

波長多重システムの多チャンネル化に関する研究

(課題番号：12650376)

平成12年度～平成13年度科学研究費補助金(基盤研究(C)(2))研究成果報告書

平成14年4月

研究代表者 相田 一夫

静岡大学附属図書館



030850544 5

(静岡大学工学部教授)



はしがき

数千チャンネル規模の波長多重方式の実現に向けて、光パケット形式の波長多重信号を前提として、周波数間隔が GHz 程度の WDM 信号から任意のチャンネルを選択可能な受光系構成法と受光特性評価法の研究を行った。

提案の受光系は光ファイバループの入力部と出力部にスイッチを設け、ループ内に波長選択素子と損失補償のための光増幅器を設置した構成である。ループ入力部の光スイッチによる時間窓と、ループ内の光フィルタによる周波数窓、ならびにループ出力部のスイッチによる時間窓設定により、希望する光パケットを選択する。このような構成となっているので、WDM 信号がループ内の波長選択素子を複数回通過することとなり、高い波長選択性が実現される。

試験用光パケット高密度波長多重信号発生回路の構成法を検討し、選択信号のアイ波形から受光特性を評価した。提案の受光回路で選択パケットを 30 回程周回させると、1 GHz の波長間隔でも隣接チャンネルの影響を受けることなく、長期間良好なアイ波形で受信できることを確認した。

本研究により、数千チャンネル規模の波長多重方式に必要なとされる高選択受光回路と、試験技術に関して基本技術の確立を図ることができた。

研究組織

研究代表者 相田 一夫 (静岡大学工学部教授)

交付決定額 (配分額)

(金額単位：千円)

	直接経費	間接経費	合 計
平成 12 年度	2,100	0	2,100
平成 13 年度	1,500	0	1,500
総 計	3,600	0	3,600

研究発表

(1)学会誌等 Kazuo Aida, "Novel receiver scheme for optical packet ultra-dense WDM systems", Proceedings of SPIE Optomechatronic Systems II, Volume 4564, October 2001

(2)口頭発表

(2-1) Kazuo Aida, "Novel receiver scheme for optical packet ultra-dense WDM systems", SPIE Conference on Smart Optomechatronic Systems, Oct. 30, 2001

(2-2) 相田一夫、"超高密度波長多重システム用受信系構成法の検討"、電子情報通信学会 2001 年通信ソサイエティ大会、2001 年 9 月 21 日

研究成果による工業所有権の出願・取得状況

なし

1. まえがき

インターネットをはじめとするマルチメディア通信の普及にともない通信トラフィックが爆発的に増大し、大容量光通信技術の社会的重要性が高まっている。このため、光波長多重(WDM)技術をベースとするフォトニックネットワーク技術の研究が内外の研究機関・通信会社・産業界において活発に進められている。

WDM 信号の受信系では、高い波長選択性だけでなくチューナビリティも重要な機能である。一品種の受信機で全ての波長に対応できれば量産による低コスト化や、保守のための予備装置数を減らすことができ、システムの経済性を向上することが可能となる。さらに、波長設定が自由となることから、よりフレキシブルなシステム構成が可能となる。チューナブルWDM受信機を実現するためには、広い波長同調範囲と高安定で高い波長選択特性の光フィルタが必要とされる。さらに、チューナブル受信機により GHz オーダの波長選択性が実現できると、通常の DFB-LD を可変波長光源として使用し、一台で百波長程度に対応できる送信機が可能となる。このため、高密度波長多重システムの構成が容易となり、一層の大容量化と低コスト化が期待できる。

現在の可変同調波長光フィルタは、広い可変同調波長範囲(～80nm)と優れた温度安定性と波長再現性を実現している(1)(2)(3)。しかし、波長選択性については、高密度波長多重方式用としては十分な特性であるとはいえない。このため、チューナブルな高密度WDM受信機を実現するためには、光フィルタの波長選択特性を向上させる何らかの方策が必要とされる。

本報告は、数千チャンネル規模の波長多重方式実用化に向けてのブレイクスルー技術の確立をねらいとして、数十 nm の波長空間に GHz オーダーの波長間隔で配置された光パケット形式の WDM 信号から任意チャンネルの選択が可能なチューナブル受光系構成法に関する実験をともし、検討結果、ならびに受光系の特性評価に用いた試験用光パケット高密度波長多重信号に関して、信号合成回路の構成と主要特性について述べている。

2. 光パケット高密度波長多重方式のシステム構成と受信機の基本構成

光パケット高密度波長多重システムのモデル例を図1に示す。各ノードは波長が割り当てられた光パケット送信機とチューナブル受信機で構成される。パケットの波長とタイムスロットは、送信機のアドレスと受信機のアドレスをそれぞれ表し、各ノード間の接続は2次元のパラメータ：波長とタイムスロット、で実現される。このため、本ネットワークは接続の自由度を大幅に向上させている。

また、全てのチャンネルの光信号がファイバ中に同時に存在する確率は統計的に低いので、光ファイバの非線形特性による伝送特性劣化を避けることが期待される。

図2は受信機の基本構成を示す。光ファイバループの入力部と出力部にスイッチを設け、ループ内に波長選択素子と損失補償のための光増幅器を設置した構成である。光パケット信号では、選択パケット間に空き時間があるので、この時間を利用して、ファイバループにより光フィルタの波長選択特性を向上させることが可能となる。

光パケット高密度波長多重信号から任意のパケットを選択する方法は、以下の3段階で行われる。

- (1) ファイバ入力部の光スイッチにより作り出した時間窓により選択パケットを抽出し、ファイバループに注入する。この際、波長が異なる非選択パケットも時間窓を通過しファイバループに注入される。
- (2) ファイバループ中にバンドパス光フィルタにより作り出された周波数窓により、非選択パケットは抑圧される。ループ中を光パケットが複数回周回することにより、波長選択性が大幅に向上される。
- (3) 出力ポートのスイッチによる時間窓により、選択パケットを選択する。

受信系中の各スイッチの制御はタイミング制御回路が行う。ファイバループに蓄積された雑音光を取り除くため、選択パケットを注入する直前に、光スイッチによりループの初期化を行う。

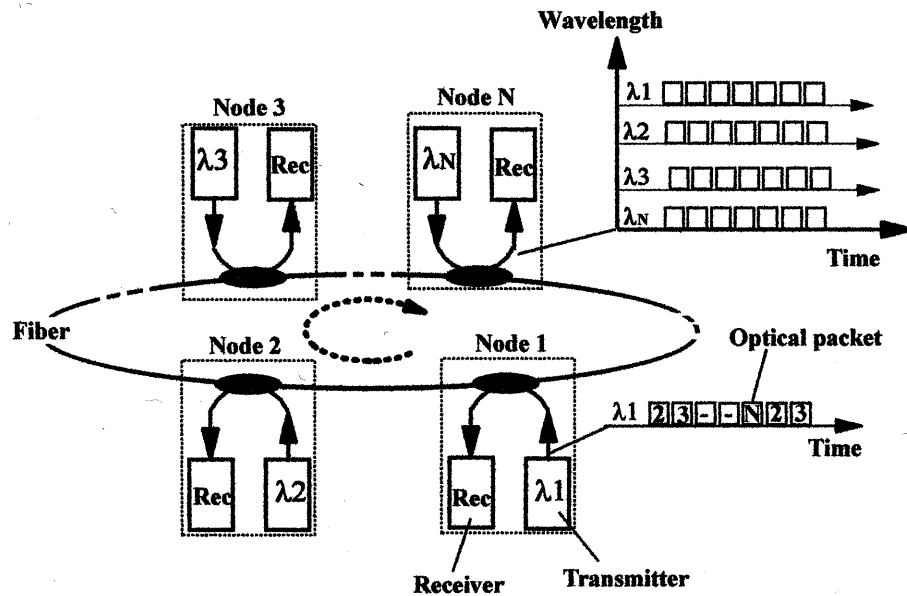


図1 光パケット高密度波長多重システムの基本モデル

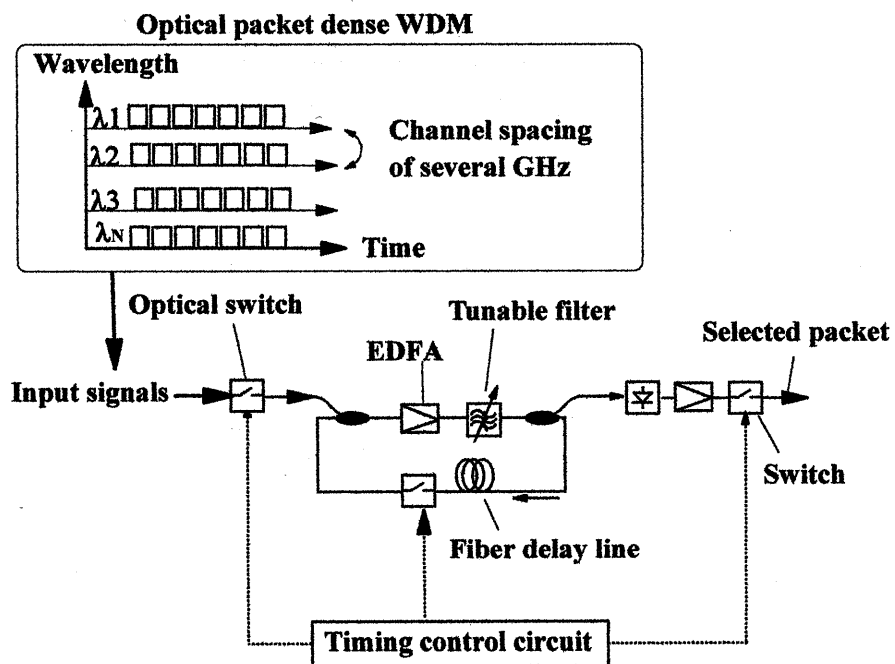


図2 受信系の基本構成

3. 受信系の基本設計

3. 1 所要ファイバループ長

周回前と周回後の選択光パケットがファイバループ上で衝突することを避けるため、選択光パケットの継続時間よりもファイバループの遅延時間が長い必要がある。このために必要な長さは以下の式で与えられる。

$$L_{\text{delay line}} \geq \frac{c \cdot \tau_{\text{packet}}}{n} \quad (1)$$

τ_{packet} : packet duration

c : velocity of light ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$)

n : refractive index ($n \approx 1.5$ for silica fiber)

図3はパケットサイズを 53byte とした場合の、ラインビットレートと必要なファイバ長との関係を表している。ラインビットレート 2.5Gbit/s においては、34meter のファイバ長で 53byte のパケットを扱うことが可能である。

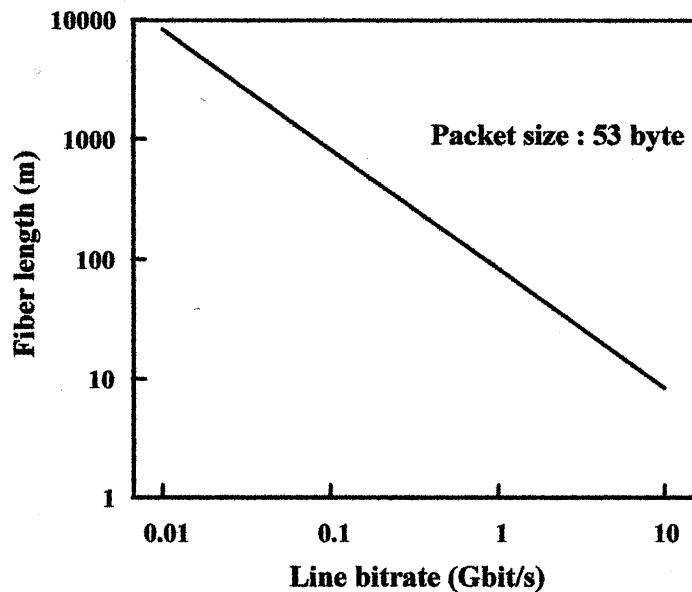


図3 ラインビットレートと必要なファイバループ長の関係

3. 2 多段接続フィルタの特性

多段接続されたファブリペロー (FP) フィルタの透過率 $T(\lambda)$ と 3dB 帯域幅 $\delta\lambda_N$ は下式で与えられる。

$$T(\Delta\lambda) = \left[1 + \left(\frac{2 \cdot \Delta\lambda}{\delta\lambda} \right)^2 \right]^{-N} \quad (2)$$

$$\delta\lambda_N = \delta\lambda \cdot \sqrt{2^{1/N} - 1} \quad (3)$$

N : Number of concatenation

$\Delta\lambda$: offset wavelength

$\delta\lambda$: 3dB bandwidth of FP filter

図4は透過率 $T(\lambda)$ と規格化された 3dB 帯域幅 $\delta\lambda_N / \delta\lambda$ と多重接続数との関係を、規格化したオフセット波長 $\Delta\lambda / \delta\lambda$ をパラメータとして表している。フィルタの多重接続数が増加するにつれ急速に阻止域の透過率は低下し、波長選択特性が改善される。

