向別に異なる波長を適用する必要があることが判明した。また、反射減衰量やアイソレーション値の高い高性能光サーキュレータを構成することも必要である。そこで、次節ではアイソレーションが60dBを越える高性能光サーキュレータについて述べる。

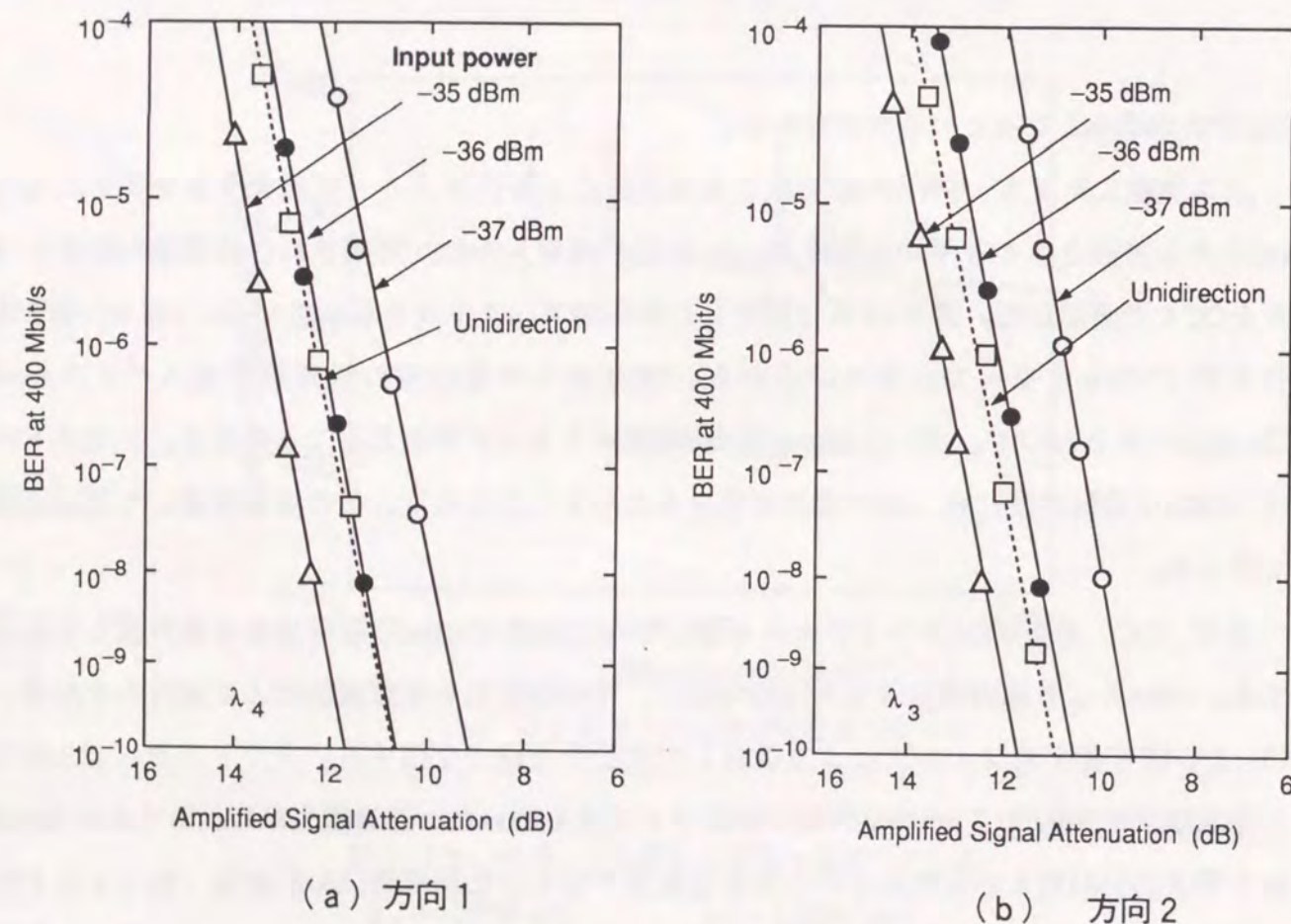


図3-17 双方向増幅伝送実験結果

3.3.3 高性能光サーキュレータ

従来の光サーキュレータは、すでに第2.2節で述べたようにPBSを用いて構成しているので、高い製作技術を必要とするにもかかわらず逆方向アイソレーションはただか30dB留まりである。基本構成に改良を加えてアイソレーションを高めた報告例もあるが[65]-[66]、構成が複雑化しているので、製作は一段と困難さを増していると思われる。PBSを用いずに光サーキュレータを構成できると、このような問題点を解決できる。では、どのような構成にすればPBSを用いずに光サーキュレータを構成できるのだろうか？

(1) 原理と構成

ここでは、PBSを用いずに複屈折結晶(BC)とファラデーおよび光学活性偏波面回転子(FRおよびOAR)とによって構成する新しいタイプの高性能光サーキュレータを提案する[67]。高性能光サーキュレータの構成を図3-18に示す。両端に配置したBCは信号光を直交した2つの偏波状態の光に分離、または分離した光を合成する役割を果たす。真中のBCは信号光の伝搬方向に応じて空間的位置を変化させる役割を持つ。言い換えると、光を循環的伝搬路に導くための機能素子とも言える。これらのBCにサンドイッチ状にはさまれているのが偏波面回転子である。偏波面回転子にはFRとOARとを用いており、OARには時計回り(正)と反時計回り(負)の2種類の偏波面回転子(それぞれ、以後PAR, NARと標記する)を用いている。このPARとNARを用いることによって2つの直交偏波面を平行に、また平行偏波面を直交偏波面に変換しており、この点が構成上の大きな特長である。以後の動作の説明では、図3-18に示すように光が伝搬する方向をZ軸にとる右手系のカ

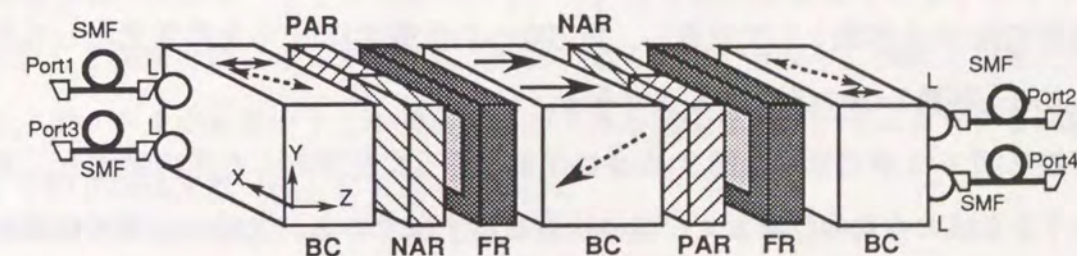


図3-18 高性能光サーキュレータの構成

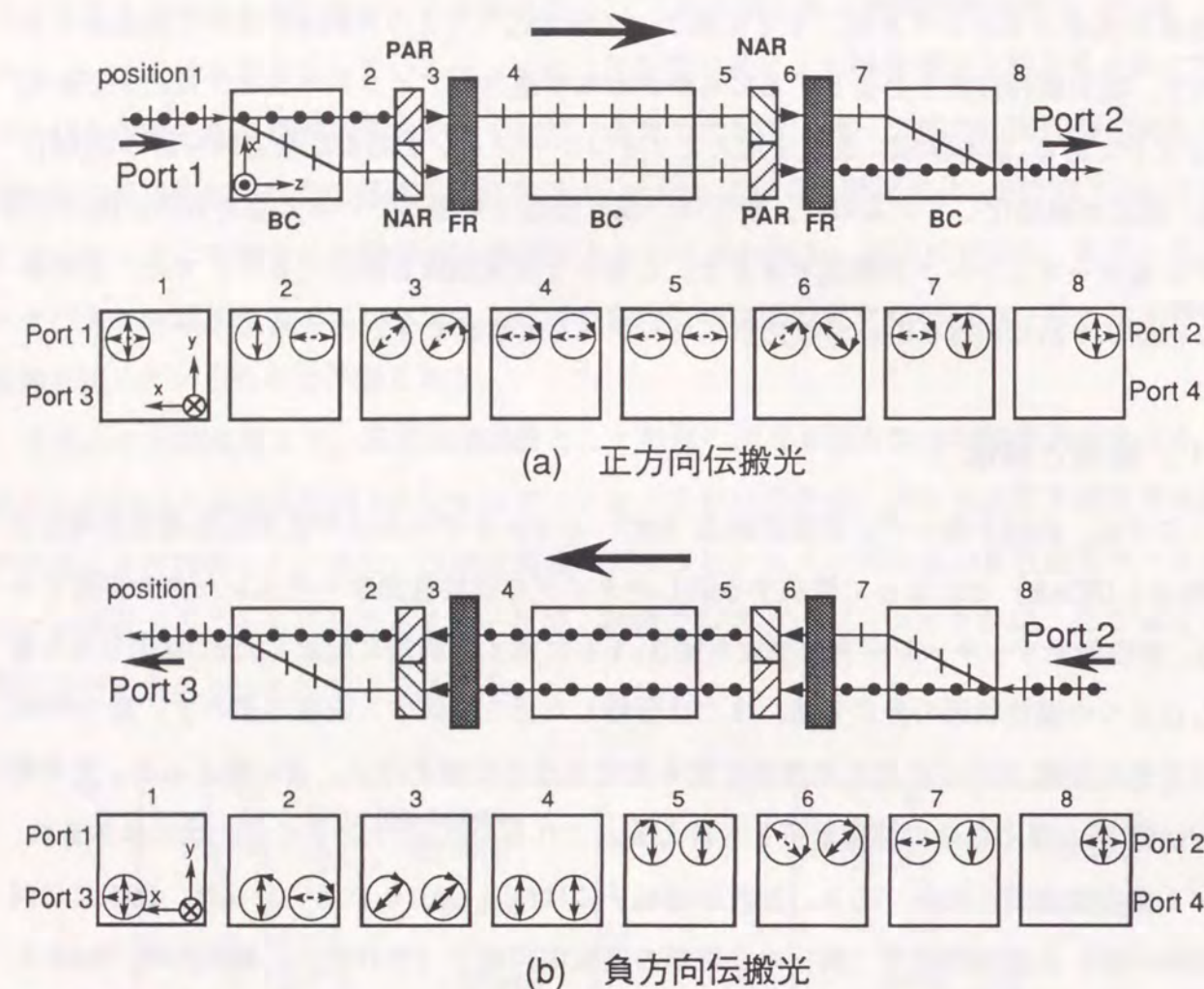


図3-19 伝搬光軌跡とXY平面内における光線の空間的位置および偏波状態

ーテーション座標系にもとづいて行。偏波面の回転方向は、光をZ軸の正方向へ伝搬させて、観測者がZ軸の正方向を向いて観測するとき、時計回りを正方向とする。

この構成における非相反動作のポイントは、紙面上を左から右へ向かうZ軸正方向への伝搬光は真中のBC中を常光として直進し、負方向への伝搬光はBC中を異常光としてY軸に沿って負方向へ移動しつつ伝搬する点である。

動作の詳細を図3-19に示す。図3-19はY軸に沿って見下ろした光の軌跡と、XY平面内における光線の空間的位置および偏波状態を示す図である。光線の空間的位置および偏波状態を示す図は、軌跡図のposition 1-8に対応させて示している。また、図3-19(a)はポート1からポート2へ伝搬する光について、図3-19(b)はポート2からポート3へ

伝搬する光について示している。

最初に、ポート1からポート2へ向かう正方向伝搬光について動作を述べる。ポート1から入射した光は、初めにBCによって常光と異常光に分離される。分離された後、常光の偏波面はPARによって時計回りに 45° 回転させられ、異常光の偏波面はNARによって反時計回りに -45° 回転させられる。すると2つの光線の偏波面はposition 3で平行となる。偏波面が平行な2つの光をFRによってさらに 45° 回転させると、真中のBCの入射端、position 4では偏波面はX軸に平行になる。偏波面がX軸に平行な光は、真中のBCの中を常光として伝搬するので、position 5ではXY平面内での空間的位置は変化しない。真中のBCを通過した2つの偏波面の平行な光線は、NARとFRおよびPARとFRを通過する際に、偏波面の回転を受けて再び直交した偏波状態となる。直交した偏波面を有する2つの光線はポート2に位置したBCによって合成され、SMFへと結合される。

一方、ポート2からポート3へ向けてZ軸の負方向へ伝搬する光は、図3-19(b)に示すように、真中のBC内で正方向伝搬光とは異なった経路をたどる。真中のBCの入射端、position 5では、FRの非相反性のため正方向へ伝搬する光の偏波面と直交することになる。この偏波面の光は、真中のBCにとって異常光となり、Y軸に沿って負方向へ移動しながら伝搬する。したがって、ポート2から伝搬してきた光は、ポート1の位置から真中のBC内における移動分だけ下方に位置するポート3より出力される。

同様に、ポート3からの正方向伝搬光は、真中のBC内を直進しポート4へ向かう。ポート4から入射した負方向伝搬光は真中のBC内をY軸下方へ移動するため、散乱し特定のポートへは結合されない。各光学素子の寸法をY軸方向へ長く伸ばすと、さらにポート5と6を設けることができ、ポート4からの光をそこへ導くこともできる。この場合、6ポートの光サーキュレータとして機能する他、第4.2節で提案するような高密度波長合分波器として用いると5波長の合分波が可能になる。

このように、光はポート1からポート2、3、4と順に伝搬していく。ただし、図3-17に示した構成では、ポート4から1へは戻ることはできない。構成を複雑にすることにより、ポート4からポート1へ戻ることのできる完全な光サーキュレータも構成可能である。その詳細は文献[68]にて述べている。

(2) アイソレーション特性

高性能光サーキュレータにおける逆方向アイソレーションや反射減衰量の特長について考察する。考察する前に、ポート間の伝搬を表す記号をまず定義する。4ポート光サーキュレータにおいてポート*i*から*j*へ伝搬する光を考える。ここで、*i*と*j*は1から4までの整数であり、かつ $j \equiv i+k \pmod{4}$ である。伝搬*k*=0は、反射による戻り光を意味し、反射減衰量によって特性を評価する。伝搬*k*=1は順方向伝搬を意味し、挿入損失によって特性評価を行う。伝搬*k*=2, 3は、逆方向伝搬を意味し、アイソレーション特性によって評価する。

高性能光サーキュレータにおける特性劣化要因には以下の各項が考えられる。

- (a) 偏波面回転子における回転誤差
- (b) 偏波面回転子における消光比
- (c) 光学素子からの反射

劣化要因(a)は、偏波面回転子の回転分散特性、温度依存性、および研磨誤差による回転子の厚さ(長さ)の誤差のために生じる。劣化要因(b)は、回転子厚(長さ)の不均一性、回転子結晶構造の不完全性および円二色性により決まる。劣化要因(a)と(b)は伝搬*k*=3となって現れ、劣化要因(c)は伝搬*k*=0および2となって現れる。これらの劣化要因の中で、劣化要因(c)は反射防止膜や光の進行方向に対する斜め配置により容易に取り除くことができるので、伝搬*k*=0と2によって生じる反射減衰量やアイソレーション特性は波長に依らず大きな値を確保できる。そこで、伝搬*k*=3によるアイソレーション特性について考察を深める。

伝搬*k*=3となって現れるアイソレーション特性*I*は次式によって表すことができる(付録A参照)。

$$I = -10 \log \left[\left(\tan^2(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \right) \left(\tan^2(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \right) \right] \quad (3-10)$$

ここで、 E_F と E_{AR} は、それぞれFRとOAR(PARまたはNAR)における消光比を、 $\Delta\theta_F$ 、 $\Delta\theta_{PAR}$ 、および $\Delta\theta_{NAR}$ は、それぞれFR、PAR、およびNARにおける45°からの偏波面回転誤差を示している。式(3-10)は、微小量の2乗からなる項の積によって表されている。これはFRとOARによって構成される一組の偏波面回転子を2組通過するためである。

従来構成の光サーキュレータでは偏波面回転子の通過は1組であるので、いずれかひとつの2乗の項のみによって表されることとなる。微小量の2乗の項によりアイソレーションの決る従来構成に比べて、4乗の項により決る高性能光サーキュレータの方がアイソレーション特性に優れることとなる。そのうえ、正接の括弧の中にある符号が反転していることは、回転誤差を打ち消す作用を示しており、波長依存性にも優れた特性を示すことが期待できる。

伝搬*k*=3によるアイソレーション特性を計算した結果を図3-20に示す。横軸は、45°からの偏波面回転誤差を示しており、縦軸はアイソレーションを示している。計算において、 $E_F = E_{AR}$ 、および $\Delta\theta_F = \Delta\theta_{PAR} = \Delta\theta_{NAR}$ を仮定した。高性能光サーキュレータでは消光比が45 dB以上あれば±3.5°の範囲において60 dB以上のアイソレーションを確保でき

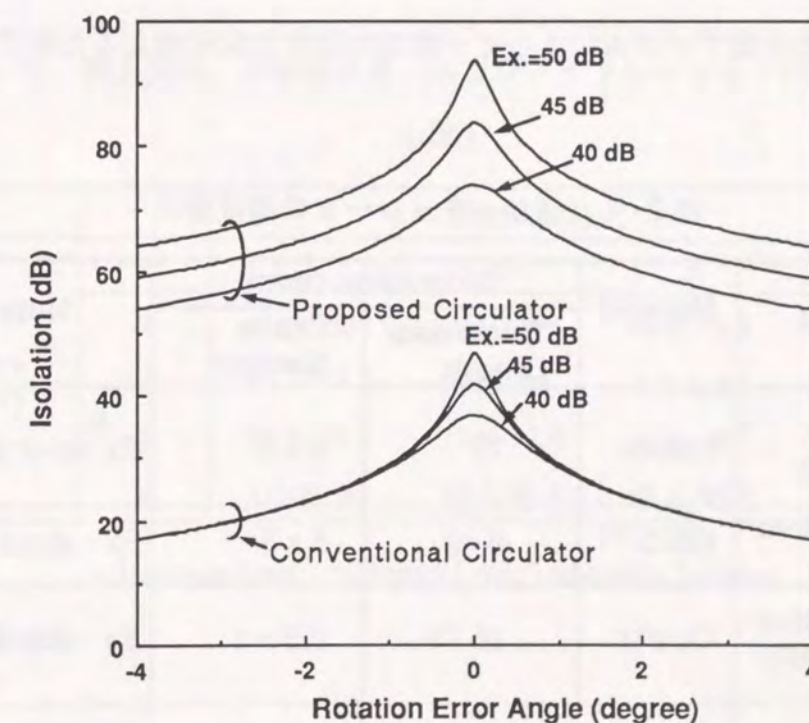


図3-20 偏波面回転誤差とアイソレーションとの関係

ることを示している。また、消光比の高い材料を用意すれば、それだけ高いアイソレーション値が得られるのが分かる。一方、従来構成のサーキュレータではすでに述べたように全体としてアイソレーション値が低く、また消光比の高い材料を用いても回転誤差の小さい範囲にその効果が現れるにすぎないのが分かる。

(3) 試作と実験

高性能光サーキュレータを試作し、実験によりその特性を確認した。試作に用いた各光学素子を表3-4に示す。各素子の端面には反射減衰量を高めるために反射率が0.1%以下の反射防止膜が施してあり、SMFの端面には8°研磨が施されている。結合用レンズにも同様の理由から結合特性に優れたSELFOCレンズではなく、2mmφの球レンズを使用した。BCには方解石を用い、PARやNARには水晶を用いた。ファラデー回転子には、 $Gd_{3-x}Bi_xFe_5O_{12}$ を用いた。試作した高性能光サーキュレータを図3-21に示す。両端のBC間の長さは79mmであり、ファイバ結合部を含めた全体の寸法は、 $91 \times 32 \text{ mm}^2$ である。実際の構造では、SMFとの結合部が図3-18で示した構成とわずかに異なっている。これは、SMFとBCとの間に挿入した角度プリズムによって一度光の進行方向を変えるためである。

表3-4 光サーキュレータの構成部品

Component	Material	Dimension (mm)		Note
		Thickness/Length	Cross Section	
Birifringent Crystal (BC)	Calcite	12	5 x 5	(2) Ex : over 50 dB
Faraday Rotator (FR)	GBIG (1)	0.48	5 x 5	Ex : about 40 dB
Optically Active Rotator (OAR)	Quartz	15.79	2.5 x 5	Ex : about 38 dB
Lens			2 mmφ	Spherical Lens

(1) $Gd_{3-x}Bi_xFe_5O_{12}$

(2) Ex: ExtinctionRatio

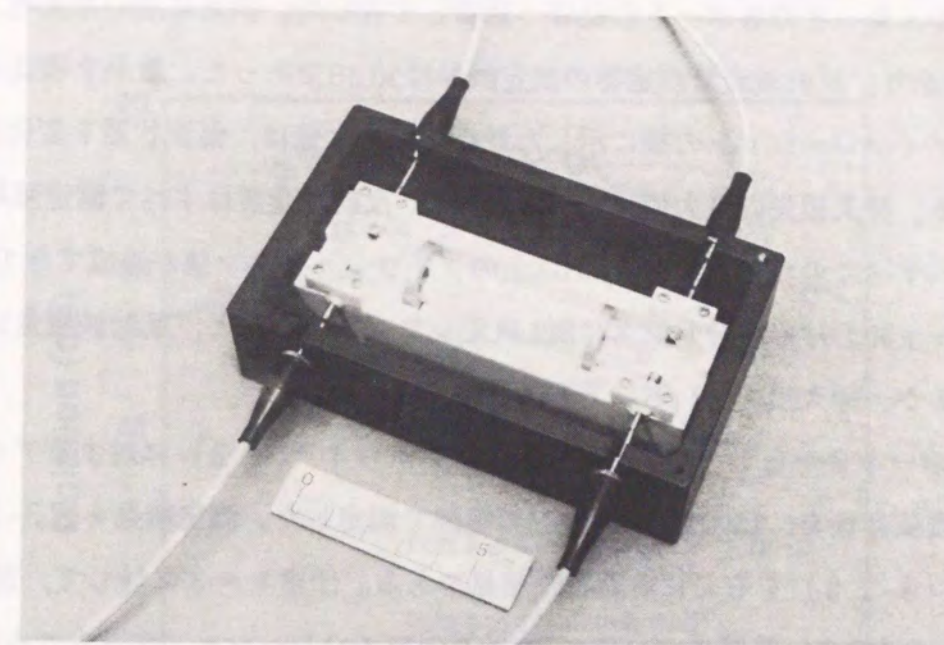


図3-21 試作した高性能光サーキュレータ

表3-5 挿入損失、反射減衰量、およびアイソレーションの測定結果 (dB)

		Port(OUT)			
		1	2	3	4
Port (IN)	1	OVER 50*	1.4-1.5 ⁺	70.6-71.9	70.5-71.0
	2	71.2-73.3	OVER 50*	1.3-1.4 ⁺	70.5-71.3
	3	75.5-76.0	73.9-74.8	OVER 50*	1.4-1.5 ⁺
	4	OVER 90	75.5-76.8	68.0-68.5	OVER 50*

+; Insertion Loss, *; Return Loss, otherwise; Isolation

試作した高性能光サーキュレータについて挿入損失、反射減衰量、およびアイソレーション値を測定した。測定は、 $1.5\mu\text{m}$ 帯可変波長光源からの光をファイバ型偏波制御器を介して光サーキュレータの各ポートのSMFへ結合して行った。測定に用いた光電力計の感度は -90 dBm であり、反射減衰量測定器の測定限界は 50 dB であった。結果を表3-5に示す。挿入損失とアイソレーションの欄に示した最小値と最大値は、偏波状態を変化させて測定した値である。挿入損失の最大値は 1.5 dB であり、反射減衰量はすべて測定限界以上であった。また、すべてのポート間で 60 dB 以上のアイソレーション値が達成できているのが分かる。各ポートにおける結合レンズにSELFOCレンズを用いると、反射減衰量は 40 dB 程度まで劣化するが、挿入損失は 1 dB 以下を確保できる[67]。

さらに、ポート2から1 ($k=3$)とポート2から4 ($k=2$)に対するアイソレーション値の波長依存性を、 1500 から 1590 nm の範囲で測定した。測定結果を図3-22に示す。実線は、式(3-10)をもとに計算した結果である。伝搬 $k=3$ に対して、波長 1510 nm から 1580 nm までの広い範囲において 60 dB 以上のアイソレーションが達成できているのがわかる。伝搬 $k=2$ に対するアイソレーションは、波長によらず一定であり、 70 dB 以上を確保できるのが分かる。

このように、PBSを用いることなく光サーキュレータを構成することができ、その特性として挿入損失 1.5 dB 以下でアイソレーション 60 dB 以上を達成できることを示した。また、反射によって光路を変化させていないので、製作も容易である。

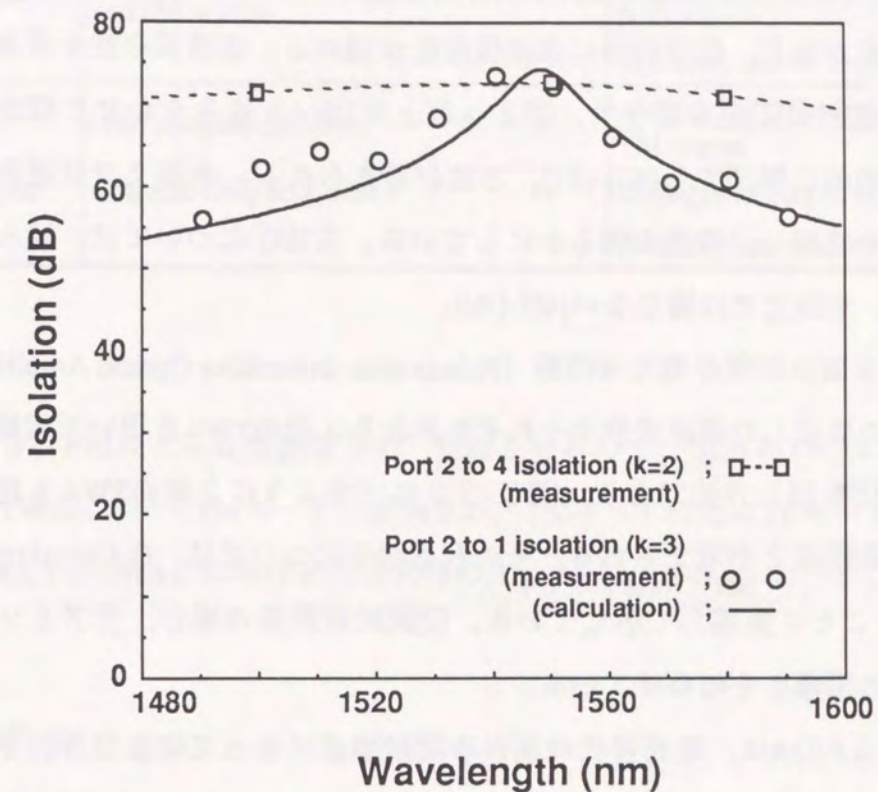


図3-22 アイソレーションの波長依存性

3. 4 偏波無依存型高利得半導体レーザ増幅器

3. 4. 1 偏波無依存型光増幅器の構成とその準備

一般に、TWAでは導波路構造の幾何学的非対称性のためにTEモードとTMモードに対する閉じ込め係数に差が生じ、信号利得に偏波依存性が現れる。偏波依存性を解決するには、①TWA素子の構造設計に工夫を凝らす、②2つ以上のTWAを組み合わせた複合構成によって偏波依存性を等価的に解消する[50]-[51]、方法が考えられる。本論文では複合構成による方法について構成を提案し、特性を明らかにしている。方法①については、辻らが势力的に研究を進めており、本論文では論じない[45]-[49]。

複合構成による偏波無依存型光増幅器 (Polarization-Insensitive Optical Amplifier : PIOA) は、信号光中の2つの直交した偏波成分をそれぞれ異なる2個のTWAを用いて増幅することによって偏波無依存化を図る方法であり、図3-23に示すように2個のTWAを縦続配置する構成と並列配置する構成とが考えられる。その利害得失については、G.Grosskopfらが文献[49]の中で表3-6のごとく整理して示している。縦続配置構成の場合、光アイソレータの必要性を述べ、実現の困難さを匂わせている。

本研究におけるPIOAは、高利得化の図れる縦続構成によって偏波依存性を解消しようとするものである。その構成を図3-24に示す。2個のTWAの間にあらゆる偏波面を90°回転させる光アイソレータ (90° Polarization Rotation Isolator : PRI) を挿入している。光がPRI

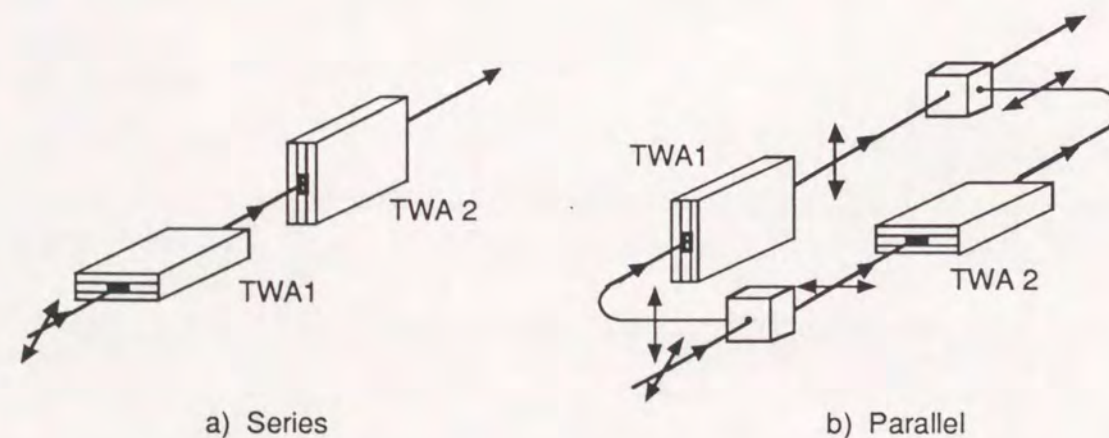


図3-23 偏波無依存型光増幅器の構成例

表3-6 縦続配置と並列配置における利害得失[49]

	(a) Series	(b) Parallel
Advantages	-simple configuration -no time delay difference between TE and TM waves	-no coupled cavities -amplifier can be optimised for TE polarisation -isolators can be applied
Disadvantages	-two coupled cavities -internal coupling losses	-time delay difference between TE and TM waves -changes of output state of polarisation -beam splitting losses

を通過するとき、PRIはどんな偏波面も90°回転させるので、前方のTWAにおけるTEモードの光は後方のTWAにおいてTMモードに変換され、TMモードの光はTEモードへ変換される。そこでもしTWA1とTWA2における信号利得の比 $\gamma_1 = G_{TE1}/G_{TM1}$ と $\gamma_2 = G_{TE2}/G_{TM2}$ が、次の関係

$$\gamma_1 = \gamma_2 \quad (3-11)$$

を満足すると偏波に依存しない光増幅器が実現できることになる。ここで、 G_{TE1} と G_{TM1} および G_{TE2} と G_{TM2} は、それぞれTWA1およびTWA2におけるTEとTMモードに対する信号利得である。図3-24中に点線で示した干渉膜フィルタは、TWA1からTWA2へ結合する自然放出光量を抑圧し、飽和による利得の低下を抑えるために挿入する。

PRIの構成と光の伝搬の様子を図3-25に示す。PRIは一对のBC、水晶45°回転子 (QR)、FRおよび一对のレンズから構成される。光が順方向へ伝搬する場合、図3-25 (a) に示すようにTWA1から出射された光はレンズによってまず平行光線になり、初めのBCによって常光線と異常光線とに分離される。常光線と異常光線の偏波面は、FRとQRを通過することによって90°回転させられる。偏波面の回転によって常光線と異常光線の関係が入れ換わり、2番目のBCによって合成される。合成された後に、レンズによってTWA2へ結合される。しかしながら、逆方向へ伝搬する光の場合、図3-25 (b) に示すようにFRによる非相反性回転のためにFRとQRを通過しても偏波面は変化しないので、常光線と異常光線とはBCの中で合成されない。したがって、各光線はレンズによってTWA1へは結合されない。ただし、レンズの直径はBCによる光線の分離幅よりも小さい必要がある。

実験では、有効直径 1.9 mm ϕ ，開口数 0.6 の SELFOC レンズを用いた。このレンズによる平行光線の直径は 1.8 mm となるので，長さ 20 mm の方解石を BC として用いた。ここで，直径 1.8 mm とは光強度がピーク強度より 30 dB だけ小さくなった時の光線の直径を指している。また，長さ 20 mm の方解石による常光線と異常光線との分離幅は約 2 mm であり，レンズの有効径よりも広くなるように設計されている。

作製した PRI の順方向損失は 2 dB，逆方向損失（アイソレーション）は 30 dB である。また，偏波面の 90° からの回転誤差は波長 1278 nm にて 2° であった。なお，順方向と逆方向の損失値は，TWA をシングル・モードファイバに置き換えて測定した結果である。

