

Title	バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器の次世代光ネットワークへの適用に関する研究
Author(s)	白岩, 雅輝
Citation	大阪大学, 2016, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.18910/56007">https://doi.org/10.18910/56007</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

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

Osaka University

博士学位論文

バーストモード対応

エルビウム添加光ファイバ増幅器の  
次世代光ネットワークへの適用に関する研究

白岩 雅輝

2015年7月

大阪大学大学院工学研究科

バーストモード対応  
エルビウム添加光ファイバ増幅器の  
次世代光ネットワークへの適用に関する研究

Application of Burst-Mode Erbium-Doped Fiber  
Amplifier to Next-Generation Optical Networks

2015年7月

大阪大学大学院工学研究科  
電気電子情報工学専攻

白岩 雅輝

## 内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科（電気電子情報工学専攻）博士後期課程在学中に行った、バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器の次世代光ネットワークへの適用に関する研究成果をまとめたものであり、以下のように構成されている。

第 1 章は序論であり、本研究の背景として次世代光ネットワークを実現する上で必要な技術について整理し、特に光増幅器に求められる特性について述べる。これまで光ネットワークの発展に寄与してきた光増幅技術について俯瞰するとともに、次世代光ネットワークへの光ファイバ増幅器の適用に向けた現状の技術課題について述べ、本研究の位置づけを明確化する。

第 2 章では、各種の光増幅器の特徴を明確にし、現在の波長分割多重方式を基本とした光ネットワークに採用されている光ファイバ増幅器の動作原理を紹介する。

第 3 章では、次世代光ネットワークを実現するための光ファイバ増幅器には入力信号光電力レベルに依存しない増幅利得特性が鍵であるため、その実現手段、技術について紹介する。当該技術で試作した光ファイバ増幅器を用いて入力信号光電力の変動に対する増幅特性を評価し、研究課題を整理する。加えて、L 帯の光増幅にも当該技術が有効であることを評価結果を基に述べる。

第 4 章では、次世代光ネットワークのテストベッドとして情報通信研究機構で研究開発を進めている、光パケット・光パス統合ネットワークへの適用を検討する。光パケット・光パス統合ネットワークの概要を述べ、光パケット信号だけではなく光パス信号が同じネットワーク上で分岐/挿入される動的な光スイッチングにおいて、第 3 章で紹介した光ファイバ増幅器の有効性を伝送品質評価結果を基に述べる。さらに、光パケット・光パス波長資源の割り当て波長数切り替え制御について述べ、その高速化を検討する。

第 5 章では、光ネットワークへの次世代移動体通信収容が検討されていることについて述べ、次世代移動体通信のフロントホールの一候補として期待されている、アナログ光ファイバ無線(RoF)伝送システムに光ファイバ増幅器を適用することを検討する。アナログ RoF システムの課題を明確にし、第 3 章で紹介した光ファイバ増幅器の有効性を評価結果を基に述べる。

第 6 章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。



## 略語一覧表

本論文で用いる略語を以下に記載する.

	略語	非省略形	日本語訳または日本語読み
3	3GPP	3 <sup>rd</sup> Generation Partnership Project	第3世代(3G)移動体通信システムの標準化プロジェクト
A	AGC	Automatic Gain Control	自動利得制御
	AOM	Acousto Optic Modulator	音響光学変調器
	ASE	Amplified Spontaneous Emission	増幅された自然放出光
	AWG	Arrayed Waveguide Grating	アレイ導波路型回折格子
B	BER	Bit Error Rate	ビット誤り率
	BM-EDFA	Burst-Mode Erbium-Doped Fiber Amplifier	バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器
C	BtoB	Back to Back	バック・トゥ・バック
	CC	Carrier Channel	搬送波チャンネル
	CW	Continuous Wave	連続光
D	DMT	Discrete Multi-Tone	ディー・エム・ティー
	DPSK	Differential Phase Shift Keying	差動位相偏移変調
	DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	差動四相位相偏移変調
	DSO	Digital Sampling Oscilloscope	デジタルサンプリングオシロスコープ
E	DUT	Device Under Test	試験試料
	EAM	Electro Absorption Modulator	電界吸収型変調器
	ED	Error Detector	符号誤り率測定器
	EDF	Erbium-Doped Fiber	エルビウム添加光ファイバ
	EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	エルビウム添加光ファイバ増幅器

	E/O	Electrical to Optical converter	電気/光変換器
	EVM	Error Vector Magnitude	誤差ベクトル振幅
F	FER	Frame Error Rate	フレーム誤り率
	FTTH	Fiber To The Home	ファイバ・トゥー・ザ・ホーム
G	GbE	Giga-bit Ethernet	ギガビット・イーサネット
I	IEEE	The Institute of Electrical and Electronics Engineers	アイ・トリプル・イー
	ITU-T	International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector	国際電気通信連合電気通信標準化部門
L	LNM	LiNbO <sub>3</sub> Modulator	ニオブ酸リチウム変調器
	LTE-A	Long Term Evolution Advanced	エル・ティー・イー・アドバンスト
M	M/dMU	Modulation/de-Modulation Unit	変復調装置
	MFD	Mode Field Diameter	モードフィールド径
N	NF	Noise Figure	雑音指数
	NRZ	Non-Return to Zero	エヌ・アール・ゼット
O	OAN	Optical Access Network	光アクセスネットワーク
	OBPF	Optical Band Pass Filter	光帯域通過フィルタ
	OCS	Optical Circuit Switching	光回線交換
	O/E	Optical to Electrical	光/電気変換
	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	直交周波数分割多重
	OLT	Optical Line Terminal	光回線終端装置
	ONU	Optical Network Unit	光終端装置
	OPCI	Optical Packet and Circuit Integrated	光パケット・光パス統合
	OPM	Optical Power Meter	光電力計
	OPS	Optical Packet Switching	光パケット交換

	OSC	Oscilloscope	オシロスコープ
	OSA	Optical Spectrum Analyzer	光スペクトラムアナライザ
	OSNR	Optical Signal to Noise Ratio	光信号対雑音比
	OTDM	Optical Time Division Multiplexing	光時分割多重
	OTN	Optical Transport Network	光伝達網
	OTU	Optical Transport Unit	光伝送ユニット
P	PAM	Pulse Amplitude Modulation	パルス振幅変調
	PC	Polarization Controller	偏波調整器
	PDM	Polarization Division Multiplexing	偏波多重
	PON	Passive Optical Network	受動光ネットワーク
	PPG	Pulse Pattern Generator	パルスパターン発生器
	PRBS	Pseudo Random Bit Sequence	疑似ランダムビット列
	PSK	Phase Shift Keying	位相偏移変調
Q	QAM	Quadrature Amplitude Modulation	直交振幅変調
	QoS	Quality of Service	サービス品質
	QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	四相位相偏移変調
R	RAU	Radio Antenna Unit	無線送受信部
	ROADM	Reconfigurable Optical Add Drop Multiplexer	再構成可能な光信号分岐挿入多重化装置
	RoF	Radio-over-Fiber	光ファイバ無線
S	SA	Signal Analyzer	信号アナライザ
	SC-FDMA	Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access	単一キャリア周波数多重アクセス
	SG	Signal Generator	信号発生器
	SMF	Single Mode Fiber	単一モードファイバ
	SNR	Signal to Noise Ratio	信号対雑音比
	SOA	Semiconductor Optical Amplifier	半導体光増幅器
T	TDM	Time Division Multiplexing	時分割多重



V  
W

TS-EDFA	Transient Suppressed Erbium-Doped Fiber Amplifier	利得変動抑制型エルビウム添加光ファイバ増幅器
VOA	Variable Optical Attenuator	可変光減衰器
WDM	Wavelength Division Multiplexing	波長分割多重
WDM-PON	Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network	波長分割多重型受動光ネットワーク
WSS	Wavelength Selective Switch	波長選択スイッチ

## 謝辞

本研究は、大阪大学大学院工学研究科 博士後期課程において、大阪大学大学院工学研究科 北山 研一 教授の御指導と御教示を賜って成し得たものであり、深甚なる感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるにあたって、御指導、御助言を頂いた大阪大学大学院工学研究科 丸田 章博 准教授に心から御礼申し上げます。

さらに、本論文の作成にあたり、大阪大学大学院工学研究科 井上 恭 教授よりの確な御助言と有益な御討論を頂き、心からの感謝の意を表します。また、本論文を構成するにあたって、講義などで多大なる御助言、御討論を賜りました、大阪大学大学院工学研究科 滝根 哲哉 教授、馬場口 登 教授、三瓶 政一 教授、宮地 充子 教授、鷲尾 隆 教授、駒谷 和範 教授をはじめとする先生方に厚く御礼申し上げます。

また、本研究を進めるにあたり、多大な御指導と御討議を頂いた、国立研究開発法人 情報通信研究機構 光ネットワーク研究所 研究所長 宮崎 哲弥 博士、耐災害 ICT 研究センター 研究センター長 根元 義章 博士、光ネットワーク研究所 フォトニックネットワークシステム研究室 室長 和田 尚也 博士、耐災害 ICT 研究センター ロバストネットワーク基盤研究室 室長 淡路 祥成 博士、光ネットワーク研究所 ネットワークアーキテクチャ研究室 室長 原井 洋明 博士、早稲田大学 川西 哲也 教授（元 光ネットワーク研究所）に深く感謝致します。

本論文執筆にあたり、御助言、御協力頂いた大阪大学大学院工学研究科 助教 吉田 悠来 博士、事務補佐員 山本 愛 氏、KDDI 研究所 縣 亮 博士をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 フォトニックネットワーク工学領域の皆様感謝申し上げます。

最後に、研究、論文執筆中の終始に渡り心身ともに支えてくれた、妻 美和子、長女 玖美乃、長男 拓真に心より感謝します。



# 目次

内容梗概 .....	i
略語一覧表 .....	ii
謝辞 .....	vi
第1章 序論 .....	1
1.1 研究背景 .....	1
1.1.1 光ネットワークにおける光増幅器 .....	1
1.1.2 次世代光ネットワーク .....	4
1.2 研究の目的 .....	7
1.3 論文の構成 .....	7
第2章 光増幅器 .....	9
2.1 緒言 .....	9
2.2 光増幅器の分類と特徴 .....	9
2.3 光ファイバ増幅器の動作原理 .....	11
2.4 結言 .....	17
第3章 バーストモード対応光ファイバ増幅器の基本動作 .....	19
3.1 緒言 .....	19
3.2 バーストモード対応光ファイバ増幅器の利得変動抑制理論 .....	19
3.2.1 固有飽和電力と EDFA の出力光信号の飽和電力 .....	22
3.2.2 光帰還による利得クランプ手法を適用した場合の利得 .....	24
3.3 利得変動と緩和振動特性評価 .....	27
3.3.1 異なる固有飽和電力による利得変動特性と緩和振動の評価 .....	27
3.3.2 市販の光ファイバ増幅器における利得変動と緩和振動の評価 .....	39
3.4 L 帯バーストモード対応光ファイバ増幅器 .....	48
3.5 結言 .....	55
第4章 光パケット・光パス統合ネットワークへの適用 .....	56
4.1 緒言 .....	56
4.2 光パケット・光パス統合ネットワークの概要 .....	56
4.3 BM-EDFA を実装した OPCI ノード間の伝送特性評価 .....	59
4.3.1 OPCI ノード間の伝送特性測定系 .....	59
4.3.2 利得変動特性の評価 .....	61
4.3.3 信号品質の評価 .....	65
4.4 光パケット・光パス割り当て波長チャンネル数切り替え制御の高速化に関する検討 ..	68

4.5	結言 .....	77
第5章	光アクセスネットワークへの適用.....	78
5.1	緒言 .....	78
5.2	アナログ光ファイバ無線伝送システム .....	78
5.3	次世代移動体通信のフロントホールへの適用 .....	79
5.4	次世代 PON システムへの適用 .....	88
5.4.1	実験系 .....	89
5.4.2	測定結果.....	90
5.5	結言 .....	92
第6章	結論 .....	94
参考文献	.....	96
研究業績一覧	.....	102

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

### 1.1.1 光ネットワークにおける光増幅器

光ネットワークにおける信号の伝送媒体である光ファイバは、従来の伝送媒体であった銅線と比較して、信号速度に依存せず減衰量が小さいことから、高速かつ長距離伝送が可能である。また、波長の異なる光信号をお互いに独立した通信チャネルとして用いる波長分割多重(Wavelength Division Multiplexing: WDM)技術を用いることで、大量のデータを高速に伝送することが可能となり、光ネットワークの大容量化が達成されてきた。

光ネットワークは、クライアントネットワークと接続されるノードと次のノードとの間を光ファイバで接続し、クライアントネットワークで音声、画像、映像やデータを載せた電気信号は光信号に置き換えられて伝送される。1.5 $\mu\text{m}$ 帯の光信号は、光ファイバ1 kmあたり約0.2 dB減衰する。よって、光信号を50 km伝送すると約10 dB減衰するため、その弱くなった光信号を正しく識別するために増幅器が必要となる。光信号を一旦電気信号に変換して増幅する場合、波長数と同じ数の増幅器が必要となり、その増幅器には信号速度に応じた、高速で高価な電気回路が必要となる。また、信号速度の更新の度に電気回路を更新する必要が生じる。そのため、信号速度に無依存で、高利得、広帯域、低雑音、低価格であり、さらに、波長の異なる複数の光信号をまとめて光のまま増幅する光増幅器が広く利用されている。

光スイッチング技術を適用した光ネットワークでは、送信ノード、受信ノードおよび利用する波長を変更することで、接続の自由度が高く、かつ、利用効率の高い通信が可能である。ノードでは、クライアントネットワークからの電気信号を光信号に変換した後に光ネットワークに送出し、宛先ノードまで光ファイバを通して伝送する。また、宛先ノードでは、該当する波長の光信号を分岐して電気信号に変換し、クライアントネットワークに受け渡す。このような、光信号を分岐/挿入するネットワークでは、光ファイバ中を伝送されている光信号電力が変動する。光スイッチングによって伝送されている光信号電力が急激に減少/増加する、もしくはパケット化された光信号が不定期に伝送される信号をバースト信号というが、現在光ネットワークで広く利用されている光ファイバ増幅器では、バースト信号によりその入力光信号電力が変動すると、その増

幅率に変化する．例えば，図 1-1(a)のように，入力信号がない状態から急に光信号を受信した場合，図 1-1(b)のように，受光直後の出力電力が大きくなる．その後，徐々に出力は低下し，定常入力に対する定常利得状態の出力値に収れんする．このような利得変動は，光学部品や，光/電気変換後の電気回路に深刻なダメージを与える場合があり，安定したネットワーク動作のために利得変動を抑制する必要がある．

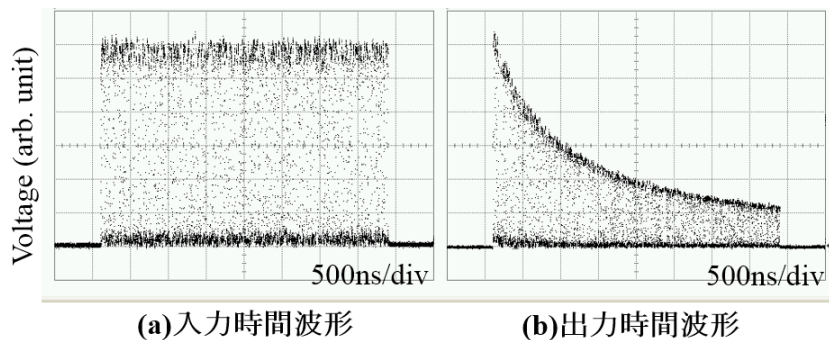


図 1-1 従来の光ファイバ増幅器への入力時間波形(a)と出力時間波形(b)

同様に，WDM ネットワークにおいて複数の光波長チャンネルが同時に伝送されている状態からチャンネル数が減少する場合，残存する波長チャンネルの利得が増加する．このような光スイッチングに起因する利得変動を抑制するための技術をバーストモード対応技術と言い，これまでも活発に研究開発が行われてきた．ここでは代表的な 3 つの技術について紹介する．

#### A) 総入力光信号電力制御手法

光ファイバ増幅器への総入力光信号電力が大きく変化しないように光増幅器の入力部に総入力光信号電力測定装置を設置し，総入力光が規定の電力となるようにダミー光を入力光信号に付加する手法である[1]．図 1-2(a)に総入力光信号電力制御手法の構成図を，(b)に参考文献[1]に示された本手法の効果を示す．本手法を用いない場合，3 dB を超える出力電力変動が観測されるが，本手法を用いることで，1 dB 未満の変動に抑制することができる．

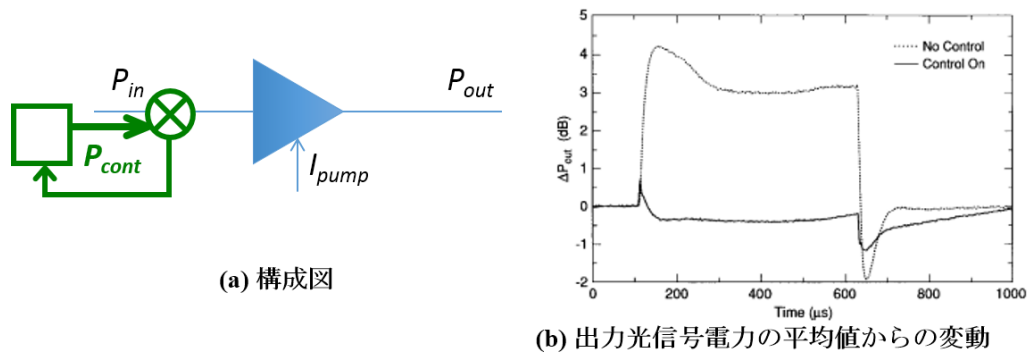


図 1-2 総入力光信号電力制御手法の構成図(a) および総出力光信号電力の平均値からの変動(b)

B) 電氣的自動利得制御(Auto Gain Control: AGC)手法

入出力光信号電力を測定し、励起光源の駆動電流を制御して増幅器の利得を変化させることで、出力光信号電力変動を抑制する手法である[2]。信号の測定には、増幅器の入力（予測制御）、増幅器の出力（帰還制御）、または両方の組み合わせがある。図 1-3(a)に入出力光信号電力を測定する場合の電氣的自動利得制御手法の構成図を、(b)に参考文献[2]に示された利得変動時間波形と励起光源の駆動電流制御信号の時間波形を示す。40 チャンネルから 1 チャンネルに入力信号が減ると同時に制御信号が 0 になり出力電力変動を抑制している。さらに、40 チャンネルに戻ると同時に制御信号が 0.26 まで上昇し出力光信号電力の変動を抑制している。出力光信号電力の変動抑制効果が A)の手法より大きく、信号の伝送路に通信に使用しない波長信号を加える必要がないことから、波長資源の有効利用にも望ましい手法である。

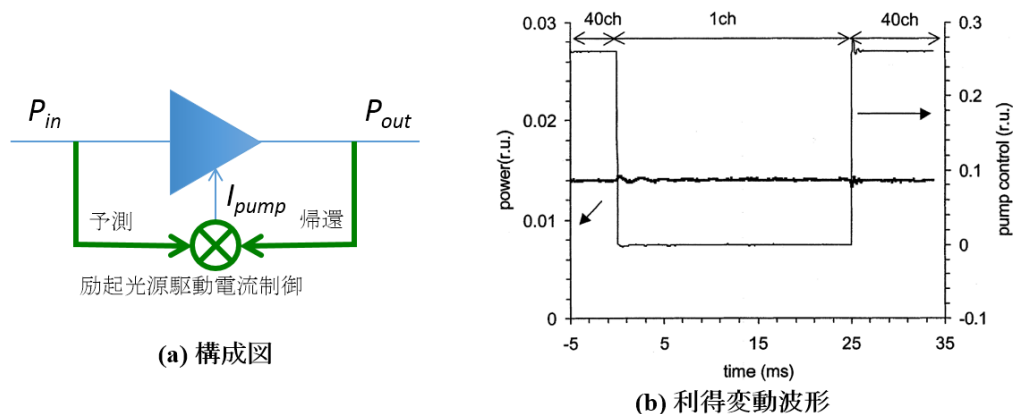


図 1-3 電氣的自動利得制御手法の構成図(a)および利得変動時間波形(b)



### C) 光帰還による利得クランプ手法

帰還ループを付加して、信号光の帯域外の波長の光を発振させることで利得をクランプし、利得変動を抑制する手法である[3]。図1-4(a)に利得クランプ手法の構成図を、(b)、(c)に参考文献[3]に示された本手法の効果を示す。本手法を用いない場合、3.6 dB の出力光信号電力の変動が生じているが、本手法を採用することで0.2 dB 未満の変動に抑制することができる。A)およびB)の手法では光信号電力を測定して制御するために電気回路を必要とするが、本手法では追加の電気回路を必要としない。

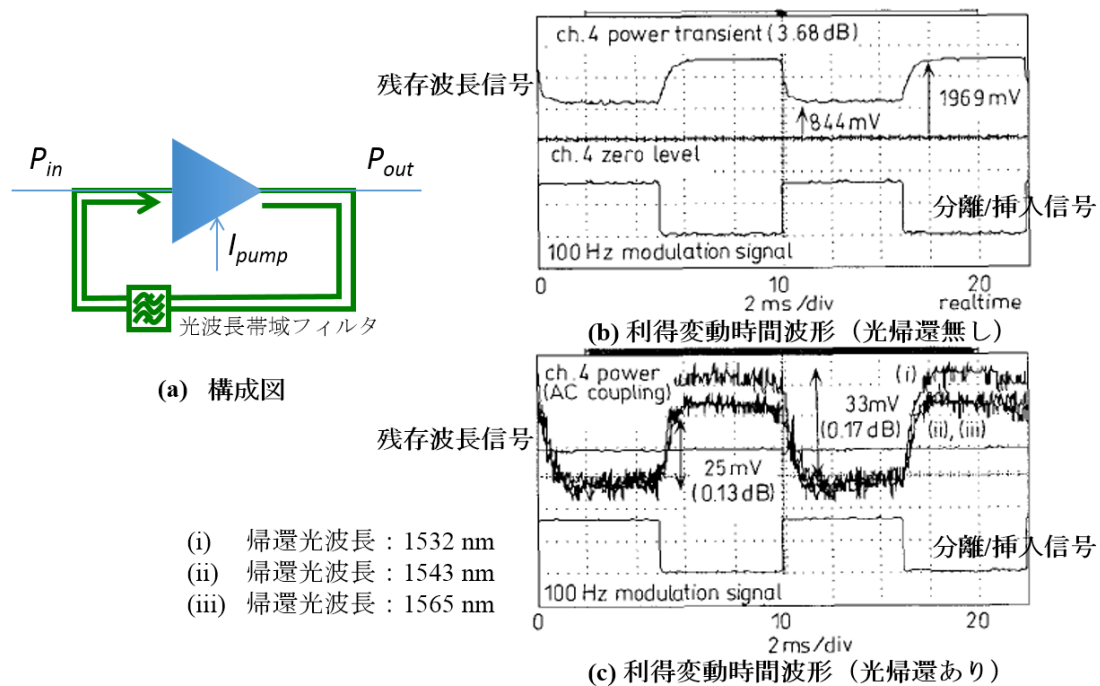


図 1-4 利得クランプ手法の構成図(a)および利得変動時間波形(b)(c)

光スイッチングによる信号光電力の変化に伴う光ファイバ増幅器の利得変動は従来このような手法で抑制されてきた。次世代光ネットワークでは、さらに複雑な信号光電力の変化を抑制する必要があると考えられる。

### 1.1.2 次世代光ネットワーク

近年、スマートフォンや多機能端末の急速な普及に伴い、ビデオ・オン・デマンドや画像チャット等の映像系リッチコンテンツサービスが増加している。そのため、通信トラフィックが急増している。参考文献[4]によると、日本のイン

ターネットにおけるトラヒックは、図 1-5 に示すように、2014 年 11 月の集計でおよそ 3.6 Tbit/s と推定され、前年比約 1.4 倍と引き続き増加しており、ネットワークのさらなる大容量化が求められている。加えて、トラヒックの増加に伴う通信に係る消費電力も指数関数的に増加することが予想されており [5][6]、抜本的な低消費電力化技術が求められている。

## 2. 我が国のインターネットトラヒックの現状

- 我が国のブロードバンドサービス契約者<sup>(\*)1</sup>の総ダウンロードトラヒックは推定で約3.6T(テラ<sup>(\*)2</sup>)bps。前年同月比37.5%増となった。
- また、総アップロードトラヒックは推定で約930Gbps(前年同月比11.5%増)。

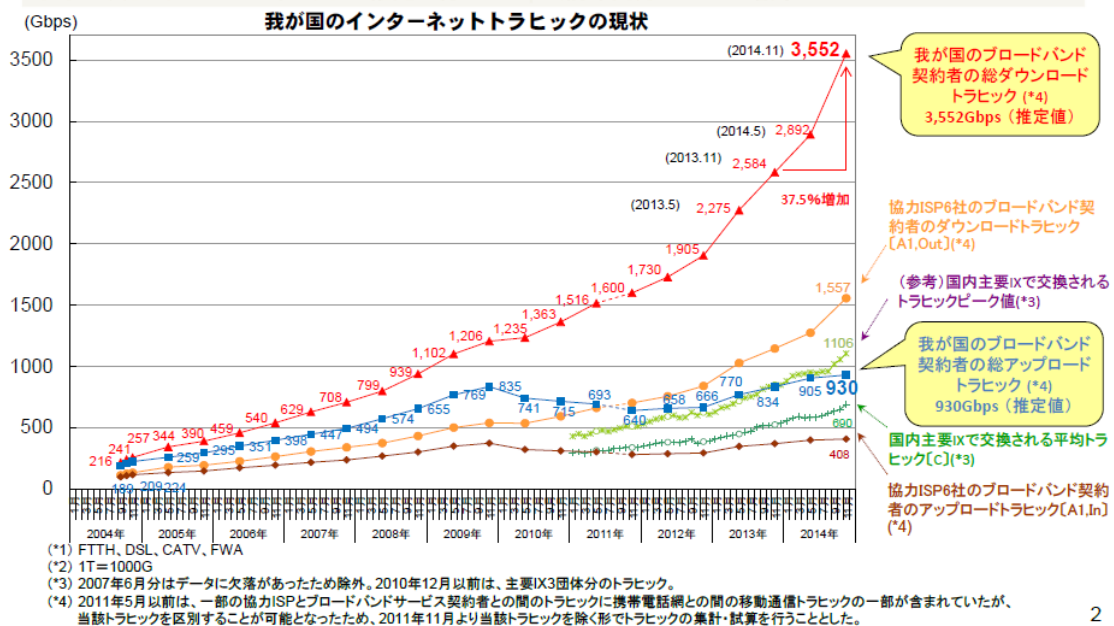


図 1-5 日本のインターネットトラヒックの現状 (参考文献[4]より抜粋)

ネットワークの大容量化を実現するために、変調形式、スイッチング形式、波長資源の効率的利用方法などの研究開発が活発に進められている。

より多くの信号を遠くに伝送するため、伝送路の非線形性の影響を受けない、光固有値を用いた通信方式の提案[7]や、信号 1 シンボルで送信できるデータ量を拡大し信号効率を向上させる技術[8]が積極的に研究されている。さらに、多値変調や直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) などの高度な変復調技術により、光信号の「シンボルレート」「サブキャリア当りの多値数」「サブキャリア数」の3つのパラメータを組み合わせることで、伝送距離に応じて適応的に最大の伝送容量で信号を伝送することが可能となった。また、帯域可変波長選択スイッチにより、光パスの経路上に必要なかつ最小限の波長帯域幅で自由に光信号波長を確保することが可能になった。

これらの技術を組み合わせて、帯域が固定的な従来の光ネットワークとは異なり、光ネットワークの光スペクトル資源から、ユーザ要求やネットワークの物理的条件に応じて必要な光波長資源のみを切り出し、適応的に光パスに割り当てるエラスティック (elastic) 光ネットワークが研究されている[9][10][11]. これによりネットワーク内の光波長資源を有効に活用し、同じネットワーク資源でより多くの光パスを提供することが可能となる.

情報通信研究機構で研究開発を進めている、次世代光ネットワークのテストベッドである、光パケット・光パス統合ノード/光パケット・光パス統合ネットワーク[12]では、限られた光波長資源を有効に利用するため、それぞれ別の波長帯域を割り当てられた光パケットと光パスが波長分割多重技術により同一ファイバ内で伝送され、光パケットリンクと光パスリンクを共存させることができる. ユーザは利用シーンに合わせて、ベストエフォート型サービスとサービス品質(Quality of Service: QoS)保証型サービスを選択することができる. 光パケット・光パス統合ネットワークでは、光信号を電気信号に変換せず光のままスイッチングする全光データ伝送を実現すべく研究開発を加速している.

次世代光ネットワークではこれらの技術に基づき、様々な変調形式の信号が、光/電気変換を介することなく、光回線交換、光パケット交換を利用して伝送される. 図 1-6 に、次世代光ネットワークの概要図を示す.

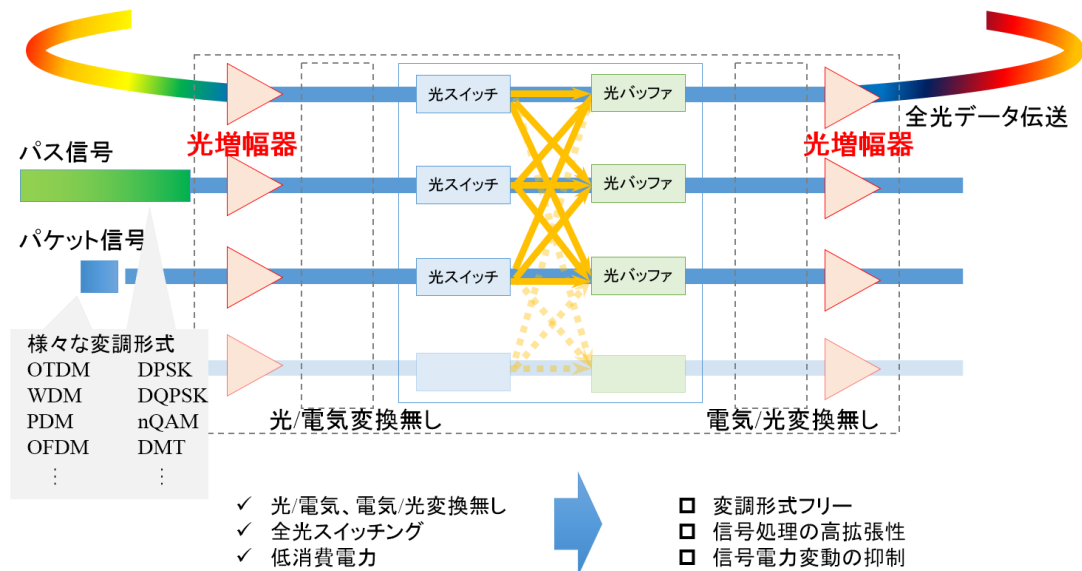


図 1-6 次世代光ネットワークの概要

このような次世代光ネットワークにおいて、光スイッチングによるバースト

信号伝送は現在の光ネットワーク以上に複雑になるものと考えられ、その対応が求められている。

## 1.2 研究の目的

本研究では、低消費電力でバーストモードに対応する、固有飽和電力を高めたエルビウム添加光ファイバと光帰還による利得クランプ手法を組み合わせたバーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器が、次世代光ネットワークで伝送される複数の長さの光パケットでも利得変動を抑えて増幅できることを初めて実証し、次世代光ネットワークのテストベッドである光パケット・光パス統合ネットワークおよび次世代移動体通信のフロントホールの一技術として検討されているアナログ光ファイバ無線(Radio-over-Fiber: RoF)伝送システムへの適用実験でその有効性を確認する。そのことにより、バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器が次世代光ネットワーク実現の有望な一技術であることを示す。

## 1.3 論文の構成

本研究では、バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器の、次世代光ネットワークとして有望視されている光パケット・光パス統合ネットワークへの適用と、次世代移動体通信のフロントホールとして有望視されているアナログ RoF 伝送システムへの適用について、実験的にその有効性を示し、バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器が次世代光ネットワーク実現に向けて不可欠な構成要素であることを明確にする。本論文の構成を図 1-7 に示す。

第 1 章は序論であり、本研究の背景として次世代光ネットワークを実現する上で必要な技術について整理し、特に光増幅器に求められる特性について述べる。これまで光ネットワークの発展に寄与してきた光増幅技術について俯瞰するとともに、次世代光ネットワークへの光ファイバ増幅器の適用に向けた現状の技術課題について述べ、本研究の位置づけを明確化する。

第 2 章では、各種の光増幅器の特徴を明確にし、現在の波長分割多重方式を基本とした光ネットワークに主に採用されている光ファイバ増幅器の動作原理を紹介する。

第 3 章では、次世代光ネットワークを実現するための光ファイバ増幅器には入力信号光電力レベルに依存しない増幅利得特性が鍵であるため、その実現手

段、技術について紹介する。当該技術で試作した光ファイバ増幅器を用いて入力光信号電力の変動に対する増幅特性を評価し、研究課題を整理する。加えて、L帯の光信号増幅に対しても当該技術が有効であることを評価結果を基に述べる。

第4章では、次世代光ネットワークのテストベッドとして情報通信研究機構で研究開発を進めている、光パケット・光パス統合ネットワークへの適用を検討する。光パケット・光パス統合ネットワークの概要を述べ、光パケット信号だけではなく光パス信号が同じネットワーク上で分岐/挿入される動的な光スイッチングネットワークにおいて、第3章で紹介した光ファイバ増幅器の有効性を伝送品質評価結果を基に述べる。さらに、光パケット・光パス波長資源の割り当て波長数切り替え制御について述べ、その高速化を検討する。

第5章では、光ネットワークへの次世代移動体通信収容が検討されていることについて述べ、次世代移動体通信のフロントホールの一候補として期待されている、アナログ RoF 伝送システムに光ファイバ増幅器を適用することを検討する。アナログ RoF システムの課題を明確にし、第3章で紹介した光ファイバ増幅器の有効性を評価結果を基に述べる。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

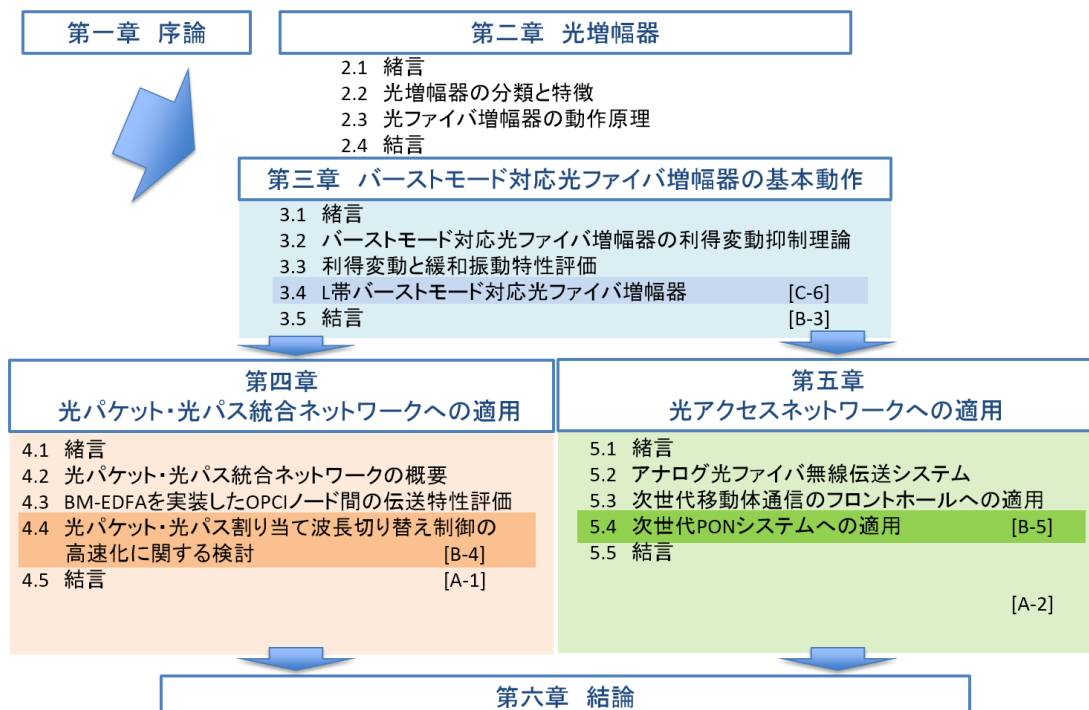


図 1-7 本論文の構成

## 第2章 光増幅器

### 2.1 緒言

光増幅器では、光信号を電気信号に変換せずに光のまま増幅することが可能である。従来の再生中継方式では、光信号を電気信号に変換し、増幅後再度光信号に変換していた。従来の方式では、伝送される波長チャンネル数と同数の増幅器が必要である。また、各波長チャンネルのビットレートが更新される度に、電気信号の増幅に必要な高速な電気回路を更新する必要があるため、アップグレードに高いコストを要することが問題であった。さらに装置構成の複雑化や変換遅延、雑音が問題であった。光信号を光信号のまま増幅し、光ファイバの伝送損失を補償することができる画期的な光増幅技術は、通信容量の飛躍的な大容量化を可能とした波長分割多重方式との親和性の高さに相まって急速に発達した。これまでに数々の光増幅技術が検討されているが、特に希土類元素であるエルビウムを光ファイバに添加したエルビウム添加光ファイバ増幅器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier: EDFA) は、1980年代末頃から急速に研究開発が進んだ。