たとえば、3dB 帯域幅 0.06nm のフィルタを6段接続すると、3dB 帯域幅は 2.7GHz、5GHz オフセット波長における抑圧量は 27dB となる。この選択特性は、5GHz 間隔に配置された 2.5Gbit/s WDM 信号を分離するために十分な値と考えられる。

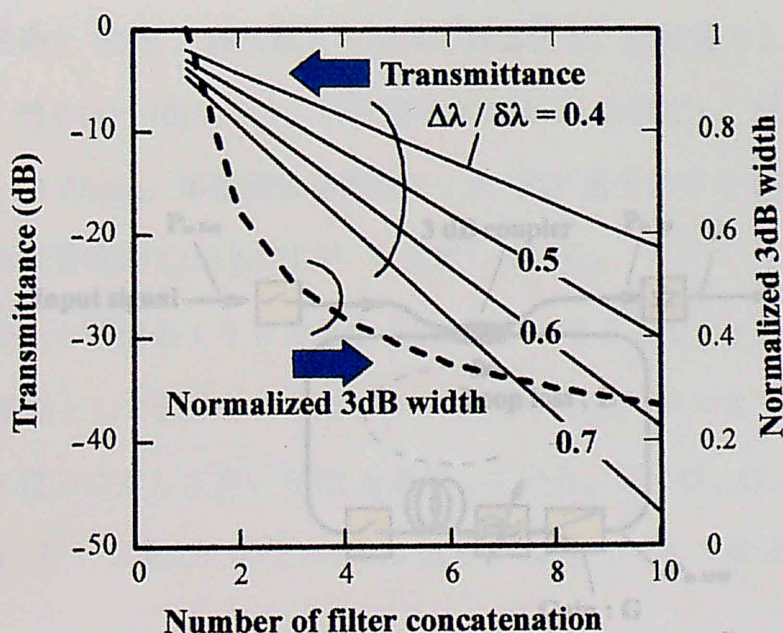


図4 透過率と規格化された 3dB 帯域幅と FP フィルタ多重接続数との関係

3. 3 受光系の SNR 設計

図 5 のモデルに基づき、受光系の SNR 設計を行なう。n 周回後に PD に入力される受光電力、ASE 電力はそれぞれ以下のように表される。

$$P_{in PD}^{sig} = \frac{G^n \cdot L^n \cdot P_{in Rec}^{sig}}{2} \quad (4)$$

$$P_{in PD}^{ASE} = h\nu F(G-1)BL \cdot \frac{(GL)^n - 1}{GL - 1} \quad (5)$$

h : Plank's constant

ν : frequency of light

F : noise figure

G : amplifier gain

L : fiber loop loss

n : number of circulation

B : receiver bandwidth

PD に流れる信号電流は式(4)から

$$i_p^{sig} = \frac{\eta e P_{in PD}^{sig}}{h\nu} = \frac{\eta \cdot e \cdot (G \cdot L)^n \cdot P_{in Rec}^{sig}}{2 \cdot h\nu} \quad (6)$$

上式により求めた SNR と周回数との関係の計算例を、受光電力とループ利得をパラメータとし、図 6 (a)～(d)に示す。信号速度 2.5Gbit/s を想定し、受光回路の帯域：

1.3GHz、波長：1.55 μ m、増幅器雑音指数 F ：2、PD 量子効率 η ：0.7、受光系電気

回路の入力換算雑音電圧：0.9pA/Hz^{1/2} を仮定している。

ループ利得をループ損失よりも大きく設定し、ファイバループを等価

的に光前置増幅器として動作しており、ループ利得 GL が大きく周回数が多いほど、

同一の受光電力に対して高い SNR を実現している。例えば、 $GL=2$ では、周回数

10 回で -35dBm (ピーク電力) の 2.5Gbit/s 信号を 1.3GHz 帯域で受光可能であることが

わかる。

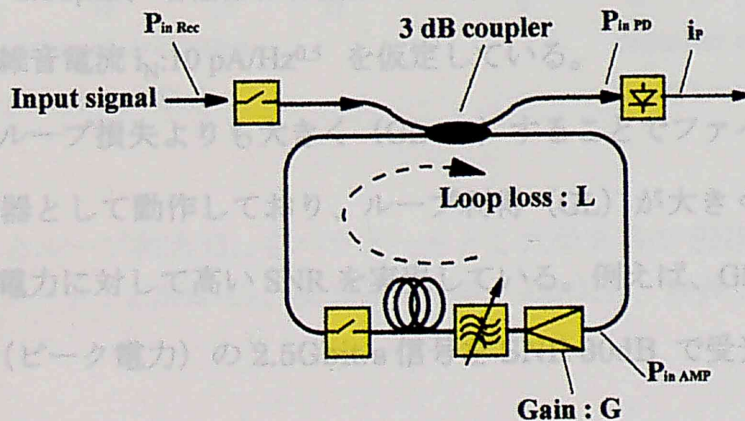


図 5 受光系のレベルダイアグラムと SNR 設計のモデル

帯域Bの受光回路に発生する雑音電流は、信号・ASE ビート雑音電流と電気回路の入力換算雑音電流 i_N とを考慮して求められる。式(5)-(6)を用いて、信号1に対する雑音電流 σ_{n1} と信号0に対する雑音電流 σ_{n0} は、

$$\sigma_{n1} = \sqrt{\int_0^B i_N^2 df} \approx \sqrt{\left[\frac{1}{2} \cdot \frac{\eta^2 e^2}{h\nu} \cdot F \cdot (GL)^n (G-1)L \cdot \frac{(GL)^n - 1}{GL-1} \cdot P_{inRec}^{sig} + i_N^2 \right] \cdot B} \quad (7)$$

$$\sigma_{n0} \approx \sqrt{[i_N^2] \cdot B} \quad (8)$$

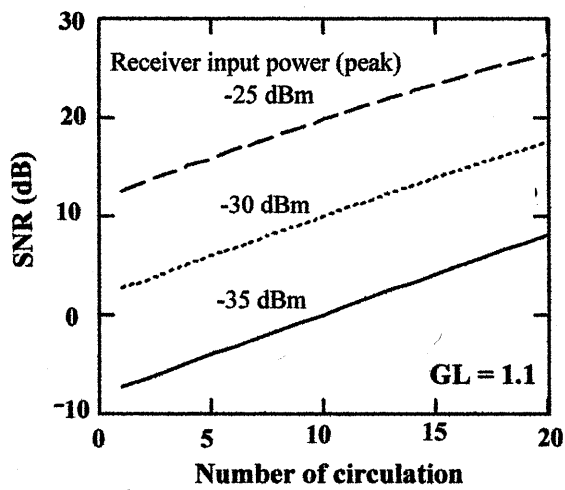
となる。従って、光デジタル通信における SNR は

$$SNR = \left[\frac{i_p^{sig}}{(\sigma_{n1} + \sigma_{n0})/2} \right]^2 \approx \frac{\left\{ \frac{\eta \cdot e \cdot (G \cdot L)^n \cdot P_{inRec}^{sig}}{h\nu} \right\}^2}{\left\{ \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{\eta^2 e^2}{h\nu} \cdot F \cdot (GL)^n (G-1)L \cdot \frac{(GL)^n - 1}{GL-1} \cdot P_{inRec}^{sig} + i_N^2} + i_N \right\}^2 \cdot B} \quad (9)$$

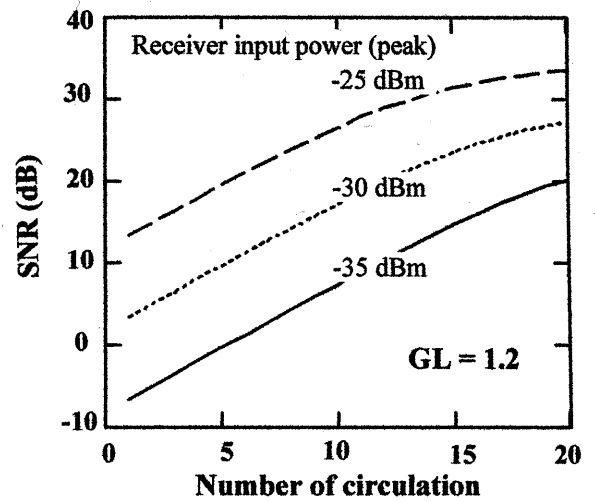
で与えられる。

上式により求めた SNR と周回数との関係の計算例を、受光電力とループ利得をパラメータとし、図 6 (a)～(d)に示す。信号速度 2.5Gbit/s を想定し、受光回路の帯域：1.3GHz、波長：1.55 μ m、増幅器雑音指数F：2、PD 量子効率 η ：0.7、受光系電気回路の入力換算雑音電流 i_N :10 pA/Hz^{0.5} を仮定している。

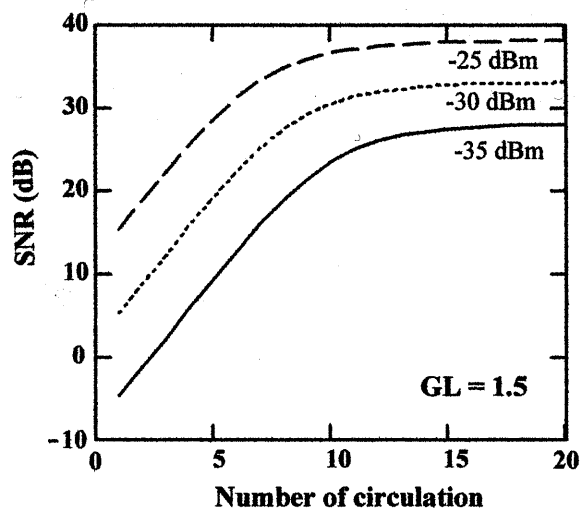
ループ利得をループ損失よりも大きく ($GL > 1$) することでファイバループを等価的に光前置増幅器として動作しており、ループ利得 (GL) が大きく周回数が多いほど、同一の受光電力に対して高い SNR を実現している。例えば、 $GL=2$ では、周回数 10 回で -35dBm (ピーク電力) の 2.5Gbit/s 信号を SNR 30dB で受光可能であることがわかる。



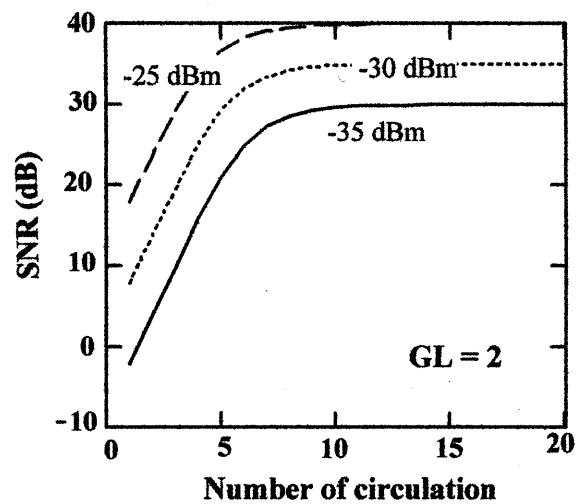
(a) GL=1.1 の場合



(b) GL=1.2 の場合



(a) GL=1.5 の場合



(b) GL=2 の場合

図6 受光電力とループ利得 GL をパラメータとした受光系の SNR と周回数の関係
(ビットレート : 2.5Gbit/s、受光系の帯域 : 1.3GHz、波長 : 1.55 μ m)

ループ利得 GL の設定には、所要の波長選択特性を実現するための周回数 n 、受光系への入力信号レベル $P_{in Rec}^{sig}$ 、フォトダイオード PD の最大許容入力レベル P_{max} 、ならびに所要 SNR 等を総合的に判断する必要がある。

フォトダイオード PD 保護の観点から、式(4)を変形することでループ利得 GL に対する必要条件式(10)が得られる。

$$GL < \left(\frac{2P_{max}}{P_{in Rec}^{sig}} \right)^{\frac{1}{n}} \quad (10)$$

次に、デジタル伝送系 SNR の式(9)よりも見通しの良い光アナログ伝送系の SNR の関係式を用いてループ利得と SNR の関係について定性的な議論を行う。

光アナログ伝送系の SNR は、回路雑音を無視すると式(4)、式(5)を用いて、下式に示すように簡単な近似式で与えられる。

$$SNR = \frac{(GL-1)(GL)^n P_{in Rec}^{sig}}{2h\nu FB(G-1) \cdot L \cdot \{(GL)^n - 1\}} \quad (11)$$