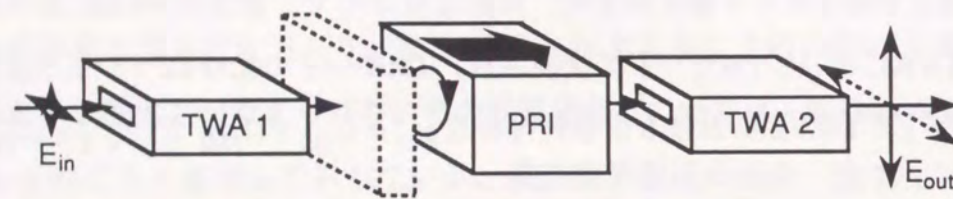


図 3-2 4 提案するPIOAの構成

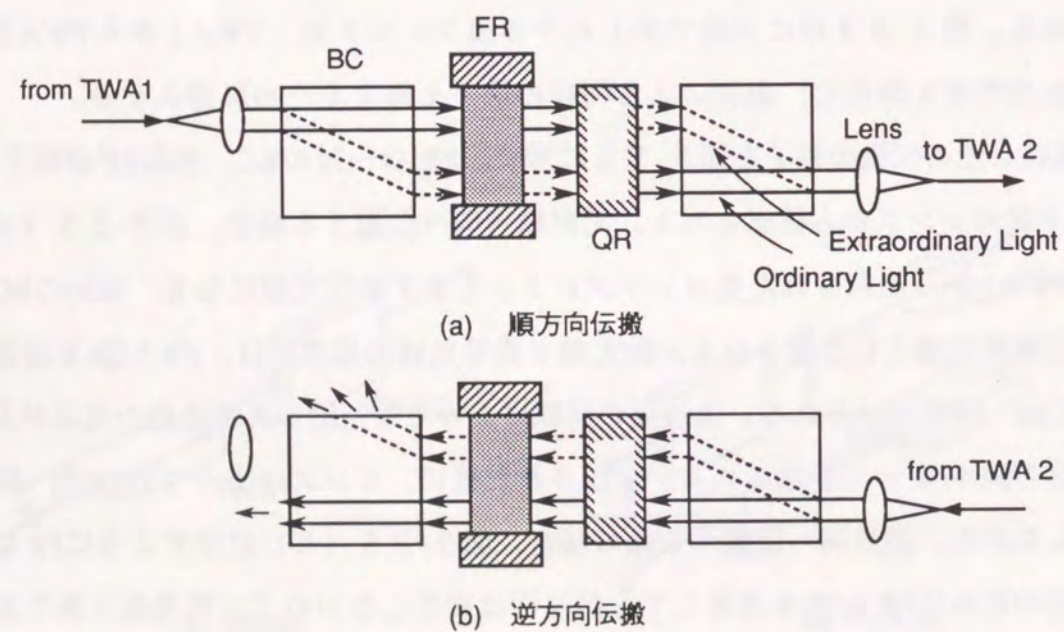


図 3-2 5 PRIの構成と光の伝搬の様子

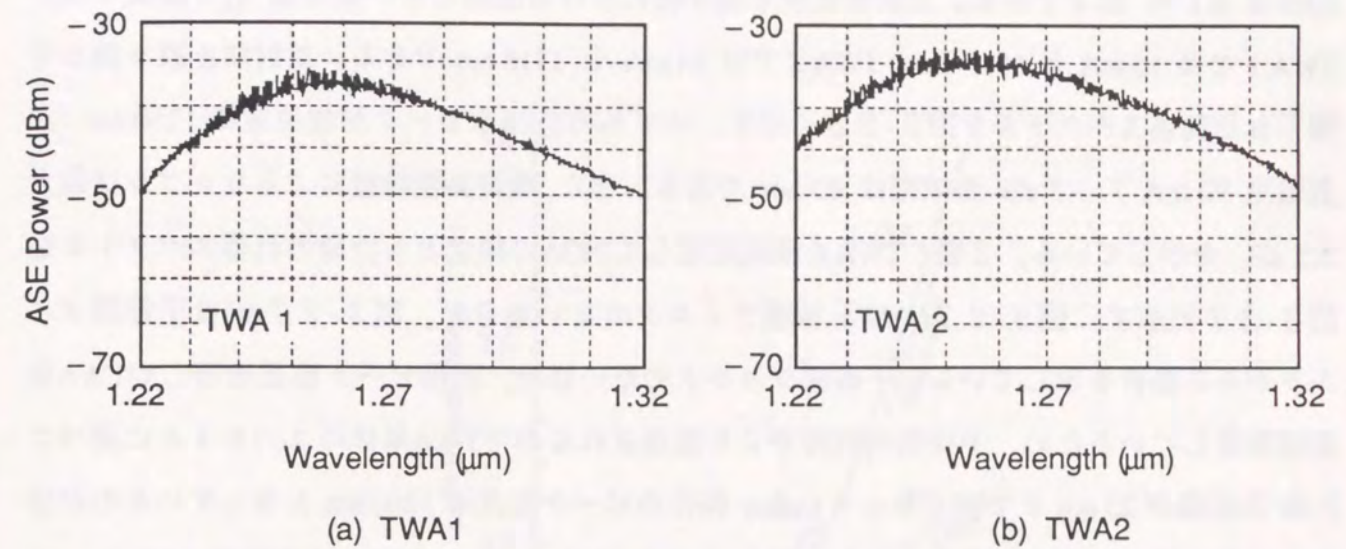


図 3-2 6 実験に用いたTWAの利得スペクトル
(ASE Power ; Amplified Spontaneous Emission Power)

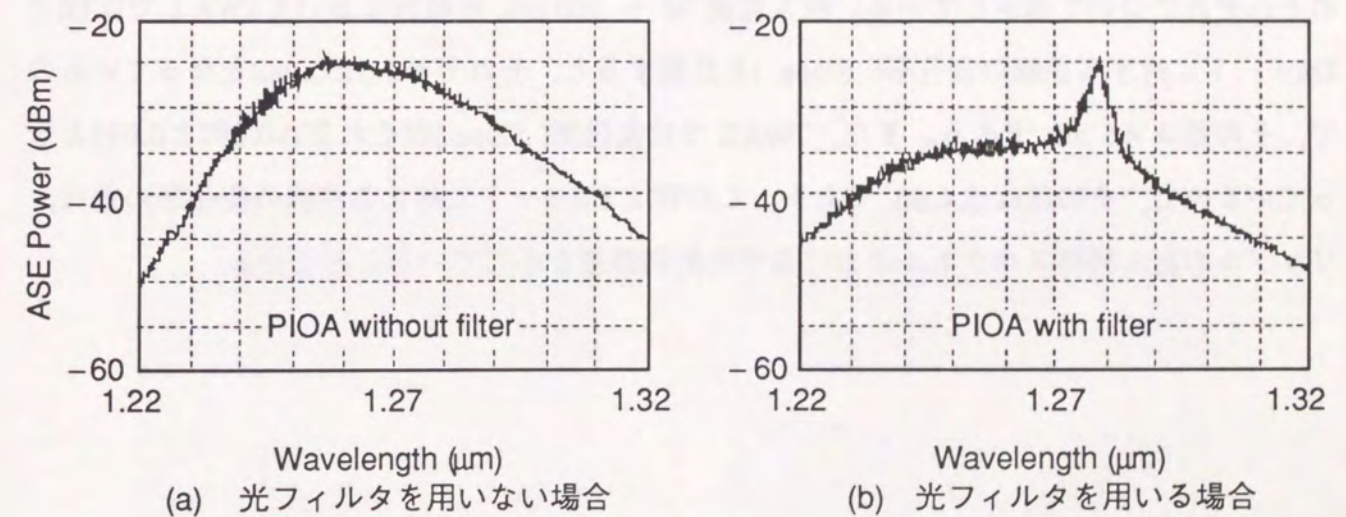


図 3-2 7 PIOA構成における利得スペクトル
(ASE Power ; Amplified Spontaneous Emission Power)

PIOAを構成するのに用いた2個の半導体レーザ増幅器TWA1とTWA2は、両端面に反射防止膜を施した $1.3\ \mu\text{m}$ 帯BH-LDである。増幅器長 L は $300\ \mu\text{m}$ 、反射防止膜を施した後の反射率は 0.1% 以下である。反射防止膜を施す前における発振しきい値電流 I_{th} と波長 λ は、TWA1では 15 mA と 1315 nm 、TWA2では 14 mA と 1316 nm である。反射防止膜を施して得られた利得スペクトルを図3-26に示す。いずれのTWAもピーク利得波長は 1250 nm (注入電流 90 mA)、 3 dB 帯域幅は 40 nm である。また、残留共振特性によるリップルは最大 2.5 dB を示している。2個のTWAを縦続配置してPIOAの構成とした時の利得スペクトルを図3-27に示す。図3-27(a)は干渉膜フィルタのない場合を、図3-27(b)は干渉膜フィルタがある場合を示している。干渉膜フィルタのない場合、利得ピーク波長の等しいTWAを縦続配置しているため、中央部の利得がより強調されるのでTWA単体のスペクトルに比べて 3 dB 帯域幅が 25 nm まで狭くなっている。利得のピーク波長は 1260 nm となっているのが分かる。干渉膜フィルタを挿入すると、図3-27(b)に示すように自然放出光強度(ASE Power)のピークがフィルタの透過波長である 1278 nm となっている。そのピーク強度は、図3-27(a)に示した波長 1278 nm におけるASE Powerに比べて 3 dB だけ大きくなっている。これは、TWA1から出射される自然放出光の多くがフィルタによって除去されるため利得飽和により利得の低下が小さくなるためである。

図3-28は、注入電流対光強度曲線について測定した結果を示している。TEとTMモードのそれぞれについて測定している。注入電流 $70\sim 100\text{ mA}$ の範囲においてTWA1ではTEとTMモードに対する曲線の変化率(Slope)を比較すると、それぞれ 0.3 と 0.082 となっているので、その差は 4.5 dB である。また、TWA2では変化率(Slope)がそれぞれ 0.087 と 0.035 となっているので、その差は 5.4 dB である。このTEとTMモードに対する曲線の変化率の差は、リップルのある利得スペクトルにおける平均的利得差を示しているとみなせる。

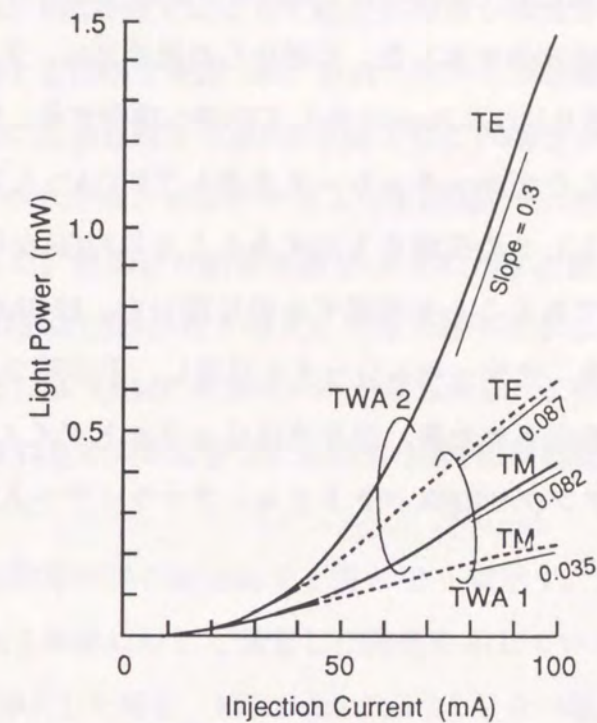


図3-28 注入電流対光強度曲線

3. 4. 2 信号利得と飽和出力光強度

(1) 信号利得

提案したPIOAの特性を測定する実験系を図3-29に示す。光源には、波長 1278 nm のDFB-LDを用いた。光源用LDとPIOAには、実験系の安定性を高めるためにペルチェ素子により 1/10 °C の精度で温度制御を施した。光源からの信号光は、光アイソレータ、1/2 波長板 ($\lambda/2$ Plate), および 1/4 波長板 ($\lambda/4$ Plate) を介してSMFへ結合する。SMFに結合した信号光は双方向同時増幅にて試作した光サーキュレータを介してPIOAへ入力される。光サーキュレータには光アイソレータとしての役割をもたせるとともにPIOAからの自然放出光強度をモニタし、結合効率が一定であることを確認するのに用いた。PIOAからの増幅信号光は、いったんSMFへ結合された後、光サーキュレータを通過し、干渉膜フィルタへ入力される。そこで余分な自然放出光が除去された後、信号光はGeフォトダイオード (Ge-PD) によって検出され、ロックイン・アンプやRFスペクトラム・アナライザへ入力される。ロックイン・

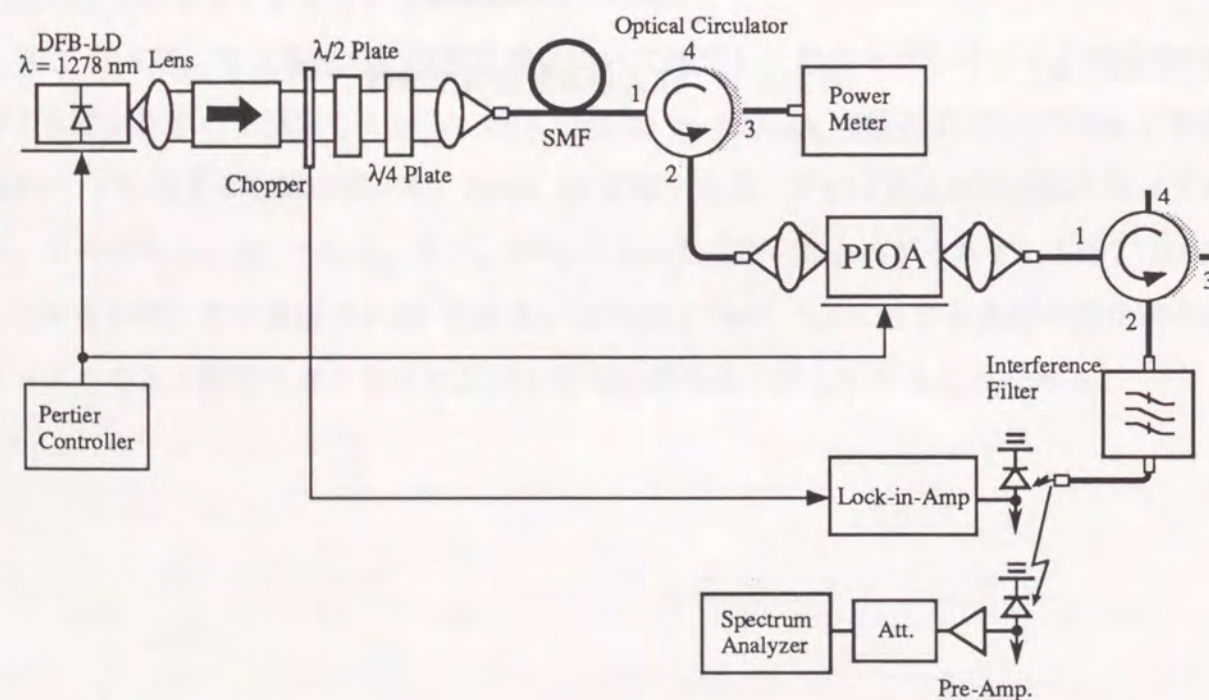
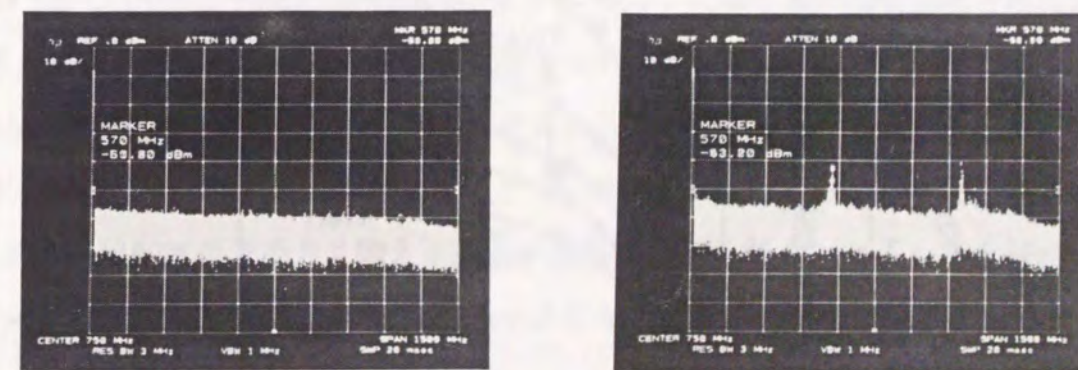


図3-29 実験系の構成

アンプは信号利得の測定に、RFスペクトラム・アナライザは、共振器結合の除去効果の観測や雑音特性の測定に用いる。なお、Ge-PDとRFスペクトラム・アナライザとの間には、等価雑音電流が $7.8 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ のプリアンプと減衰器を設置しており、減衰器は雑音特性を測定する際に用いる。

信号利得の測定に先立ち、PRIの挿入によって結合共振器が構成されるのを防ぐことができることを検証した。TWA1とTWA2を26 cm, 自由スペクトル範囲に換算すると560 MHzだけ隔てて配置し、その間に1/2波長板またはPRIを挿入してTWA2から放たれる自然放出光を電気信号に変換してRFスペクトルアナライザによって観測した。PRIを挿入した時のTWA間の結合効率は9 dBであった。観測した結果を図3-30に示す。図3-30(a)はPRIを挿入した時の様子を、図3-30(b)は1/2波長板を挿入した時の様子を示している。1/2波長板を挿入した時には、570 MHzと1.14 GHzに共振ピークが見られる。この2つの共振ピークが、PRIを挿入した時には観測されないのが分かる。このようにPRIは縦続構成にとって欠かせない構成部品である。

注入電流に対する未飽和信号利得の測定結果を図3-31に示す。PIOAとその中に組み込んでいるTWA1およびTWA2単体に対して測定した結果を示している。PIOAに対する測定結果は、干渉膜フィルタを挿入した場合 (PIOA with filter) としない場合 (PIOA without filter)



(a) PRI有り

(b) PRI無し

図3-30 PRIによる結合共振器の除去の様子

V: 10 dB/div., H: 150 MHz/div

の両方について示している。さらに、偏波状態を変化させて信号利得の最大値と最小値を測定し、その結果についても示している。TWA単体に関してはTEとTMモードに対する信号利得が示されている。いずれの測定でも信号利得は注入電流に対して約100 mAで飽和した。

PIOAの信号利得は、注入電流が約100 mA付近では、干渉膜フィルタを挿入した場合38 dB（最大値）、干渉膜フィルタを挿入しない場合でも35 dB（最大値）も示しているのが分かる。ファイバ間利得に変換すると、それぞれ29 dBと26 dBとなり、ファイバ間利得が20 dBを越えているのが分かる。干渉膜フィルタを挿入しないと、TWA 2に結合する自然放光によって生じる利得飽和のため、信号利得が3 dBだけ小さくなっている。偏波状態を変化させて生じる信号利得の偏差は、干渉膜フィルタの挿入時で1 dB、非挿入時で0.6 dBを示している。

次に、利得の偏波依存性について眺めてみると、TWA 1およびTWA 2における信号利得は、TEモードの場合それぞれ24 dB (G_{TE1})と28 dB (G_{TE2})であり、TMモードの場合それぞれ19 dB (G_{TM1})と22 dB (G_{TM2})となっているのが分かる。したがって、TWA 1におけるTEモード利得 G_{TE1} とTMモード利得 G_{TM1} の差 γ_1 は5 dB、TWA 2では G_{TE2} と G_{TM2} の

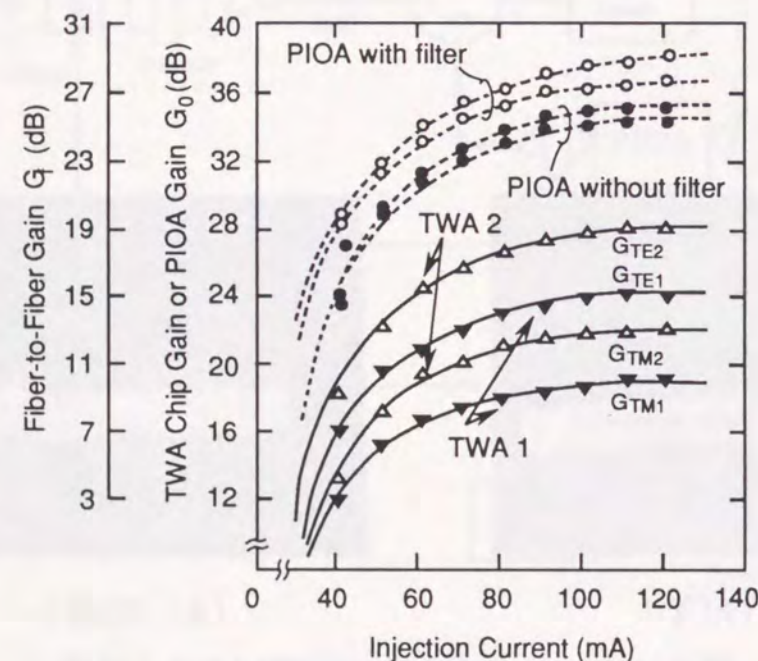


図 3-3 1 注入電流と信号利得との関係

差 γ_2 は、6 dB である。これらの利得差が、PIOA構成にすることによりフィルタを用いた場合1 dB、フィルタを用いない場合0.6 dBに抑えられている。提案しているPIOA構成が偏波依存性を解消するのに有効であるのが分かる。利得偏差が、フィルタを用いた場合よりフィルタを用いない場合に小さくなるのは、利得飽和によってTWA 2の信号利得が小さくなるのと同時に利得偏差も小さくなるためと思われる。

では、入力信号光の偏波状態に対してPIOA信号利得はどのような変動をするのであろうか？この点について解析的に考察する。PIOAに偏光方向 θ の信号光が入力されると、TEとTMモードに対してそれぞれ $\cos^2 \theta$ と $\sin^2 \theta$ の割合で光強度が分割される。利得変動は、 γ_1 と γ_2 との違いによって生じるだけではなく、PRIによる偏波面の 90° からの回転誤差によっても生じるので、回転誤差を δ (RAD) とすると、PIOAにおける信号利得は、次式によって表すことができる。

$$G_0 = \gamma_1 \eta_{int} G_{TM1} G_{TM2} G_v \quad (3-12)$$

$$G_v = \left(\cos^2 \theta + \left(\frac{\gamma_2}{\gamma_1} \right) \sin^2 \theta \right) + \delta \frac{(\gamma_2 - 1)}{\sqrt{\gamma_1}} \sin 2\theta \quad (3-12a)$$

ここで、 η_{int} はTWA間の結合効率、 G_v は偏光方向に対する利得変動量を示している。

利得変動量 G_v について計算した結果と実験結果を図3-32に示す。計算に際して、偏波面回転誤差 δ を、試作したPRIにおける誤差と同じ 2° とした。計算結果と実験結果はよく一致しているのが分かる。PIOA構成における利得変動の最大値は、 γ_1/γ_2 より回転誤差による影響分だけわずかに大きくなる。利得が $\gamma_1 = \gamma_2$ の関係にあっても、回転誤差が 2° あると約0.4 dBだけ利得が変動している。関係 $\gamma_1 = \gamma_2$ における利得変動量を回転誤差に対して計算した例を表3-7に示す。利得変動量を0.1 dB以下に抑えるためにはPRIによる回転誤差を 0.5° 以下となるように設計する必要があることが分かる。このような結果から、偏波依存性を小さくするには、まず利得差 γ_1 と γ_2 がよく一致しているTWAを選別するとともに、PRIにおける回転誤差を小さく抑えることが重要となる。なお、フィルタを用いない場合には、 γ_2 は利得飽和のためわずかながら小さくなるため、TWA 2の選別に際して γ_1 より大きい γ_2 を選別した方がよい。

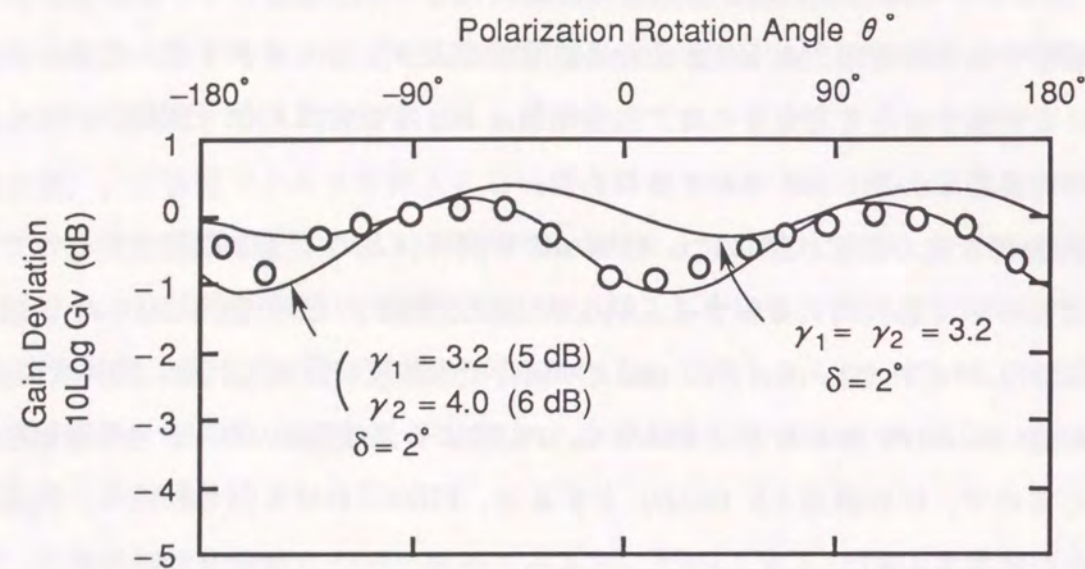


図 3-32 信号利得の偏波面依存性

表 3-7 関係 $\gamma_1 = \gamma_2$ における利得変動量 (dB)

	Rotation errors δ		
	0.5°	1°	2°
$G_v (\gamma_1 = 3 \text{ dB})$	0.06	0.11	0.22
$G_v (\gamma_1 = 4 \text{ dB})$	0.07	0.15	0.30
$G_v (\gamma_1 = 5 \text{ dB})$	0.09	0.18	0.36

(2) 飽和出力

PIOAにおける飽和出力光強度は、基本的にはTWA単体における特性によってほぼ決定される。違いが生じるのは後段のTWA2がTWA1からの自然放出光によって直流的に飽和するため飽和出力がわずかながら大きくなる点である。これはTWA2における利得係数 $g_2(z)$ が次のような式によって表されることから理解できる。

$$g_2 = \frac{g_0}{\left(1 + \frac{I_{sig} + I_{ASE}}{I_{sat}}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{I_{ASE}}{I_{sat}}\right)} \frac{g_0}{\left(1 + \frac{I_{sig}}{I_{sat} + I_{ASE}}\right)} \quad (3-13)$$

ここで、 I_{ASE} はTWA1からTWA2の活性層へ結合した自然放出光強度である。

式(3-13)は、自然放出光強度 I_{ASE} の項が加わるために、飽和強度が等価的に I_{sat} から $(I_{sat} + I_{ASE})$ へと I_{ASE} だけ大きくなり、利得係数 g_0 が $1/(1 + I_{ASE}/I_{sat})$ 倍に小さくなることを示している。したがって、信号利得は小さくなるが、飽和出力は大きくなる。なお、自然放出光強度 I_{ASE} による利得飽和は時間に対して一定であるため、クロストークとはならず伝送特性上の動的な劣化や消光比劣化をもたらすことはない。

図3-33には出力光強度に対するファイバ間利得の変化を測定した結果を示す。干渉膜フィルタを挿入した時の結果としない時の結果を示している。注入電流は90 mAである。式(3-13)で予測したように、フィルタを挿入せず多くの自然放出光がTWA2に結合した時のほうが、フィルタを挿入した時よりも信号利得は小さいが、飽和出力は大きくなっている。信号利得は、3dBだけ小さくなり、飽和出力は1 dBmだけ伸びている。PIOA構成によってわずかではあるが飽和出力を大きくできることがわかる。なお、干渉膜フィルタを挿入した時の飽和出力値はTWA2単体におけるそれと同じである。

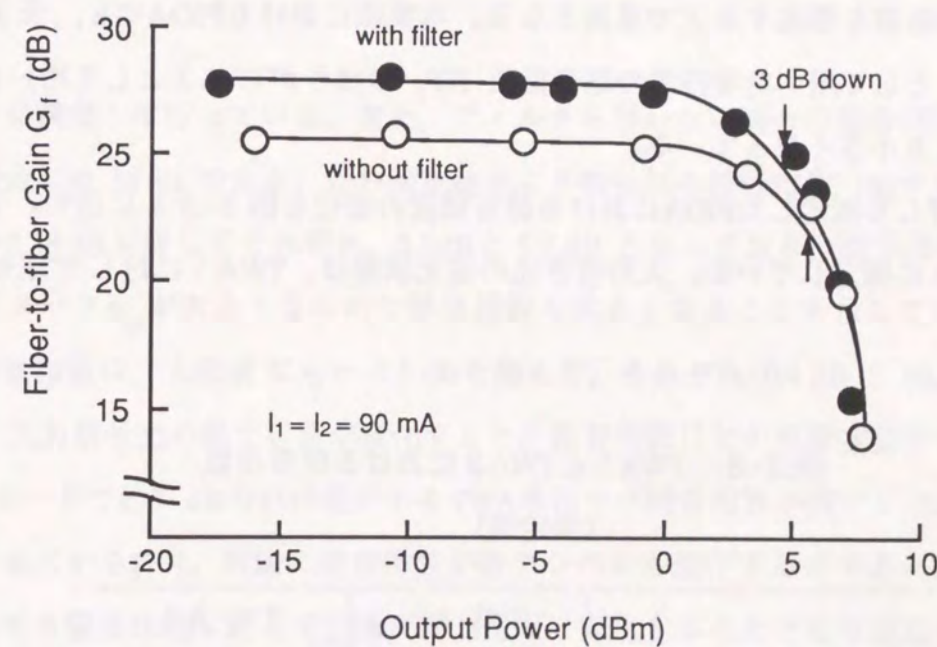


図 3-33 出力光強度に対するファイバ間利得

3. 4. 3 雑音指数

一般に、TWAが放つ雑音の中では、信号光と自然放出光間のビート雑音(Sig.-Sp. Noise)と、自然放出光間ビート雑音(Sp.-Sp. Noise)が最も支配的な雑音である。Sp.-Sp. Noiseは光フィルタにより影響を小さくできる雑音であり、Sig.-Sp. Noiseは信号光に本質的に伴う雑音である。光フィルタを用いてSp.-Sp. Noiseを除去することによりSig.-Sp. Noiseが支配的となった領域では、雑音指数 NF を定めることができ、

$$NF = 2n_{sp}\chi \quad (3-14)$$

と表される。さらに、TWAが縦続に配置されると全体の雑音指数 NF_t は、

$$NF_t = \frac{NF_1}{\eta_1} + \frac{NF_2}{\eta_1 G_1 \eta_2} + \dots + \frac{NF_i}{\eta_{i-1} G_{i-1} \eta_i} + \dots \quad (3-15)$$

となる[69]。ここで、 NF_i ($i=1,2,\dots$) は第 i 番目のTWAにおける雑音指数、 G_i は第 i 番目のTWAの信号利得、 η_i は第 $i-1$ 番目のTWAと第 i 番目のTWAとの間の結合効率である。式(3-15)から分かるようにTWAの縦続接続における雑音指数 NF_t は、結合効率の積 $\eta_i \eta_{i-1}$ が信号利得 G_i に比べ十分小さい場合、電気回路で用いられる雑音指数と同様に、初段の光増幅器の雑音指数に支配される。したがって、本PIOA構成でも初段に雑音特性のよいTWAを配置することが光増幅器を構成する上で重要となる。本実験におけるPIOAでも、表3-8に示すように、TWA1として用いた増幅器の雑音指数 NF_1 のほうがTWA2として用いた増幅器の雑音指数 NF_2 より小さくなっている。

入力光強度に対して測定したPIOAにおける雑音強度の変化を図3-34に示す。干渉膜フィルタの有無ごとに測定している。入力信号光の偏光状態は、TWA1に対してTEモードと

表3-8 TWA1とTWA2における雑音指数
(測定値)

		TWA1	TWA2
NF (dB)	TE	5.2	5.9
	TM	5.3	6.2

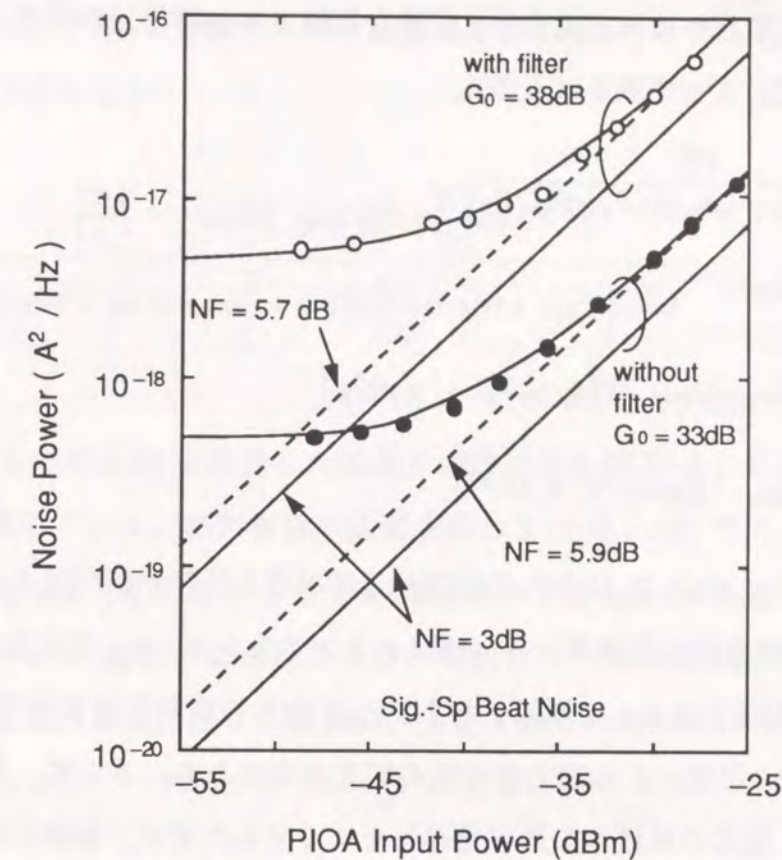


図3-34 PIOAにおける入力光強度と雑音強度との関係

なるように調整して行っている。また、フィルタを用いない場合の信号利得 G_0 は33 dB、用いた場合には38 dBである。この測定結果より得られる雑音指数($\eta_f = 0$ dB換算)は、 $G_0 = 33$ dBと38 dBに対してそれぞれ、5.9 dBと5.7 dBとなっており、信号利得が小さいと反転分布パラメータ n_{sp} が大きくなるので雑音指数も大きくなることを示している。なお、ファイバ間雑音指数は、上記値に $\eta_f = -4.5$ dBを加えて、それぞれ10.4 dBと10.2 dBとなる。

