



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	広域光アクセスシステムにおけるデジタルコヒーレント伝送技術に関する研究
Author(s)	金井, 拓也
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第15548号
Issue Date	2023-03-23
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k15548
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/89819
Type	doctoral thesis
File Information	Takuya_Kanai.pdf



博士論文

広域光アクセスシステムにおけるデジタルコヒーレント伝
送技術に関する研究

北海道大学大学院情報科学院

金井拓也

目次

第1章 序論	1
1-1 研究背景.....	1
1-1-1 光ファイバ通信の発展.....	1
1-1-2 ブロードバンドサービスの進展とアクセスネットワークの光化.....	3
1-1-3 光アクセスシステム(PON システム)の概要.....	5
1-1-4 光アクセスシステムの標準化動向.....	7
1-2 本研究の目的および課題.....	11
1-2-1 広域光アクセスネットワークおよびマルチサービス収容への要求.....	11
1-2-2 広域PON システムおよびマルチサービス収容に関する研究開発動向.....	12
1-2-3 光アクセスシステムへのデジタルコヒーレント伝送方式の適用における課題... ..	13
1-3 本論文の概要.....	13
参考文献.....	16
第2章 広域光アクセスシステムの実現に向けた技術課題	19
2-1 はじめに.....	19
2-2 想定する広域光アクセスシステム.....	19
2-3 デジタルコヒーレント伝送方式を適用した光アクセスシステム.....	20
2-3-1 デジタルコヒーレント伝送方式の概要.....	20
2-3-2 PON システムへのデジタルコヒーレント伝送方式の適用における技術課題.....	22
2-3-3 デジタルコヒーレント伝送方式を用いたPON システムの検討状況.....	24
2-4 マルチサービス収容を実現するための広域光アクセスシステム.....	26
2-4-1 広域光アクセスシステムへの要求性能.....	26
2-4-2 多種多様なサービスに対応した伝送技術.....	27
2-5 広域光アクセスシステムのさらなる高度化.....	28
2-5-1 オールフォトニクスネットワーク(APN).....	28
2-5-2 APN におけるユーザ装置の遠隔監視・制御における技術課題.....	29
2-5-3 Out-of-band 方式(AMCC 方式)を用いた遠隔端末制御.....	30
参考文献.....	31
第3章 デジタルコヒーレント伝送技術の活用による光アクセスシステムの長延化・多分岐化	33
3-1 はじめに.....	33
3-2 デジタルコヒーレント伝送技術を適用した TDM-PON システム構成.....	33

3-3	リアルタイム BMCR の構成.....	35
3-4	40 KM リアルタイム伝送実験による提案システムの検証.....	39
3-4-1	実験構成.....	39
3-4-2	実験結果.....	41
3-5	まとめ.....	44
	参考文献.....	45
第4章 デジタルコヒーレント伝送技術を適用した TDM-PON における加入者装置の経済化46		
4-1	はじめに.....	46
4-2	加入者装置に搭載する光送信器の経済化.....	46
4-3	CONTINUOUS PHASE FREQUENCY SHIFT KEYING (CPFSK)伝送方式.....	46
4-3-1	提案する送信器構成.....	48
4-3-2	上りバーストモード CPFSK 向け CFO 補償技術.....	49
4-4	提案技術の検証.....	52
4-4-1	実験構成.....	52
4-4-2	実験結果.....	53
4-5	まとめ.....	58
	参考文献.....	59
第5章 光デジタルコヒーレント伝送技術を用いた広域光アクセスネットワークの実現..... 60		
5-1	はじめに.....	60
5-2	エラスティック光アグリゲーションネットワーク (ELASTIC LAMBDA AGGREGATION NETWORK).....	60
5-2-1	EλAN のシステム構成.....	61
5-2-2	高柔軟性の実現に向けた OFDM 方式の適用.....	62
5-3	提案システムの実機検証.....	62
5-3-1	経路故障発生時の冗長系切替動作.....	63
5-3-2	OLT 故障発生時の冗長系切替動作.....	65
5-4	提案システムの検証.....	65
5-4-1	経路故障発生時の冗長系切替動作の実機検証.....	66
5-4-2	OLT 故障発生時の冗長系切替動作の実機検証.....	70
5-5	まとめ.....	73
	参考文献.....	74
第6章 オールフォトニクスネットワークにおけるユーザ端末の遠隔制御..... 75		
6-1	はじめに.....	75
6-2	オールフォトニクスネットワーク (APN).....	75

6-3	PHOTONIC GATEWAY	76
6-4	遠隔端末制御方式の提案	78
6-5	提案手法の実機検証	80
6-5-1	実験構成	80
6-5-2	実験結果	80
6-6	まとめ	83
	参考文献	85
第7章	結論	86
謝辞	88
	発表論文	90

第 1 章 序論

1-1 研究背景

1-1-1 光ファイバ通信の発展

今日の我々の生活において、光ファイバ通信は情報社会を支える重要なインフラ基盤となっている。その光ファイバ通信の研究は、1966年に Standard Telecommunication Laboratories の K. C. Kao らによる高純度石英ガラス繊維を用いた光通信の可能性についての報告に端を発していると言われており[1]。その4年後の1970年には、アメリカのガラスメーカーである Corning 社が、波長 632.8 nm において光損失が 20 dB/km という低損失な石英系光ファイバを開発した[2]。また、それと同時期に Bell 研の I. Hayashi らが GaAs 系半導体レーザの室温での連続発進に成功し[3]、光ファイバ通信システムの研究開発が本格化した。偶然にも、低損失光ファイバの開発と、実用化に耐えうる半導体レーザの登場が重なったこともあり、1970年は光通信元年と言われている。光ファイバの研究が開始された当初は、主に MMF (Multi Mode Fiber)が研究されていたが、更なる低損失化および伝送帯域の拡大を実現する SMF (Single Mode Fiber)へと研究対象が変化していった。1979年には、NTTにより光波長 1550 nm において 0.2 dB/km の低損失な光ファイバを実現した報告がされた[4]。光ファイバの研究の進展に伴い、半導体レーザの発振波長も光ファイバで低損失化が望める 1.3 μm 帯や 1.5 μm 帯へと変わっていった。

光ファイバや半導体レーザに関する研究の進展とともに、光ファイバ通信システムの実用化に向けた研究開発も盛んに行われた。日本国内においては、1985年には旭川から鹿児島までを縦貫する光ファイバ通信システムが導入された[5]。その後、1989年には太平洋を横断する海底光ケーブルシステムが導入された。また、1989年にはさらなる長距離通信に向けて、1.5 μm 帯における光増幅を可能とする希土類であるエルビウムを添加した光ファイバを用いた光増幅器である EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier)の有用性が実証された[5]。それまでの長距離通信においては、ある一定の間隔で中継機にて光信号を一度電気信号に変換し、再生処理した後再度光信号に変換するという光/電/光(O/E/O: Optical/Electrical/Optical)中継機を用いていたが、EDFAの登場により中継間隔を大きく延伸することが可能となった。その後、EDFAによる波長多重(WDM: Wavelength Division Multiplexing)信号の一括増幅技術や、PLC (Planar Lightwave Circuit)技術を用いた波長合分波器である AWG (Arrayed Waveguide Grating)[6]の実現により、単一光ファイバ内で同時に複数の光信号を伝送する長距離 WDM 中継光伝送システムの検討が本格化した。1999年に、WDM 中継伝送システムが実用化されて以降、国内の中長距離の光通信システムや、大陸間を接続する海底光ケーブルシステムなどを支える基盤技術として導入が進められた。現在では、40 Gbit/s の光信号を 40 波多重した 1.6 Tbit/s の WDM 伝送システムが商用導入されている[7]。

また、近年では、さらなる伝送容量や伝送距離の拡大に向けて、従来の強度変調・直接検波(IM-DD: Intensity Modulation – Direct Detection)方式よりも高い受信感度の実現が可能なコヒーレント受信技術と、デジタル信号処理(DSP: Digital Signal Processing)技術を組み合わせたデジタルコヒーレント技術の研究開発が盛んに行われている。2004年に、高速なDSP回路とコヒーレント検波技術を組み合わせることで、これまで制御が難しいとされていた光の位相や偏波の処理をDSP回路で実現し、高速かつ長距離伝送を可能とする提案がされた[8]。コヒーレント受信技術とDSP技術を組み合わせることで、光信号が光ファイバ中に被った波長分散や偏波分散による波形歪みを補償することができるようになり、伝送距離の拡大が可能となった[9]。また、DSP技術を用いた信号処理は、様々な多値度への対応も可能で、高多値化することで、伝送速度の向上が望める。これまでに、デジタルコヒーレント伝送技術を用いた1波長あたり100 Gbit/sの光通信システムが商用導入されている[10]。

さらに、近年では、伝送容量の大幅な向上を目指して、一本の光ファイバに複数のコアを形成したMCF (Multi Core Fiber)を用いたSDM (Space Division Multiplexing)技術が検討されている。さらには、光ファイバ中を伝播する光のモードを活用したMDM (Mode Division Multiplexing)技術が提案され、MCFと組み合わせた高速光伝送に関する検討が行われている[11]。まだまだ研究レベルではあるが、MCFを用いたSDM技術を適用することで、光通信システムの伝送容量の抜本的な向上が期待されている。

以上のように、光ファイバ通信の世界では、伝送容量および伝送距離の拡大を目指して、様々な技術が研究されてきた。

1-1-2 ブロードバンドサービスの進展とアクセスネットワークの光化

1990年代半ばから、それまで用途が限られていたインターネットが一般家庭にも普及していった。インターネット普及初期のころは、電話回線などのメタルケーブルで64~128 kbit/sのデジタル通信が可能なISDN (Integrated Services Digital Network)回線が主に使用されていた。その後1999年に、1 Mbit/sを超える高速なデータ通信が可能なADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)サービスが登場した。ADSLは、簡単かつ安価にブロードバンドサービスを提供することが可能なこともあり、その利用者数を大きく増やしていった。しかしながら、ADSLは、収容局舎からの距離や外部ノイズなどの影響により回線速度が変化してしまうという課題があり、安定した通信サービスの提供が困難であった。

2001年には、ADSLに代わる新たなブロードバンドサービスとして、通信局舎とユーザ宅を光ファイバで接続し、高速な光ファイバ通信サービスを提供するFTTH(Fiber-To-The-Home)サービスが導入された[12]。FTTHサービスは、中継光伝送システムと同じく、低損失かつ広帯域な伝送路である光ファイバを伝送媒体に用いることで、ADSLなどのメタルケーブルを用いた通信サービスよりも格段に安定したブロードバンドサービスを提供可能である。図1-1に、我が国におけるブロードバンドサービスの加入者数の推移を示す[13]。ADSLの加入者数は、2006年をピークに徐々に減少していった。その一方で、FTTHは加入者数を増やしていき、2008年にはADSLの加入者数を上回り、国内におけるブロードバンドサービスの主役へと躍り出た。2022年6月末時点におけるFTTH加入者数は3700万加入を超えている。しかしながら、モバイルサービスなどの台頭もあり、FTTHの加入者数の増加はやや鈍化している。今後もFTTHサービスを発展させていくには、光アクセスネットワークのさらなる高度化を検討する時期にあると言える。

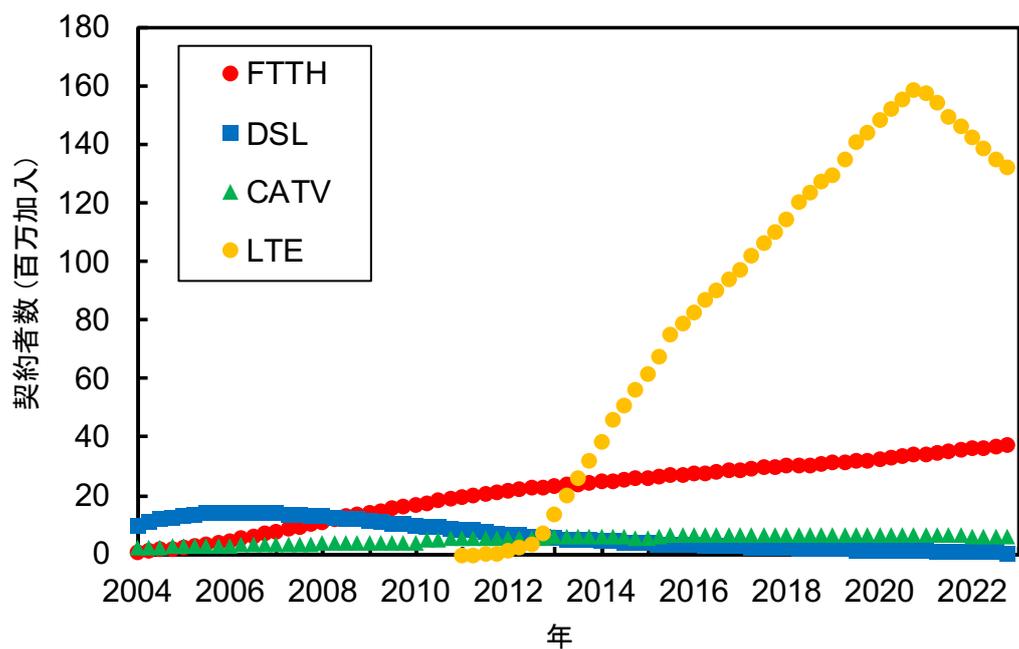


図 1-1 日本におけるブロードバンドサービスの加入者数の推移

1-1-3 光アクセスシステム(PON システム)の概要

ここでは、光アクセスシステムとして、世界的に広く導入されている PON システムについて説明する。PON システムは、再掲になるが Passive Optical Network の略称である。その名の通り Passive (受動)な光部品と光ファイバを介して、複数ユーザと一つの局舎装置(OLT: Optical Line Terminal)に接続するツリー構造をしたポイント・トゥ・マルチポイント型の光アクセスシステムである。その中でも、高い経済性を有することで、広く使用されているのが TDM-PON (Time Division Multiplexing-PON)である。TDM-PON システムの概略図を図 1-2(a)に示す。TDM-PON は、日本国内においても広く導入されており、FTTH サービスを支えている光アクセスシステムとなっている。TDM-PON システムでは、通信局舎に設置された局舎装置である OLT と、各加入者宅に設置された複数の ONU (Optical Network Unit)が、伝送路である光ファイバと伝送路中に設置されたパワースプリッタを介して接続される。TDM-PON では、複数の加入者で OLT や光ファイバ、パワースプリッタなどの設備を共有することができるため、高い経済性を実現している。また、一般的なコアネットワークやメトロネットワークの光伝送システムでは、光信号の送受に別々の光ファイバを用いているのに対して、PON システムでは光ファイバの敷設コストの観点から、1本の光ファイバを用いて双方向通信を行っている。そのため、ONU から OLT に送信する上り信号と、OLT から ONU に送信される下り信号では、それぞれ異なる波長を用いて双方向通信が行われる。各 ONU から送信される上り信号は、間欠的なバースト信号となり、時間軸上で多重される(図 1-2(b))。このとき、OLT では ONU から送信される上り信号が衝突しないように予め各 ONU から送信される上り信号の送信タイミングを制御している。また、OLT では上りバースト信号を受信するための、バースト対応光受信器が必要になる。さらには、遠距離の ONU からの弱い光パワーの光信号を受信するための高感度化だけでなく、近距離の ONU からの強い光パワーの光信号に対しても良好な感度特性を実現する広いダイナミックレンジを有する光受信器が必要となる。これまで、10G 級の TDM-PON システムの研究開発において、物理層における重要な要素技術として上りバースト信号に対応した光受信技術の研究開発が多く行われた[14-16]。なお、このバースト送受信技術は、TDM-PON システム特有の技術である。