また、SNR の近似式(11)において、 $GL=1$ の場合は下記のようにさらに近似でき、受光系の SNR は周回数に反比例して劣化することがわかる。

$$SNR = \frac{G \cdot P_{in Rec}^{sig}}{2nh\nu F(G-1)B} \quad (12)$$

where $GL = 1$

一方、SNR の近似式(8)において $(GL)^n \gg 1$ とする場合は、以下に示す式(13)のように近似でき、受光系の SNR は周回数に依存せずに一定値をとることが解る。

$$SNR \approx \frac{P_{in Rec}^{sig}}{2h\nu FB} \cdot \frac{GL-1}{GL} \quad (13)$$

$$where (GL)^n \gg 1$$

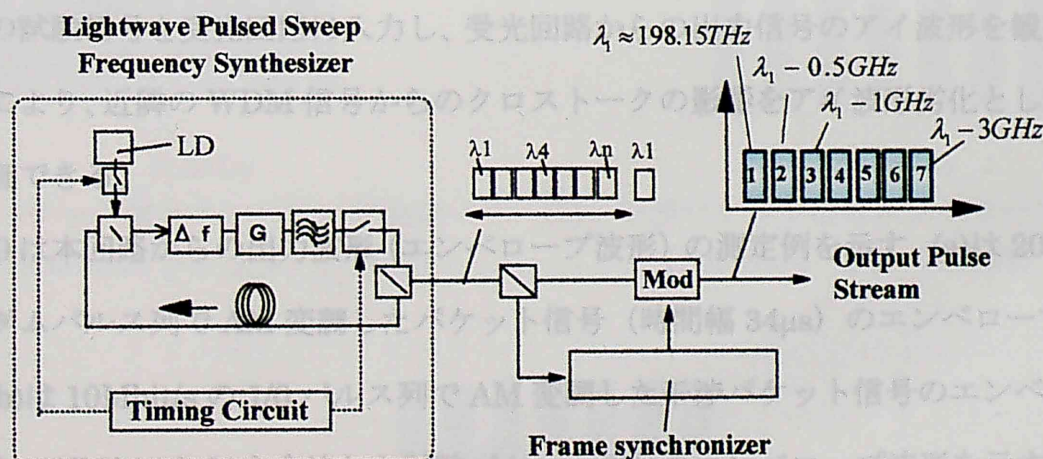
以上の議論より、PD 保護の観点からループ利得 GL に上限が設定され、一方、高 SNR 化の観点からはループ利得 GL をできるだけ大きくすることが重要であることがわかる。

4. 受光回路評価用の試験光信号発生回路

光パルスの光周波数がパルス毎に増加あるいは低下するパルス化掃引光周波数を発生する光周波数シンセサイザ⁽⁴⁾を基本にして、光パケット高密度波長多重信号用受信回路の試験光信号を合成した。試験光信号発生回路の構成を図7、図8に示す。

図7は、受信系の波長選択特性を測定するための試験信号発生回路であり、光周波数シンセサイザからのパルス列を所要数だけ光スイッチで切り出して試験光信号としている。光スイッチにはクロストーク特性と、切り替え速度(数百 ns)の観点から音響光学変調器 (AOM) を用いた。得られた試験光信号はパルス幅 5 μ s(マーク 3 μ s、スペース 2 μ s)で、パルス毎に 500MHz づつ光周波数が減少する等振幅の7個のパルスから構成される周期 5ms、全周波数掃引幅 3GHz パルス列である。

このパルス列を被測定回路に入力し、その出力を O/E 変換後オシロスコープで観測する。試験信号は時間と光波長 (光周波数) が対応しているので、オシロスコープ上の時間波形から被測定回路の波長特性を直接に評価することができる。



Pulse width	5 μ s (mark 3 μ s, space 2 μ s)
Number of pulses / train	7
Pulse train period	5 ms
Frequency shift / pulse	-500 MHz
Total frequency shift	-3 GHz

図7 波長選択特性評価用試験光信号発生回路と主要諸元

図 8 は、光パケット高密度波長多重試験信号発生回路の構成を示す。本回路は図 7 の構成を基本にして、受光特性の評価 (SNR、アイ波形) に使う光パケットを追加したものである。

シンセサイザの基準光を分岐し、外部変調器 (LiNbO_3) で変調して受光特性評価のための光パケットを発生した。受光特性評価光パケットはパルス幅 $34\mu\text{s}$ 、パケットの繰り返し周期に同期して最大 25Mbit/s までの擬似ランダム信号で強度変調可能である。このパケットは出力レベルが安定していること、オシロスコープの同期が簡単にとれることから、受光回路の出力信号をアイ波形として観測することができ、受光特性の評価が可能となる。

受光系における近隣の波長多重信号光からのクロストーク特性を評価するため、 0.5GHz 間隔で 7ch の干渉光パケット WDM 信号を受光特性評価光パケットに合波している。これら 7ch の干渉光パケット WDM 信号のパルス幅は $5\mu\text{s}$ (マーク $3\mu\text{s}$ 、スペース $2\mu\text{s}$) であり、受光特性評価光パケットとは異なる伝送速度で外部変調器を用いて強度変調される。

この試験信号を受光回路に入力し、受光回路からの出力信号のアイ波形を観測することにより、近隣の WDM 信号からのクロストークの影響をアイ波形劣化として簡単に評価できる。

図 9 は本回路からの出力波形 (エンベロープ波形) の測定例を示す。(a)は 20Mbit/s ランダムパルス列で AM 変調したパケット信号 (時間幅 $34\mu\text{s}$) のエンベロープ波形を、(b)は 10Mbit/s の $1/0$ パルス列で AM 変調した干渉パケット信号のエンベロープ波形を、(C)は(a)と(b)を合波した試験パケット信号のエンベロープ波形を示す。

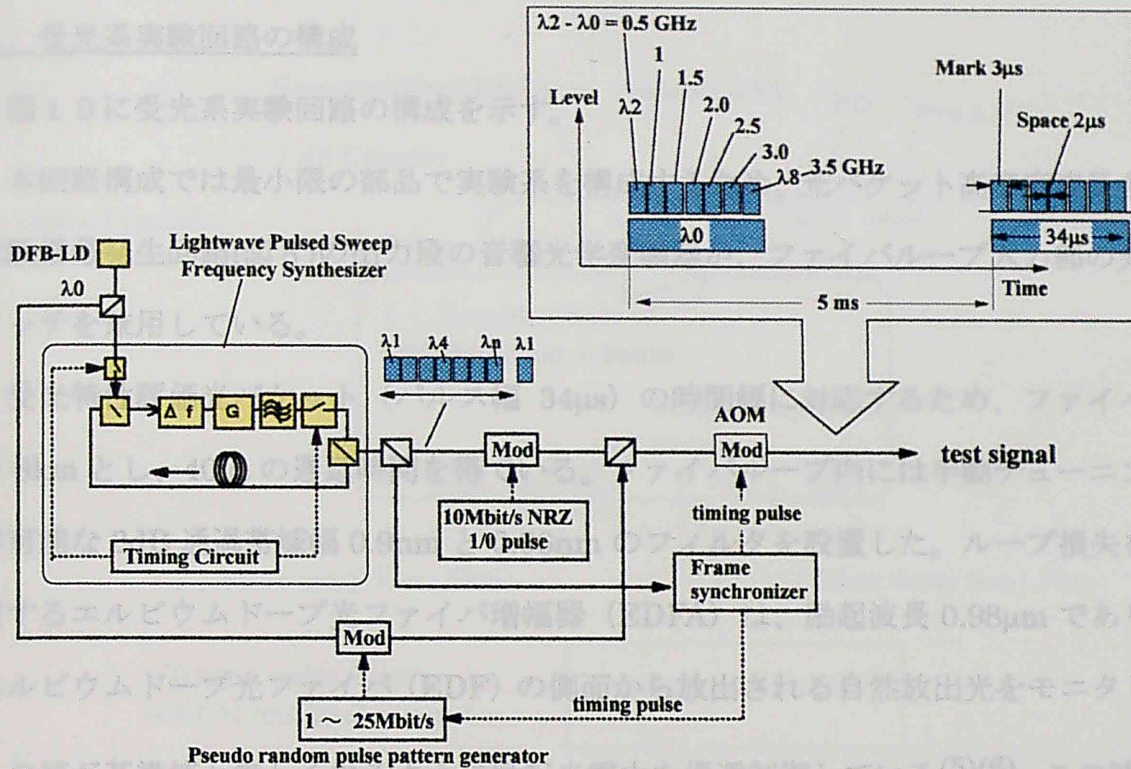


図8 光パケット高密度波長多重試験信号発生回路の構成

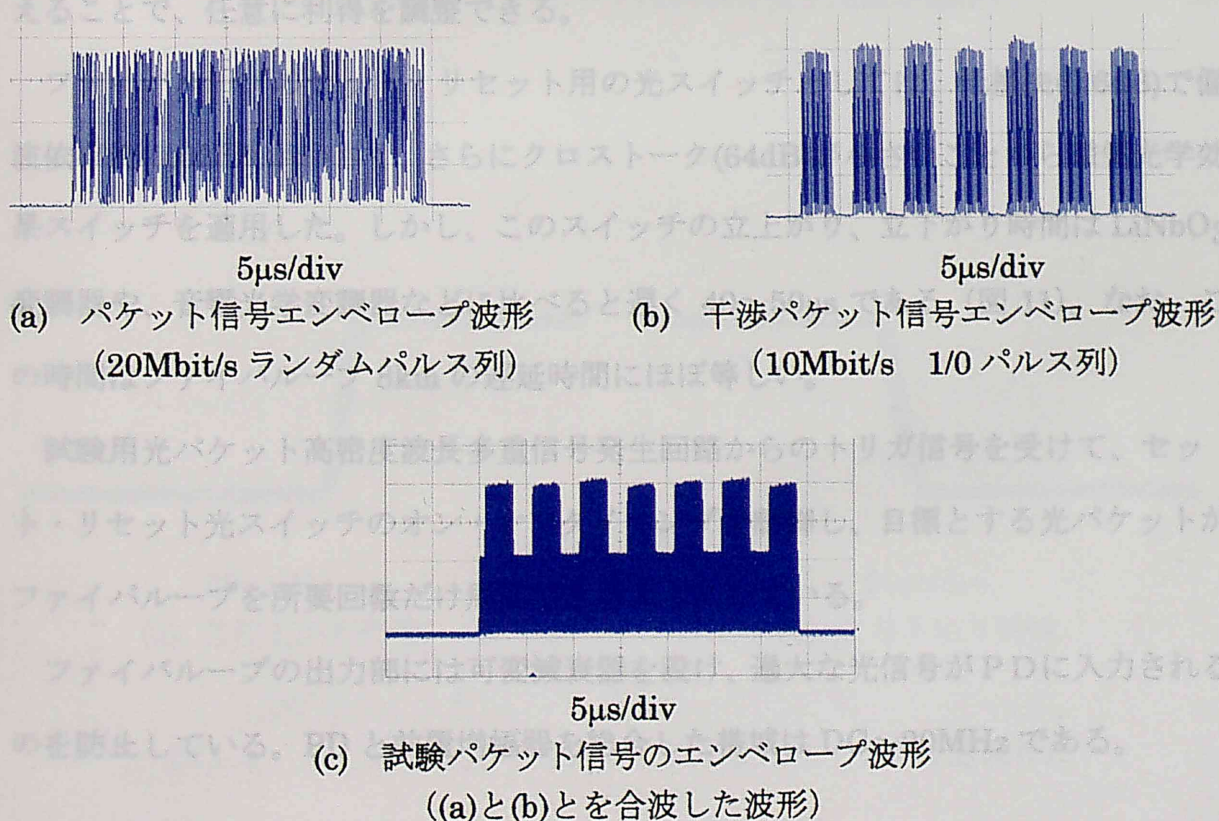


図9 光パケット高密度波長多重試験信号発生回路の出力波形例

5. 受光系実験回路の構成

図10に受光系実験回路の構成を示す。

本回路構成では最小限の部品で実験系を構成するため、光パケット高密度波長多重試験信号発生回路(図8)の出力段の音響光学変調器が、ファイバループ入力部の光スイッチを兼用している。

受光特性評価光パケット (パルス幅 $34\mu\text{s}$) の時間幅に対応するため、ファイバ長を 8km とし、 $40\mu\text{s}$ の遅延時間を得ている。ファイバループ内には手動チューニングが可能な 3dB 通過帯域幅 0.9nm と 0.06nm のフィルタを設置した。ループ損失を補償するエルビウムドープ光ファイバ増幅器 (EDFA) は、励起波長 $0.98\mu\text{m}$ であり、エルビウムドープ光ファイバ (EDF) の側面から放出される自然放出光をモニタし、この値が基準値と等しくなるように励起光電力を帰還制御している(5)(6)。この結果、増幅器の利得は信号レベルに依らずにほぼ一定値に保たれる。また、制御基準値を変えることで、任意に利得を調整できる。