では、入力信号光の偏光状態が変化すると、雑音指数はどの程度変動するのであろうか？TEとTMモードで約5 dBの利得差のあるTWA単体では雑音指数が数デシベルも変化することが報告されている[70]。同様に雑音指数が数デシベルも変化するのであれば、同じ入力光強度であっても偏光状態に応じてSNRが同じ量だけ変化することとなり安定な伝送系を構成するのが困難となる。そこで、入力信号光の偏光方向 θ に対する雑音指数の変化を解析し、雑音指数の偏光状態に対する特性を明らかにしておくことが必要である。

信号光と自然放出光とのビート雑音が支配的な領域では、信号光の偏光方位角 θ に対して PIOA の SNR は、次式によって表される[70]。

$$\frac{S}{N} = \frac{P_0^2}{(2n_{sp1}\chi_1 P_{sp1} + 2n_{sp2}\chi_2 P_{sp2})P_0(2B_0)} \quad (3-16)$$

$$P_0 \equiv \left(\frac{P_{in}}{h\nu}\right)G_0 \quad (3-16a)$$

$$P_{sp1} \equiv \eta_b G_{TM2}(G_{TM1} - 1)(\gamma_2 \cos^2 \beta + \gamma_1 \sin^2 \beta) \quad (3-16b)$$

$$P_{sp2} \equiv (G_{TM2} - 1)(\gamma_2 \cos^2 \beta + \sin^2 \beta) \quad (3-16c)$$

ここで、 n_{spi} および χ_i ($i=1, 2$) はそれぞれ TWA i における反転分布パラメータおよび過剰雑音係数、 B_0 は電気段増幅器帯域幅、 $h\nu$ は光子エネルギー、 P_{in} は入力光強度、 P_0 は出力光強度、 P_{sp1} は TWA 2 によって増幅された TWA 1 からの自然放出光強度、 P_{sp2} は TWA 2 が放った自然放出光の強度、 β は出力信号光の偏光方向である。さらに、 $\beta = (\sqrt{\gamma_1 / \gamma_2}) / \tan \theta$ である。なお、数式の煩雑さを避け見通しをよくするために、偏波回転角誤差 δ を零と置き、TE と TM モードに対する $n_{spi}\chi_i$ ($i=1, 2$) は互いに等しいことを仮定した。

入力信号光における SNR は $P_{in} / (2B_0 h\nu)$ で表されるので、入力信号光における SNR に対する出力信号光における SNR の比で表される PIOA の雑音指数は次式となる。

$$NF_{PIOA} = \frac{NF_1}{\eta_f} + \frac{NF_2}{\eta_f G_{TE1} \eta_{int}} \quad (3-17)$$

$$NF_1 \equiv 2n_{sp1}\chi_1 \frac{\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right)^2 + \tan^2 \theta}{\left(\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right) \cos^2 \theta + \sin \theta \tan \theta\right)^2} \quad (3-17a)$$

$$NF_2 \equiv 2n_{sp2}\chi_2 \frac{\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right)^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tan^2 \theta}{\left(\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right) \cos^2 \theta + \sin \theta \tan \theta\right)^2} \quad (3-17b)$$

PIOA では G_{TE1} が結合効率の積 ($\eta_{int}\eta_b$) に比べて十分大きいので、式 (3-17) より $NF_{PIOA} \doteq NF_1$ とみなせる。 NF_1 は、項 γ_1 / γ_2 が 1、すなわち $G_{TE1} / G_{TM1} = G_{TE2} / G_{TM2}$ であれば、 $2n_{sp1}\chi_1$ となって、 θ に対して一定となる。

さらに、偏波回転誤差 δ の影響を一次の項まで考慮して NF_1 の θ に対する雑音指数変動量 ΔNF を求めると次式となる。

$$\Delta NF = \frac{\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right)^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tan^2 \theta + 2\varepsilon\sqrt{\gamma_1}\left(1 - \frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right)\tan \theta}{\left(\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right) \cos^2 \theta + \sin \theta \tan \theta\right)^2 + 4\varepsilon\sqrt{\gamma_1}\left(\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\right) \cos^2 \theta + \sin^2 \theta\right)\tan \theta} \quad (3-18)$$

式 (3-18) をもとに ΔNF を計算した結果と測定結果を図 3-35 に示す。計算結果は測定結果とよく一致している。雑音指数の変動量はわずか 0.1 dB であることが分かる。利得差 $G_{TE} / G_{TM} = 4.8$ (6.8 dB) を有する TWA 単体では 2.5 dB も雑音指数が変動することが報告されているので[70]、この雑音指数の変動と比べると PIOA 構成では雑音指数の変動を十分に抑圧していると言える。最後に、実験で得られた PIOA の性能を表 3-9 に整理して示す。

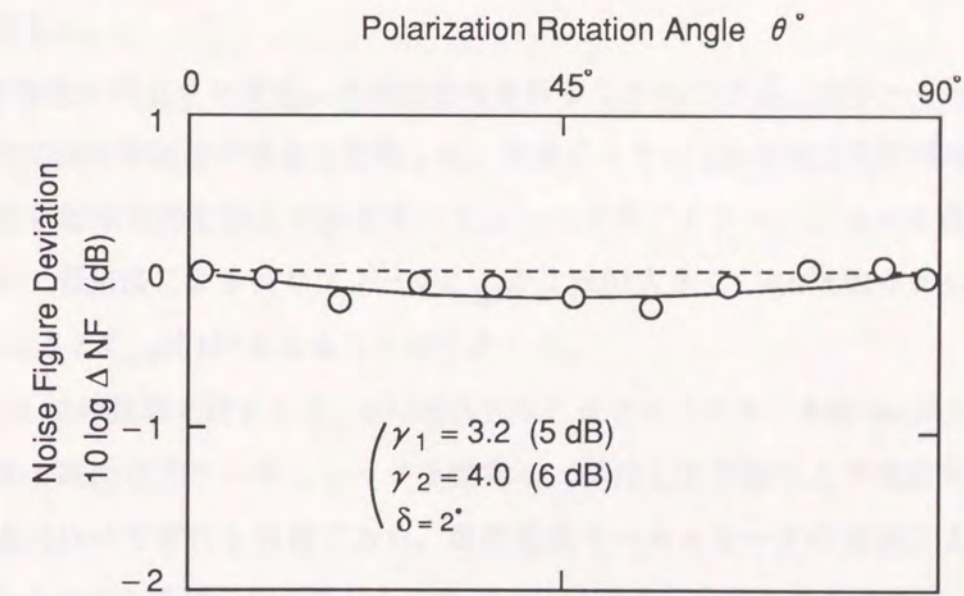


図 3-35 偏波面入射角に対する雑音指数の変動量

表 3-9 実験で得られたPIOAの性能

Items	PIOA with filter	PIOA without filter
Fiber-to-Fiber Gain G_0 (dB)	29	26
Fiber-to-Fiber Saturation Output Power P_{fsat} (dBm)	4.5	5.5
Fiber-to-Fiber Noise Figure NF_f (dB)	10.2 (5.7+4.5)	10.4 (5.9+4.5)
Gain Deviation G_V (dB)	1.0	0.6
Noise Figure Deviation ΔNF (dB)	0.1	0.1

3. 5 むすび

本章では、高密度波長多重光増幅技術に関して、多波長一括増幅器としての性能を明らかにするとともに、双方向同時増幅器の構成、および高利得偏波無依存型光増幅器の構成について提案し、その性能を明らかにした。以下に得られた結果を要約する。

- (1) 一括増幅における信号光間クロストークは、TWAの飽和入力光強度で規格化した規格化入力光強度なる量を導入することによって、飽和出力光強度の異なるTWAに対しても統一的に求めることができる。例として、20波多重した時にクロストークが -10 dBとなる規格化入力光強度を求めると、-23 dBになる。したがって、飽和入力光強度が -12 dBmのTWAでは、入力光強度は-35 dBm以下に抑える必要があるが、飽和入力光強度が -2 dBmのTWAを実現できると入力光強度は -25 dBmまで許容できることになる。
- (2) TWAを伝送路に挿入することによって補償可能な光損失強度 L_{amp} を与える式を信号光間クロストークを含んだ形で導出した。この式を用いると、高密度波長多重通信システムにおける伝送路にTWAを挿入するのに適した位置を求めることができる。なお、TWAの多段挿入配置についてはさらに検討する必要がある。また、補償可能な光損失強度を計算することにより、TWAの入力ダイナミックレンジを求めることもできることを示した。
- (3) 雑音特性を向上させ安定した増幅特性を得ることのできる、光サーキュレータを用いた双方向同時増幅器の構成を提案した。実験により11 dBの双方向同時増幅を確認し、より高い増幅利得を得るには光サーキュレータのアイソレーションを高める必要があること、後退波によるクロストーク $X_{R/T}$ が比較的大きく、Rが0.01%と小さくても G_s が30 dBあると $X_{R/T}$ は 10^{-1} となることが分かった。
- (4) (3)での結果を踏まえて、60 dB以上のアイソレーションを60 nm以上の波長域で確保できる高性能光サーキュレータを提案し、試作して実験により性能を確認した。従来構成に比べて製作も容易である。高性能光サーキュレータの実現により、光増幅器と組み合わせた各種応用システムの開発が活発化するものと思われる。
- (5) TWAを2個用いた複合構成による偏波無依存型高利得光増幅器を提案し、実験的および理論的にその性能を明らかにした。その結果、ファイバ間利得は29 dB、雑音指数は10.2 dBを示し、入力偏波状態に対する信号利得と雑音指数の変動量はそれぞれ1 dBと0.1 dB以下となることが分かった。

第4章 高密度波長多重合分波技術

4. 1 まえがき

すでに序章で述べたように、ネットワーク構成の複雑化とともに波長領域の捉え方が従来と異なってきている。単なる容量増大のための手段としてだけではなく、機能性向上のための手段として波長領域を捉えるのである。機能性を高めるには、高密度に波長多重して信号光の操作性をよくすることである。それには、高密度波長多重光に適した合分波技術[73]、波長チューニング技術[74],[75]の他、LDアレイ光源[76]や可変波長光源[77],[78]を開発することが不可欠となる。

これらの技術の中で、本章では高密度波長多重に適した合分波技術について、構成法の提案と実証を中心に議論を展開する。その一部の技術は、波長チューナとしても機能することにも触れる。初めに、従来技術の延長線にある干渉膜フィルタによる高密度波長多重光に適した合分波器について、構成を提案しその実証を行う。次に、共振型半導体レーザ増幅器(Fabry-Perot Type Semiconductor Laser Amplifier; FPA)による光フィルタにおけるフィルタ特性を明らかにする。最後に、これまでの技術の方向(高い製作精度や制御性が要求される反面、柔軟性に欠ける方向)とは異なって、波長変動や波長設定誤差を柔軟に吸収できるニューロ処理を利用した適応型波長分波器について、構成を提案し、実験的に検証する。

4. 2 光サーキュレータを用いた波長合分波器

これまで光の合分波は主に干渉膜フィルタを用いて入射波、透過波および反射波を個別に分離することにより行われてきた[79]-[81]。入射波と反射波とを分離するには、干渉膜フィルタを光の伝搬方向に対して斜め配置する必要がある。光を斜めから入射すると、干渉膜フィルタは偏波依存性を示す。偏波依存性は通過帯域幅が狭いほど顕著となるので、高密度波長多重には好ましくない^註。

^註 住友セメント株式会社箕輪純一郎オプトエレクトロニクス研究所長(元NTT伝送システム研究所主幹研究員)との私信による。

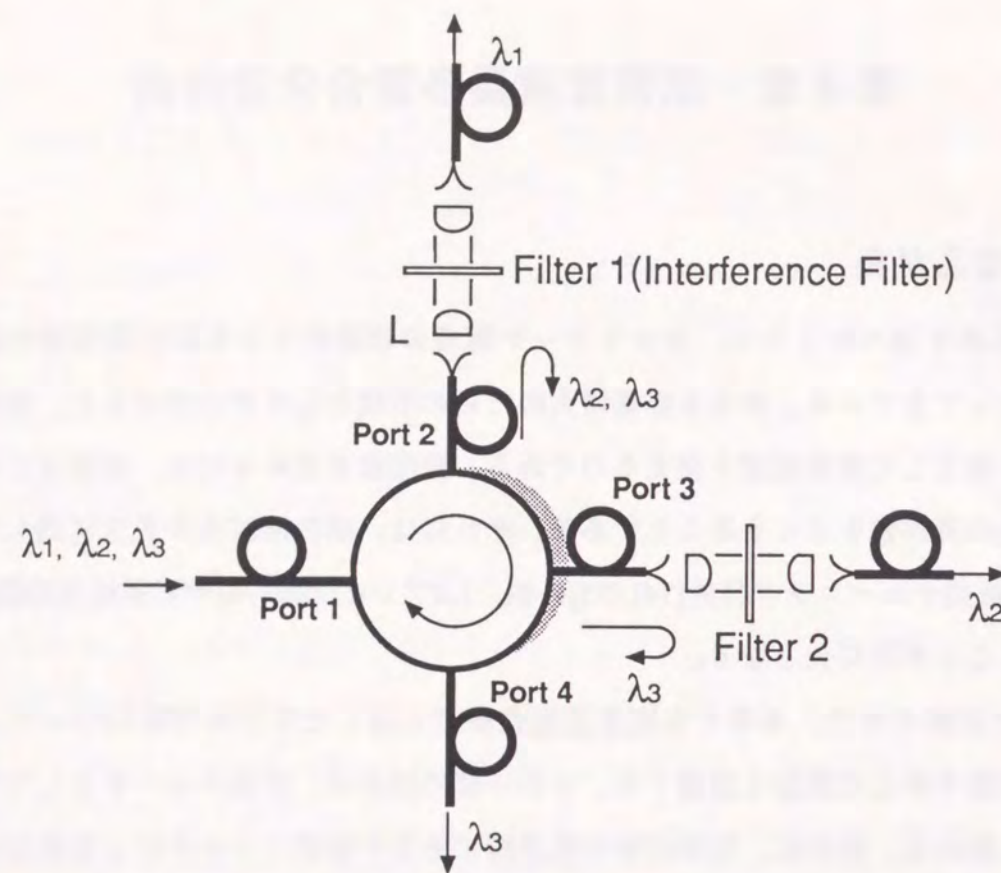


図 4-1 光サーキュレータを利用した高密度波長合分波器

このような偏波依存性は、光を干渉膜フィルタの面へ垂直に入射させることによって解消できる。光の垂直入射を可能にするのが光サーキュレータである。以下、光サーキュレータを用いた高密度波長多重合分波技術について述べる。

4. 2. 1 構成

光サーキュレータと干渉膜フィルタとを組み合わせることによる高密度波長合分波器の構成を図 4-1 に示す。図 4-1 は、3 波多重された信号光を 4 ポート光サーキュレータにより分波する構成を示している。ポート 1 は高密度波長多重光の入力ポート、ポート 2, 3 および 4 が分波された光の出力ポートである。出力ポート 2 と 3 には、それぞれ狭帯域の干渉膜フィルタ、Filter 1 と Filter 2、を光の伝搬方向に垂直に設定する。Filter 1 は波長 λ_1 の光のみを透過し、他の波長の光を反射する。同様に、Filter 2 は波長 λ_2 の光のみを透

過し、他の波長の光を反射する。

この構成において、ポート 1 から 3 波多重した信号光を入力すると、ポート 2, 3 および 4 からは波長 λ_1 , λ_2 , および λ_3 の光がそれぞれ出力される。逆に、ポート 4, 3, および 2 より波長 λ_1 , λ_2 , および λ_3 の光を入力すると、ポート 1 からは 3 波長多重された光が出力され、合波器として機能する。

図 4-1 では干渉膜フィルタを光サーキュレータの外部に設置し、光を平行光線として空間系にてフィルタへ入力している。実際には光サーキュレータの端面、例えば、図 2-1 に示した従来構成の光サーキュレータでは、PBS とレンズとの間に干渉膜フィルタを張り付けることによって構成を単純化できる。さらに、第 3. 3 節で提案した高性能光サーキュレータを利用するとポート数を容易に増やせるので、波長多重数を増加できる。構成例を図 4-2 に示す。各光学素子を Y 軸方向に引き伸ばすことにより 6 ポート構成とし、5 波多重光の合分波が可能となっている。干渉膜フィルタは両端の BC とレンズ(L) との間に配置すればよい。ただし、波長によってはポート 1 からポート 6 までの長い距離を伝搬することになり、挿入損失の増加が予想される。

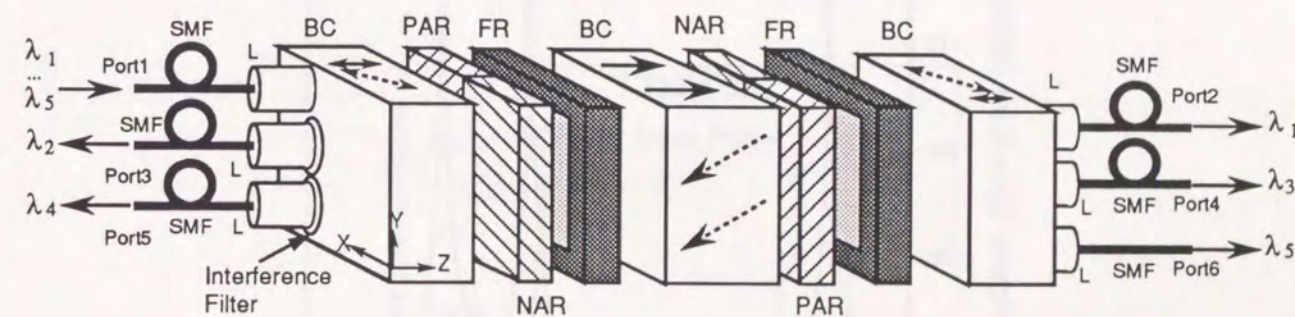


図 4-2 高性能光サーキュレータを利用した 5 波長合分波器

4. 2. 2 分波実験

図2-1に示した従来構成の光サーキュレータを用いて3波多重光の分波動作を実験により確認した。干渉膜フィルタにはサブナノメータの帯域幅を持つ光フィルタを用いた[60]。

Filter 1 に用いたフィルタは通過損失が2.0 dB, FWHMが1.0 nm のフィルタを, Filter 2 には通過損失が1.9 dB, FWHMが0.9 nmのフィルタを用いた。ポート2と3において光ファイバより出力される光は, 干渉膜フィルタへ垂直入射とするためSELFOCレンズにより平行ビーム化されている。平行ビームの中で干渉膜フィルタを透過した光は, 再び光ファイバへ結合される。その結合効率, ポート2および3ともに2.0 dBであった。光源にはDFB-LDを用いた。その波長は $\lambda_1 = 1287$ nm, $\lambda_2 = 1285$ nm, および $\lambda_3 = 1280$ nmであり, 波長多重間隔は2 nmと5 nmであった。3波多重した信号光の強度スペクトラムを図4-3に示す。波長 λ_1 , λ_2 , および λ_3 の入力信号光強度はそれぞれ-7, -8, および-8 dBmであるのわかる。

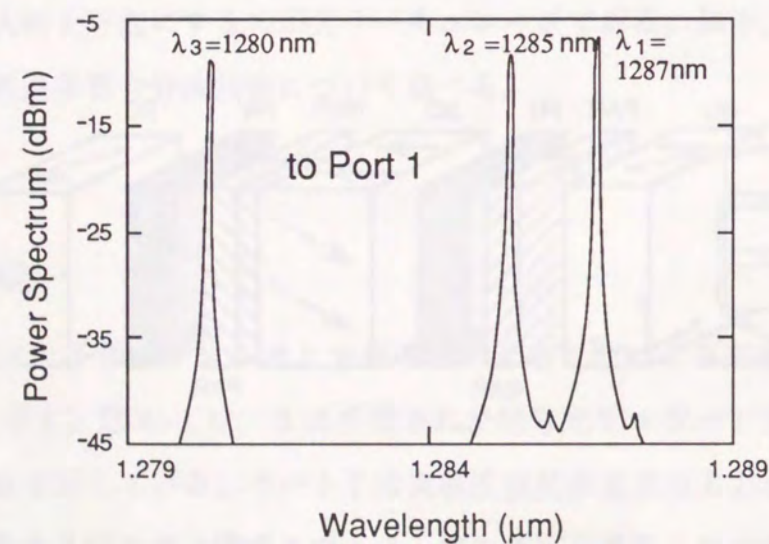
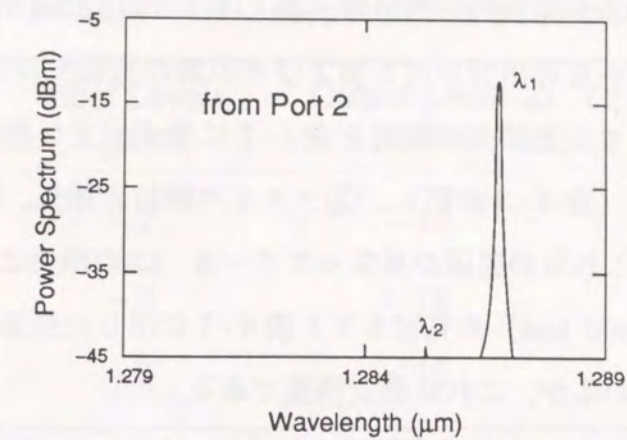
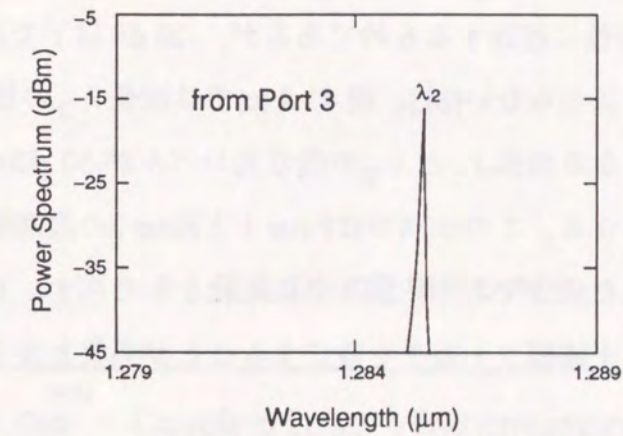


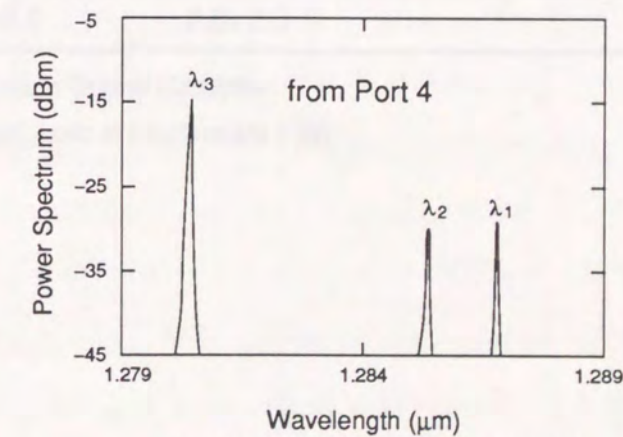
図4-3 3波多重光の強度スペクトラム



(a) ポート2からの出力光スペクトル



(b) ポート3からの出力光スペクトル



(c) ポート4からの出力光スペクトル

図4-4 分波された信号光のスペクトル

図4-4には各ポートから分波された信号光のスペクトルを示した。分波された波長 λ_1 , λ_2 , および λ_3 の出力レベルはそれぞれ-13, -16, および-15 dBmであった。ポート1への入力レベルと各ポートからの出力レベルおよびその間の光損失の関係を整理して表4-1に示した。各波長に対する光損失の内訳を表4-2に示す。主な損失の要因は、①光サーキュレータの挿入損失(表3-3参照), ②ファイバ間結合損失, ③干渉膜フィルタにおける通過損失である。これらの要因が重なって6~8 dBの損失となっている。なお, 表4-2に示した損失(Total loss)の見積もりと表4-1に示した損失の測定値(③)に0.3~0.6 dBの差が生じているが, これは測定誤差である。

図4-4(a)および(c)に示した分波実験結果にはクロストークが見られる。図4-4(a)では分波した波長 λ_1 の信号レベル-13 dBmに対してクロストークとなる波長 λ_2 の信号光レベルは-44 dBmであるので, クロストークレベルはその差-31 dBとなる。このクロストークはFilter 1の遮断特性に起因するものであるが, -20 dB以下では誤り率の劣化は0.2 dB以下となるので問題とはならない[81]。図4-4(c)では波長 λ_3 の信号光レベル-15 dBmに対してクロストークとなる波長 λ_1 と λ_2 の信号光レベルが-30 dBmもあるので, クロストークレベルは-15 dBとなる。このレベルはFilter 1とFilter 2の通過特性が完全ではないために, それぞれ反射された成分であり, 誤り率に劣化をもたらす。したがって, 光サーキュレータのポート3にも干渉膜フィルタを設定することが必要となる。

表4-1 波長ごとの入力光強度と出力光強度との関係

Signal	Input Level ① (dBm)	Output Level ② (dBm)	Optical Loss ③(=①-②) (dB)
λ_1	-7	-13	6
λ_2	-8	-16	8
λ_3	-8	-15	7

表4-2 波長ごとの光損失の内訳

	(*) Insertion Loss	+ Coupling Loss	(*) +Transmission Loss	= Total Loss
λ_1	1.7 dB	2.0 dB	2.0 dB	= 5.7
λ_2	1.7+1.0	2.0+2.0	1.9	= 8.6
λ_3	1.7+1.0+0.8	2.0+2.0		= 7.5

(*) Insertion Loss in Optical Circulator

(*) Transmission Loss in Interference Filter

4. 3 共振型半導体レーザ増幅器(FPA)による波長分波器

FPAは、高密度波長多重化信号光を注入すると縦モードの共振波長に一致した信号光を選択増幅できるため、利得を有する能動的な光フィルタとして機能する[74],[82]-[84]。その共振波長は注入電流や温度によって変化させることができるため、光源の波長変動に柔軟に対応でき、また波長チューナとしても機能する[74]。共振特性は利得を有しているので、受動的なファブリペローフィルタに比べて狭帯域化が図れ、高密度波長多重光の分波に適する。

そこで、本節ではFPAを用いた光フィルタについて理論的および実験的に検討し、分波特性、可能な波長多重数、および入力信号光のダイナミックレンジを明かにする。

4. 3. 1 選択増幅の原理

Nチャネル多重された信号光の中からFPAの共振波長と一致した波長 λ_w の信号光を選択増幅する様子を図4-5に示す。周期的に現れる縦モードの中の一本を用いて信号光を分離するため、高密度波長多重光は縦モード間隔内、すなわち自由スペクトル空間(FSR) Δv 内に多重されているものとする。また、多重化信号光の波長間隔は、等間隔 $\Delta v/N$ とする。

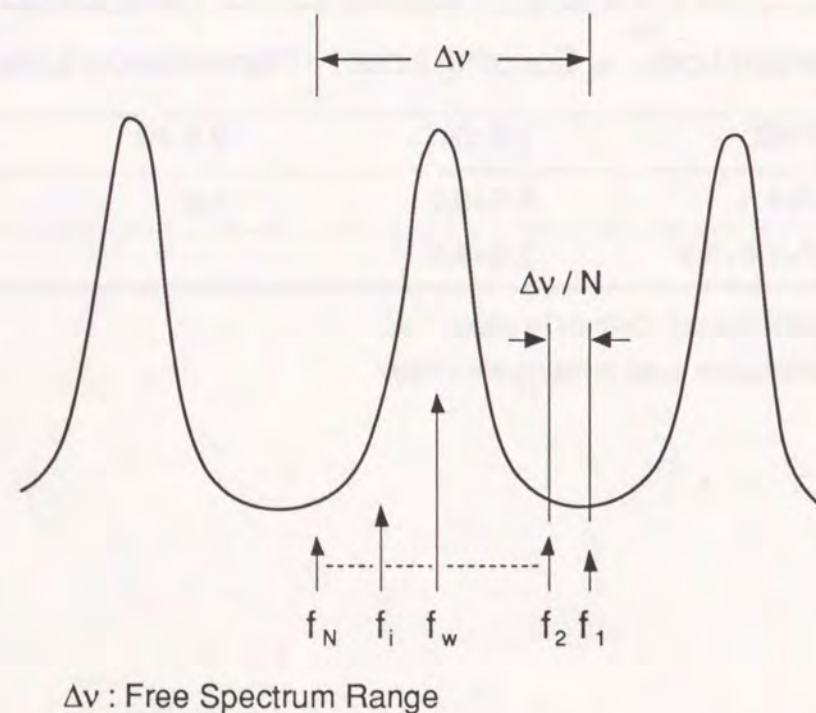


図4-5 FPAの縦モードによる信号光の選択増幅の様子

このような波長配列においてFPA 光フィルタを用いた場合、フィルタの通過帯域幅と選択増幅特性はFPAの端面反射率Rと信号利得Gに大きく依存する。RやGを小さくすれば、FWHMを広くできるが、クロストークが大きくなるため波長多重数は制限される。RやGを大きくすれば、多重数は多くできるが通過帯域幅は狭くなる。さらに、注入光強度が大きくなるとFPA が利得飽和を起こし選択増幅特性が劣化する。以下の章では、このようなFPA 光フィルタの性能を、(1)利得飽和による入力強度の制限、(2)FWHM、(3)クロストークについて論じ、伝送実験を通して光フィルタ機能を明かにする。

4. 3. 2 利得飽和と光フィルタ特性

FPAを光フィルタとして用いる上で誘電体による干渉膜フィルタと大きく異なる点は、比較的小さな光入力強度でも媒質に非線形性が現れ、共振利得が小さくなるとともに、フィルタ特性が非対称になることである。フィルタ特性は、FPAの利得プロファイルを把握することにより明らかとなる。そこで、素子構造の明らかなFPAについて利得飽和特性と利得プロファイルを測定し、理論計算値との比較によりフィルタ特性を把握することとした。

実験に用いたFPAは、FWHMを広くするために両端面の反射率を約0.7%と小さくした1.3 μm 帯BH-LDである。共振器長Lは300 μm 、発振しきい値 I_{th} は60 mAである。発振しきい値にバイアスしたときの光スペクトルを図4-6に示す。波長1285 nm付近で利得がピークを示しているのがわかる。ピーク利得にある矢印で示した縦モードを用いて光フィルタ特性を測定した。利得飽和特性の測定結果を図4-7に示す。入力信号光レベルに対する信号利得の変化を示している。注入電流Iは、発振しきい値と同じ60 mAである。

測定結果から未飽和信号利得は、32 dBであるのがわかる。信号利得が未飽和利得に比べ3 dBだけ小さくなる飽和入力光強度 P_{si} は-32 dBmとなっている。光フィルタとしての機能を十分に引き出すには、波長多重光に対して未飽和領域でFPAを用いる必要があるため、1波あたりの入力レベルを-32 dBm以下、変調された状態での平均光強度では-35 dBm以下に設定することが必要となる。なお、利得飽和はFPAからの出力光強度の総和に依存して生じ、出力光強度に占める増幅されなかった非選択波長の信号光強度は無視できる程度に小さいので、多重化信号光における各波長の平均入力レベルも-35 dBm以下でよい。