本章では、主な光増幅器を紹介し、光通信装置の多くに光入出力用増幅器として採用されている EDFA の動作原理を説明する。

### 2.2 光増幅器の分類と特徴

本節では半導体光増幅器 (Semiconductor Optical Amplifier: SOA) とファイバレーザ増幅器であるエルビウム添加光ファイバ増幅器、光ファイバ中のラマン誘導散乱を利用したラマン増幅器の特徴についてそれぞれ述べる。これらの光増幅器は光信号を増幅するという共通の用途を持つが、それぞれの特徴を活かした利用方法/分野で広く使用および研究開発が進められており、現在の光通信技術の根幹を支える技術となっている。

表 2-1 に主な光増幅器の種類と特徴を示す。SOA は名前の通り半導体素子を用いた光増幅器であり、小型で低価格、増幅可能な波長帯が広いと言った特徴を持つ。しかし、増幅利得の入力光偏波依存性が大きく、利得が小さいなどの課題もある。SOA の光スイッチやトランシーバ等への応用が進んでおり、近年、利得の偏波依存性の低減に関する研究[13]や入力パターン依存性の低減に関する研究[14]、スイッチング速度の高速化に関する研究[15]が進められており、そ

の利用が拡大している。ラマン増幅器は、飽和出力電力が高く、原理的に信号の減衰が少ないうちに増幅を行うことが可能なため低雑音であるという特徴を持つ。その低雑音性から多値変調信号の長距離伝送に用いられている[8]。増幅可能な波長は励起光源の波長に依存し帯域を自由に選択できるが、増幅に必要な励起光源には高い電力が必要である。近年、複数波長の高出力励起光源が発表されており、その研究が加速している。EDFAは $\text{Er}^{3+}$ イオンの誘導放出を用いた増幅器であり、高利得、低雑音、偏波無依存という特徴を持ち、光ファイバとの整合性も良く、広く光ファイバ通信に利用されている。光ネットワークのさらなる大容量化のために波長帯の広帯域化が検討されており、EDFAの増幅帯域を広帯域化するために光ファイバへの添加材料を工夫するなど研究が進んでいる。

表 2-1 主な光増幅器の特徴

項目	単位	ラマン増幅	EDFA	SOA
利得	dB	> 10	> 20	> 10
飽和出力電力	dBm	30 >	20 >	15 >
増幅可能な波長	nm	1280-1650	1530-1560	1280-1650
雑音指数	dB	> 3	> 3	> 5
励起電力または電流	-	> 1 W	> 0.1 W	< 0.4 A
緩和の時定数	s	$1 \times 10^{-15}$	$1 \times 10^{-2}$	$2 \times 10^{-9}$
光ファイバとの接続性	-	良	良	可
大きさ	-	大 (分布型)	中	小
価格	-	高	中	低

光ファイバ増幅器はその原理、構成が単純で、伝送路として使用されている光ファイバとの接続性が良いという特徴がある。また、広帯域、低雑音、線形性が高いという特徴により変調形式やビットレートの違いに対して柔軟に対応可能である。光ファイバ増幅器は今後の大容量通信に対しても非常に重要で必要不可欠な技術であり、今後も最もよく使われる光増幅器であると予想される。次節に光ファイバ増幅器の動作原理を示す。



## 2.3 光ファイバ増幅器の動作原理

$\text{Er}^{3+}$  イオンが添加された EDFA を例に光ファイバ増幅の動作原理を説明する。図 2-1(a) に  $\text{Er}^{3+}$  イオンのエネルギー準位を示す。 $\text{Er}^{3+}$  イオンは 波長 980 nm および 1480 nm 付近に吸収帯域を持っており、これらの波長の励起光がエルビウム添加光ファイバ(EDF)に入射すると、 $\text{Er}^{3+}$  イオンは励起光を吸収し、電子状態は基底準位 ( $^4I_{15/2}$ ) から励起準位 ( $^4I_{11/2}$ ) を経て上準位 ( $^4I_{13/2}$ ) へと変化する。ある時間経過すると、上準位にある  $\text{Er}^{3+}$  イオンは上準位と基底準位のエネルギー差に相当する波長の光を放出して基底準位へと戻る。このとき励起光の強度が十分に強ければ、基底準位よりも上準位にある  $\text{Er}^{3+}$  イオンの数が多い反転分布状態を形成し、その状態で信号光が入射すると上準位にある  $\text{Er}^{3+}$  イオンは誘導放出を起こし、信号光が増幅される。

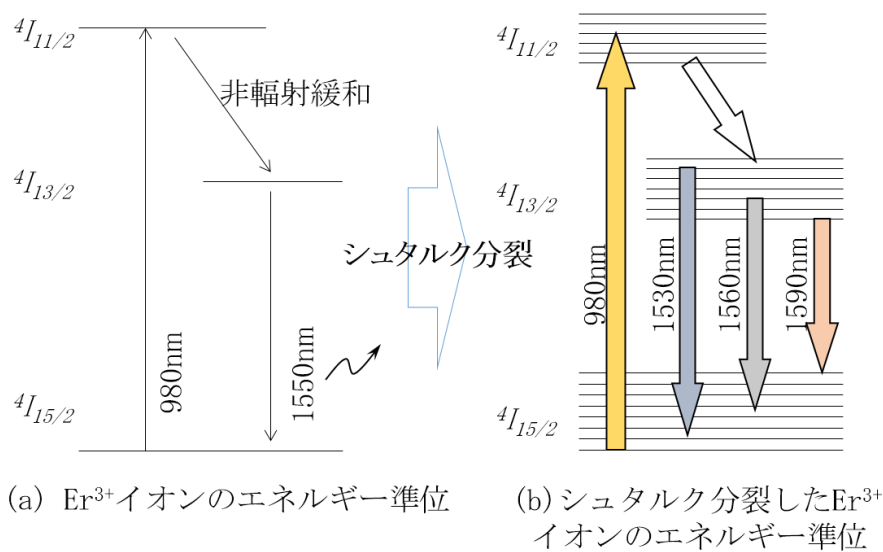


図 2-1  $\text{Er}^{3+}$ イオンのエネルギー準位

$\text{Er}^{3+}$ イオンは隣接するガラスを構成する分子の電場の影響を受ける。そのため、シュタルク効果により、図 2-1(b)に示すように、 $\text{Er}^{3+}$  イオンのエネルギー準位は、上準位  $^4I_{13/2}$  については 7 副準位に、基底準位  $^4I_{15/2}$  については 8 副準位にそれぞれ分裂する。エネルギー準位が分裂することで、準位間のエネルギー差が複数になり複数波長の光を誘導放出によって増幅することができる。さらにガラスはアモルファス状であるため、電場の影響によりイオンのエネルギー準位は不均一に広がり、また、熱振動によっても均一に広がるため、EDF 内で微細構造



のない幅広い波長帯にわたる光増幅が可能となる。

図2-2にEDFAの基本構成を示す。EDF,  $\text{Er}^{3+}$ イオンを励起するための励起光源, 励起光と信号光を合波しEDFに入射するためのWDMカプラ, 反射光によるレーザ発振を防止するための光アイソレータで構成される。なお, 光ファイバに添加される希土類イオンはエルビウムに限らず, 光通信システムで使用される信号波長の帯域に応じて適宜選択することが可能である。

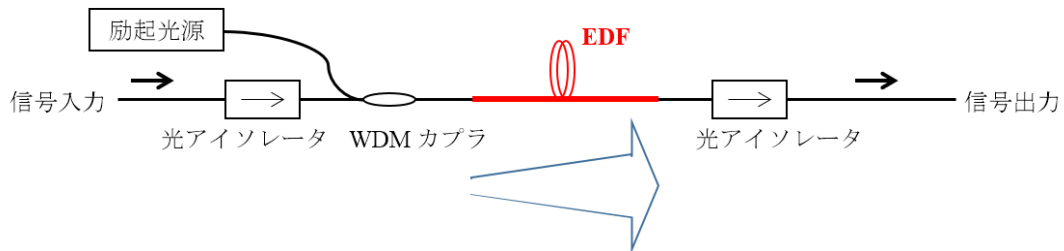


図 2-2 EDFA の基本構成

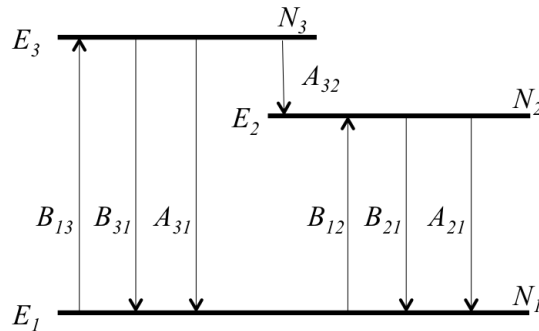


図 2-3 モデル化した  $\text{Er}^{3+}$ イオンのエネルギー準位図と準位間の遷移係数

図2-3にモデル化した  $\text{Er}^{3+}$ イオンのエネルギー準位図と準位間の遷移係数を示す。 ${}^4I_{11/2}$ 励起準位 ( $E_3$ ),  ${}^4I_{13/2}$ 上準位 ( $E_2$ ) および  ${}^4I_{15/2}$ 基底準位 ( $E_1$ ) における, 単位体積あたりの  $\text{Er}^{3+}$ イオンの数をそれぞれ  $N_3$ ,  $N_2$ ,  $N_1$  とするとき, それらのレート方程式は次式で表される[16].

$$\frac{\partial N_3}{\partial t} = (W_P B_{13})N_1 - (W_P B_{31})N_3 - A_{32}N_3 - A_{31}N_3 \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial N_2}{\partial t} = (W_S B_{12})N_1 - (W_S B_{21})N_2 + A_{32}N_3 - A_{21}N_2 \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial N_1}{\partial t} = & -(W_S B_{12})N_1 - (W_P B_{13})N_1 + (W_S B_{21})N_2 + (W_P B_{31})N_3 \\ & + A_{21}N_2 + A_{31}N_3 \end{aligned} \quad (2.3)$$

ここで、 $W_P$ 、 $W_S$ はそれぞれ励起光および信号光の光子密度、 $A_{ij}$ 、 $B_{ij}$ はそれぞれ  $i$  準位から  $j$  準位への自然放出係数および誘導放出係数である。

$N_2$ が $N_1$ より多いと反転分布が形成され励起状態となる。 $(W_S B_{21})N_2$ で表される信号光による誘導放出により $N_2$ が少なくなると利得も少なくなる。また、式(2.2)において、 $(W_S B_{12})N_1 - (W_S B_{21})N_2 - A_{21}N_2$ が $A_{32}N_3$ に比べて無視できない大きさになると利得飽和を生じる。励起光の光子密度を大きくすることで $N_3$ を経由し、 $A_{32}N_3$ で表される $N_2$ に緩和するイオン数を増やすことで利得飽和が起きにくくなる。

励起状態のイオンは非輻射（非発光）緩和によりすぐ上準位に緩和する（すなわち、エネルギー寿命時間が十分短い）ため、 $N_3 \ll N_2$ 、 $N_1$ としてよい。このとき、単位体積あたりの $\text{Er}^{3+}$ イオンの数 $\rho$ は、

$$\rho = N_1 + N_2 + N_3 \cong N_1 + N_2 \quad (2.4)$$

と表される。以下では、定常状態について考える。式(2.1)～(2.3)において、

$$\frac{\partial N_1}{\partial t} = 0, \quad \frac{\partial N_2}{\partial t} = 0, \quad \frac{\partial N_3}{\partial t} = 0 \text{ とおくと, } N_2 \text{ および } N_3 \text{ は,}$$

$$N_2 = \frac{W_S B_{12}(A_{31} + A_{32} + W_P B_{31}) + A_{32} W_P B_{13}}{(A_{21} + W_S B_{21})(A_{31} + A_{32} + W_P B_{31})} N_1 \quad (2.5)$$

$$N_3 = \frac{W_P B_{13}}{A_{31} + A_{32} + W_P B_{31}} N_1 \quad (2.6)$$

と表される。ところで、 $E_3$ から $E_2$ への遷移確率が $E_3$ から $E_1$ への遷移に比べて十分大きく、 $A_{32} \gg A_{31}$ である。また、 $N_3$ は緩和時間が非常に速いことから、 $A_{32} \gg W_P B_{31}$ であることを用いると、式(2.5)は、

$$N_2 \approx \frac{W_P B_{13} + W_S B_{12}}{A_{21} + W_S B_{21}} N_1 \quad (2.7)$$

と近似できる。よって、式(2.7)および(2.4)より、

$$N_1 + N_2 = \frac{W_P B_{13} + W_S B_{12} + W_S B_{21} + A_{21}}{W_S B_{21} + A_{21}} N_1 \cong \rho \quad (2.8)$$

となる．よって， $N_1$ および $N_2$ は次式で表される．

$$N_1 = \frac{\frac{W_S B_{21}}{A_{21}} + 1}{\frac{W_P B_{13}}{A_{21}} + \frac{W_S}{A_{21}}(B_{12} + B_{21}) + 1} \rho \quad (2.9)$$

$$N_2 = \frac{\frac{W_S B_{12}}{A_{21}} + \frac{W_P B_{13}}{A_{21}}}{\frac{W_P B_{13}}{A_{21}} + \frac{W_S}{A_{21}}(B_{12} + B_{21}) + 1} \rho \quad (2.10)$$

励起光および信号光の強度を  $I_P$  および  $I_S$  とすると，励起光および信号光の光子数密度は，

$$W_P = \frac{I_P}{h\nu_P}, \quad W_S = \frac{I_S}{h\nu_S} \quad (2.11)$$

と表される．ここで， $h$  はプランク定数であり， $\nu_P$  および  $\nu_S$  は励起光および信号光の周波数である．また，信号光波長における吸収および放出断面積を  $\sigma_a^S$  および  $\sigma_e^S$ ，励起光波長における吸収および放出断面積を  $\sigma_a^P$  および  $\sigma_e^P$  とすると，誘導放出係数は，

$$B_{13} = \sigma_a^P, \quad B_{21} = \sigma_e^S, \quad B_{12} = \sigma_a^S \quad (2.12)$$

と表される．さらに， $\tau_0$  を  $\text{Er}^{3+}$  イオン上準位の蛍光寿命時間とすると，自然放出係数は，

$$A_{21} = \frac{1}{\tau_0} \quad (2.13)$$

と表される．式(2.11)～(2.13)を(2.9)，(2.10)に代入し，

$$N_1 = \frac{I_S \left( \frac{\sigma_e^S \tau_0}{h\nu_S} \right) + 1}{I_P \left( \frac{\sigma_a^P \tau_0}{h\nu_P} \right) + I_S (\sigma_e^S + \sigma_a^S) \frac{\tau_0}{h\nu_S} + 1} \rho \quad (2.14)$$

$$N_2 = \frac{I_S \left( \frac{\sigma_a^S \tau_0}{h\nu_S} \right) + I_P \left( \frac{\sigma_a^P \tau_0}{h\nu_P} \right)}{I_P \left( \frac{\sigma_a^P \tau_0}{h\nu_P} \right) + I_S (\sigma_e^S + \sigma_a^S) \frac{\tau_0}{h\nu_S} + 1} \rho \quad (2.15)$$

を得る。さらに、

$$\bar{I}_P = \frac{I_P}{I_P^{TH}}, \quad I_P^{TH} = \frac{h\nu_P}{\sigma_a^P \tau_0}, \quad \bar{I}_S = \frac{I_S}{I_S^{TH}}, \quad I_S^{TH} = \frac{h\nu_S}{\sigma_a^S \tau_0}, \quad k_S = \frac{\sigma_e^S}{\sigma_a^S} \quad (2.16)$$

とおくと、式(2.14), (2.15)は

$$N_1 = \frac{k_S \bar{I}_S + 1}{\bar{I}_P + (1 + k_S) \bar{I}_S + 1} \rho \quad (2.17)$$

$$N_2 = \frac{\bar{I}_S + \bar{I}_P}{\bar{I}_P + (1 + k_S) \bar{I}_S + 1} \rho \quad (2.18)$$

となる。一方、増幅媒質中の信号光および励起光の  $z$  方向に対する変化は、

$$\frac{dI_S}{dz} = (\sigma_e^S N_2 - \sigma_a^S N_1) I_S \quad (2.19)$$

$$\frac{dI_P}{dz} = -\sigma_a^P N_1 I_P \quad (2.20)$$

と表される。式(2.16)~(2.18)を(2.19), (2.20)に代入し、

$$\frac{d\bar{I}_S}{dz} = \frac{k_S \bar{I}_P - 1}{\bar{I}_P + (1 + k_S) \bar{I}_S + 1} \sigma_a^S \rho \bar{I}_S \quad (2.21)$$

$$\frac{d\bar{I}_P}{dz} = -\frac{k_S \bar{I}_S + 1}{\bar{I}_P + (1 + k_S) \bar{I}_S + 1} \sigma_a^P \rho \bar{I}_P \quad (2.22)$$

を得る．準位  $E_1$  と  $E_2$  が微細構造を有しない場合には， $k_S = 1$  であるが，EDF の準位  $E_1$  および  $E_2$  は複数のシュタルク微細構造を有するため， $\sigma_e^S$  と  $\sigma_a^S$  は等しくなく，正確には波長の関数になっている．

さて，式(2.21)および(2.22)は，信号光および励起光の伝搬を記述する方程式である．信号光に対する利得係数を  $g$  とおくと， $g$  は，

$$\frac{d\bar{I}_S}{dz} = g\bar{I}_S \quad (2.23)$$

を満たす．式(2.21)の左辺を(2.23)の右辺で置き換えると， $g$  は，

$$g = \left[ 1 + \frac{\bar{I}_S}{\left(\frac{\bar{I}_P + 1}{1 + k_S}\right)} \right]^{-1} \left( \frac{k_S \bar{I}_P - 1}{\bar{I}_P + 1} \right) \sigma_a^S \rho \quad (2.24)$$

と求められる．飽和特性を明示するために，式(2.24)を，

$$g = \frac{g_0}{1 + \frac{\bar{I}_S}{I_{sat}}} \quad (2.25)$$

と書き換える．ここで，

$$\bar{I}_{sat} = \frac{\bar{I}_P + 1}{1 + k_S} \quad (2.26)$$

であり，

$$g_0 = \frac{k_S \bar{I}_P - 1}{\bar{I}_P + 1} \sigma_a^S \rho \approx \frac{k_S \bar{I}_P}{\bar{I}_P} \sigma_a^S \rho = \sigma_e^S \rho \quad (2.27)$$

は非飽和利得を表わす．なお，式(2.27)の右辺を導くにあたり， $\bar{I}_P \gg 1$  であることを用いた．式(2.25)は，信号光の強度が大きくなると右辺の分母が大きくなり利得係数は非飽和時から小さくなることを表している．利得係数が非飽和時の半分，つまり  $g = \frac{1}{2} g_0$  になるときの信号光の強度を信号光の飽和強度： $I_{sat}$  と表

す.  $I_{sat}$  は, 式(2.16)および(2.26)より,

$$I_{sat} = I_S^{TH} \bar{I}_{sat} = \frac{h\nu_S (\bar{I}_p + 1)}{\sigma_a^S \tau_0 (1 + k_s)} = \frac{(I_p \sigma_a^P \tau_0 + h\nu_P) \nu_S}{\tau_0 (\sigma_a^S + \sigma_e^S) \nu_P} \quad (2.28)$$

である. 信号光の強度  $I_S$  に対して  $I_{sat}$  が十分に大きいとき, 式(2.25)の右辺の分母は  $1 + \frac{I_S}{I_{sat}} \approx 1$ , すなわち  $\bar{I}_S$  に依らない一定値となり, 利得は飽和しにくいことが分かる. また, 式(2.28)より, 信号光の飽和強度が励起光強度の関数になっていることが分かる. 励起光電力  $P_P$  および信号光電力  $P_S$  は, それぞれの有効断面積  $A_P, A_S$  を用いて,

$$P_P = I_P A_P, \quad P_S = I_S A_S \quad (2.29)$$

と表されることから, 式(2.28)を用いると信号光の飽和電力  $P_{sat}$  は,

$$\begin{aligned} P_{sat} = I_{sat} A_S &= \frac{h\nu_S (\bar{I}_p + 1)}{\sigma_a^S \tau_0 (1 + k_s)} A_S \\ &= \frac{1}{(1 + k_s)} \left[ \frac{h\nu_S A_S \sigma_a^P \tau_0 P_P}{\sigma_a^S \tau_0 h\nu_P A_P} + \left( \frac{h\nu_S}{\sigma_a^S \tau_0} \right) A_S \right] \\ &= \frac{1}{1 + k_s} \left[ \frac{1}{\gamma} P_P + \left( \frac{h\nu_S}{\sigma_a^S \tau_0} \right) A_S \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

となる. ここで,

$$\gamma = \frac{\sigma_a^S \nu_P A_P}{\sigma_a^P \nu_S A_S} \quad (2.31)$$

である. よって, 励起光電力  $P_P$  が十分強ければ信号光の飽和電力  $P_{sat}$  は励起光電力に比例し大きくなる[17].

## 2.4 結言

本章では, 主な光増幅器の紹介を行い, 光通信装置の多くに光入出力用増幅器として採用されている EDFA の動作原理を説明した.

はじめに光増幅器の代表的な種類およびその特徴を述べた。光ファイバ増幅器は、伝送路として使用されている光ファイバとの整合性が良く、広帯域、低雑音、線形性が高いという特徴により変調形式やビットレートの違いに対して柔軟に対応可能であるため、光通信装置の光入出力増幅器として広く利用されている。

次に、EDFAの動作原理について説明した。光ファイバに添加された $\text{Er}^{3+}$ イオンは励起光により励起準位を経て上準位へ遷移し、これにより基底準位との間で反転分布が形成される。その状態に信号光が入射されると、誘導放出が起こり信号光が増幅される。

最後に、三準位モデルを使ってEDFAの基本動作特性を説明し、励起光の強度が十分強ければ、信号光の飽和電力は励起光の電力に比例して大きくできることを示した。

EDFAはその特性から今後も光通信に無くてはならない技術であり、次世代光ネットワークを実現する上でもますますの性能向上が期待される技術の一つである。

## 第3章 バーストモード対応光ファイバ増幅器の基本動作

### 3.1 緒言

本章では、バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器(Burst-Mode EDFA: BM-EDFA)の利得変動抑制理論について述べた後、試作した BM-EDFA の利得変動が低減されることを実験により検証する。固有飽和電力 ( $P^{IS}$ ) が大きくなるように EDF を設計することにより、利得の変化を緩やかにするとともに、EDFA の利得飽和を防ぐことで利得変動を低減することができる。本論文では、そのような EDFA を設計・製作し、その有効性を検証した。検証実験においては、異なる  $P^{IS}$  で設計した EDFA の試作品を用いて、利得変動と、利得変動抑制をさらに向上させるために併用する補助的な利得変動制御技術である利得クランプ手法によって発生する緩和振動を評価する。また、次章で BM-EDFA の適用を検討する光パケット・光パス統合ネットワークで伝送される光信号を模擬し、 $P^{IS}$  の値が明らかにされない市販されている EDFA と BM-EDFA を用いて緩和振動および利得変動の評価を行い、BM-EDFA の有効性を評価する。さらに、次世代光ネットワークにて光帯域拡大が検討されている L 帯の光信号を増幅する目的で、 $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA を試作し評価を行う。これらの評価から  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA の利得変動緩和特性について検討する。

### 3.2 バーストモード対応光ファイバ増幅器の利得変動抑制理論

光波長信号数の変化によって生じる EDFA の利得変動はこれまでも広く研究されてきている[18][19]。EDFA の利得係数は反転分布数と等価であり、 $N = N_2 - N_1$  の時間変化から導くことができる。

励起準位のイオンが速やかに緩和し上準位に遷移する場合、式(2.1)は次式のよう表される。

$$\frac{\partial N_3}{\partial t} \approx (W_P B_{13}) N_1 - A_{32} N_3 \quad (3.1)$$



上式の右辺第2項の $A_{32}$ が十分大きいと、 $N_3$ はただちに定常状態に緩和するため、 $N_3$ は常に定常状態にあるとみなせる。よって、式(3.1)より、

$$(W_P B_{13})N_1 = A_{32}N_3 \quad (3.2)$$

である。励起準位のイオン数 $N_3$ がそのまま $N_2$ の増加となるので、式(3.2)を(2.2)に代入すると、

$$\frac{\partial N_2}{\partial t} = (W_P B_{13})N_1 + (W_S B_{12})N_1 - (W_S B_{21})N_2 - A_{21}N_2 \quad (3.3)$$

となる。一方、式(2.3)において、右辺の $(W_P B_{31})N_3$ と $A_{31}N_3$ が他の項に比べて小さく無視できるとすると、

$$\frac{\partial N_1}{\partial t} \approx -(W_S B_{12})N_1 - (W_P B_{13})N_1 + (W_S B_{21})N_2 + A_{21}N_2 \quad (3.4)$$

となる。 $N = N_2 - N_1$ とおくと、式(3.3)および(3.4)より、

$$\begin{aligned} \frac{\partial N}{\partial t} &= \frac{\partial N_2}{\partial t} - \frac{\partial N_1}{\partial t} \\ &= 2(W_P B_{13})N_1 + 2(W_S B_{12})N_1 - 2(W_S B_{21})N_2 - 2A_{21}N_2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

となる。さらに、式(2.4)より、

$$2N_1 = \rho - N, \quad 2N_2 = \rho + N \quad (3.6)$$

と表される。式(2.12), (2.13), (3.6)を(3.5)に代入すると、

$$\begin{aligned}
\frac{\partial N}{\partial t} &= \sigma_a^P W_P (\rho - N) + \sigma_a^S W_S (\rho - N) - \sigma_e^S W_S (\rho + N) - \frac{\rho + N}{\tau_0} \\
&= - \left\{ (\sigma_a^S + \sigma_e^S) W_S + \sigma_a^P W_P + \frac{1}{\tau_0} \right\} N \\
&\quad + \left\{ (\sigma_a^S - \sigma_e^S) W_S + \sigma_a^P W_P - \frac{1}{\tau_0} \right\} \rho
\end{aligned} \tag{3.7}$$

となる。式(3.7)の定常解を $N_0$ とすると、 $N_0$ は、

$$N_0 = \frac{(\sigma_a^S - \sigma_e^S) W_S + \sigma_a^P W_P - \frac{1}{\tau_0} \rho}{(\sigma_a^S + \sigma_e^S) W_S + \sigma_a^P W_P + \frac{1}{\tau_0} \rho} \tag{3.8}$$

と表される。式(3.7)の右辺第1項はこの定常解 $N_0$ に向かって $N$ が指数関数的に緩和することを表している。その緩和の時定数を $\tau_e$ とすると、 $\tau_e$ は、

$$\tau_e = \frac{1}{(\sigma_a^S + \sigma_e^S) W_S + \sigma_a^P W_P + \frac{1}{\tau_0}} \tag{3.9}$$

となる。式(2.11)および(2.16)を(3.9)に代入すると、

$$\begin{aligned}
\tau_e &= \frac{\tau_0}{\tau_0 (\sigma_a^S + \sigma_e^S) \frac{I_S}{h\nu_S} + \tau_0 \sigma_a^P \frac{I_P}{h\nu_P} + 1} \\
&= \frac{\tau_0}{\frac{(\sigma_a^S + \sigma_e^S) \sigma_a^S \tau_0}{\sigma_a^S} \frac{I_S}{h\nu_S} + \frac{\tau_0 \sigma_a^P}{h\nu_P} I_P + 1} \\
&= \frac{\tau_0}{(1 + k_S) \frac{I_S}{I_S^{TH}} + \frac{I_P}{I_P^{TH}} + 1}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

と表される。ここで信号光のモード電界分布とEDFの活性領域との重なり因子 $\Gamma_S$ を考慮して、式(2.29)を(3.10)に代入すると、

$$\begin{aligned}
\tau_e &= \frac{\tau_0}{\frac{P_S \Gamma_S (\sigma_a^S + \sigma_e^S) \tau_0}{A_S h \nu_S} + \frac{P_P \Gamma_P A_P}{P_P^{TH} \Gamma_P A_P} + 1} \\
&= \frac{\tau_0}{(1 + k_S) \Gamma_S \frac{P_S}{P_S^{TH}} + \frac{P_P}{P_P^{TH}} + 1} \\
&= \frac{\tau_0}{\frac{P_S}{P_S^{IS}} + \frac{P_P}{P_P^{TH}} + 1} \tag{3.11}
\end{aligned}$$

となる. このとき, 式(2.29)より,  $P_S^{TH} = I_S^{TH} A_S$ ,  $P_P^{TH} = I_P^{TH} A_P$  とした. また,  $P_S^{IS}$  は次式で表される, EDF の材料・構造によって決まる固有飽和電力である[20].

$$P_S^{IS} = \frac{P_S^{TH}}{(1 + k_S) \Gamma_S} = \frac{h \nu_S A_S}{\Gamma_S (\sigma_a^S + \sigma_e^S) \tau_0} \tag{3.12}$$

固有飽和電力  $P_S^{IS}$  が大きいと, 緩和時定数  $\tau_e$  は大きくなる.

### 3.2.1 固有飽和電力と EDFA の出力光信号の飽和電力

ここで, 固有飽和電力  $P_S^{IS}$  と EDFA の出力光信号の飽和電力の関係を考える. 信号光のモード電界分布と EDF の活性領域との重なり因子  $\Gamma_S$  を考慮し, 式(2.28) を式(2.29)に代入すると信号光の飽和電力  $P_{sat}$  は,

$$\begin{aligned}
P_{sat} &= A_S I_{sat} \\
&= \frac{A_S}{\Gamma_S} \frac{A_P I_P \sigma_a^P \tau_0 \nu_S}{A_P \tau_0 (\sigma_a^S + \sigma_e^S) \nu_P} + \frac{A_S}{\Gamma_S} \frac{h \nu_S}{\tau_0 (\sigma_a^S + \sigma_e^S)} \\
&= P_S^{IS} \frac{P_P}{A_P I_P^{TH}} + P_S^{IS} \\
&= P_S^{IS} \left( \frac{P_P}{P_P^{TH}} + 1 \right) \tag{3.13}
\end{aligned}$$

と表される. したがって, 励起電力  $P_P$  および固有飽和電力  $P_S^{IS}$  を大きくすることにより, 緩和時定数  $\tau_e$  を大きくするだけでなく, 飽和電力を高め, 利得飽和による利得変動を抑えることが可能となる.  $P_S^{IS}$  を大きくするためには,  $A_S$  を大きく,

$\Gamma_S$ を小さく設計することが有効である。

ところで、光ファイバ中において、光は主にコア中を伝搬するが、特に単一モード光ファイバ (Single Mode Fiber: SMF) ではコアとクラッドとの屈折率差が小さく、横モードの電界はクラッド領域にも少なからず分布している。一般に、ファイバの径方向の光強度がコア中心部における最大値の  $1/e^2 = 0.135$  倍に減少する径をモードフィールド径 (Mode Field Diameter: MFD) と呼び、光が閉じ込められる実効的な断面の直径を表す。コア径を大きくすれば MFD も通常大きくなる。光ファイバのコア径を大きくすることによって、容易に  $A_S$  を大きくすることが可能である [21]。一方、 $\Gamma_S$  は信号光および励起光とコアの重なり状態を表わし、一般に利得効率を高めるためには  $\Gamma_S$  を大きくすることが有効である [16] が、利得変動を抑制するためには、導波構造を含むファイバ設計を最適化し、利得を失わない範囲で  $\Gamma_S$  を小さくすることが有効である [22]。ただし、利得変動以外の特性を考慮して  $A_S$  および  $\Gamma_S$  を決める必要がある。

我々は  $P_S^{IS}$  を大きくすることにより、より線形動作に近い領域で光増幅を行うことで利得変動を低減することを基本コンセプトとした利得変動抑制型 EDFA (Transient suppressed EDFA: TS-EDFA) を開発し、これまでに光パケットの伝送に有効であることを示してきた [23][24][25][26]。

### 3.2.2 光帰還による利得クランプ手法を適用した場合の利得

しかし、さらに細かいトラヒック粒度の動的な光ネットワークおよびリンク障害などにより、長い時間スケールで大きなトラヒック量の変化がある場合にも利得変動を抑制するには、さらなる制御技術を導入することが必要であり、利得クランプ手法が有効であることを確認した[29]. 本研究では、特別なトラヒック監視装置や利得演算回路等の電気回路を必要としない、利得クランプ手法を併用した BM-EDFA を開発し、初めて、複数の長さの光パケット信号を増幅する場合においても利得変動を抑制できることを実証する.

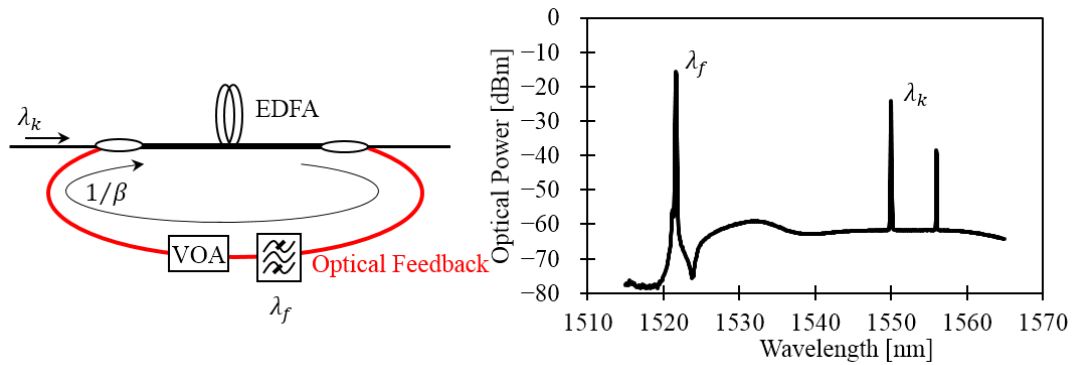


図 3-1 利得クランプ手法の一例と波長スペクトラム

利得クランプ手法の一例を図 3-1 に示す. EDF で発生する増幅された自然放出光(Amplified Spontaneous Emission: ASE)雑音を光カップラで分岐し, 光帯域フィルタによって帰還波長:  $\lambda_f$  を選択する. 可変光減衰器(Variable Optical Attenuator: VOA)で光電力を調整した後光カップラにより入力光信号と合波し, EDF にて再度増幅する. 帰還波長光はさらに帰還ループ中を周回し, レーザ発振が生じる. レーザ発振の閾値は光カップラの減衰量, 帰還ループ中の光減衰量と VOA による光減衰量を合わせたループの減衰量  $1/\beta$  によって調整される.

以下, 数式を用いてこの利得制御手法について説明する.