次に、TDM-PON をベースに、さらなる大容量化や柔軟性の向上を実現する次世代の光アクセスシステムとして標準化された TWDM-PON システム[17]について説明する。図 1-3 に、TWDM-PON システムの構成図を示す。TWDM-PON では、TDM-PON と同様の時間軸上に多重する TDM 技術だけでなく、WDM 技術を組み合わせることで、PON システムの大容量化と柔軟性の向上を実現している。OLT は、それぞれ異なる波長に対応した OSU (Optical Subscriber Unit)と、各波長の光信号を合分波するための光合分波器から構成される。一方、ONU は波長可変性を有する光送受信器を搭載している。上り/下り信号では、それぞれ 4つの波長を使用することが可能で、その中から最適な波長が OLT によって各 ONU に割り当てられる。各波長チャンネル内では、TDM 技術を使用してユーザを多重している。このよ

うにして、TDM 技術と WDM 技術を併用することで、システム全体の大容量化を実現している。また、波長ごとに割り当てるサービスを変えることで、一つの PON システムで複数の光サービスを収容することもできるため、TWDM-PON は従来よりも柔軟性が高いシステムである。

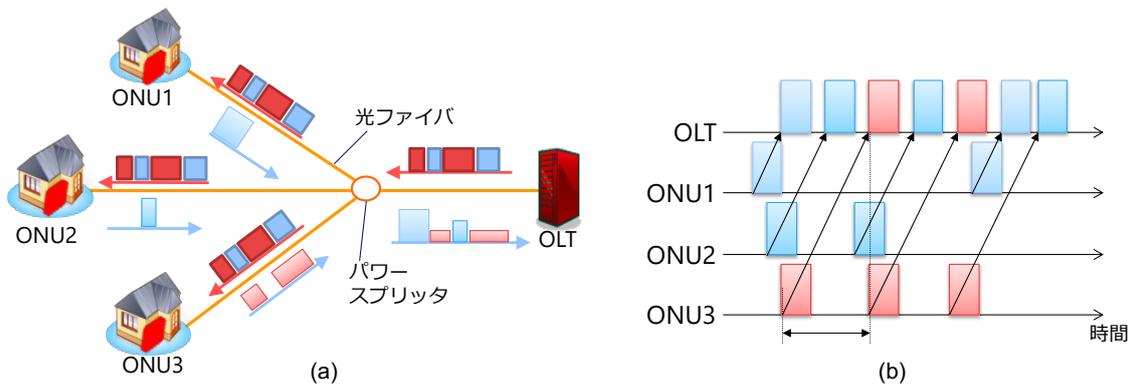


図 1-2 (a)TDM-PON の構成図と(b)上りバーストフレーム

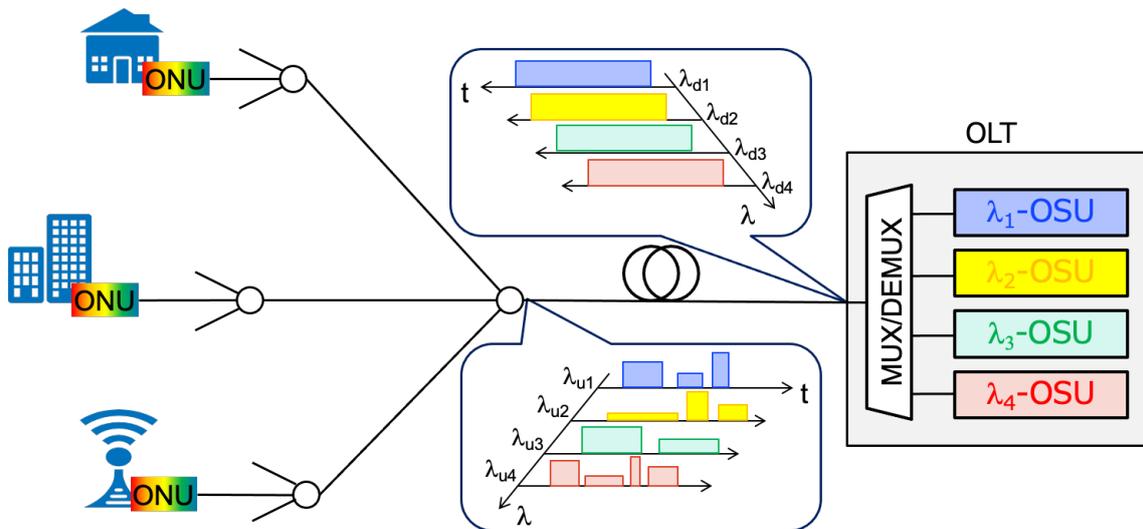


図 1-3 TWDM-PON(NG-PON2)の構成図

1-1-4 光アクセスシステムの標準化動向

光アクセスシステムの標準化については、大きく分けて ITU-T (International Telecommunication Union Telecommunication standardization sector) と IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) の二つの団体で行われている。ITU-T では、各国の通信会社を中心となり、各社が保有するネットワーク上で用いるための PON システムに関する技術の標準化活動を進められてきた。一方、IEEE では、LAN (Local Area Network) で最も普及している通信プロトコルである Ethernet の技術をベースとした Ethernet-PON (E-PON) の標準化が行われている。

図 1-4 に、ITU-T と IEEE における PON システムの標準化動向、および LAN の規格である Ethernet の標準化動向を示す。ITU-T では、信号のフレーム形式に依存しない PON システムの標準化が進められるのに対して、IEEE では Ethernet フレームを PON システムで伝送することを前提とした標準化が進められている。ITU-T における PON システムの標準化は、1997 年の B-PON (Broadband-PON) システムの標準化を皮切りに、そのビットレートが上がっていく形で標準化が進められていった。図 1-4 に示す通り、ビットレートの観点で、Ethernet でポイントツーポイントの規格が標準化された数年後に ITU-T や IEEE で同等のビットレートを有する PON システムが標準化されるという関係にある。日本国内では、2001 年に B-PON システムを用いた FTTH サービスが商用化され、さらに 2004 年には IEEE で標準化された GE-PON が商用導入されている。従来はインターネットをメインのアプリケーションとして使用されていた FTTH サービスだが、様々な音楽配信サービスや VOD (Video On Demand) による映像配信サービスの普及などにより、さらなる高速化への対応が求められるようになった。この要求に応えるために、10G 級の光アクセスシステムとして、IEEE では 10G-EPON (10 Gigabit-Ethernet-PON) の標準化が進められ、2009 年に完了した[18]。一方、ITU-T では同じく 10G 級のシステムとして、XG-PON (10Gigabit-capable PON) の標準化が進められ、2010 年に完了している[19]。10G 級の FTTH サービスとして、国内では 2015 年に XG-PON、さらに 2020 年には 10G-EPON がそれぞれ商用導入されている[20,21]。一方で、海外に目を向けると、昨今では中国において G-PON や XGS-PON をベースとした FTTH サービスが広く普及し、加入者数は 4 億を超えている[22]。

表 1-1 に、ITU-T で標準化された XG-PON/XGS-PON、および IEEE で標準化された 10G-EPON システムの標準化規格の概要を示す[18,19,23]。XG-PON システムの伝送速度は、上りが 2.5 Gbit/s、下りが 10 Gbit/s の非対称構成(XG-PON)、および上り下り共に 10 Gbit/s の対称構成(XGS-PON)が標準化されている。10G-EPON では、上りが 1.25 Gbit/s、下りが 10 Gbit/s の非対称構成、および上り下り共に 10 Gbit/s の対称構成が標準化されている。また、最大伝送距離や最大分岐数は ONU や OLT に搭載される光トランシーバの性能限界により決定され、一般的には最大伝送距離が 20 km、最大分岐数が 64 分岐とされている。ITU-T では次世代の PON システムとして、サービス提供対象をマスマスユーザに限定せず、ビジネスユーザや近年トラフィックが急増しているモバイルネットワークなど、複数の通信サービスまで

拡張することを想定した NG-PON2 (Next Generation-PON2)の標準化の議論を行い、2015 年に標準化が完了している[24]。本規格では、多重化方式として TDM 方式と WDM 方式の技術を融合させた TWDM (Time and Wavelength Division Multiplexing)-PON を採用し、複数のサービスを WDM 技術により同一の PON システムに収容、それぞれの波長では TDM 技術により複数のユーザを多重する。NG-PON2 では、上りと下り共に 1 波長あたり最大伝送速度が 10 Gbit/s、波長多重数が 4 波長とし、システム全体で最大 40 Gbit/s の伝送容量をサポートする。また、最大伝送距離と最大分岐数はそれぞれ 40 km、256 分岐に対応している。NG-PON2 では、各 ONU が送受信する波長をダイナミックに切り替えることが可能で、各波長に収容するユーザ数を柔軟に変更することができる。これにより、波長間で収容ユーザ数の偏りをなくし、割り当てる帯域の公平性を改善することができる[25]。さらには、ある波長に対応した OLT が故障した場合には、ONU が送受信波長を切り替えることで、他の波長に対応した OLT にて通信を復旧させることが可能となり、通信インフラとしての光アクセスシステムの信頼性を大きく向上することができる[26]。

光アクセスネットワークのさらなる高速化に向けて、IEEE では 2015 年に 1 波長あたり 25 Gbit/s 以上のビットレートに対応した PON システムの標準化の議論が開始され、2020 年に 50G-EPON として、標準化された[27]。ITU-T でも同様に、1 波長あたり 10G 超の PON システムとして、50G-PON (G.9804)の標準化が 2021 年に完了した[28]。表 1-2 に、50G-EPON と 50G-PON の標準化規格の概要を示す。50G-EPON では、50G 級の伝送速度を実現するために、1 波長あたり 25 Gbit/s の信号を 2 波長使用している。一方、50G-PON では、1 波長で 50 Gbit/s の伝送速度を実現している。50G 級 PON では、従来の PON システムと同様に IM-DD 方式を用いることを想定した議論がされていた。これまでの PON システムとの大きな違いとしては、従来は上り方向通信に 1.3 μm 帯、下り方向通信に 1.5 μm 帯の波長がそれぞれ使用されていたのに対して、50G-PON ではビットレートの高速化に伴い、光ファイバ中の波長分散による信号劣化を懸念し、上りと下り共に光ファイバの波長分散が非常に小さい 1.3 μm 帯の波長を用いることを前提としている。変調方式としては、従来から使用されていた NRZ (Non-Return-to-Zero)方式に加えて、Baud Rate はそのままに多値化による高速化が望める PAM (Pulse Amplitude Modulation)-4 などが検討された結果、シンプルな送信器構成を用いることが可能な NRZ 方式が採用された。また、標準化の議論の中では、ビットレートの高速化に伴い最小受光感度が劣化することが課題となるため、光送信器の出力パワーや、光受信器の受信感度などの物理パラメータの議論が盛んに行われた。

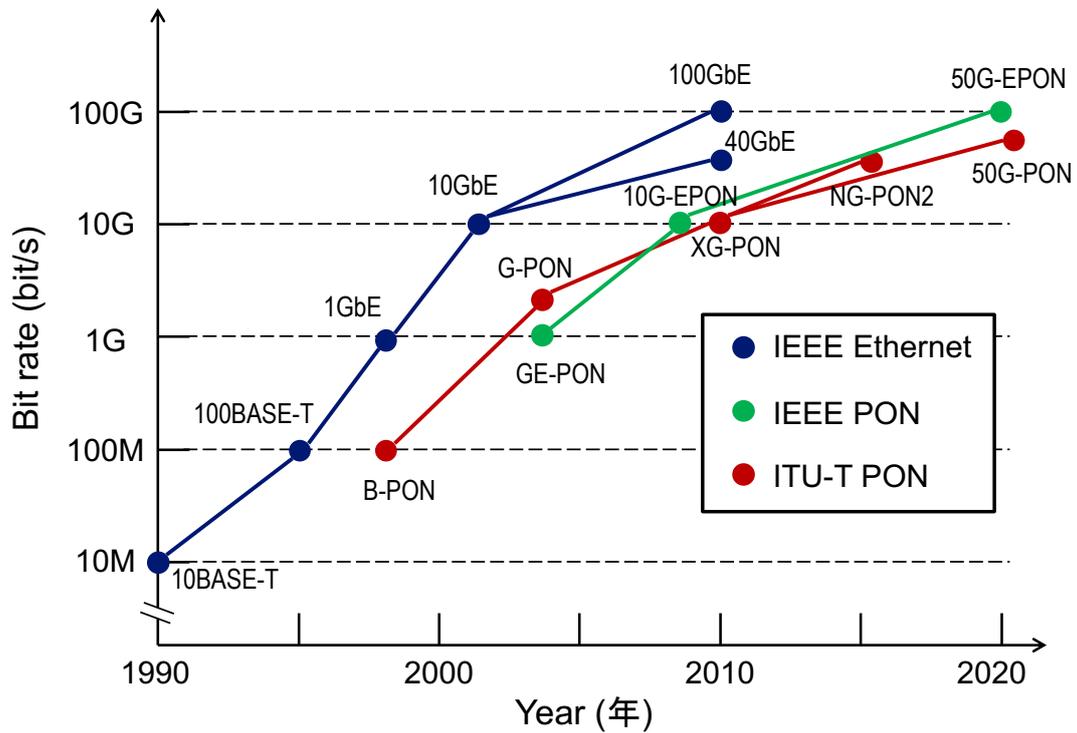


図 1-4 PON システムの標準化動向

表 1-1 10G-EPON システムおよび XG-PON システムの標準化規格

システム名	10G-EPON	XG-PON	XGS-PON	
標準化規格	IEEE802.3av	ITU-T G.987	ITU-T G.9807	
標準化完了時期	2009年10月	2010年6月	2016年6月	
伝送速度	上り	1.25 / 10.3125 Gbit/s	2.5 Gbit/s	10 Gbit/s
	下り	10.3125 Gbit/s	10 Gbit/s	10 Gbit/s
使用波長	上り	1260 – 1280 nm	1260 – 1280 nm	1260 – 1280 nm
	下り	1575 - 1580 nm	1575 - 1580 nm	1575 - 1580 nm
伝送距離	10 / 20 km	20 / 40 km	20 / 40 km	
光線路損失 (バジェットクラス)	5 - 20 dB (PR10) 10 - 24 dB (PR20) 15 - 29 dB (PR30)	14 - 29 dB (N1) 16 - 31 dB (N2) 18 - 33 dB (E1) 20 - 35 dB (E2)	14 - 29 dB (N1) 16 - 31 dB (N2) 18 - 33 dB (E1) 20 - 35 dB (E2)	
収容ONU数	32台以上	32台以上	32台以上	