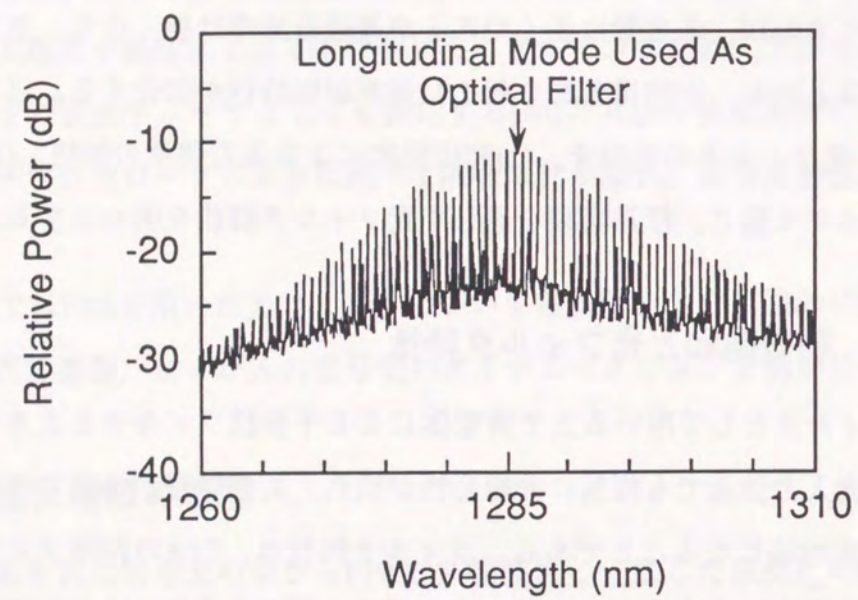


図 4-6 光フィルタ用FPA における自然放出光スペクトル

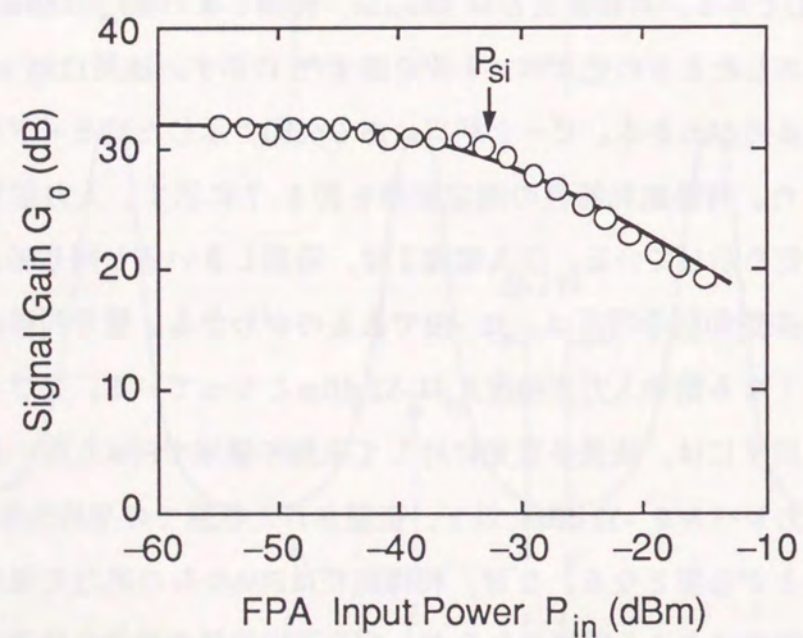


図 4-7 FPA への入力信号光レベルと信号利得との関係

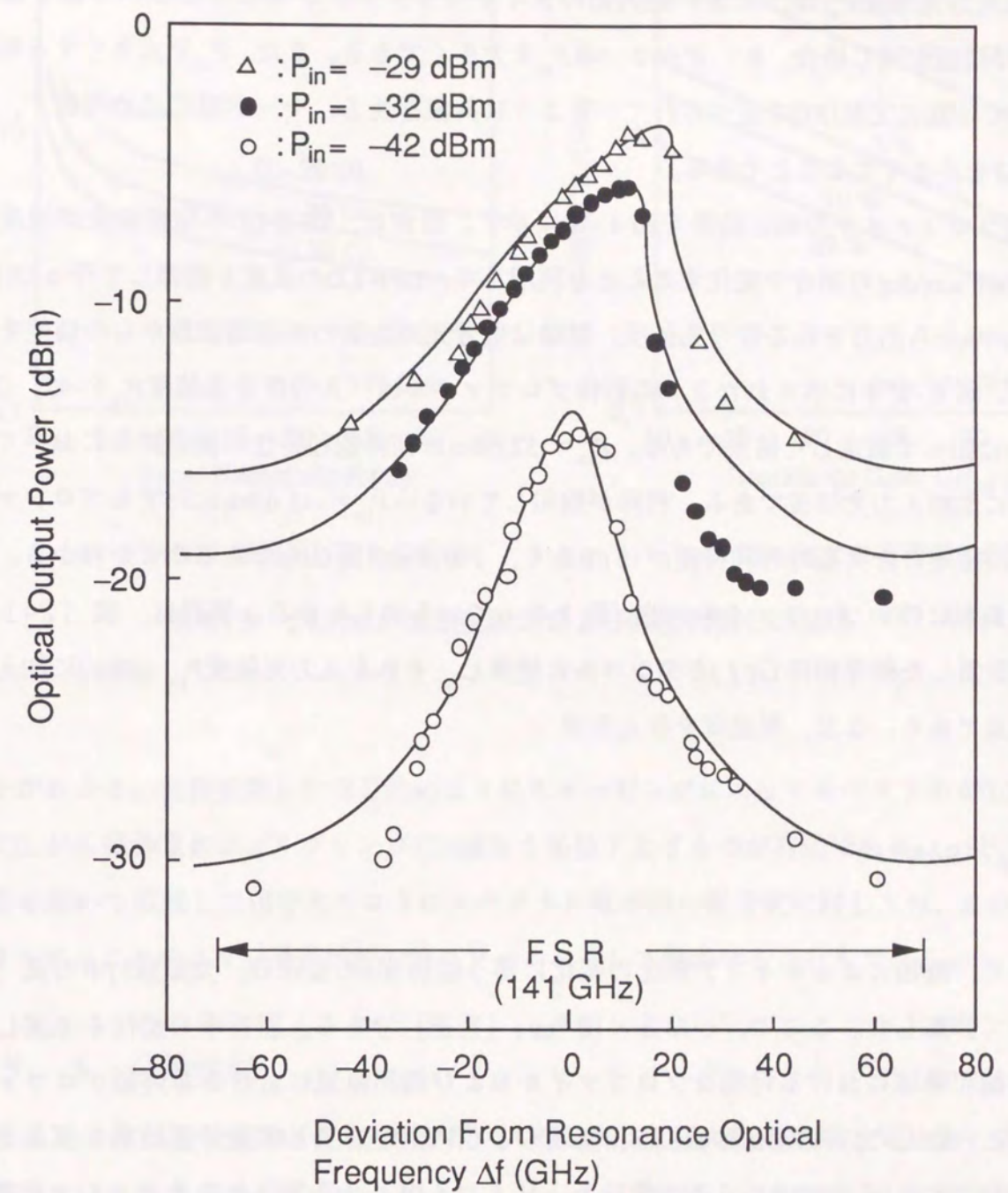


図 4-8 利得プロファイルの測定結果

飽和入力光強度 P_{si} は、大きい程入力ダイナミックレンジも広がるので好ましい。FPAでは構造が同じ場合、 R が小さい程 P_{si} を大きくできる。また、 P_{si} を大きくする構造設計としては既に文献[37]で述べられているように共振器長 L 、モード閉じ込め係数 Γ 、端面反射率 R を小さくすることである。

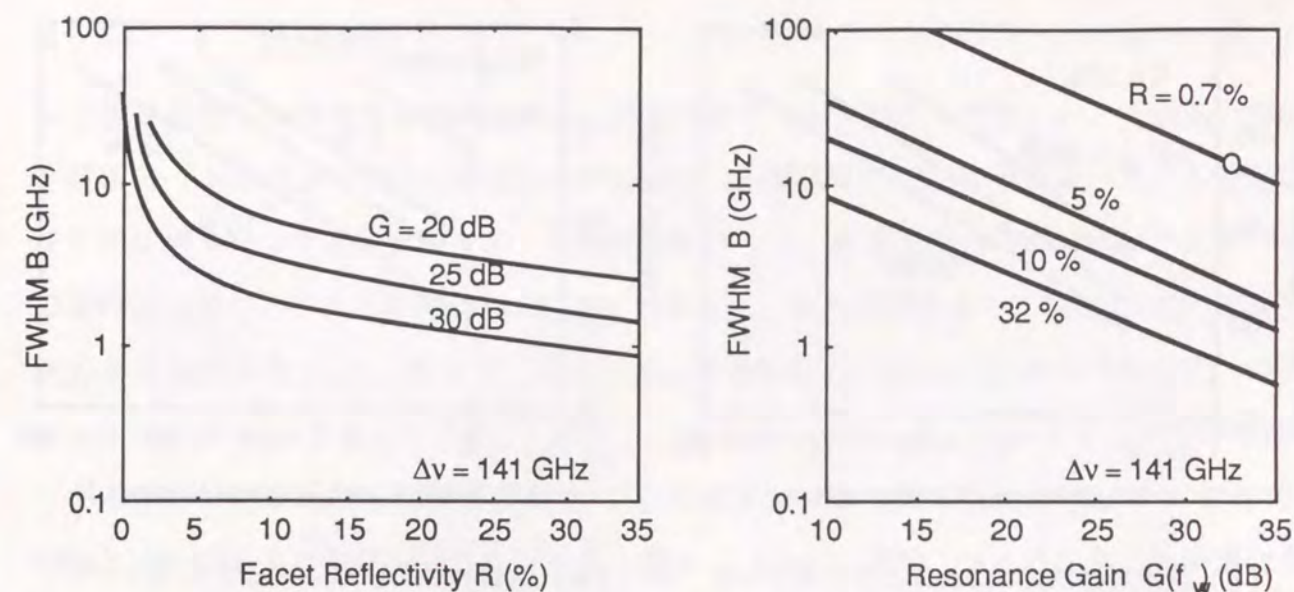
利得プロファイルの測定結果を図4-8に示す。測定は、DFB-LDの発振波長が温度に対して0.007 nm/degの割合で変化することを利用して、DFB-LDの温度を制御して行った[86]。縦軸はFPAから出力される信号光強度、横軸は信号光周波数の共振周波数からの偏差を示している。図4-8中に示された3つの利得プロファイルは、入力信号光強度 P_{in} を-42, -32, -29 dBmに保って測定した結果である。 $P_{in}=-32$ dBmは利得飽和特性の測定結果において述べたように飽和入力光強度である。利得が飽和していない $P_{in}=-42$ dBmに対するプロファイルでは、共振時と非共振時の利得差が15 dBあり、FWHMが18 GHzであることがわかる。また、利得の飽和に伴いプロファイルが非対称となっているのもわかる。実線は、式(2-1)を用いて計算した信号利得 $G(f)$ をデシベルに換算し、それを入力光強度 P_{in} (dBm)に加えて求めた結果である。なお、群速度を与える式

$$V_g = c/n \quad (4-1)$$

において、飽和によるキャリア密度の変化に伴う屈折率 n の変化は、文献[85]中の式(5)を用いて計算した。ここで、 c は 3×10^8 m/s (光速)である。屈折率の変化を考慮した結果、未飽和領域における対称なプロファイルおよび飽和領域における非対称プロファイルも実験と一致した。未飽和領域も飽和領域もともに測定結果と理論計算結果とがよく一致していることから、FWHM B は式(2-1)、(4-1)から得られる次式をもとに推定できることになる。

$$B = \left(\frac{\pi}{\Delta\nu} \right) \sin^{-1} \left[\frac{(1-R)}{2RG(f_w)} \right] \quad (4-2)$$

式(4-2)をもとにFWHM B を計算した結果を図4-9に示す。図4-9(a)、(b)は、それぞれ端面反射率 R と共振利得 $G(f_w)$ を横軸として求めた結果である。図4-9(a)から R を5%以下にすると通過帯域幅の広がりが著しく、10 GHz (約0.1 nm) 以上に拡大でき



(a) FWHMと端面反射率との関係

(b) FWHMと共振利得との関係

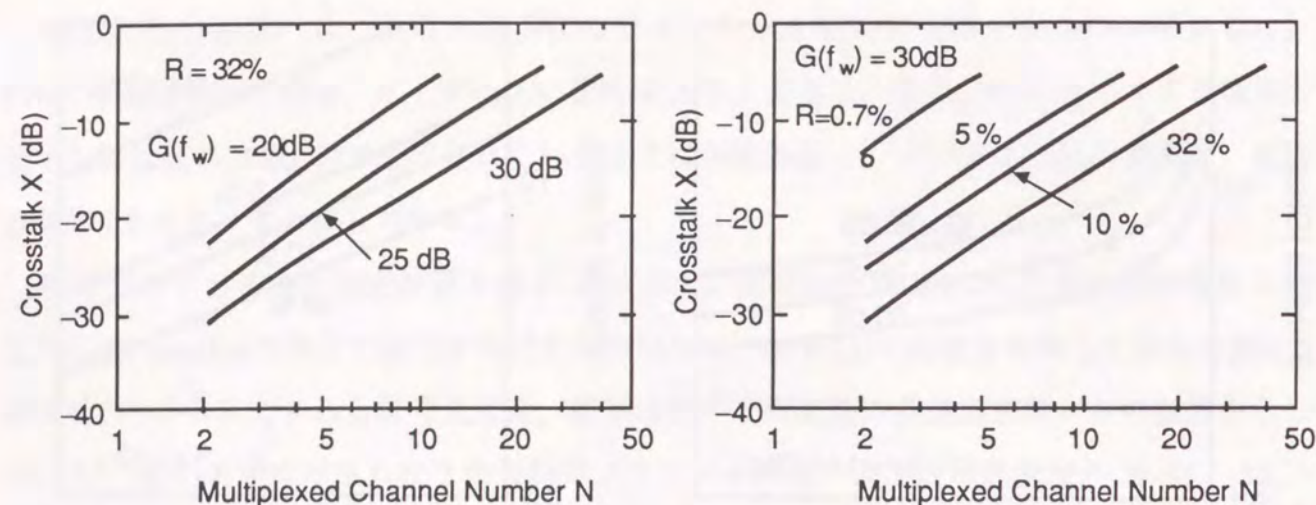
図4-9 FWHMの端面反射率および共振利得との関係

ることがわかる。直接変調した信号光のようにチャープングによってスペクトルが0.1nm前後まで広がる信号光のフィルタリングには R を5%以下とするのが有効である。一方、外部変調器を用いて変調した信号光のようにスペクトル幅が狭い信号光に対しては、 R や $G(f_w)$ を大きくすることにより通過帯域幅の狭いフィルタとして働かせることもできる。

4. 3. 3 分波性能

N 波多重された信号光の中からFPAを用いて特定の信号光を選択増幅するとき、選択された信号光には $N-1$ 波の信号光からのクロストークが含まれることになる。このクロストーク量 X を、選択増幅されなかった $N-1$ 波の全信号光強度と選択された信号光強度との比として定義すると、 X は式(2-1)で示した信号利得 $G(f_w)$ を用いて次式で表すことができる。

$$X = 10 \log \left[\frac{\left\{ \sum_{i=1}^{w-1} G(f_i) + \sum_{i=w+1}^N G(f_i) \right\}}{G(f_w)} \right] \quad (4-3)$$



(a) 端面反射率32%におけるクロストーク (b) 共振利得30 dBにおけるクロストーク

図4-10 波長多重数とクロストーク量との関係

式(4-3)をもとに波長多重数とクロストーク量との関係を求めた。その結果を図4-10に示す。図4-10(a)は端面反射率 R として32%を仮定し、 $G(f_w)$ をパラメータとして計算した結果である。図4-10(b)は共振時利得 $G(f_w)$ として30 dBを仮定し、 R をパラメータとして計算した結果である。図4-10(a), (b)から一般に R や $G(f_w)$ が大きい程クロストークが小さくなるのがわかる。これは、 R や $G(f_w)$ が大きい程それだけ共振時と非共振時の利得差が大きく、選択性が向上するためである。

実際の通信システムへの適用を図る場合には、クロストークへの要求条件に応じて図4-10で示した結果をもとに波長多重数を設定すればよい。例えば、直接変調した信号光をフィルタリングする場合について、クロストーク量が-10 dB以下となる波長多重数を推定すると次のようになる。

直接変調した信号光はチャープングによって光源のスペクトルが広がっているため通過帯域幅を10 GHz以上にする必要がある。そこで、 $R=0.7\%$ 、 $G(f_w)=30\text{ dB}$ のFPAを用いることにすると図4-10(b)から $N=3$ となることがわかる。

4.3.4 伝送実験

2波長多重した伝送系を用いてFPAによる光フィルタ機能を確認した。実験系の構成を図4-11に示す。2個のDFB-LD(DFB-LD1, DFB-LD2)をRZ符号を用いた15段疑似ランダムパターンで直接変調して、伝送実験を行った。変調速度は400 Mbit/sであり、この時の信号光のスペクトル幅は約16 GHzであった。温度制御により、DFB-LD1の光周波数 f_1 を共振周波数 f_w と一致させ、DFB-LD2の光周波数 f_2 はDFB-LD1からの信号光へのクロストークが-10dBとなるように、 $f_2 = f_w - 18\text{ GHz}$ に設定した。クロストーク量が-10dBとなっているのを確認した結果を図4-12に示す。DFB-LD1とDFB-LD2はそれぞれ103 MHzと100 MHzで正弦波変調されている。図4-12(a)は、FPAへ入力する2波多重化信号光をPDにより検出し、電気的スペクトルアナライザによって観測した結果を示している。FPAによって選択増幅した後の信号光レベルを示しているのが図4-12(b)である。クロストークが電気信号レベルで-20 dBあるのがわかる。光信号レベルでは-10 dBに対応する。

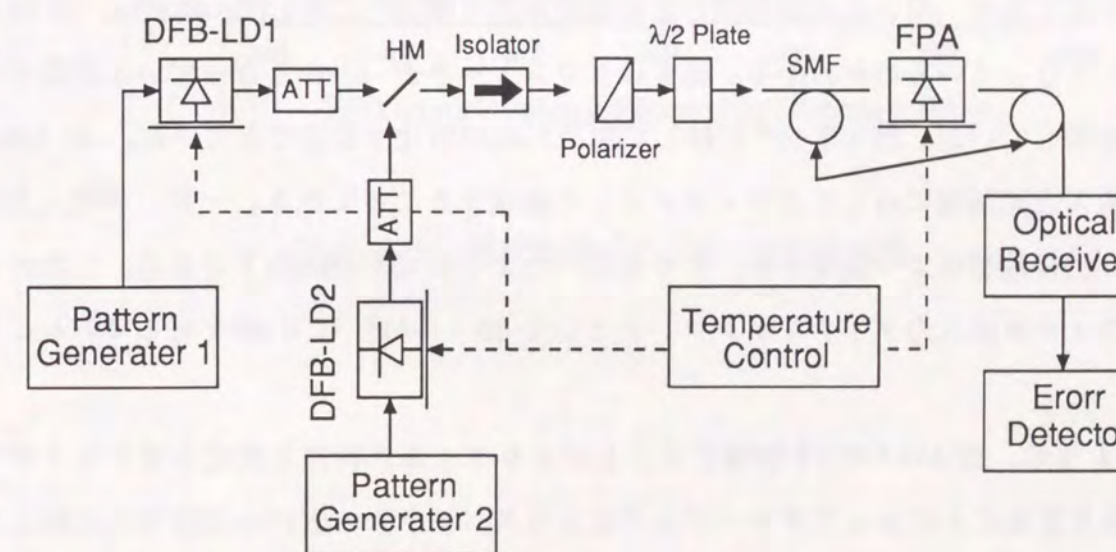


図4-11 2波長多重化伝送実験系の構成

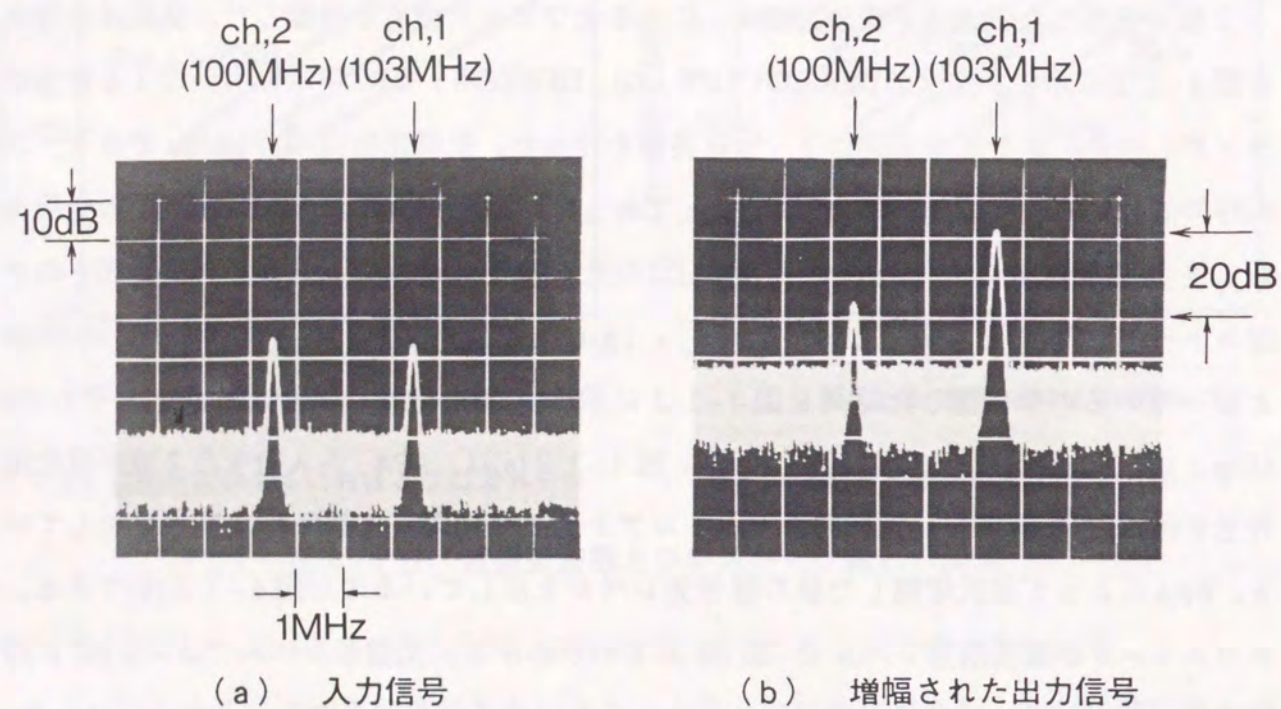


図 4-1 2 選択増幅実験結果

周波数間隔 1.8 GHz で多重した 2 波多重光から DFB-LD1 からの信号光を選択増幅して得られた誤り率の測定結果を図 4-1 3 に示す。白丸はクロストークが無い状態での測定結果を示しており、用いた光受信機の受信感度は誤り率 10^{-9} に対して -42 dBm (平均入力光強度) となっているのがわかる。黒丸はクロストークが -10 dB となっている状態での測定結果を示している。誤り率 10^{-9} に対して約 0.5 dB の劣化で受信できている。-41.5 dBm 以上の平均入力光強度に対して光フィルタとして機能することになる。一方、平均入力強度の上限は利得飽和により規定され、すでに述べたように -35 dBm 以下である。したがって、この光フィルタは入力ダイナミックレンジとして $-35 - (-41) = 6$ dB を有していることになる。

このように、FPA は R や G を制御することによりフィルタ特性を変化させることができ、 $R=0.7\%$ とすることによってチャープングによりスペクトルの広がった信号光に対しても光フィルタとして充分機能することが明らかとなった。

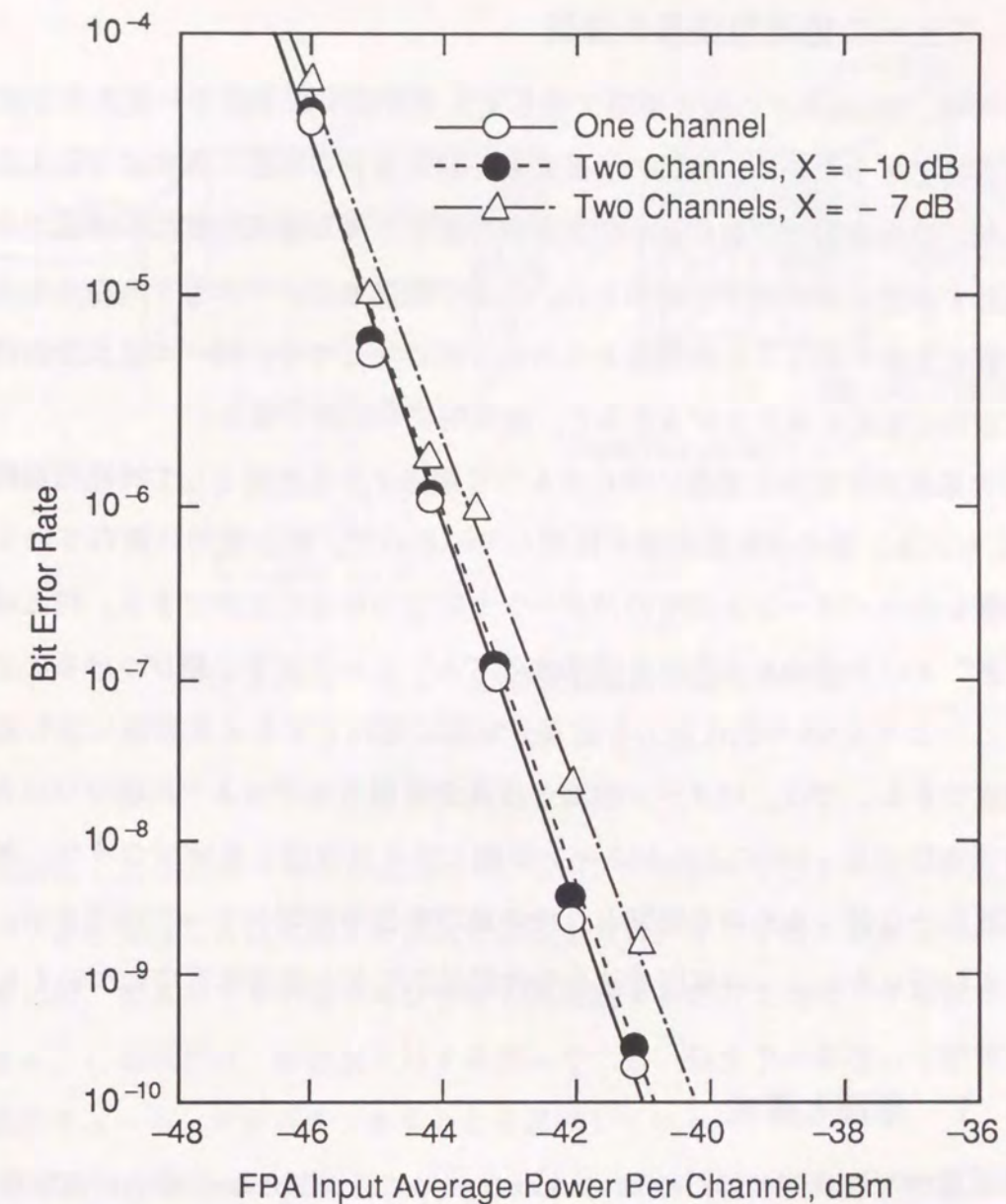


図 4-1 3 選択増幅による誤り率測定結果

4. 4 ニューロ処理型波長分波器

前節までは、数nm以下の波長間隔で信号光を合分波できる新しい波長合分波器を実現することが目的であったため、光源の波長変動や設定波長の偏差に柔軟に対応するまでには至らなかった。波長変動や偏差をある程度柔軟に吸収できる波長分波器を構成できると、設定波長を設計する際に波長精度が緩和され、光源の製造において歩留りを高めることができる。さらに、設定波長の異なる送信装置からの信号光に対しても、同一の波長分波器を用いて分波波長を自由に変更することができると、経済的にも有利である。

こうした柔軟性を波長分波器に持たせるのに期待できる技術として神経回路網を模擬したNNが考えられる。脳の神経回路網を模擬しているので、汎化能力に優れていて、“ある程度”の特徴を持つパターンを固有のパターンと結びつけることができる。例えば、ある人が記した“あ”という癖のある文字を活字体の“あ”という文字に結びつけることができるのである。このようなNNの汎化能力を波長分波器に活用できると柔軟性に富む適応型波長分波器を構成できる。では、パターン認識と波長分波器とをどのように結びつけたらよいのであろうか？本節では、NNによるパターン認識と波長分波器とを結びつけた、新しいニューロ処理型波長分波器なるものを提案し、その原理動作を実験によって確認する。また、通信システムに用いるニューロ処理型波長分波器に不可欠な高速学習法についても提案する。

4. 4. 1 原理と構成

ニューロ処理型波長分波器（Neuro-Processing type Demultiplexer；NPD）の原理を図4-14に示す。NPDは主に多モード導波路、PDアレイと電気的NN（E-NN）によって構成される。図4-14に示したように、SMFを伝搬してきた高密度波長多重化信号光は多モード導波路へ導波され、レンズによりPDアレイへ結合される。高密度波長多重通信では光源はある程度のコヒーレンス性を有しているので、多モード導波路の出射端面には各波長ごとにモード間干渉の結果としての不均一な強度分布、すなわちスペックルパターンが現れる。観測される強度分布は、各波長の強度分布の空間的強度和となる。したがって、各波長の信号光が高速に直接変調されていると、観測される強度分布もその変調速度と同じ速さで変化することとなる。このように高速に変化する強度分布を変化と同じ速さでパターン認識するのが、E-NNである。E-NNは、第2.4節で述べたように、複数の重みやしきい値を電気的に外部から与えると、それらの大きさに応じてパターン認識を行う。認識した結果は、電気信号とし

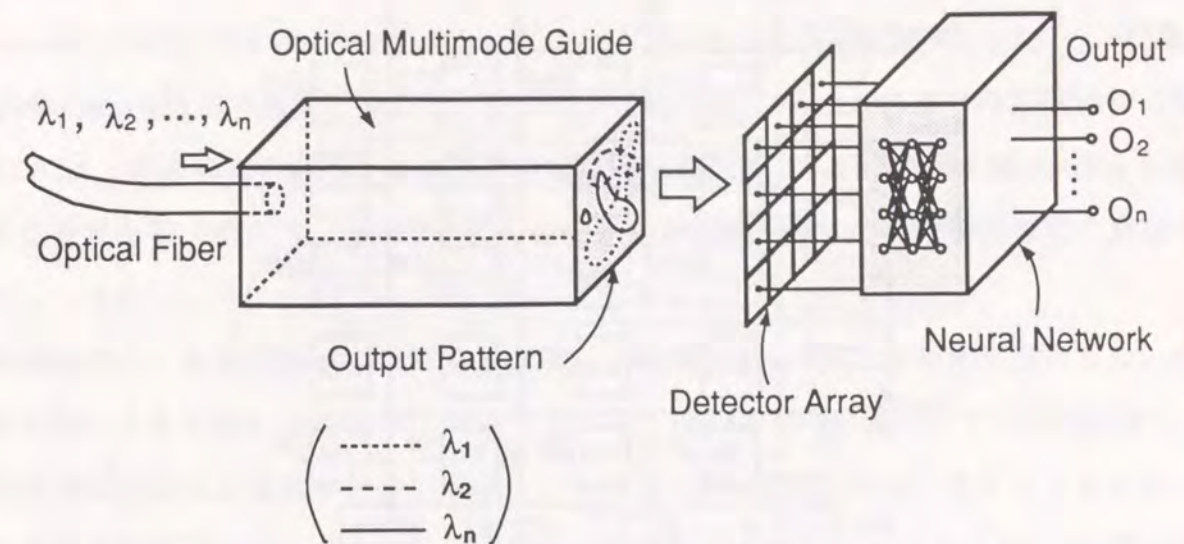


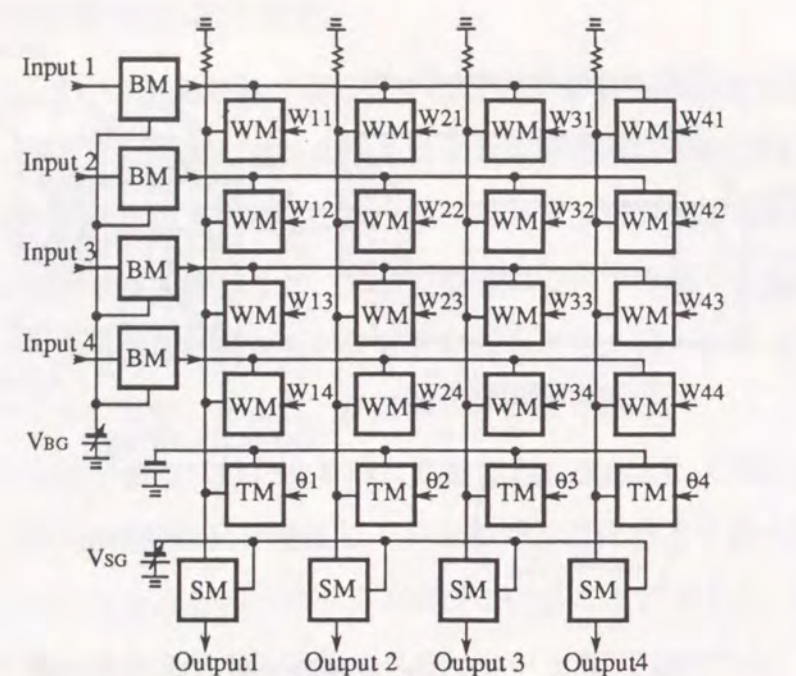
図4-14 ニューロ処理型波長分波器の原理

て各波長に対応した出力ポートから送出する。E-NNへの重みやしきい値は各波長に対応した出力ポートから分波した電気信号を送出できるように、予め学習し設定しておく。設定波長を変えるには、重みやしきい値を再び学習し再設定するだけで目的とする波長を分波することができる。この操作は、各波長に対する重みやしきい値を予め学習して記憶しておけば、電気的な波長チューニングが可能であることを意味している。

本分波器の波長分解能は、波長ごとに異なる強度分布の差およびE-NNの認識能力に大きく依存する。強度分布は直交関係に近いパターンであるほど認識が容易となる。従来の干渉膜フィルタや回折格子を用いた分波器の場合、完全に直交しているパターンを生み出していることに他ならない。E-NNによる認識能力は入力層や中間層におけるニューロン数を増やすことにより向上する。