はじめに, 式(2.19)に(2.4)および(2.29)を代入すると,

$$\frac{dP_S}{dz} = [(\sigma_e^S + \sigma_a^S)N_2 - \sigma_a^S \rho]P_S \quad (3.14)$$

を得る. さらに, 吸収および放出の断面積を  $\sigma_a^S = \sigma_e^S$  と近似すると,

$$\begin{aligned}
\frac{dP_S}{dz} &= \Gamma_S [2\sigma_e^S N_2 - \sigma_e^S (N_2 + N_1)] P_S \\
&= \Gamma_S \sigma_e^S (N_2 - N_1) P_S \\
&= \Gamma_S \sigma_e^S N P_S
\end{aligned} \tag{3.15}$$

となる。上式において、信号光のモード電界分布と EDF の活性領域との重なり因子  $\Gamma_S$  を考慮に入れた。式(3.15)は次のように変数分離形に書き替えることができる。

$$\frac{1}{P_S} dP_S = \Gamma_S \sigma_e^S N dz \tag{3.16}$$

EDF の長さを  $L$  とし、式(3.16)の両辺を積分すると、

$$\begin{aligned}
\int_{P_S(0)}^{P_S(L)} \frac{1}{P_S} dP_S &= \Gamma_S \sigma_e^S \int_0^L N(z) dz \\
\log \left\{ \frac{P_S(L)}{P_S(0)} \right\} &= \Gamma_S \sigma_e^S \int_0^L N(z) dz
\end{aligned} \tag{3.17}$$

となる。さらに、両辺の指数をとると、式(3.17)は、

$$P_S(L) = \exp \left\{ \Gamma_S \sigma_e^S \int_0^L N(z) dz \right\} P_S(0) \tag{3.18}$$

と表せる。ここで、 $P_S(0)$  および  $P_S(L)$  は定常状態における信号光の入力電力および出力電力である。ところで一般に、EDFA の入出力関係は利得  $G_S$  を用いて、

$$P_S(L) = G_S P_S(0) \tag{3.19}$$

と表される。式(3.18)と(3.19)を比較すると、 $G_S$  は、

$$G_S = \exp \left\{ \Gamma_S \sigma_e^S \int_0^L N(z) dz \right\} \tag{3.20}$$

と表される。図 3-1 に表すように、波長  $\lambda_f$  の帰還光の入力および出力電力を  $P_f(0)$

および $P_f(L)$ とすると、ループの入出力で信号の電力が釣り合うことより、

$$P_f(L) = \beta P_f(0) \quad (3.21)$$

と表わされ、式(3.19)より、 $\beta = G_f$ となる。よって、

$$G_f = \exp \left\{ \Gamma_f \sigma_e^f \int_0^L N(z) dz \right\} \quad (3.22)$$

と表わされ、 $G_f$ は反転分布密度  $N$  の EDF 全長にわたる積分（反転分布量）によって決まる。また、 $G_f$ は定数 $\beta$ と同一であることから、次式で表すように反転分布量は定数である。

$$\int_0^L N(z) dz = \frac{1}{\Gamma_f \sigma_e^f} \ln \beta \quad (3.23)$$

式(3.23)を(3.18)に代入すると、

$$P_S(L) = \exp \left( \frac{\Gamma_S \sigma_e^S}{\Gamma_f \sigma_e^f} \ln \beta \right) P_S(0) \quad (3.24)$$

を得る。上式において、右辺指数部の引数は定数であり、利得は信号入力光電力と無関係になる。信号光に対する利得は帰還系で決まる定数 $\beta$ によって制御され、 $\beta$ が小さくなると利得は小さくなる。

この利得制御手法は帰還ループでレーザ発振が生じる場合にのみ機能する。帰還ループ電力が減少すると、自動的に利得が制御され総出力電力が増加する。ゆえに、 $\beta$ の値に対して、信号入力電力がある値以上になると利得安定機構が機能しなくなる。

利得クランプ手法による利得抑制法を併用することで、 $P^{IS}$ の大きさに依存せずに利得変動の抑制効果を得ることが可能であるが、 $P^{IS}$ の大きな EDFA と併用することで、相乗的に利得変動を抑制する効果が増加する。ただし、利得がクランプされるということは反転分布量がクランプされるということであり、そのため雑音指数が高くなる[28]という難点も生じる。また、レーザ発振状態で生じる緩和振動が波形劣化の要因となることも、利得クランプ法の欠点として挙

げられる。緩和振動の一例を図 3-2 に示す。緩和振動は残存光信号に現れる振動であり、振動は分岐/挿入光信号のレベルが下がった時に始まる。入力信号のレベルが急に下がると平衡状態にあった誘導放出が減り、反転分布は一時的に増加する。それにより帰還光に対する増幅率が増加するが、帰還ループによって平衡状態に戻るまでに反転増幅は増減を繰り返す。この反転増幅の増減が緩和振動となって観測される。

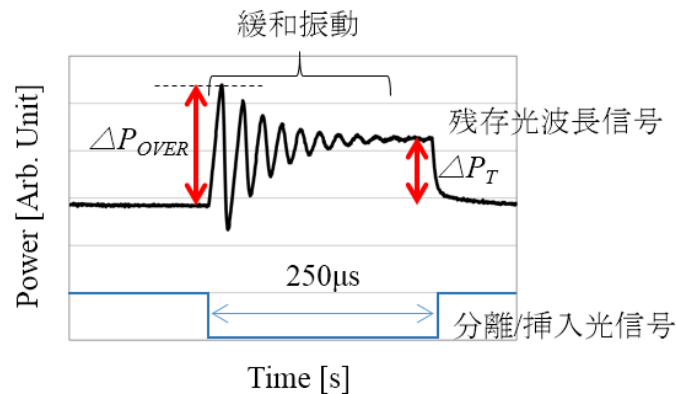


図 3-2 光帰還ループの使用によって生じる緩和振動

### 3.3 利得変動と緩和振動特性評価

EDF の固有飽和電力  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA の利得変動抑制特性を従来の EDFA と比較する。また、補助的な利得変動抑制技術である利得クランプ手法を併用し、さらなる利得変動の抑制効果と、光帰還ループによって生じる緩和振動を評価する。最後に増幅後の信号品質を評価することで、 $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA と利得クランプ手法を補助的な制御技術として採用した BM-EDFA の優位性を示す。

#### 3.3.1 異なる固有飽和電力による利得変動特性と緩和振動の評価

本評価のために特性の異なる 4 つの EDF を準備し、試験試料 (Device Under Test: DUT) とした。DUT1 は従来型の EDF、DUT2 は従来型のコアおよび MFD の大きい EDF、DUT3、DUT4 は、 $P^{IS}$  を大きく設計した MFD の異なる 2 種類の EDF である。波長 1550 nm における MFD と、DUT1 用の EDF の  $P^{IS}$  を 1 とした時のそれぞれの  $P^{IS}$  比を表 3-1 に示す。



表 3-1 各 DUT 用 EDF の特性

項目	DUT1	DUT2	DUT3	DUT4
MFD [ $\mu\text{m}$ ]	3.2	10.0	8.0	8.8
$P^{\text{IS}}$ 比	1	3	3	4

図 3-3 に DUT の構造を示す。光帰還ループを容易に構成できるように FBin / FBout 端子を設けた。また、合波/分波時に光信号の減衰をできるだけ小さくする目的でカプラには WDM カプラを使用した。光帰還ループに使用する WDM カプラの分岐波長としては 1519 nm を採用した。信号光は入力端子から入り FBin に戻される帰還光と WDM カプラで合波される。合波された光は EDF にて WDM カプラを介して入力された波長 980 nm の励起光により増幅される。励起光や余計な反射光が逆行しないように光アイソレータを挿入した。増幅された信号光は出力側の光アイソレータを通り WDM カプラにて出力端子に出力される。一方、光帰還波長の光は FBout 端子に出力される。前方励起のみを採用した理由は、フリーラン動作時の低雑音特性を得るためと構造を簡素化するためである。また、励起光源は全ての DUT で同一であり励起電力は 200 mW とした。

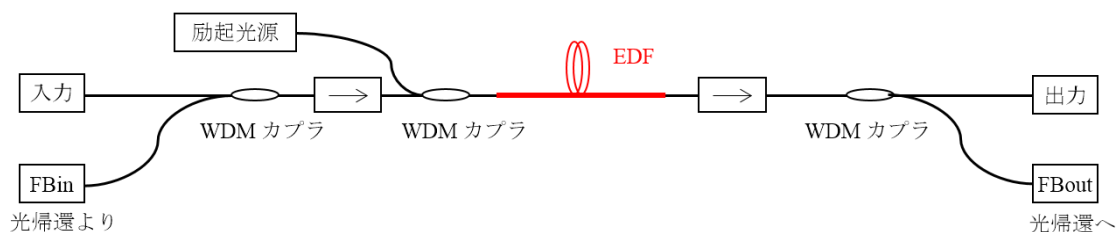


図 3-3 DUT の構成図

各 DUT の入力光電力と出力光電力の関係を図 3-4 に示す。 $P^{\text{IS}}$  を大きくした DUT4 と従来型の DUT1 の飽和光出力電力は約 +13 dBm で同じである。

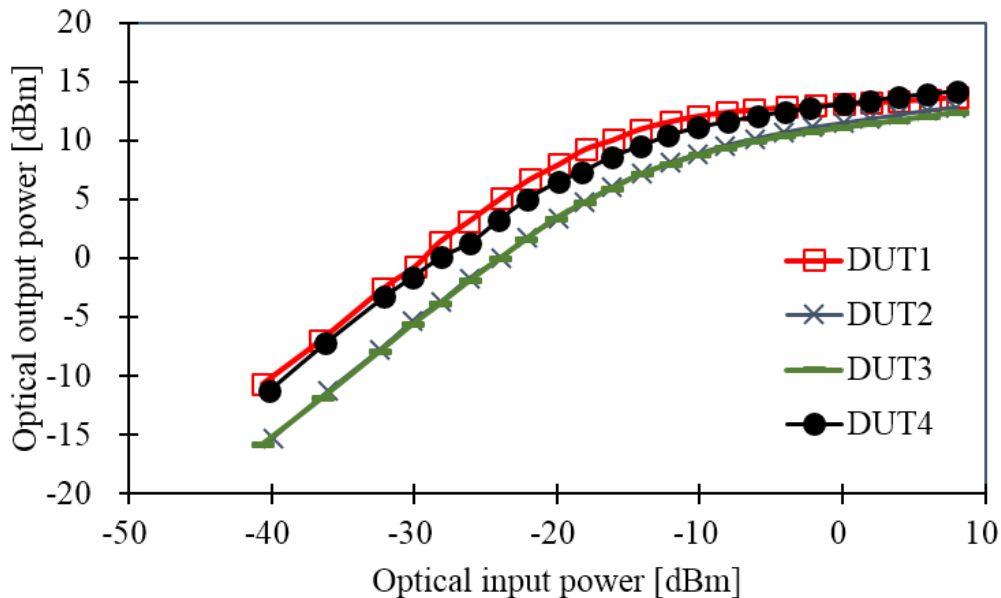


図 3-4 各 DUT の入力光電力と出力光電力の関係

$P^S$  の異なる光ファイバ増幅器について、光帰還ループの減衰量による特性変化を測定するための測定系を図 3-5 に示す。DUT 内の WDM カプラにより分岐された波長 1519 nm の光は、VOA3 にて光帰還ループ減衰量を調整される。緩和振動の評価を行うために、分岐/挿入光信号( $\lambda_1$ )と残存光信号( $\lambda_2$ )の 2 波長の信号を DUT で増幅する。残存光信号用の信号源は、緩和振動の評価(case-1)には連続光源(Continuous Wave: CW)からの光信号を、残存光信号への緩和振動の影響評価(case-2)には光伝送ユニット(Optical Transport Unit: OTU)2e 送信機からの信号光を使用した。

Case-1 では、波長可変光源からの波長 1550 nm の光を変調器により 2 kHz の矩形波で強度変調し、ピーク電力値が -14 dBm になるように出力調整した信号光を分岐/挿入光信号( $\lambda_1$ )とした。この信号電力は 1 波長チャンネルの電力を -30 dBm とした時に、40 波長チャンネルのうち 39 波長チャンネルが同時に分岐/挿入された場合の光電力を模擬する。一方、残存光信号( $\lambda_2$ )としては、可変波長光源からの波長 1556 nm の光を VOA1 で光電力 -30 dBm に設定した信号光を用いた。

Case-2 では、Q 値、ビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) を測定するために、9.95328Gb/s、符号長 8388607 ( $2^{23}-1$ ) bit の NRZ (Non-Return to Zero) 疑似ランダムビット列 (Pseudo Random Bit Sequence: PRBS) で変調された、波長 1558.17 nm の光信号を出力する OTU2e 送信機を case-1 で使用した波長可変光源の代わりに残存光波長チャンネルとして採用した。DUT への入力光電力を調整する VOA2 への  $\lambda_2$  の入力光電力が -30 dBm となるように VOA1 を調整した。一方、

分岐/挿入光信号( $\lambda_1$ )は波長 1559.79 nm とした. DUT の出力周波数スペクトラムと出力信号波形を同時に観察するために光カプラを DUT の出力段に配置した. 光カプラの後に配置した透過光波長帯域 0.8 nm の光波長帯域フィルタ(Optical Band Pass Filter: OBPF)にて, デジタルサンプリングオシロスコープ (Digital Sampling Oscilloscope: DSO) で緩和振動と Q 値の変化を直接測定する波長チャネルを選択する. VOA4 にて光/電気変換器 (Optical to Electrical converter: O/E) および DSO の入力が高大にならないように制御する.

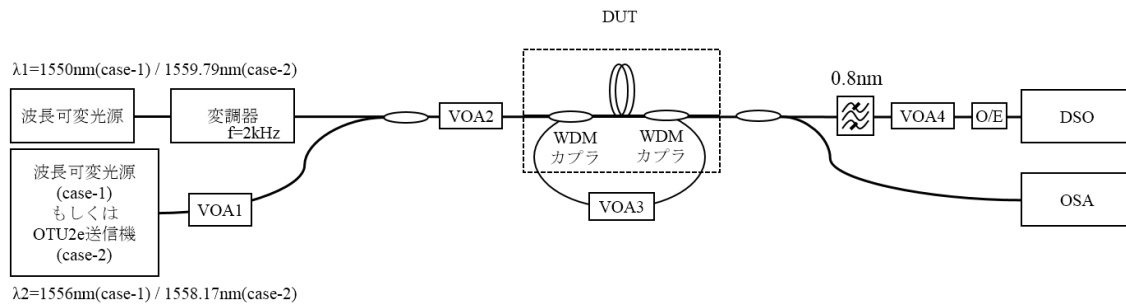


図 3-5 光帰還ループの減衰量による特性変化を測定するための測定系

Q 値は信号品質を定量的に表す値であり, 次式のように定義される.

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.25)$$

このとき,  $\mu_1$ ,  $\mu_0$  はそれぞれ, 信号の「1」, 「0」レベルの平均値,  $\sigma_1$ ,  $\sigma_0$  はそれぞれのレベルの雑音などによる拡がりを表す.

緩和振動の評価を行う前に, 各 DUT の利得, 出力電力および雑音指数を帰還ループの減衰量を変えて測定した. 図 3-6 に結果を示す. 利得と出力電力は帰還ループの減衰量が約 25 dB 以上ではほぼ一定値を示した. 図 3-4 と比較すると, -10 dBm 入力時の出力電力とほぼ同じ値であり, これは帰還ループの減衰量が 25 dB 以上で光帰還ループがない状態 (フリーラン: 帰還ループでレーザ発振しない条件) と同等であることを示す.

また, 帰還ループの減衰量が約 25 dB 以上のとき DUT4 の利得は DUT1 の利得よりも約 1 dB 低い. 帰還ループの減衰量を減らしていくと DUT1 と比較して DUT4 は大きい減衰量から利得が減り始め, 減衰量が 20 dB 時には 4 dB 低くなる. これは, DUT4 は帰還減衰量が大きくても利得圧縮効果が大きく, 利得クランプ手法の効果が大きく現れるものと考えられる.

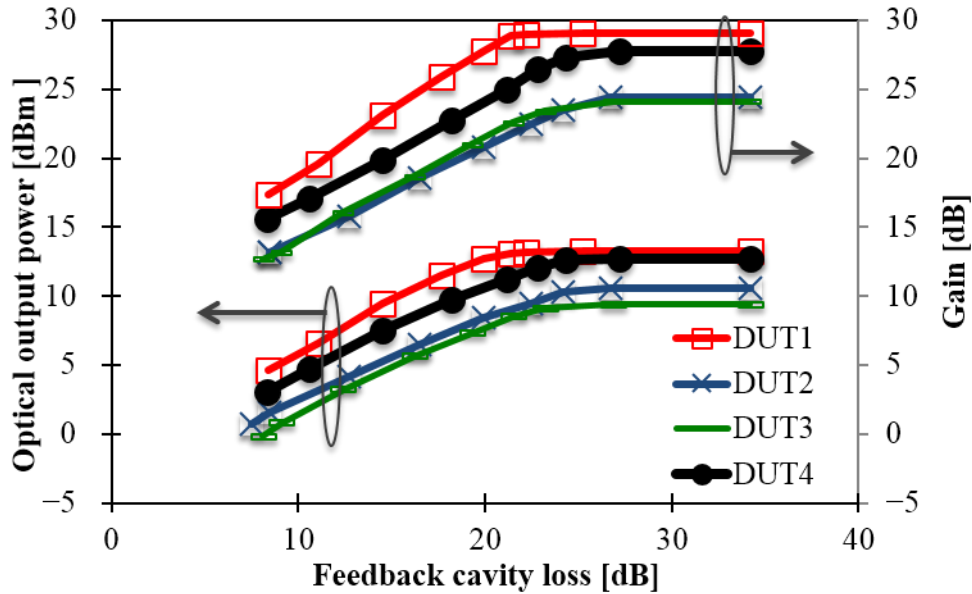


図 3-6 基本特性測定結果

各 DUT の利得を光帰還ループの減衰量を変化させて測定した雑音指数(Noise Figure: NF)を図 3-7 に示す. EDFA の NF は, コヒーレント状態の光入力時の, 入射端と出力端での信号対雑音比(Signal to Noise Ratio: SNR)であり, 次式のように定義される.

$$\begin{aligned}
 \text{NF} &= \frac{(S/N)_{IN}}{(S/N)_{OUT}} \\
 &\cong \frac{(\bar{n}^2/\sigma_n^2)_{IN}}{(\bar{n}^2/\sigma_n^2)_{OUT}} \quad (3.26)
 \end{aligned}$$

ここで,  $\bar{n}$  は平均光子数,  $\sigma_n^2$  は光子数の分散 (2 乗平均ゆらぎ) である. 平均光子数は, 光子数演算子  $\hat{n}$  を状態ベクトルで挟み込んだ内積  $\langle \hat{n} \rangle$  で与えられる. 入力光は純粋単一周波数光 (コヒーレント状態) とし,  $n_{SP} = N_2/(N_2 - N_1) = 1/(1 - N_1/N_2)$ ,  $N_2$ ,  $N_1$  はそれぞれ上準位  ${}^4I_{13/2}$ , 基底準位  ${}^4I_{15/2}$  の  $\text{Er}^{3+}$  イオン数,  $G$  は信号利得,  $n_0$  は入力光子数とすると, 式(3.26)の右辺は,

$$\begin{aligned}
(\bar{n}^2/\sigma_n^2)_{IN} &= \frac{\langle \hat{n} \rangle^2}{\langle \hat{n}^2 \rangle - \langle \hat{n} \rangle^2} = \frac{n_0^2}{n_0} = n_0 \\
(\bar{n}^2/\sigma_n^2)_{OUT} &= \frac{\{Gn_0 + (G-1)n_{SP}\}^2}{Gn_0 + (G-1)n_{SP} + 2G(G-1)n_0n_{SP} + (G-1)^2n_{SP}^2} \\
&\cong \frac{n_0}{2n_{SP}} \quad (G \gg 1, n_0 \gg n_{SP}) \tag{3.27}
\end{aligned}$$

と表される．式(3.27)を(3.26)に代入すると，

$$NF \cong 2n_{SP} \tag{3.28}$$

となる． $n_{SP}$ は EDF 中の反転分布の状態を表す反転分布パラメータであり，式(3.28)は  $n_{SP}$ が EDFA の NF を決める重要なパラメータであることを表している．反転分布が十分な状態，つまり  $n_{SP} \cong 1$  のとき，NF は量子限界雑音値の 3dB となる．

帰還ループによりレーザ発振している状態では帰還ループの減衰量と EDFA の利得は等しくなる．つまりループの減衰量が減少することで，信号光の利得が圧縮される．これにより，反転分布：小 $\rightarrow N_1/N_2$ ：大となるため  $n_{SP}$  が大きくなり，NF が増加する．理論通り全ての DUT は，帰還ループの減衰量を減少させることによって NF が増加した．

利得が 20 dB の場合に，DUT4 の NF は 4.7 dB であり，フリーラン時と比較して約 0.2 dB 劣化している．これは光帰還による影響であり妥当な値である．DUT3 の NF は他の DUT より 0.3~0.5 dB 高い．これは全ての DUT で励起光電力を揃えて評価を行ったため，200 mW の励起光電力が DUT3 の最適動作には不十分であった可能性がある．反転分布が十分でなければ  $N_1/N_2$  が大きくなり，その結果， $n_{SP}$  が増加して NF は劣化する．

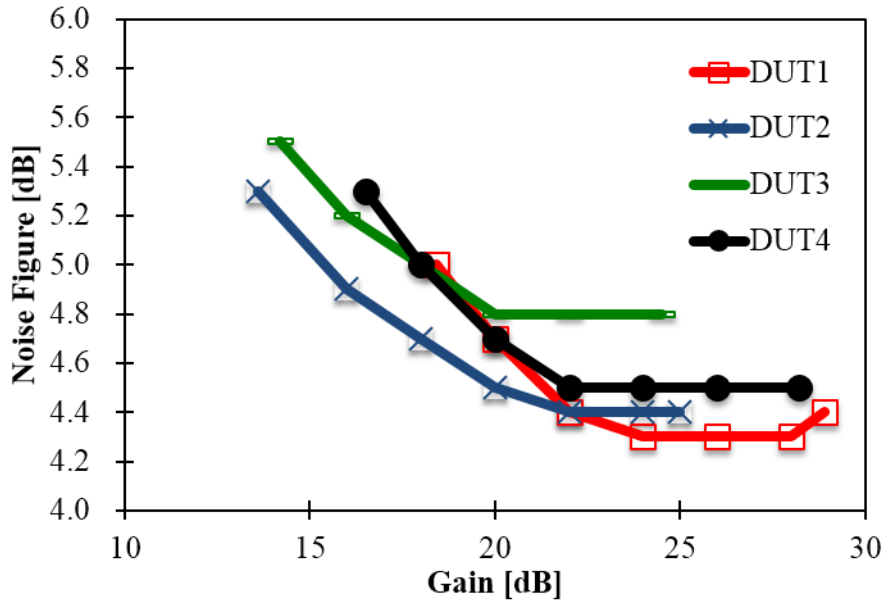


図 3-7 利得に対する雑音指数の変化

次に、case-1 の入力条件で緩和振動を観察する．この測定系では、残存光信号は DUT への入力信号レベルが一定の連続光であり、緩和振動の挙動を観察することが容易である．これまでの評価結果から DUT1 と DUT4 は  $P_f^{IS}$  は異なるが、ほぼ同じ飽和出力電力と利得を有している．緩和振動の詳細な測定を  $P_f^{IS}$  の違いのみで判断するために、この後の評価では DUT1 と DUT4 の 2 つの DUT を使用して比較を行う．

緩和振動は図 3-2 に示す残存光信号に現れる振動であり、帰還ループの周回時間  $\tau_{rt}$  に影響を受ける．文献[29]によると、緩和振動の周波数  $f_{relax}$  および  $\Delta P_{OVER}$  は式(3.29)および式(3.30)で表される．

$$f_{relax} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\bar{P}_f^{out} - \bar{P}_f^{in}}{P_f^{IS} \tau_0 \tau_{rt}}} \quad (3.29)$$

$$\Delta P_{OVER} \approx \frac{10}{\ln 10} \times \frac{1}{4f_{relax} \tau_0} \times \frac{\bar{P}_d^{out} - \bar{P}_d^{in}}{P_s^{IS}} \quad (3.30)$$

ここで、 $d$  および  $s$  はそれぞれ、分岐/挿入光と残存光の波長チャンネルを表す．

式(3.29)から、 $P_f^{IS}$  および、 $\tau_{rt}$  が大きい場合、緩和振動の周波数( $f_{relax}$ )は低くなる．式(3.30)から緩和振動の周波数( $f_{relax}$ )が低いと緩和振動振幅 ( $\Delta P_{OVER}$ ) は大きくなることわかる．

図 3-8 に帰還ループの減衰量を変えて、(a) 利得 : Gain, (b) 利得変動による過渡電力差 (過渡変動量 :  $\Delta P_T$ ), (c) 緩和振動振幅 :  $\Delta P_{OVER}$ , および (d) 緩和振動周波数 :  $f_{relax}$  を測定した結果を示す. 図 3-8 (d) に示す  $f_{relax}$  は帰還ループの減衰量を減少させると高くなる. 帰還ループの減衰量を小さくすると帰還光 (波長  $\lambda_f$ ) の電力が大きくなり, 信号光の利得が抑えられ, 帰還光の増幅率がさらに上がり  $\bar{P}_f^{out} - \bar{P}_f^{in}$  が大きくなるためと考えられる. 図 3-8(c) に示す緩和振動振幅 ( $\Delta P_{OVER}$ ) は 2 つの異なる帰還ループ長で測定した.  $\Delta P_{OVER}$  は, 帰還ループ長に比例する. 帰還ループが長いとフィードバックがかかる時間が遅くなりその間に反転増幅の増減量が大きくなり振動の振幅が大きくなるものと考えられる. 実験結果は 75 m 帰還ループを追加すると  $\Delta P_{OVER}$  は倍増した. しかし短い帰還ループ長に対する減衰量より大きい値で  $\Delta P_{OVER}$  を小さく抑制できる. ただし, 本評価においてはその範囲は狭く, 優位性は少ないと判断する. 図 3-8(b) に示す  $\Delta P_T$  はフリーラン時から DUT4 の方が小さい.  $P^{IS}$  を大きく設計することにより利得変動を抑えられることを示している. また, 帰還ループの減衰量を調整し  $\Delta P_T$  を同じ 0.3 dB にした場合, DUT1 は利得 22 dB (減衰量は 13 dB) であるが, DUT4 は利得 24 dB (減衰量は 20 dB) であり, 信号利得を高く保ったまま利得変動を抑えることが可能である.  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA と利得クランプ手法を補助的な制御技術として採用した BM-EDFA の優位性を示す結果である.

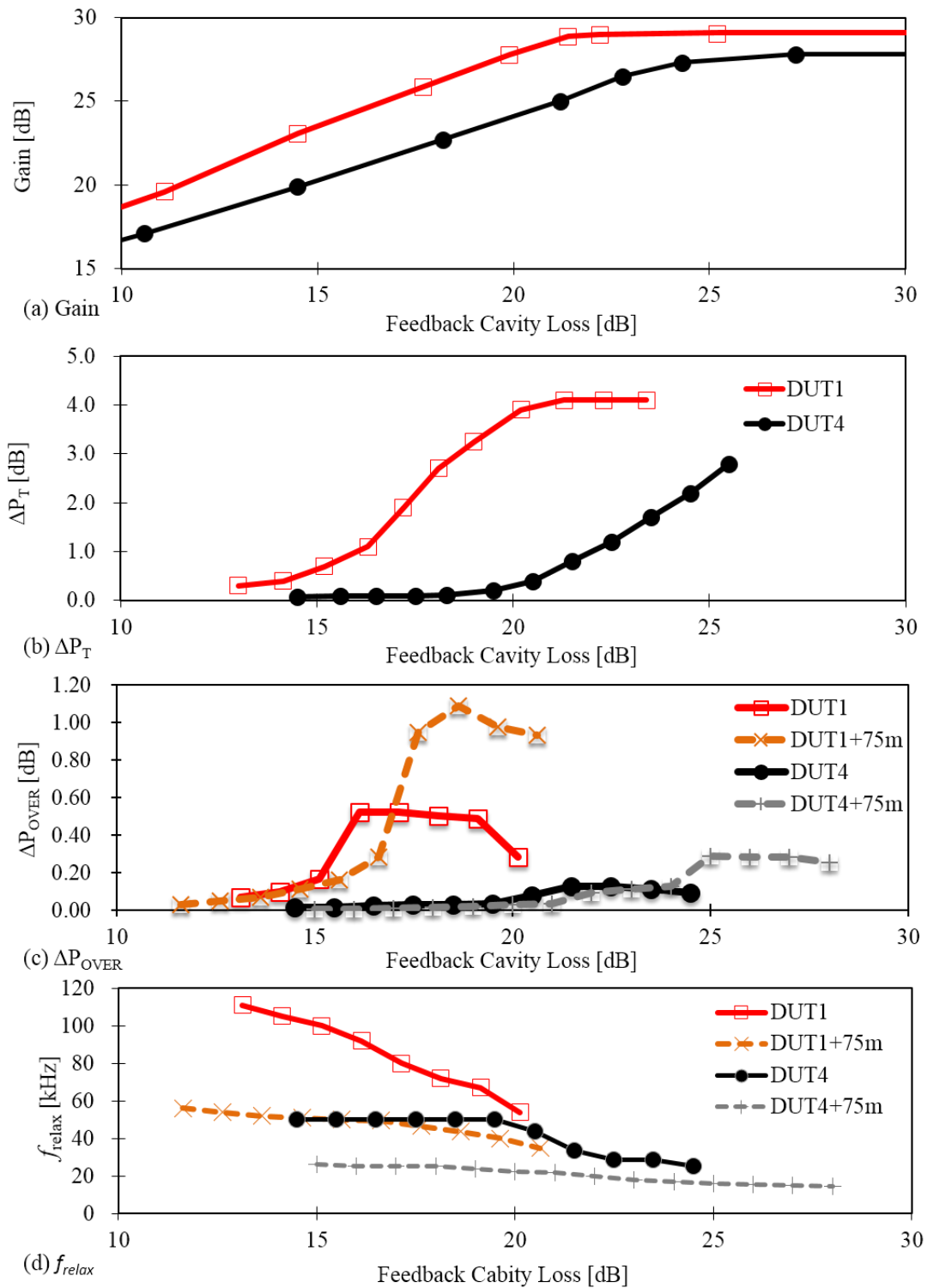


図 3-8 緩和振動の測定結果



次に、case-2 の入力条件で残存波長チャネルの緩和振動の時間波形、アイ波形および Q 値を測定した。光受信装置は、受信した信号を正しく識別するために、自動閾値調整回路を採用していることが多い。その場合、装置内外の電氣的雑音に反応して過剰に閾値が変動するのを避けるため、自動調整周期は長く（数 kHz）設定される。そのため、利得変動により自動調整周期よりも短い時間で大きく振幅が変動する光信号を受信すると、閾値が適切に設定されず、正しい信号識別ができない場合がある。したがって、緩和振動を抑制することは信号を正しく識別するためにも重要である。

図 3-9 に DUT1 に対する緩和振動の時間波形およびアイ波形を示す。図 3-10 は DUT4 に対する緩和振動の時間波形およびアイ波形である。波形は全て 800 $\mu$ s にわたって測定した結果である。DUT1 と DUT4 の過渡変動量が同じ場合の出力波形を比較する。図 3-9 および図 3-10 の(a)は過渡変動量 1.5 dB, (b)は 1.0 dB, (c)は 0.5 dB, (d)は 0.1 dB のそれぞれの波形である。図 3.9(a)では周期的なスパイク波形が観測されているのに対し、図 3.10(a)ではそのようなスパイク波形は見られない。これは、DUT4 に対する緩和振動周波数が低く、周期的波形が包絡線波形に埋もれてしまっているためであり、同じ過渡変動量に対して、DUT4 の緩和振動の周波数 DUT1 に比べて低いことを表す。この結果は、緩和振動の周波数が  $P^{LS}$  に逆比例することを表している式(3.29)に合致している。

緩和振動と利得変動による信号レベル変動は長い時間範囲のアイ波形および Q 値測定時のレベルのゆらぎとしてみるができる。一方、Q 値はレベルのゆらぎがガウス分布していることを前提とした信号品質の指標であり、ガウス分布とは大きく異なるレベルのゆらぎをもたらず緩和振動と利得変動で得られた Q 値は、本来の意味とは異なりそのまま誤り率に変換することはできない。ただし信号の劣化を定量的に測る指標として、本研究では、長時間にわたって測定した Q 値を使用する。Q 値は 1 回の測定時間を 800  $\mu$ s に設定し、それぞれの条件で 20 回計測した。緩和振動による振幅の変化は信号のビットレート (9.95328Gb/s) に比べて非常に遅いため、短い時間で Q 値を測定すると、振幅が異なるだけで同等の Q 値を記録すると考えられる。本評価では、20 回の測定結果から、Q 値の最小値（最小 Q）、最大値（最大 Q）、平均値（平均 Q）を記録した。その結果を表 3-2 に示す。最大 Q と最小 Q の差は、いずれの条件でも 2~4 と変動幅の大きな結果が得られた。

DUT4 の平均 Q 値は DUT1 に比べてすべての条件で高く、DUT4 の信号品質は DUT1 よりも良いと言える。また過渡変動量を 0.1 dB まで抑制した場合、利得はフリーラン時よりも 7 dB 圧縮され Q 値も劣化するが、DUT1 と比較して 2 dB 利得を高く保てる DUT4 では Q 値の劣化も抑えられた。利得クランプ手法を併

用することで DUT1 でも ( $P^{IS}$  の大きさに依存せず) 効果を得ることが確認できたが,  $P^{IS}$  の大きな EDFA である DUT4 は, より相乗的に利得変動を抑制できたことを示している. (a)~(d)の全ての条件で, DUT4 の利得は DUT1 と比較して 2 dB 高かった. これは, 過渡変動量を DUT4 と同じにするために DUT1 はより多く利得を圧縮するために帰還ループの減衰量を小さくしなければならず, 帰還光が増加したことで, 反転分布量が減少し, 信号光に対して十分な増幅ができなかった結果と考える. このことは, 信号利得を高く保ったまま利得変動を抑えることが可能であるという,  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA と利得クランプ手法を補助的な制御技術として採用した BM-EDFA の優位性を示す結果である.