ファイバループのセット・リセット用の光スイッチとしては、低損失(0.6dB)で偏波依存性(0.02dB)が小さく、さらにクロストーク(64dB)が小さいことから磁気光学効果スイッチを適用した。しかし、このスイッチの立上がり、立下がり時間は LiNbO_3 変調器や、音響光学変調器などに比べると遅く $40\sim 50\mu\text{s}$ である (図11)。なお、この時間はファイバループ 8km の遅延時間にほぼ等しい。

試験用光パケット高密度波長多重信号発生回路からのトリガ信号を受けて、セット・リセット光スイッチのオン・オフタイミングを制御し、目標とする光パケットがファイバループを所要回数だけ周回できるようにしている。

ファイバループの出力部には可変減衰器を設け、過大な光信号がPDに入力されるのを防止している。PDと前置増幅器を総合した帯域は $\text{DC}\sim 20\text{MHz}$ である。

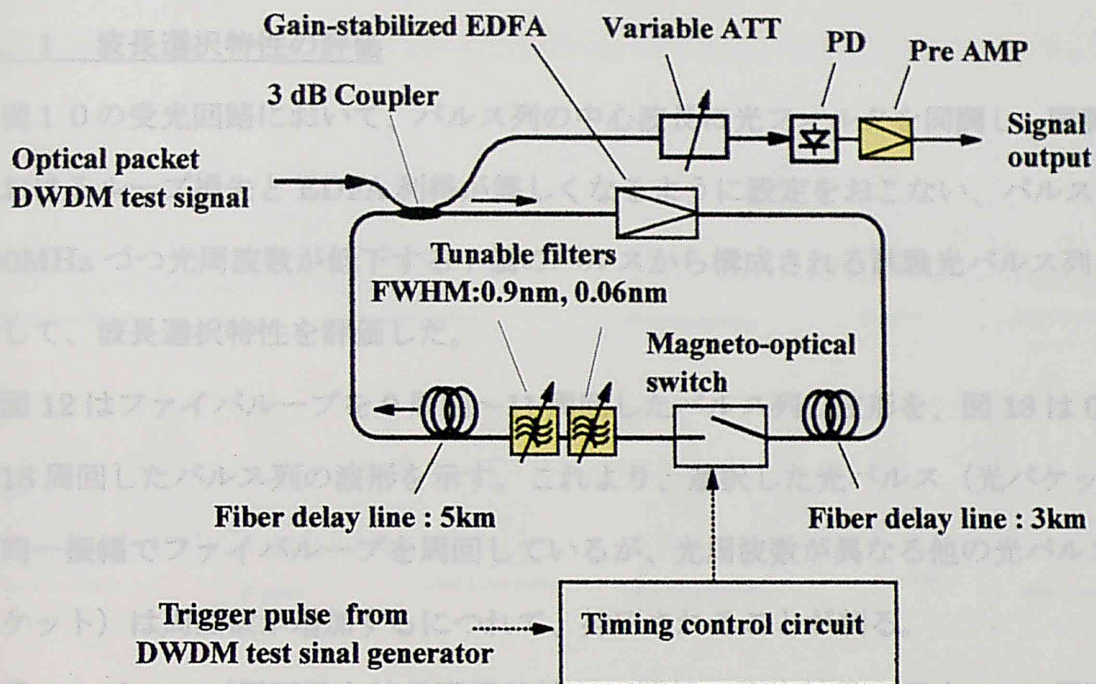


図 10 受光系実験回路の構成
(入力部の光スイッチは試験光発生回路が兼用)

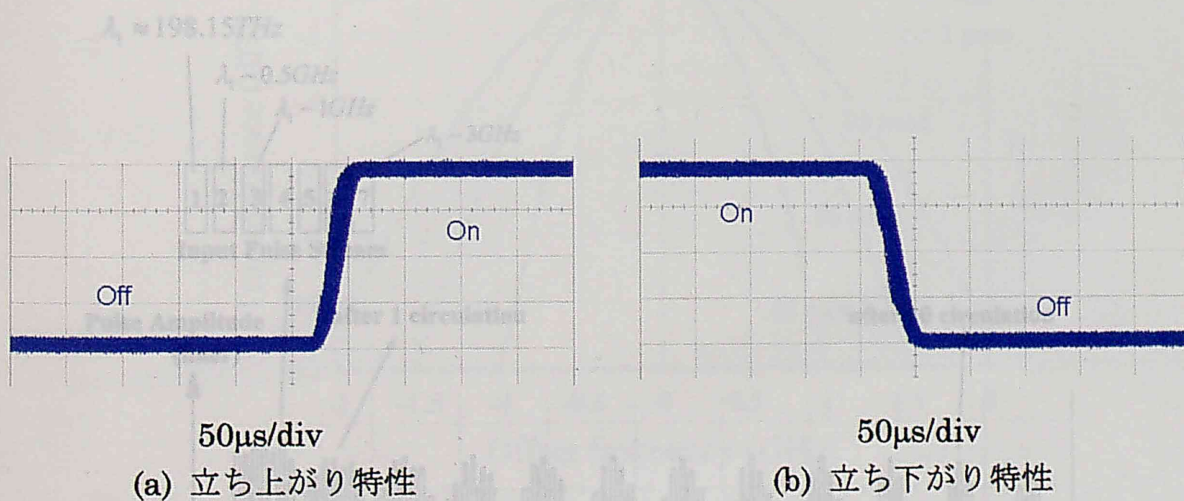


図 11 切り替え時の磁気光学効果光スイッチの過渡特性

図 12 ファイバープからの出力パルス列の観測例
(パルス列の中心波長に同調、同調波長におけるループ損失を EDFA 利得で補償)

6. 受光系実験回路の評価結果

6. 1 波長選択特性の評価

図10の受光回路において、パルス列の中心波長に光フィルタを同調し、同調波長におけるループ損失と EDFA 利得が等しくなるように設定をおこない、パルス毎に 500MHz づつ光周波数が低下する 7 個のパルスから構成される試験光パルス列を入射して、波長選択特性を評価した。

図12はファイバループを0周回～11周回したパルス列の波形を、図13は0周回～18周回したパルス列の波形を示す。これより、選択した光パルス（光パケット）は同一振幅でファイバループを周回しているが、光周波数が異なる他の光パルス（光パケット）は周回数が増加するにつれて、抑圧されることが判る。

図14はループ周回数と波長選択特性との関係の測定結果を示す。10周回では 2GHz 離れた WDM 信号を 11dB 抑圧、18周回では 1.5GHz 離れた信号を 12dB 抑圧、40周回では 1GHz 離れた信号を 12dB 抑圧できることが明らかとなった。また、図中の実線は波長選択特性の計算値であり、実測値とよく一致する結果を得た。

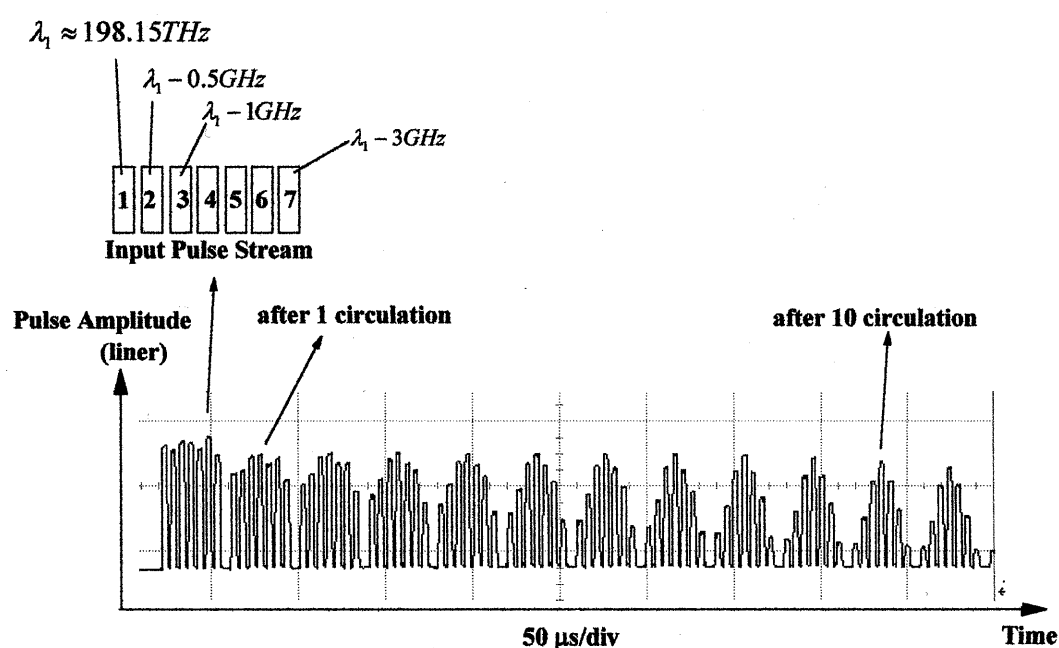


図12 ファイバループからの出力パルス列の観測例
(パルス列の中心波長に同調、同調波長におけるループ損失を EDFA 利得で補償)

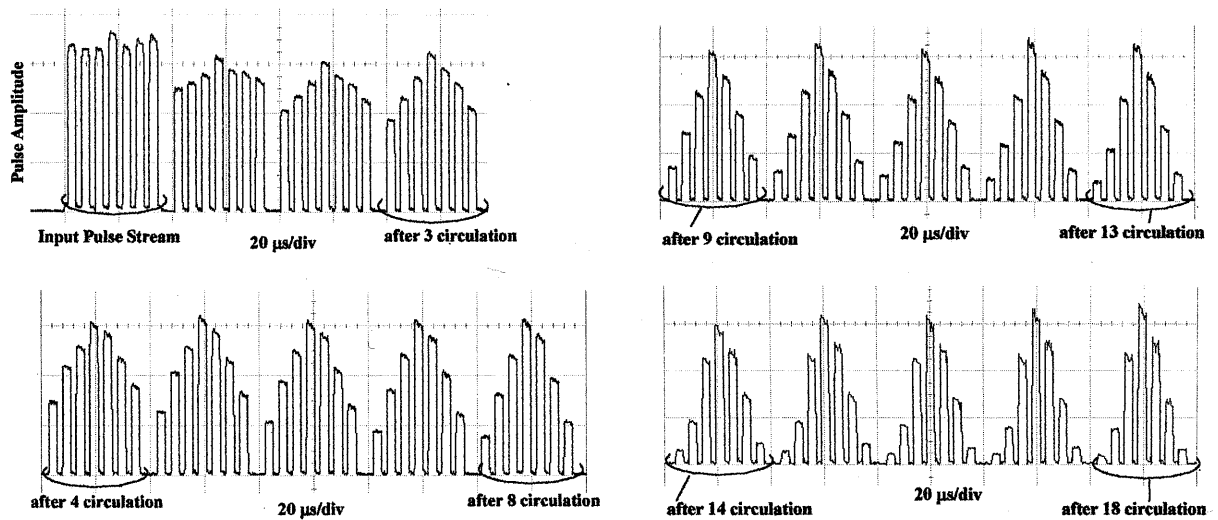


図 1 3 ファイバーループからの出力パルス列波形：0 周回～1 8 周回
(パルス列の中心波長に同調、同調波長におけるループ損失を EDFA 利得で補償)

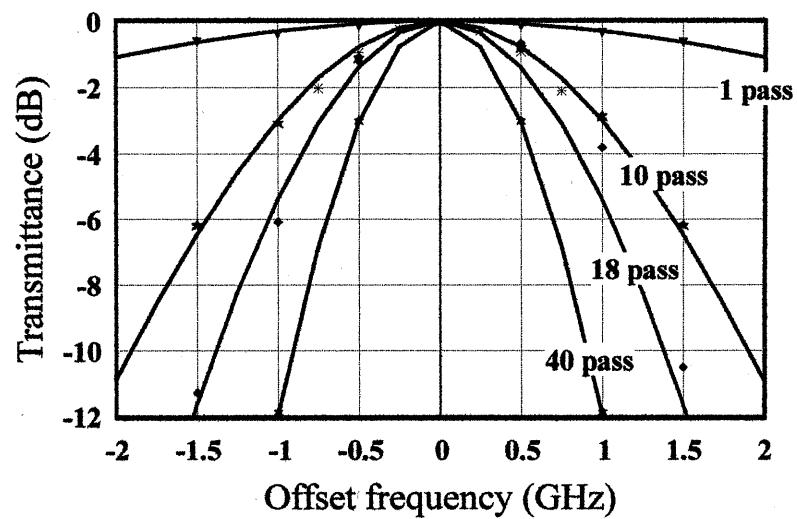


図 1 4 ファイバーループの波長選択特性

6. 2 受光特性の評価

光パケット高密度波長多重試験信号を図 10 の受光系実験回路に入力し、選択信号の SNR、アイ波形などの受光特性を評価した。

6. 2. 1 受光回路の動作概要

ファイバループを 1 周した光パケットの振幅が 14% 増加 ($GL=1.14$) するように光増幅器の利得を設定し、受光特性評価光パケットのみ入力した場合の出力波形と、干渉光パケット WDM 信号を重畳入力した場合の出力波形を図 15(a)、(b) に示す。また、セット・リセット光スイッチのオン・オフタイミングを制御し、光パケットがファイバループを 25 周回できるようにしている。光パケットの振幅が指数関数的に増加しながら出力されている。図 16 は図 15(b) の時間軸を拡大したものである。周回数が増加するにつれて、光パケットからのオフセット周波数が大きい干渉光から順次、除かれていく様子がわかる。