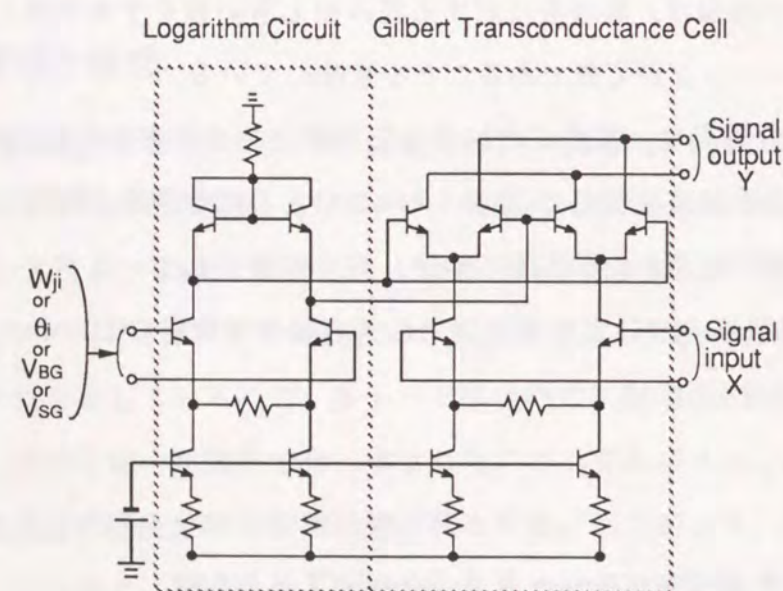
4. 4. 2 アナログ・ニューラルネットワークLSI

これまでに報告されているNN用LSIは、ニューロン数をより多く集積化することと、消費電力を小さく抑えることを目的として、C-MOSプロセス技術を用いて設計されている[87]-[89]。そのため処理速度は、たかだか1 Mega-Patterns/sである。ところが、NPDでは変調速度



BM: Buffer Multiplier
WM: Weighting Multiplier
TM: Thresholding Multiplier
SM: Sigmoidal Transfer Multiplier
 W_{ji} : Weighting Voltage
 θ_{ij} : Threshold-Setting Voltage
VBG: Buffer Gain Control Voltage
VSG: Sigmoidal Gain Control Voltage

(a) ブロック構成



(b) 基本単位回路

図 4-15 ANN-LSI回路構成

と同じ速さでパターンが変化する。変調速度は、B-ISDN(Broadband Integrated Services Digital Networks)へ対応できるには150 Mbit/s以上が要求される。したがって、パターン認識も150 Mega-Patterns/s以上の速度に対応できるNN-LSIが必要となる。これだけの高速動作の可能なNN-LSIは、著者の知る限り、これまでに報告例がないので、NPD専用の高速NN-LSIを開発する必要がある。そこで、高速性に適したアナログ回路を用いて本分波器専用の高速アナログニューラルネットワークLSI(ANN-LSI)を試作することとした。

処理速度は、B-ISDNへの対応のために150 Mega-Patterns/s以上を目標に設計した。高速動作を可能にするために SST Siバイポーラプロセス技術を用いて設計している[90],[91]。また、4波多重光の分波を当面の目標に設定し、4ニューロン内臓のLSIとすることとした。図4-15に設計試作した4ニューロン高速アナログニューラルネットワークLSIの構成を示す。重みやしきい値を、供給する電圧値によって柔軟に可変できるNNを実現するために、図4-15(a)に示すように乗算器回路を基本単位回路として採用した。重み用供給電圧(W_{ji})と入力パターン振幅との積が出力信号電圧振幅となるので、供給電圧を変化させることにより重みやしきい値の変化を実現できる。基本単位回路は、図4-15(b)に示すように4象限乗算器回路(Gilbert Transconductance Cell)[92]とログ回路(Logarithm Circuit)から構成する。ログ回路は供給する電圧の線形範囲を広くするために用いている。この基本単位となる4象限乗算器が、マトリックス状に16個配置されて同数のシナプス結合を形づくっている。さらに、16個のマトリックス状に配置された重み用乗算器(WM)の下方に4個のしきい値用乗算器回路(TM)とシグモイド関数用乗算器回路(SM)が配置されている。この構成において、4つの電気信号からなるパターン入力情報は紙面上を左から入力されて、まずバッファ用乗算器(BM)によりレベル変換を行い、マトリックス状に配置されたWMにより重みづけさる。重みづけされた信号は紙面上を縦に走る加算ラインで電流加算された後、TMによりしきい値が与えられ、SMを経て出力される。本LSIを2個縦続配置することにより3層構造NNを構成できる。試作したLSIの寸法は、図4-16に示すように $3.5 \times 3.8\text{mm}$ であり、消費電力は約1.2Wであった。

試作したANN-LSIの重みにおける入出力特性を測定した結果を図4-17に示す。横軸縦軸ともに差動信号振幅を示している。重み電圧をパラメータとして測定した結果である。入力振幅が最大値100 mVのとき、出力振幅は重み電圧値に応じて300 mVから-320mVまで変化している。このように設計試作したANN-LSIでは、重み値 W を、 $W \leq |3.2|$ の範囲で可変できる。また、入力振幅がゼロの時、僅かながら出力振幅が存在している。これは、アナログ

回路を採用したことに伴うオフセット電圧やベース・エミッタ間電圧のばらつきによるものであり、その最大値は5mVであった。LSIにNNとしての正確な動作を行わせるには、今後このばらつきを小さくすることが必要になると思われる。表4-3に試作したANN-LSIのニューロン機能をまとめて示す。

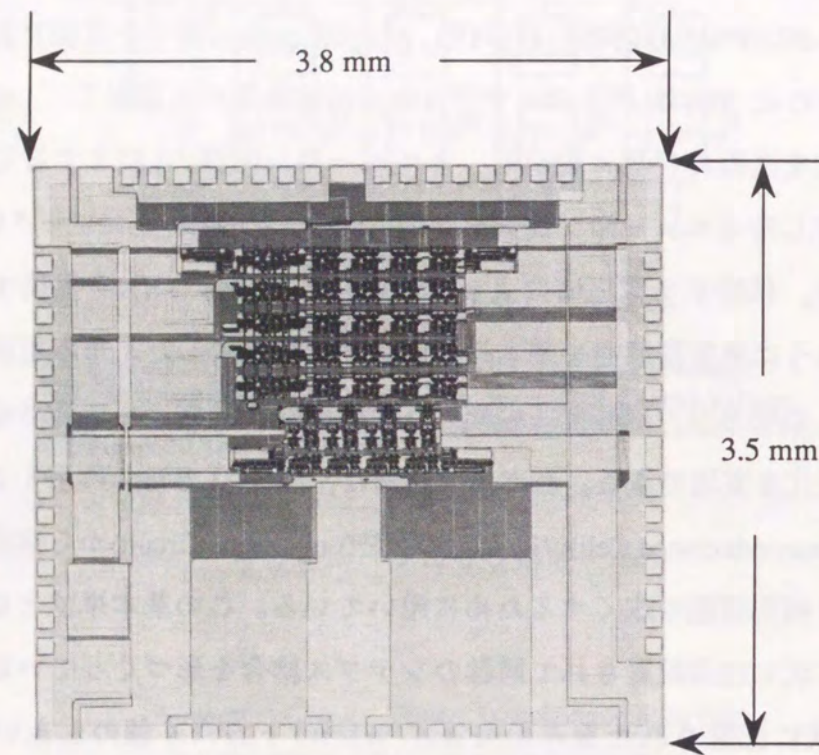


図4-16 試作ANN-LSI

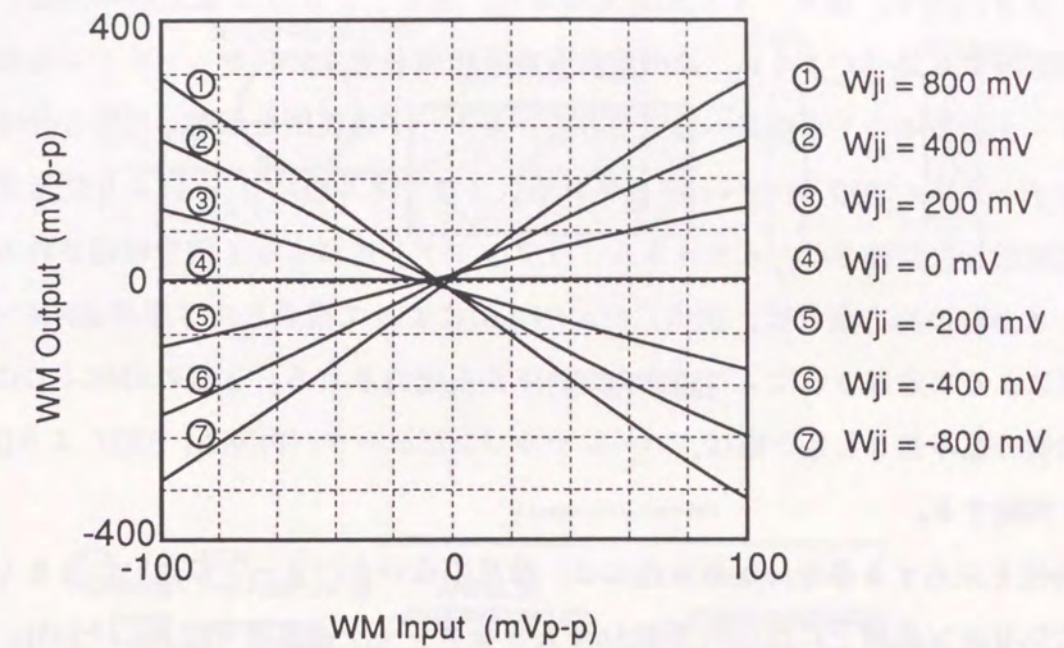


図4-17 重み入出力特性

表4-3 試作したANN-LSIにおけるニューロン機能

項目	設計値
ニューロン数	4
シナプス結合数	4/ニューロン
重み (W) 値範囲	$ W \leq 3$
しきい値 (θ) 範囲	$ \theta \leq 6$
加算範囲 (SW)	$ SW \leq 15$
重みしきい値設定精度	0.1以下

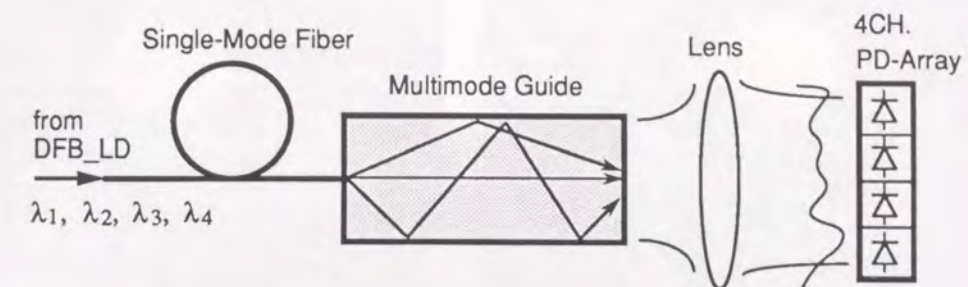
4. 4. 3 波長分波実験

ニューロ処理型波長分波器の原理を4波多重光の分波実験により確認した。実験系の構成を図4-18に示す。図4-18(a)は光学系の、図4-18(b)は電気系の構成を示している。動作原理でも述べたように、高密度波長多重化信号光はSMFからシリコン基盤上に形成したプレーナ型多モード導波路へ導波される。多モード導波路を伝搬した信号光は、レンズにより4チャンネルのPDアレイへと結合される。4チャンネルPDアレイにより受光された信号光は、電気信号に変換され、4チャンネルプリアンプアレイによって信号増幅される。プリアンプアレイからの出力信号は、試作したANN-LSIによって構成した3層構造NNへ入力され、信号処理によって分波されて4つの出力ポートから出力される。2個のANN-LSIに必要な40×2=80個の重み値としきい値は、パーソナルコンピュータ(PC9801 ES5)よりD-A変換器を介して供給する。

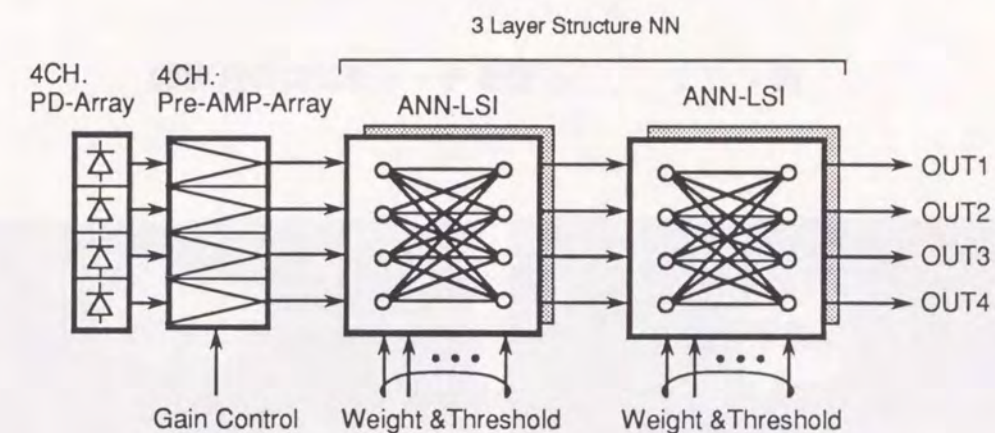
分波特性を左右する多モード導波路には、波長の違いをパターンの違いに大きく反映できるようにシリコン基盤上に比屈折率差 Δn の大きなプレーナ導波路を準備した[93]。比屈折率差 Δn を大きくするためにリッジ型構造により形成しており、この構造により $\Delta n=0.3$ となる。比屈折率差が大きければ、励振されるモード次数も多くなる。次数の大きいモードほど波長の変化に対して位相の変化が大きく現れるので、その干渉の結果として現れるスペckルパターンも波長の変化に対して大きく変化することになる。ただし、各モードが一様に励振されることが必要である。試作したプレーナ導波路の断面の様子を図4-19に示す。励振されるモード数の異なる導波路を複数準備するために、幅の異なる導波路を同一基盤上に形成している。実験で実際に用いた導波路の寸法は、幅32 μm 、長さ60 mm、コア厚0.8 μm である。このとき励振される最大モード次数は32である。

4チャンネルPDアレイの受光部の寸法は、受光面が30 μm 角、配列ピッチ10 μm である。空間的に分布したスペckルパターンを受光する際に、できるだけ光損失が少なくなるように可能な限り配列ピッチを狭くしている。この配列ピッチにおいて受光面間のクロストークは200Mbit/sまで40 dB以上が確保できている。また、周波数帯域は1 GHzまで伸びている。

4チャンネルプリアンプアレイは、本実験用に試作した電流電圧変換型可変利得アンプであり、その変換利得は最大80 dBとなるように設計されている。周波数帯域は、150 Mbit/sの信号を矩形波として増幅できるように200 MHz以上を目標としたが、試作した結果アレイ化に伴うクロストークのため変換利得60 dBにおいて100MHzであった。このようなPDアレイやプ



(a) 光学系の構成



(b) 電気系の構成

図4-18 実験系の構成

リアンプアレイのようなアレイ化デバイスは、処理機能を高度化させる上で今後の光通信に不可欠な光部品になるものと考えられるので、チャンネル数が多く特性のよいアレイ化デバイスの開発は急務である。

リッジ型導波路から出射されたスペckルパターンを観測した結果を図4-20に示す。波長は1545 nm から5 nmおきに1530 nmまで4波である。スペckルパターンが明らかに異なるのがわかる。これらのパターンを4チャンネルPDアレイによって受光した時の各チャンネルごとの強度分布をもとに、計算機シミュレーションによる逆伝搬学習により重みの大きさやしきい値を求めた。求めた重みの大きさやしきい値の一例を表4-4に示す。

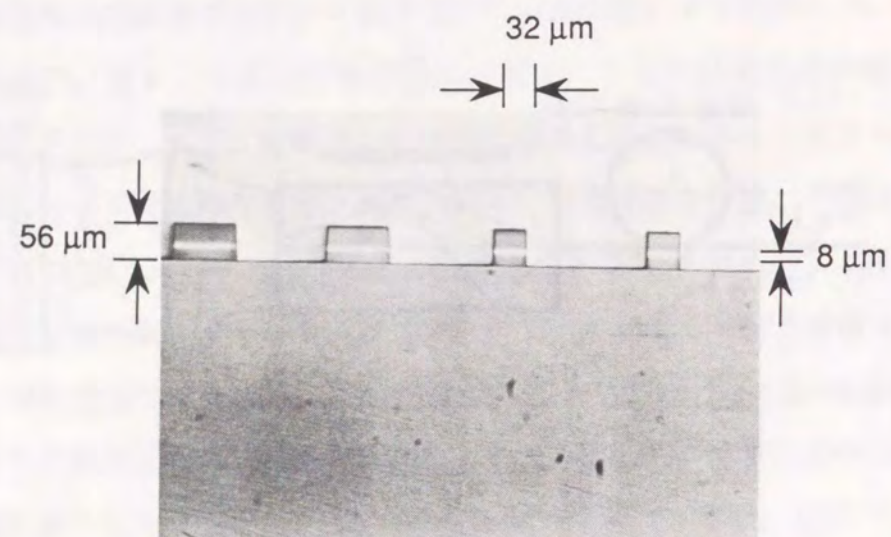


図4-19 リッジ型多モード導波路の断面図

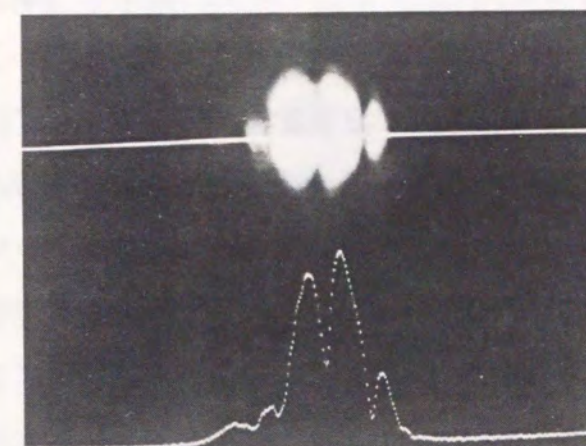
表4-4 逆伝搬学習則のシミュレーションにより求めた重みとしきい値の例

(1) 入力層から中間層

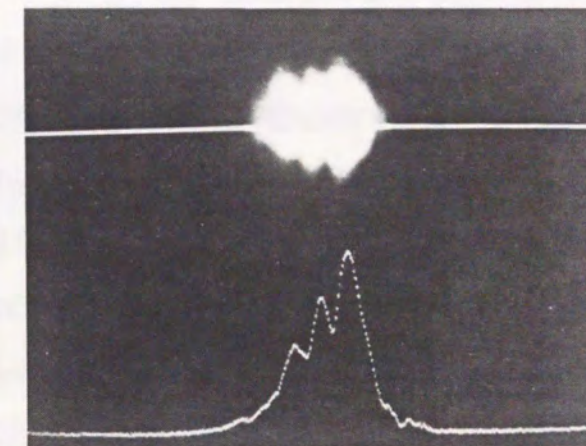
$W_{11} = -1.11$	$W_{12} = 1.78$	$W_{13} = 1.18$	$W_{14} = 0.12$
$W_{21} = 0.45$	$W_{22} = 1.87$	$W_{23} = 0.62$	$W_{24} = 0.20$
$W_{31} = 2.29$	$W_{32} = -1.30$	$W_{33} = -1.65$	$W_{34} = -0.42$
$W_{41} = -0.39$	$W_{42} = -1.65$	$W_{43} = 1.59$	$W_{44} = -0.18$
$\theta_1 = -1.11$	$\theta_2 = -1.11$	$\theta_3 = -1.11$	$\theta_4 = -1.11$

(2) 中間層から出力層

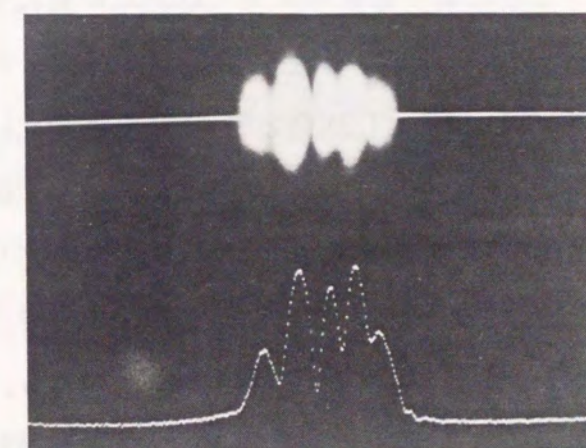
$W_{11} = 0.54$	$W_{12} = 0.33$	$W_{13} = -0.28$	$W_{14} = 0.00$
$W_{21} = -0.37$	$W_{22} = 1.44$	$W_{23} = -0.64$	$W_{24} = 0.01$
$W_{31} = -0.42$	$W_{32} = 0.50$	$W_{33} = 1.45$	$W_{34} = 0.00$
$W_{41} = 0.10$	$W_{42} = 0.01$	$W_{43} = 0.22$	$W_{44} = 0.00$
$\theta_1 = -0.02$	$\theta_2 = -0.02$	$\theta_3 = 0.10$	$\theta_4 = -1.12$



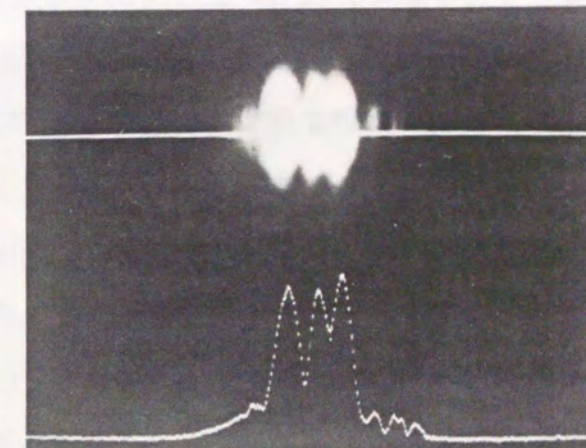
(a) $\lambda_1 = 1545 \text{ nm}$



(b) $\lambda_2 = 1540 \text{ nm}$



(c) $\lambda_3 = 1535 \text{ nm}$



(d) $\lambda_4 = 1530 \text{ nm}$

図4-20 スペックルパターンの観測結果

波長分波を示すための観測波形の結果を図4-21に示す。図4-21(a)は送信パターンを示している。上から順に波長 λ_1 , λ_2 , λ_3 , λ_4 に対する変調波形を示しており、組合せ(λ_1 , λ_2 , λ_3 , λ_4)が(1, 1, 1, 0)から(0, 1, 1, 1)までの8個の異なるパターンを示している。図4-21(b)は4チャンネルPDアレイの中のチャンネル1と2における受光波形を示している。PDアレイ上での振幅分布の電圧加算の結果を示しており、この波形から各波長の信号波形を認識することは困難である。PDアレイの各受光素子における振幅分布の電圧加算結果を、ANN-LSIによって構成したニューラルネットワークにより認識処理した結果を示しているのが図4-21(c)である。波形OUT1が λ_1 の送信パターンに、波形OUT2が λ_2 の送信パターンに対応している。

波形OUT1およびOUT2の立ち上がりや立ち下がり特性が、送信パターンに比べ緩やかになっているのが分かる。また、"1"状態と"0"状態の時間比を表すDuty比も送信パターンの50%から変化が見られる。Duty比の変化は、4チャンネルプリアンプアレイの周波数特性が不十分であるためニューロ処理を行う時の波形が矩形波ではなく三角波状になったことが起因していると考えられる。波形が三角波状であると、しきい値の位置によってDuty比が変化することになる。三角波の上部や下部にしきい値が設定されると"1"状態の時間が短く、または長くなるためDuty比が変化する。しきい値が真中であれば、"1"状態と"0"状態の時間比は1対1となるのでDuty比は50%となる。また、三角波状であると、ANN-LSI内において正確な振幅加算が行われる時間間隔も狭くなり、正確な識別処理が困難となる。4チャンネルプリアンプアレイの周波数特性は、すでに述べたように設計値200 MHzに対し、試作により得られた結果は半分の100 MHzであった。Duty比や正確な振幅加算の問題を解決するためにも、十分な周波数特性を有するプリアンプアレイの開発は急務であろう。なお、十分な周波数特性を有するプリアンプアレイを用いると熱雑音が増加するため、SNRは劣化し受信感度が低下する。受信感度との関係を含めた定量的検討は今後の課題である。

立ち上がりや立ち下がり特性が緩やかであるのは、ANN-LSIの出力用シグモイド関数回路(SM)の利得が一般の識別回路に比べて小さいので、4チャンネルプリアンプアレイからの出力波形を矩形波に復元できないためであると思われる。シグモイド関数回路の利得は、学習を行う場合には比較的小さい方がよく、学習終了後の認識処理では大きい方が好ましい。この学習に対応できるように、シグモイド関数回路の利得は供給電圧によって可変できるように設計しているので、可変幅を広げることで立ち上がりや立ち下がり特性をより急峻にできる。

このように、立ち上がり／立ち下がり特性やDuty比には改善の余地はあるものの、図4-

21に示した分波実験結果より5 nm 間隔多重した高密度波長多重光の分波に成功したと言える。

本分波実験では波長の変化に対するスペckルパターンの変化を大きくするためにリッジ型プレーナ導波路を準備したが、導波路が直線的であるので、高次モードまで一様励振させることが極めて困難であり、わずかな低次モードのみが励振される結果となった。そのため、スペckルパターンの変化は波長の変化に対して小さなものとなった。また、一般にプレーナ型多モード導波路を用いると偏波依存性の問題にも直面する。ニューロ処理型分波器に関して実用性を鑑みると、多モード導波路以外に偏波依存性がなく、波長の違いを強度分布の大きな違いに変換できる光変換デバイスを検討する必要がある。

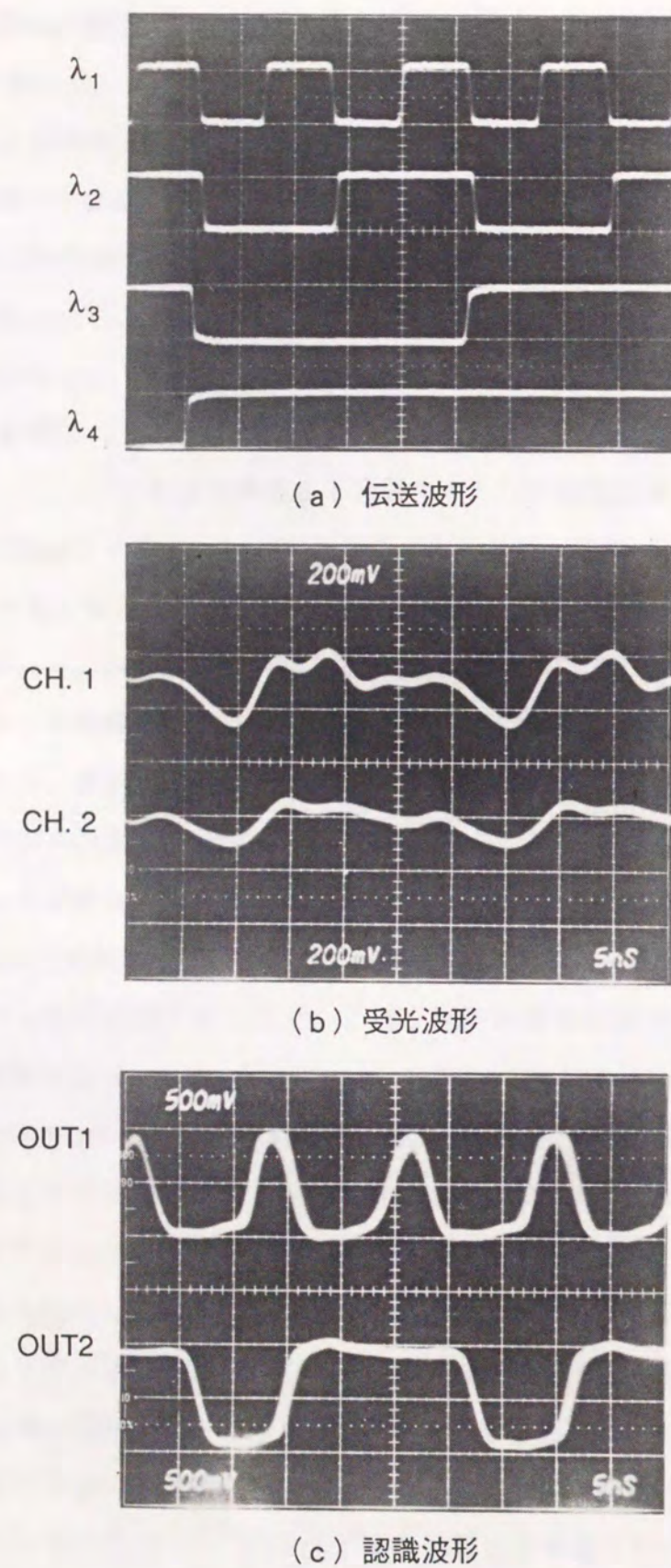


図4-21 分波実験結果

4.4.4 多周波振動高速学習法

NNのパターン認識能力を用いて高密度波長多重光を分波できることをこれまで述べてきた。NNのもう一つの特長である学習能力を用いると波長変動や設定波長偏差を分波器において逐次学習して吸収できるので、環境適応型の波長分波器として機能させることが可能となる。ただし、この場合の自己学習は、送信されてきた信号列をもとに行う必要があるため、ANN-LSIに求められたのと同様に高速性が要求される。ところが、これまでに報告されている学習法では、デジタルNNやコンピュータシミュレーションを想定したアルゴリズムの提案が多く、重みごとの逐次的処理のために高速性に乏しい[40],[87],[88]。したがって、高速に学習を行う必要のある光通信系へのNNの応用では、従来の学習法をそのまま適用することは困難である。

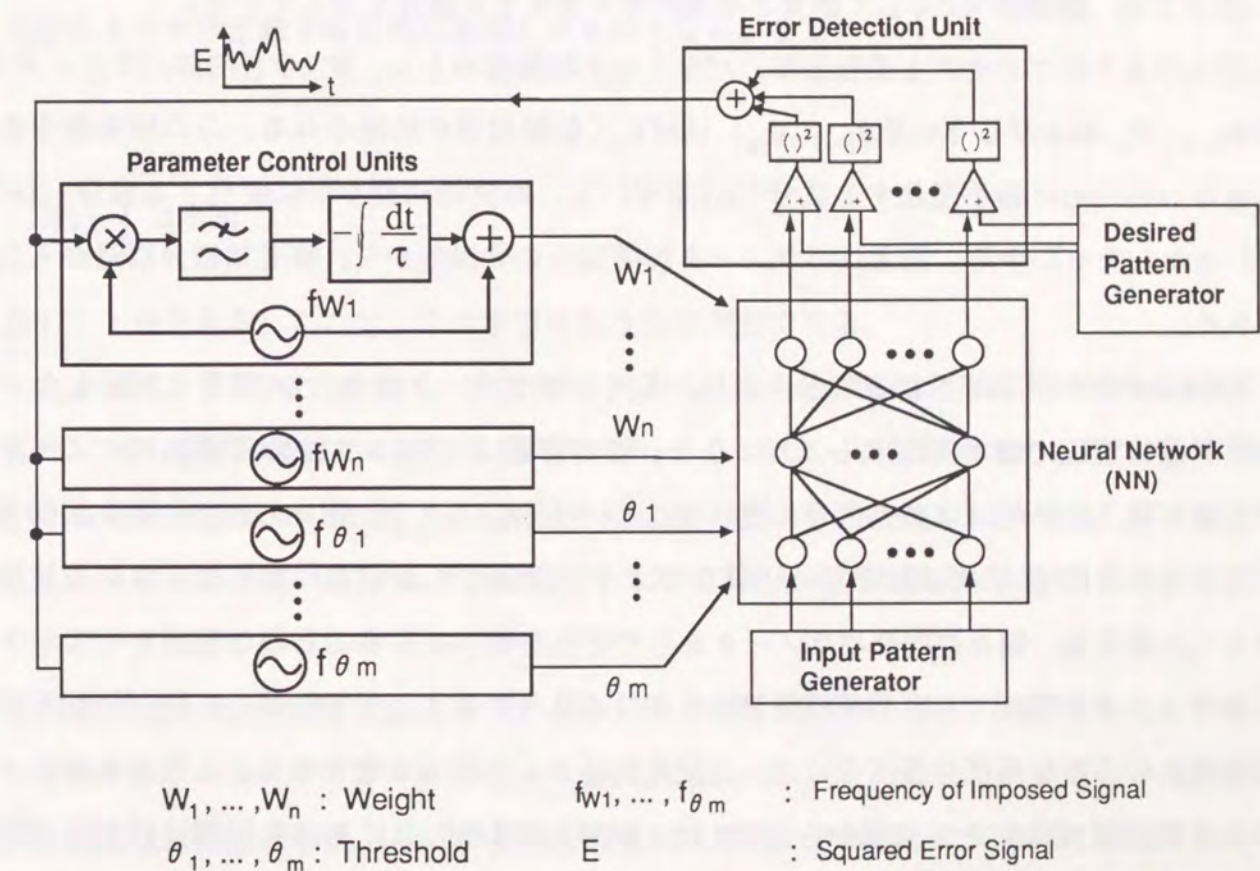


図4-22 多周波振動法にもとづく高速学習法の原理

アナログハードウェアによって各重み値やしきい値を並列に修正できる学習法を構成できると高速学習を達成できる。本節では、光通信システムへ適用するために開発した多周波振動法なる高速学習法を提案する。多周波振動法の原理を図4-22に示す。NNは入力パターン発生器(Input Pattern Generator)および誤差検出部(Error Detection Unit)と接続される。入力パターン発生器は、NPDではプリアンプアレイの出力に相当する。誤差検出部は同時に教師パターン発生器(Desired Pattern Generator)とも接続される。誤差検出回路の出力は、各重み値やしきい値を修正するパラメータ制御部(Parameter Control Units)へ分配され、修正された後に再び各パラメータ値はNNへ出力される。

学習過程において、入力パターン発生器は学習用入力パターンをNNに対して順次送出する。NNは、そのときの内部パラメータに従って学習用入力パターンを処理し、入力に対応した出力パターンを出力ポートから送出する。

誤差検出部はアナログ回路であり、NNからの出力パターンと教師パターンとから、誤差信号を発生する。この誤差信号は、複数のパラメータ制御部に対して一斉に送出される。図4-22では、誤差信号Eとして誤差2乗和信号を発生する場合を示している。