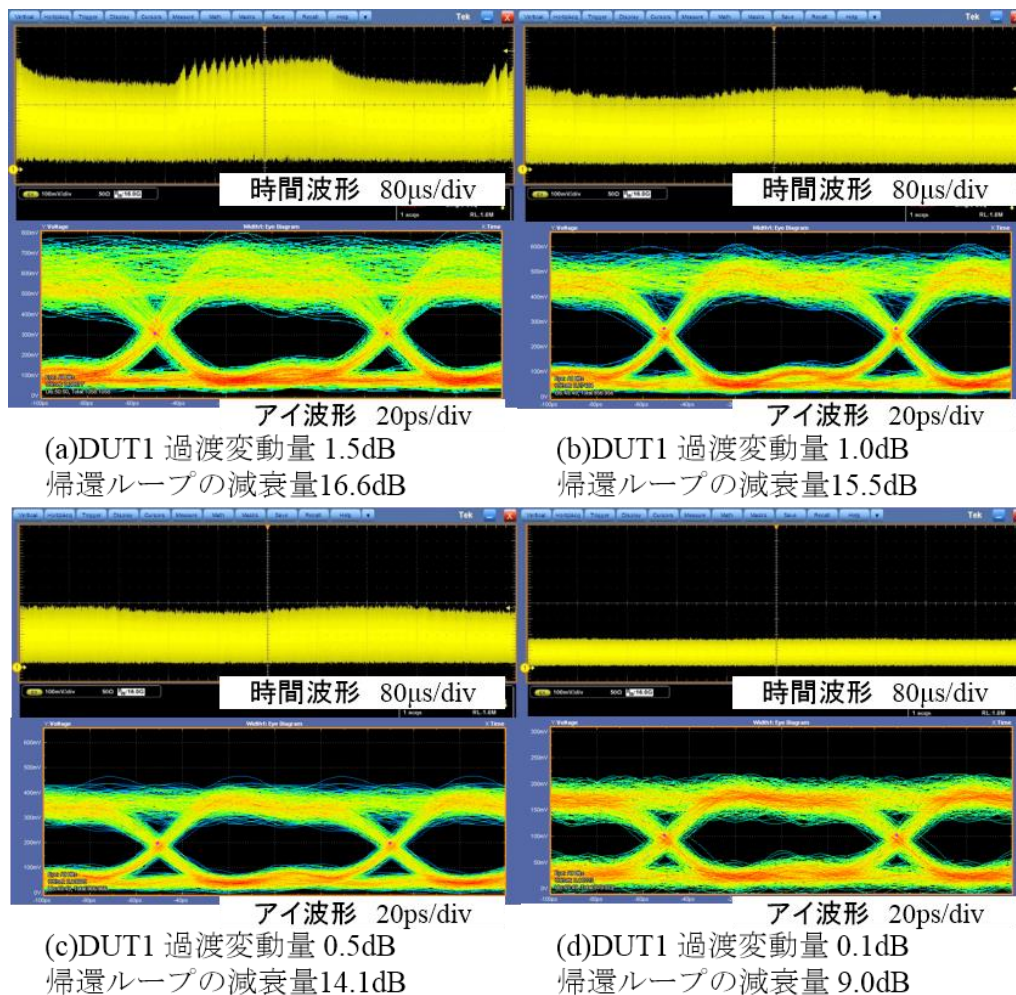


図 3-9 DUT1 に対する緩和振動の時間波形とアイ波形

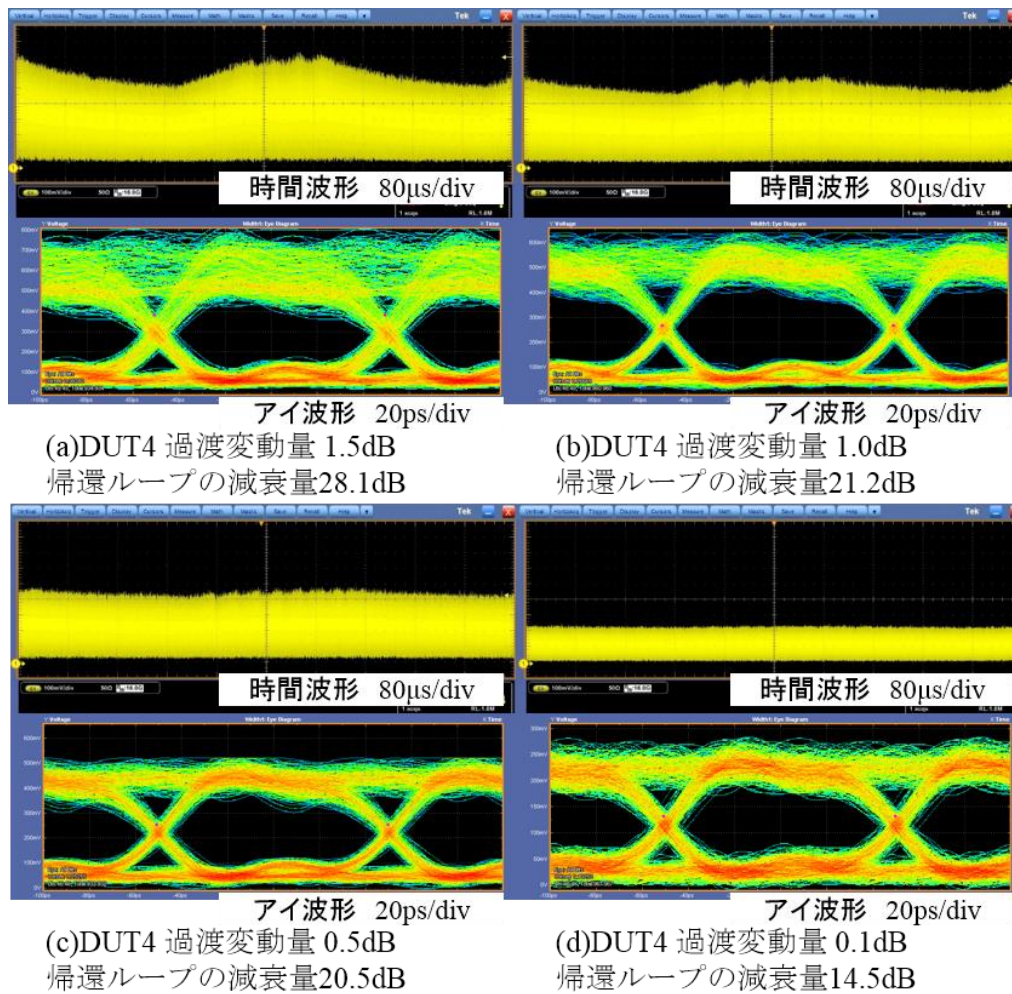


図 3-10 DUT4 に対する緩和振動の時間波形とアイ波形

表 3-2 各 DUT の測定結果

	a)		b)		c)		d)	
	DUT1	DUT4	DUT1	DUT4	DUT1	DUT4	DUT1	DUT4
利得 [dB]	25	27	23	25	22	24	18	20
平均 Q	7.69	7.85	7.60	7.88	7.27	7.43	5.85	6.40
最大 Q	9.25	9.34	10.22	9.01	8.93	8.42	7.39	8.37
最小 Q	6.63	6.09	6.09	6.46	5.71	6.43	4.85	4.65

### 3.3.2 市販の光ファイバ増幅器における利得変動と緩和振動の評価

次に市販されている EDFA を用いて分岐/挿入光信号の利得変動評価を行った。図 3-11 に利得変動と緩和振動の大きさを測定するための測定系を示す。DUT は 10 波長の光パケット信号と 1 波長の連続光を光増幅する。使用した波長は 1546.92 nm から 100 GHz 間隔で 1554.94 nm までの 11 波長であり、このうちの 1554.94 nm を連続光とした。これらの波長を用いたのは、次章で適用を検討する、光パケット・光パス統合ネットワークにおいて採用されている光パケット用 10 波長と、光パス用の 1 波長に対応させるためである。10 波長の光パケット信号は、CW 光源からの 10 波長の連続光を、アレイ導波路型回折格子 (Arrayed Waveguide Grating: AWG) で多重し、パルスパターン発生器 (Pulse Pattern Generator: PPG1) からの符号長  $511(2^9-1)$  bit の 10 Gb/s NRZ PRBS 信号により駆動されたニオブ酸リチウム変調器 (LiNbO<sub>3</sub> Modulator: LNM) で強度変調することにより生成した。トラヒック率の変化を模擬するために、PPG2 を用いて任意の周期で音響光学変調器 (Acousto Optic Modulator: AOM) を駆動して 10 波長一括でパケット化し 10 波長の同期パケット信号を発生させた。光帰還ループは、光帰還波長を選択するための帯域幅 0.8 nm の OPBF、光帰還減衰量 ( $1/\beta$ ) を制御する VOA3 から成る。

光帰還波長は 1530 nm 付近に設定した。次章で BM-EDFA の適用を検討する光パケット・光パス統合ネットワークでは、光信号として波長 1531.90 nm ~ 1563.05 nm の 100 GHz 間隔 40 波長チャネルを用いており、帰還波長を 1530 nm とすれば、光パケット・光パス統合ノードでの信号光波長チャネルに影響を与えない。O/E の前に設置した帯域幅 0.8 nm の OBPF は、DSO で利得変動波形および Q 値の変化を直接測定する波長チャネルを選択するために用いた。

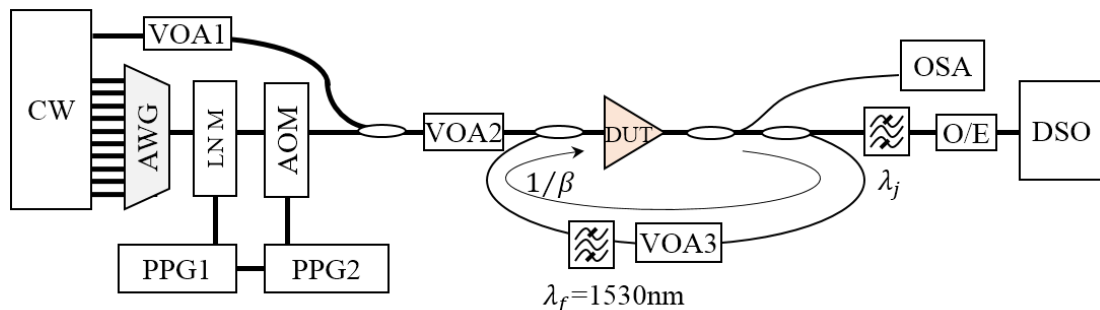


図 3-11 測定系

この測定系を使用して、表 3-3 に示す 5 つの EDFA の特性を比較した。DUT1

と DUT2 は異なる製造メーカから市販されている従来型の EDFA であり, DUT3 は  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA, DUT4 は電気制御 AGC 型 EDFA であり, DUT5 は利得クランプ手法を補助的な制御手段として併用した  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA で構成される BM-EDFA である. 帰還ループの減衰量を変えた時のそれぞれの DUT の小信号利得を図 3-12 に示す. ただし, DUT4 の内部には電気回路による AGC ループが, DUT5 の内部には固定の光帰還ループが, それぞれ備えられており, 二重の帰還ループを避けるため, 外部での光帰還ループは構成しなかった. また, 励起光源の駆動電力はそれぞれの DUT の推奨値(調整できる範囲の最大値)とした.

表 3-3 DUT の概要

No.	概要
DUT1	市販されている従来型の EDFA
DUT2	市販されている従来型の EDFA (DUT1 とは別製造メーカ品)
DUT3	$P^{IS}$ を大きく設計した EDFA
DUT4	電気制御 AGC 型 EDFA
DUT5	BM-EDFA

はじめに, 波長 1554.94nm の連続光を入力信号とした場合の利得特性を測定した. DUT5 の利得は光帰還ループにより圧縮されており 15 dB と最も低い値で, DUT3 にループ減衰量 25 dB で利得クランプ手法を併用した場合と同等であった. DUT3 の場合, フリーラン時 (帰還ループの減衰量: 50 dB 時) に約 20 dB であった利得は, 帰還ループの減衰量が 41 dB より減少すると利得が減りはじめ, 10 dB の時に約 11 dB となり, 光帰還ループなしの場合に比べて利得は約 10 dB 減少し, 光帰還ループによる利得圧縮効果を確認できた.



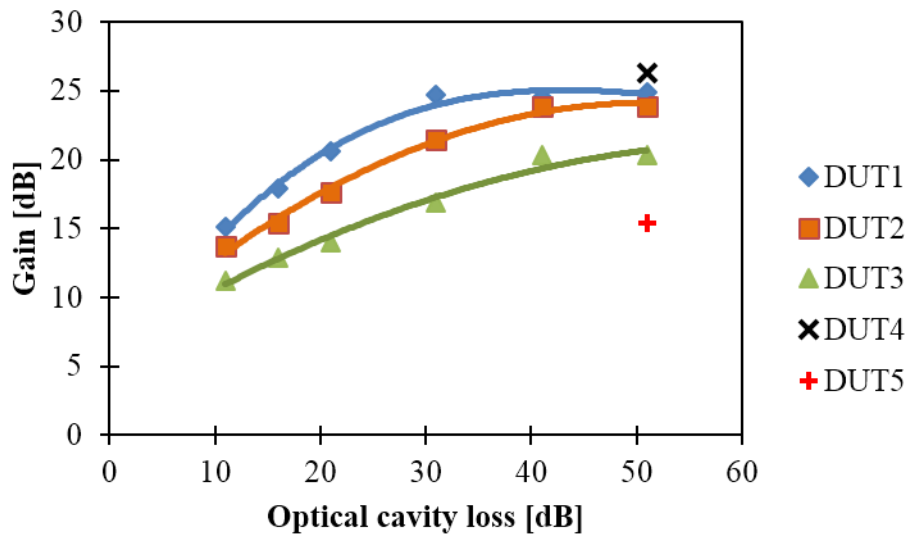


図 3-12 帰還ループの減衰量と利得

次に、AOM を常時オン状態に設定し 10 波長の 10Gb/s 光信号と連続光の 11 波長を入力信号とし、それぞれの DUT に対して同じ光出力電力 ( $P_j^{out}$ ) を得られるように VOA2 を設定し、利得の過渡変動現象とアイ波形を観察した。次に、光パケットのトラヒック率が 0.1~50 %、および光パケット長が 137ns と 16.4 $\mu$ s の 2 種類になるように PPG2 のデータを変化させ、20 $\mu$ s の測定時間で Q 値と利得変動時間波形を測定した。

図 3-13 は、それぞれの条件で測定された Q 値を示している。従来型の EDFA である DUT1 と DUT2 はすべての光パケット信号条件で Q 値が低くなっている。これは利得変動による振幅変動が原因と考えられる。最も高い Q 値を観測したのは光パケット長 16.4 $\mu$ s、トラヒック率 50% のパケット信号を DUT4 で増幅した場合であったが、トラヒック率が低く、光パケット長が短い条件（パケット長 137ns は 64 バイトの 10 ギガビット・イーサネット (Giga-bit Ethernet: GbE) フレーム時間にあたる) では DUT5 より DUT4 の Q 値は低くなった。多くの電気 AGC 制御では、その利得制御帰還周期が製造時に設定されており、一般的に粒度の細かい信号に対しては制御が追いつかない。加えて、3.3.1 節で述べたように、光受信装置の受信信号閾値も粒度の細かい信号に対しては制御が追いつかないため、長い時間範囲の Q 値測定結果を定量的に測れる波形劣化の指標として使用する。

DUT5 の結果は、パケット長が長く、トラヒック率が高い場合に DUT4 より Q 値が低い。この結果は、本評価では測定しなかったが、利得クランプ手法による NF の劣化が原因と考えられる。しかし、DUT5 は増幅するパケット信号の条

件が変化しても  $Q$  値の変化幅が小さく安定した品質の高い信号を出力できることを示している. この結果からも  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA と補助的な制御技術である利得クランプ手法を併用して使用することで, 長い時間スケールにわたって利得変動を抑制することが可能であると言える. 一方, 電気 AGC 制御では光パケット長やトラヒック率に合わせた制御手法を検討する必要がある.

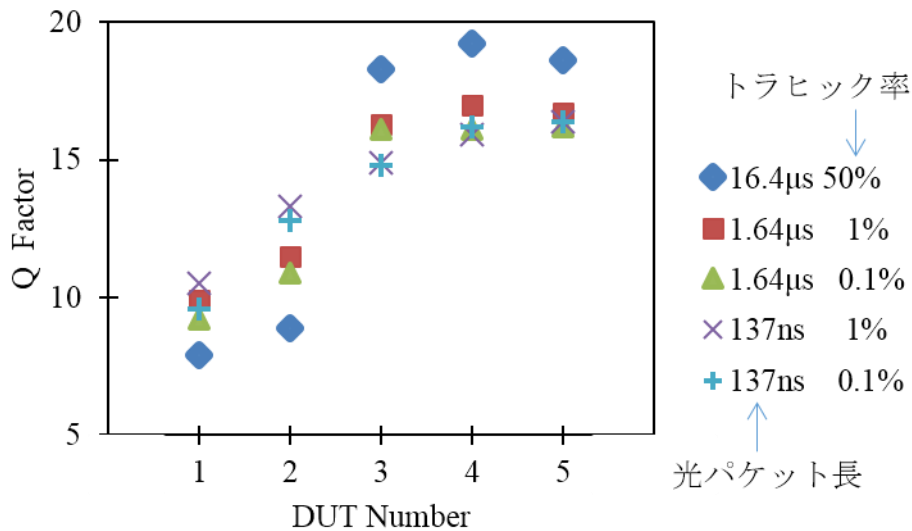


図 3-13 光パケット長, トラヒック率を変化させた場合の  $Q$  値

図 3-14 は光パケット長  $1.64\mu\text{s}$ , トラヒック率 1%の信号を増幅した場合の出力の時間波形とアイ波形を示している. DUT1, 2, 3 に関しては光帰還ループの減衰量を  $10\text{ dB}$  とした利得クランプ手法を併用した結果も示した. 利得クランプ手法の使用により, これらの DUT の出力波形の  $Q$  値は向上するが, 図 3-12 に示すように利得を犠牲にしてしまい, DUT5 よりも利得が低くなる. 図 3-14 にて, DUT1, 2 のアイ波形を利得クランプ手法の有無で比較すると, 利得変動がアイ波形の劣化を引き起こして, 受信信号の  $Q$  値が減少することが明らかである.

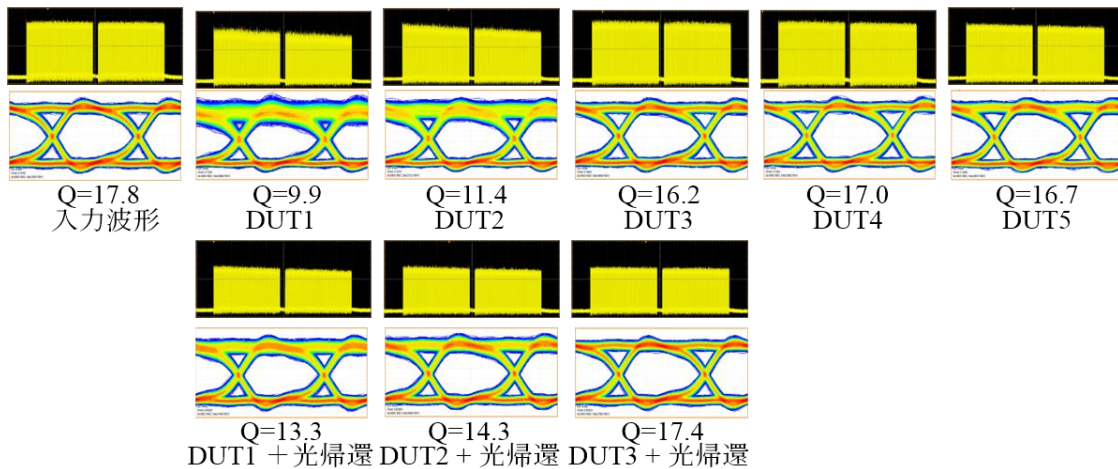


図 3-14 各 DUT の時間波形とアイ波形

BM-EDFA である DUT5 の利得変動は、無視できる程小さく、増幅するパケット信号の条件が変わっても安定した  $Q$  値が観測された。しかし、光帰還ループの使用により別の波形劣化要因となる緩和振動が引き起こされる[30]。

式(3.29)で表される緩和振動の周波数は信号光の周波数に比べて非常に低いため、緩和振動の評価はパケット信号の時間波形よりも光回線交換の時間波形で行うほうが良い。光回線交換を模擬し、かつ、緩和振動を観測しやすいように、分岐/挿入される光波長チャネルの分岐/挿入周期を 1 kHz とした場合の、残存光波長チャネルの緩和振動を図 3-15～17 に示す。図 3-15 は DUT1 を用い、光帰還ループの減衰量を 50 dB～10 dB まで変化させて測定した結果であり、図 3-16 及び図 3-17 は DUT3 及び DUT5 の測定結果である。図 3-15 に示すように光帰還ループの減衰量が 35 dB より小さくなると緩和振動が観測され、その振幅は光帰還ループの減衰量を減少させると徐々に大きくなる。さらに光帰還ループの減衰量を減少させると緩和振動の振幅は減少に転じる。

DUT1 の場合、光帰還ループの減衰量を 10 dB とした場合（赤線）に残存する緩和振動の振幅は約 0.6 dB、過渡変動量は約 1 dB である。図 3-12 よりこのときの DUT1 の利得は 15 dB であり、DUT5 の利得とほぼ同じである。DUT5 の場合は、緩和振動の振幅 0.1 dB、過渡変動量 0.3 dB 未満であった。

この結果からも、BM-EDFA は従来型の EDFA と同じ利得を確保しながら利得変動を抑制できることがわかる。DUT3 と光帰還ループの減衰量を 10 dB とした利得クランプ手法を併用した場合、緩和振動の振幅および過渡変動量は 0.1 dB 未満となるが、利得は約 10 dB まで圧縮されるため、システムのレベルダイヤグラムを鑑みて、残留利得変動量および圧縮される利得のバランスを決める必要がある。



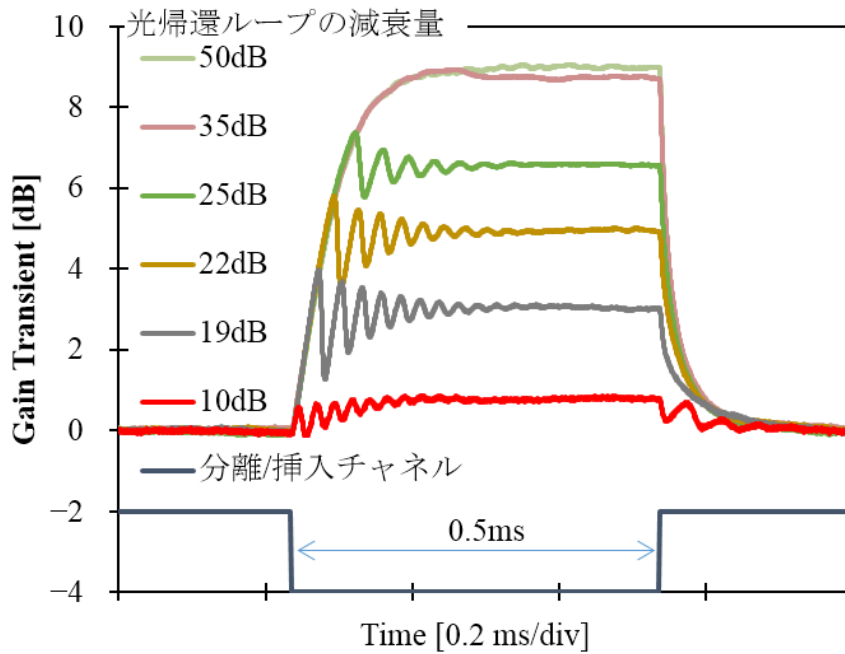


図 3-15 DUT1 出力の緩和振動波形

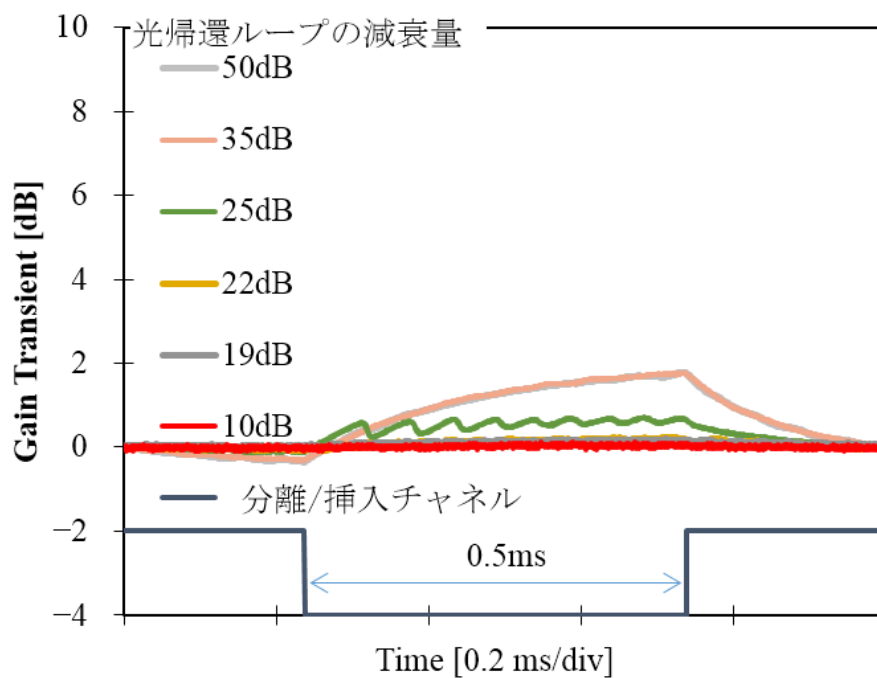


図 3-16 DUT3 出力の緩和振動波形

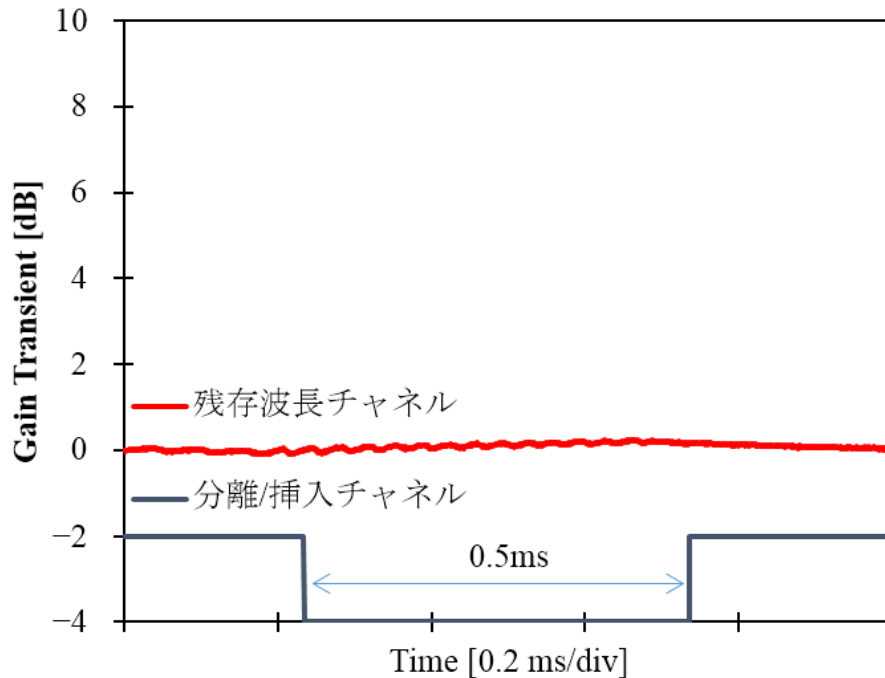


図 3-17 DUT5 出力の緩和振動波形

次に、光パケット交換を模擬した短い周期で光波長チャンネルの分岐/挿入が行われる場合の評価を行う。この場合、利得変動の速度よりも早い周期で光パケット交換が行われるため、利得変動の影響は少なくなる。

図 3-18 に、分岐/挿入される光波長チャンネルのパケット長、トラヒック率を変えたときの残存光波長チャンネルの利得変動量を示す。DUT1 と DUT2 については、分岐/挿入される光波長チャンネルの平均電力に大きく影響され、パケット長  $16.4\mu\text{s}$ 、トラヒック率 50% の場合に残存光波長チャンネルの利得変動が最も大きくなり、パケット長  $137\text{ns}$ 、トラヒック率 0.1% の場合に残存光波長チャンネルの利得変動が最も小さくなった。パケット長  $16.4\mu\text{s}$ 、トラヒック率 50% の場合の各 DUT の残存光波長チャンネルの利得変動量を図 3-19 に、パケット長  $137\text{ns}$ 、トラヒック率 0.1% の場合の各 DUT の残存光波長チャンネルの利得変動量を図 3-20 に示す。緩和振動の周期はパケットの周期に比較して遅いため利得変動と識別できない。利得変動の大きさは、利得クランプ手法を伴わない場合の利得変動に比べて小さく、これらの結果は、利得クランプ手法と組み合わせる EDF としては  $P^{\text{IS}}$  を大きく設計した EDF を採用したほうが、利得変動および緩和振動を抑制できることを示している。

BM-EDFA は従来型の EDFA と同じ利得を確保しながら、光パケット・光パス統合ネットワークで伝送される 10 波長光パケットのパケット長  $137\text{ns}$  から

16.4ns, トラヒック率 0.1~50%の光パケット信号を増幅した場合において, 利得変動を抑制できることがわかった.

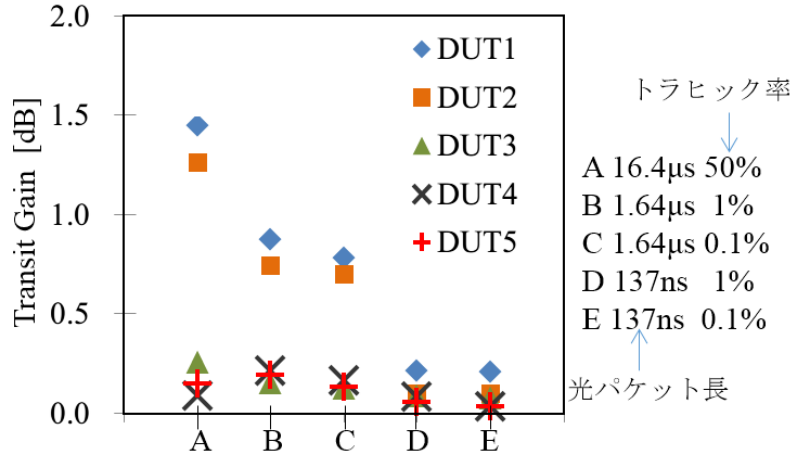


図 3-18 パケット長, トラヒック率を変化させた時の利得変動量

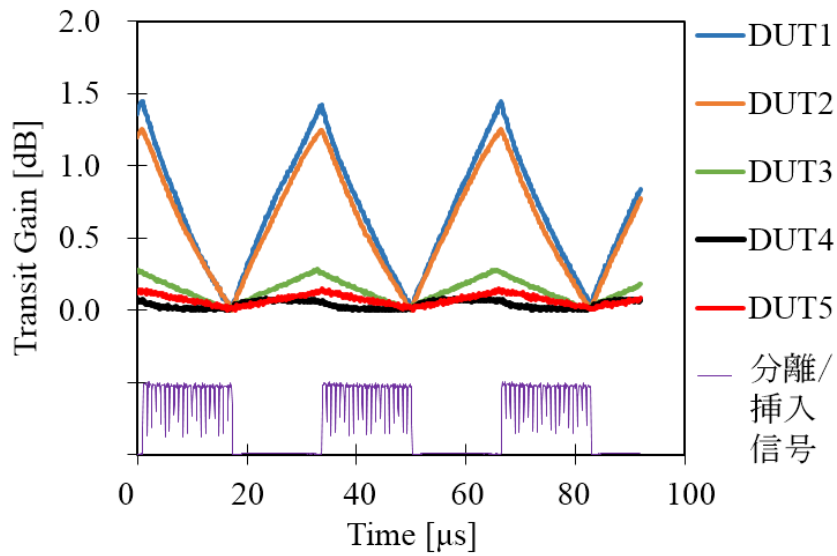


図 3-19 パケット長 16.4μs, トラヒック率 50%時の利得変動量

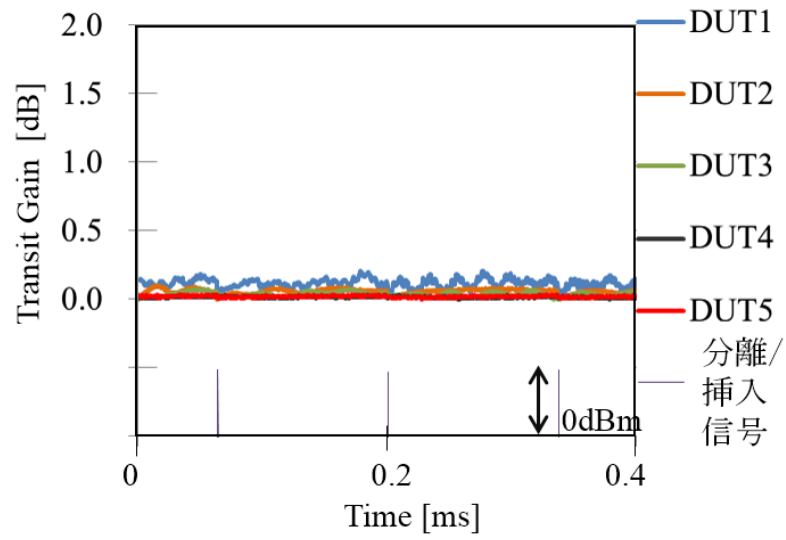


図 3-20 パケット長 137ns, トラヒック率 0.1%時の利得変動量

### 3.4 L帯バーストモード対応光ファイバ増幅器

アクセスネットワークにおいて、受動光ネットワーク (Passive Optical Network: PON) や FTTH (Fiber To The Home) システムなど、加入者宅にまで直接光ファイバを接続するシステムでは、消費電力と費用の厳格な管理を必要とする [31][32]. PON システムにおいて、消費電力と費用を低減するため、複数の加入者宅にサービスを提供するそれぞれシステムの構成には、電源を必要としない光分波器を介したポイント・ツー・マルチポイント構成が採用されている. ブロードバンドアクセスシステムへの加入者の継続的な増加に対応するため、波長帯の有効利用を含めた通信容量の拡大方法が検討されている [33]. 利用チャンネル数が増加すると一度に分岐/挿入されるチャンネル数が増加し、通信距離を伸ばすために使用される光増幅器への入力信号電力が大きく変動する可能性が増加している [34].

加えて PON システムにおいては、WDM-PON の複数同時運用や動的波長帯域割り当てなどを柔軟に行うために光終端装置 (Optical Network Unit: ONU) を再構成可能とするシステムの研究が進められている [35]. このようなシステムは、ネットワークの正常動作を維持するために入力光信号電力の変動に依らず利得一定で動作する光増幅器を必要とする.

一方、PON システムにおいて、加入者の自宅に設置された ONU が、PON システム全体の約 60% の電力を消費している [36]. したがって、ONU の消費電力の低減は、光アクセスネットワークにおいて極めて重要な課題である. ONU のスリープモードは、電力消費量を低減する一つの方法として研究されてきた [37][38]. スリープモード時のパイロット信号はバースト信号となる.

また、検討が進められている次世代 10G イーサネット・システム [39][40] や、L 帯の光信号を扱うシスコ製 ONS15454 のようないくつかの市販の製品は、入力光電力の変動やネットワークの再構成によって生じる利得変動を抑制する光増幅器を必要とする.