表 1-2 次世代 PON システムの標準化規格

システム名		50G-EPON	50G-PON
標準化規格		IEEE802.3ca	ITU-T G.9804
標準化完了時期		2020年7月	2021年9月
伝送速度	上り	10/25/50 Gbit/s	12/25/50 Gbit/s
	下り	50 Gbit/s	50 Gbit/s
使用波長	上り	1260 – 1280 / 1290 - 1310 nm	1260 – 1280 / 1290 -1310 nm
	下り	1340-1344 / 1356 – 1360 nm	1340-1344 nm
波長数		2	1
伝送距離		20 km	20 / 40 km
光線路損失 (バジェットクラス)		10– 24 dB (PQ20) 15– 29 dB (PQ30)	14 - 29 dB (N1) 16 - 31 dB (N2) 18 - 33 dB (E1) 20 – 35 dB (E2)
収容ONU数		32台以上	32台以上

1-2 本研究の目的および課題

1-2-1 広域光アクセスネットワークおよびマルチサービス収容への要求

これまでに述べた通り、経済性の高い PON システムをベースにした FTTH サービスの普及により、国内におけるブロードバンドサービスは広く普及していった。また、標準化の観点では、ユーザ数の増加や年々増加するトラフィックや、FTTH で提供されるサービスの多様化に対応するため、ビットレート的高速化だけでなく、TWDM-PON のように WDM 技術も組み合わせることで柔軟性の向上を目指した PON システムが標準化されてきた。さらに将来の光アクセスネットワークでは、モバイル通信サービスや IoT (Internet of Things) などを活用したセンサネットワークなど、光通信を使用した多種多様なサービスが展開されることが予想される。そのため、そのような様々なサービスの異なる要求条件に対し、従来のような経済性を維持しつつも、高柔軟かつ高効率に様々な通信サービスを提供可能な光アクセスシステムが必要とされる。

光アクセスネットワークの効率を向上させるには、PON システムにおけるサービス提供エリア(伝送距離)、および収容ユーザ数(分岐数)を拡大し、単一の光アクセスシステムの収容範囲を広域化することが有効である。現行の光アクセスシステムでは、最大伝送距離が 20 km となっており、一つの収容局でサービスを提供できるエリアを律速する要因となっている。そのため、ある一定の間隔で通信局舎を設置する必要があり、特に新規構築する場合は大きなコストがかかってしまう。一方、最大収容数についても 64 とされており、利用するユーザ数の増加に伴い、複数の PON システムを構築する必要が出てしまう。これら、伝送距離や分岐数は、光送受信器における最大光出力パワーと最小受光感度によって決まるロスバジェットによって定義される。そのため、PON システムのロスバジェットの抜本的な改善をすることで、最大伝送距離や分岐数を拡大することが可能となる。例えば、最大伝送距離を拡大することで、アクセス局舎に配置されていた局内装置(OLT)をよりコアネットワークに近いメトロ局舎に集約することが可能となり、通信局舎の統廃合による OPEX (Operation Expenditure)や CAPEX (Capital Expenditure)といった設備投資や保守運用にかかるコストの大きな削減効果が期待できる。

一方、現在の光アクセスネットワークで提供される通信サービスは、レジデンシャルやビジネス、専用線など多岐にわたっている。さらに今後は、Beyond 5G などのモバイルサービスや、仮想現実(VR: Virtual Reality)サービス、8K のような超高精細映像サービスなど、通信サービスは益々多様化していくと考えられる。しかし、現有の光アクセスネットワークでこれらの多様化したサービスを提供するには、サービス毎にネットワークに必要な通信速度や提供エリア(距離)などのサービス要件が異なるので、それぞれ個別にネットワークを構築する必要があり、OPEX や CAPEX が大きく増加してしまう。

以上のように、将来の光アクセスネットワークでは、伝送距離や分岐数を抜本的に改善し、多種多様なネットワークサービスを高効率に収容するために、個々のサービス要件に柔軟

に対応可能で様々なネットワークサービスを同一基盤上で提供可能な新たなネットワークシステムが求められる。

以上を鑑み、本研究では多種多様な通信サービスを高効率に提供するための広域収容が可能な光アクセスシステムの実現を目指す。その中で本システムを構築するための要素技術である PON システムの広域化について検討する。具体的には、伝送距離を従来の倍である 40 km まで延伸し、50 dB 以上のロスバジェットを達成することを目指す。この値は、分岐数でいうと 2048 分岐に相当し、従来の 64 分岐の PON システム 32 セット分に当たる。2048 分岐が達成できることで、従来の光アクセスシステムで複数の PON システムを集線するために使用されていたレイヤー2 スイッチを省くことが可能となる。これにより、通信システムにかかる消費電力を削減することが可能となる。また、伝送速度や伝送距離など、サービスごとに異なる要求条件に対して高柔軟かつアダプティブに対応可能な新たな光アクセスネットワークに関する検討を行い、実機による実証を目指す。

1-2-2 広域 PON システムおよびマルチサービス収容に関する研究開発動向

広域 PON システムを実現するために必要な長延化・多分岐化に関する検討はこれまでも多く行われてきた。シンプルな構成で長延化・多分岐化する技術としては、光増幅器を用いることで光ファイバやパワースプリッタなどの伝送路損失を補償する手法がある[29-33]。この手法では、光増幅器を伝送路中のどこに設置するかで、その効果が変わってくる。例えば、光送信器にてブーストアンプとして使用して、光出力パワーを向上させることでロスバジェットの改善することができる。しかし、光出力パワーを大きくしすぎると、自己位相変調や誘導ブリルアン散乱など、非線形光学効果の影響で光信号が歪んでしまい、逆効果となってしまう。また、光増幅器を伝送路中に設置し、中継増幅器として用いる場合は伝送路の途中に電源が必要となってしまうという課題がある。PON システムでは、ONU-OLT 間を光ファイバやパワースプリッタなどのパッシブな光素子で構築することで、高信頼性と高い保守運用性を実現している。そのため、伝送路区間に光増幅器のようなアクティブデバイスを設置することは、望ましくない。次に、受信側に光増幅器を設置し、プリアンプとして使用する手法がある。伝送路損失により低下した光パワーを光受信器入力前に増幅することで、受信感度の向上が図れる。しかしながら、受信感度付近のような信号対雑音比(SNR: Signal Noise Ratio)が低い光信号に対しては、光増幅器内で発生する ASE (Amplified Spontaneous Emission)がノイズとなり、受信感度改善効果が制限されてしまう。

中継系の光伝送システムで実用化されているデジタルコヒーレント伝送方式を光アクセスシステムに応用することで、ロスバジェットを改善する検討がされている[34-36]。デジタルコヒーレント伝送技術は、原理的に従来の直接検波方式よりも高受信感度化が可能であり、前置光増幅器と組み合わせることで、受信感度の抜本的な改善効果が期待できる[37]。このデジタルコヒーレント伝送方式を光アクセスネットワークに適用することで、PON シ

システムの抜本的な長延化・多分岐化の実現が期待できる。

一方、光アクセスシステムにおける多種化する光通信サービスへの対応については、ITU-Tで標準化された NG-PON2 において、40 Gbit/s 級の TWDM-PON を基本システムとして新たなサービスへの対応などの拡張性を考慮し、WDM 技術を活用したポイントツーポイント (PtP) の接続構成も WDM オーバーレイオプションとして仕様化されている[24]。WDM オーバーレイの PtP サービスでは、TWDM-PON と光ファイバやパワースプリッタから構成された ODN (Optical Distribution Network) を共有し、ある特定の一つの波長を PtP サービスとして専有的に割り当てることで、モバイルサービスのような伝送速度や遅延要求が厳しい光通信サービスへの応用が期待されている。同様に、同一の ODN を用いて複数のサービスに対して、伝送速度などのサービスごとに異なる要求条件に対して高柔軟に対応する光アクセスネットワークが提案されている[38]。一方、通信に必要な伝送装置を共通化し、これまで専用装置で提供されていた各種サービスに関する機能をソフト化して実装することで、高効率かつ高柔軟に多様なサービスを提供するための技術が検討されている[39]。

1-2-3 光アクセスシステムへのデジタルコヒーレント伝送方式の適用における課題

これまで述べてきたように、デジタルコヒーレント伝送方式を光アクセスシステムに適用することで、より広域な光アクセスシステムの実現が望める。広域光アクセスシステムにおける要求課題を以下のようにまとめる。

①広域化およびマルチサービス収容による構築、運用コストの削減

多種多様化する通信サービスに対して個別に光アクセスシステムを構築するのは、運用コストが増加するため望ましくない。そのため、単一の光アクセスシステムにおけるマルチサービス収容を実現し、システム運用の高効率化を図る必要がある。また、マルチサービス対応により通信システムが高度化することが想定され、システムコストが上昇すると考えられる。これに対しては、広域化により収容エリアや収容数を増大させることで、光アクセスシステムの収容効率を向上させ、運用コストの削減することが求められる。

②多種多様なサービス要件に対応可能な高い柔軟性を有する光アクセスシステムの実現

サービスごとに異なる要求条件(伝送速度、容量、伝送距離など)の通信サービスを単一の OLT で収容する必要がある。そのため、サービスごとの要求やそのときのネットワークの状況などから判断して、最適な光パス構築や帯域および波長割当などを柔軟に設計可能な仕組みが必要になる。

1-3 本論文の概要

本論文は全7章からなる。以下に概要を示す。

第1章では、本研究の背景として、我が国におけるブロードバンド通信サービスの状況と

併せて、光ブロードバンドサービスの普及を大きく加速させた PON システムの概要や標準化動向について述べた。さらには、将来の光アクセスネットワークの進展および目指すべき方向性について述べ、PON システムの広域化に関する研究動向について説明した。最後に、本研究の目的である広域光アクセスシステムを実現するための課題について説明した。

第2章では、本研究の目標であるメトロ・アクセス統合型ネットワークシステムを実現するために最も重要な要素技術であるデジタルコヒーレント伝送技術を光アクセスシステムへ応用する際の課題について述べる。デジタルコヒーレント伝送技術を適用した経済的な PON として、上り方向通信にデジタルコヒーレント伝送技術、下り方向通信にシンプルな IM-DD 方式を採用した TDM-PON について検討し、その中で重要となる加入者装置に搭載する光送信器の経済化について述べる。次に、将来の光アクセスネットワークで展開される多種多様な通信サービスを同一基盤上で収容することを可能とするメトロ・アクセス統合型ネットワークシステムにおける要求性能や高い柔軟性を実現するための検討課題について説明する。また、マルチサービス収容で必要となる通信サービスの多様なプロトコルや変調方式に対して適用可能な加入者装置の遠隔管理制御技術について述べる。

第3章では、新たに開発した上りバースト信号に対応した DSP を用いてデジタルコヒーレント伝送技術を適用した PON システムを実機で構築し、システムレベルでのリアルタイムでの 10 Gbit/s 双方向 40 km 伝送実験を行い、従来システムの 64 倍に相当する収容数が実現可能な 50 dB 以上のパワーバジェットを実験により示す。

第4章では、加入者装置への搭載できるレベルの経済的な光送信器の実現を目指し、直接変調レーザ(DML: Directly Modulated Laser)を用いたシンプルなバーストモード光送信器を提案し、Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFSK)という変調方式を用いたバースト対応光送信器を提案および実証する。また、その際に課題となるキャリア周波数オフセット(CFO: Carrier Frequency Offset)についても、受信側のデジタル信号処理にて、シンプルなアルゴリズムにより CFO 補償を実現する手法を新たに提案し、実機により実証する。これにより、加入者装置の光送受信器において、従来の PON システムと同等レベルの経済性を担保しつつ、デジタルコヒーレント伝送技術を応用することで、広域光アクセスシステムに必要とされる 50 dB 以上のロスバジェットが実現可能となる。

第5章では、様々なネットワークサービスを収容する広域光アクセスネットワークとしてエラスティック光アグリゲーションネットワーク(EλAN: Elastic Lambda Aggregation Network)を提案し、実機による検証結果について述べる。具体的には、EλAN における災害時のファイバ断を想定した故障発生時の冗長システムへの切替動作の検証を行い、最適な経路や冗長システムを自動で選定する切替動作を世界で初めて実証する。切替動作により、伝送距離が 20 km から 40 km に延伸するため、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)や 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)といった変調方式を柔軟に変更することで、通信品質を落とさず 10 秒以内に復旧することが可能であることを示す。

第6章では、第5章までに検討した広域光アクセスシステムをさらに発展させ、光-電気-

光変換処理を極小化したさらに将来の新たなネットワークについて述べる。また、そのような究極のフォトニックネットワークにおいて、特定の変調方式やプロトコルに無依存で、電気処理を介すことなくユーザ装置の監視・制御を可能とする遠隔監視制御方式およびシステム構成について提案し、end-to-endで光直結されたユーザ装置間で、主信号に影響を与えることなく経路中で制御信号の監視・挿入が可能であることを実機により実証する。