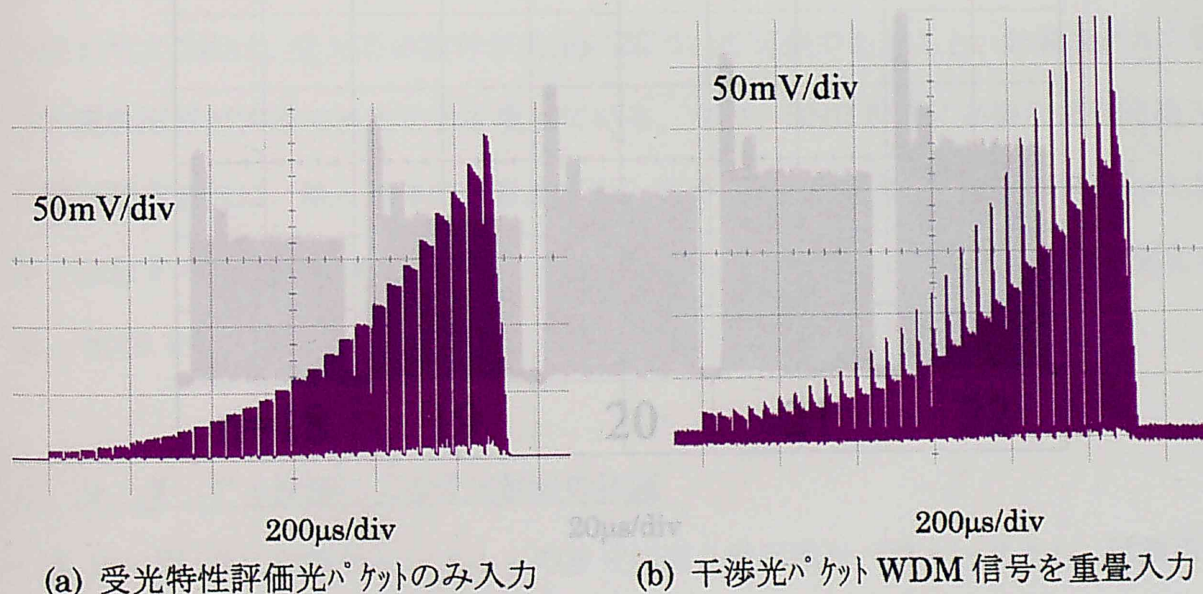
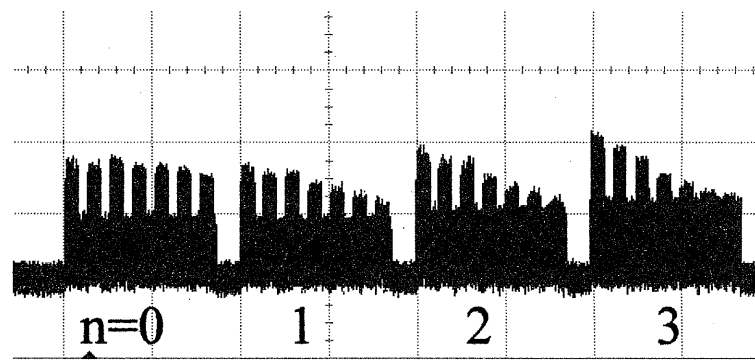
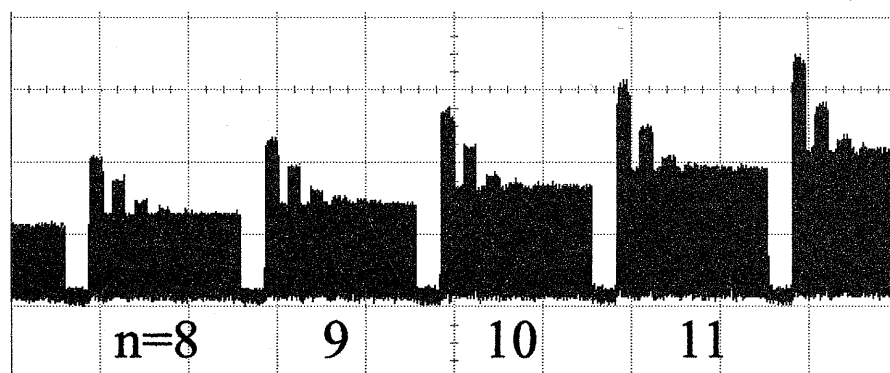


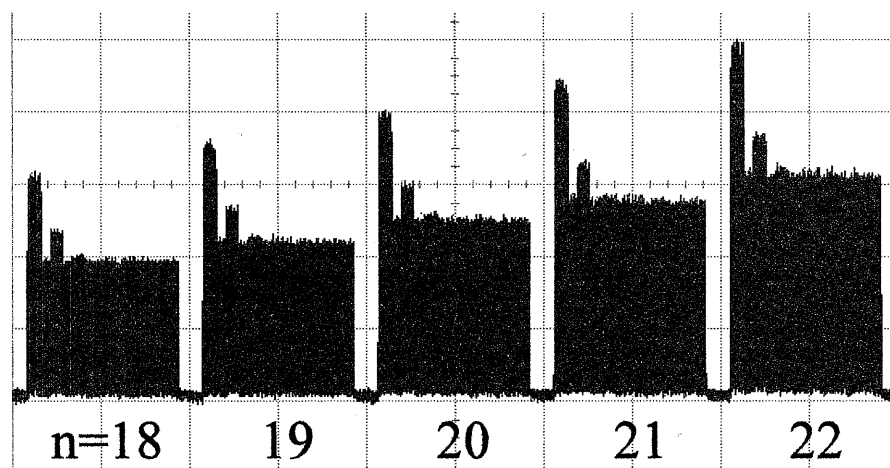
図 15 受光回路からの試験用光パケット高密度波長多重信号の出力波形
 $GL=1.14$ 、評価光パケット：20Mbit/s、干渉光パケット：10Mbit/s の 1/0 パターン
受光回路への評価光パケット入力レベル(ピークレベル)：-25dBm
受光回路への干渉光パケット入力レベル(ピークレベル)：-23.6dBm



20 μ s/div



20 μ s/div



20 μ s/div

図 1 6 受光回路からの試験用光パケット高密度波長多重信号の出力波形

(実験条件：図 1 5 と同一)

6. 2. 2 受光回路の SNR の測定

次に、受光回路の SNR とファイバループ周回数との関係を、試験用光パケット高密度波長多重信号とデジタルオシロスコープを使って測定した。

評価光パケットのビットレートは 20Mbit/s、受光回路への入力レベル(ピーク値)は -25dBm、波長多重干渉光パケットの入力レベル(ピーク値)は -23.6dBm、ファイバループ利得 GL は 1.14、観測系の帯域は 20MHz である。5~40 周回後の光パケットのマーク部と、スペース部について干渉光パケット影響を受けない時間帯の雑音分布を測定した。図 17 は測定例を示す。なお、周回数が大きくなると PD に入射する光信号が大きくなり前置増幅器が飽和するので、20 周回以降で、PD の直前に光アッテネータを設置し、入力レベルを下げている。

図 18 に受光系の SNR と周回数の関係を示す。同図に、実測値とともに式(9)による計算値を示す。周回数の増加とともに 20 周回までは SNR が増加し、これ以降はほぼ一定な SNR が観測された。この 20 周回以降で SNR の増加が観測されなかったのは、アッテネータにより入力レベルを調整したからである。実測値と計算値は、良く一致した。これは、受光系の設計が式(9)に基づいて可能であること、計算モデルと通りの実験回路が実現できたことを表している。なお、SNR 計算に必要な電気回路入力換算雑音電流は、無入力時の雑音測定から求めている。また、ループ利得 $GL=1.14$ 、雑音指数 $F=3(4.8\text{dB})$ 、観測系帯域：20MHz とし、PD 直前の光アッテネータ値を考慮し SNR を計算した。

6. 2. 3 アイ波形による受光回路の評価

図 19~図 28 に隣接チャンネルとの波長間隔と周回数をパラメータとし、試験用光パケット高密度波長多重信号を受光回路に入力し測定したアイ波形を示す。

図 19 は 5 周回後、図 20 は 10 周回後、図 21 は 15 周回後、図 22 は 20 周回後、図 23 は 25 周回後、図 24 は 30 周回後、図 25 は 40 周回後のアイ波形について、隣

接波長多重チャンネルとの波長間隔をパラメータ(500MHz～3GHz)として、チャンネル間干渉によるアイ劣化の様子を表している。

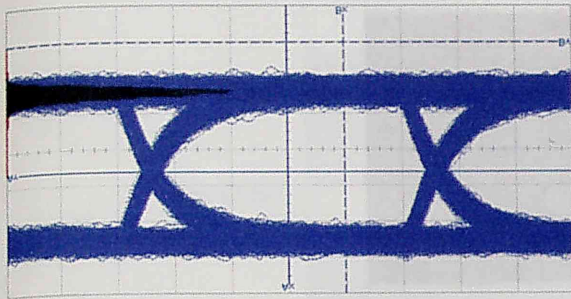
図 26、27 は隣接チャンネルの波長間隔を 500MHz とし、周回数を変えた場合のアイ劣化の様子を表す。図 28 は隣接チャンネルの波長間隔を 1GHz とし、周回数を変えた場合のアイ劣化の様子を表す。

周回数が 5 回であっても、隣接チャンネルとの間隔が 2GHz あれば、アイが開いていることがわかる (図 19)。

隣接チャンネルとの間隔がわずかに 500MHz であっても、周回数 25～40 でアイが開いており、本受光回路で分離可能であることがわかる。

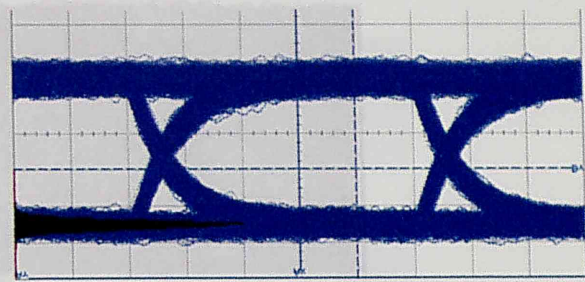
隣接チャンネルとの間隔が 1GHz になると、周回数 5 でもわずかにアイが開き、周回数が 20 回を越えると安定したアイ波形が測定され、30 回を越えるとほとんど劣化のないアイ波形が測定された (図 28)。

以上の実験より、GHz オーダの波長間隔で多重化された高密度波長多重信号から、任意の信号を分離して高 SNR で安定に受信可能であることを実証した。この結果、本受光回路構成を基本として、チャンネル間隔 1GHz 程度の光パケット高密度 WDM 方式の実現可能性が十分にあることがわかる。