以上のようなプロセスと並行して、パラメータ制御部からは、NNの各内部パラメータ(重み $W_1, \dots, W_n$, およびしきい値 $\theta_1, \dots, \theta_m$)に対して制御信号が送出される。この制御信号は、高速かつ周期的に微小変化する成分(RF信号)と、時間的に緩やかに変化する成分(DC信号)とからなっている。前者はパラメータ制御部内の発振器から、後者は積分回路から出力される。

NNにRF信号が送出されることにより、各内部パラメータ値は、DC信号に対応したパラメータ値の周辺で微小変化することになる。この影響は、NNおよび誤差検出部によって全て合成され、最終的には誤差信号に現れることになる。ここで、個々のパラメータ制御部から送出されるRF信号周波数を互いに異なるように設定しておくと、誤差信号中の周波数スペクトル成分は、個々の内部パラメータからの寄与を個別に表すことになる。

パラメータ制御部では、誤差検出部からのこのような誤差信号を受信し、同期検波を行う。同期検波に必要な局部発振信号には、上記発振器からの信号が使われる。したがって、パラメータ制御部では、それ自信から送出したRF信号が誤差信号に及ぼす影響だけを、同期検波の周波数分離機能によって検出することになる。この同期検波出力は、積分回路により時間的に積分されたあと、上記のDC成分として利用される。

NNの内部パラメータ値に対する修正量は、第2章の式(2-9)で示したように、パラメ

ータの微小変化が誤差信号に及ぼす影響の度合いに比例するように設定すればよい。式(2-9)を図4-22に示した学習原理と比較するために再掲する。

$$\Delta W_i = -\epsilon \frac{\partial E}{\partial W_i} \quad (4-4)$$

図4-22においてパラメータ制御部から送出されるRF信号レベルは、内部パラメータへ微小変化を与える信号であり、式(4-4)における ∂W_i に対応している。また、誤差検出部から出力される誤差信号Eは、与えられた微小変化にNNの内部状態を加味した変動成分をすべてのパラメータにわたって合成した信号であり、 ∂E を含んでいる。同期検波出力レベルは、合成されたパラメータの変動成分から固有の変動成分を抽出した結果であり、これが $\partial E / \partial W_i$ を表している。したがって、同期検波出力レベルは、個々の内部パラメータ値の修正量 ΔW_i に他ならない。

内部パラメータの修正は、学習の継続とともに繰り返されるので、内部パラメータ値は、その時点までの修正量を時間的に累積したものとなる。すなわち、

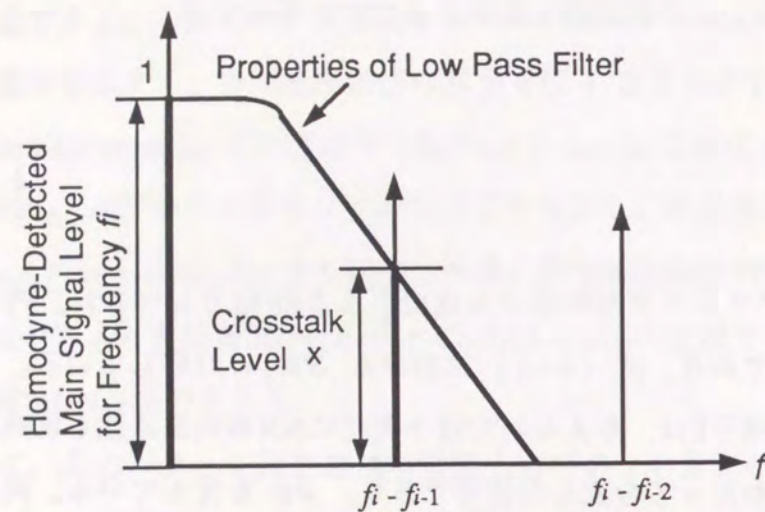
$$W_i = \int_0^T \Delta W_i dt \quad (4-5)$$

と表すことができる。ここで、Tは学習を行う全時間長である。

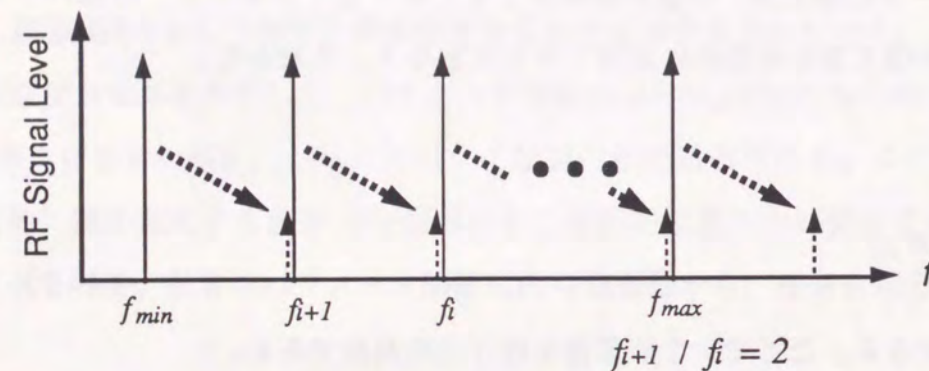
したがって、上記のプロセス、すなわち、(パラメータ制御部からNNに対するRF信号の送出) → (誤差検出部での誤差信号の生成) → (パラメータ制御部でのRF信号の同期検波) → (同期検波出力の積分) → (DC信号の生成) というプロセスを、一つの学習用入力パターンに対して一定回数行い、学習用入力パターンを順次切り替えていくことにより、NNの学習が自動的に行われることになる。

このような多周波振動法を、アルゴリズムにもとづく従来の学習法と比較すると、次のような特長をあげることができる。

- (1) 周波数分離技術を使うことにより、個々のパラメータを独立かつ並列に制御できるので、学習が高速になる。
- (2) 周波数を多重化してNNからの信号を学習用回路に導いているので、NNと学習用回



(a) 低域フィルタの遮断特性とクロストークの関係



(b) 高調波信号によるクロストーク

図 4-2 3 多周波振動法におけるクロストーク

路との間の結線は 1 本だけでよい。

(3) 内部パラメータの修正量を、個々のパラメータ値や内部信号レベルを信号処理して決定する必要もない。したがって、全体の回路構成が単純になる。

図 4-2 2 に示した多周波振動法による学習において考察しておく必要があるのは、RF 信号間に生じるクロストークの影響である[94]。クロストークには 2 種類考えられる。ひとつには、パラメータ制御部内にある低域フィルタの遮断特性に起因して生じるクロストーク

(XTALK1) である。もうひとつには、NN や誤差信号発生部の非線型性による高調波にもとづくクロストーク (XTALK2) である。これら 2 種類のクロストークの様子を模式的に示したのが図 4-2 3 である。図 4-2 3 (a) は、周波数 f_i の RF 信号を同期検波したとき隣接周波数の RF 信号から漏れてくる XTALK1 の様子を示している。図 4-2 3 (b) は、誤差信号 E の周波数スペクトルの様子を示している。周波数 f_i の RF 信号の 2 次高調波成分が周波数 f_{i+1} と一致して XTALK2 となっている例を示している。この多周波振動法では、原理的に高調波成分の発生は避け難いが、RF 信号の周波数配置を $f_{max} \leq 2f_{min}$ とすることにより高調波成分がクロストークとなるのを抑えることができる。ここで、 f_{min} と f_{max} は RF 信号のなかで最小周波数と最大周波数を示している。

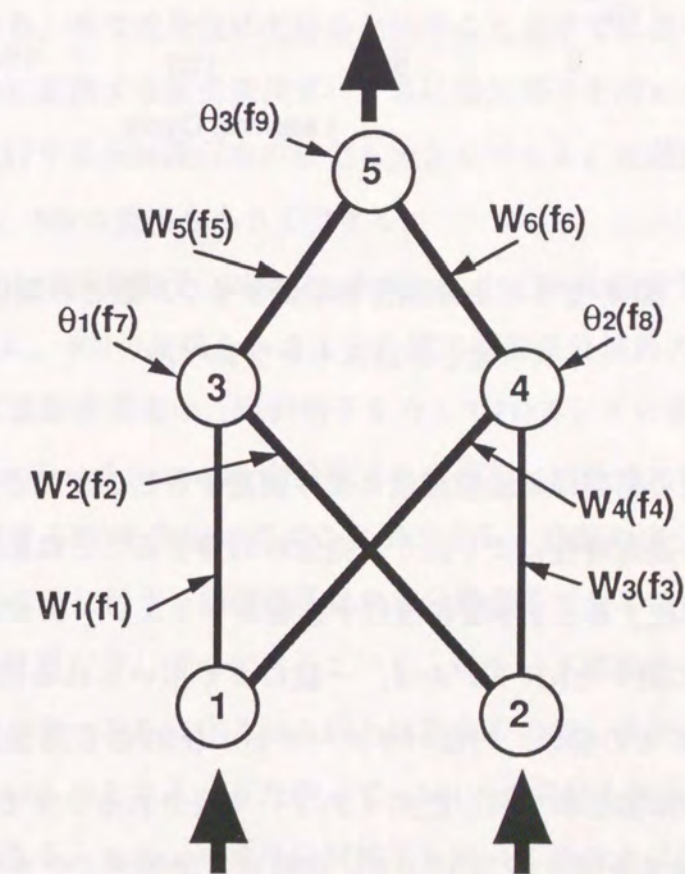


図 4-2 4 排他的論理和の回路構成および内部パラメータ制御用 RF 信号周波数

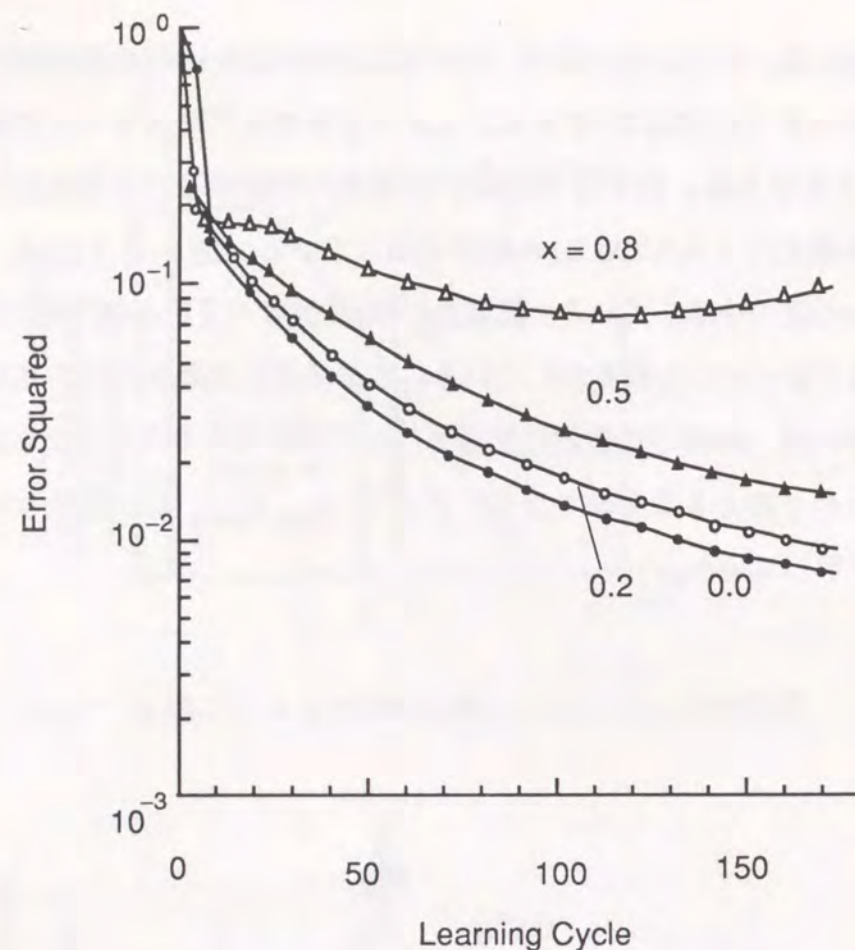


図4-25 2乗誤差と学習サイクル数との関係
X；クロストークレベル

このようにXTALK2の影響は周波数配置により回避することができる。一方、XTALK1の影響は低域フィルタの遮断特性により決り、完全に回避することは困難である。そこで、クロストークがXだけ存在するとき学習に及ぼす影響をシミュレーションにより検討した。

シミュレーションに用いたNNモデルは、一般によく用いられる排他的論理和 (EXOR) であって、図4-24にその構成、内部パラメータおよびRF信号周波数を示した。各ニューロンの非線型処理部には第2章で示した式(2-7)で表されるシグモイド関数を適用した。

シミュレーション結果を図4-25に示す。横軸は、学習サイクル数を、縦軸は2乗誤差を示している。なお、4種類の入力パターンをそれぞれ1回ずつ学習させる過程を1学習サイクルとしている。クロストークレベルXが0.5まで増えても、学習サイクルの増加に伴い2乗誤差は小さくなり、学習の効果がみられるが、X=0.8までクロストークが増えると2乗誤

差が0.1程度で飽和し、十分な学習の効果が期待できないのが分かる。実際にハードウェアを構成する際には、2次の低域フィルタを用いることによりX=0.1程度とすることができるので、十分な学習効果を期待できる。

本論文では多周波振動法という新しい学習法について提案し、シミュレーションによって検証した段階ではあるが、多周波振動法を用いた高速学習回路とニューロ処理型光分波器とを組み合わせることにより適応型光受信器を構成できるものと考えられる。

4.4.5 適応型波長分波器

適応型波長分波器は、NPDに多周波振動高速学習回路を適用することにより構成できる。ところが、NPDの実験に用いたプレーナ型多モード導波路には、①偏波依存性が存在する、②波長の変化に対する光強度分布の変化が比較的小さく波長分解能を高めるのにNNの規模を大きくする必要がある、ので実用性に欠けるということをすでに述べた。波長の違いを空間的光強度分布の違いに変換する波長変換デバイスに回折格子を用いると、偏波依存性を解消でき、波長の変化に対する光強度分布の変化も大きくできる。光強度分布の変化が大きいと波長分解能も高まり、NNの規模も小さくできる。

波長変換デバイスとして回折格子 (Wavelength-distributing Device) を用いることにより波長分解能を高めるとともに、NNの規模を小さくした適応型波長分波器の構成を図4-26に示す。SMFを出た高密度波長多重光は、回折格子を介してPDアレイに結合する。PDアレイには2層のNN (Two-layer Neural Network) が接続されており、内部の結線を変化させることにより出力ポートに接続するPDを自由に選ぶことができる。結線の変化は多周波振動高速学習回路(Learning Circuit)により行う。回折格子は角度分散素子であるため、波長が変化すると出射パターンの空間的位置が少しずつ変化していく。多モード導波路のように、波長が異なるとき同じ空間内でパターンを変化させるのとは異なるので、波長の異なる光強度分布間との関係は直交関係に近いものとなる。したがって、NNへの負荷も軽減され2層構造NNでもパターン認識が可能となる。なお、単純に回折格子を用いる場合とは異なり、ある波長の出射パターンは必ずしも特定のPDへ集光される必要はなく、PDアレイ中の複数のPDに集光されても構わない。それだけ、製作上の位置決めが容易になる。この点が大きな特徴である。

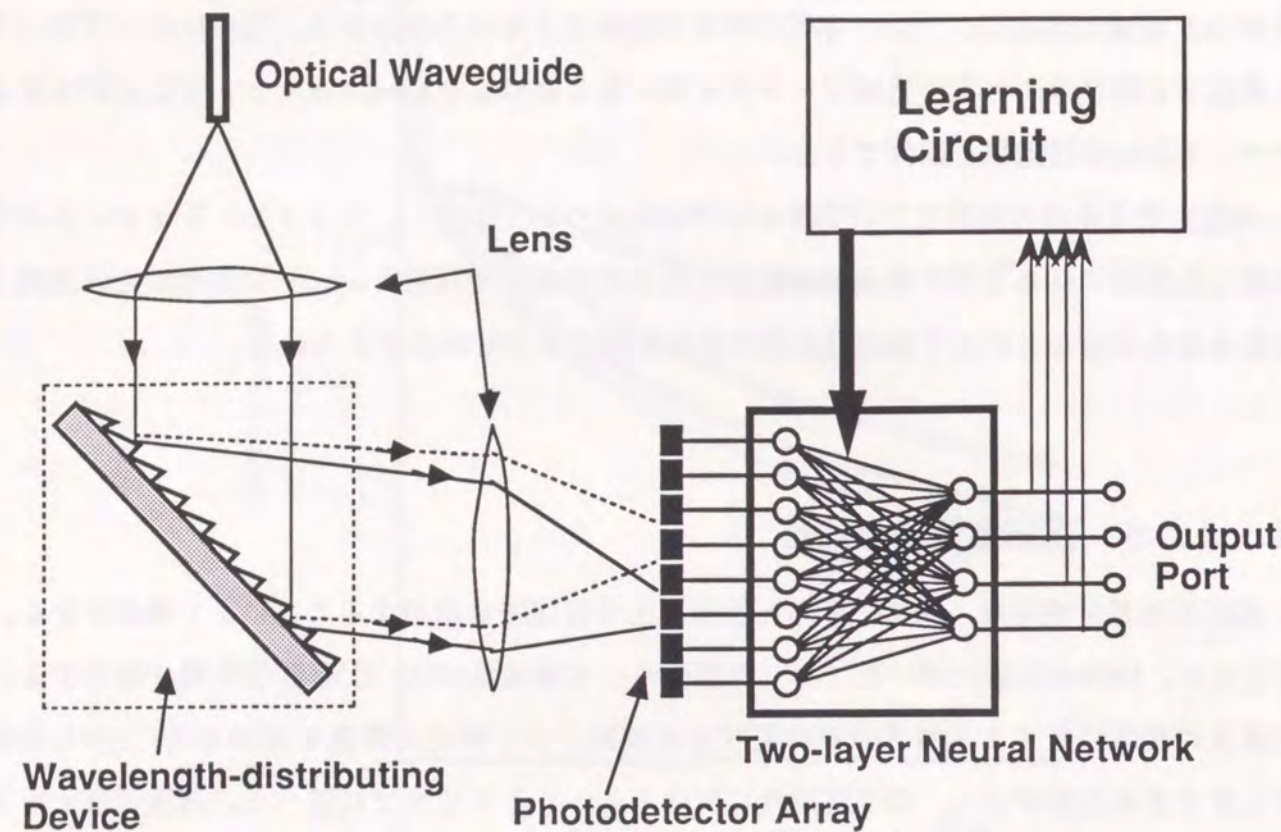


図 4-2 6 適応型波長分波器の構成

4. 5 むすび

本章では、高密度波長多重光通信に適した合分波技術について、新しい構成の提案や性能の明確化を行った。以下に、その内容を要約する。

- (1) 干渉膜フィルタへの光の垂直入射によって偏波依存性を解消できる、光サーキュレータを利用した波長合分波器を提案し、3波の分波実験により動作を確認した。3章で提案した高性能光サーキュレータを用いると5波以上の合分波も可能となる。
- (2) 共振型半導体レーザー増幅器が有する光フィルタ特性について明らかにした。共振利得や端面反射率を変化させることによって制御することができる。直接変調によってスペクトルの広がった信号光をフィルタリングする場合には、端面反射率 R を5%以下にするのが有効である。クロストークの点からは、 R は大きいほうが望ましく、 $R=5\%$ のときクロストークを-10 dB以下に抑えるには波長多重数を8波以下にする必要が有るのに対して、 $R=32\%$ では20波程度まで可能である。
- (3) これまでの技術の方向とは異なり波長変動や波長設定誤差に柔軟に対応できる、ニューロ処理型波長分波器を提案し、その原理動作を5 nm 間隔で多重した4波多重光の分波によって確認した。ニューラルネットワークの持つパターン認識力を利用した新しい原理に基づく分波器である。さらに、ニューロ処理型波長分波器を適応型として動作させるのに必要となる高速学習法として多周波振動法なる学習法を提案し、原理をシミュレーションにより確認した。実用性を鑑みると、波長の違いを空間的強度分布(パターン)の違いに変換する波長変換デバイスには、原理確認実験で用いた多モード導波路より回折格子の方が適していると言える。なお、本分波器は重みやしきい値を電氣的に変更するだけで、波長チューナとしても動作する。

これまでの光技術に関する開発では、技術の高度化は高精度化の追及に他ならなかった。光に限らず1980年代初めまでの技術に関する一般的方向であるとも言える。これに対して、ニューロ処理型波長分波器は、“ある程度”の精度があれば自己学習による適応性によって勝手に分波するという柔軟性を指向した技術である。通信の分野でこのような柔軟性を指向した技術の適用領域を見いだしたのは、著者の知る限り、ニューロ処理型波長分波器が初めてである。技術的にはまだ未熟な状態にあるが、このような“柔軟性指向”の技術は、社会に大きなインパクトをもたらすものと考えられる。今後は、実用技術となり得るように、光通信システムという総合的立場からも考察を深めていくが必要になるであろう。

第5章 高密度波長多重通信ネットワーク

5.1 まえがき

世界の通信ネットワークは、光通信における高速化技術の進展に裏打ちされて今や大きな変革を遂げようとしている。それは、STM (Synchronous Transfer Mode: 同期的伝達モード技術) 技術を基盤としたネットワークから、ATM技術を基盤としたネットワークへの移行である。STM技術を基盤としたネットワークでは、速度比の大きい多元情報 (例えば、電話系 64 Kbit/s から画像系 150 Mbit/s まで) を一つのネットワークで扱うには困難であるが、ATM技術を基盤としたネットワークでは自由に扱うことができる。そのため、速度の小さい電話系端末から速度の大きい画像系端末に至るマルチメディアを一つのネットワーク内で通信できる汎用的伝達網を構築できる[22]-[24]。当然のことながら、多元情報を自由に扱うには高度かつ大容量の処理機能が要請されることになる。

高度かつ大容量な処理機能の要請に伴い、波長領域の捉え方も従来と変化してきている。多モードファイバとLED光源を中心とする低速の中継光伝送システムが技術の主流であった頃には、波長領域は単に伝送容量を増大させる手段として捉えられていた。その後、光通信の普及とともに端末まで光ファイバを張り巡らそうとする動きが生じ、アナログ信号とデジタル信号のように通信方式の異なる信号ごとに波長を割り当てて通信を行う複合的通信方式の開発が進められた[91]。波長多重化技術により高機能化を図った一例と言える。最近では、高密度波長多重化信号光を用いてクロスコネク機能や波長にアドレス情報を持たせた波長ルーティング機能を実現しようとする研究も進められている。LAMB DANETやHYPASS等の高密度波長多重通信ネットワークがその代表的例である[25],[27],[92]。

本章では、第3および4章にて提案し、実現してきた光信号処理技術を適用することによってクロスコネク機能を実現できることや、波長配置の設定において柔軟性に富む相対波長配置型WDMネットワークを構成できることについて述べている。

5. 2 疑似光タップを用いたリング型ネットワーク

高密度波長多重化技術を用いて伝送容量の増大を図るだけでなく波長ルーティングを行うネットワーク構成を提案したのは、著者の知る限り、1987年に発表されたLAMBDA NETが最初である[25]。その後、波長をアドレス情報に割り当ててアクセス制御を容易にするなど各種のネットワークが提案され、実験が試みられてきた[26]-[29]。その多くの物理的配線構成はスターカプラを基本にした分配系構成に基づいている[25]-[28], [92]。その一例を図5-1に示そう。図5-1は、FOX (Fast Optical Cross Connect) と称されており、並列処理システムにおいて複数のプロセッサとメモリ間で通信を行うクロスコネクトシステムの構成例である。

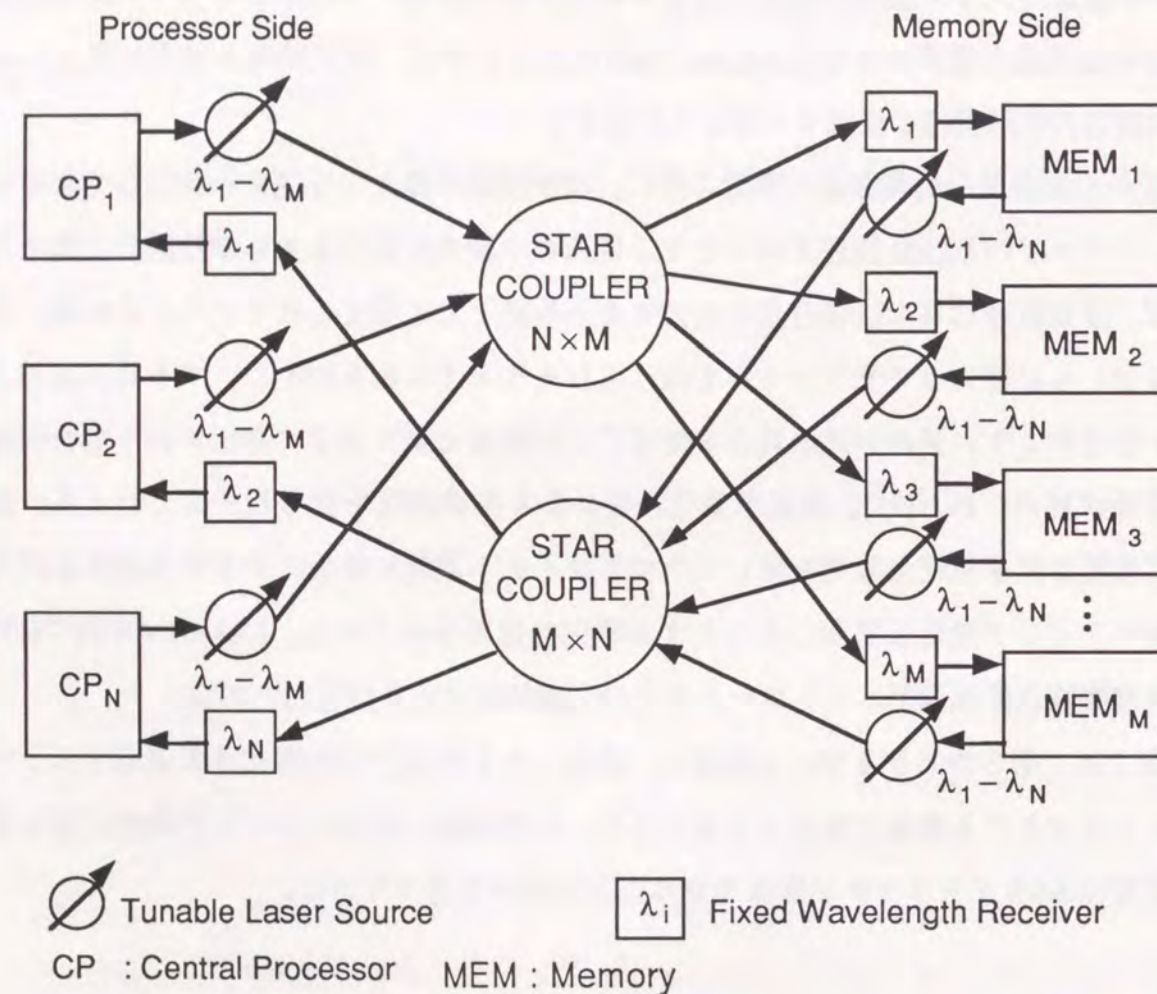


図5-1 スターカプラを基本にした分配系ネットワーク構成の例[26]

2つのスターカプラを基本構成要素として用いている。1つは、プロセッサからメモリへ、他方はメモリからプロセッサへ信号を伝達するために用いる。共に分配系ネットワークであって、分配された高密度波長多重信号光から特定の波長を選択することによりN対Mの通信を行うものである。選択する光フィルタには透過波長が固定のものを、光源には波長を可変できるものを用いている。波長にアドレス情報を持たせるだけでクロスコネクト機能を実現できる点が本システムの特徴である。高密度波長多重化技術を用いずに電気的信号によってクロスコネクトを行うためには、スターカプラの位置に制御機能やメモリ機能を有する空間スイッチが必要となるので、構成が複雑化し実現性に欠けることとなる。

図5-1に示した構成例が実際にクロスコネクトシステムとして機能するには、プロセッサとメモリ間のアクセス制御を行うための制御系装置が必要である。制御系装置によってアクセス制御が行われた後には、プロセッサの光源の波長は通信する相手のメモリに対応した波長へチューニングされて信号を送信する。メモリが送出する信号光についても、同様に相手側プロセッサに対応した波長にチューニングされることとなる。

このようなスターカプラを基本とした分配系ネットワークの他に、構成としてはリング型やバス型構成がある。これらを光ファイバによって構成できると、分配系とは違った通信機能や通信形態をネットワークに期待することができる。例えば、LAN(Local Area Network) やコンピュータ間通信のようなネットワークは、リングやバス型構成により実現できるが、分配系構成では困難である。また、分配系構成では守秘性を確保することも困難である。さらに、物理的配線構成も分配系では複雑になり易いが、バス型やリング型構成では単純化を図れる。各種要因によって生じる光損失を補償するのに、分配系構成では分配数だけの光増幅器が必要となるが、リングやバス型構成ではバス線用光ファイバに数個の光増幅器を挿入するだけの単純な構成をとることができる。

このようにリングやバス型構成では分配系とは違った特長を有するネットワークを構成できるが、リング型やバス型を構成するには光タップが必要になる。電気系通信では、支線の高インピーダンス化による受動的な電圧振幅の抽出に相当する。高インピーダンスによる電圧振幅の抽出は、エネルギーの流れをほとんど伴わずに電界振幅を観測することに相当するので、同様の原理で光タップを実現することは困難である。方向性結合器を用いることによって、疑似的にタップ機能を実現することはできるが、光強度がタップ毎に3dBずつ減衰するので現実的ではない。

第4. 2節で提案した光サーキュレータを用いる波長合分波器と高密度波長多重化技術を

用いると光強度の減衰を伴わない光タップを疑似的に構成できる。その構成を具体的にリング型ネットワークの中で示そう。図5-2は、光サーキュレータを用いた波長合分波器と高密度波長多重化技術とを用いて疑似的に光タップを構成し（以下、疑似光タップと称する）、リング型光ネットワークを構成した例である。

N個のノードとアクセス制御等を行う網制御部(Network Controller; NC)を備えた主装置(Central Equipment; CE)がリング型光ネットワークを介して接続されている。各ノードにはアドレスを定義する固有波長が割り当てられている。CEからは必要なノードと通信するための高密度波長多重光が送出され、割り当てられたノードへ向かう。各ノードは、固有波長の信号光を送出することによってCEとの通信を行う。高密度波長多重光から固有波長の信号光を選択するには、疑似光タップを用いる。疑似光タップのポート1へ伝搬してきた高密度波長多重光は、循環機能によりポート2へ向かう。ポート2には干渉膜フィルタが設けられており、固有波長の光のみ透過し、他の波長の光は反射されてポート3へ向かう。透過された信号光はノード2へ向かう。ノードから出力された固有波長の光は、ポート2の干渉膜フィルタを透過してポート3へ向かう。このようにノードから出力された信号光がポート1へ

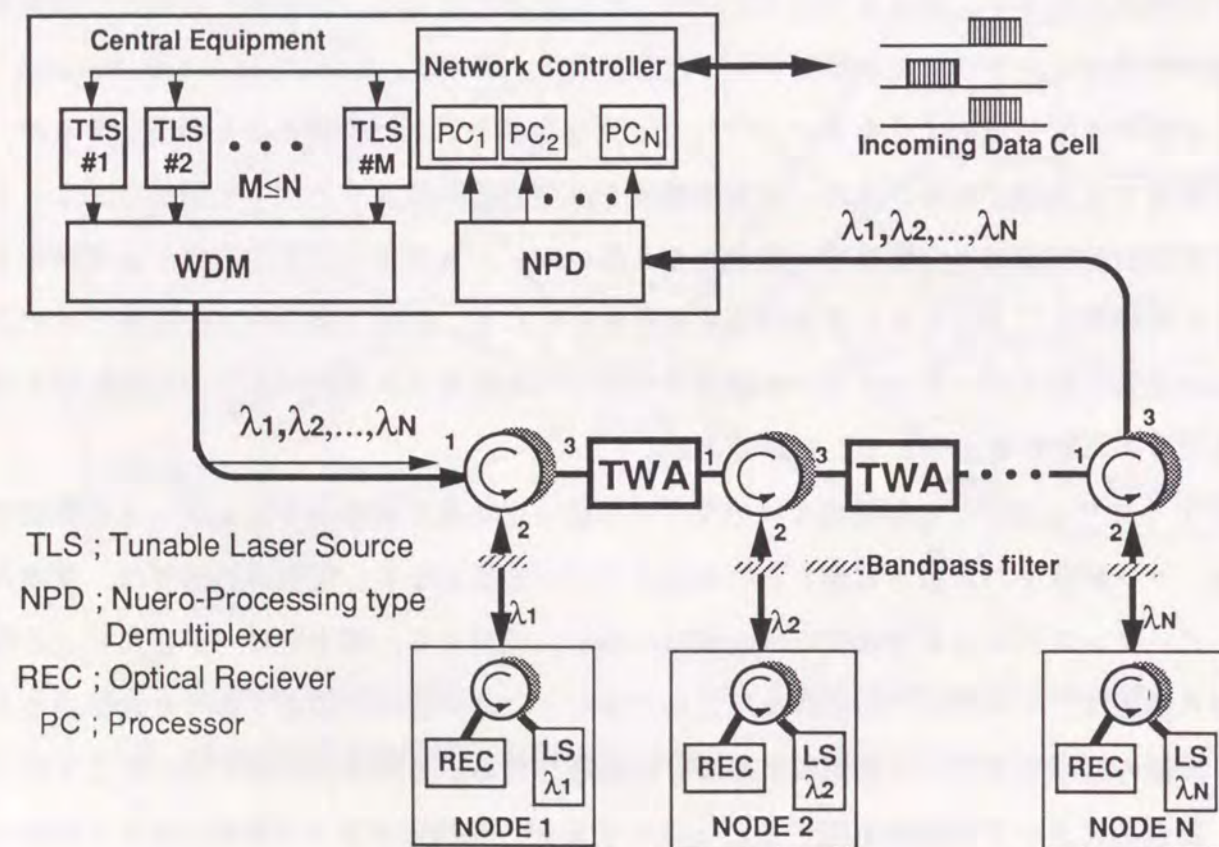


図5-2 疑似光タップを用いたリング型ネットワークの構成例

向かわず、ポート3へ向かう点は、相反性の単純な方向性結合器では実現できない機能である。また、固有波長以外の信号光は反射されて次のノードへ向かうので、3dBもの光損失を受けることもない。文献[67]によると、高性能光サーキュレータにおける挿入損失の最小値は0.6 dBであるので、疑似光タップにおいてポート1からポート3へ至る挿入損失は1.2 dBが期待できる。方向性結合器の半分以下の損失である。ポート3から出力された高密度波長多重光は、バス線SMFを介して次の疑似光タップへ伝搬する。この時、高密度波長多重光には主装置から送信された信号光とノードから送信された信号光とが混在していることになる。最後のノードまで伝搬した後には、信号光は各ノードが送出した固有波長からなる高密度波長多重光となっている。この高密度波長多重光は、バス線SMFを介して主装置に送られて波長分波された後、受信される。波長分波器にはニューロ処理型分波器(NPD)を用いると設定波長に変更があっても柔軟に対応できる。分波されて受信された信号のうち、一部の制御用信号はNCへ送られてアクセス制御等に用いられ、情報信号は送信部へ送られる。NCには各ノードに対応したN個のプロセッサが備えてあり、並列的にアクセス制御を行う。送信部には、M台の光源が準備されていて、一般には $1 \leq M \leq N$ を満たすことになる。Mの数はトラヒック量に応じて決定される。光源は波長可変であって、必要なノードと通信できるように波長チューニングが行われる。アクセス制御は、単純な例では次のような事が行われる。ノード1がノード2と通信したい場合に、ノード1は波長 λ_1 の信号光を主装置に対して送出する。主装置のNCでは、各ノードの通信状態を把握しており、ノード2が通信していない状態であれば、可変波長光源のひとつを波長 λ_2 にチューニングして、ノード2へノード1と通信を行うように指示を出す。また、別の光源を波長 λ_1 にチューニングして、ノード1へノード2と通信してよいことを知らせる。ノード2が通信状態であれば、ノード1へ現在通信できない状態であることを固有波長 λ_1 を使って知らせる。