最後に、第7章で本論文の結論を述べる。

以上のように、本研究では伝送速度や伝送遅延などの要求条件、伝送方式が異なる多種多様ネットワークサービスを単一のネットワークで収容可能な新たなネットワークシステムとして、デジタルコヒーレント技術を応用した広域光アクセスシステムを提案し、実機実証を通じてその有効性を示す。デジタルコヒーレント技術を用いることで、光アクセスシステムの抜本的な長延化・多分岐化だけでなく、高い柔軟性も同時に実現することが可能となる。

参考文献

- [1] K. C. Kao, and G. A. Hockham, "Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies," IET Electrical Engineers, vol. 113, no. 7, pp. 1151-1158, 1966.
- [2] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," Appl. Phys. Lett., vol. 17, pp. 423, 1970.
- [3] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," Appl. Phys. Lett., vol. 17, pp. 109, 1970.
- [4] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyoshita, "Ultimate low-loss single-mode fiber at 1.55 μm ," IET Electron. Lett., vol. 15, no. 4, pp. 106-109, 1979.
- [5] K. Hagimoto, K. Iwatsuki, A. Takada, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aida, and K. Nakagawa, "250 km nonrepeated transmission experiment at 1.8 Gb/s using LD pumped Er^{3+} -doped fiber amplifiers in IM/direct detection system," IET Electron. Lett., Vol. 25, No. 10, pp. 662-664, 1989.
- [6] H. Takahashi, S. Suzuki, and I. Nishi, "Wavelength multiplexer based on SiO_2 - Ta_2O_5 arrayed-waveguide grating," IEEE/OSA J. Lightw. Technol., vol. 12, no. 6, pp. 989-995, 1994.
- [7] 松田俊哉, 松岡伸治, "東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発," NTT 技術ジャーナル, Vol. 20, No. 4, pp. 58-61, 2008.
- [8] M. G. Taylor, "Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments," in IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 16, no. 2, pp. 674-676, 2004.
- [9] 鈴木扇太, 宮本裕, 富澤将人, 坂野寿和, 村田浩一, 美野真司, 柴山充文, 渋谷真, 福知清, 尾中寛, 星田剛司, 小牧浩輔, 水落隆司, 久保和夫, 宮田好邦, 神尾享秀, "光通信ネットワークの大容量化に向けたデジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発" 電子情報通信学会誌, vol. 95, no. 12, pp. 1100-1116, 2012.
- [10] NTTコミュニケーションズ, 「日米間海底ケーブル「PC-1」における最新の光通信技術「100Gbpsデジタルコヒーレント」を活用した通信容量の拡張について」, 2013年7月17日.
<https://www.ntt.com/content/dam/nttcom/mig2/release/monthNEWS/detail/pdf/20130717.pdf>
- [11] T. Sakamoto, K. Saitoh, S. Saitoh, Y. Abe, K. Takenaga, A. Urushibara, M. Wada, T. Matsui, K. Aikawa, and K. Nakajima, "Spatial Density and Splicing Characteristic Optimized Few-Mode Multi-Core Fiber," J. Lightw. Technol. Vol. 38, pp. 4490-4496, 2020.
- [12] H. Shinohara, "Broadband access in Japan: Rapidly growing FTTH market," IEEE Commun. Mag., vol. 43, no. 9, pp. 72-78, 2005.
- [13] 総務省通信統計データベース「ブロードバンド契約者数等の推移」,
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/data/gt010103.xls>
- [14] H. Nakamura, S. Kimura, K. Hara, N. Yoshimoto, M. Tsubokawa, M. Nakamura, K. Nishimura, A. Okada, and Y. Ohtomo, "AC-coupled burst-mode transmitter using baseline-wander common-

- mode-rejection technique for 10-Gbit/s-class PON systems,” IEEE/OSA J. Lightw. Technol., vol. 27, no. 3, pp. 336-342, 2009.
- [15] S. Nishihara, S. Kimura, T. Yoshida, M. Nakamura, J. Terada, K. Nishimura, K. Kishine, K. Kato, Y. Ohtomo, N. Yoshimoto, T. Imai, and M. Tsubokawa “A burst- mode 3R receiver for 10-Gbit/s PON systems with high sensitivity, wide dynamic range, and fast response,” IEEE/OSA J. Lightw. Technol., vol. 26, no. 1 pp. 99- 107, 2008.
- [16] K. Hara, S. Kimura, H. Nakamura, N. Yoshimoto, and H. Hadama, “New AC- coupled burst-mode optical receiver using transient-phenomena cancellation techniques for 10 Gbit/s-class high-speed TDM-PON systems,” IEEE/OSA J. Lightw. Technol., vol. 18, no. 19, pp. 2775-2782, 2010.
- [17] T. Yoshida, “Recent research progress in λ -tunable WDM/TDM-POM,” Acta Photonica Sinica, Vol. 43, Issue 3, pp. 1-8, 2014.
- [18] IEEE 802.3av
- [19] ITU-T Recommendation G.987 Series
- [20] ソニーネットワークコミュニケーションズ株式会社, 「『NURO 光』、10 ギガサービスの提供開始について」, 2015 年 6 月 1 日
https://www.sonymetwork.co.jp/corporation/release/2015/pr20150601_3068.html
- [21] 東日本電信電話株式会社, 「『フレッツ 光クロス』の提供開始について」, 2020 年 2 月 18 日
https://www.ntt-east.co.jp/release/detail/20200218_01.html
- [22] 総務省, <https://www.soumu.go.jp/g-ict/country/china/pdf/086.pdf>
- [23] ITU-T Recommendation G.9807 Series
- [24] ITU-T Recommendation G.989 Series
- [25] Y. Senoo, T. Yoshida, S. Kaneko, J. Sugawa, K. Wakayama, S. Kimura, K. Suzuki, and A. Otaka, "512-ONU Real-Time Dynamic Load Balancing With Few Wavelength Reallocations in 40 Gbps λ -Tunable WDM/TDM-PON [Invited]," J. Opt. Commun. Netw. Vol. 7, pp. B202-B211, 2015.
- [26] F. J. Effenberger, "PON resilience [invited]," J. Opt. Commun. Netw., vol. 7, no. 3, pp. A547-A552, 2015.
- [27] IEEE 802.3ca
- [28] ITU-T Recommendation G.9804 Series
- [29] K.-I. Suzuki, Y. Fukada, D. Nasset, and R. Davey, "Amplified gigabit PON systems [Invited]," J. Opt. Netw. 6(5), 422-433 (2007).
- [30] I. Voorde, C. Martin, J. Vandewege, and X. Qiu, "The SuperPON demonstrator: an exploration of possible evolution paths for optical access networks," IEEE Commun. Mag. 38(2), 74-82 (2000).
- [31] Z. Belfqih, F. Saliou, P. Chanclou, T. Soret, and N. Genay, "Bidirectional amplifier for standard

- PON architecture in burst mode configuration with class B+ attenuation range," in *Optical Fiber Communication (OFC) (2007)*, paper OWS1.
- [32] R. P. Davey, D. B. Grossman, M. Rasztoivits-Wiech, D. B. Payne, D. Nettet, A. E. Kelly, A. Rafel, S. Appathurai, and S. H. Yang, "Long-Reach Passive Optical Networks," *J. Lightw. Technol.* 27(3), 273-291 (2009).
- [33] S. Shimizu, S. Kinoshita, K. Kitayama, and N. Wada, "0.73-W extremely low-power-consumption optical amplifier repeater for 10G-EPON systems," in *40th European Conference on Optical Communication (ECOC) (2014)*, pp. 1-3.
- [34] R. Koma, M. Fujiwara, J. Kani, S. Y. Kim, T. Suzuki, K. Suzuki, and A. Otaka, "Demonstration of Real-Time Burst-Mode Digital Coherent Reception with Wide Dynamic Range in DSP-Based PON Upstream," *J. Lightw. Technol.* Vol. 35, No. 8, pp. 1392-1398, 2017.
- [35] N. Suzuki, S. Yoshima, H. Miura, and K. Motoshima, "Demonstration of 100-Gb/s/ λ -Based Coherent WDM-PON System Using New AGC EDFA Based Upstream Preamplifier and Optically Superimposed AMCC Function," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 8, pp. 1415–1421, 2017.
- [36] V. Houtsma and D. V. Veen, "Bi-Directional 25G/50G TDM-PON with Extended Power Budget Using 25G APD and Coherent Detection," *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 1, pp. 122–127, 2018.
- [37] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver," *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 13, pp. 1817–1822, 2008.
- [38] I. Hiroki, H. Takeshita, and S. Okamoto, "Future service adaptive access/aggregation network architecture," *IEICE transactions on communications*, vol. E95-B, No. 3, pp. 696-705, 2012.
- [39] J. Kani et al., "Flexible Access System Architecture (FASA) to Support Diverse Requirements and Agile Service Creation," *J. Light. Technol.*, vol. 36, no. 8, pp. 1510-1515, 2018.

第2章 広域光アクセスシステムの実現に向けた技術課題

2-1 はじめに

前章では、本研究で実現を目指す広域光アクセスシステムにおける要求条件について論じた。本章では、その広域光アクセスシステムに必要とされる特徴を実現するための技術的な課題について述べ、本研究における検討すべき項目について明らかにする。

まず、PON システムの広域化に向けた抜本的な長延化/多分岐化を実現するための技術として、デジタルコヒーレント伝送方式の光アクセスシステムへの適用における課題について説明する。次に、多種多様なサービスの収容を可能とする新たな光アクセスシステム、および様々なサービス要件へのアダプティブに対応することができる高い柔軟性を実現するための技術課題について述べる。最後に、広域光アクセスシステムをさらに発展させたさらに将来の光アクセスシステムについて述べ、そこで課題となる遠隔でのユーザ装置の監視制御を実現する新たな管理制御方式の必要性について説明する。

2-2 想定する広域光アクセスシステム

前章で述べたように、今後の光アクセスネットワークで展開される光通信サービスは多種多様かしていくことが考えられる。しかしながら、既存の光アクセスシステムでは、サービスごとに異なる要求条件に対応するため、各種サービスに対して個別のネットワークシステムを構築している。そのため、新たなサービスを導入するたびに、OPEX や CAPEX といった設備投資や保守運用にかかるコストが増大してしまうという課題がある。そこで、本研究では単一の光アクセスシステムで多種多様なサービスを収容し、サービスごとに異なる要求条件にも柔軟かつ高効率に対応できる広域光アクセスシステムの実現を目指している。図 2-1 に、本研究で想定する広域光アクセスシステムを示す。ここでは、例として、レジデンシャルサービス、モバイル系サービス、ビジネス系サービスを記載している。レジデンシャルサービスは、一般的にベストエフォート型のサービスであり、ユーザ要求に応じて帯域や波長といったリソースを割り当てている。一方、ビジネス系サービスでは専用線サービスのように広帯域な通信サービスが必要とされる。また、モバイル系サービスでは低遅延かつ帯域保証型のサービスが必要とされる。広域光アクセスシステムでは、これら異なるサービス要件に対して、これまでのようにサービス毎に独立したネットワークを構築するのではなく、一つのネットワークで様々なサービスに柔軟に対応し、効率良く収容することを想定している。これにより、OPEX や CAPEX を大きく削減することができる。さらには、光アクセスシステムの抜本的な長延化/多分岐化により、一つのネットワークシステムにおけるサービス提供エリア(伝送距離)の拡大やユーザ収容数(分岐数)を増大させ、光アクセスシステムの効率を向上させる。

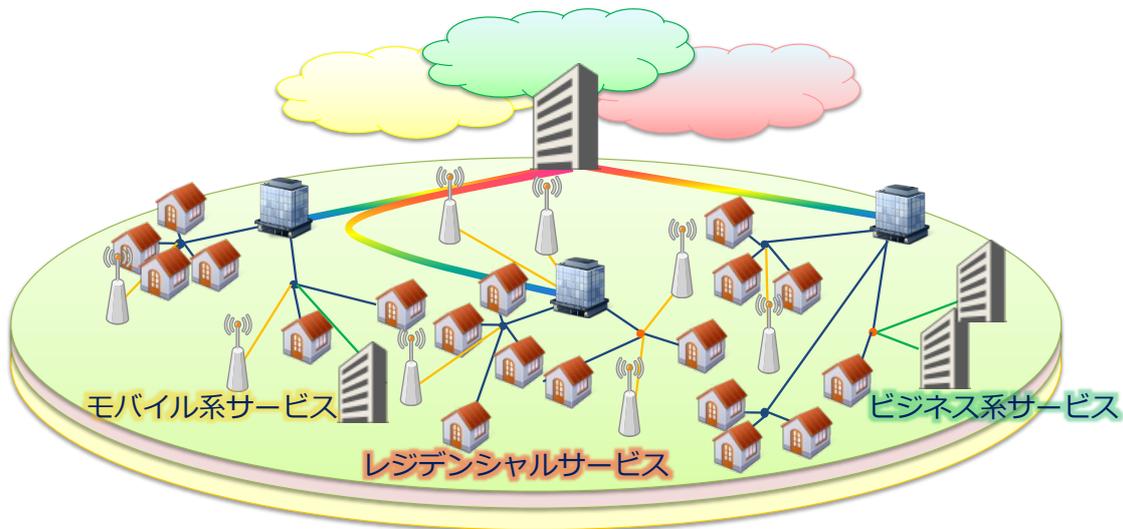


図 2-1 提案する広域光アクセスシステムの概念図

2-3 デジタルコヒーレント伝送方式を適用した光アクセスシステム

本節では、広域光アクセスシステムにおける抜本的な長延化/多分岐化を実現するための要素技術であるデジタルコヒーレント伝送技術を光アクセスシステムに応用する際に検討すべき技術課題について記述する。デジタルコヒーレント伝送方式を用いることで、光アクセスシステムのロスバジェットを飛躍的に向上させることができる一方で、PON 特有の上りバースト信号への対応や、ONU に搭載する光送信器の経済化など、光アクセスネットワークに適用するためには解決すべき課題がある。