10ns/div

(a) マーク部の雑音測定



10ns/div

(b) スペース部の雑音測定

図 1 7 デジタルオシロスコープによる雑音測定例：受光回路 5 周回後のアイ波形

GL=1.14、評価光パケット：20Mbit/s、干渉光パケット：入力なし

受光回路への評価光パケット入力レベル(ピーク値)：-25dBm

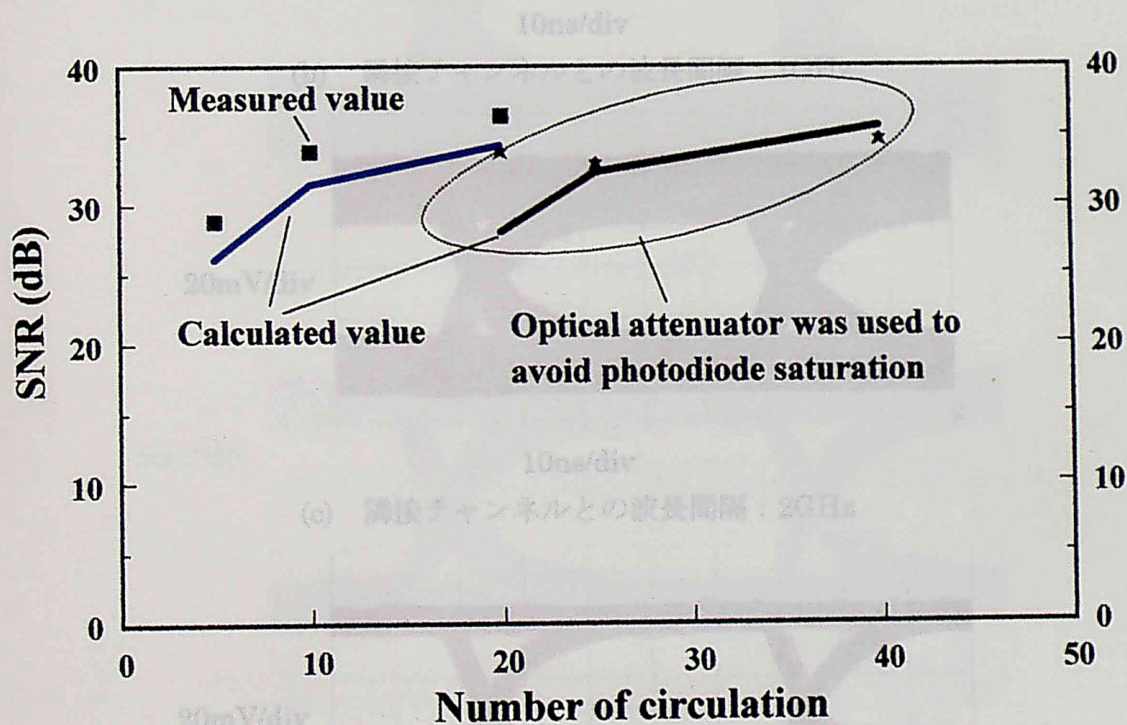


図 1 8 受光系の SNR と周回数の関係：実測値と計算値の比較

ループ利得 GL=1.14、雑音指数 F=3(4.8dB)、観測系帯域：20MHz

評価光パケット：20Mbit/s、評価光パケット入力レベル(ピーク値)：-25dBm

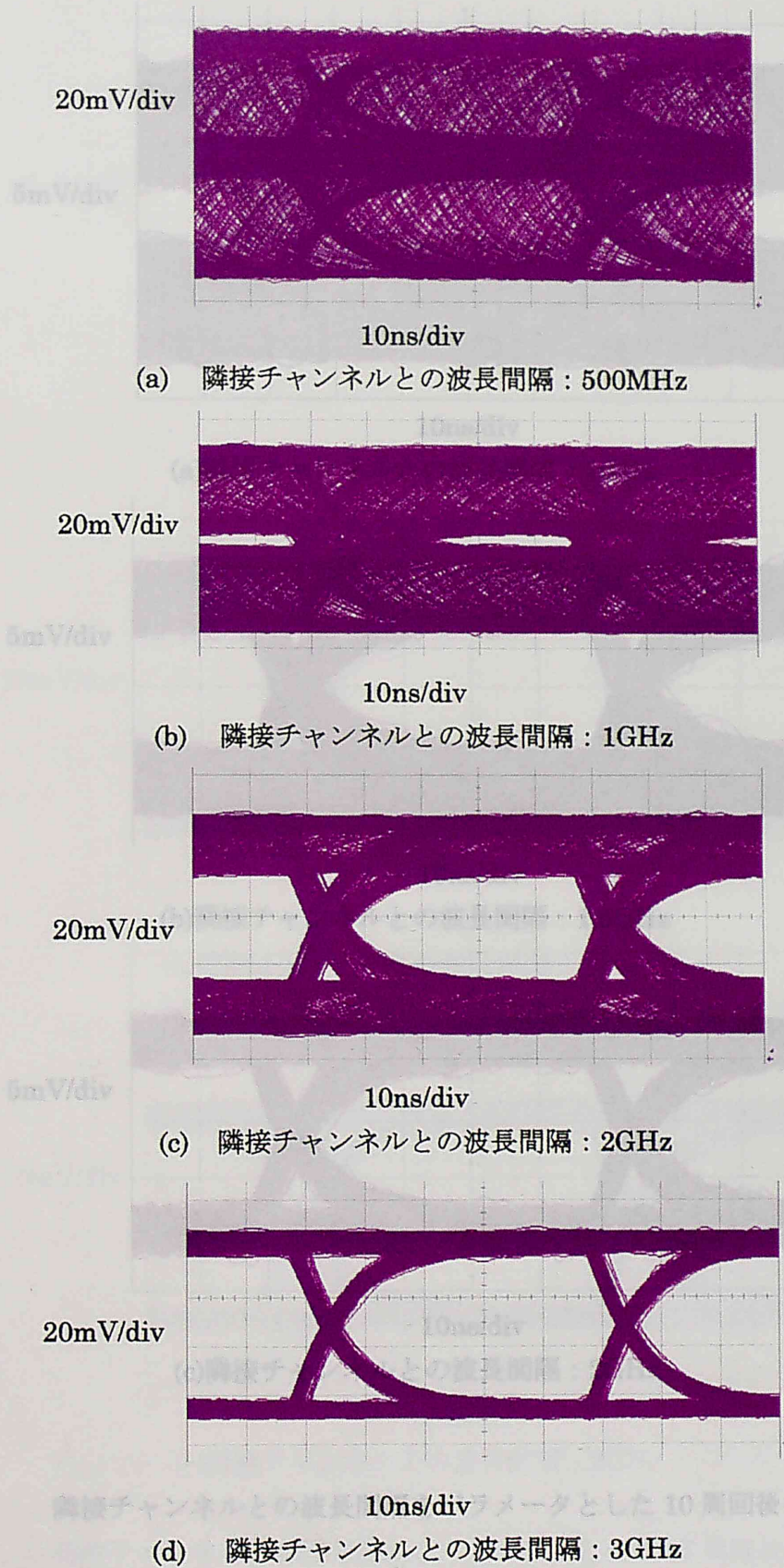
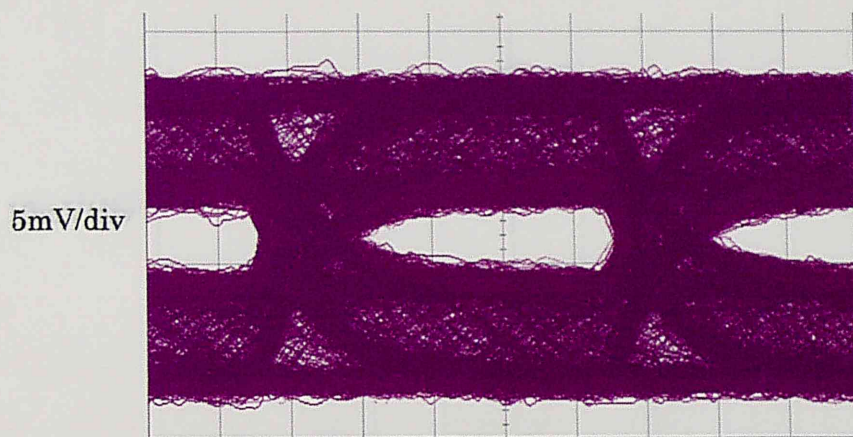
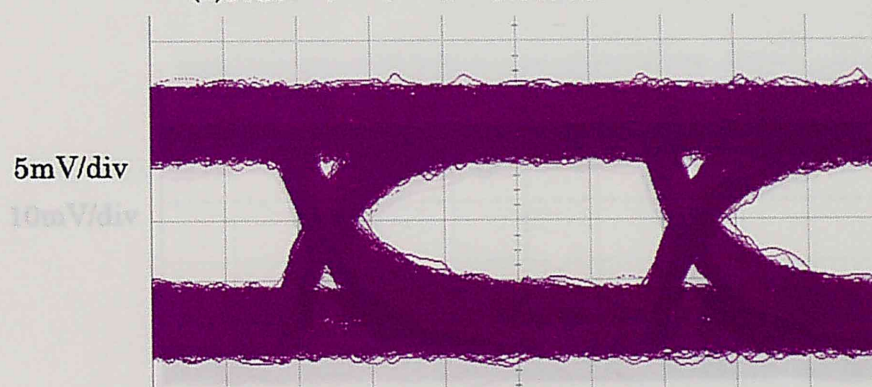


図 20 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 10 周回後のアイ波形

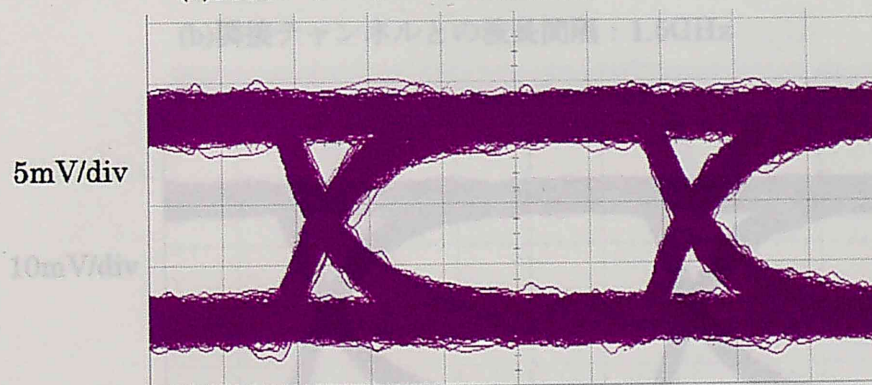
図 19 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 5 周回後のアイ波形



(a)隣接チャンネルとの波長間隔：1GHz



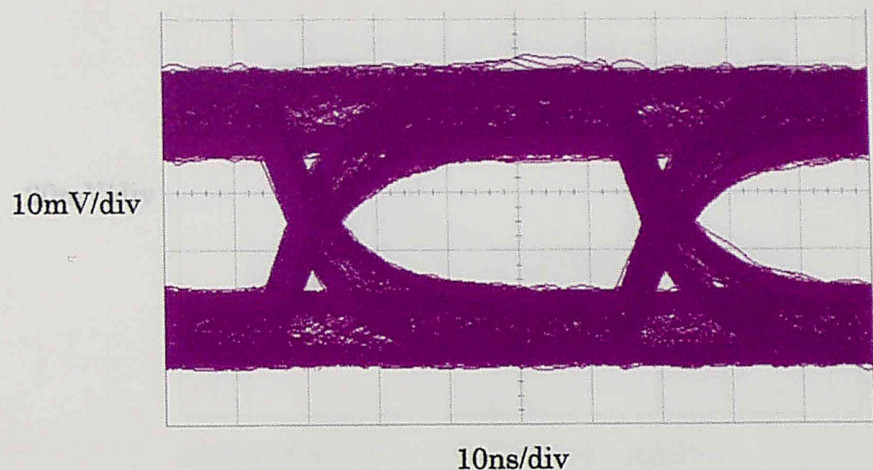
(b)隣接チャンネルとの波長間隔：1.5GHz



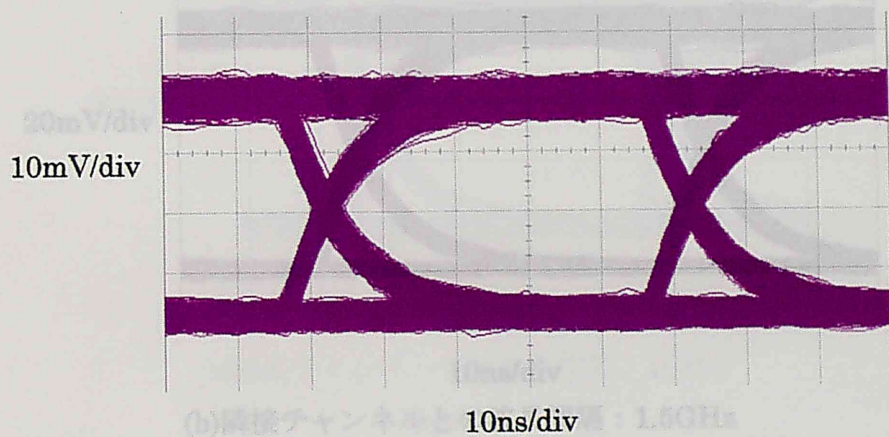
(c)隣接チャンネルとの波長間隔：2GHz

図 2 0 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 10 周回後のアイ波形

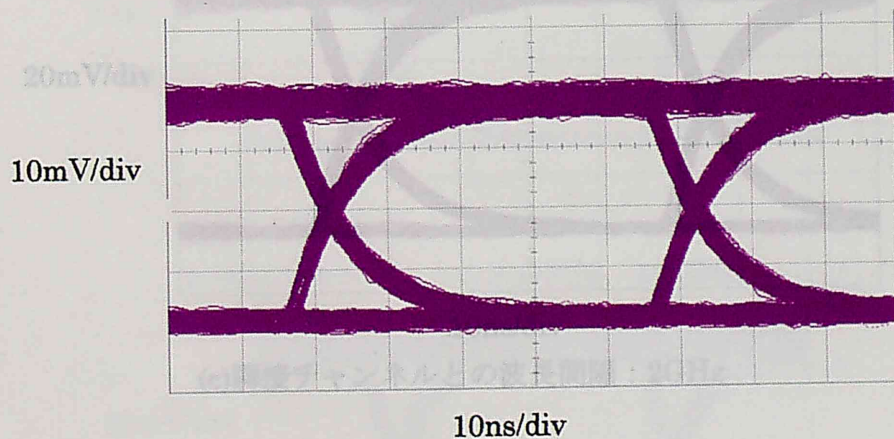
図 2 1 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 15 周回後のアイ波形