本ネットワーク構成における特長のひとつは、バス線用ファイバにTWAを挿入することにより各種要因に基づく光損失を補償できるので、比較的単純に伝送能力を高めることができることである。例として、PIOAを1台挿入することにより高めることができる伝送能力をノード数に換算して求める。高密度波長多重通信であるので、光フィルタを挿入しないPIOA(PIOA without filter)を適用する。そのPIOAにおけるファイバ間利得は、表3-9に示したように26 dBである。これに対し、一つの疑似光タップを通過することによる挿入損失は、すでに述べたように、1.2dBであるので、一台のPIOAを挿入することにより約20ノードを増加させ得ることになる。PIOAを挿入する位置は、SNRの劣化を小さくとどめるためには入

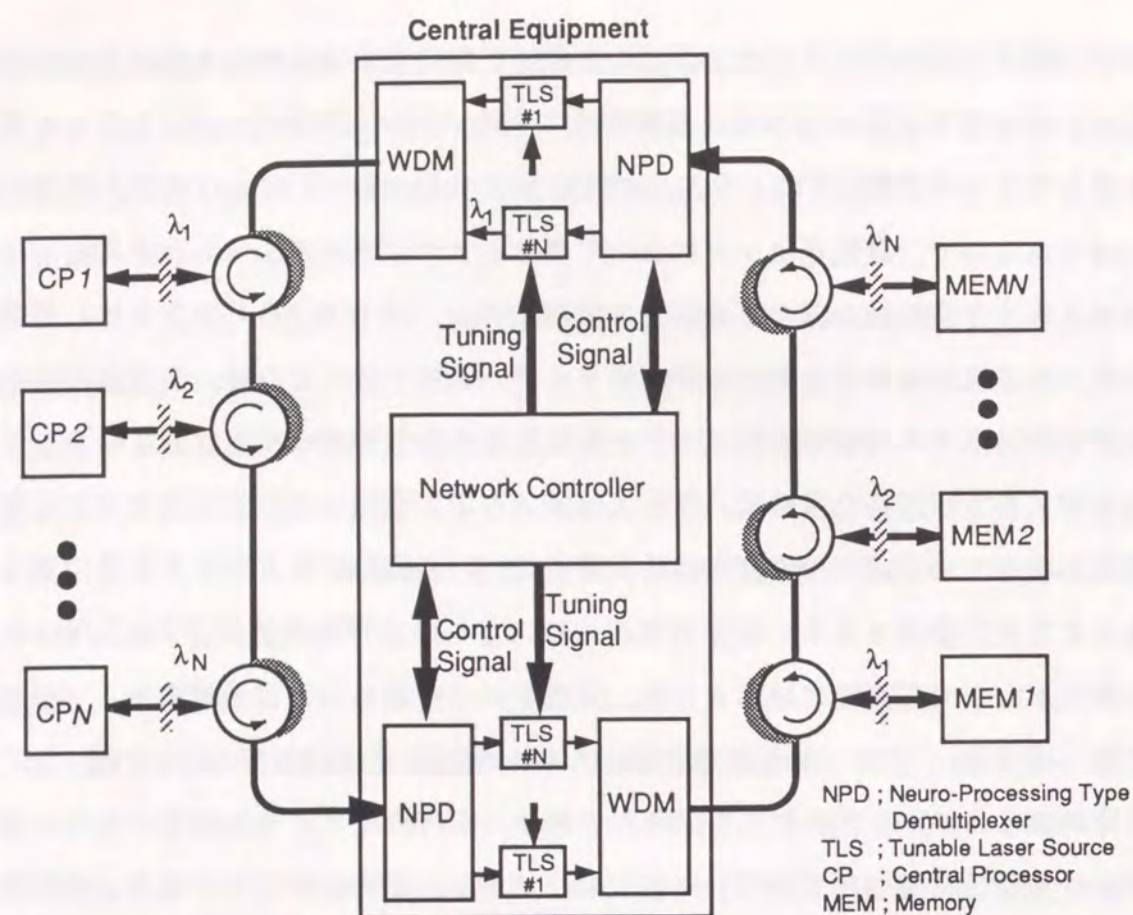


図5-3 リング型ネットワークによる光クロスコネクシステムの構成例

力ダイナミックレンジの許す範囲でできるだけ大きな入力光強度がよいので、CE内合波器の直後や疑似光タップの直後がよい。ただし、TWAを必要とするシステムでは第3章における検討結果からも波長多重数はたかだか20波となる。

本リング型ネットワークは、従来と同様にCEを大型コンピュータ、各ノードを端末としてみたてると、コンピュータ間通信用ネットワークとしてとらえることができる。また、先に示したFOXのようにクロスコネクシステムとして用いるには、図5-3に示すように2つのリングを組み合わせることにより実現できる。この場合、CEはアクセス制御を行う他、波長変換装置としての機能も果たすことになる。例えば、左側リングにあるCP1が右側リングのMEM2と通信を行いたい場合、CP1は固有波長 λ_1 の信号光によって主装置にその情報を伝える。CEでは、MEM2が通信状態にないことを確認後、可変波長光源の波長を λ_2 にチューニングして送信する。同様に、MEM2から送信された固有波長 λ_2 の信号光はCEにおいて固有波長 λ_1 に変換されて送信される。このように電気信号を介して波長が変換されることになる。以上のように、2つのリングを組み合わせることにより、制御系を有するクロスコネク

トシステムを構成することができる。なお、波長変換機能は、この例では一旦電気信号へ変換されて実現されているが、光ファイバ内やTWA内で生じる非線形光学現象を利用した信号光間の波長変換が[98]-[100]、変換効率の改善によって実用的になると、ネットワーク構成の一層の単純化を期待できる。

5.3 相対波長配置型WDMネットワーク

一般に、これまでの波長多重光通信ネットワークでは、ネットワークで使用する波長の絶対値を予め定めておき、それをもとに各ノードの送信部や受信部の設計が行われている。このように波長の絶対値を予め定める従来の波長配置法を絶対波長配置型ネットワークと呼ぶことにする。絶対波長が指定されると、許容設定誤差は極めて狭いものとなる。絶対波長配置の様子を模式的に図5-4に示す。波長の間隔を1と規格化し、波長の目標設定値を λ_i 、実際の波長を λ'_i ($i=1,2,3,\dots$)として記している。図5-4に示した波長配置において干渉膜フィルタや回折格子により分波することを想定する。これらの分波器にローレンツ分布の分波特性を仮定して-20 dB以下のクロストークを確保するには、分波器のFWHMを波長間隔の1/5以下に設計する必要がある。さらに、このような分波器を用いた時、光源に対して許容される波長誤差 d は、FWHMの範囲以内である。それ以上の誤差は通過損失やクロストークの点か

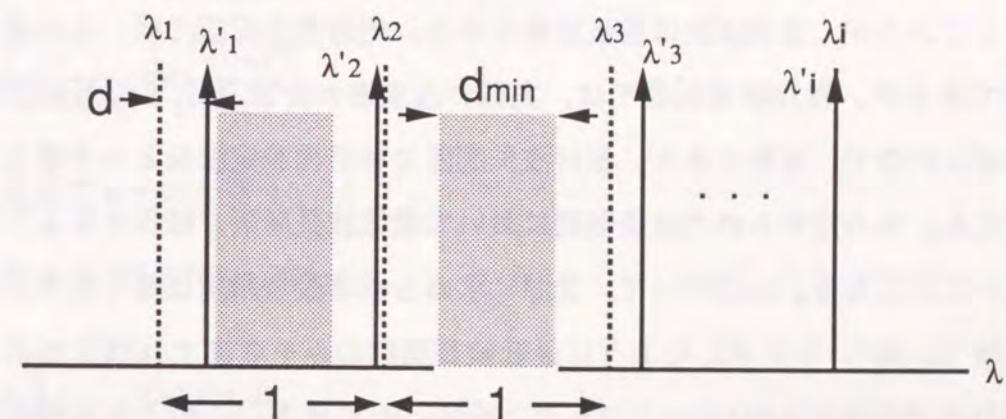


図5-4 絶対波長配置の様子

$d_{\min}$; 最低波長間隔, λ_i ; 波長の目標設定値, λ'_i ; 実際に設定された波長 (従来の波長配置の様子を示しており、分波器には干渉膜フィルタや回折格子を適用する。)

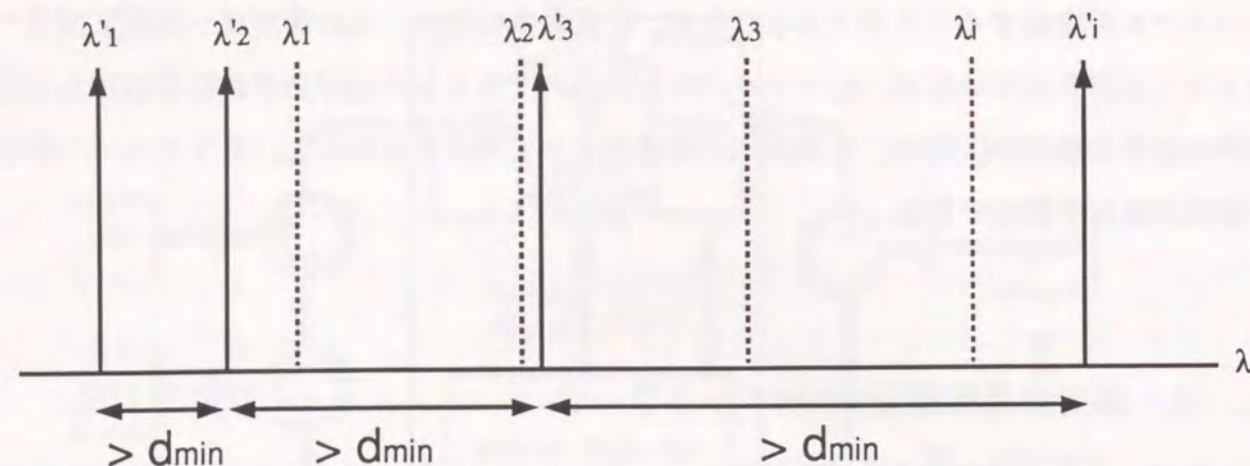


図 5-5 相対波長配置の様子

$d_{\min}$; 最低波長間隔, λ_i ; 波長の目標設定値, λ'_i ; 実際に設定された波長

ら伝送特性を著しく劣化させる。このように絶対波長配置型WDMネットワークでは、所定の絶対波長条件を満たす光源や分波器を準備する必要があるため、デバイスの製造歩留りが低下したり、高精度の波長制御・選択技術が必要になる。

このような絶対波長配置を余儀なくされるこれまでの光通信ネットワークに対して、適応型波長分波器を用いると相対的な波長配置によってネットワークを構成できることになる。相対波長配置の様子を模式的に図 5-5 に示す。この場合、隣合う波長との最低波長間隔 $d_{\min}$ のみを問題にすればよいので、実際に設定された波長に多少のずれが生じて問題にはならない。例えば、図 5-5 において実際に設定された波長 λ'_2 は、目標設定波長 λ_1 よりも短波長側となっているが、目標波長は長波長側である。絶対波長配置では、このような配置のあり方は困難であるが、相対波長配置では、実際に設定された波長 λ'_1 との最低波長間隔のみを確保すればよいので、可能である。相対波長配置では目標設定波長という考え方が不要であるとも言える。ある定められた波長範囲において最低波長間隔を確保するように光源を設計すればよいことになる。したがって、光源に求められる設定精度は緩くなり、仕様変更への柔軟性も増す。図 5-5 に示したように最低波長間隔のみを考慮すればよいネットワークを、以後相対波長配置型WDMネットワークと呼ぶことにする。このような波長の相対精度が必要なネットワークに関して、最近佐藤等は、Virtual Wave-length Path (VWP)なる概念を導入したATM網では波長の設定精度は相対値のみでよいことを報告している[22]。

それでは、光源波長の設定精度の問題に関して、絶対波長配置と相対波長配置に対する光源の製造歩留りの大きさを比較することにより考察する。光源には半導体レーザアレイ光源

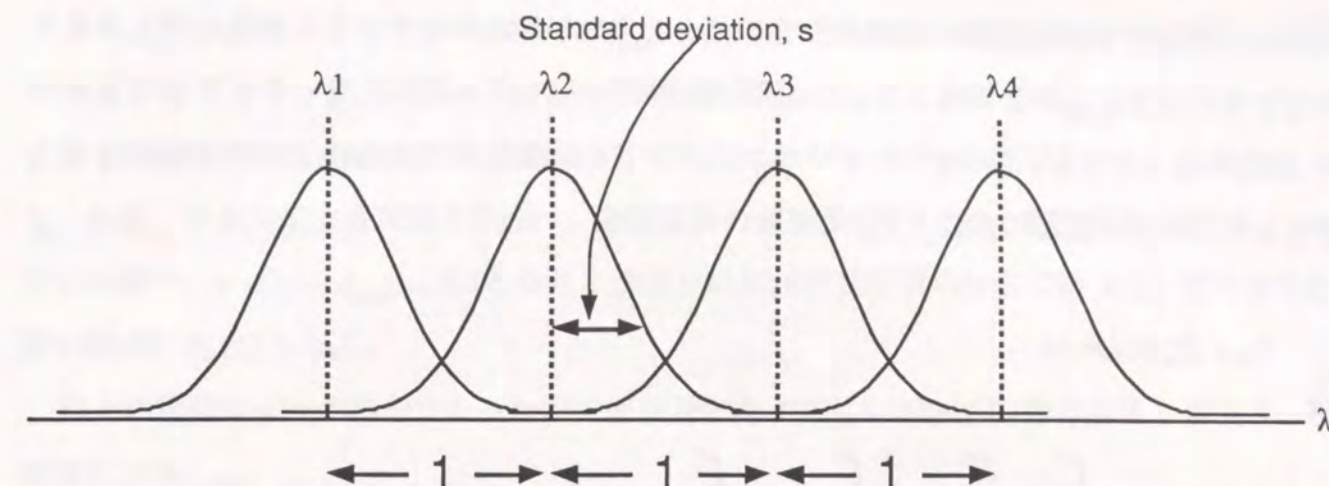


図 5-6 波長変動の様子と製造歩留りの計算モデル

を例にとり、波長数が4を想定し、波長設定目標値の間隔を1と規格化した場合について議論する。製造時に発生する波長のばらつきは図 5-6 に示すようにガウス分布に従っているとし、そのときの標準偏差を s とする。

絶対波長配置型WDMネットワークでは、図 5-4 に示すように、波長設定目標値を中心として一定の許容幅を持った波長領域を設ける。隣接する波長領域間の間隔は $d_{\min}$ とする。間隔 $d_{\min}$ が小さいほど許容誤差が大きく、歩留りも大きくなることになる。アレイ光源の発振波長は、それぞれの波長領域にひとつずつ存在しなければならない。この条件を満たす4つのアレイエレメントにおいて、発振波長には4!通りの配列順序がある。発振波長の確率密度分布がガウス分布になることから

$$Gu(x,a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}s} \exp\left\{-\frac{(x-a)^2}{2s^2}\right\} \quad (5-1)$$

とすると、光源アレイの歩留り Y_1 は

$$Y_1 = \sum P(1,k)P(2,l)P(3,m)P(4,n) \quad (5-2)$$

$$P(a,b) = \int_{b-\frac{1-d_{\min}}{2}}^{b+\frac{1-d_{\min}}{2}} Gu(x,a)dx \quad (5-3)$$

となる。ここで、 Σ は数字1, 2, 3, 4の4!通りの順列(k,l,m,n)に関する総和を意味している。次に、相対波長配置型WDMネットワークにおける歩留りを求める。図 5-5 に示す

ように、隣接する発振波長の間隔が少なくとも $d_{\min}$ であるようなデバイスのみが使われるものとする。間隔 $d_{\min}$ が0であることは波長の配置に対して何の制約もないことを意味するので、歩留りは1となる。この場合も4つのエレメントの発振波長が波長軸上に並ぶ順序は4！通りある。アレイ光源の歩留り Y_2 は

$$Y_2 = \Sigma Q(k, l, m, n) \quad (5-4)$$

$$Q(k, l, m, n) = \int_{-\infty}^{\infty} dx_k \int_{x_k + d_{\min}}^{\infty} dx_l \int_{x_l + d_{\min}}^{\infty} dx_m \int_{x_m + d_{\min}}^{\infty} dx_n Gu(x_1, 1) Gu(x_2, 2) Gu(x_3, 3) Gu(x_4, 4) \quad (5-5)$$

と表すことができる。ここで、 Σ は上記と同じ意味の総和である。

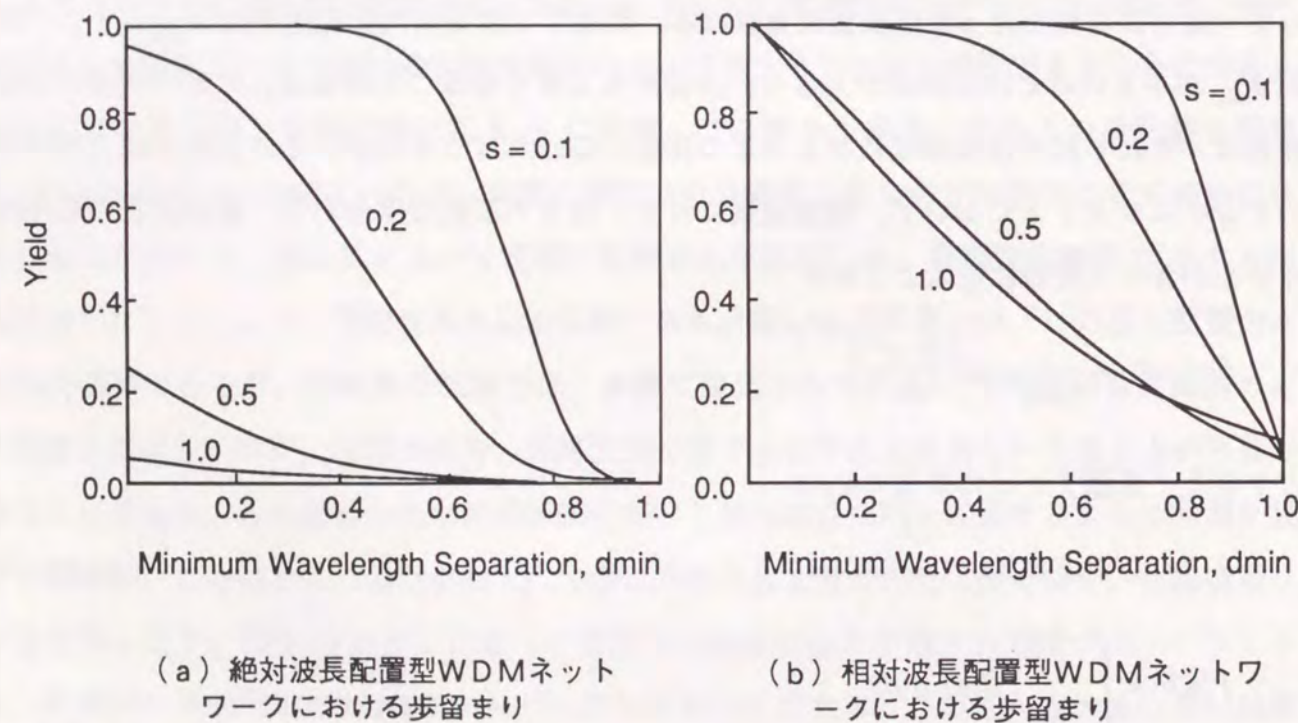


図5-7 最低波長間隔に対する歩留りの変化

間隔 $d_{\min}$ を変化させたときの歩留りを絶対波長配置と相対波長配置とに対して計算した結果を図5-7に示す。図5-7(a)に示した絶対波長配置における歩留りに比べて、図5-7(b)に示した相対波長配置の歩留りのほうが明らかに大きくなっているのが分かる。具体例として、目標とする設定波長間隔を2 nm、発振波長の標準偏差を1 nm、最小波長間隔を0.4 nmとした場合、 $s=0.5$ 、 $d_{\min}=0.2$ となり、歩留りは相対波長配置の場合に約0.8、絶対波長配置の場合に約0.1となる。

以上の議論は4波の場合であったが、波長数が増すにしたがって両者の歩留りの差は一層顕著になる。

このように、相対波長配置型WDMネットワークを構成できると波長の変動やばらつきを吸収できるので、光源に求められる製造精度を緩和でき歩留りを大きくできる。そのため、高密度波長多重通信ネットワークを構成する際に経済効果を期待できる。このような相対波長配置型WDMネットワークは、ニューロ処理を用いた適応型波長分波器を用いると構成できる。

さらに、相対波長配置の可能なニューロ処理型波長分波器を用いると、図5-8に示すように、高度な処理機能を有するノードを構成できる可能性も秘めている。本ノードには、N波多重された信号光が伝送されてくる。各波長ごとに独立した情報を伝送するのではなく、N波で1つの情報セルを伝送するような並列伝送システムである。そのため、N波の内、最初のi波にはアドレス情報を割り当て、残り(N-i)波には通信情報を割り当てる。アドレス情報を処理するニューロ処理部(NN2)と通信情報を分波するニューロ処理部(NN1)は独立に設ける。アドレス情報を処理するニューロ処理部(NN2)には、ネットワークのトラヒック情報をもとに生成したノード接続情報(Node Connection Signal)も入力され、アドレス情報とノード接続情報とからニューロ処理部は伝送経路を決定することになる。その情報を空間スイッチ(SDS)へ入力することにより、通信情報の行き先経路が設定できる。このように、ニューロ処理型波長分波器を用いると、経済効果への期待のほか、機能性を高めたノードを構成することもできることになる。

これまでに述べてきた高密度波長多重通信ネットワークは、第3ならびに4章において示した新しい光信号処理技術を反映させるネットワークにはどのような構成が考えられるか、という視点から眺めた議論である。一方、将来どのようなネットワークが必要とされるのか、その時必要となる機能にはどのようなものがあるのか、というシステムの立場からもネットワークを眺めて、スループット等の性能を明らかにし、光信号処理技術を再考することも必

要であろう。

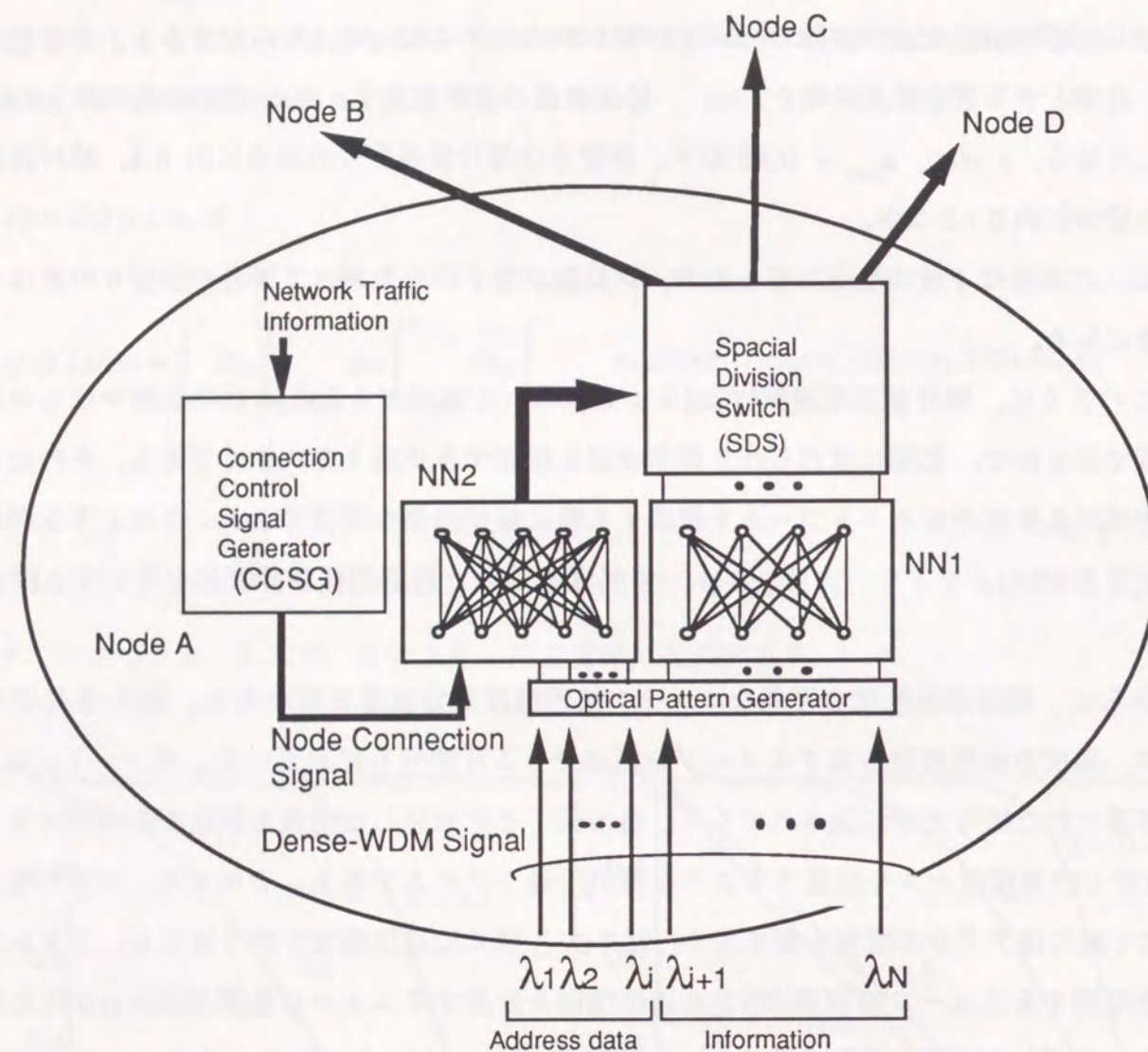


図 5-8 ニューロ処理型波長分波器を用いたノード処理構成

5.4 むすび

本章では、高密度波長多重光通信ネットワークに関して、第3および4章において示した新しい光信号処理技術を駆使して構成できるネットワークの概念について提案した。以下に、提案の内容を要約する。

- (1) 光サーキュレータを用いた波長合分波器は、疑似的光タップとして機能させることができる。疑似光タップと高密度波長多重光を利用することにより、これまで実現が難しかったリングやバス型光ネットワークを構成することが可能となる。これらリングやバス型ネットワークは、スターカプラを用いた分配系ネットワークに比べてTWAを容易に適用できる。そのため、ネットワークにおけるノード数や伝送距離の拡大が容易に図れる。
- (2) ニューロ処理による適応型波長分波器を用いると高密度波長多重光通信ネットワークを設計する際に、波長配置を絶対波長ではなく相対的波長関係によって配置することが可能となる。この相対波長配置によって、光源に求められる波長設定精度を小さくできて、製造歩留りを大きくできる。また、従来の波長分波器を用いたネットワークでは分波器自身にも高い波長精度が必要とされるので製造歩留りも小さくなっていたが、ニューロ処理型波長分波器では、例えば“1.5 μm帯”のように大雑把な精度で分波波長の設計が可能となる。したがって、相対波長配置型光ネットワークでは経済性や設計の容易性が期待できる。さらに、このようなニューロ処理にノード内での処理機能を持たせることにより、機能性を高めたノードを構成できる可能性も秘めている。

第 6 章 結 論

高密度波長多重通信のための新しい光信号処理技術を開拓すべく、光サーキュレータ、半導体レーザ増幅器、およびニューラルネットワークを中心とした高密度波長多重光増幅技術と高密度波長合分波技術について研究を行った。そして、その結果を反映した高密度波長多重通信ネットワークについて考察を行っている。これらの研究成果を総括すると以下の通りである。

高密度波長多重光増幅技術では；

- (1) 進行波型半導体レーザ増幅器の広い利得帯域を利用した多波長一括増幅について、規格化入力光強度なる量を導入して信号光間クロストークによって制限される増幅特性を明らかにし、システム設計へ資するべく信号利得と補償可能な光損失との関係を定量化した。
- (2) 光サーキュレータを利用することによって、安定した増幅特性を得ることのできる双方向同時増幅器について提案し、実験により動作を確認した。実験により、光サーキュレータについて少なくとも30dB以上の逆方向アイソレーションと反射減衰量が必要であることが分かった。
- (3) (2) の結果を踏まえて、新しい構成の高性能光サーキュレータを提案し、60 nm 以上の波長領域にて60dB以上のアイソレーションと反射減衰量を有する光サーキュレータを実現した。製作性も向上している。
- (4) 進行波型半導体レーザ増幅器の短所である偏波依存性と低ファイバ間利得を克服する高利得偏波無依存型光増幅器を提案し、実験および理論によってその性能を明らかにした。その結果、ファイバ間利得29 dB、雑音指数10.2 dBを示し、入力偏波状態に対する信号利得と雑音指数の変動量はそれぞれ1 dBと0.1 dB以下を実現できることを明らかにした。

高密度波長多重合分波技術に関して；

- (5) 光サーキュレータを利用した新しい波長合分波器を提案し、実験により分波動作を確認した。干渉膜フィルタへの光の垂直入射を可能にすることによって偏波依存性を解消していることが特徴である。
- (6) 共振型半導体レーザ増幅器を用いた光フィルタについて、共振利得や端面反射

率の点から特性を明らかにした。

- (7) ニューラルネットワークの持つ汎化能力を利用した新しいニューロ処理型波長分波器を提案し、その動作を実験により確認した。さらに、ニューロ処理型波長分波器を適応型として動作させるのに必要な高速学習法について、多周波振動法を提案し、シミュレーションにより原理動作を確認した。波長変動や波長設定誤差をニューロ処理によって柔軟に吸収できるので、光源の製作精度や制御精度を緩和できる。

以上の新しい光信号処理技術を反映した高密度波長多重通信ネットワークについて考察し、以下の知見を得た。

- (8) 光サーキュレータを用いた波長合分波器と高密度波長多重化技術を組み合わせると、リングやバス型ネットワークのなかで疑似光タップを構成できる。リングやバス型ネットワークでは、スターカプラを用いた分配系ネットワークに比べて物理的配線も単純化を図れ、TWAを容易に適用できるので、ノード数や伝送距離の拡大が容易である。
- (9) ニューロ処理による適応型波長分波器を用いて高密度波長多重通信ネットワークを構成すると、波長配置を相対的波長関係によって決定することができる。そのため、光源および分波器における光学素子の製造歩留りが上がるので経済性が期待できる。

1980年代後半から新しい光信号処理技術を目指して多くの研究者が模索を行い、提案と実験を繰り返してきた。淘汰される技術もあれば、光通信システムを発展させ、時として変革させる技術もあるであろう。本研究における光信号処理技術も例外ではないと考えられる。少なくとも光サーキュレータに関する技術では、最近OTDR(Optical Time Domain Reflectometer)や保守システムにおいて光サーキュレータを適用した構成の報告が相継いでおり、さらに発展していくものと考えられる。ニューロ処理型波長分波器に関する技術は、システムの柔軟性を指向する技術としてもっと大きく捉え、技術的に深めていくべき方向であろう。半導体レーザ増幅器はエルビウム添加光ファイバ増幅器の出現により淘汰されつつある。しかしながら、半導体レーザ増幅器の300 μmという短い増幅器長は大きな魅力であり、その広帯域性は今後必要性の高まる特性であると考えられる。光ファイバとの結合性の悪さや飽和出力光強度の低さの問題が解決され、半導体レーザ増幅器が実用化技術として歩き始めることを期待したい。