2-3-1 デジタルコヒーレント伝送方式の概要

デジタルコヒーレント伝送方式は、コヒーレント検波方式と DSP 技術を組み合わせることで、光受信器における受信感度の抜本的な改善効果がある。図 2-2 に、デジタルコヒーレント方式における一般的な受信器構成を示す。本方式では、受信する信号光と受信器内の局発光(LO: Local Oscillator)とのビート信号(干渉信号)をフォトダイオードで受信信号として検出する。受信器は、PBS (Polarization Beam Splitter)、90 度ハイブリッド、バランスフォトダイオード(BPD: Balanced Photo Diode)、ADC (Analog to Digital Converter)、DSP 回路から構成される。受信器に入力された信号光は、PBS で偏波分離された後、90 度ハイブリッドを介して LO 光と合わせられ、そのビート信号を BPD にて検出する。コヒーレント検波では、信号光と LO 光の波長の関係に応じて、大きく分けて 2 種類の検波方式がある。信号光と LO 光が同波長の場合には、受信したビート信号はベースバンド周波数帯の信号となる。これをホモダイン検波方式という。一方、信号光と LO 光が異なる場合は、受信したビート信号はその波長差に応じた中間周波数帯にダウンコンバートされた信号として受信される。

これをヘテロダイン検波方式という。BPDにて電気信号に変換された受信信号は、ADCにてデジタル信号に変換され、DSP回路にて処理される。図2-3に、一般的なDSP処理における機能ブロック図を示す。ここでは、1波長あたり100 Gbit/sの光伝送システムで一般的に用いられている偏波多重された4値の位相変調信号であるDP-QPSK (Dual Polarization-Quadrature Phase Shift Keying)を想定した構成について説明する[1]。ADCにて、離散的なデジタル信号に変換された受信信号はDSP回路において、波長分散補償、サンプリング位相同期、適応等化フィルタ、周波数オフセット補償、位相補償の処理をされたのち、誤り訂正処理をされ復号される。以上のDSP処理により、1000 km以上伝送した後でも十分に高い受信感度が実現でき、光通信システムにおける中継距離を従来のIM-DD方式と比べて格段に延伸することが可能となった[2]。

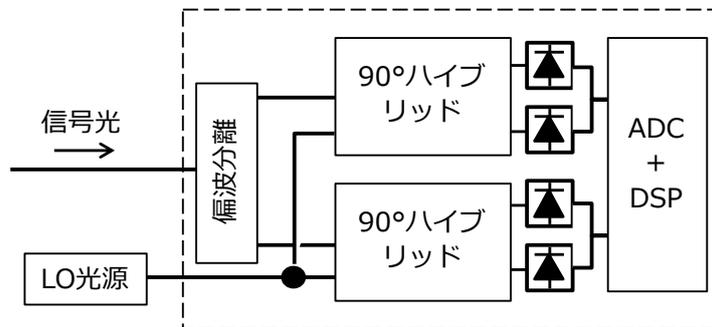


図 2-2 一般的なデジタルコヒーレント受信器構成

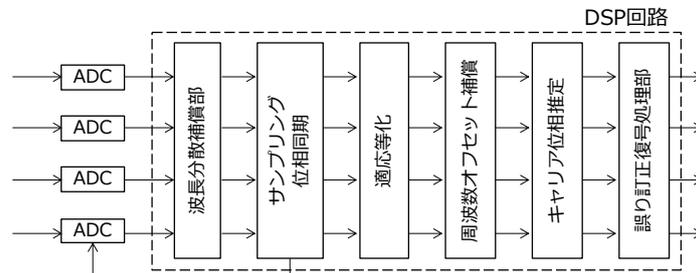


図 2-3 一般的なDSP処理の機能ブロック構成

2-3-2 PONシステムへのデジタルコヒーレント伝送方式の適用における技術課題

図 2-4 に既存の PON システムと将来の PON システムの構成図を示す。加入者装置である ONU は、パワースプリッタと光ファイバを介して局舎(CO: Central Office)に配置された OLT に接続される。既存の PON システムでは、上り通信と下り通信の両方に IM-DD 方式が採用されており、32 分岐、20 km の構成が通常広く使用されている(図 2-4(a))。PON システムにおける分岐比と最大伝送距離は、光トランシーバ(TRx)に搭載された送信器(Tx)の最大光出力パワーと、受信器(Rx)の最小受光感度から定義されるロスバジェットで決まる。例えば、IEEE で標準化された 10G-EPON では、ロスバジェットは最大で 29 dB と規定されている。光 TRx の最大光出力パワーと最小受光感度を改善することで、このロスバジェットを向上させることが可能となり、PON システムの長延化・多分岐化が実現できる。これにより、従来、小規模局舎に配置されている OLT を、大規模局舎に集約することが可能となり、局舎統合による OPEX および CAPEX の削減が期待できる(図 2-4(b))。

本研究では、上下対称 10-Gbit/s 級 PON システムにおいて、従来システムの倍の伝送距離である 40 km 以上を目標とする。また、ロスバジェットについては、50 dB 以上を達成することを目標とする。これは、上下通信の両方にシングルモードファイバ(SMF)における損失が低い 1.5 μm 帯の波長を用いた場合の SMF の損失が 0.3 dB/km、光スプリッタの分岐比が $1:2^N$ に対する分岐損失が $3.5 \text{ dB} \times N$ (N は自然数)とすると、目標とする 50 dB のパワーバジェットは、伝送距離 40 km で 2048 分岐のシステムに相当する。これは、64 分岐の PON システム 32 セット分に相当し、従来の通信システムにおいて複数の PON システムを集線するために使用されていたレイヤー2 スイッチを省くことが可能となる。これにより、通信システムにかかる消費電力を削減することが可能となる。

PON システムでは、パワースプリッタを介して、複数のユーザで伝送路である光ファイバの一部や OLT などの局舎装置を共有することで、その高い経済性を実現している。そのような高い経済性を担保しつつ目標とする 50 dB 以上のパワーバジェットを実現する方法の 1 つに、OLT 側に光増幅器を配備する方式がある[3-7]。下り方向通信においては、光増幅器により Tx の光出力パワーを大きくすることで、パワーバジェットを大きく改善できる[8]。一方で、上り方向通信については、光増幅器を前置増幅器として用いた場合、特に受光パワーが低いときに ASE の影響で受信特性が劣化するため、下り方向通信と比べてロスバジェットの改善効果が制限されてしまう。

そこで、上述の光前置増幅器に対し、DSP を用いた光デジタルコヒーレント受信技術を使用することで、大幅な受信感度の改善、すなわちロスバジェットの向上を実現させることを考える。図 2-5 に、提案する光デジタルコヒーレント伝送技術を用いた PON システムの構成例を示す。下り方向通信については、IM-DD 方式と光増幅器を組み合わせ、ONU の経済化のためにシンプルな受信器構成を用いた構成とする。光増幅器を用いて OLT に搭載された Tx の出力光信号を増幅することで、下り方向通信のロスバジェットの拡大が可能となる。これまでに、下り方向通信の送信側にブースタアンプとして光アンプを用いることで、10

Gbit/s の IM-DD 方式で 50 dB 以上のパワーバジェットを実現した例が報告されている[8]。一方、上り方向通信においては、光アンプを受信側でプリアンプとして IM-DD 方式と組み合わせる場合、受信感度付近の弱い受光パワーでは、光アンプ内で発生する ASE の影響により、システムパワーバジェットの改善効果が限定的となってしまう。これに対して、本研究では、光プリアンプと組み合わせるデジタルコヒーレント伝送方式を PON システムに応用することを検討する。

デジタルコヒーレント伝送方式を PON システムに適用するためには、三つの課題がある。まず、一つ目の課題が、デジタルコヒーレント伝送方式における受信レンジの広ダイナミックレンジ化である。各ユーザからの上り信号は TDM 技術を用いて多重されているため、上り信号は間欠的なバースト信号となる。各ユーザから送信されたバースト信号は、伝送距離や光送信器の光出力パワーのばらつきなどによって、OLT に到達する際の光信号のパワー、即ち受信パワーに大きなばらつきが生じてしまう。従来の IM-DD をベースとした PON システムでは、光受信器で光信号を電気信号に変換したのちに、電気段の処理で信号強度のばらつきを補正(平坦化)していた。しかし、光デジタルコヒーレント受信においては、この受信パワーのばらつきが大きな問題となってしまう。光コヒーレント受信器では、受信した光信号は電気信号に変換されたのちに ADC にてデジタル信号に変換され、DSP 回路によって等化処理を行う。しかし、受信パワーにばらつきがあると、ADC に入力する電気信号強度にばらつきが生じ、後段の DSP の処理に悪影響を及ぼす。特に強度の小さい信号は ADC の分解能に対して最適な信号強度で入力できないため、ADC 本来の分解能に対して処理精度が落ちてしまう。そのため、デジタルコヒーレント伝送方式においては、光信号パワーを平坦化させ、異なる距離にいるユーザに対しても同等の受信感度特性を実現するための技術が必要不可欠である。

二つ目の課題は、上りバースト信号に対応したデジタルコヒーレント受信技術の開発である。ユーザごとに伝送路環境(距離など)が異なることや、各 ONU に搭載された光送信器の特性のばらつきなどによって、OLT に到達した際の光信号の波形歪みの状況は、バースト信号ごとに異なることが想定される。そのため、DSP 回路ではバースト信号ごとに個別の最適化処理が必要となる。一般的に、バーストフレームはプリアンプル、ペイロード、エンドオブバーストから構成される。ペイロードの情報を誤ることなく受信するためには、主信号を保護するためのマージンとして付与されているプリアンプル内で、適応等化フィルタの係数を収束させる必要がある。プリアンプルは、ペイロードに対して比較的短いため、限られた時間内で計算が収束するような DSP 回路の高速応答性が重要となる。

最後に、三つ目の課題は ONU に搭載する光送信器の経済化である。提案構成では、各 ONU には、デジタルコヒーレント伝送方式で用いられる位相変調などの高度な変調方式を実現可能な光送信器が必要とされる。しかも、PON 特有であるバースト信号に対応した光送信器である必要がある。ONU は各ユーザ宅に設置する装置であるため、ユーザコストに直結する。一般的に、デジタルコヒーレント伝送方式では、位相変調を実現するために、LiNbO₃

(LN)などを用いたマッシュエンダー型の変調器が使用される。昨今では、InP や Si といった光半導体を用いた変調器も開発が進んでいるが、コストの面など、まだまだ課題が多い。従って、ONU に搭載するデジタルコヒーレント方式に対応したバースト光送信器を経済的に構成することは重要な課題である。

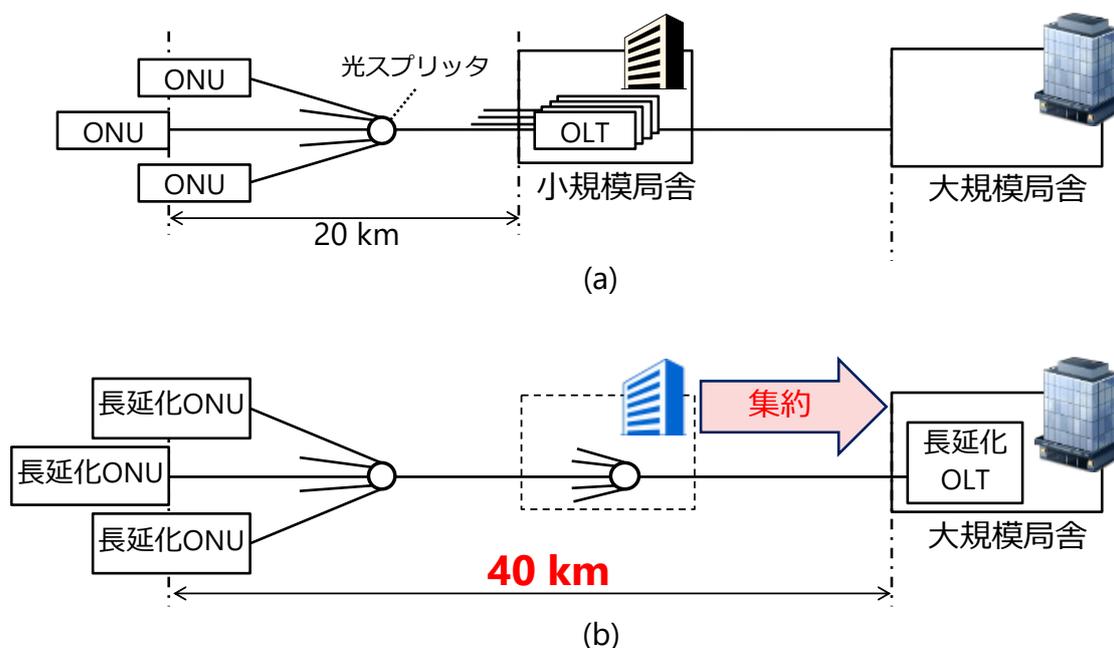


図 2-4 (a) 既存の PON システムと(b)将来の PON システムの構成図

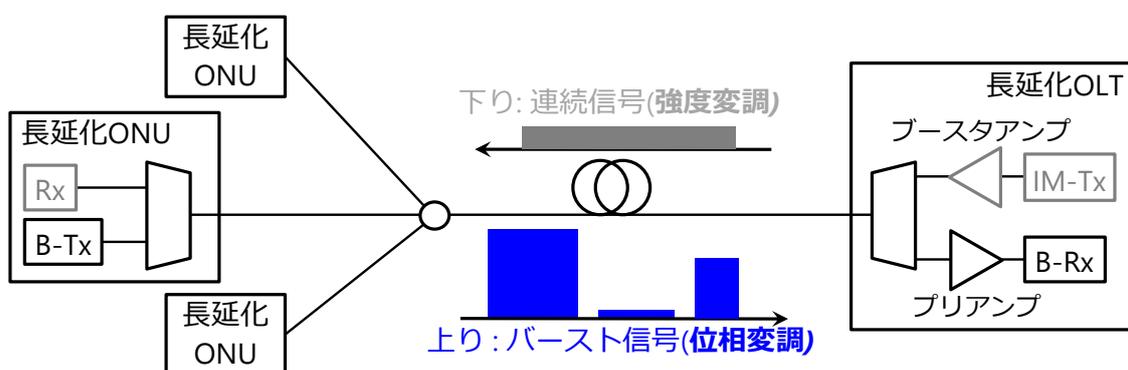


図 2-5 デジタルコヒーレント伝送方式を適用した PON

2-3-3 デジタルコヒーレント伝送方式を用いた PON システムの検討状況

これまでに、デジタルコヒーレント伝送方式の PON システムへの適用に向けて、光信号レベルで光受信パワーを平坦化できる Automatic Level Control Erbium-Doped Fiber Amplifier (ALC-EDFA)が報告されている[9]。図 2-6 に、ALC-EDFA の装置構成図を示す。ALC-EDFA