(a)隣接チャンネルとの波長間隔：1GHz

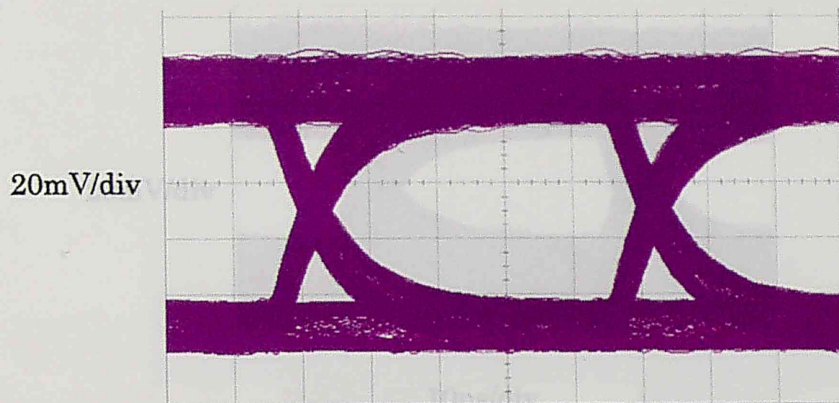


(b)隣接チャンネルとの波長間隔：1.5GHz

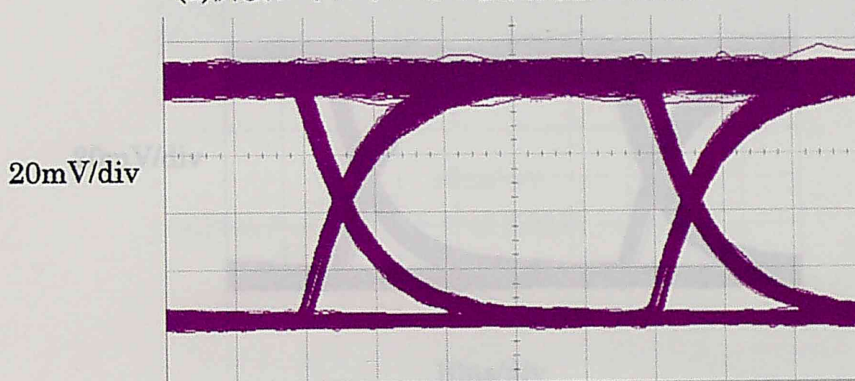


(c)隣接チャンネルとの波長間隔：2GHz

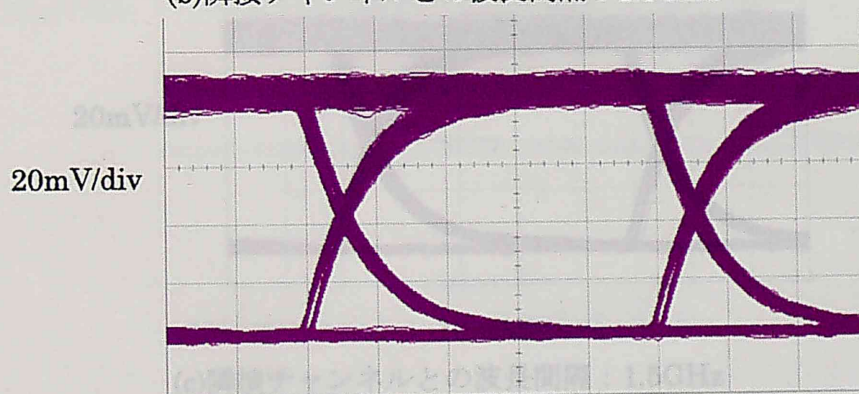
図 2 1 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 15 周回後のアイ波形