これまで、固有飽和電力  $P^S$  が大きくなるように設計した EDF と補助的な制御技術である利得クランプ手法を組み合わせた BM-EDFA を使用することで、時間スケールの長短にかかわらず利得変動を抑制できることを述べてきた. しかし、 $P^S$  が大きくなるように設計した L 帯光信号増幅用の EDFA はこれまでに報告がない. そこで、次世代光ネットワークにて信号光帯域拡大が検討されている L 帯でのパケット信号伝送においても  $P^S$  が大きくなるように設計した EDFA によりレベル変動を抑制した光増幅が可能であることを実証するため、L 帯の光

信号増幅用に  $P^{\text{IS}}$  が大きくなるように設計した EDFA を試作した。

ここでは、DUTとして4つのL帯EDFAを評価する。DUT1, 2, 3は異なる特性を有する市販のL帯EDFAであり、DUT4は $P^{\text{IS}}$ を大きく設計したL帯EDFAである。L帯用に初めて $P^{\text{IS}}$ を大きく設計したEDFを使用するため、利得クランプ手法を併用せずにバーストモード対応の効果を確認する。表3-4にそれぞれのDUTの仕様書記載の利得および雑音指数を示す。なお、()内に表示された値は、光入力電力-20 dBm時の実測値である。

表 3-4 各 DUT の利得および雑音指数

項目	DUT1	DUT2	DUT3	DUT4
利得 [dB]	35 (32)	27 (33)	22 (30)	(21)
雑音指数[dB]	5.6 (6.0)	5.5 (5.9)	5.0 (5.9)	(5.9)

図3-21(a)にL帯EDFAの測定系を示す。DUTには図3-21(b)に示す8波長のチャンネルを多重化した光信号を入力する。そのうち7波長チャンネルの信号は1 kHz周期で繰り返し分岐/挿入され、1波長チャンネルの信号は常に受信される残存光波長チャンネルとする。分岐/挿入光波長チャンネルはCWからの7波長の連続光をAWGで合波した後に、PPG1で生成した繰り返し周波数1 kHzの矩形信号で駆動されたLNM(LN1)により強度変調されている。残存光波長チャンネルはCWからの1波長の連続光をPPG2で発生させた符号長 $511(2^9-1)$ bitの10 Gb/s NRZ PRBSで駆動されたLNM(LN2)により変調されている。VOA1は残存光波長チャンネルの光電力を分岐/挿入波長チャンネルの1波長チャンネルと同じにするために配置した。分岐/挿入光波長チャンネルおよび残存光波長チャンネルは光合波器で合波され、DUTへの入力光電力を調整するVOA2を経てDUTに入力される。DUTで増幅された信号は帯域0.8 nmのOBPFにより波形やビット誤り率の測定をする波長チャンネル( $\lambda_j$ )が選択され、O/E変換される。DUTの入出力部には光波長スペクトラムおよび信号電力を観測するため光分波器を介してOPM1, OPM2端子を設けた。この測定系を使用して、4つのL帯EDFAの特性をそれぞれ測定し、比較を行った。

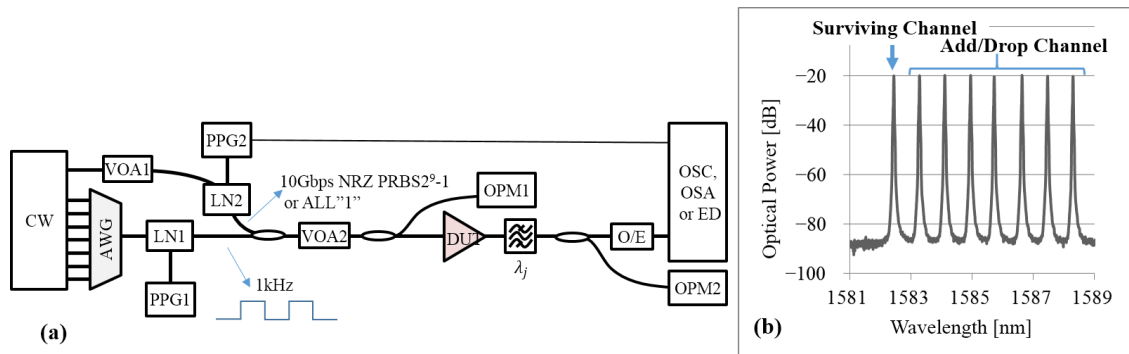


図 3-21 測定系と信号スペクトラム

まず初めに、全ての DUT の利得を揃えて特性の比較を行うため、利得の最も低い DUT4 に合わせて、光入力電力  $-20$  dBm 時に利得が  $21$  dB になるように、各 DUT の励起光源駆動電流をそれぞれ設定した。入力信号光電力の変動による EDFA の利得変動の大きさは、出力光電力の大きさに依存するため[23]、利得変動を比較するには、DUT の出力光電力を揃えることが必要である。それぞれの DUT の入力光電力に対する利得測定結果を、図 3-22 に示す。入力光電力が  $-50$  dBm  $\sim$   $-5$  dBm の範囲での利得平坦度を比較すると、DUT4 は測定誤差を含め利得偏差は  $0.8$  dB 未満で最も平坦であり、線形性が最も良い。

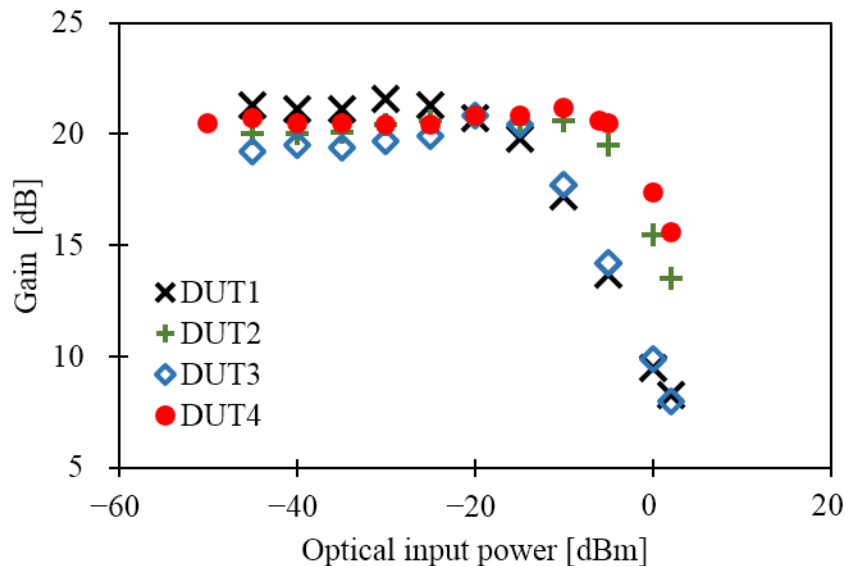


図 3-22 各 DUT の入力光信号電力に対する利得特性の測定結果

それぞれの DUT の入力光信号電力に対する NF の測定結果を図 3-23 に示す。DUT4 の NF は、入力光電力が  $-10.0$  dBm と  $-20.0$  dBm のとき、それぞれ  $5.6$  dB と  $5.9$  dB であり、4 つの DUT の中で最小であった。ただし、 $-20$  dBm 入力時の利得を励起光源の駆動電流を調整して全ての DUT で等しく  $21$  dB に揃えたため、励起光源の電流を制限せずに最大利得で使用する場合（表 3-3 に示した NF）に比べて DUT4 以外の NF は劣化している。入力光電力が  $-20.0$  dBm のとき、最大利得で使用するとして、DUT1, DUT2, DUT3 の NF を測定すると、それぞれ  $6.0$  dB,  $5.9$  dB,  $5.9$  dB であったが、利得を  $21$  dB に揃えた場合には、それぞれ  $8.1$  dB,  $10.5$  dB,  $6.5$  dB であった。このように励起光源への注入電流を利得が最大となるように調整しない場合には、NF が増加し、雑音特性は劣化する。また、DUT1 と DUT3 では、入力電力の増加とともに NF も増大し雑音特性が劣化している。この劣化がはじまる入力光電力は利得の低下がはじまる電力と一致している。利得の低下、つまり反転分布が十分ではなくなるために  $N_2$  が小さくなり、 $n_{SP}$  が増加して NF が増加するためである。

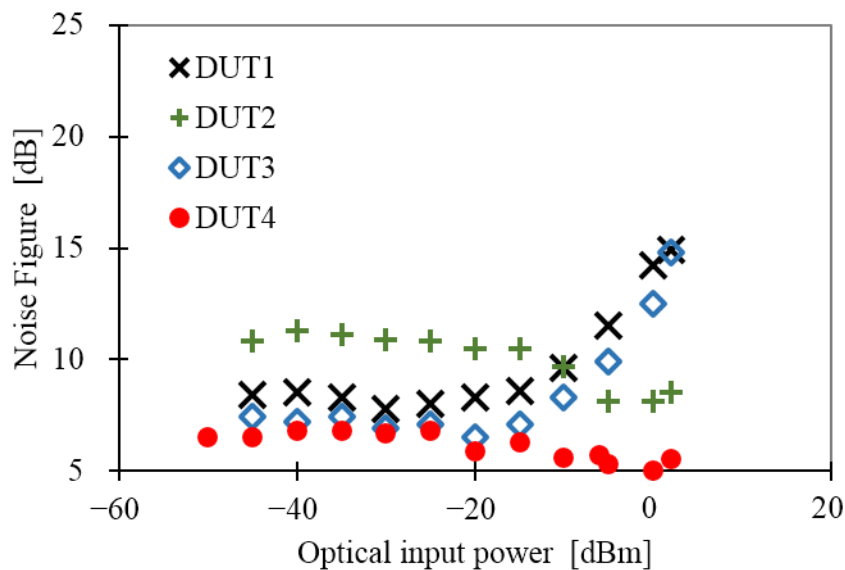


図 3-23 各 DUT の入力光信号電力に対する雑音指数の測定結果

市販されている L 帯 EDFA12 製品の仕様書に記載されているそれぞれの利得と NF を図 3-24 に示す。一般的に、L 帯 EDFA は、長波長側で利得を得るために反転分布量を減らした長尺な EDF を使用し、ファイバ前半で発生した  $1550$  nm



帯の ASE 光をファイバ後半で励起光として利用して信号増幅を行う。そのため、C 帯 EDFA に比べて  $N_2$  が小さくなり  $n_{SP}$  が増加して NF も増加する。

DUT4 の利得と NF は、 $-20$  dBm 入力時にそれぞれ 21 dB と 5.9 dB である。利得変動を抑制するために  $P^{IS}$  を大きく設計した L 帯用 EDF を採用しても市販の EDFA と同等な特性が得られていることがわかる。

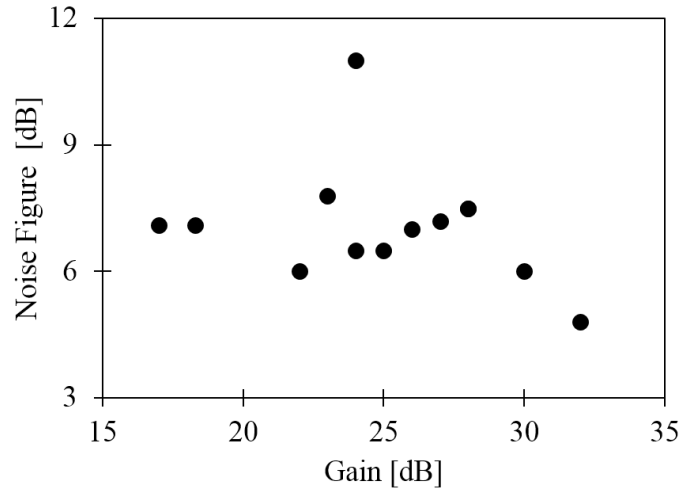


図 3-24 市販されている L 帯 EDFA12 製品の利得と雑音指数の関係

図 3-25 に、パルス幅  $500 \mu\text{s}$  の光信号を  $1 \text{ ms}$  周期で入力した時のそれぞれの DUT からの出力波形の測定結果を示す。図 3-25(a), (b)は、分岐/挿入されたチャネルの時間波形である。図 3-25(a)に示すように、入力平均光電力が  $-20.0$  dBm の場合には DUT4 を除くすべての DUT の出力で利得変動が観測された。

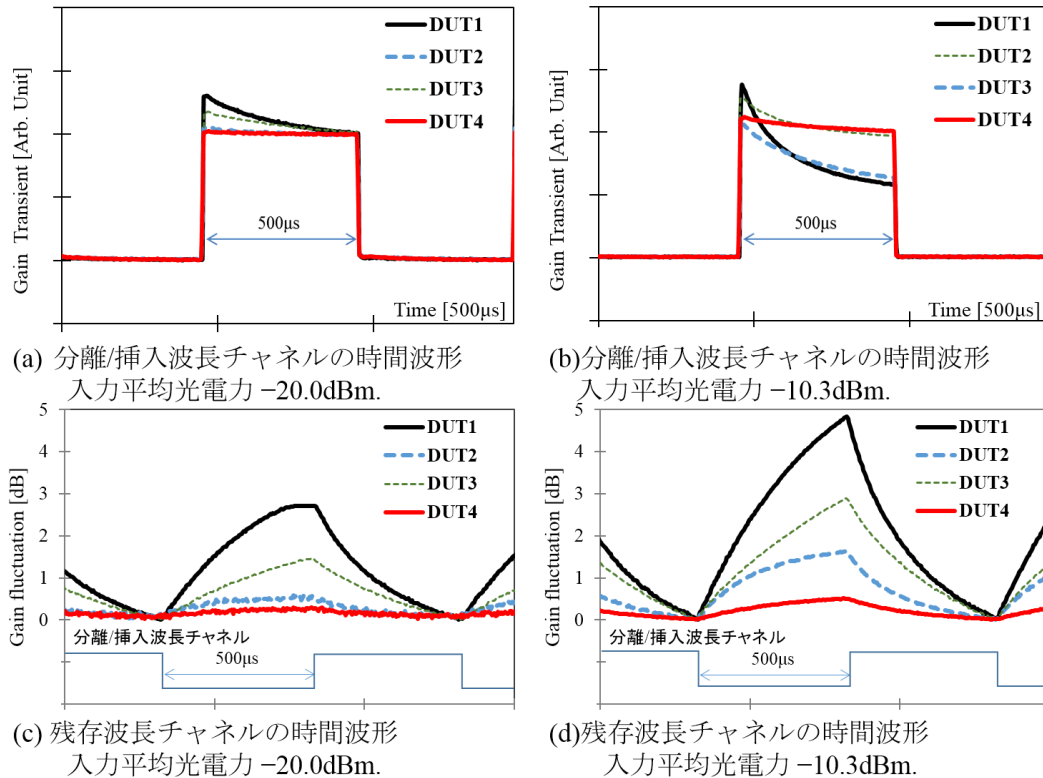


図 3-25 分岐/挿入波長チャンネルおよび残存波長チャンネル信号の時間波形

一方、さらに入力平均光電力を  $-10.3\text{ dBm}$  に大きくすると、図 3-25(b)に示すように DUT4 の出力時間波形にも利得変動が確認された。入力光信号の電力変動に対する過渡利得の緩和時間は、式(3.11)に示すように固有飽和電力  $P^{\text{IS}}$  の関数となる。 $P^{\text{IS}}$  を大きくすることにより、式(3.13)に示すように利得の飽和を起きにくくし、利得変動を低減できるが、さらに大きな入力光信号の電力変動に対しても利得変動を抑制するには、追加の制御手法を検討する必要がある。

図 3-25(c), (d)に残存波長チャンネルの利得変動を示す。入力平均光電力が  $-20.0\text{ dBm}$  のとき、図 3-25(c)に示すように全ての DUT において残存波長チャンネル信号に過渡的な利得変動が確認できる。しかし、その変動量は DUT4 では約  $0.2\text{ dB}$  であった。入力平均光電力が  $-10.3\text{ dBm}$  のときでも、図 3-25(d)に示すように DUT4 の残存波長チャンネルの出力利得変動を  $0.5\text{ dB}$  以下に抑制することができる。

最後に、利得変動の影響を信号品質で確認するために、符号長  $511(2^9 - 1)\text{bit}$  の  $10\text{ Gb/s}$  NRZ PRBS で変調された残存波長チャンネルの BER を測定した。LN1 はオフ状態として、残存波長チャンネルのみを DUT で増幅した時の O/E 受光電力を横軸とし、各 DUT の BER を 10 秒間測定した結果を図 3-26 に示す。DUT1~3

の出力には利得変動が有り，BER 測定中の閾値は固定しているため，振幅の変動は雑音とみなされ BER が劣化した．従来型の光ファイバ増幅器に比較して，DUT4 の BER は良好であることがわかる．

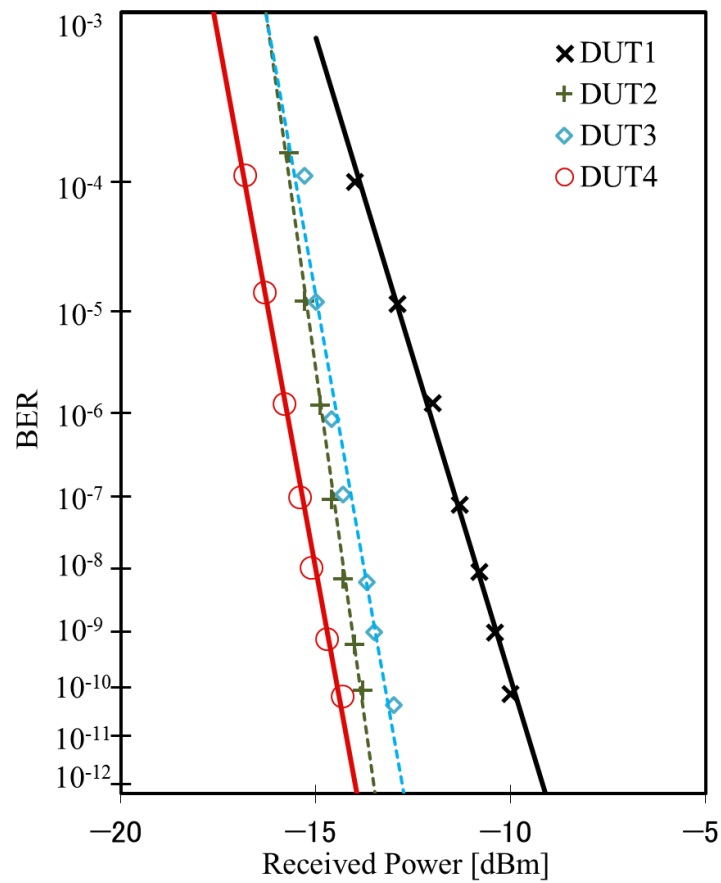


図 3-26 残存波長チャネルの BER

## 3.5 結言

本章では、EDFの基本パラメータである固有飽和電力  $P^{\text{IS}}$  を大きく設計することで利得変動を抑制する手法を述べた後、さらに利得変動を抑制するための電気回路の追加を必要としない利得変動抑制手法である利得クランプ手法について説明した。これら2つの手法を組み合わせた BM-EDFA を試作し、その利得変動と緩和振動の特性評価および伝送特性の評価を行った。

励起光電力を 200 mW とした場合、 $P^{\text{IS}}$  を大きく設計した EDFA の利得は従来の EDFA より約 1 dB 低い一方、飽和出力光電力は、どちらも約 +13 dBm で同じであった。

さらに、利得クランプ手法を補助的な利得変動抑制手法として採用した BM-EDFA の特性を評価し、利得変動をさらに抑制できることを示した。帰還ループの減衰量を調節して利得を 20 dB に設定した場合の雑音指数は 4.7 dB であり、一般的に妥当な特性が得られた。信号利得を高く保ったまま利得変動を抑えることが可能であるという、 $P^{\text{IS}}$  を大きく設計した EDFA と利得クランプ手法を補助的な制御手法として採用した BM-EDFA の優位性を示す結果を得た。本評価の条件下で、BM-EDFA は従来型の EDFA と同じ利得を確保しながら、光パケット・光パス統合ネットワークで伝送される 10 波長光パケットに対して、パケット長を 137ns から 16.4ns、トラヒック率を 0.1% から 50% まで変化させて、光パケット信号の光増幅を行った場合において、利得変動を抑制できることを示した。

この技術を L 帯の光信号を増幅する EDFA に適用し、試作機により利得変動の抑制効果を確認した。-20 dBm 入力時の利得と雑音指数はそれぞれ 21 dB と 5.9 dB であり、利得変動を抑制するために  $P^{\text{IS}}$  を大きく設計した L 帯用 EDF を採用しても市販されている従来型の EDFA と同等な特性が得られた。次世代の帯域拡大要求により L 帯への拡大があっても本技術で

BM-EDFA は、C 帯、L 帯の電力変動のある動的な入力光信号に対してその増幅出力の利得変動を、利得変動制御用の電気回路を追加することなく抑制できることを示した。

## 第4章 光パケット・光パス統合ネットワークへの適用

### 4.1 緒言

本章では、次世代光ネットワークの有望な候補として研究開発が進められている、光パケット・光パス統合ネットワークへの BM-EDFA の適用を検討する。光パケット・光パス統合ノードの構成について説明したうえで、光パケット・光パス統合ネットワークでは、光信号電力の安定化が必須であることを述べる。そのうえで、BM-EDFA をノードにおける入出力増幅器として適用することで受信信号品質を殆ど劣化させることなく光パケット交換、光回線交換が可能であることを実験により検証する。加えて、波長資源の効率的な利用を実現するために、光パケット交換と光回線交換の波長資源の境界を高速に制御する技術実装の検討を行う。

### 4.2 光パケット・光パス統合ネットワークの概要

情報通信研究機構で研究開発を進めているリングネットワーク用の光パケット・光パス統合(Optical Packet and Circuit Integrated: OPCI)ノードの外観写真および構成を図 4-1 に示す。光パケット・光パス統合ネットワークでは、それぞれ別の波長帯域を割り当てられた光パケットと光パスが WDM 技術により同一光ファイバを用いて伝送されており、光パケット交換 (Optical Packet Switching: OPS) による光パケットリンクと光回線交換 (Optical Circuit Switching: OCS) による光パスリンクを共存させることができ、ユーザは利用シーンに合わせて、ベストエフォート型サービスと QoS 保証型のサービスを選択することが可能となる。光パケット・光パス統合ネットワークでは、ITU-T 勧告[41]に準じた、1531.90 nm から 1563.05 nm までの 100 GHz 間隔 40 波長チャネルを波長資源としている。光パケット・光パス統合ノードは、主に、光パケットスイッチ、再構成可能な光信号分岐/挿入装置 (Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexing: ROADM)、光パケット送受信器、光パス送受信機 (7 波長分)、光増幅器から構成される。光パケットスイッチは 4×4 の SOA 光スイッチとスイッチコントローラから構成される。また、光分岐/挿入装置は、波長資源調整装置と光パススイッチを兼用しており、波長選択スイッチ (Wavelength Selective Switch: WSS) が用いられている。光パケット・光パス統合ノードは 2 つの入出力ポート (2×2) を持ち、

それぞれ光パケット・光パス統合リングネットワーク，クライアントネットワークに接続される．クライアントネットワークとのインタフェースは 10GbE であり，クライアントネットワークから入力された 10GbE フレームは，光パケット送受信機では 10 波長の 10 Gb/s 信号による 100 Gb/s 多波長光パケットに，光パス送受信機では 10 Gb/s 光伝達網(Optical Transport Network: OTN)フレームにそれぞれ收容される．光パケット・光パス統合ノードからクライアントネットワークへは，多波長光パケットや OTN フレームから 10GbE フレームが取り出される．光パケット・光パス統合ネットワーク側から光パケット・光パス統合ノードに入力される光パケットと光パスは，光分岐装置によって光波長帯域ごとに分岐される．一方，光パスは波長単位で分岐される．光パケットは光パケットスイッチにより，光パスは光分岐/挿入装置によってそれぞれ経路が切り替えられる．

一方，光パケット・光パス統合ネットワーク側に出力される光パケットと光パス信号は，光挿入装置によって合波される．この光分岐/挿入装置のポートごとの透過波長帯域を制御することで光パケットリンク用と光パスリンク用への割り当て波長帯域の変更が可能となる．

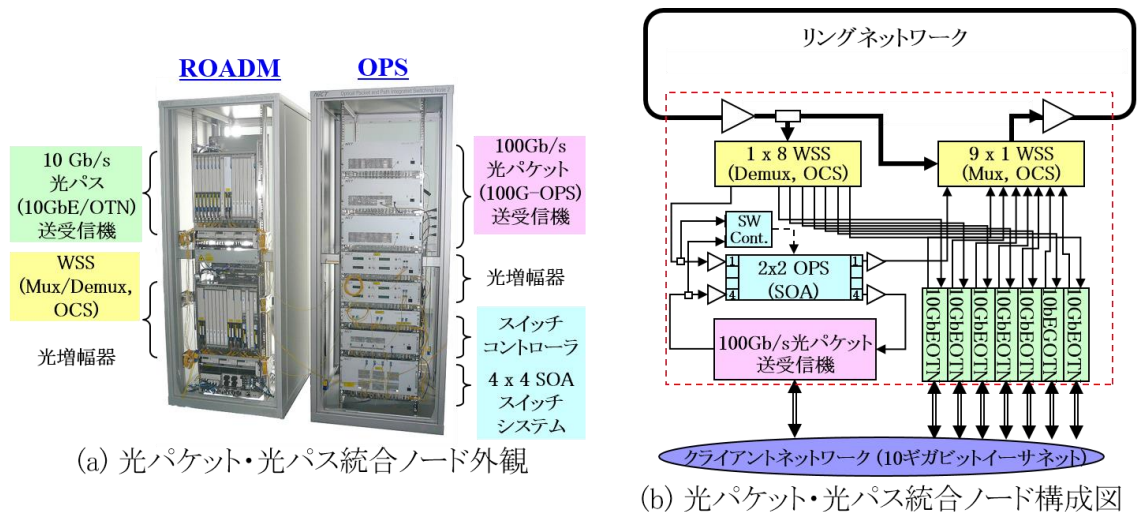


図 4-1 光パケット・光パス統合ノードの外観 (a) および構成図 (b)

図 4-2 に光パケット・光パス統合ネットワーク内を伝送する，多波長光パケット信号のフォーマットを示す．多波長光パケット信号には波長が異なる 10 波長の 10 Gb/s 光ペイロードが多重化されており，その全ビットレートは  $10 \times 10$  Gb/s である．收容可能な 10GbE フレームサイズは，64~9604 Byte である．10GbE

フレームは、8 Byte 毎に分割され、10 波長分の光ペイロードに順次割り当てられる。10GbE フレームの内容は変更されることなく、そのまま光パケットに收容されるため、IP アドレスや MAC アドレスなどは変更されない。また、光パケットの宛先ラベルは 8 bit であり、宛先ラベルを含む 8 Byte の経路ヘッダを  $\lambda_1$  の光ペイロードの先頭部分に付加する。また、全ての光ペイロードの先頭に、受信時のデータ・クロック再生を容易にするためのプリアンブル信号 12 Byte およびフレーム開始識別子 4 Byte を付加する。

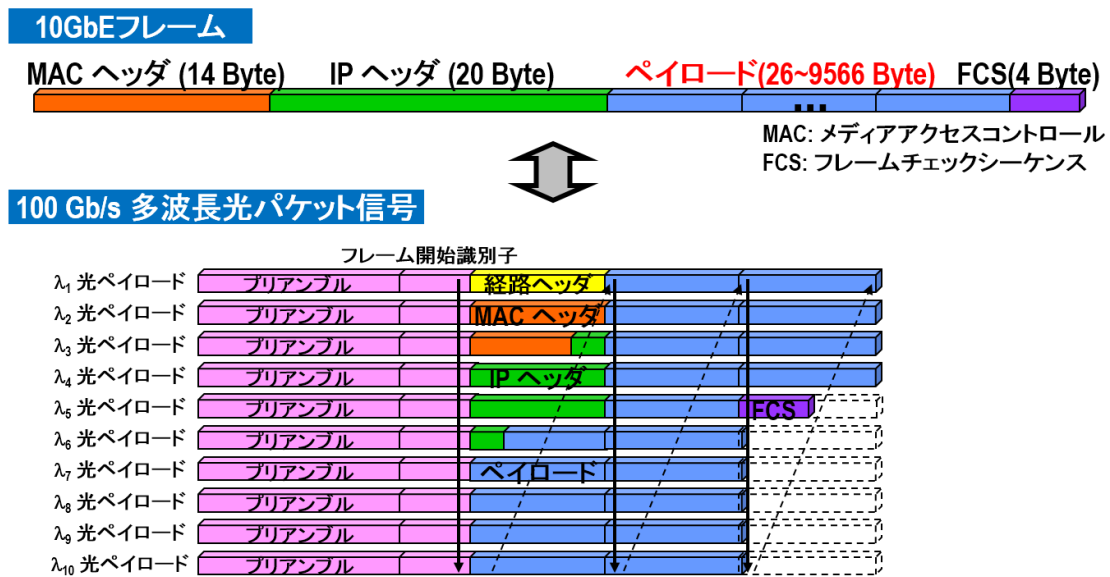


図 4-2 100Gb/s 多波長光パケット信号フォーマット

## 4.3 BM-EDFA を実装した OPCI ノード間の伝送特性評価

本節では、BM-EDFA を実装した光パケット・光パス統合ノードを用いた伝送特性評価を行う。光パケット・光パス統合ネットワークでは光回線交換による信号電力変動に加えて光パケット交換による電力変動も発生するためネットワーク内の信号光電力の変動が大きい。現在、所定の信号品質を確保するために光パケット・光パス統合ネットワークで使用する光波長数には下限が設定されている。そこで、 $P^S$  を大きく設計した EDFA と補助的な利得変動制御手法である利得クランプ手法を併用した BM-EDFA を適用した場合の光パケット・光パス統合ネットワークを流れる光信号の信号品質を評価し、BM-EDFA の有効性を検証する。前章で、光パケット・光パス統合ネットワーク内を流れる光パケットを模擬し、その増幅特性を評価した。本節では、実際にネットワーク内を流れる光信号を用い、さらに信号光電力の変動が大きいネットワークで用いた場合の BM-EDFA の有効性を検証する。

### 4.3.1 OPCI ノード間の伝送特性測定系

図4-3にパケットフレーム誤り率(Frame Error Rate: FER)を測定する測定系を示す。OPS/OCS 混在の WDM 信号としては前述した光パケット・光パス統合ノード信号を使用した。光パケット・光パス統合ネットワークのクライアント側ネットワークとのインタフェースである 10GbE フレームのサイズは、64 Byte から 9604 Byte まで使用可能であるが、本評価では、一般的に電気パケット交換で使用されている 1518 Byte とした。1518 Byte の信号は光パケット送信機にて、光パケット長 137ns の 10 波長の 10 Gb/s 信号に変換され、100 Gb/s の光パケット信号となる。2 台の光パケット・光パス統合ノードを使用して、光パケット・光パス統合ネットワークを構成した。ノード 1 の出力を光分波器で分岐し評価用の伝送路に送出した。分岐された信号光は伝送される光波長チャネル数を増減させる OBPF を通り、反射を防ぐための光アイソレータを通過する。DUT の入力信号のスペクトラムおよび VOA1 で調整された電力を観測するために、DUT の入力部に光分波器を設置した。DUT の出力は光カップラで分岐され、それぞれ光パケット受信機、光パス受信機への入力光電力を規定値に調整する VOA2, 3, 波長帯域を選択する OBPF を通り、光パケット受信機、光パス受信機に接続さ



れる。

受信した信号の信号品質を評価するため、雑音を重畳するための光分波器を受信機の前に設置する。雑音源は、光ファイバ増幅器の ASE 光雑音を利用し、雑音量の指標となる光信号対雑音比(Optical Signal to Noise Ratio: OSNR)を VOA4 で調整する。

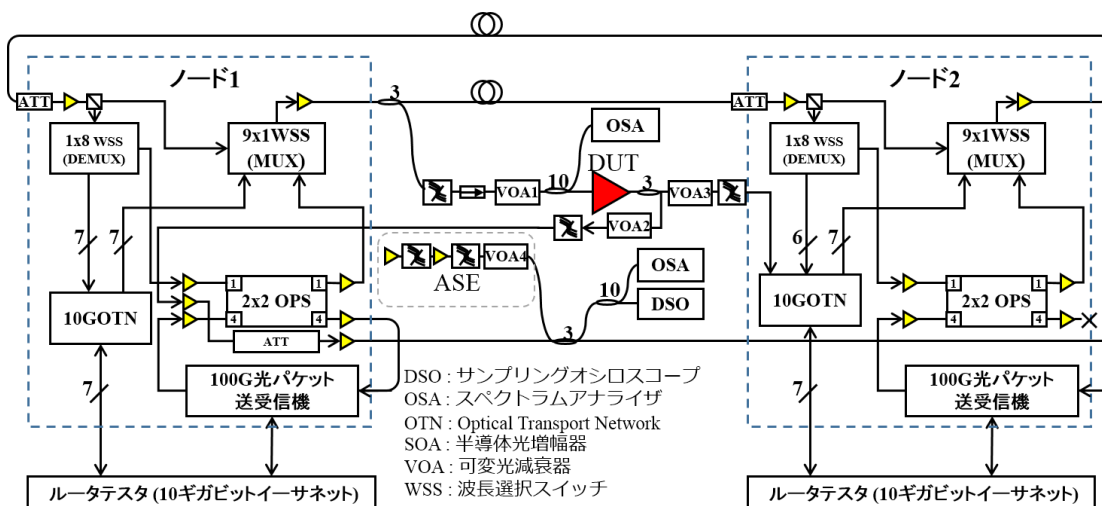


図 4-3 光パケット・光パス統合ノードを用いた伝送特性測定系

評価に用いるパケット信号は、ルータ試験器のトラヒック作成機能を用いて、フレーム長、フレーム間隔を表 4-1 に示す「疎」、「密」2通りの 10GbE フレームを作り、トラヒック率が疎の場合と密の場合を設定した。

表 4-1 パケット信号条件

種類	トラヒック率	フレーム長	フレーム間隔
疎	0.013 %	1518 Byte	1250K Byte
密	9.7 %	1518 Byte	250 Byte

10 GbE フレームは、光パケット・光パス統合ノードの光パケット送信機において、1547.72~1554.94 nm の 100 GHz 間隔 10 波長チャネルの光パケット信号に変換される[12]。変換されたペイロード信号の 1 波長チャネルの時間波形を図 4-4(a)に示す。疎、密、ともにパケット長は 137 ns で、パケット間隔は疎: 1 ms, 密: 1.28  $\mu$ s である。疎条件および、密条件の時間波形をそれぞれ図 4-4(c), 図 4-4(d)に示す。光パス信号はパケット用の 10 波長チャネルを挟むように、長波長側に 5 波長、短波長側に 9 波長、それぞれ 10 Gb/s の信号が 100 GHz 間隔で配

置された, 合計 24 波長, 240 Gb/s の WDM 光信号である (図 4-4(b)).

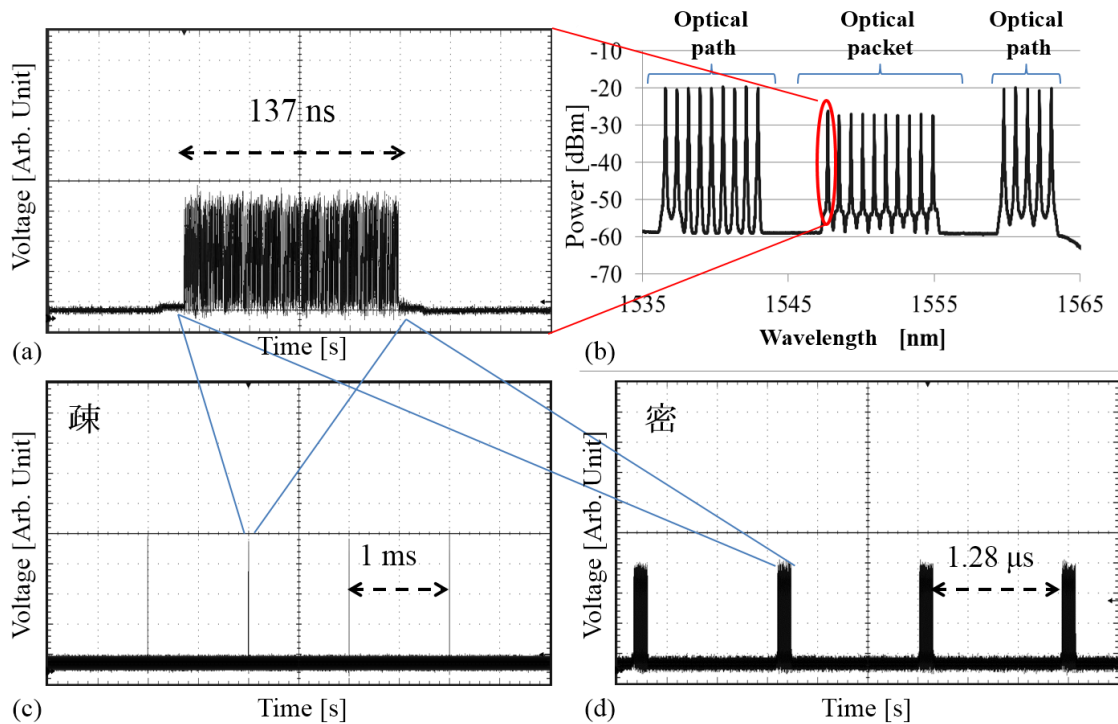


図 4-4 光パケット 1 波長チャネルの時間波形および信号光の波長スペクトラム

この測定系において, 3.3.2 節で使用した 5 つの EDFA を DUT として使用した. それらの概要は表 4-2 に示すとおりである.