付録A -高性能光サーキュレータにおけるアイソレーション特性-

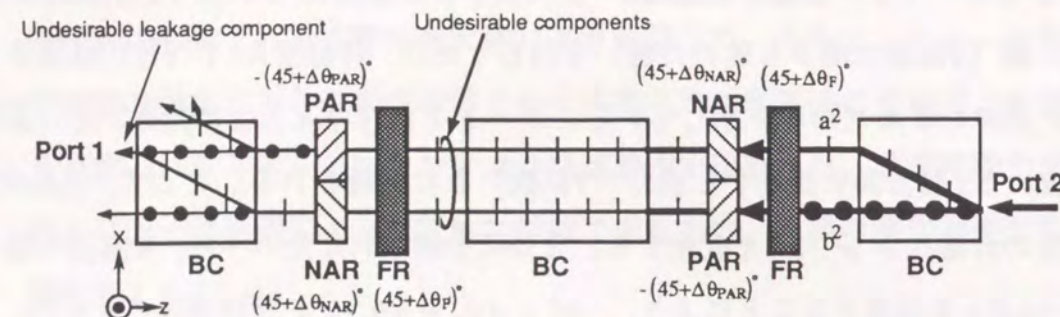
ポート2からポート1へ伝搬する伝搬 $\kappa=3$ の様子を付録図A-1に示す。付録図A-1(a)は上から見た図(Y軸負方向から眺めた図)を示しており、付録図A-1(b)は横から見た図(X軸の正方向を眺めた図)を示している。ポート2からの入力光はX軸方向に振動する成分(X偏波)とY軸方向に振動する成分(Y偏波)とに分離される。ここで、X偏波とY偏波への光強度の分離比を $a^2:b^2$ と仮定する。2つに分離された光のうち、X偏波の偏波面は最初のFRとNARとを通過することにより、 $(90 + \Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR})^\circ$ だけ回転させられ、Y偏波の偏波面はFRとPARとを通過することにより $(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR})^\circ$ だけ回転させられる。ここで、 $\Delta\theta_F$, $\Delta\theta_{PAR}$, および $\Delta\theta_{NAR}$ はFR, PAR, およびNARにおいて生じる 45° からの偏波面回転誤差である。これらの偏波の回転を受けることによって生じるX偏波の成分は漏洩光となってアイソレーション特性の劣化をもたらす。そのX偏波成分の光強度は、FR, PAR, およびNARにおける通過損失を、それぞれ I_F , I_{PAR} , および I_{NAR} とすると、各々 $I_F^2 I_{PAR}^2 a^2 \{\sin^2(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \cos(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR})\}$ と $I_F^2 I_{NAR}^2 b^2 \{\sin^2(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \cos(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR})\}$ となる。ここで、 E_F と E_{AR} はそれぞれFRとARにおける消光比を表している。これら2つのX偏波成分は、付録図A-1(b)に示すように真中のBC中を常光として伝搬する。真中のBC中を伝搬したX偏波の2つの光のうち前者は、2番目のFRとPARとを通過することにより $(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR})^\circ$ だけ回転させられ、後者は2番目のFRとNARとを通過することにより $(90 + \Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR})^\circ$ だけ回転させられる。このとき、ポート1に現れる漏洩光の強度 LP は、

$$LP = I_F^4 I_{NAR}^2 I_{PAR}^2 \left\{ \sin^2(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \cos^2(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR}) \right\} \times \left\{ \sin^2(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \cos^2(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR}) \right\} \quad (A-1)$$

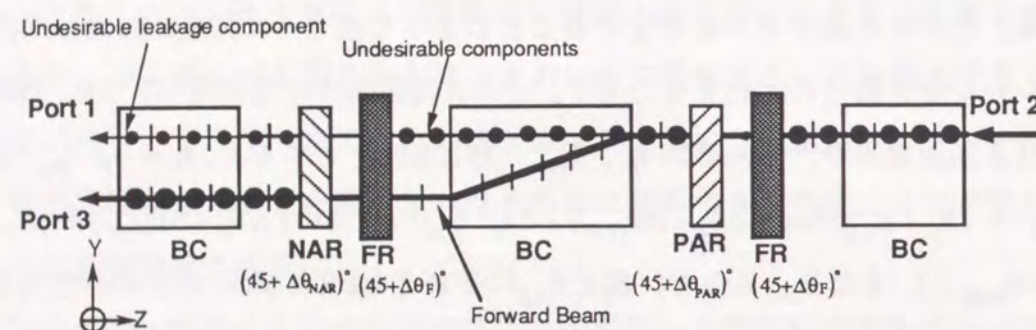
となる。したがって、アイソレーション I は、ポート3へ伝搬した順方向伝搬光強度 $\{I_F^4 I_{NAR}^2 I_{PAR}^2 \cos^2(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR}) \cos^2(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR})\}$ との比をとって、

$$I = -10 \log \left[\left\{ \tan^2(\Delta\theta_F + \Delta\theta_{NAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \right\} \left\{ \tan^2(\Delta\theta_F - \Delta\theta_{PAR}) + (E_F + E_{AR})^2 \right\} \right] \quad (A-2)$$

となる。



(a) Y軸負方向から眺めた図



(b) X軸正方向から眺めた図

付録図A-1 ポート2からポート1へ伝搬する伝搬 $k=3$ の様子

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、懇切なるご指導、ご鞭撻を賜った大阪大学基礎工学部電気工学科山本錠彦教授に謹んで感謝の意を表します。また、有益なご討論、ご助言を賜った電気工学科末田正教授、小林哲郎教授、蒲生健次教授、小林猛教授、浜川圭弘教授、奥山雅則教授、芳賀宏助教授に深く感謝致します。

本研究を遂行するにあたっては、NTT伝送システム研究所の方々をはじめ多くの方々にご指導、ご協力を頂きました。本研究の機会を頂くとともにご指導・ご鞭撻を賜りました前NTT伝送システム研究所長島田禎晉博士、同研究所三木哲也所長、ならびに光通信研究部石尾秀樹部長に厚くお礼申し上げます。本論文をまとめる上でお世話頂いた橋本国生NTT大津支店長（元NTT光伝送研究室長）に感謝致します。

本研究の遂行からまとめに至るまで全般にわたって多大のご指導、ご教示を頂きました光信号処理研究グループ松本隆男グループリーダーに心よりお礼申し上げます。

半導体レーザ増幅器に関する研究では、研究に着手した当初住友電気株式会社縄田喜代志次長（元NTT通信網第一研究所主幹研究員）、戸倉信之主幹研究員、ならびに菊島浩二主任研究員には多くの有益な助言を頂きました。ここに感謝の意を表します。半導体レーザ増幅器の特性ならびに無反射コートの理論に関しまして有益な助言を頂きました、NTT基礎研究所向井孝彰主幹研究員、斎藤正主任研究員に深く感謝いたします。また、貴重な研究試作品であるサブナノ狭帯域干渉膜フィルタを提供して下さった住友セメント株式会社箕輪純一郎オプトエレクトロニクス研究所所長（元伝送システム研究所主幹研究員）に感謝いたします。

ニューロ処理型波長分波器に関する研究では、ANN-LSIの設計・試作に関してNTT LSI研究所岩田穆プロセス自動化研究部部長ならびに雨宮好仁主幹研究員に多大なご協力を頂きました。心より感謝致します。また、多モード導波路の製作を引き受けてくださり、提供して下さいました、NTT光エレクトロニクス研究所河内正夫グループリーダーならびに杉田彰主任研究員に深く感謝いたします。

ニューラルネットワークやそのシミュレーションに関してご討論下さった光信号処理研究グループ野口一博主任研究員に感謝いたします。また、光信号処理全般にわたって議論を交じわして下さった光信号処理研究グループ関係各位に感謝いたします。

参考文献

- [1] F.P.Kapron, D.B.Keck, and R.D.Maurer, "Radiation Losses in Glass Optical Waveguides," *Appl.Phys.Lett.*, vol.17, pp.423-425, 1970.
- [2] I.Hayashi, M.B.Panish, P.W.Foy, and S.Sumski, "Junction Lasers which Operate Continuously at Room Temperature," *Appl.Phys.Lett.*, vol.17, p.109, 1970.
- [3] 三木, 江川, 米田, 関本, "32 Mbit/s および 100 Mbit/s デジタル光ケーブル伝送方式", 研実報, vol.28, p.1979.
- [4] 岩橋, 福富, "F-400M方式の概要", 研実報, vol.32, p.575, 1983.
- [5] 太田, 小林, 中川, "1.6 Gbit/s 光伝送系の実験的検討", 昭60信学総全大2643, 1985.
- [6] T.Morioka and M.Saruwatari, "Ultrafast All-Optical Switching Utilizing the Optical Kerr Effect in Polarization Maintaining Single-Mode Fiber," *IEEE J.Selected Areas Commun.*, vol. 6, pp. 1186-1198, 1988.
- [7] M.Koga, N.Tokura, and K.Nawata, "Gain-Controlled All-Optical Inverter Switch in a Semiconductor Laser Amplifier," *Appl. Optics*, vol.27, pp.3964-3965, 1988.
- [8] C.R.Giles, T.Li, T.H.Wood, C.A.Burrus, and D.A.B.Miller, "All-optical Regenerator," *Electron.Lett.*, vol.24, pp.848-850, 1988.
- [9] K.Habara and K.Takayama, "An Optically-Triggered Synchronization Circuit," in *Proc.ECOC'88*, vol.1, pp.167-170, 1988.
- [10] M.C.Farries and D.M.Payne, "Optical Fiber Switch Employing a Sagnac Interferometer," *Appl.Phys.Lett.*, vol. 55, pp.25-26, 1989.
- [11] S.Kawanishi and M.Saruwatari, "New-Type Phase-Locked Loop Using Travelling-Wave Laser-Diode Amplifier with Optical Gain Modulation for very High-Speed Optical Transmission," in *Proc.ECOC'89*, vol.1, pp.58-61, 1989.
- [12] M.Jinno, T.Matsumoto, and M.Koga, "All-Optical Timing Extraction Using an Optical Tank Circuit," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol.2, pp.203-204, 1990.
- [13] M.Jinno and T.Matsumoto, "Ultrafast, Low Power, and Highly Stable All-Optical Switching in an All Polarization Maintaining Fiber Sagnac Interferometer," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol.2, pp.349-351, 1990.
- [14] J.Jahns and J.Murdocca, "Crossover Network and their Optical Implementation," *Apple.Opt.*,

vol.27, pp.3155-3160, 1988.

- [15] T.Matsumoto, T.Sakano, K.Noguchi and T.Sawabe, "A Parallel-Processing Computer System Employing Reconfigurable Board-To-Board Free-space Optical Interconnections: COSINE-1," *1990 International Topical Meeting on Optical Computing*, vol.9D3, pp.49-50, Kobe, 1990.
- [16] K.Kitayama and S.Shimada, "Optical Computing Researches at NTT Laboratories," *NTT Reviews*, vol.2, pp.69-83, 1990.
- [17] T.Sakano, K.Hogari, K.Noguchi, and T.Matsumoto, "A Multichannel Crossover Network Using Collimated Llights," *Trans.of IEICE.*, vol.E-73, pp.2017-2019, 1990.
- [18] 北山, "フォトリフレクティブ効果の光情報処理への応用", 応用物理, 第61巻, 14-21, 1992.
- [19] F.Itoh and K.Kitayama, "Optical Outer-Product Learning in a Neural Network Using Optically Stimulable Phosphor," *Opt.Lett.*, vol.15, pp.860-862, 1990.
- [20] 太田, 田井, 黒田, 追田, 久間, 浜中, "連想記憶光コンピュータ", 電子情報通信学会, OQE 87-174 (1988).
- [21] K.Noguchi, "Large-Scale Two-Dimensional Optical Hopfield Associative Memory Using an Incoherent Optical Free-Space Interconnection," *Opt.Lett.*, vol.16, pp.1110-1112, 1991.
- [22] 佐藤, 岡本, "オブティカルパスレイヤ技術の展開", 1992 年信学秋季大会, SB-7-1, 1992.
- [23] 寺田, "B-ISDNの展望", NTT R&D, vol.40, pp.1-8, 1991.
- [24] 井上, 川原崎, "B-ISDNのネットワーク", NTT R&D, vol.40, pp.9-18, 1991.
- [25] H.Kobriniski, R.M.Bulley, M.S.Goodman, M.P.Vecchi, C.A.Brackett, L.Curtis, and J.L.Gimlett, "Demonstration of High Capacity in the LAMBDANET Architecture: A Multiwavelength Optical Network," *Electron.Lett.*, vol.23, p.824, 1987.
- [26] E.Arthurs, J.M.Cooper, M.S.Goodman, H.Kobriniski, M.Tur, and M.P.Vecchi, "Multiwavelength Optical Crossconnect for Parallel-Processing Computers," *Electron.Lett.*, vol.24, pp.119-120, 1986.
- [27] E.Arthurs, M.S.Goodman, H.Kobriniski, and M.P.Vecchi, "HYPASS: An Optoelectronic Hybrid Packet-Switching System," *IEEE J.Selected Areas Commun.*, vol.6, pp.1500-1510, 1988.
- [28] S.S.Wagner, H.Kobriniski, T.J.Robe, H.L.Lemberg, and L.S.Smoot, "A Passive Photonic

Loop Architecture Employing Wavelength-Division Multiplexing," in *Conf.Proc., GLOBECOM '88*, 1988, pp.1569-1573.

- [29] C.A.Brackett, "Dense WDM networks," in *Proc. ECOC '88*, Brighton, England, Sept. 1988, pp.139-141.
- [30] O.E.delange, " Wide-Band Optical Communication Systems: Part II-Frequency-Division-Multiplexing," *Proceedings of the IEEE*, vol.58, no.10, pp.1683-1690, 1970.
- [31] T.Matsumoto and K.Sato, "An Experiment on a Polarization Independent Optical Circulator," *IEICE Tech. Rep.*, OQE78-149, pp.25-28, 1979.
- [32] H.Iwamura, H.Iwasaki, K.Kubodera, and J.Noda, "Simple Polarization-Independent Optical Circulator for Optical Transmission Systems," *Electron.Lett.*, vol.15, pp.830-831, 1979.
- [33] M.Shirasaki, H.Kuwahara, and T.Obokata, " Compact Polarization-Independent Optical Circulator," *Appl.Opt.*, vol.20, pp.2683-2687, 1981.
- [34] 向井, 斎藤, 三上 "1.5 μ m 帯 InGaAsP 共振形 レーザ 増幅器", 信学会, 論文誌 C, Vol.J69-C, No.4, pp.421-432, 1986年4月.
- [35] T.Mukai and Y.Yamamoto, "Gain, Ffrequency Bandwidth, and Saturation Output Power of AlGaAs DH Laser Amplifiers," *IEEE J.Quantum Electron.*, vol.QE-17, pp.1028-1034, 1981.
- [36] T.Saitoh and T.Mukai, "1.5 μ m GaInAsP Traveling-Wave Laser Apmlifier," *IEEE J.Quantum Electron.*, vol.QE-23, pp.1010-1020, 1987.
- [37] 向井, "半導体レーザ増幅器に関する研究", 博士論文(大阪大学), 1988.
- [38] T.Mukai and Y.Yamamoto, "Noise in an AlGaAs Semiconductor Laser Amplifier," *IEEE J.Quantum Electron.* vol.QE-18, pp.564-575, 1982.
- [39] T.Mukai, Y.Yamamoto and T. Kimura, "S/N and Error Rate Performance in AlGaAs Semiconductor Laser Preamplifier and Linear Repeater Systems," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.QE-18, pp.1560-1568, 1982.
- [40] 甘利俊一, "神経回路網の数理", 産業図書, 1978.
- [41] D.E.Rumelhart, J.L.Mcclelland, and PDP research group, "Parallel distributed processing," (MIT Press, 1986).
- [42] C.Mead, "Analog VLSI and Neural Systems," *Addison-Wesley*, 1989.
- [43] J. C. Simon *et al.*, "Gain, Polarization Sensitivity, and Saturation Power of 1.5- μ m Near-Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 7, pp, 332-334,

1987.

- [44] G. Coquin *et al.*, "Simultaneous Amplification of 20-Channels Centered at 1.54 μ m in a Multiwavelength Distribution System," in *14th ECOC Tech. Dig.* (Brighton, U. K.), 1988, pp. 41-44.
- [45] S. Cole *et al.*, "Polarization-Insensitive, Near-Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifiers at 1.5 μ m," *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 5, pp.314-315, 1989.
- [46] B. Mersali *et al.*, "1.55 μ m High-Gain Polarization-Insensitive Semiconductor Traveling Wave Amplifier with Low Driving Current," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 124-125, 1990.
- [47] S.Tsuji, T.Toyonaka, M.Haneda, and Y.Ono, "High-Gain Polarization-Independent Semiconductor Optical Amplifier with a Large Optical Cavity and Angled Buried Facets," *Tech.Dig. on OA'90*, ME1, 1990.
- [48] G. Grosskopf, R. Ludwidge, R. G. Waarts, and H. G. Weber, "Optical Amplifier Configurations with Low Polarization Sensitivity," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 25, pp. 1387-1388, 1987.
- [49] N. A. Olsson, "Polarization-Independent Configuration Optical Amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 1075-1076, 1988.
- [50] M. Koga and T. Matsumoto, "Polarization Insensitive Optical Amplifier Consisting of Two Semiconductor Laser Amplifiers and a Polarization Insensitive Isolator in series," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 1, pp. 431-433, 1989.
- [51] S.Tsuji, M.Haneda, T.Toyonaka, and H.Nakano, "18 dB Fiber to Fiber Gain in Packaged Semiconductor Laser Amplifiers," *Tech.Dig. on OA'90*, PDP-5, 1990.
- [52] I. W. Marshall and P. D. Constantine, "High Gain Semiconductor Laser Amplifier Package," in *Tech. Dig. ECOC'89*, 1989 (Gothenburg), MoB-4-4.
- [53] I. Cha, M. Katamura, H. Honmou, and I. Mito, "1.5 μ m Band Traveling Wave Semiconductor Optical Amplifiers with Window Facet Structure," in *Tech. Dig. IOOC'89*, 1989 (Kobe, Japan), 20C2-2.
- [54] C. E. Zah *et al.*, "1.3 μ m GaInAsP Near-Traveling-Wave Laser Amplifiers Made by Combination of Angled Facets and Antireflection Coatings," *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 20, pp. 1275-1276, 1988.

- [55] T.Mukai, K.Inoue, and T.Saitoh, "Homogeneous Gain Saturation in 1.5 μ m InGaAsP Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifier," *Appl.Phys.Lett.*, vol.51, pp.381-383, 1987.
- [56] G. Grosskopf, R. Ludwig, and H. G. Weber, "Crosstalk in Optical Amplifiers for Two-Channel Transmission," *Electron. Lett.*, vol. 22, no. 17, pp. 900-902, 1986.
- [57] R. M. Jopson, K. L. Hall, G. Einsenstein, G. Raybon, and M. S. Whalen, "Observation of Two-Color Gain Saturation in an Optical Amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 10, pp. 510-512, 1987.
- [58] M. G. Oberg and N. A. Olsson, "Crosstalk Between Intensity-Modulated Wavelength-Division Multiplexed Signals in a Semiconductor Laser Amplifier," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 24, pp. 52-59, Jan. 1988.
- [59] T. Matsumoto, R. Nagase, and H. Kano, "Proposal for a Fiber-Optic Endless-Rotatable Fractional Wave Device and its Applications to Lightwave Technologies," *Trans. IECE Japan*, vol. J70-C, no. 7, pp. 1021-1030, 1987.
- [60] J. Minowa and Y. Fujii, "Subnanometer Bandwidth Interference Filter for Optical Fiber Communication Systems," *Appl. Opt.*, no. 27, vol. 27, pp. 1386-1387, 1988.
- [61] M.Koga and T.Matsumoto, "The Performance of a Travling-Wave-Type Semiconductor Laser Amplifier as a Booster in Multiwavelength Simultaneous Amplification," *IEEE J.lightwave Tech*, vol.8, pp.105-112, 1990.
- [62] M. Koga, T. Matsumoto, and J. Minowa, "Multiwavelength Bidirectional Repeater System Using a Semiconductor Laser Amplifier," in *CLEO'89 Tech. Dig.* (Baltimore, MD), 1989.
- [63] H.J.Westlake and M.J.O'Mahony, "Bidirectional and Two Channel Transmission System Measurements Using a Semiconductor Laser Amplifier Repeater," *Electron.Lett.*, vol.23, pp.649-651, 1987.
- [64] M.Koga, J.Minowa and T.Matsumoto, "Multi/demultiplexer Using a 4-Port Optical Circulator and Interference Filters," *Trans. of IEICE Japan*, vol.E72, pp.1086-1088, 1989.
- [65] Y.Fujii, "High-Isolation Polarization-Independent Optical Circulator Coupled with Single-Mode Fibers," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.9, pp.456-460, 1991.
- [66] Y.Fujii, "High-Isolation Polarization-Independent Optical Circulator," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.9, pp.1238-1243, 1991.

- [67] M.Koga and T.Matsumoto, "Polarization-Insensitive High-Isolation Nonreciprocal Device for Optical Circulator Application," *Electron.Lett.*, vol.27, pp.903-904, 1991.
- [68] M.Koga and T.Matsumoto, "High-Isolation Polarization-Insensitive Optical Circulator for Advanced Optical Communication Systems," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.10, 1992.
- [69] Y. Yamamoto and T. Mukai, "Fundamentals of Optical Amplifiers" *Opt. 2 Quantum Electronics*, vol. 21, S1-S14, 1989.
- [70] G. R. Walker, R. C. Steele, and N. G. Walker, "Polarization Dependence on Semiconductor Laser Amplifier Noise Figure," in *Tech. Dig. OFC'90* (San Francisco, CA), 1990, WM32.
- [71] N.A.Olsson, J.Hegarty, R.A.Logan, L.F.Johnson, K.L.Walker, L.G.Cohen, B.L.Kasper, and J.C.Campbell, "68.3 km Transmission with 1.37 Tbit/s Capacity Using Wavelength Division Multiplexing of Ten Single-Frequency Lasers at 1.5 μ m," *Electron.Lett.*, vol.21, pp.105-106, 1985.
- [72] M.Koga and T.Matsumoto, "High-Gain Polarization-Insensitive Optical Amplifier Consisting of Two Serial Semiconductor Laser Amplifiers," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.9, pp.284-290, 1991.
- [73] D.H.McMahon, W.A.Dyes, R.F.Cooper, W.C.Robinson, and A.Mahapatra, "Echelon Grating Multiplexers for Hierarchically Multiplexed Fiber-Optic Communication Networks," *Appl.Opt.*, vol.26, pp.2188-2196, 1987.
- [74] K. Kikushima, K. Sano, and H. Nagai, "Amplification Properties of a Tunable Single Transverse Mode laser Diode", *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-23, 11, pp. 1861-1867, 1987.
- [75] 寺門, 鈴木, "DFB-LDを用いた波長フィルター", 昭60信学半導体・材料全大, 326.
- [76] L.A.Wang, Y.H.Lo, A.S.Gozdz, P.S.D.Lin, M.Z.Iqbal, and R.Bhat, "Integrated Four-Wavelength DFB Laser Array with 10 Gb/s Speed and 5 nm Continuous Tuning Range," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.4, pp.318-320, 1992
- [77] M.Fukuda, K.Sato, Y.Kondo, and M.Nakao, "Continuously tunable thin activelayer and multisection DFB laser with narrow line width and high power," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.7, pp.1504-1509, 1989.
- [78] Y.Kotakik, S.Ogita, M.Matsuda, Y.Kuwahara, and H.Ishikawa, "Tunable, Narrow-Linewidth

and High-Power $\lambda/4$ Shifted DFB Laser," *Electron Lett.*, vol.25, pp.990-992, 1989.

- [79] S.R.Mallinson, "Wavelength-Selective Filters for Single-Mode Fiber WDM Systems Using Fabry-Perot Interferometers," *Appl. Opt.*, vol.26, pp.430-436, 1987.
- [80] R. Watanabe, Y. Fujii, K. Nosu, and J. Minowa, "Optical Multi/Demultiplexers for Single-Mode Fiber Transmission", *IEEE J. Quantum Electron.*, QE-17, pp. 974-981, 1981.
- [81] 青山, "光ファイバを用いた波長多重伝送技術に関する研究" 博士論文 (東京工業大学), 1985.
- [82] H. Kawaguchi, K. Magari, K. Oe, Y. Noguchi, Y. Nakano, and G. Motosugi, "Optical Frequency-Selective Amplification in a Distributed Feedback Type Semiconductor Laser Amplifier", *Appl. Phys. Lett.*, 50 (2), 12, pp. 66-67, 1987.
- [83] K. Magari, H. Kawaguchi, K. Oe, Y. Nakao, and M. Fukuda, "Optical Signal Selection with a Constant Gain and a Gain Bandwidth by a Multielectrode Distributed Feedback Laser Amplifier", *Appl. Phys. Lett.*, 51(24), 14, pp. 1974-1976, 1987.
- [84] T. Numai, M. Fujiwara, N. Shimosaka, K. Kaeda, M. Nishio, S. Suzuki, and I. Mito, "1.5 μ m $\lambda/4$ -Shifted DFB-LD Filter and 100 Mbit/s Two-Channel Wavelength Signal Switching", *Electron. Lett.*, 24, 4, 18th, pp. 236-237, 1988.
- [85] T. Nakai, R. Ito, and N. Ogasawara, "Asymmetric Frequency Response of Semiconductor Laser Amplifier", *Jpn. J. Appl. Phys.*, 21, 11, pp. L680-L682, 1982.
- [86] 古賀, 菊島, 縄田, "共振型半導体レーザ増幅器を用いた光フィルタ", 信学論(C), J-72-C, p.162, 1989.
- [87] 藤田, 雨宮, 岩田, "フローティングゲートMOSのアナログ動作", 1990年 信学秋季全大, C-556.
- [88] M.Holler, S.Tam, H.Castro, and R.Benson, "An Electrically Trainable Artificial Neural Network with 1024 "Floating Gate" Synapses," *IJCNN'89*, vol.2, pp.191-196, 1989.
- [89] M.Weinfeld, "A Fully Digital CMOS Integrated Hopfield Network Including the Learning Algorithm," in *VLSI for Artificial Intelligence*, J.G. Delgado-Frias and W.Moore, Eds. Boston: Kluwer Academic, 1989.
- [90] S.Konaka, Y.Yamamoto, and T.Sakai, "A 30 ps Si Bipolar IC Using Super Self-Aligned Process Technology", *IEEE Trans.*, ED-33, (4), pp. 526-531, 1986.

- [91] 古賀, 松本, 雨宮, 岩田, 杉田, "ニューロ処理型光分波器用高速アナログ・ニューラルネットワークLSI," 信学会, ニューロコンピュータ研究会, NC90-53, pp.83-90, 1990.
- [92] B.Gilbert, "A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response," *IEEE J.Solid-State Circuits*, vol.SC-3, p.365, 1968.
- [93] N.Takato, K.Jinguji, M.Yasu, H.Toba, and M.kawatchi, "Silica-Based Single-Mode Waveguides on Silicon and their Application to Guided-Wave Optical Interferometers," *IEEE J.lightwave Technol.*, vol.6, pp.1003-1010, 1988.
- [94] T.Matsumoto and M.Koga, "Novel Learning Method for Analogue Neural Networks," *Electron.Lett.*, vol.26, pp.1136-1137, 1990.
- [95] E.J.Baghdady, "Lectures on Communication System Theory," Chapter 7, McGraw-Hill, 1961.
- [96] J.Yamagata, E.Yoneda, S.Nakajima, T.Hisaki, and Y.Koyamada, "Development of Fiber-Optic Broadband Interactive Distribution Network," *IEEE Commun.Magazine*, vol.25, No.3, 1987.
- [97] C.A.Brackett, "Dense Wavelength Division Multiplexing Networks : Principles and Applications," *IEEE J.Selected areas in comm.*, vol.8, pp.948-964, 1990.
- [98] K.Inoue and H.Toba, "Wavelength Conversion Experiment Using Fiber Four-Wave Mixing," *IEEE Photon.Tech.Lett.*, vol. 4, pp. 69-72, 1992.
- [99] H.Kawaguchi, K.Magari, H.Yasaka, M.Fukuda, and K.Oe, "Tunable Optical-Wavelength Conversion Using an Optically Triggered Multielectrode Distributed Feedback Laser diode," *IEEE J.Quantum Electron.*, vol.24, pp.2153-2159, 1988.
- [100] G.Grosskopf, T.Ludwig, and H.G.Weber, "Frequency Conversion by Nearly Degenerate Four-Wave Mixing in Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifiers," *IEE Proc.*, vol. 137, pt. J, pp.209-214, 1990.

本研究に関する発表論文

(* : 関連論文)

I. 学術雑誌発表論文

- [1] 古賀, 菊島, 縄田, “共振型半導体レーザ増幅器を用いた光フィルタ” 信学論 (C), J-72-C, pp.160, 1989.
- [2] M.Koga and T.Matsumoto, "The Performance of a Traveling-Wave-Type Semiconductor Laser Amplifier as a Booster in Multiwavelength Simultaneous Amplification," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.8, pp.105-112, 1990.
- [3] M.Koga and T.Matsumoto, "High-Gain Polarization-Insensitive Optical Amplifier Consisting of Two Serial Semiconductor Laser Amplifiers," *IEEE J.Lightwave Technol.*, vol.9, pp.284-290, 1991.
- [4] 松本, 野口, 古賀, “光を用いた新しい信号処理技術と多次元光回路” 信学論C-1, vol.J75-C-I, No.5, pp.223-234, 1992, (招待論文).
- [5] M.Koga and T.Matsumoto, "High-Isolation Polarization-Insensitive Optical Circulator for Advanced Optical Communication Systems," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol 10, pp.1210-1217, 1992.
- [6]* 古賀, 奥村, 井上, “受動バス形式インタフェースにおける反射波による伝送波形の劣化” 信学論 (B), F-70-B, pp.195-203, 1987.
- [7]* K.Kikushima, K.Nawata, and M.Koga, "Tunable Amplification Properties of Distributed Feedback Laser Diodes," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol.25, pp.163-170, 1989.

II. 学術雑誌発表論文 (レター)

- [1] M.Koga, N.Tokura, and K.Nawata, "Gain-Controlled All-Optical Inverter Switch in a Semiconductor Laser Amplifier," *Appl.Opt.*, vol.27, 1988.
- [2] M.Koga and T.Matsumoto, "Polarization-Insensitive Optical Amplifier Consisting of Two Laser Amplifiers and a Polarization-Insensitive Isolator in Series," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.1, pp.431-433, 1989.
- [3] M.Koga, J.Minowa, and T.Matsumoto, "Multi/demultiplexer Using a 4-port Optical Circulator and Interference Filters," *Trans. of IEICE in Japan*, E-72, pp.1086-1088, 1989.
- [4] M.Koga and T.Matsumoto, "A Novel Optical WDM Demultiplexer Consisting of a Simple Optical Multimode Guide and an Electrical Neural Network," *IEEE Photon.Technol.Lett.*,

vol.2, No.7, 1990.

- [5] T.Matsumoto and M.Koga, "Novel Learning Method for Analogue Neural Networks," *Electron.Lett.*, vol.26, pp.1136-1137, 1990.
- [6] M.Koga, T.Matsumoto, Y.Amemiya, A.Iwata, and H.Miyao, "High-Speed Analogue Neural-Network LSI Employing Super-Selfaligned Si Bipolar Process Technology," *Electron. Lett.*, Vol.27, No.18, pp.1678-1679, 1991.
- [7] M.Koga and T.Matsumoto, "Polarization-Insensitive High-Isolation Nonreciprocal Device for Optical Circulator Application," *Electron. Lett.*, vol.27, No.11, pp.903-904, 1991.
- [8] M.Jinno, M.Koga, and T.Matsumoto, "Optical Tristability Including Spectral Bistability Using an Inhomogeneously Excited Multielectrode DFB LD," *Electron.Lett.*, vol.24, pp.1030-1031, 1988.
- [9] M.Sumida and M.Koga, "Practical Gain of In-line Semiconductor Laser Amplifiers," *Electron.Lett.*, vol.25, No.13, pp.875-876, 1989.
- [10] M.Jinno, T.Matsumoto, and M.Koga, "All-Optical Timing Extraction Using an Optical Tank Circuit," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol.2, pp.203-204, 1990.

III. 国際学会

- [1] T.Matsumoto, K.Nawata, K.Kikushima, and M.Koga, "Optical Switch and LD Devices for Future Optical Subscriber Loop System," in *ICC '88 Technical Digest*, pp.6-10, 1988.
- [2] M.Koga, T.Matsumoto, and J.Minowa, "Multiwavelength Bidirectional Repeater System Using a Semiconductor Laser Amplifier," in *CLEO '89 Tech. Dig.* (Baltimore, MD), 1989.
- [3] M.Koga and T.Matsunoto, Y.Amemiya, A.Iwata, and A.Sugita, "Neural Processing Type Optical Wavelength-Demultiplexer Using High-Speed Analog-Neural-Network Integrated Circuits," in *OFC '91 Tech. Dig.*, (San Diego), 1991.
- [4] M.Koga and T.Matsumoto, "High-Isolation Polarization-insensitive Optical Circulator for Advanced Optical Communication Systems," in *CLEO'92 Tech. Digest* (Anaheim), 1992.

100