に入射した光信号は、バーストモード AGC-EDFA (Automatic Gain Control-EDFA)にて十分な光強度になるように増幅され、光バンドパスフィルタ(BPF: Band Pass Filter)にて ASE を除去する。その後、ALC 回路にて、フィードフォワード制御された光可変減衰器(VOA: Variable Optical Attenuator)にて最適な光強度になるように調整する。ALC-EDFA の応答速度は 50 ns であった。20 Gbit/s の QPSK 信号伝送において、開発した ALC-EDFA を用いて受信パワーを平坦化することで、22 dB という広いダイナミックレンジで-45 dBm という高い受信感度を実現した。

上りバースト信号に対応したデジタルコヒーレント受信方式については、受信時の DSP 回路における計算時間を短縮するための手法として、適応等化処理における係数引継手法が提案されている[10]。この手法では、OLT に新たに新規 ONU を接続する際のディスクバリプロセスを活用している。このディスクバリプロセスにおいて、ONU からレジスタリクエストを送信する際に、適応等化フィルタの計算が収束するのに十分な長さのプリアンブルを付与し、そこで算出された係数と各 ONU の Logical Link Identifier (LLID)を紐づけて、Media Access Control (MAC)内等のメモリに保管する。これ以降の通信においては、Dynamic Bandwidth Allocation (DBA)プロセスにて、各 LLID に紐づけられた適応等化フィルタの係数を読み込み、DSP にて処理を行う。こうすることで、計算時間の大幅な削減が可能となる。シミュレーションにて適応等化フィルタの収束の様子を評価し、係数引継無の場合は収束までに時間がかかっているのに対し、係数引継有では計算開始と同時に、FEC 限界以下の BER を達成した[10]。しかし、実機における評価はされておらず、その有効性は実証されていない。

これまでに、ONU に搭載する位相変調を実現するバーストモード光送信器の経済化を目指した直接変調レーザを用いた光送信器に関する提案がされている[11]。提案された光送信器では、CPFSK という変調方式を用いている[12,13]。これは、光半導体レーザを直接変調した際に発生する周波数変調を活用した技術であり、1980 年代のアナログ信号処理をベースにした光コヒーレント技術が広く検討されていた時代に盛んに研究されていた技術である。提案構成では、EA-DFB と SOA (Semiconductor Optical Amplifier)を組み合わせた光送信器構成となっている。DFB レーザを直接変調することで、CPFSK 信号を生成している。その際に生じる強度変調成分を、反転したデータ信号で変調された EA で除去することで、受信特性を改善している。また、SOA はバーストシャッターとして駆動させることを想定している[14]。こうすることで、光源である EA-DFB を直接オンオフする必要がなく、セルフヒーティングなどによる発振波長の変動[15,16]を抑制することができる。これまでに、連続信号による検証を行い、10 Gbit/s の CPFSK 信号に対して、-45 dBm 以上の高い受信感度特性が報告されている[11]。しかしながら、実際にバースト駆動させた際の検証については未だ実施されておらず、その有効性は未確認である。

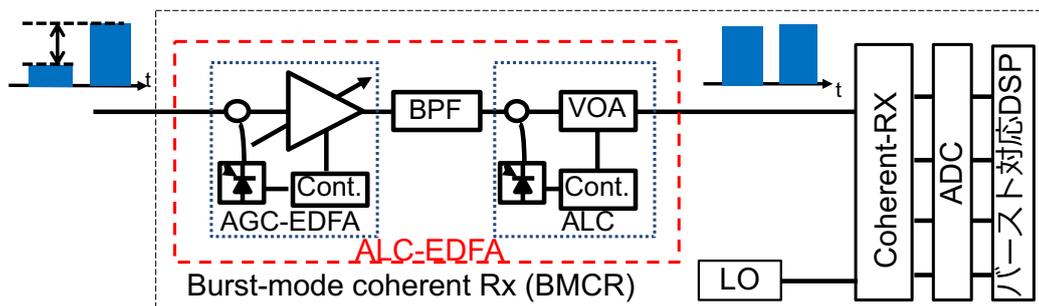


図 2-6 ALC-EDFA の構成

2-4 マルチサービス収容を実現するための広域光アクセスシステム

現在の光アクセスネットワークで展開されている通信サービスは、一般家庭向けベストエフォート型サービスやビジネスユーザ向け専用線サービス、さらにはモバイルネットワークと多岐にわたっている。将来は、光アクセスネットワークで展開される通信サービスはさらに多様化することが考えられる。従来の光アクセスシステムでは、サービスごとにネットワークに要求される条件が異なるため、それぞれ個別のネットワークが構築されている。そのため、新たな通信サービスを導入する場合は、新たな個別のシステムを構築する必要があり、OPEX (operation expenditure)や CAPEX (capital expenditure)といった設備投資や保守運用にかかるコストが大きく増加してしまう。将来の光アクセスネットワークでは、2-1 節で述べたような光アクセスシステムの広域化だけでなく、OPEX や CAPEX を削減し、多種多様なネットワークサービスを高効率に提供するために、個々のサービス要件に柔軟に対応可能で様々なネットワークサービスを同一基盤上で提供可能な新たなネットワークシステムが求められる。

2-4-1 広域光アクセスシステムへの要求性能

前節で述べたような広域光アクセスシステムでは、多種多様なサービスに対して柔軟に対応可能で、高効率にネットワークサービスを提供するネットワーク基盤であることが求められる。将来の広域光アクセスネットワークでは、ビジネス向けサービスのように高速・大容量な通信を必要とするサービスがある一方で、IoT (Internet of Thing)のように低速で通信の頻度も低いようなサービスなど、様々なサービスが展開される。それらサービスは、サービスごとに必要な伝送速度や伝送距離などの要求条件が大きく異なる。また、サービス種別だけでなく、接続される ONU の数も格段に増加すると考えられる。そのため、波長数などのネットワーク資源を、より多くの ONU に対して通信チャンネルを提供する必要がある。し

たがって、広域光アクセスシステムでは、ありとあらゆるサービスの要求条件に対応可能なだけでなく、高い周波数利用効率が実現可能な伝送技術が必要とされる。

また、広域光アクセスシステムはありとあらゆる光通信サービスを収容した生活インフラとしてのネットワーク基盤になることが想定される。そのため、災害などにより通信装置や伝送路の大規模な故障が発生すると、そこに接続されていたすべての通信機器で通信ができなくなってしまうため、経済活動だけでなく、人々の生活に大きく影響を及ぼす。したがって、システム全体での高い信頼性を実現する必要がある。

2-4-2 多種多様なサービスに対応した伝送技術

従来の PON システムでは、主に IM-DD 方式が用いられてきた。IM-DD 方式は、シンプルな送受信器構成により安価に通信システムを構築できる一方で、ユーザの多重化には TDM 方式が使用されているためユーザへの帯域割当は時間軸方向のみであり、ユーザごとに伝送速度などをダイナミックに変更するなど、柔軟性においては課題がある。

そこで本研究では、従来の光アクセスシステムで使用されてきた IM-DD 方式に限らず、柔軟性を向上させることが可能な変調方式について検討する。例えば、2-1 節で説明したデジタルコヒーレント伝送方式では主に位相変調(PSK: Phase Shift Keying)信号が使用される。PSK 信号では、その多値度を変更することで柔軟に伝送速度を変えることができる。例えば、2 値で変調する BPSK (Binary PSK)信号に対して、4 値で変調する QPSK (Quadrature PSK)信号では伝送速度が倍となる。さらに、QAM (quadrature amplitude modulation)信号とすることで更なる高速化が可能となる。このように、デジタルコヒーレント伝送方式と多値変調信号を組み合わせることで柔軟に伝送速度を変更することが可能となる。さらに高柔軟な変調方式として、周波数軸方向に複数キャリアを多重可能かつキャリアごとに自由に多値度などを柔軟に変更することができる OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式がある。上記のデジタルコヒーレント伝送方式と OFDM 方式を組み合わせることで、光アクセスシステムの広域化を図るとともに、ユーザやサービスごとに多値度を変更し、要求条件に応じた柔軟な帯域割り当てすることも可能である。

OFDM 方式は、無線通信の分野ではあるが、第 4 世代移動通信システムなどで実用化されている方式である。OFDM 方式は、周波数軸上で直交する多数のサブキャリアといわれる搬送波にデジタル変調して信号を多重する方式である。各サブキャリアは、それぞれ個別に位相や振幅などを変調することができ、異なる多値度を割り当てることもできる。また、隣接するサブキャリアは直交関係にあるため干渉しない。図 2-7 に、OFDM 信号スペクトルの概略図を示す。各サブキャリアのピークにおいて、隣接し合うサブキャリアの電力スペクトル密度はゼロ(null 点)となる。このため、通常のマルチキャリア方式と比較して、格段高い周波数密度でサブキャリアを多重することができる。

OFDM方式では、ユーザやサービスごとに割り当てるサブキャリア数やサブキャリアごとに多値度などを柔軟に変更可能であるため、高い周波数利用効率を実現しつつ、多種多様なサービス要件に対して高柔軟に対応できることが期待できる。

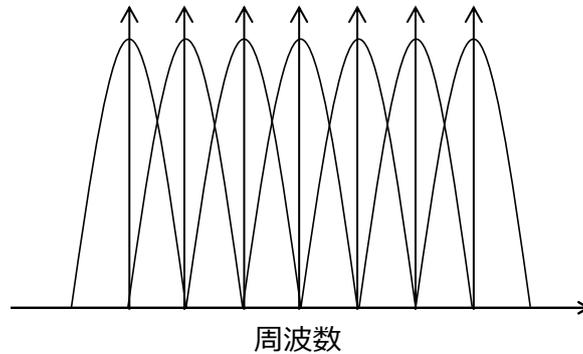


図 2-7 OFDM 方式のスペクトル

2-5 広域光アクセスシステムのさらなる高度化

スマートフォンの普及や産業のデジタル化の進展などにより、インターネット上を流れるトラフィックは増加し続けている。さらに今後は、拡張現実(AR: Augmented Reality)や仮想現実(VR: Virtual Reality)といった所謂クロスリアリティ(XR: Cross Reality)、実世界とサイバースペースで連携することで新たな価値の提供が期待されているサイバーフィジカルシステム[17]など、通信サービスのさらなる高度化が進むと考えられる。それに伴い各サービスに特化した帯域補償された低遅延でリアルタイム性が高い通信サービスへの要求が高まると考えられる。

以上のような、高度な新サービスの提供に向けて、高信頼かつ極低遅延な通信を可能にするネットワーク基盤として、APN (All-Photonics Network)が検討されている[18]。APNでは、従来のネットワークで帯域制限や遅延の要因となっていたコアネットワークとメトロネットワーク、メトロネットワークとアクセスネットワークなどのネットワークの階層間における集線や多重といった電気処理を無くし end-to-end の光接続を可能とすることで、ネットワークによる遅延を極小化することができる。

2-5-1 オールフォトニクスネットワーク(APN)

APNでは、従来のような各ネットワークの階層間で必要とされていた電気処理を極小化し、end-to-endでの光接続をすることで、極低遅延かつ高速・大容量な光パスを提供することが可能となる。さらには、階層間の電気処理を排すことで、特定の変復調方式、通信プロトコルに縛られることがない光パスを提供することが可能となる。また、APNでは、フルメッシュの光パス接続に対応することを志向しているため、高い柔軟性と拡張性を有するネ

ネットワーク基盤を構築することが可能となる。図 2-8 に APN の概念図を示す。APN は、Photonic Gateway (GW)と Photonic Exchange (EX)という 2 種類の光ノードから構成され、各ノードでは集線や分配といった電気処理を極小化したアーキテクチャとなっている[19]。各ユーザやサービスにはそれぞれ専用の波長が割り当てられ、電気処理を介さない光スイッチング技術を用いた Photonic GW や Photonic EX を介して、波長ごとに最適な end-to-end の光パスが提供される。専用波長割り当てにより、高速・大容量な通信が可能となるだけでなく、電気処理を介さない end-to-end 光接続により、サービス種別や特定のプロトコルに寄らない極低遅延な通信サービスの実現が可能となる。

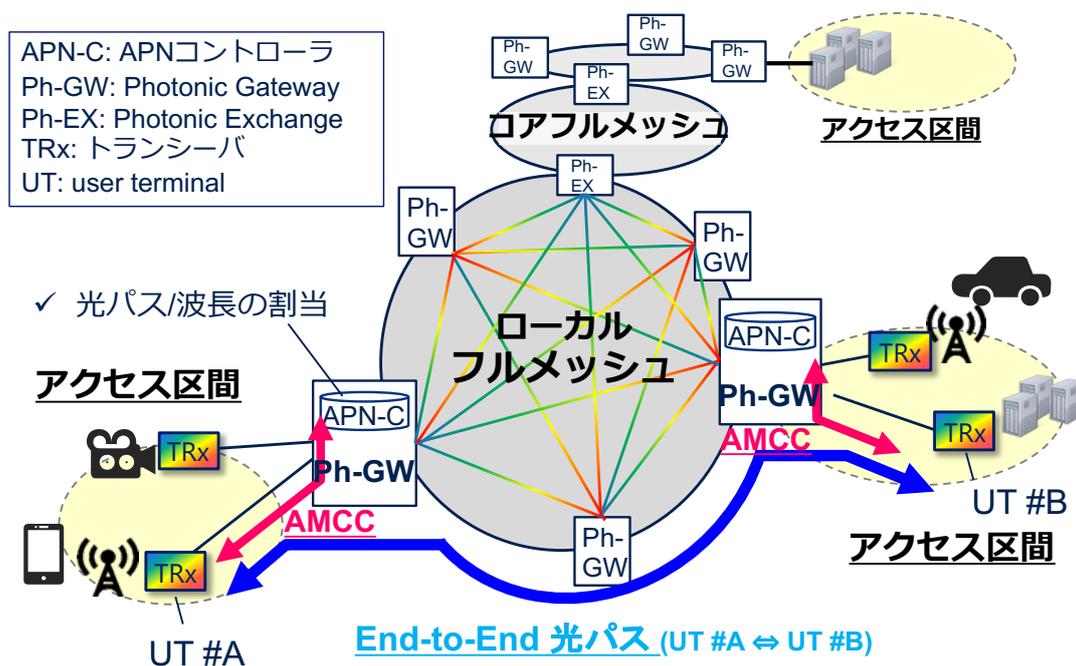


図 2-8 オールフォトニクスネットワーク

2-5-2 APN におけるユーザ装置の遠隔監視・制御における技術課題

APN は、広域光アクセスシステムをさらに発展させたネットワークであり、低速なものから高速なものまで、ありとあらゆる通信サービスを収容することを目指している。そのため、ユーザ装置においては、本研究で光アクセスネットワークへの応用を検討しているデジタルコヒーレント伝送方式だけでなく、従来方式である IM-DD 方式を含む様々な変調方式が採用されることが考えられる。また、APN は、サービスやユーザに対して専用波長を割り当てた end-to-end の光パスで接続し、従来のネットワークで行われていたルーティングや集線などの経路中の電気処理を排した構成となっている。これにより、電気処理で制限されていた遅延や帯域などを極小化できる。その一方で、従来ネットワークでユーザ装置の遠隔での監視制御に用いていた主信号フレームに時分割多重する形で制御フレームをフレーム内