表 4-2 図 4-3 の評価系で用いた DUT の概要

No.	概要
DUT1	市販されている従来型の EDFA
DUT2	市販されている従来型の EDFA (DUT1 とは別製造メーカー品)
DUT3	$P^{IS}$ を大きく設計した EDFA
DUT4	電気制御 AGC 型 EDFA
DUT5	BM-EDFA

### 4.3.2 利得変動特性の評価

まず初めに, 光パケット信号 10 波長チャネルと光パス信号 14 波長チャネルを収容する波長帯域を DUT の入力側に置かれた OBPF で設定し, VOA1 によって各 DUT の入力電力をそれぞれの最適値に設定する. また, DUT の出力側に置か

れた VOA2 によってトランスポンダへの入力レベルを最適値に設定する。そして、DUT の入力側に置かれた OBPF を調整して入力波長数を減らし、DUT 出力（光パケット信号送受信機の入力）における波形を観測した。

また、ASE 光電力の調整により OSNR を変えて、波長数を変更した際の FER を測定した。

図 4-5～9 は、光パス信号の入力波長チャンネル数を変化させた時の各 DUT の出力スペクトラムである。凡例が示すのは光パケット信号 10 波長チャンネルと同時に伝送されている光パス信号の波長数である。例えば 14paths は、光パケット信号 10 波長チャンネルと同時に光パス信号 14 波長チャンネルが伝送される場合である。DUT1, 2, 3 を用いた場合の出力光スペクトラムを図 4-5, 図 4-6, 図 4-7 にそれぞれ示す。光パス信号の波長チャンネル数を 14（黒線）から、10（緑線）、4（赤線）、1（青線）と変えた場合、残存光波長チャンネルの出力電力はいずれの波長チャンネルに対してもほぼ等しく増加した。増加した電力は DUT1 が約 6 dB, DUT2 が約 4 dB, DUT3 が約 3 dB である。DUT1, 2 では光パス信号の波長チャンネル数が 14 から 10 に減った場合でも出力スペクトラムが約 1 dB 増加するが、DUT3 では、スペクトラムに変化はみられなかった。これは、 $P^{\text{IS}}$  を大きく設計したことによって利得変動を抑制できたことを示す結果である。

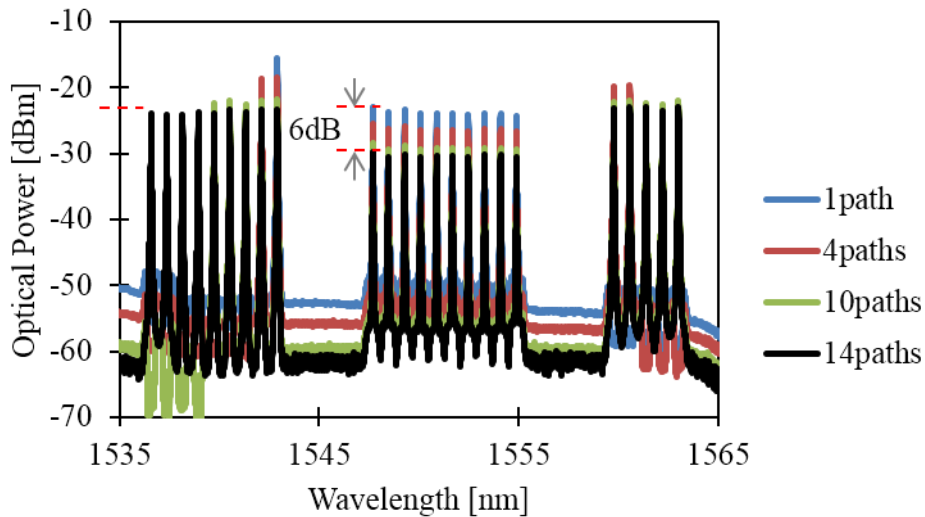


図 4-5 DUT1 出力光信号のスペクトラム

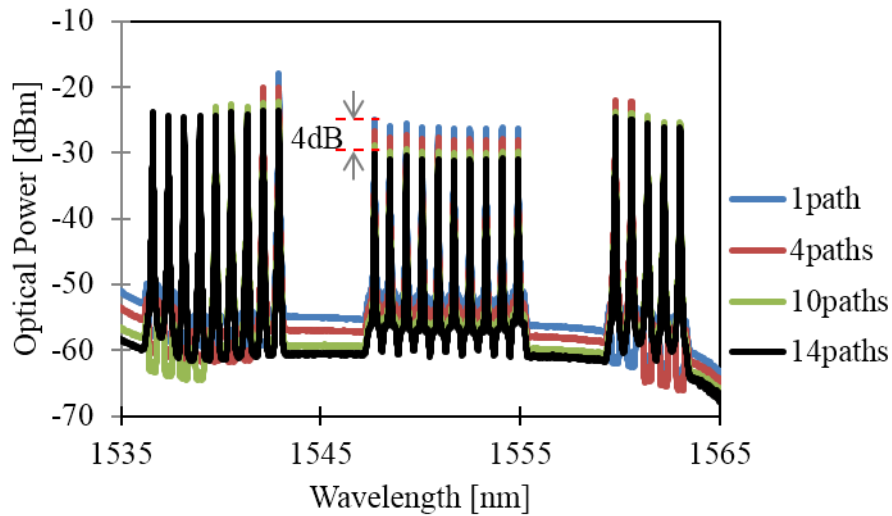


図 4-6 DUT2 出力光信号のスペクトラム

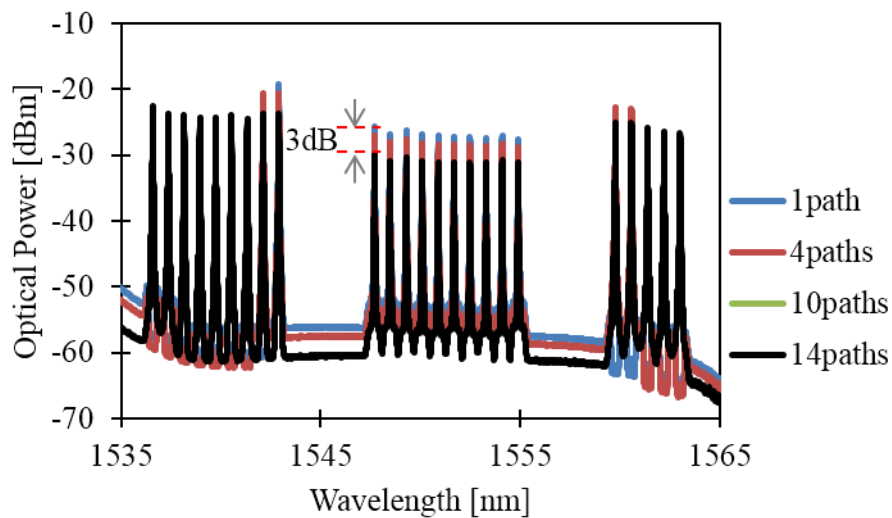


図 4-7 DUT3 の出力光信号のスペクトラム

同じ条件下で光パス信号の波長チャンネル数を変えた時の DUT4 出力光のスペクトラムを図 4-8 に示す. 電気 AGC によってそれぞれの光波長チャンネルのピーク電力が制御されており, DUT1, 2 より変動を小さく抑制できている. 但し, 光パス信号の波長チャンネル数が 14 から 1 に変化した時の残存光波長チャンネルのピーク電力は約 1.5 dB 減っており, 従来型 EDFA である DUT1, 2 を用いた場合の結果とは逆の利得特性の変化が観測された. これは, 電気 AGC による利得制御が過剰, もしくは, 電力変動と利得制御の設定条件がここでの実験条件と

異なっていたためと考えられる。

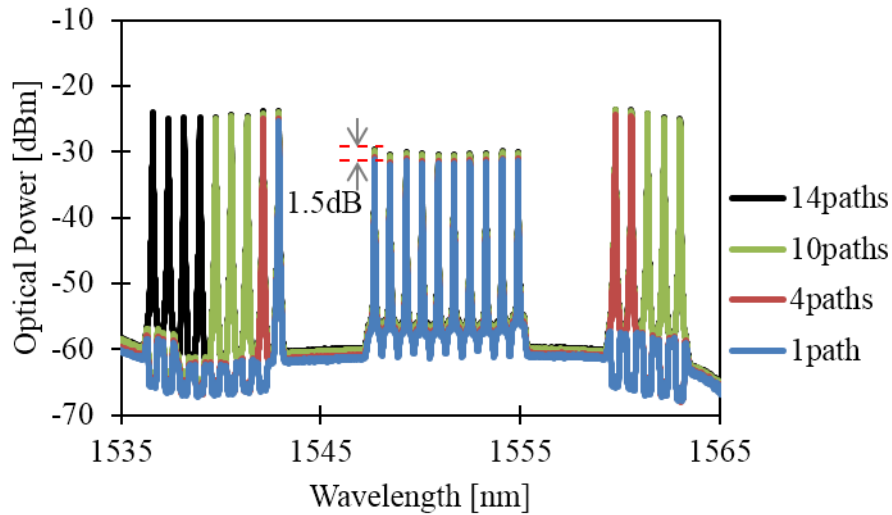


図 4-8 DUT4 の出力光信号のスペクトラム

DUT5 の出力スペクトラムを図 4-9 に示す。光パス信号の波長チャンネル数を 14 から 1 に変化させても残存波長チャンネルの電力変化は観測されなかった。このように 1 波長チャンネルのみ残存する場合でも利得変動を抑制するためには、 $P^S$  を大きく設計するだけでなく、利得クランプ手法の併用が効果的である。

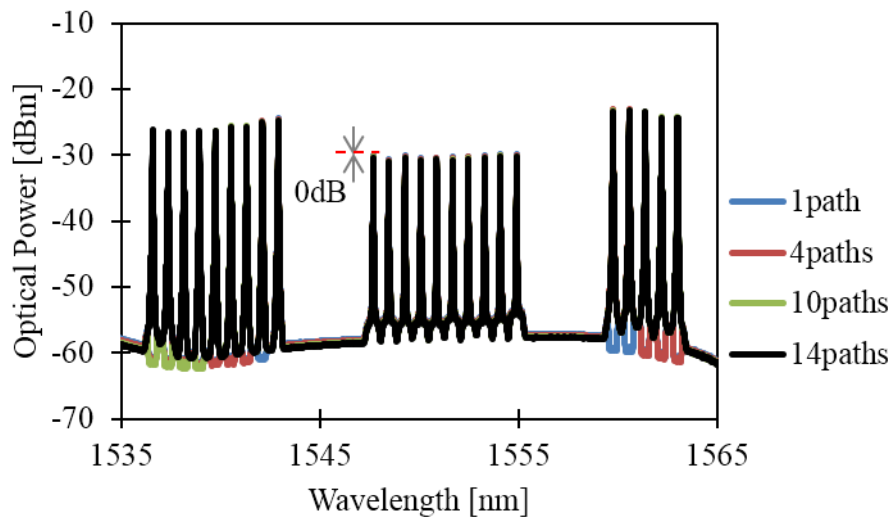


図 4-9 DUT5 の出力光信号のスペクトラム

### 4.3.3 信号品質の評価

次に、ネットワーク性能に対する利得変動の影響を定量的に評価するために、OPCI ネットワークにおける FER を測定した。光パケット受信機は受信信号レベルを認識して閾値を最適化する自動閾値調整回路を採用している。しかし、その自動調整周期が長いいため、短時間に振幅が変化する光信号には対応できず、信号を誤って識別する可能性が増え、FER が劣化する。

光パケット受信機において受信光パケット信号の OSNR を変化させて光パケット信号の FER を測定した結果を図 4-10~12 に示す。光パケット信号の時間幅は 137ns であり、EDFA の利得変動の時定数に比べて十分短いため、1 パケット信号内のレベル変動は小さい。図 4-10 はトラヒック率が密の場合に FER を  $10^{-7}$  まで測定できるように 2 分間測定した結果であり、図 4-5~9 と同条件での測定結果である。図 4-11 はトラヒック率が疎の場合に 30 分間測定した結果である。FER を  $10^{-7}$  まで測定すると約 33 時間かかるため測定時間を短縮している。凡例には測定に使用した DUT と光パケット信号 10 波長チャネルと同時に伝送する光パス信号の波長チャネル数を示す。例えば、「DUT1 10paths」は、DUT1 を使用し、光パケット信号 10 波長チャネルと同時に光パス信号 10 波長チャネルが伝送されている条件である。

DUT1, 2, 3 では光パス信号の波長チャネル数に依存して利得変動が生じ、光パケットの振幅が変化する。光パケット受信機では、規定の光パケット信号フレーム長およびトラヒック率を受信する場合に最適な入力ダイナミックレンジが設定されており、入力ダイナミックレンジを外れると正しく信号を受信できない。図 4-10, 図 4-11 とともに、光パス信号の波長チャネル数に依存して FER 特性の劣化が確認される。これは、光パス信号の波長チャネル数が減少すると光パケット信号の振幅が大きくなり、光パケット受信機の入力ダイナミックレンジを超えるためと考えられる。トラヒック率が疎の場合には、さらに光パケットの振幅が大きくなる。一方、DUT5 では光パケットの振幅が光パス信号の波長チャネル数の影響を受けないため、FER 特性は光パス信号の波長チャネル数に依らない結果となった。DUT4 の FER 特性は、光パケットのパケットレートが密の場合には DUT5 と同様であるが、光パケットの密度が疎の場合には 2 dB 程度の劣化が確認された。

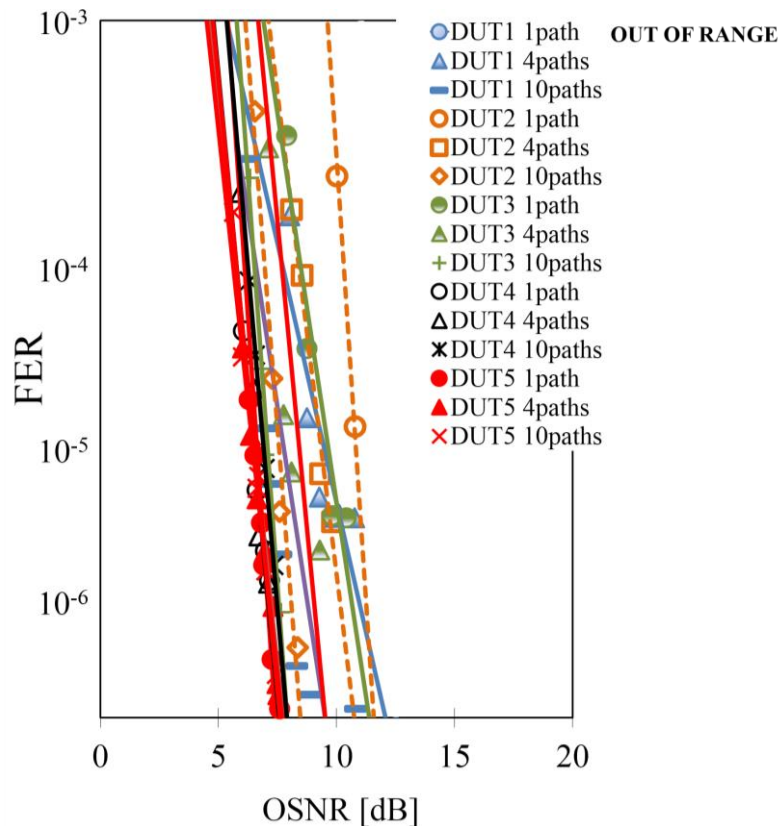


図 4-10 トラヒック率が密の場合の伝送品質(FER)測定結果

図 4-12 は光パス信号 10 波長チャンネルのうち 9 波長チャンネルが、動的に分岐/挿入された場合の、残存光パス信号 1 波長チャンネルの FER 測定結果と光パス信号 10 波長チャンネル伝送時と 1 波長伝送時の光信号電力を規定値に調整後に FER を測定した結果を示している。動的に変化させた場合の凡例は DUT1 path1->10 のように示している。光パス信号の信号電力が規定値に調整されている場合には、いずれの DUT についても、波長チャンネル数に依らずにほぼ同等の FER 特性が得られた。しかし、動的に変化させた場合は DUT への入力光電力に大きな変化が生じ DUT5 以外の DUT では利得変動がおき FER の劣化を示した。DUT3 では従来型 EDFA に比べて利得変動が抑制された。しかし、光パケット・光パス統合ネットワークで設定されている光波長数の下限を下回る条件では不十分な利得抑制性能であった。BM-EDFA は様々な光信号電力の範囲で利得変動の影響を緩和することが可能であることを示し、次世代光ネットワークのための重要なコンポーネントであると考えられる。



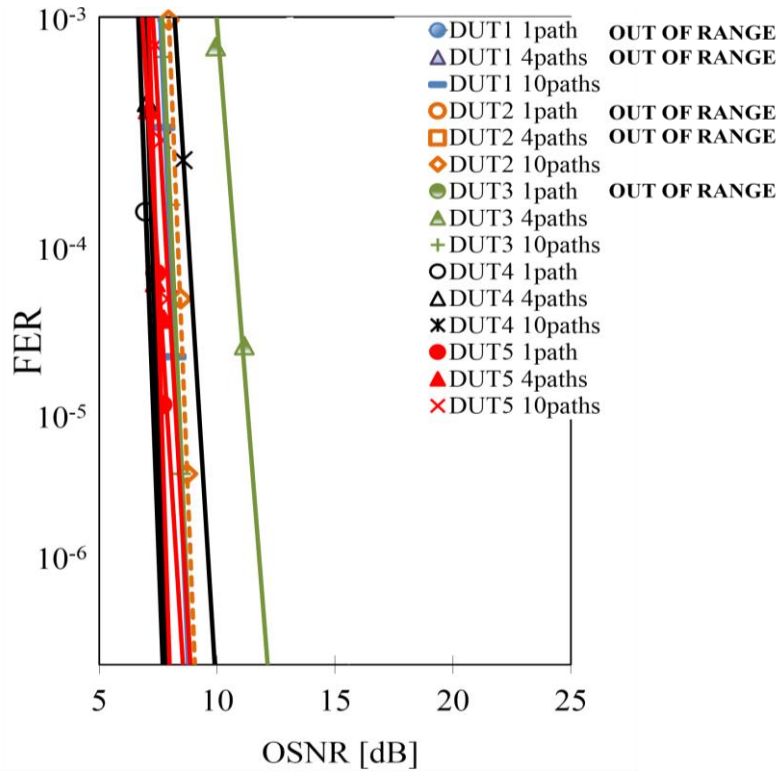


図 4-11 トラヒック率が疎の場合の伝送品質(FER)測定結果

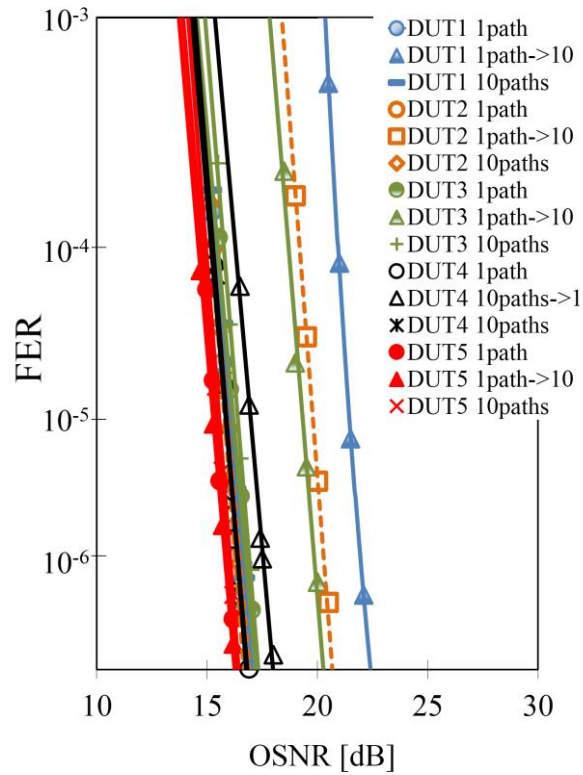


図 4-12 伝送品質(FER)測定結果



## 4.4 光パケット・光パス割り当て波長チャンネル数切り替え制御の高速化に関する検討

前節で述べたように、OPCI ネットワークでは、光パケット、光パス用信号の波長資源を共有している。この波長資源を需要に応じて分配し直すことで波長帯域を効率的に利用することができる。さらに波長資源の割り当て制御を高速化することで高速な輻輳回避やサービスの高速な変更などユーザが体感する通信品質の向上を図ることができる。

図 4-13 に、次世代光ネットワークの光パケット信号と光パス信号の波長資源割り当て波長チャンネル数切り替え制御のイメージ図を示す。クライアントネットワークからのデータは、光パケットまたは光パスに収容される。多波長光パケット信号と光パス信号は OPCI ネットワークで同時に送受信される。OPCI ネットワークでは、100 GHz 間隔 40 波長チャンネルを波長資源としており、それらは 10 波長チャンネル毎に 4 つの波長帯域に分割されている。波長帯域は、光パケット信号専用、光パス信号専用、光パケット信号と光パス信号の共有、の 3 領域に分けられる。共有波長帯域をユーザの要求に応じて、OPS または OCS リンクに割り当てることによりベストエフォート型サービスまたは QoS 保証型サービスを選択的に利用することが可能になる。このように波長チャンネルを分岐/挿入することにより波長資源の再構成を高速に行うことで、高速な輻輳の回避やサービスの高速な変更などユーザが体感する通信品質の向上を図ることが可能となる。

従来の波長資源の再構成システムでは、OPCI ネットワークで伝送される光信号の電力を一定に保つよう、多波長チャンネルの分岐/挿入の要求があった場合に 1 波長チャンネルごと順次分岐/挿入処理が行われるが、そのたび毎に可変光減衰器によるレベル調整が行われている。そのため、再構成される波長チャンネルの数に依存して処理時間が長くなる。

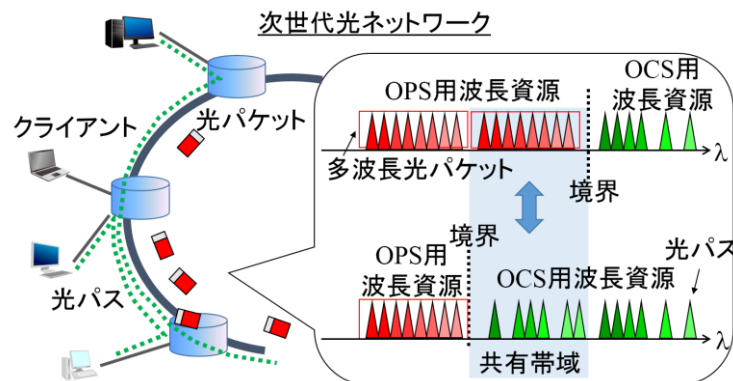


図 4-13 光パケット・光パス割り当て波長チャネル数切り替え制御のイメージ図

本研究では、複数の光波長チャネルを同時に分岐/挿入する波長資源再構成システムに、前章で開発した利得変動を抑制する BM-EDFA を適用することを提案する。提案するシステムは、利得クランプ手法を補助的な利得変動制御手法として採用し、 $P^S$  を大きく設計した EDFA で構成される BM-EDFA、WSS、波長資源再構成動作のための分散制御システムからなる。以前、我々は再構成前の OPS/OCS 使用状況をモニタし、光経路要求に応じて共有帯域を自動的に再構成できるシステムを開発した[42]。本研究では、この制御システムを並行処理ができるように高度化し、さらに、BM-EDFA を適用する。BM-EDFA を用いることにより、この並列処理で波長チャネルを一括して分離/挿入することが可能となり、これまで順次行われていたレベル調整が不要となり波長チャネルの再構成動作を高速化することができる。

図 4-14 に、OPCI ネットワークにおける高速波長資源再構成方式の動作特性測定系を示す。OPCI ネットワークでは、ITU-T 勧告[41]に準じた、1531.90 nm から 1563.05 nm までの 100 GHz 間隔 40 波長チャネル ( $\lambda_1$ - $\lambda_{40}$ ) を波長資源としている。各ノードは、2 つの 10 Gb/s の光パス送受信機 (OCS2)、100 Gb/s (10 Gb/s  $\times$  10 波長チャネル) の光パケット送受信機 (OPS2)、光パケット/光パスハイブリッド送受信機と、光信号の分岐/挿入を行う WSS (分岐用 : WSS-D, 挿入用 : WSS-A) で構成される。ハイブリッド送受信機は、4 つの 10 Gb/s の光パス送受信機 (OCS1)、および 40 Gb/s (10 Gb/s  $\times$  4 波長チャネル) の光パケット送受信機 (OPS1) で構成されている。ノード 1 には、光パケット信号と光パス信号を一括増幅して送信するための光ファイバ増幅器である DUT を配置した。

制御プレーンは、OPCI ネットワークで扱う 40 波長チャネルを 10 波長チャネル毎の 4 つの波長帯域に分割し、その制御と管理を行う。一方、データプレーンでは、光信号送受信機を 40 波長チャネル分準備できなかったため、共有波長

帯域に 4 波長チャンネル分の光パケット/光パスハイブリッド送受信機 ( $\lambda_{13}$ ,  $\lambda_{16}$ ,  $\lambda_{19}$ ,  $\lambda_{31}$ ), 光パケット専用波長帯域に 10 波長分の送受信機 ( $\lambda_{21}$ - $\lambda_{30}$ ), 光パス専用波長帯域に 2 波長分の光パス送受信機 ( $\lambda_8$ - $\lambda_9$ ) を割り当てた。

これらの波長帯域を WSS のポートにそれぞれ次のように割り当てる; 共有波長帯域 (光パケット) →ポート 1, 共有波長帯域 (光パス) →ポート 2, 光パケット専用波長帯域→ポート 3, 光パス専用波長帯域→ポート 4. 各ノードの制御機構は, WSS を制御することにより OPS または OCS に共有波長帯域を割り当てる. 伝送される光信号のスペクトルを図 4-14 の中央に示す. DUT 出力後に 10:1 の光分波器を挿入し, モニタ端子 (Mon) にて, DUT の出力光波形および光波長スペクトラム, 光電力をモニタする。

この測定系を使用して, 2 つの DUT, 3 つの再構成制御プログラムについて, 波長資源の再構成処理時間を測定した. DUT1 は市販されている従来型の EDFA であり, DUT2 は利得クランプ手法を補助的な利得変動抑制手法として採用した  $P^S$  を大きく設計した EDFA で構成される BM-EDFA である。

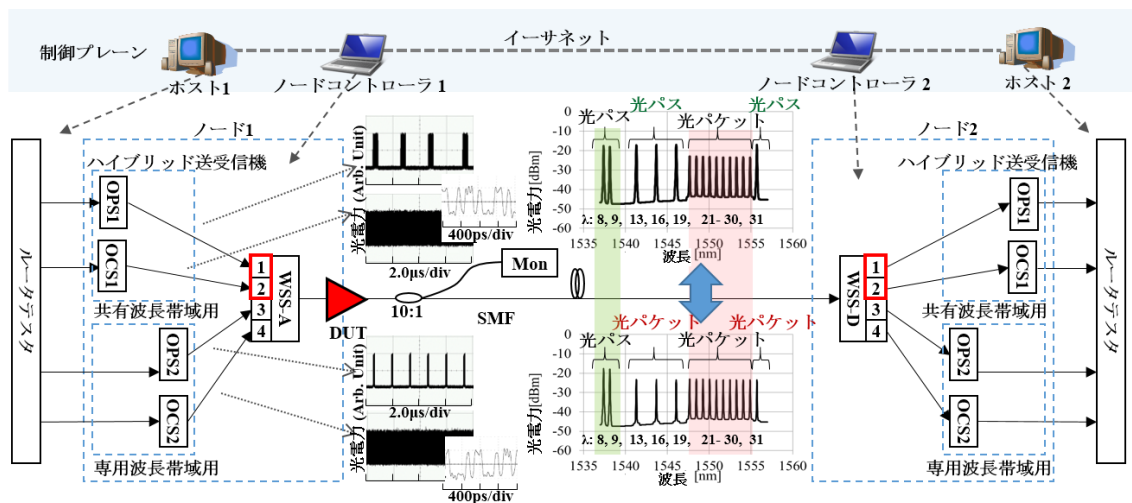


図 4-14 高速波長資源再構成方式の動作特性測定系

光電力を一定に保つための, 従来の波長資源再構成方法 15 工程を表 4-3 に示す. 今回の評価で使用した WSS は同時調整可能な VOA の数に制限があり, C と D の 2 工程の処理で VOA を調整した。

表 4-3 従来の波長資源再構成方法

工程	内容
A	初期状態
B	$\lambda_{13}$ の光パスを分岐 (共有波長帯域)
C, F, I, L	ポート 2 とポート 4 の VOA を調整
D, G, J, M, P	ポート 3 の VOA を調整 (各波長チャネルの光電力は初期状態と同じ規格値に調整される)
E	$\lambda_{16}$ の光パスを分岐. (共有波長帯域)
H	$\lambda_{19}$ の光パスを分岐. (共有波長帯域)
K	$\lambda_{31}$ の光パスを分岐 (共有波長帯域)
N	4 波長( $\lambda_{13}, \lambda_{16}, \lambda_{19}, \lambda_{31}$ )の光パケットを挿入 (共有波長帯域)
O	ポート 1 とポート 4 の VOA を調整

DUT1 と従来の波長資源再構成方法を使用した場合の、切り替え制御中の  $\lambda_8$  の DUT 出力光信号の電力変動およびルータテストで受信された 10GbE フレームのデータの Byte 数を図 4-15 の黒線とオレンジ色の線でそれぞれ示す。出力信号光電力は、各工程毎に変動するが、再構成処理時間内の受信データ数は一定に保たれ、電力変動の影響を受けない。この方法では、全 15 工程が終了するまでに約 135 秒を要した。図 4-16 に A, D, G, J, M の各工程後のスペクトルを示す。各波長チャネルの信号光のピーク電力は VOA によって規格値に調整されるが、信号波長数が少ない場合雑音フロアの電力が増加している。これは、利得飽和が緩和されて利得値が増加し、その分 ASE が増加したためと考えられる。

次に、切り替え時間の短縮効果を示すために、4 波長チャネルを一括して分岐/挿入する再構成方法(I)と DUT1 を使って再構成処理時間を測定した。この制御方法は表 4-4 に示す A-k-N-O-P の 5 工程から成る。工程 A, N, O, P は、表 4-3 と同じであり、工程 k では、従来の再構成方法で 1 波長毎に分岐していた B, E, H, K の工程を一括して行う。

表 4-4 4 波長チャネルを一括して分岐/挿入する再構成方法(I)

工程	内容
A	初期状態
k	4 波長( $\lambda_{13}, \lambda_{16}, \lambda_{19}, \lambda_{31}$ )の光パスを一括して分岐 (共有波長帯域)
N	4 波長( $\lambda_{13}, \lambda_{16}, \lambda_{19}, \lambda_{31}$ )の光パケットを挿入 (共有波長帯域)
O	ポート 1 とポート 4 の VOA を調整
P	ポート 3 の VOA を調整 (各波長チャネルの光電力は初期状態と同じ規格値に調整される)

切り替え制御中の $\lambda_8$ の DUT 出力光信号の電力変動およびルータテストで受信されたデータの Byte 数を図 4-17 に示す. 光信号電力は工程 k の処理中に大きく変動し, 約 60%のデータが受信できなかった. これは, 4 波長チャネルを一括して分岐したことで急激に誘導放出が減り, その分残存波長チャネルの利得が増えて, それらの出力光電力が急増して, 光パス受信機の入力ダイナミックレンジを越えてデータの受信ができなかったことが原因と考えられる. 初期状態および k 工程後のスペクトルを図 4-18 に示す. 黄色の線で示す初期状態の(A)と比較して, 赤線で示す k 工程後では光電力スペクトルが全体的に約 2 dB 増加している. これは従来の再構成方法を使用した場合と同様, 利得飽和が緩和され利得値が増加し, その分 ASE が増加したためと考えられる. この方法では全 5 工程が終了するまでに約 45 秒を要した.

最後に, 4 波長チャネルを一括して分岐/挿入する再構成方法(II)と BM-EDFA(DUT2)を使って再構成処理時間を測定した. この制御方法は表 4-5 に示す A-k-N-o の 4 工程から成る. 工程 A, k, N は, 表 4-3 および表 4-4 と同じであり, 工程 o では, 表 4-3 に示す工程 O で行っていたポート 4 の VOA 調整を行わず, ポート 1 の VOA のみの調整を行う. これは, 入力光の電力変動の影響を受けない BM-EDFA の特性から, VOA を調整する工程 P を省略できるためである.

表 4-5 4 波長チャネルを一括して分岐/挿入する再構成方法(II)

工程	内容
A	初期状態
k	4 波長( $\lambda_{13}, \lambda_{16}, \lambda_{19}, \lambda_{31}$ )の光パスを一括して分岐 (共有波長帯域)
N	4 波長( $\lambda_{13}, \lambda_{16}, \lambda_{19}, \lambda_{31}$ )の光パケットを挿入 (共有波長帯域)
o	ポート 1 の VOA を調整

切り替え制御中の $\lambda_8$ のDUT出力光信号の電力変動およびルータテストで受信されたデータのByte数を図4-19に示す。WSS切り替え時に微小な電力変動を観測したが受信データ数は一定であった。

初期状態およびk工程後のスペクトルを図4-20に示す。両スペクトルは、分岐/挿入される波長チャンネルを除いて完全に一致している。よって、光ファイバ増幅器への入力光電力が波長チャンネル数によって変動しても、入力光信号に対する利得変動が無ければ、VOAを調整する工程を削減でき、制御時間を短縮することができる。この方法では全4工程が終了するまでの時間は約27秒であり、従来方法に比べて約100秒短い。よって、切り替え時間を約1/4に短縮することができた。

本研究ではBM-EDFAを適用することで波長資源の再構成に必要な工程を削減し切り替え制御の高速化を実現した。さらなる高速化を行うには、各工程の処理時間において支配的なWSSコントローラとWSS内の制御基板との間の応答時間を短くする必要がある。

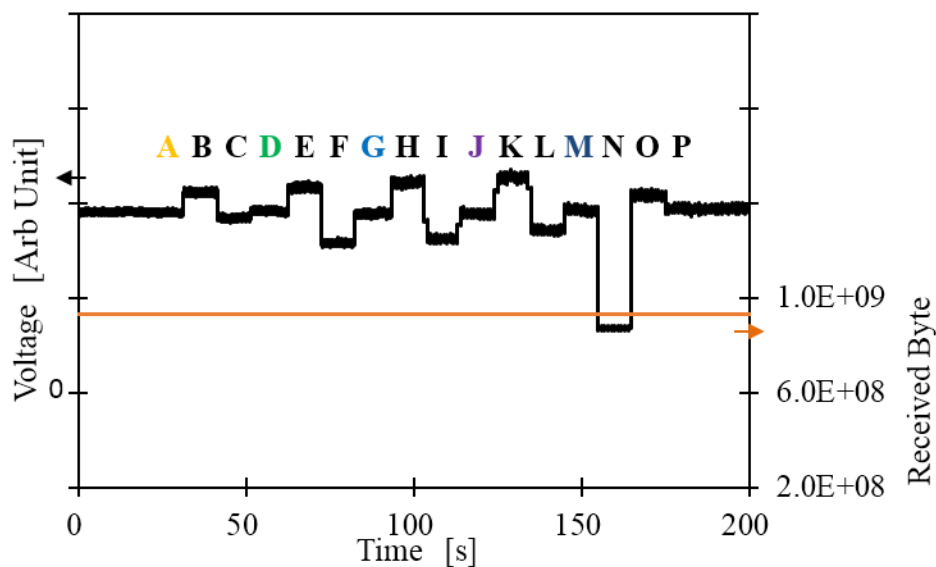


図 4-15 DUT1 と従来の波長資源再構成方法を使用した場合の切り替え制御中の出力光信号( $\lambda_8$ )の電力変動

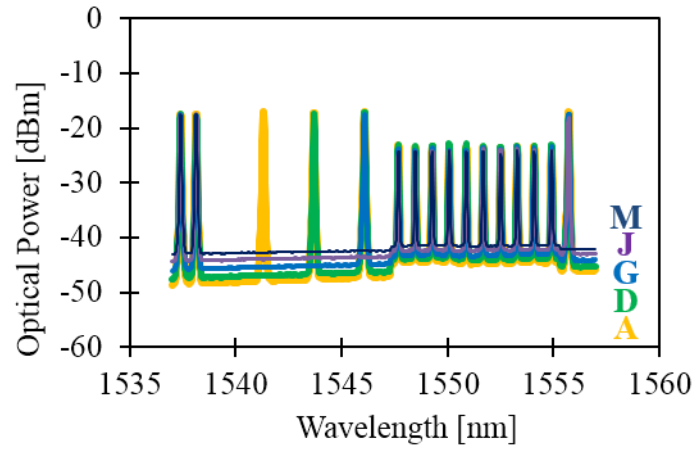


図 4-16 DUT1 と従来の波長資源再構成方法を使用した場合の出力光信号のスペクトラム

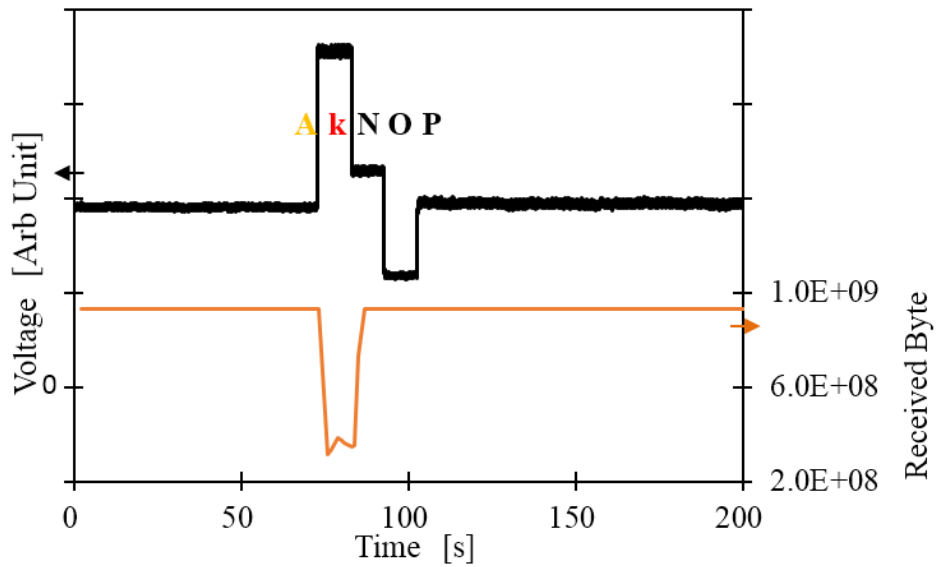


図 4-17 DUT1 と 4 波長チャンネルを一括して分岐/挿入する制御手法を使用した場合の切り替え制御中の出力光信号( $\lambda_8$ )の電力変動

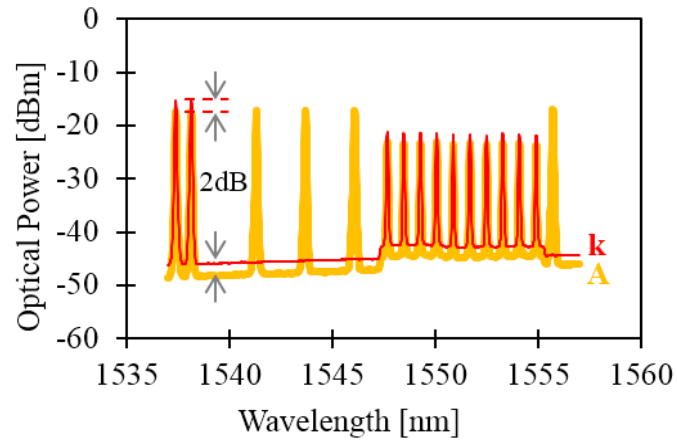


図 4-18 DUT1 と 4 波長チャネルを一括して分岐/挿入する制御手法を使用した場合の出力光信号のスペクトラム

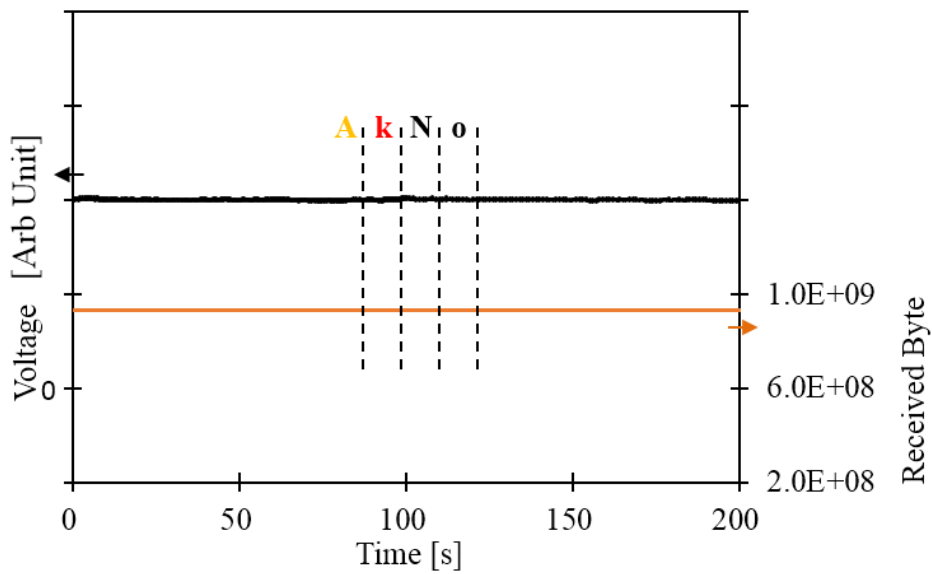


図 4-19 DUT2 と 4 波長チャネルを一括して分岐/挿入する制御手法を使用した場合の切り替え制御中の出力光信号( $\lambda_8$ )の電力変動



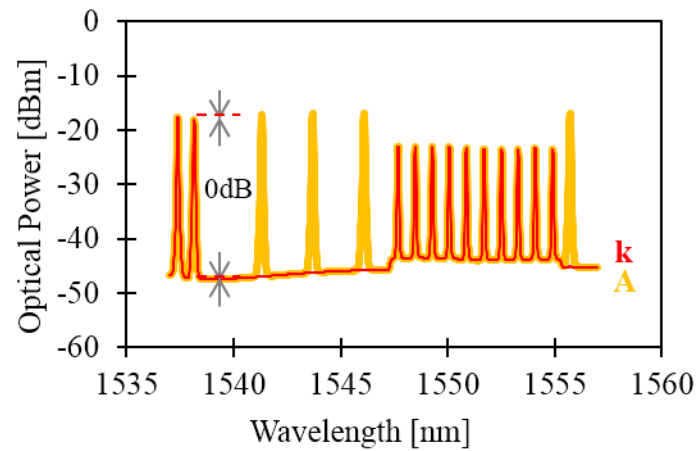


図 4-20 DUT2 と 4 波長チャンネルを一括して分岐/挿入する制御手法を使用した場合の出力光信号のスペクトラム

最後に、共有波長帯域を使って送信された 40 Gb/s の光パケット信号または 4 つの光パス信号 ( $\lambda_{13}$ ,  $\lambda_{16}$ ,  $\lambda_{19}$  および  $\lambda_{31}$ ) の FER を測定した。ホスト 1 から 1518 Byte のフレームが、ノード 1 とノード 2 を介してホスト 2 に送信される。光パケット信号、光パス信号のいずれの場合にも、取得したデータの FER は  $1 \times 10^{-8}$  未満であり、良好な伝送特性を得ることができた。