(a)隣接チャンネルとの波長間隔：1GHz



(b)隣接チャンネルとの波長間隔：1.5GHz

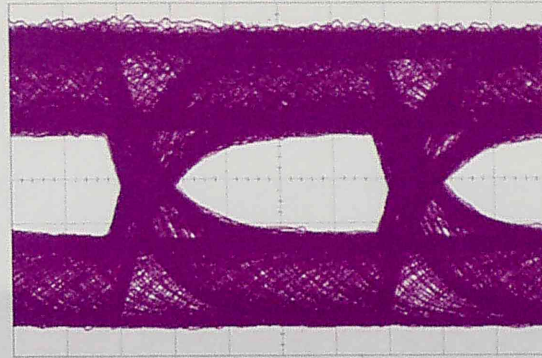


(c)隣接チャンネルとの波長間隔：2GHz

図 2 2 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 20 周期後のアイ波形

図 2 3 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 25 周期後のアイ波形

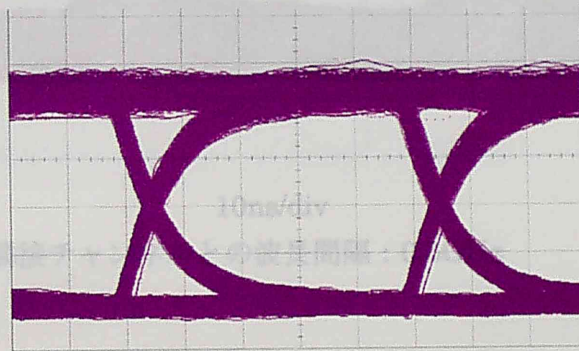
20mV/div



10ns/div

(a)隣接チャンネルとの波長間隔：0.5GHz

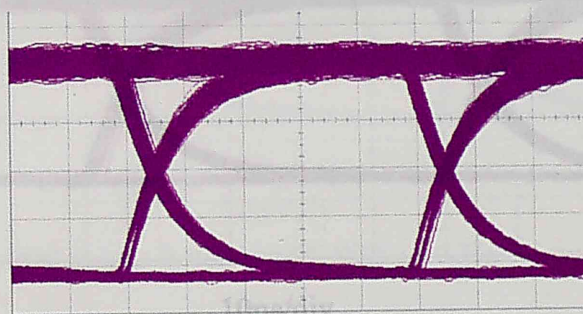
20mV/div



10ns/div

(b)隣接チャンネルとの波長間隔：1GHz

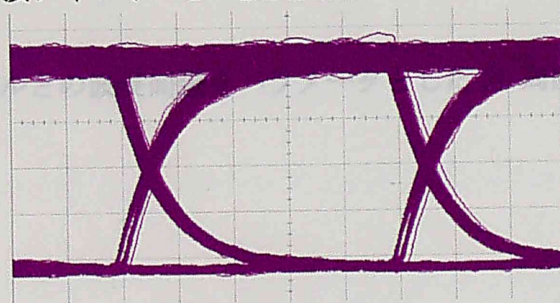
20mV/div



10ns/div

(c)隣接チャンネルとの波長間隔：1.5GHz

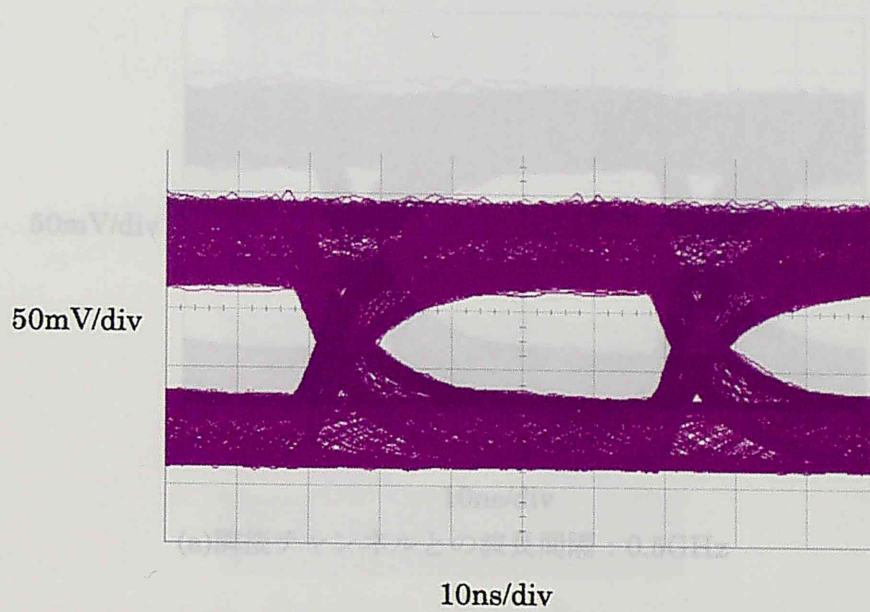
20mV/div



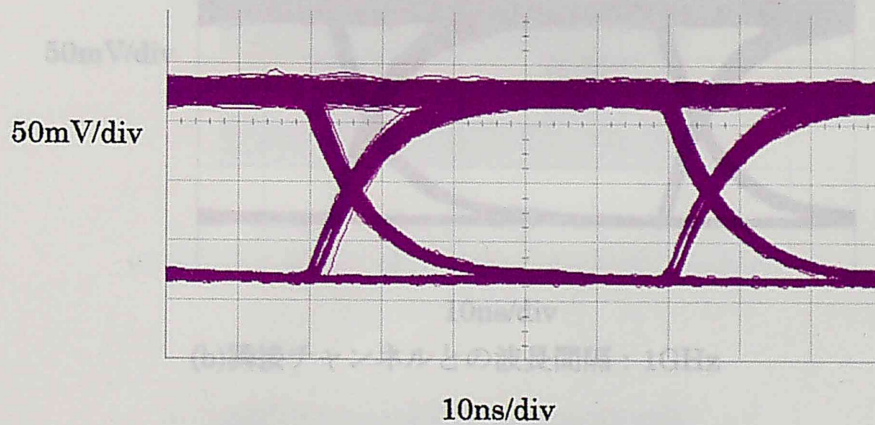
10ns/div

(d)隣接チャンネルとの波長間隔：2GHz

図 2 3 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 25 周回後のアイ波形



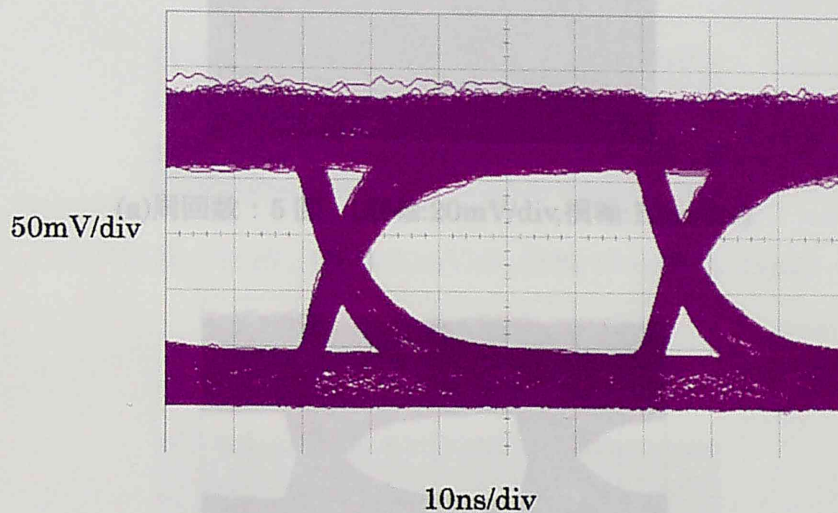
(a)隣接チャンネルとの波長間隔：0.5GHz



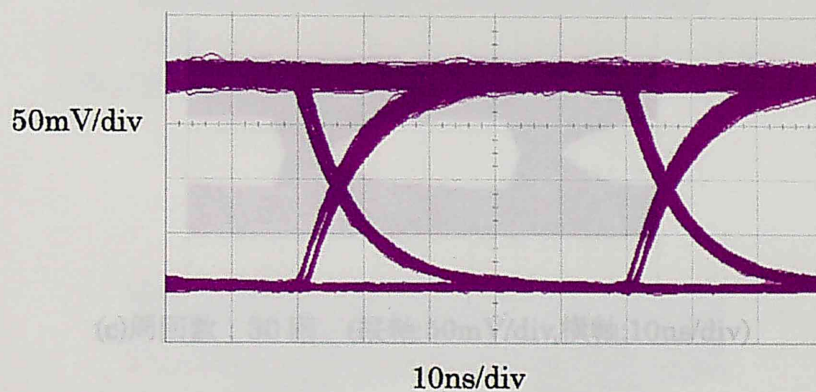
(b)隣接チャンネルとの波長間隔：1GHz

図 2.4 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 40 周回後のアイ波形

図 2.4 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 30 周回後のアイ波形



(a)隣接チャンネルとの波長間隔：0.5GHz



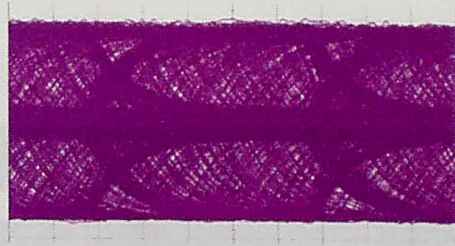
(b)隣接チャンネルとの波長間隔：1GHz

図 2 5 隣接チャンネルとの波長間隔をパラメータとした 40 周回後のアイ波形

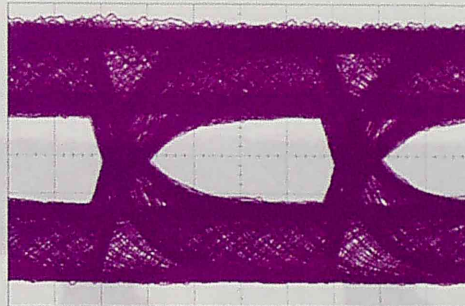
(a) 周回数：40 回 (縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)

図 2 6 周回数をパラメータとしたアイ波形 (実験 1)

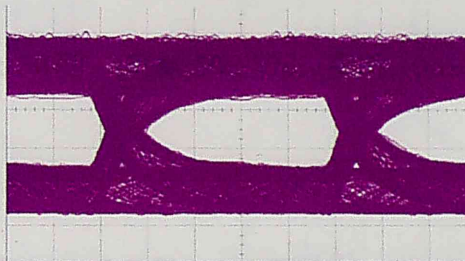
隣接チャンネルとの波長間隔：500MHz



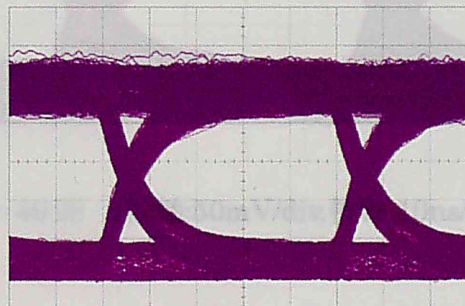
(a) 周回数 : 5 回 (縦軸:20mV/div,横軸:10ns/div)



(b) 周回数 : 25 回 (縦軸:20mV/div,横軸:10ns/div)

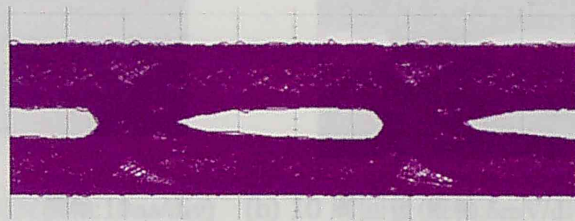


(c) 周回数 : 30 回 (縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)

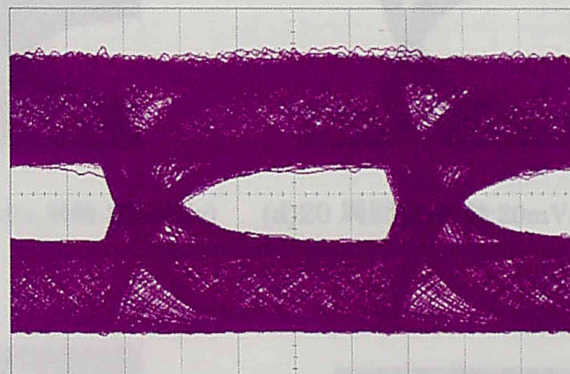


(d) 周回数 : 40 回 (縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)

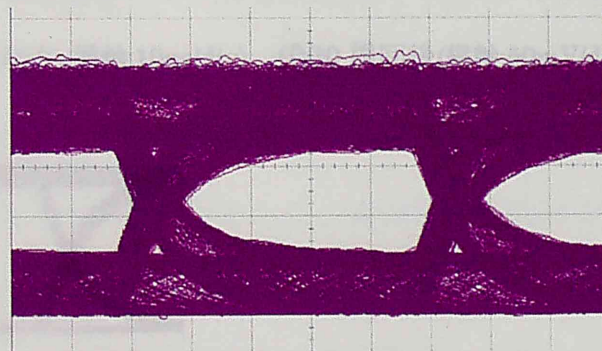
図 2 6 周回数をパラメータとしたアイ波形 (実験 I)
隣接チャンネルとの波長間隔 : 500MHz



(a)周回数：26回 (縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)、eye26

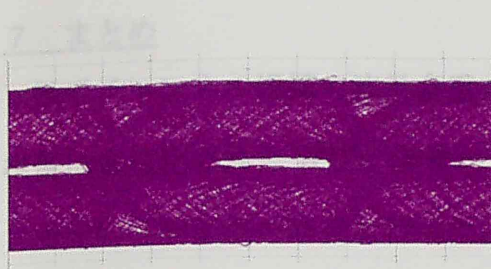


(b)周回数：30回 (縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)、eye32

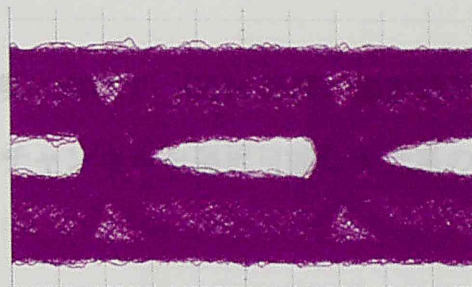


(c)周回数：40回 (縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)、eye33

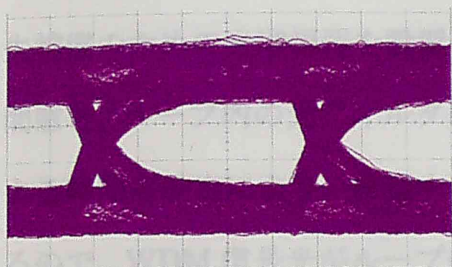
図 2 7 周回数をパラメータとしたアイ波形 (実験Ⅱ)
隣接チャンネルとの波長間隔：500MHz



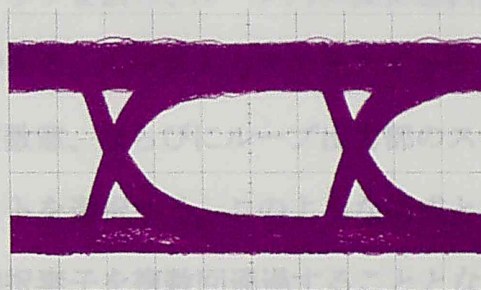
(a) 5 周回後(縦軸:20mV/div,横軸:10ns/div)



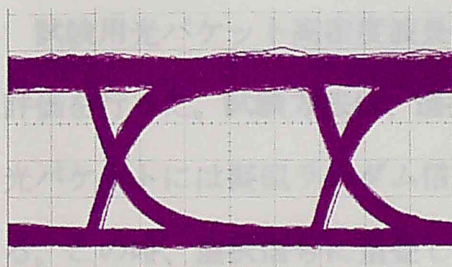
(b) 10 周回後(縦軸:5mV/div,横軸:10ns/div)



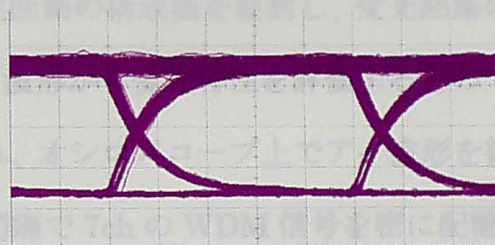
(c) 15 周回後(縦軸:10mV/div,横軸:10ns/div)



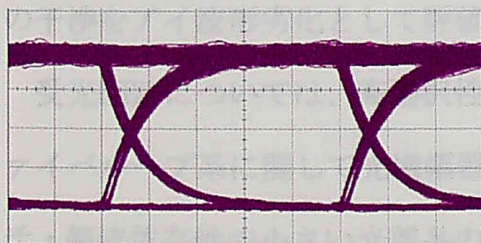
(d) 20 周回後(縦軸:20mV/div,横軸:10ns/div)



(e) 25 周回後(縦軸:20mV/div,横軸:10ns/div)



(f) 30 周回後(縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)



(g) 40 周回後(縦軸:50mV/div,横軸:10ns/div)

図 2 8 周回数をパラメータとしたアイ波形

隣接チャンネルとの波長間隔: 1GHz

7 まとめ

数千チャンネル規模の波長多重方式の実現に向けて、GHz 程度の周波数間隔で高密度に多重化された WDM 信号から任意のチャンネルを選択可能な受光系の構成法と受光特性評価法の研究を行った。

受光系の構成は以下の通りである。光パケット形式の波長多重信号を前提として、光ファイバループの入力部と出力部にスイッチを設け、ループ内に波長選択素子と損失補償のための光増幅器を設置した構成である。ループ入力部の光スイッチによる時間窓と、ループ内の光フィルタによる周波数窓、ならびにループ出力部のスイッチによる時間窓設定により、希望する光パケットを選択する。このような構成となっているので、WDM 信号光がループ内の波長選択素子を複数回通過することとなり、高い波長選択性が実現される。

試験用光パケット高密度波長多重信号発生回路の構成法を検討し、受光回路の特性評価を行った。試験方法は、選択信号のアイ波形から受光特性を評価するものである。光パケットには擬似ランダム信号を載せられ、オシロスコープ上でアイ波形を観測する。この時、選択信号に重畳して 0.5GHz 間隔で 7ch の WDM 信号を密に配置し、さらに選択信号とは異なる伝送速度で変調している。この結果、他の WDM 信号からの干渉をアイ波形劣化として評価できる。

受光回路については、高選択性ととともに、高安定性と低雑音性を実現するため、ファイバループ系に関して光増幅器の利得制御法の検討、ループリセット用光スイッチ・偏波依存性の小さい光部品の適用などを行うとともに、O/E 変換・制御回路の雑音対策も行った。選択パケットを 30 回程周回させると、わずか 1 GHz の波長間隔でも隣接チャンネルの影響を受けることなく、長期間良好なアイ波形で受信できることを確認した。

以上の結果、数千チャンネル規模の波長多重方式に必要とされるチューナブルな高選択受光回路と、試験技術に関して基本技術の確立を図ることができた。

参考文献

1. Y. Katagiri, Y. Tachikawa, K. Aida, S. Nagaoka, and H. Ohira, "Synchronously scanning optical disk filter for high-speed wavelength discrimination", Photonics Technology Letters Vol.10, No.3, pp.400-402, March 1998
2. Y. Katagiri, K. Aida, Y. Tachikawa, S. Nagaoka, H. Abe and H. Ohira, "Thermal stability in wavelength discrimination using a synchro-scanned optical disk filter", Electronics Letters Vol.34 No.15 pp.1515-1516, 23rd July 1998
3. Y. Katagiri, K. Aida, Y. Tachikawa, S. Nagaoka, H. Abe and H. Ohira, "High-accuracy absolute laser-wavelength detection using a synchro-scanned optical disk filter", Photonics Technology Letters Vol. 11. No. 1, pp.102-104, January 1999
4. K. Aida, K. Nakagawa, "Pulsed Lightwave Frequency Synthesizer System using an EDFA and AOD in a Fiber Loop" IEICE TRANS. COMMUN., Vol.E78-B, NO.5 pp.664-673, May 1995
5. 相田、増田、"ファイバ側面からの自然放出光の検出によるEDFAの利得制御方法の検討" 電子情報通信学会論文誌B-I Vol.J75-B-I No.5 pp.298-303 1992年5月
6. K. Aida, H. Masuda and K. Nakagawa, "Bi-directional Repeatered Transmission over 400 km using Gain Stabilized Linear Repeaters", ECOC96 TuD.2.2, pp.2.169-2.172, Sept. 1996