に埋め込む In-band 方式は、経路中での電気処理を必要とするだけでなく、主信号の変調方式やフレーム構成に依存するため、APN における管理制御方式としては適していない。

以上のように、APN におけるユーザ装置の遠隔での監視制御を実現するためには、経路中での電気処理を不要とし、様々な変調方式に対応可能な新たな管理制御方式の確立が課題となっている。

2-5-3 Out-of-band 方式(AMCC 方式)を用いた遠隔端末制御

上述のように、APN では経路中での電気処理の有無に関わらず、主信号に影響を与えることなく管理制御信号を送受できる仕組みが必要である。また、APN では多種多様なサービスが接続されるため、使用される通信プロトコルに依存しない管理制御方式である必要がある。これを実現する手法として、AMCC (Auxiliary Management Control Channel) という技術がある[20]。AMCC は、ITU-T G.989 シリーズのポイントツーポイント WDM-PON 向けの管理制御チャンネルとして規定されている。AMCC は、主信号に対して影響を与えない低周波数の領域に制御信号を周波数多重して重畳する Out-of-band 方式の手法である。AMCC 信号は主信号から独立した管理制御チャンネルであり、主信号の通信プロトコルや変調方式に依存しないという特徴があり、APN におけるユーザ装置の管理制御方式として適している[21]。しかしながら、ITU-T G.989 で規定されている AMCC は、図 2-9 に示すように光トランシーバ間での通信に使用することを想定した技術である。そのため、APN のようにユーザ装置間で end-to-end 光接続している通信システムでは経路中の光ノードではユーザ装置との間で制御信号を送受信することができない(図 2-10)。そのため、APN におけるユーザ装置の遠隔管理制御技術として、end-to-end 光接続しているユーザ装置に対して、光経路中での電気処理を必要としない新たな管理制御方式が必要である。



図 2-9 従来の AMCC 信号の送受信方式

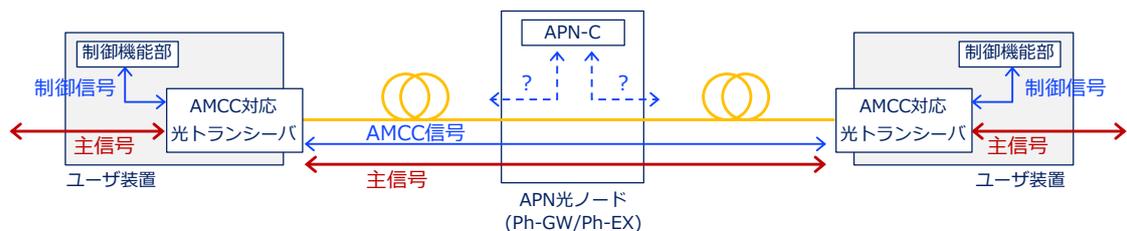


図 2-10 APN における AMCC 信号の送受信方式の課題

参考文献

- [1] 鈴木扇太 et al., “光通信ネットワークの大容量化に向けた デジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発,” 電子情報通信学会誌, vol. 95, no. 12, pp. 1100–1116, 2012, [Online]. Available: <https://www.ieice.org/jpn/books/kaishikiji/2012/201212.pdf>.
- [2] 富澤将人, 尾中寛, 水落隆司, 福知清, 菊池和朗, デジタルコヒーレント方式による 100 Gbps 級光ファイバ伝送システムの研究開発. 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J100-B, No. 9, pp. 602-610, 2017.
- [3] K.-I. Suzuki, Y. Fukada, D. Nasset, and R. Davey, "Amplified gigabit PON systems [Invited]," *J. Opt. Netw.* Vol. 6, No. 5, pp. 422-433, 2007.
- [4] I. Voorde, C. Martin, J. Vandewege, and X. Qiu, "The SuperPON demonstrator: an exploration of possible evolution paths for optical access networks," *IEEE Commun. Mag.* Vol. 38, No. 2, pp. 74-82, 2000.
- [5] Z. Belfqih, F. Saliou, P. Chanclou, T. Soret, and N. Genay, "Bidirectional amplifier for standard PON architecture in burst mode configuration with class B+ attenuation range," in *Optical Fiber Communication (OFC) (2007)*, paper OWS1.
- [6] R. P. Davey, D. B. Grossman, M. Rasztoivits-Wiech, D. B. Payne, D. Nasset, A. E. Kelly, A. Rafel, S. Appathurai, and S. H. Yang, "Long-Reach Passive Optical Networks," *J. Lightw. Technol.* Vol. 27, No. 3, pp. 273-291, 2009.
- [7] S. Shimizu, S. Kinoshita, K. Kitayama, and N. Wada, "0.73-W extremely low-power-consumption optical amplifier repeater for 10G-EPON systems," in *40th European Conference on Optical Communication (ECOC) (2014)*, pp. 1-3.
- [8] Z. Li, L. Yi, and W. Hu, “Comparison of downstream transmitters for high loss budget of long-reach 10G-PON,” in *Optical Fiber Communication (OFC) (2014)*, paper Tu2C.4.
- [9] R. Koma, M. Fujiwara, J. I. Kani, K. I. Suzuki, and A. Otaka, “Wide dynamic range burst-mode digital coherent detection using fast ALC-EDFA and pre-calculation of FIR filter coefficients,” *2016 Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib. OFC 2016*, vol. 1, no. c, pp. 6-8, 2016.
- [10] R. Koma, M. Fujiwara, J.-I. Kani, K.-I. Suzuki, and A. Otaka, “Burst-Mode Digital Signal Processing That Pre-Calculates FIR Filter Coefficients for Digital Coherent PON Upstream,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 10, no. 5, p. 461, May 2018.
- [11] M. Fujiwara, R. Koma, J. I. Kani, K. I. Suzuki, and A. Otaka, “Performance evaluation of CPFSK transmitters for TDM-based digital coherent PON upstream,” in *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition, OFC 2017 - Proceedings, 2017*, pp. 7-9.
- [12] K. Iwashita and T. Matsumoto, “Modulation and detection characteristics of optical continuous phase FSK transmission system,” *J. Light. Technol.*, vol. 5, no. 4, pp. 452-460, 1987.
- [13] Y. Nakanishi, E. Yamada, H. Tanobe, and M. Yoneyama, “Novel optical quaternary minimum shift keying technology with direct modulation of conventional DFB laser and digital coherent

- detection," 2012 IEEE Photonics Conf. IPC 2012, vol. 3, no. c, pp. 238-239, 2012.
- [14] K. Taguchi, K. Asaka, S. Kimura, K. I. Suzuki, and A. Otaka, "Reverse bias voltage controlled burst-mode booster SOA in λ -tunable ONU transmitter for high-split-number TWDM-PON," J. Opt. Commun. Netw., vol. 10, no. 4, pp. 431-439, 2018.
- [15] W. Poehlmann, D. V. Veen, R. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter, "Wavelength Drift of Burst-Mode DML for TWDM-PON," J. Opt. Commun. Netw. Vol. 7, No. 1, pp. A44-51, 2015.
- [16] R. Bonk, W. Poehlmann, D. van Veen, J. Galaro, R. Farah, H. Schmuck, and T. Pfeiffer, "The underestimated challenges of burst-mode WDM transmission in TWDM-PON," Opt. Fiber Technol. Vol., 26, pp. 59-70, 2015.
- [17] Y. Zhou, F. R. Yu, J. Chen and Y. Kuo, "Cyber-Physical-Social Systems: A State-of-the-Art Survey, Challenges and Opportunities," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 22, no. 1, pp. 389-425, Firstquarter 2020.
- [18] 伊藤新, "IOWN 構想に基づくオールフォトニクス・ネットワーク関連技術の取り組み", NTT 技術ジャーナル, vol. 32, pp. 10-11, Mar. 2020.
- [19] 金子慎, 原一貴, 可児淳一, 関剛志, 河原光貴, 宮村崇, 前田英樹, "オールフォトニクスネットワークの実現に向けた新たなシステムアーキテクチャ," 電子情報通信学会誌, Vol. 104, No. 5, pp. 471-477, 2021.
- [20] ITU-T recommendation G.989 series
- [21] K. Honda, K. Hara, H. Nakamura, K. Sone, G. Nakagawa, Y. Hirose, T. Hoshida, and J. Terada, "WDM-PON Management and Control by Auxiliary Management and Control Channel for 5G Mobile Fronthaul," Opt. Exp. vol. 29, pp. 42457-42470, 2021.

第3章 デジタルコヒーレント伝送技術の活用による光アクセ

スシステムの長延化・多分岐化

3-1 はじめに

第2章において、デジタルコヒーレント技術を適用した PON システムについて述べた。ONU の経済性の観点から、下り方向通信については OLT に搭載した光ブースタアンプを用いた IM-DD 方式を採用し、上り方向通信の光受信器構成にデジタルコヒーレント技術を応用することが有効だと述べた。また、上り方向通信への光デジタルコヒーレント受信の適用については、TDM-PON 特有である上りバースト信号に対応した DSP 技術の開発が課題であることも示した。

本章では、TDM-PON にデジタルコヒーレント技術を適用する際の課題である上りバースト信号に対応した DSP 技術について論じた後に、実際に開発したバースト対応リアルタイム DSP を用いて双方向 10G 級 TDM-PON システムを構築し、実証実験の結果について述べる。

3-2 デジタルコヒーレント伝送技術を適用した TDM-PON システム構成

図 2-4 で示した通り、既存の PON システムと提案する将来の PON システムは、どちらのシステムも TDM-PON をベースとした光アクセスシステムである。一般的に、PON システムでは、加入者宅内にある ONU と呼ばれる加入者装置と、局舎内にある Optical Line Terminal (OLT) とが、光ファイバと光スプリッタを介して接続される。既存の PON システムでは、上り通信と下り通信の両方で、IM-DD 方式が用いられ、その伝送距離は 20 km、分岐数は 32 分岐となっている(図 2-4(a))。この値は、光送信器の出力パワーや、光受信器の受信感度で決まるロスバジェットに応じて最適な値が選択される。光出力パワーや受信感度のどちらか、もしくは両方を改善することでロスバジェットを向上させることが可能になり、PON システムの長延化・多分岐化が実現できる。その結果、これまでアクセスネットワーク内に配置されていた小規模局舎で収容していたユーザを束ねて、より距離が離れたメトロネットワークに近い位置に配置された大規模局舎に収容することが可能となり、局舎ビルの統廃合による OPEX や CAPEX の削減効果が期待できる(図 2-4(b))。本研究では、10G 級の PON システムにおいて、50 dB 以上のロスバジェットを達成することを目標としている。これは、上り方向通信と下り方向通信の両方に、シングルモードファイバ(SMF: Single Mode Fiber)において最も低損失である 1.5 μm 帯の波長を用いた場合に、最大伝送距離 40 km、2048 分岐を達成することができるロスバジェットの値である。ここでは、SMF の伝送損失を 0.3 dB/km、 $1:2^N$ 光スプリッタの分岐損を $3.5 \text{ dB} \times N$ として計算した。

下り方向通信については、送信側にブースタアンプとして光アンプを用いたシンプルな構

成で、10 Gbit/s の強度変調信号に対して、本研究で目標としている 50 dB 以上のロスバジェットを実現可能である[1]。そこで、本章では、上り方向通信のロスバジェットの抜本的な改善を目指し、光デジタルコヒーレント技術の光アクセスへ適用する際に課題となるバースト対応 DSP 技術について検討し、デジタルコヒーレント伝送方式を適用した 10 Gbit/s 級の上りバースト信号に対しても 50 dB 以上のロスバジェットが達成できることを実機により実証することを目標とする。図 2-5 に示した通り、光デジタルコヒーレント技術を適用した TDM-PON システムでは、下り方向通信については、IM-DD とブースタアンプを組み合わせた構成とすることで、ONU は簡素な受信器構成が可能である。一方、上り方向通信については、受信側にデジタル信号処理(DSP: Digital Signal Processing)を用いた光デジタルコヒーレント技術と光プリアンプを組み合わせることで、高受信感度を実現することができる[2]。このとき、ONU に搭載する光送信器には、位相変調信号を生成することが可能な光変調器を用いる必要がある。原理的に、位相変調信号を光コヒーレント受信することで、IM-DD 方式に比べて抜本的な高受信感度化が可能となる。

これまで、光デジタルコヒーレント技術はコアネットワークのような長距離伝送において、連続的な光信号への適用が主な研究対象であった。そのため、PON システムへの適用においても、下り通信のような連続信号に対する親和性は高いと言える。そのため、光信号の送受信技術の観点では、すでに実用化されている光デジタルコヒーレント技術を活用することが可能である。一方で、TDM-PON システムの上り信号のようなバースト信号に対する光デジタルコヒーレント技術の検討は多くない。そのため、TDM-PON システムに光デジタルコヒーレント技術を適用する上での主な課題は、上り方向通信におけるバースト信号に対応することである。各ユーザは TDM 技術を用いて多重されているため、上り信号は間欠的なバースト信号となる。ユーザごとに伝送路環境(距離など)が異なることや、各 ONU に搭載された光送信器の特性のばらつきなどによって、受信側の DSP ではバースト信号ごとに個別の最適化処理が必要となる。そのため、DSP の高速応答性をいかに確保するかが重要となる。次節では、上りバースト信号のデジタルコヒーレント受信を実現に向けてこれまで検討してきたバーストモードコヒーレント受信器(BMCR: Burst-Mode Coherent Receiver)について述べる。