## 4.5 結言

本章では、次世代光ネットワークとして有望な、OPCI ネットワークのノードに BM-EDFA を適用することの有効性について検討した。

OPCI ネットワークでは、光パス交換に加えて光パケット交換も行われるため、ネットワーク内の信号光電力の変動が大きい。従来は所定の信号品質を確保するために、OPCI ネットワークで使用する光波長チャンネル数には下限が設定されていた。そこで、前章で示した、固有飽和電力  $P^{\text{IS}}$  を大きく設計し、補助的な利得変動制御手法として利得クランプ手法を併用した BM-EDFA を OPCI ネットワークに適用し、ネットワーク内を流れる光信号の信号品質を評価することにより、BM-EDFA の有効性を検証した。 $P^{\text{IS}}$  を大きく設計した EDFA により従来型の EDFA を用いた場合より出力光信号のレベル変動が抑制された。しかし、OPCI ネットワークで設定されている光波長チャンネル数の下限を下回る条件では利得抑制性能は不十分であった。一方、BM-EDFA は様々な入力光信号電力の変動に対して利得変動の影響を低減できることを示した。BM-EDFA は次世代光ネットワークのための重要なコンポーネントである。

さらに OPCI ネットワークでは、光パケット信号用、光パス信号用の波長資源を共有している。この波長資源を需要に応じて分配し直すことで効率的に波長資源を利用することができる。このとき、共有資源の再分配制御を高速化できれば、高速な輻輳回避やサービスの高速な変更などユーザが体感する通信品質の向上を図ることができる。そこで、複数の波長チャンネルを一括して分岐/挿入する高速な波長資源の再構成方法を提案し、波長資源の再構成処理時間を測定した。その結果、4 波長チャンネルを再構成する場合、従来方法に比べて約 100 秒短い約 27 秒を達成し、処理時間を約 1/4 に短縮することができた。また、共有波長帯域を使って 40 Gb/s の光パケット信号または 4 つの光パス信号によって送信されたデータの FER を測定した結果、光パケット信号、光パス信号のいずれの場合にも、FER は  $1 \times 10^{-8}$  未満であり、高品質な特性が得られた。

BM-EDFA を OPCI ネットワークへ適用することで、高い信号品質を確保したまま、大きく信号光電力が変動する状況においても高速な光スイッチングが可能となることを示した。

## 第5章 光アクセスネットワークへの適用

### 5.1 緒言

近年の移動体通信トラフィックの急激な増加に応えるべく、次世代移動体通信の研究開発が進められている。大容量化のために次世代移動体通信のフロントホールは光ネットワークに收容される。本章では、次世代移動体通信のフロントホールの一候補として期待されているアナログ RoF 伝送システムに、BM-EDFA を適用することの有効性を検討する。

### 5.2 アナログ光ファイバ無線伝送システム

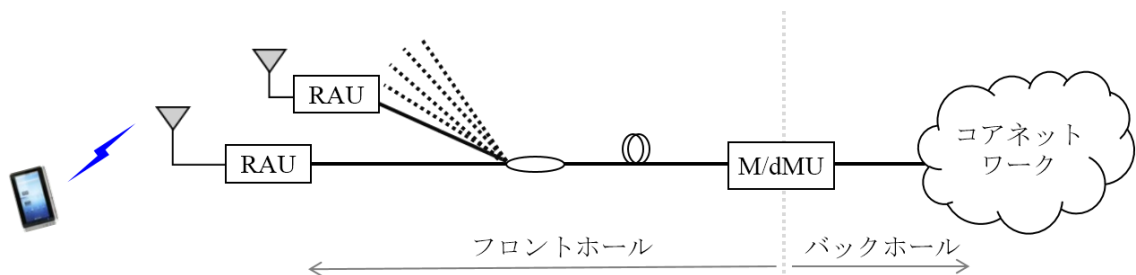


図 5-1 次世代移動体通信システムの構成図

将来の移動体通信では単なる接続性の向上のみならず、ユーザが体感する通信品質の向上のため、既存方式よりも厳しい低遅延性が求められる。一般的にモバイル基地局は、変復調装置 (Modulation/de-Modulation Unit: M/dMU) と無線送受信部 (Radio Antenna Unit: RAU) が一体となって構成されることがほとんどであったが、小ゾーン化の傾向に伴い、M/dMU と RAU の機能を分離し、複数の M/dMU をネットワーク側の一箇所に集約し、RAU のみをリモートに分散配置する構成が考えられるようになってきた。図 5-1 に次世代移動体通信システムの構成図を示す。小ゾーン化により、これまでと同じサービスエリアをカバーするためには RAU の数を増やす必要があり、M/dMU と RAU を結ぶ伝送路、すなわち、モバイルフロントホールをいかにして構成し、莫大な数の RAU をいかにして收容するかが課題となる。加えて、前述のように、次世代移動体通信ネットワークでは通信にかかる総遅延量の削減 (エンドツーエンドで 1/5 [43]) が要求されているが、従来型のデジタル伝送技術ではフレーミング処理等による遅延が大きいため、アプリケーションによっては遅延に対する要求を満足できない可能性がある。アナログ光伝送方式の一つであるアナログ RoF 技

術は、電波空間そのものの転送機能に加え、原理的に低遅延という大きな利点を持つ。これは、光リンクの非線形効果が無視でき、かつ十分な信号対雑音電力比が確保できる場合には、光学無線信号自体を直接変調・直接検波方式で光ファイバ伝送することにより、デジタル信号処理を不要とすることができるためである。さらに、分散配置されリモート制御される RAU の簡易化も期待できる。モバイルフロントホールの導入促進に向けた有望な技術候補である。しかし、アナログ信号伝送であるため、断続的に到来するようなバースト性を有する無線パケット信号が光搬送波の変調信号となる場合でも光リンクの線形性が保たれるよう厳密な回線設計が必要となる。また、アナログ RoF 信号ではアンテナとユーザの距離に応じて無線信号強度が変化する。さらに、RAU と M/dMU の距離に応じて信号光電力が変化する。アナログ信号はいったん歪むと復調が困難になる。したがって、その増幅にはダイナミックレンジの広い線形性が必要になり、利得飽和してもアナログ信号の線形性を保つことができる、EDFA が有効である。本節では、アナログ RoF 技術を用いて断続的に到来する LTE-A (Long-Term-Evolution Advanced) 規格の上り信号をバースト伝送し、光/電気変換前に用いる光増幅器に従来型の EDFA と出力飽和電力を高めた BM-EDFA を用いた場合の特性比較を行い、BM-EDFA の光アクセスネットワークへの適用を検討する。

### 5.3 次世代移動体通信のフロントホールへの適用

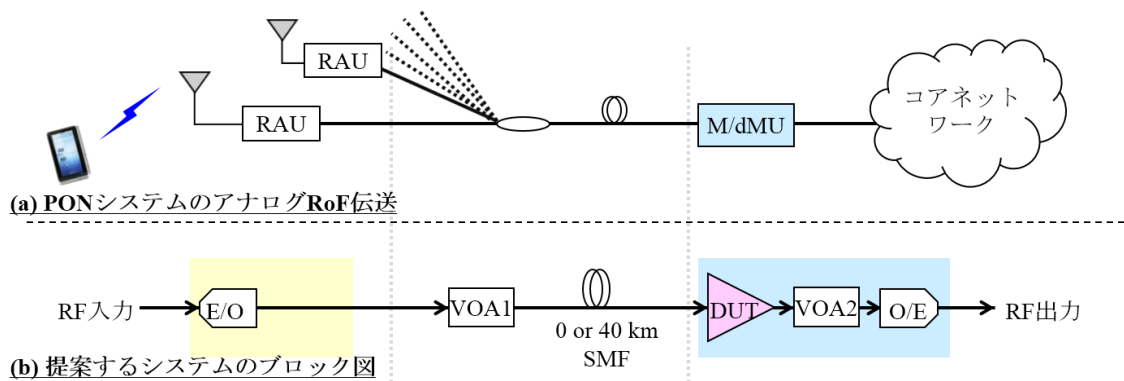


図 5-2 アナログ RoF 信号伝送システムを用いた PON の概念図

無線伝送サービス用アナログ RoF 信号を、光アクセスネットワーク (Optical Access Network: OAN) にて伝送するシステムの概要を図 5-2 に示す。以下、上り信号(端末からネットワーク側への伝送信号)に着目する。端末から発せられ

た無線パケット信号はアンテナで受信され、RAUにて波形整形されることなく直接変調によって電気/光変換される。RAUにおいては低消費電力化が課題となっており、無信号時は消光するシステムが検討されている。このようなシステムでは、無線信号がバースト性をもっている場合、RAUで電気/光変換された信号もバースト性を有することになる。この光信号はOAN内で光ファイバを通り、光/電気変換された後、M/dMUにて検波/復調される。図5-3に上り信号の伝送特性を評価するための測定系を示す。

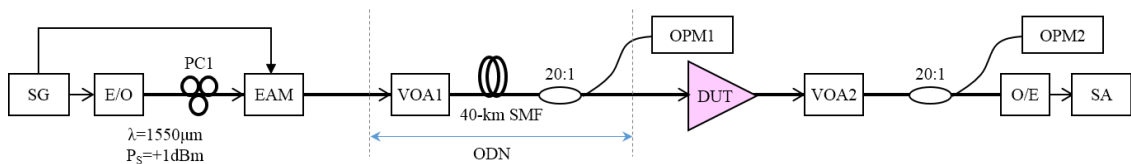


図 5-3 上り信号の伝送特性を評価するための測定系

信号源(Signal Generator: SG)において、LTE-Aの上り信号を生成する。本測定では、パケット長 10 ms, 中心周波数 2.16 GHz, 帯域幅 20 MHz の 2 つの副搬送波 (3GPP (第 3 世代(3G)移動体通信システムの標準化プロジェクト)の技術仕様に基づいたキャリアアグリゲーション[44]) を 64 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)で変調した SC-FDMA(Single-Carrier Frequency Division Multiple Access)パケット信号をデューティ比 50 %で発生させた。この LTE-A 上り信号は直接変調型電気/光 (Electrical to Optical: E/O) 変換部で波長 1550 nm の光信号に変換した。生成した光信号のバースト性を効果的に模擬するため、信号源に同期したパケット長・デューティ比で駆動される電界吸収型変調器(EA Modulator: EAM)にて LTE-A 信号が発生していない時間帯は出力ゼロとした。ここで、偏波調整器(Polarization Controller: PC)1 は EAM への入射光の偏波を調整するために挿入している。VOA1 により送信光電力を調整した後、バック・トゥ・バック(Back to Back: BtoB)および 40kmSMF 伝送後のコンスタレーションマップと誤差ベクトル振幅(Error Vector Magnitude: EVM)の測定を行った。本評価では表 5-1 に示す 4 つの DUT の比較を行った。DUT1, 2 は異なる製造メーカから市販されている従来型の EDFA, DUT3 は過去に試作した BM-EDFA, DUT4 は励起光源の電力を 700mW に高めることで飽和出力光電力を高め、利得の線形性を向上させた最新の (第 3 章までの実験で使用していない) BM-EDFA である。DUT の手前に 20:1 光カプラを挿入して DUT への入力光電力を光電力計(Optical Power Meter: OPM)1 で測定した。各 DUT の利得が異なるため、そのままでは公平な比較ができない。また、使用

した O/E は最大入力定格が+5 dBm である。そのため、信号品質評価に際して受信器特性の影響を等しくするため、また、O/E への入力光電力を揃えた条件での比較を行うために、O/E の入力光電力が+5 dBm を超えないように VOA2 を挿入した。DUT を置き換える度に一番利得の低い DUT の出力光電力と同じになるように VOA2 の調整を行った。加えて、DUT3 の最大光出力電力が+5 dBm を超えないように VOA2 に 6dB の固定光減衰器を接続した（以下では、オフセットを加えたと呼ぶ）。DUT で増幅された光信号は直接検波方式の O/E で電気信号に変換した後に、信号アナライザ(Signal Analyzer: SA)で復調したコンスタレーションマップおよび EVM の測定を行った。このときのマップ表示および EVM 解析用データは、受信パケット信号の先頭から 3ms を使用している。また、O/E の手前に 20:1 光カプラを挿入し、O/E の受信光電力を OPM2 で測定した。さらに SA をサンプリングオシロスコープにつなぎかえて時間波形の測定を行った。

表 5-1 DUT の概要

No.	概要
DUT1	市販されている従来型の EDFA
DUT2	市販されている従来型の EDFA (DUT1 とは別製造メーカー品)
DUT3	過去に試作した BM-EDFA
DUT4	励起光源の電力を高め線形性を高めた最新の BM-EDFA

使用する DUT の出力光電力と NF を、入力光電力を変えて測定した結果を図 5-4 に示す。増幅器の飽和特性を未飽和利得より利得が 1 dB 低下したときの出力電力 ( $P_{1dB}$ ) で表すと、DUT1 : 12.4 dBm, DUT2 : 11.0 dBm, DUT3 : 9.2 dBm, DUT4 : 20 dBm 以上であり、DUT4 は他の DUT よりも線形性に優れていることがわかる。また出力光電力が 20dBm の時の入力光電力は 0 dBm 以上であり、広い入力ダイナミックレンジを有している。DUT3 は励起光源の出力光電力が小さいために飽和出力光電力も小さいと考えられる。

また、DUT4 の NF は入力光電力によらず 5 dB 程度であった。DUT3 と比較して NF が改善されたが、高いバースト耐性を実現するために補助的な利得変動抑制手法として採用している利得クランプ手法の影響により、高利得な（ただし、 $P_{1dB}$  は DUT4 より低い）DUT1, 2 と比較すると、NF が最大で 1 dB 以上悪い結果となった。DUT1 の NF は入力光電力が小さい場合には 4 dB を下回っているが、入力光電力が増加すると NF も増加した。NF が増加し始める入力光電力は -20 dBm 以上であり、出力光電力が飽和する電力とほぼ等しい。DUT3

の NF は、入力光電力が  $-15$  dBm の時に 6 dB と最も大きくなり、さらに入力光電力が大きくなると、NF は若干小さくなった。この原因として、測定条件が不適切だった可能性がある。

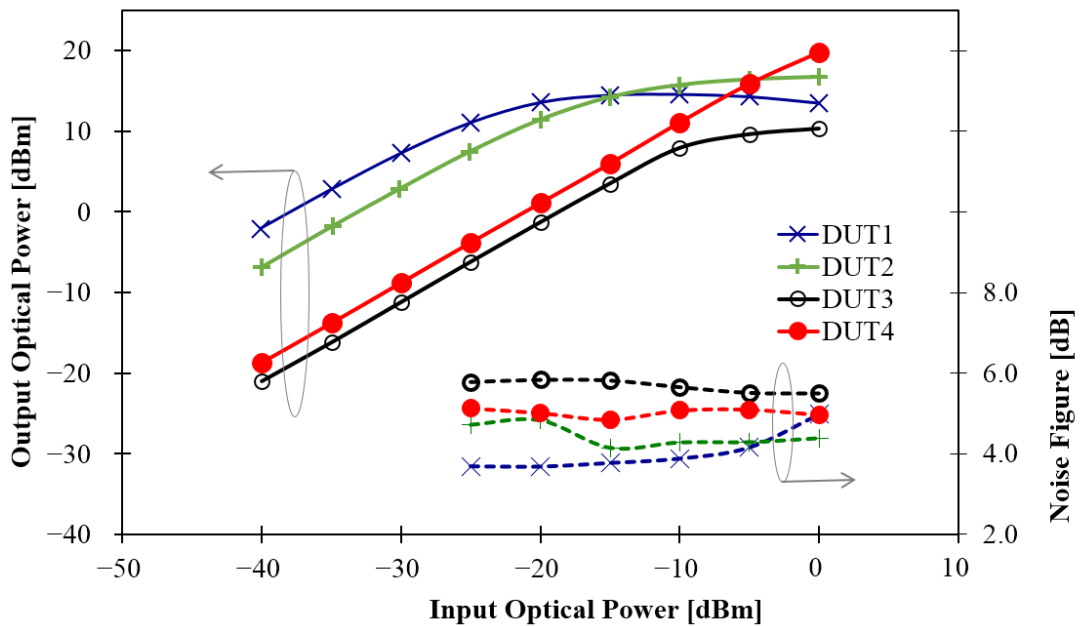


図 5-4 使用した EDFA の入出力ダイナミックレンジおよび雑音指数

図 5-3 に示す測定系を用いて測定した、LTE-A 信号の 2 つの搬送波チャンネル (CC#1 および CC#2) の各 DUT 出力後のコンスタレーションマップを図 5-5 に示す。VOA1 への入力光電力は  $-3$  dBm であり、VOA1 により DUT への入力平均光電力が  $-13$  dBm になるように調整した。また、VOA2 を調整して O/E 受信平均光電力を  $-1.3$  dBm とした。測定条件として、BtoB の場合と 40 km SMF 伝送後の場合について測定を行った。DUT4 を BtoB で使用した場合の O/E 変換後の電気信号のスペクトラムを図 5-6 に示す。両搬送波チャンネルの帯域幅はいずれも 20 MHz であり、スペクトル拡がりは生じていない。

図 5-5(a)-(d) は DUT1, 2 を BtoB で使用した場合の各搬送波チャンネルのコンスタレーションマップであり、両搬送波チャンネルに差異は見られず、測定されたコンスタレーションマップには放射状に広がる歪みが観測された。また、40 km SMF 伝送後のコンスタレーションマップを図 5-5(i)-(l) に示す。40 km SMF 伝送後にも同様に放射状に広がる歪みが観測された。これには、DUT1, 2 の出力に光サージが生じたために LTE-A パケット信号の等化用プリアンブルが SA で正しく復調できない、または、O/E の非線形出力の影響による誤復調など複



数の原因が考えられる. DUT3 を BtoB で使用した場合のコンスタレーションマップを図 5-5(e), (f)に, 40 km SMF 伝送後を図 5-5(m), (n)に示す. DUT3 は線形動作範囲内で動作しているため歪みは生じていない. DUT4 を BtoB で使用した場合のコンスタレーションマップを図 5-5(g), (h)に, 40 km SMF 伝送後のコンスタレーションマップを図 5-5(o), (p)に示す. DUT4 は DUT3 よりも NF が小さいため, 信号点の拡がりより小さなコンスタレーションマップが得られている.

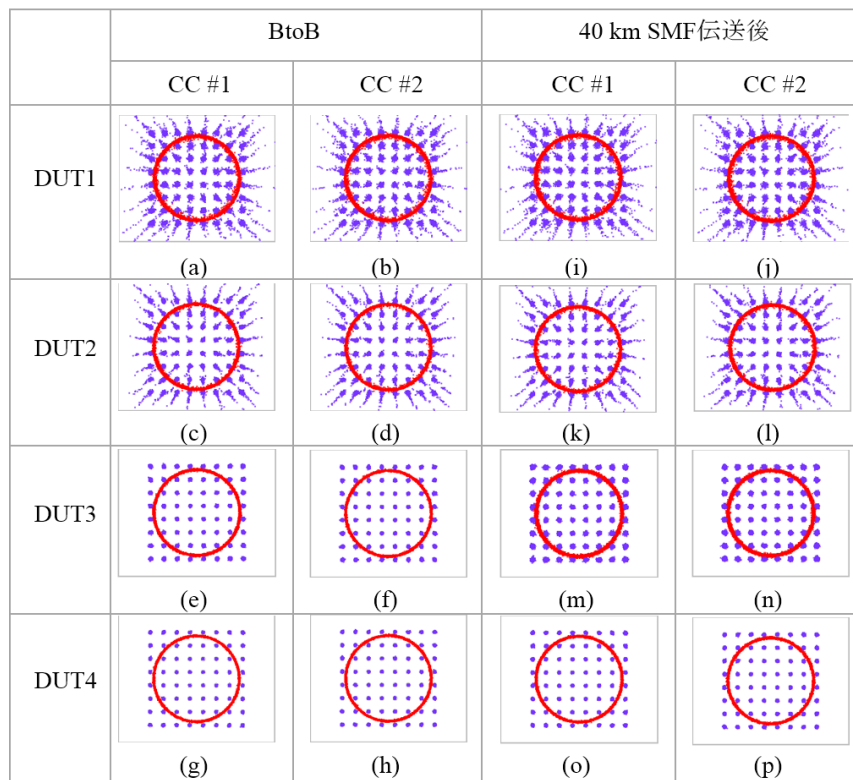


図 5-5 BtoB の場合と 40 km SMF 伝送後のコンスタレーションマップ



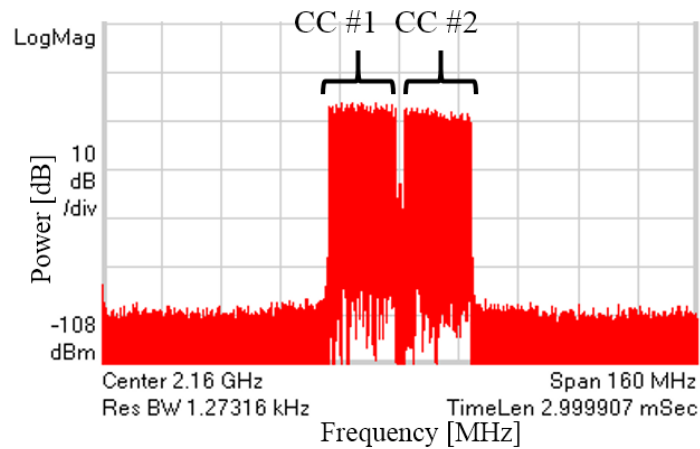


図 5-6 DUT4 を BtoB で使用した場合の O/E 変換後の電気信号のスペクトラム

次に、VOA1 を調整して各 DUT への入力光電力を変えた場合の受信コンスタレーションマップを測定した。2つの搬送波チャンネルのコンスタレーションはほぼ同じであるため、40km SMF 伝送後の搬送波チャンネル CC #1 のコンスタレーションマップと EVM のみを図 5-7 に示す。なお、図中の電力の値は OPM2 で測定した O/E への入力光電力である。DUT への入力光電力が小さい場合は、SNR が小さく全ての DUT で信号点が広がった。従来型の EDFA である DUT1, DUT2 で入力光電力が高い場合には図 5-7(c)(d)(g)(h) に示すように放射状に広がる歪みが観測された。BM-EDFA (DUT3 と DUT4) については、O/E への入力光電力の限界まで光レベルを上げてても、図 5-7(k)(l)(o)(p) に示すように信号点の広がり観測されなかった。これらの結果は利得の線形性の違いによるものと考えられる。図 5-7(p) と (l) は、O/E への入力平均光電力を  $-1.4$  dBm に揃えた場合の 2 つの BM-EDFA (DUT3 と 4) の結果である。これらを比較して分かるように、DUT4 は DUT3 よりも信号点の広がりが小さく、出力飽和電力を向上させた効果を表す結果である。

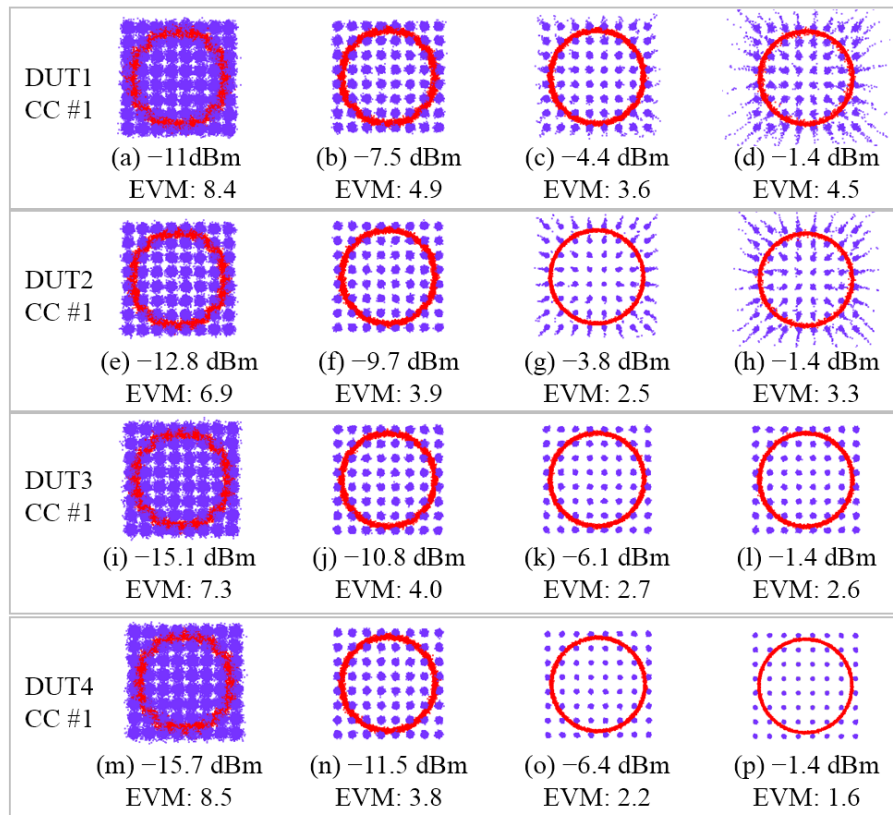


図 5-7 40km SMF 伝送後のコンスタレーションマップと EVM

O/E への入力光電力を変えた場合の EVM の測定結果を図 5-8 に示す. 入力光電力が大きくなるにつれて EVM は小さくなるが, ある値以上では逆に大きくなる特性が観測された. これは, 入力光電力が大きくなると従来型の EDFA である DUT1, DUT2 の信号は図 5-7 に見られたように放射状に拡がり EVM を大きく劣化させる原因となる. DUT3 の EVM は O/E への入力平均光電力が約 -1.4 dBm の時に最も小さくなり, 信号光電力をさらに増加させると EVM は増加した. O/E への入力平均光電力が -1.4 dBm の図 5-7(l) では放射状の拡がりは見られない. VOA2 で加えた -6 dB のオフセットと図 5-4 の特性から, DUT3 の EVM が拡がり始めるのは入出力特性が非線形になり始める電力とほぼ等しいことが分かる. DUT3 との利得差調整量 -2 dB および VOA2 でのオフセットがあるかにかかわらず, 入力平均光電力 +5 dBm まで線形性を保てる DUT4 では, 入力光電力が大きくなっても EVM は減少し続ける結果が得られた. これは, コンスタレーションに放射状の劣化が生じない場合, DUT の出力光電力が飽和するまで EVM は減少することを示している.

2 つの搬送波チャネルの EVM は測定誤差の範囲内で同じ値であった. また,

同じ条件で BtoB と 40 km SMF 伝送後の EVM を比較すると、40 km SMF 伝送後のほうが EVM は劣化している。これは伝送損失により DUT への入力光信号が小さくなり雑音の影響を大きく受けたためと考えられる。

従来型の EDFA である DUT1, 2 では、EVM 8%rms 以下[45]になる入力光電力の範囲がそれぞれ 9 dB, 13 dB であった。DUT3 と DUT4 の EVM が 8%rms 以下になる範囲はいずれも 16 dB 以上であった。この結果は、ITU-T 勧告による光伝搬経路の損失を補償する光電力のダイナミックレンジである 15 dB [46] を満足している。

従来型の EDFA である DUT1, DUT2 を用いた場合に O/E で受信した時間波形を図 5-9(a), 図 5-9(b)に、DUT3, DUT4 を用いた場合の時間波形を図 5-9(c), 図 5-9(d)にそれぞれ示す。DUT1, 2 を使用した場合、光パケットの先頭部分に光サージが発生していることがわかる。光サージは、信号の受信開始のタイミングで観測される振幅の大きな信号である。EDFA への入力光信号のない状態が続くと、次に光信号が入力された際に励起状態の  $\text{Er}^{3+}$  イオンが一斉に誘導放出を起こして入力光信号を過剰増幅するために光サージが発生する。一方、DUT3, 4 を使用した場合には利得変動が抑えられ、光サージの発生が抑制されていることがわかる。利得の線形性を高めたバーストモード対応 EDFA はダイナミックレンジを拡大するだけでなく、光サージによる高速・高出力な光検出器[47]へのダメージを低減する効果も期待される。

以上の結果より、LTE-A 無線信号のアナログ RoF 伝送システムに利得の線形性に優れ出力飽和電力を高めた BM-EDFA を適用することが有効であると結論できる。

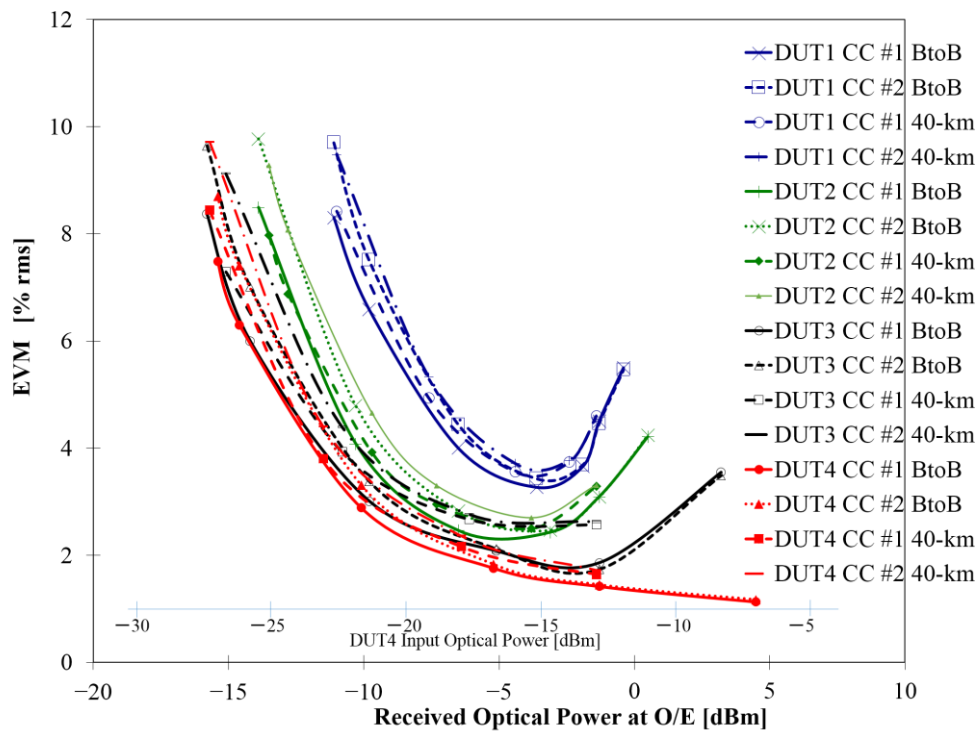


図 5-8 O/E への入力光電力を変えた場合の EVM の測定結果

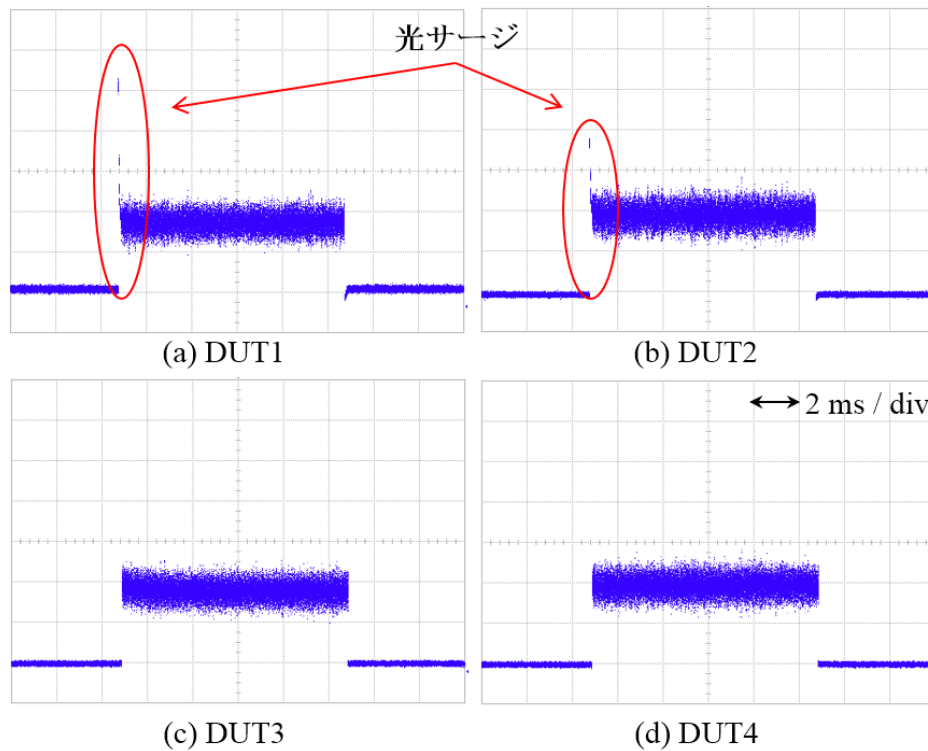


図 5-9 O/E で受信した時間波形

## 5.4 次世代 PON システムへの適用

増え続けるデータネットワークへの高速化・容量拡大の要求を背景に、次世代 PON システムの標準化に向けた研究開発が近年活発に行われている。現在敷設されている光ファイバネットワークを利用して、低価格で広帯域なサービスを提供できる WDM 技術を用いた PON システムは、次世代 PON システムとして有望である。将来的には、WDM 技術により多様な通信方式の光信号を PON システムに收容することが検討されており[48]、移動体通信の收容もその一つの候補である。LTE-A をはじめとする次世代移動体通信システムにおいては、伝送路における一方向の伝送遅延の短縮が求められており、アナログ RoF 伝送は低遅延伝送を実現する有望な技術の一つである[49]。図 5-10 に示すような WDM 技術を用いた PON システムでは、同時に多くの加入者へデータ通信サービスを提供するために多ポート光分波器が使用される。ここで、分波器のポート数が増加すると加入者あたりの光信号電力は減少する。これを補うために送信信号光電力を大きくすると、光ファイバの非線形効果により信号歪みが生じ伝送誤りが発生する。光分波器のポート数に応じて最適な利得の増幅器を用いるとシステムコストが上がるため、光分波器のポート数によらず、同じ光増幅器を用いることが望まれる。そこで、光分波器のポート数が多く加入者あたりの光信号電力が減少しても正しく識別できる電力に増幅する利得を持ち、入力信号光全体の電力が大きくなった場合でも飽和しにくい光増幅器が必要とされる。

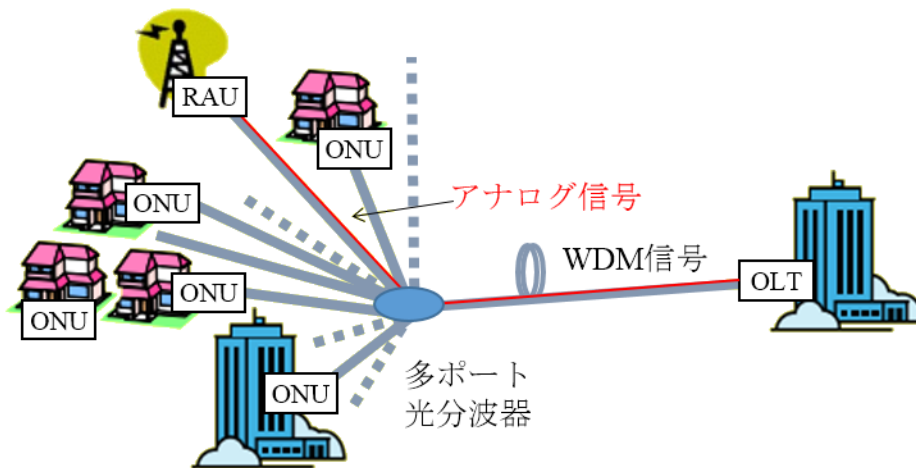


図 5-10 WDM 技術を用いた PON システム

前節において、次世代移動体通信のフロントホールとしてのバースト性を持ったアナログ RoF 信号を伝送するシステムに、利得の線形性に優れ出力飽和電力が高い BM-EDFA が適用可能であることを示した。本節では、そのアナログ RoF システムを収容し、10GbE 信号と同時に伝送する次世代 PON システムを模擬した測定系で、出力飽和電力の高い BM-EDFA と市販されている従来型の EDFA を使用して、受信したアナログ RoF アップリンク信号の伝送品質 (EVM) と 10GbE 信号の伝送品質 (ビット誤り率: BER) を評価し、利得の線形性を高めた BM-EDFA の有効性を確認する。本評価では出力飽和電力のみの比較を行うため、アナログ RoF 信号のバースト性については評価しない。

#### 5.4.1 実験系

図 5-11(a)に実験系を示す。SG で生成された LTE-A の上り信号 (パケット長 10 ms, 中心周波数 2.16 GHz, 帯域幅 20 MHz, デューティ比 50 %の 64 QAM, SC-FDMA パケット信号) は直接変調型 E/O 変換部で波長 1551.7 nm の光信号に変換される。また PPG で生成されたビットレート 10 Gb/s, 符号長 2147483647 ( $2^{31}-1$ )bit の NRZ PRBS 信号は 10GbE 送信機 (10GETX) にて波長 1545.0 nm の光信号に変換される。VOA1 は模擬多ポート光分波器のポート数を設定するために用いる。VOA2 からの光入力がない状態ではアナログ RoF 信号と 10GbE 信号が 1 チャンネルずつ (入力条件 A) DUT に入力される。ポート数に応じた残りのチャンネル全てに 10GbE 信号が入力された状態 (入力条件 B) を模擬して光信号電力の調整を行う。ポート数に応じた残りのチャンネル全ての 10GbE 信号は波長 1549.5 nm の波長可変 CW の出力を光増幅器で増幅し帯域幅 0.6 nm の OBPF を通した後に、VOA2 で出力光電力を調整することで模擬した。SMF を 40 km 伝送後に DUT で増幅した後に、光カップラで分岐し、それぞれの光信号波長を中心として、アナログ RoF 信号は帯域幅 1 nm, 10GbE 信号は帯域幅 0.6 nm の OBPF を通した後に O/E 変換後, SA で復調されたアナログ RoF 信号の EVM と, 10GbE 受信機 (10GERX) で復調された 10 Gb/s 信号の BER をそれぞれ測定した。DUT1 は市販されている従来型の EDFA であり, DUT2 は前節で使用した線形性にすぐれ出力飽和電力を高めた BM-EDFA の EDF 長をより長くして前節で使用した BM-EDFA よりも利得を向上させた BM-EDFA である。

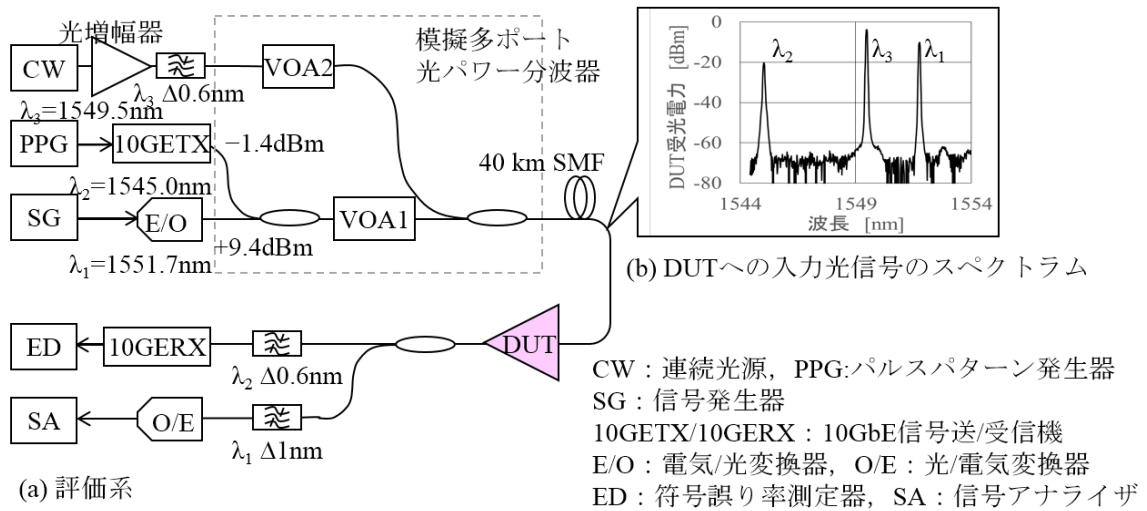


図 5-11 実験系(a)および DUT への入力光信号のスペクトラム(b)

### 5.4.2 測定結果

2つの EDFA の入出力特性(実線)と雑音指数(破線)を図 5-12 に示す. DUT1 と DUT2 の利得は約 25 dB でほぼ同じである. DUT2 の  $P_{1dB}$  は 21.4 dBm,  $P_{1dB}$  出力時の入力光電力は 0 dBm であり, DUT1 の  $P_{1dB}$  は 9.6 dBm,  $P_{1dB}$  出力時の入力光電力 -16.8 dBm と比べて, 入力ダイナミックレンジが広い. DUT2 は利得の線形性に優れた特性を示し, 入力する光波長チャンネルを増加しても出力が飽和しにくく, それぞれの波長チャンネル信号は高い出力電力を保つため, アナログ信号の正しい識別に有効である.

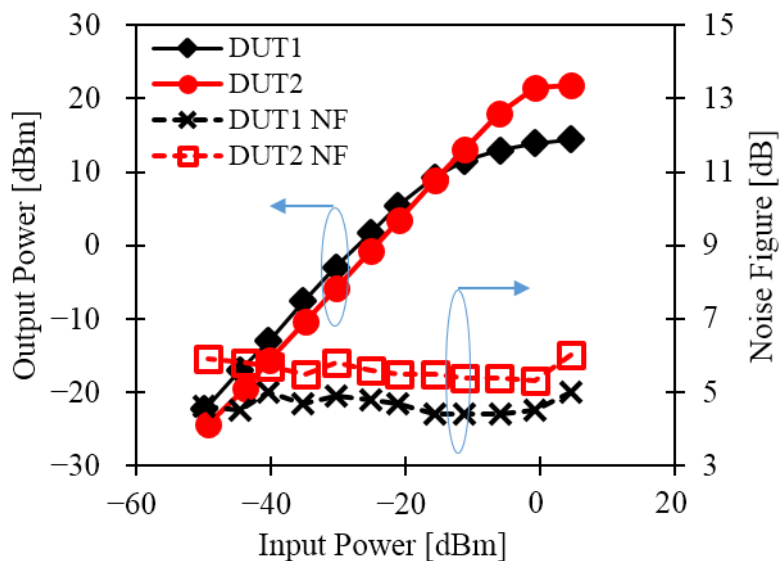


図 5-12 EDFA の入出力特性と雑音指数の測定結果



測定されたアナログ RoF 信号の EVM の模擬ポート数依存性を図 5-13 に示す. DUT2 を用いた場合ポート数 8 から 256 の範囲で, 同時に伝送される 10GbE 信号のチャンネル数にかかわらず, EVM は 4%rms を下回る. 一方, DUT1 を用いた場合にはポート数が増えると EVM は著しく劣化する. ポート数によらず総入力光電力を同一とする条件ではポート数が増えると波長チャンネル当たりの信号光電力は小さくなる. 総入力光電力を  $-1$  dBm とした時の DUT1 の出力は, 図 5-12 に示すように飽和しており, それぞれの波長チャンネルの信号光出力が小さくなることが EVM 劣化の原因と考えられる. 図 5-12 に示すように DUT2 の雑音指数が DUT1 より約  $1$  dB 大きいことによる影響は本結果からは確認できなかった.

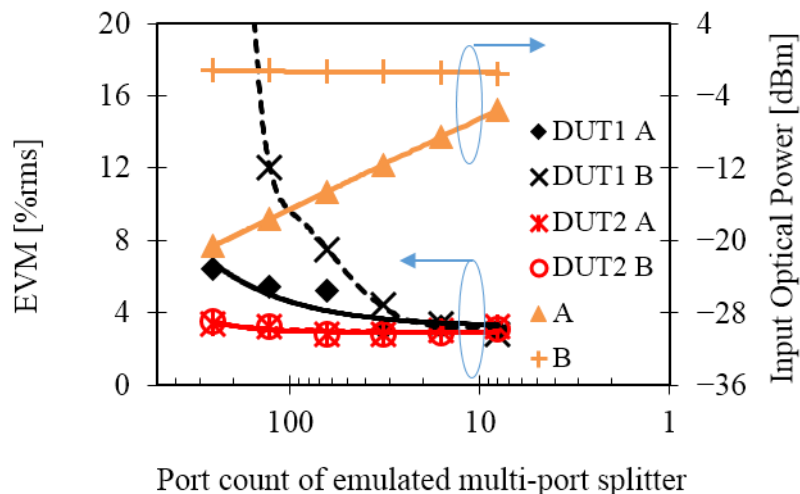


図 5-13 EVM の測定結果

測定された 10GbE 信号の BER の模擬ポート数依存性を図 5-14 に示す. DUT2 を用いた場合, 入力条件 A, B のいずれについても同一の BER が観測されるが, DUT1 を用いた場合には入力条件 B に対してより劣化する. しかし, その劣化量はアナログ RoF 信号の EVM 測定結果に比べて少ない. これは, 光増幅器の出力が飽和して各波長チャンネルの信号電力が減少しても, デジタル信号である 10GbE 信号はアナログ信号ほど影響を受けないことを示している. また, DUT2 の BER 特性は DUT1 の入力条件 A よりもわずかに劣化するが, これは雑音指数が DUT1 より約  $1$  dB 高いことによる影響であると考えられる.



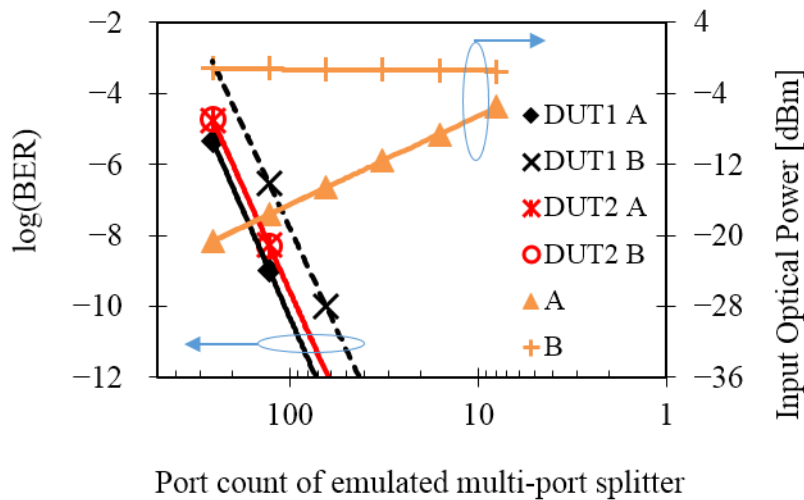


図 5-14 BER の測定結果

## 5.5 結言

次世代移動体通信のフロントホールの一候補として期待されている、アナログ RoF 伝送システムに BM-EDFA を適用することの有効性について検討した。

また、アナログ RoF システムは、次世代 PON システムでの利用も検討される。アナログ RoF 信号はアンテナとユーザの距離に応じて信号光強度が変化する。また、RAU と M/dMU の距離に応じて受信光電力が異なる。アナログ信号は一旦歪むと復調が困難になる。したがって、その増幅にはダイナミックレンジの広い線形性が必要になり、利得飽和してもアナログ信号の線形性を保つことができる、EDFA が有効である。端末から発せられた無線パケット信号はアンテナで受信され、RAU において波形整形されることなく直接変調によって電気/光変換される。RAU の低消費電力化が課題となっており、無信号時は光を送らないシステムが検討されている。この場合、無線パケット信号はバースト性を有しているため、変換された光信号もバースト性を有する。そのため、アナログ RoF 信号の増幅には、バースト耐性とともにより高い飽和出力電力が光増幅器が必要になる。

試作した BM-EDFA の飽和出力電力  $P_{1dB}$  は 20 dBm 以上であり、そのときの入力光電力は 0 dBm 以上である。よって本 BM-EDFA は利得の線形性に優れ、飽和出力光電力の高い特性を有している。また雑音指数は入力電力によらず 5 dB 程度であった。この BM-EDFA を用いて、バースト性を有する LTE-A 上り信

号のアナログ RoF 伝送評価を行った。以前試作した BM-EDFA では、出力が飽和特性の電力以上になると EVM が劣化した。線形性の高い BM-EDFA では、出力電力が増加すると EVM は小さくなり、EVM が 8%rms 以下となる受信電力幅は 16 dB 以上であった。この値は ITU-T 勧告による光経路の損失を補償する光電力のダイナミックレンジ 15 dB を満たし、本 BM-EDFA をアナログ RoF システムの次世代移動体通信のフロントホールに適用することが可能であることを示した。

次に、EDF を長くして、さらに利得を大きくした BM-EDFA を用いて、10GbE 信号とアナログ RoF 信号の同時伝送特性を測定した。VOA の光減衰量を調整して多ポート光分波器のポート数の増減を模擬した次世代 PON システムの実験系で、出力飽和電力が異なる EDFA を用いて伝送特性の評価を行った。その結果、ポート数が 8~256 の範囲では同時伝送される 10GbE の信号チャンネル数にかかわらずアナログ RoF 信号の EVM は 4%rms を下回った。次世代 PON システムにおいて、分岐数の増加によりユーザ当たりの信号光電力は低いが、トータルの信号光電力が高くなる場合でも、出力飽和電力が高い BM-EDFA を用いることにより、利得を減らすことなく各ユーザの信号を増幅することができた。試作した利得の線形性に優れ出力飽和電力の高い BM-EDFA は 10GbE 信号とアナログ RoF 信号が同時に伝送される伝送容量の大きい次世代 PON システムの実現に不可欠な光増幅器としての仕様を満足するものである。

## 第6章 結論

本論文では、バーストモード対応エルビウム添加光ファイバ増幅器を次世代光ネットワークに適用した場合の有効性について検討した結果を述べた。

序論において光ネットワークに用いられる光増幅器について概説した後に、光スイッチングおよびバースト信号増幅時に生じる利得変動について説明した。

第2章では、大容量で低消費電力な次世代光ネットワークに用いる光増幅器に要求される性能を示した。要求性能の観点から、光増幅器の分類を行い、それぞれの特徴についてまとめた。現在光通信装置の入出力増幅器として広く使用されている EDFA が次世代光ネットワークにおいても有望であることを示し、その動作原理について説明した。

第3章では、バーストモード対応 EDFA の利得制御理論を示し、次章以降で光パケット・光パス統合ネットワークへの適用、アナログ RoF システムへの適用の検討を行ううえでの理論的基礎を与えた。まず、EDFA の基本パラメータのみで利得変動を抑制する手法を述べた後、さらに利得変動を抑制するために電気回路の追加を必要とせず、消費電力の増加を伴わない光帰還による利得クランプ手法と組み合わせ、バーストモード光ファイバ増幅器(BM-EDFA)を構成することを述べ、基本特性の評価を行った。励起光電力が 200 mW の場合に  $P^{IS}$  を大きく設計した EDFA の利得は従来型の EDFA より約 1 dB 低いが、飽和出力光電力は、どちらも約 +13 dBm で同じであった。さらに、利得クランプ手法を補助的な利得変動抑制手法に採用した EDFA では、利得変動を大幅に抑制できることを示した。帰還ループの減衰量を調節して利得を 20 dB に設定した場合の雑音指数は 4.7 dB であり、一般的に妥当な特性が得られた。この技術を次世代光ネットワークで信号光帯域拡大が検討されている L 帯の光信号増幅に適用し、その利得変動抑制効果を確認した。-20 dBm 入力時の利得と雑音指数はそれぞれ 21 dB と 5.9 dB であり、利得変動を抑制するために  $P^{IS}$  を大きく設計した L 帯の EDF を採用しても市販されている従来型の EDFA と同等な特性が得られた。

第4章では、BM-EDFA を光パケット・光パス統合ネットワークに適用した場合の有効性について検討した。次世代光ネットワークの一候補として有望視されている光パケット・光パス統合ネットワークの概要を述べ、光パケット信号だけではなく光パス信号が同じネットワーク上で挿入/削除される動的な光スイッチングに BM-EDFA を適用することにより様々な信号電力の条件下で利得変動の影響を低減できることを示した。また、BM-EDFA の特性を活かした、高速な波長資源の割り当て波長チャネル数切り替え制御方法を提案し、その有効性を検討した。提案した制御法によって 4 波長チャネルの再構成処理に要した時

間は、従来方法に比べて約 100 秒短い約 27 秒であり、約 1/4 に所要時間を短縮した。共有波長帯域を使って 40 Gb/s の光パケット信号または 4 つの光パス信号によって送信されたデータのフレーム誤り率は光パケット信号、光パス信号いずれの場合にも、 $1 \times 10^{-8}$  未満であり、高品質な伝送が実現できる。BM-EDFA を光パケット・光パス統合ネットワークへ適用することで、高い信号品質を確保したまま、様々な信号光電力の範囲で高速な光スイッチングを実現することができる。

第 5 章では、BM-EDFA のアナログ RoF システムに適用した場合の有効性について検討した。次世代移動体通信のフロントホールの一候補として期待されているアナログ RoF システムを次世代 PON システムに収容することが検討されている。アナログ RoF 信号はアンテナとユーザの距離に応じて信号光強度が変化する。また、RAU と M/dMU の距離に応じて受信光電力が異なる。アナログ信号は一旦歪むと復調が困難になるため、線形増幅を行う必要があり EDFA が用いられる。アナログ RoF 信号の増幅には、バースト耐性ととも、飽和出力光電力が高いことが要求される。

試作した BM-EDFA の飽和出力光電力  $P_{1dB}$  は 20 dBm 以上であり、そのときの入力光電力は 0 dBm 以上である。よって本 BM-EDFA は利得の線形性に優れ、飽和出力光電力の高い特性を有している。また雑音指数は入力電力によらず 5 dB 程度であった。この BM-EDFA を用いて、バースト性を有する LTE-A 上り信号のアナログ RoF 伝送特性の評価を行った。EVM が 8%rms 以下となる受信電力幅は 16 dB 以上であった。この値は ITU-T 勧告による光経路の損失を補償する光電力のダイナミックレンジ 15 dB を満たし、BM-EDFA をアナログ RoF システムの次世代移動体通信のフロントホールに適用することが可能であることを示した。

次に、さらに利得飽和出力光電力を大きくした BM-EDFA を用いて、10GbE 信号とアナログ RoF 信号の同時伝送特性を測定した。VOA の光減衰量を調整して多ポート光分波器のポート数の増減を模擬した次世代 PON システムの実験系で、飽和電力の異なる EDFA を用いて伝送特性の評価を行った。ポート数が 8~256 の範囲では同時伝送される 10GbE の信号チャンネル数にかかわらずアナログ RoF 信号の EVM は 4%rms を下回った。試作した利得の線形性に優れ出力飽和電力の高い BM-EDFA は 10GbE 信号とアナログ RoF 信号が同時に伝送される伝送容量の大きい次世代 PON システムの実現に不可欠な光増幅器としての仕様を満足するものである。

最後に、本論文において得られた成果が速やかに活かされ、大容量で低消費電力な次世代光ネットワークの実現に貢献することを期待する。

## 参考文献

- [1] A. K. Srivastava, J. L. Zyskind, Y. Sun, J. Ellson, G. Newsome, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, J. W. Sulhoff, T. A. Strasser, C. Wolf, and J. R. Pedrazzani, "Fast link control protection for surviving channels in multiwavelength optical networks," in *Conf. Proc. of European Conference on Optical Communications (ECOC1996)*, Paper ThC.3.6, Oslo, Norway, Sept. 1996.
- [2] C. Tian and S. Kinoshita, "Analysis and control of transient dynamics of EDFA pumped by 1480- and 980-nm lasers," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 21, no. 8, pp. 1728–1734, Aug. 2003.
- [3] J. Chung, S. Y. Kim, and C. J. Chae, "All-optical gain-clamped EDFAs with different feedback wavelengths for use in multiwavelength optical networks," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 23, pp. 2159-2161, Nov. 1996.
- [4] 総務省, "平成 27 年版情報通信白書" <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h27/html/nc372220.html>, 2015.
- [5] C. Lange and A. Gladisch, "Energy consumption of telecommunication networks - A network operator's view, " in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC'09), Workshop on Energy Footprint of ICT: Forecast and Network Solutions*, San Diego, California, March 2009.
- [6] 総務省, "地球温暖化問題への対応に向けた ICT 政策に関する研究会報告書," [http://www.soumu.go.jp/main\\_sosiki/joho\\_tsusin/policyreports/chousa/ict\\_globalwarming/pdf/0804\\_h1.pdf](http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/policyreports/chousa/ict_globalwarming/pdf/0804_h1.pdf), 2008
- [7] H. Terauchi and A. Maruta, "Eigenvalue modulated optical transmission system based on digital coherent technology," in *Conf. Proc. of Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim, and OptoElectronics and Communications Conference / Photonics in Switching 2013 (CLEO-PR&OECC/PS2013)*, Paper WR2-5, Kyoto, Japan, July 2013.
- [8] S. Beppu, K. Kasai, M. Yoshida, and M. Nakazawa, "2048 QAM (66 Gbit/s) single-carrier coherent optical transmission over 150 km with a

- 
- potential SE of 15.3 bit/s/Hz,” in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC 2014)*, Paper W1A.6, San Francisco, California, March 2014.
- [9] M. Jinno, H. Takara, B. Kozicki, Y. Tsukishima, Y. Sone, and S. Matsuoka, “Spectrum efficient and scalable elastic optical path network: Architecture, benefits, and enabling technologies,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 11, pp. 66-73, Nov. 2009.
- [10] N. Amaya, M. Irfan, G. Zervas, R. Nejabati, D. Simeonidou, J. Sakaguchi, W. Klaus, B. J. Puttnam, T. Miyazawa, Y. Awaji, N. Wada, and I. Henning, “Fully-elastic multi-granular network with space/frequency/time switching using multi-core fibres and programmable optical nodes,” *Optics Express*, vol.21, no.7, pp.8865-8872, April 2013.
- [11] Y. Yoshida, A. Maruta, and K. Kitayama, “Coherent IFDMA-PON: A novel green and elastic optical access networks,” in *Conf. Proc. of IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*, Paper WB3.2, Seattle, Washington, July 2012.
- [12] H. Furukawa, H. Harai, T. Miyazawa, S. Shinada, W. Kawasaki, and N. Wada, “Development of optical packet and circuit integrated ring network testbed,” *Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. B242–B250, Dec. 2011.
- [13] D. Wang, T. Cheng, Y. Yeo, Z. Xu, Y. Wang, G. Xiao, and J. Liu, “Performance comparison of using SOA and HNLF as FWM medium in a wavelength multicasting scheme with reduced polarization sensitivity,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 28, no. 24, pp. 3497-3505, Oct. 2010.
- [14] J. Wu, W. Ding, and Y. Chiu, “Low-pattern-dependence prechirp optical modulation by using saturation behaviors of SOA-integrated EAM,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 31, no. 23, pp. 3651-3657, Sept. 2013.
- [15] A. Agata, T. Sano, and K. Nishimura, “Enhancement of modulation speed of RSOA by using instantaneous injection/depletion current,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E95-C, no. 7, pp. 1252-1257, July 2012.
- [16] 須藤昭一, “エルビウム添加光ファイバ増幅器,” オプトロニクス社,

- 1999.
- [17] E. Desurvire, C. R. Giles, J. R. Simpson, and J. L. Zyskind, "Efficient erbium-doped fiber amplifier at a 1.53- $\mu$ m wavelength with a high output saturation power," *Optics Letters*, vol. 14, no. 22, pp. 1266-1268, Nov. 1989.
- [18] H. Nakaji, M. Kakui, and M. Nishimura, "Wavelength dependent gain dynamics in erbium-doped fiber amplifiers for multiwavelength optical network," in *Conf. Proc. of Optical Amplifiers and their Applications*, Paper FC6, pp. 87-90, Nara, Japan, June 1999.
- [19] Y. Sun, J. L. Zyskind, A. K. Srivastava, and L. Zhang, "Analytical formula for the transient response of erbium-doped fiber amplifiers," *Applied Optics*, vol. 38, no. 9, pp. 1682-1685, March 1999.
- [20] Y. Sun, G. Luo, J. L. Zyskind, A. A. M. Saleh, A. K. Srivastava, and J. W. Sulhoff, "Model for gain dynamics in erbium-doped fiber amplifiers," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 16, pp. 1490-1491, Aug. 1996.
- [21] 玉置忍, 岸本俊彦, 中路春雄, 牧久雄, "EDFA の過渡応答抑圧," 信学技報 vol. 105, no. 333, pp. 29-33, OFT 研究会, 東京, 2005 年 10 月.
- [22] US Patent Application No. 12/530, 784, granted.
- [23] Y. Awaji, H. Furukawa, and N. Wada, "Impairment in amplification of optical packets regarding the gain transient and nonlinear effect depending on peak power of NRZ payload," in *Conf. Proc. of OptoElectronics and Communications Conference (OECC2007)*, Paper PDP2-4, Shanghai, China, Oct. 2007.
- [24] Y. Awaji, H. Furukawa, N. Wada, P. Chan, and R. Man, "Mitigation of transient response of erbium-doped fiber amplifier for burst traffic of high speed optical packets," in *Conf. Proc. of 2007 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO2007)*, Paper JTu4A133, Baltimore, Maryland, May 2007.
- [25] B. J. Puttnam, Y. Awaji, and N. Wada, "Investigating the limits of optical packet transmission through cascade transient-suppressed EDFAs without regeneration or active gain control," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2010)*, Paper OThI6, San Diego, California, March, 2010.
- [26] B. J. Puttnam, Y. Awaji, and N. Wada, "Gain-transient accumulation

- 
- across EDFA cascades in optical packet-switched networks,” in *Conf. Proc. of OptoElectronics and Communications Conference (OECC 2010)*, Paper 8A1-3, Sapporo, Japan, July 2010.
- [27] B. J. Puttnam, Y. Awaji, and N. Wada “Investigating the performance of a transient-suppressed EDFA in optical packet and burst-switched networks,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E94-B, no. 7, pp. 1853-1859, July 2011.
- [28] D. H. Richards, J. L. Jackel, and M. A. Ali, “A theoretical investigation of dynamic all-optical gain control in multichannel EDFA’s and EDFA cascades,” *IEEE Journal of Selected Topics on Quantum Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 1027-1036, Aug. 1997.
- [29] Q. Yu and C. Fan, “Simple dynamic model of all-optical gain-clamped erbium-doped fiber amplifiers,” *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 17, no. 7, pp. 1166-1171, July 1999.
- [30] G. Luo, J. Zyskind, Y. Sun, A. K. Srivastava, J. W. Sulhoff, C. Wolf, and M. A. Ali, “Performance degradation of all-optical gain-clamped EDFA’s due to relaxation-oscillations and spectral-hole burning in amplified WDM networks,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 1346-1348, Oct. 1997.
- [31] IEEE Std 802.3av, 2009.
- [32] ITU-T Recommendation G.984.3, Feb. 2004.
- [33] A. Lovrić and S. Aleksić, “Power efficiency of extended reach 10G-EPON and TDM/WDM PON,” in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2010)*, Paper NMC4, San Diego, California, March 2010.
- [34] R. Lin, "Next generation PON in emerging networks," in *Conf. Proc. of Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC2008)*, Paper OWH1, San Diego, California, Feb. 2008.
- [35] J. Bauwelink, B. Schrenk, C. Kazmierski, J. A. Lazaro, J. Prat, and X. Z. Qiu, “Multi-operability and dynamic bandwidth allocation in PONs with electrically reconfigurable SOA/REAM-based ONUs,” in *Conf. Proc. of European Conference on Optical Communication (ECOC2010)*, Paper Th.10.B.4, Torino, Italy, Sept. 2010.



- [36] Akihiro Otaka, "802.3av power saving adhoc report," [http://www.ieee802.org/3/av/public/2008\\_09/3av\\_0809\\_otaka\\_1.pdf](http://www.ieee802.org/3/av/public/2008_09/3av_0809_otaka_1.pdf), 2008.
- [37] Shing-Wa Wong, L. Valcarenghi, She-Hwa Yen, D. R. Campelo, S. Yamashita, and L. Kazovsky, "Sleep mode for energy saving PONs: Advantages and drawbacks," in *Proc. GLOBECOM Workshops*, Honolulu, Hawaii, Dec. 2009.
- [38] K. Minefuji, R. Kawate, and H. Mukai, "A proposal of novel power-saving scheme employing watchdog ONUs in redundant PON systems," in *Conf. Proc. of conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim, and OptoElectronics and Communications Conference / Photonics in Switching 2013 (CLEO-PR&OECC/PS2013)*, Paper ThP2-4, Kyoto, Japan, July, 2013.
- [39] P. J. Winzer, G. Raybon, H. Song, A. Adamiecki, S. Corteselli, A. H. Gnauck, D. A. Fishman, C. R. Doerr, S. Chandrasekhar, L. Buhl, T. J. Xia, G. Wellbrock, W. Lee, B. Basch, T. Kawanishi, K. Higuma, and Y. Painchaud, "100-Gb/s DQPSK transmission: From laboratory experiments to field trials," *IEEE/OSA J. Lightwave Technology*, vol. 26, no. 20, pp. 3388-3402, Oct. 2008.
- [40] C. F. Lam, H. Liu, B. Koley, X. Zhao, V. Kamalov, and V. Gill, "Fiber optic communication technologies: What's needed for datacenter network operations," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 7, pp. 32-39, July 2010.
- [41] ITU-T, Recommendation G.694.1, Feb. 2012.
- [42] T. Miyazawa, H. Furukawa, K. Fujikawa, N. Wada, and H. Harai, "Development of an autonomous distributed control system for optical packet and circuit integrated networks," *Optical Communications and Networking*, vol. 4, no. 1, pp. 25-37, Jan. 2012.
- [43] A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun, K. Kusume, P. Marsch, M. Maternia, O. Queseth, M. Schellmann, H. Schotten, H. Taoka, H. Tullberg, M. A. Uusitalo, B. Timus, and M. Fallgren, "Scenarios for 5G mobile and wireless communications: The vision of the METIS project," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 26-35, May 2014.
- [44] 3GPP TR36.808 V.10.1.0 Release 10, "Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Carrier aggregation; Base station (BS) radio

- transmission and reception,” July 2013.
- [45] 3GPP TS36.104, V.12.5.0, “Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); Base station (BS) radio transmission and reception,” <http://www.3gpp.org/dynareport/36104.htm>, 2014.
- [46] ITU-T Recommendation G.987.2, “10-Gigabit-capable passive optical networks (XG-PON): Physical media dependent (PMD) layer specification,” Oct. 2010.
- [47] H. Ito, S. Kodama, Y. Muramoto, T. Furuta, T. Nagatsuma, and T. Ishibashi, “High-speed and high-output InP–InGaAs untraveling-carrier photodiodes,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol.10, no.4, pp.709-727, July 2004.
- [48] ITU-T Recommendation G.989.1, Nov. 2013.
- [49] J. Capmany and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds,” *Nature Photonics*, vol. 1, no. 6, pp. 319–330, June 2007.

## 研究業績一覽

### A. 論文

- A-1. M. Shiraiwa, Y. Awaji, H. Furukawa, S. Shinada, B. J. Puttnam, and N. Wada, “Performance evaluation of a burst-mode EDFA in an optical packet and circuit integrated network, ” *Optics Express*, vol. 21, no. 26, pp. 32589-32598, Dec. 2013.
- A-2. M. Shiraiwa, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kuri, P. T. Dat, and T. Kawanishi, “New burst-mode erbium-doped fiber amplifier with wide linearity and high output power for uplink analog radio-over-fiber signal transmission, ” *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E98-C, no. 8, pp. 832-839, Aug. 2015.

### B. 国際会議

- B-1. M. Shiraiwa, A. Kanno, Y. Awaji, N. Wada, and T. Kawanishi, “Performance demonstration of a burst-mode EDFA for packetized radio-over-fiber signal transmission, ” in *Conf. Proc. of 2014 Conference Lasers and Electro-Optics (CLEO2014)*, Paper JTu4A.58, San Jose, California, June 2014.
- B-2. M. Shiraiwa, A. Kanno, T. Kuri, P. T. Dat, Y. Awaji, N. Wada, and T. Kawanishi, “Performance of a new burst-mode erbium-doped fiber amplifier for uplink radio-over-fiber signal transmission, ” in *Conf. Proc. of International Topical Meeting on Microwave Photonics and the 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (MWP/APMP2014)*, Paper TuB-4, pp. 21-24, Sapporo, Japan, Oct. 2014.
- B-3. M. Shiraiwa, K. S. Tsang, R. Man, B. J. Puttnam, Y. Awaji, and N. Wada, “Ultra-stable optical amplifier technologies for dynamic optical switching networks, ” in *Conf. Proc. of Photonics West 2015 (Photonics West 2015)*, no. 9389-12, Los Angeles, California, Feb. 2015.
- B-4. M. Shiraiwa, H. Furukawa, T. Miyazawa, Y. Awaji, and N. Wada, “Concurrently establishing and removing multi-wavelength channels reconfiguration system,” in *Conf. Proc. of Photonics in Switching*

2015(PS2015), Paper WeI3-4, Florence, Italy, Sept. 2015.

- B-5. M. Shiraiwa, A. Kanno, Y. Awaji, N. Wada, T. Kawanishi, and K. Kitayama, “Widely linear EDFA for analog radio-over-fiber transmission over a passive optical network configuration,” in *Conf. Proc. of 2015 IEEE Photonics Conference (IPC2015)*, Paper TuG1.3, Reston, Valencia, Oct. 2015.

### C. 研究会

- C-1. 白岩雅輝, 淡路祥成, 古川英昭, 和田尚也, “光パケット/光パス統合ネットワークで動作可能な小型軽量バースト光信号 EDFA の試作,” 信学技報, vol. 113, no. 175, PN 研究会 札幌, 2013 年 8 月.
- C-2. 白岩雅輝, 菅野敦史, 淡路祥成, 和田尚也, 川西哲也, “パケット RoF システムへのバーストモード EDFA 適応検討,” 信学技報, vol. 114, no. 109, PN 研究会 別府, 2014 年 6 月.
- C-3. (招待講演) 白岩雅輝, 徐蘇鋼, 淡路祥成, 和田尚也, 宮澤高也, 原井洋明, 菅野敦史, 久利敏明, 川西哲也, “光ネットワークの耐災害性向上とアクセス技術,” 信学技報, vol. 114, no. 287, MWP 研究会 仙台, 2014 年 11 月.
- C-4. (招待講演) 白岩雅輝, 品田聡, B. J. Puttnam, 淡路祥成, 和田尚也, 宮澤高也, 原井洋明, 菅野敦史, 久利敏明, 川西哲也, “次世代光スイッチングネットワークのための光増幅技術の発展,” 信学技報, vol. 114, no. 430, PN 研究会 大阪, 2015 年 1 月.
- C-5. 白岩雅輝, 菅野敦史, 淡路祥成, 和田尚也, 川西哲也, 北山研一, “線形性に優れたアナログ RoF 信号用 EDFA の一考察,” 2015 年信学総合大会 草津, no. B-10-80, 2015 年 3 月.
- C-6. 白岩雅輝, Ray Man, B. J. Puttnam, 淡路祥成, 和田尚也, “L 帯バーストモード EDFA,” 信学技報, vol. 115, no. 204, PN 研究会 北海道, 2015 年 8 月.
- C-7. 白岩雅輝, 古川英昭, 宮澤高也, 淡路祥成, 和田尚也, “光パケット光パス波長資源境界制御の高速化検討,” 2015 年信学ソサイエティ大会 仙台, no. B-12-10, 2015 年 9 月.