3-3 リアルタイム BMCR の構成

各ユーザから送信されたバースト信号は、伝送距離や ONU に搭載された光送信器の送信パワーのばらつきなどによって、OLT に到達する際の光信号のパワー、即ち受信パワーに大きなばらつきが生じてしまう。従来の IM-DD をベースとしたシステムでは、光受信器で光信号を電気信号に変換したのちに、電気段の処理で信号強度のばらつき補正(平坦化)していた。しかし、光デジタルコヒーレント受信においては、この上りバースト信号の受信パワーのばらつきが大きな課題となってしまふ。光コヒーレント受信器では、受信した光信号は電気信号に変換されたのちに、ADC にてデジタル信号に変換され、DSP によって等化処理が行われる。しかし、光コヒーレント受信器に入力される光パワーのばらつきが大きいと、光コヒーレント受信器から ADC に入力される信号振幅がばらついてしまい、ADC のダイナミックレンジを律速する要因となる。特に強度の小さい光信号は ADC の分解能に対して最適な信号強度で入力できないため、ADC 本来の分解能に対して処理精度が落ちてしまう。つまり、ADC への入力信号の振幅がばらつくことで、ADC において大きな量子化誤差を生み出す。そのため、光デジタルコヒーレント受信においては、光信号パワーを平坦化技術が必要不可欠である。

図 3-1 に、リアルタイム BMCR の構成図を示す。BMCR は、ALC-EDFA (Auto-Leveling-Control-EDFA)、インタラダインコヒーレント受信器(ICR: Intradyne Coherent Receiver)、局発(LO: Local Oscillator)光、アナログ-デジタル変換器(ADC)、リアルタイムバースト対応 DSP にて構成される。ALC-EDFA を光プリアンプとして用いることで、ユーザごとに異なる ICR へ入力光パワーを平坦化させるが可能となり、デジタルコヒーレント受信におけるダイナミックレンジを拡大することが可能である[3]。ALC-EDFA は、バースト対応 AGC-EDFA、光バンドパスフィルタ(OBPF: Optical Band Pass Filter)、ALC(Auto-Level Controlling)回路から構成される。AGC-EDFA では、十分な光パワーになるように増幅され、OBPF にて ASE を除去する。その後、ALC 回路にて、光パワーに応じてフィードフォワード(FF: Feed Forward)制御された可変光減衰器(VOA)にて最適な光パワーとなるように制御される。VOA には、音響光学変調器を用いており、FF 制御も含めた ALC 回路の応答速度は約 50 ns であった。図 3-2 に ALC-EDFA の出力波形を示す。ALC-EDFA への入力光パワーが、-45 dBm から-21 dBm の間でほぼ一定の出力パワーとなっていることが分かる(図 3-3)。このように、ALC-EDFA をプリアンプとして用いることで、ICR への入力光パワーを制御し、広いダイナミックレンジを実現することが可能となる。これまでに、NTT の胡間らが、20 Gbit/s の QPSK 信号に対して、彼ら開発した ALC-EDFA を用いて受信パワーを平坦化することで、デジタルコヒーレント受信器における 22 dB という広いダイナミックレンジで-45 dBm という高い受信感度を達成した報告をしている[3]。

前述したとおり、デジタルコヒーレント技術の TDM-PON への応用において、上りバースト信号に対応した DSP 技術の開発は必要不可欠である。バースト信号のフレーム構成は一般的に、プリアンブル、ペイロード(主信号)、エンドオブバースト(EOB: End Of Burst)で構

成される。DSP においては、この主信号を保護するためのマージンとして付与されているプリアンプルが適応等化フィルタの係数収束に使える領域となる。そのため、プリアンプル内で十分に収束するように計算時間の短縮が重要である。これまでに、計算時間の短縮を実現する手法として、ONU のディスカバリプロセスを活用した適応等化処理における係数引継を用いた手法が提案されている[4]。しかし、オフライン処理での評価のみで、デジタルコヒーレント受信器と DSP の実機を用いたリアルタイム伝送実験に適応した報告はこれまでされていなかった。

図3-4に、ONU のディスカバリプロセスを用いた係数引継手法の概念図を示す。ここでは、IEEE で標準化された 10G-EPON におけるディスカバリプロセスを例に説明する。まず、OLT から新たに接続された ONU を検索するために、シリアルナンバー(SN: Serial Number)グラントがブロードキャストされる。それを受信した新規 ONU は、自身のシリアルナンバーの情報を OLT 宛に送信する。このとき、適応等化フィルタの計算が収束するのに十分な長さのプリアンプルを付与した上りバーストフレームを ONU は送信する。それを受信した OLT では、その長いプリアンプルを用いて適応等化フィルタの係数の計算を行い、十分に収束した係数と、各 ONU に割り当てた LLID を紐づけて、MAC 内等のメモリに保管する。これ以降の通信においては、DBA プロセスにて、各 LLID に紐づけられた適応等化フィルタの係数を読み込み、DSP にて処理を行う。こうすることで、DSP と MAC 機能を連携動作させた係数引継手法を用いることで、計算時間の大幅な削減が可能となる。

前述のように、本手法に関するこれまでの報告では、オフライン処理、もしくはシミュレーションによる報告が多く、実際に DSP の機能として実装し、リアルタイム処理による特性評価については十分な検討がされていない。次節では、光コヒーレント受信器の DSP に係数引継の機能を実装し、本章で提案したデジタルコヒーレント伝送技術を用いた PON システムを実機により構築し、コヒーレント受信器に本手法を実装した DSP を配置し、光ファイバを伝送させた位相変調信号に対して適用した際の特性について、リアルタイム処理による評価を行った結果について論じる。

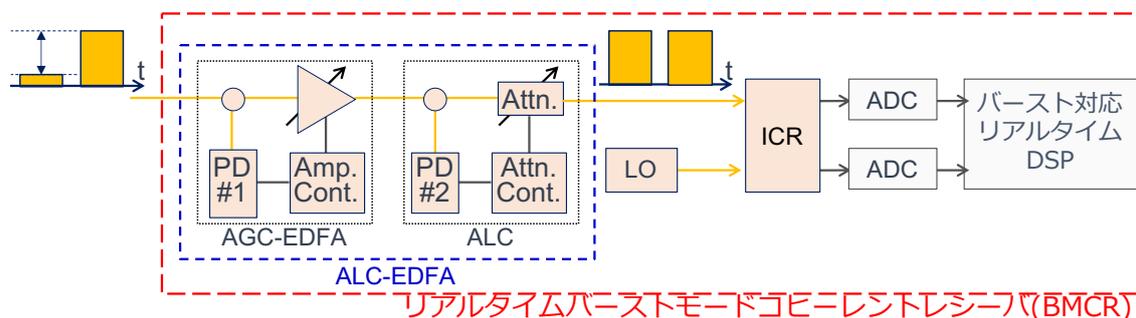


図3-1 リアルタイムバーストモードコヒーレント受信器の構成

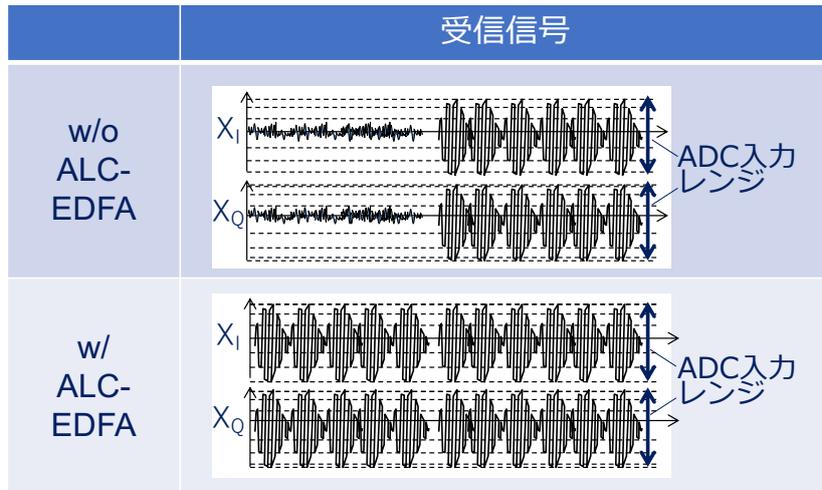


図 3-2 ALC-EDFA の出力波形

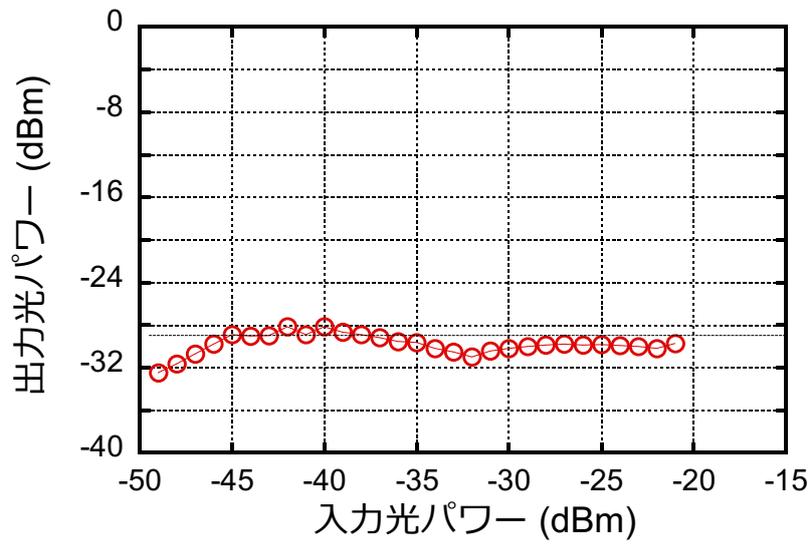


図 3-3 ALC-EDFA の入力パワーと出力パワーの関係

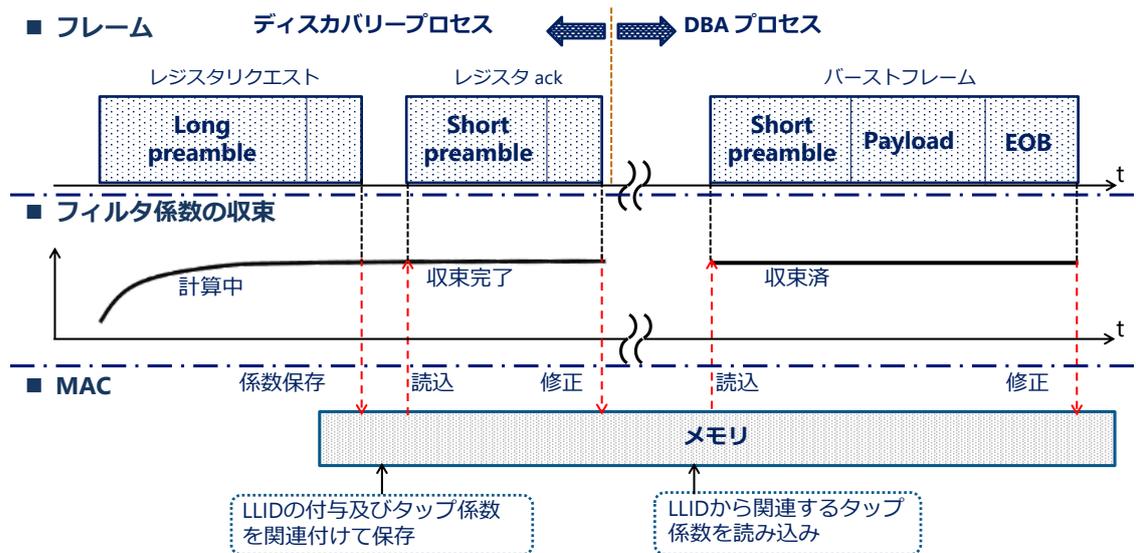


図 3-4 DSP 処理における係数引継

3-4 40 km リアルタイム伝送実験による提案システムの検証

3-4-1 実験構成

本節では、前節で述べた適用等化フィルタにおける係数引継を実装した DSP を用いて、デジタルコヒーレント伝送技術を適用した双方向 10 Gbit/s-PON システムを実機により構築し、伝送実験を行った結果について述べる。

図 3-5 に、今回用いた実験系を示す。下方向通信については、ONU に搭載する光受信器の構成を経済性の観点からシンプルかささせるために IM-DD 方式を適用した。OLT に搭載した光送信器は、DFB-LD (Distributed Feedback Laser Diode)、LiNbO₃ ベースの z-cut タイプのマッハ・ツェンダー型強度変調器(MZM: Mach-Zehnder Modulator)、EDFA により構成される。EDFA は光ポストアンプとして使用した。DFB-LD から出力された 1577 nm の光に対して、MZM を用いて強度変調信号を生成した。MZM には、PPG#2 (Pulse Pattern Generator #2)から 10 Gbit/s の NRZ (Non-Return-to-Zero)信号を入力した。MZM から出力された光信号は、EDFA で増幅された後に SMF を伝送し、ONU にて受信される。ONU では、プリアンプとして実装した SOA (Semiconductor Optical Amplifier)で増幅され、OBPF を用いて ASE を除去された後に APD (Avalanche Photo Diode)にて受信される。電気信号に変換した受信信号から、CDR (Clock Data Recovery)を用いて 10 Gbit/s の主信号および 10 GHz のクロック信号を受信信号から再生し、ED#1 (Error Detector #1)に送られる。一方、受信信号から再生されたクロック信号は、上り信号と下り信号の同期を取るために、上り信号を生成するための PPG#1 に送信される。

次に、上り方向通信向けの光送受信器構成について説明する。ONU に搭載する光送信器は、外部共振器型レーザ(ECL: External Cavity Laser)、LiNbO₃ ベースの BPSK 変調器、SOA から構成される。バースト信号を生成するために SOA を光学シャッターとして用いた[5]。このような構成とすることで、バースト駆動時に光源となる LD に対する印加電流を一定に保つことができ、注入電流の変動による温度変化に伴う波長ドリフトを抑制することができる[6,7]。今回使用した ECL の発振波長は 1532 nm、線幅は 10 kHz であった。ここでは、実験の都合上、LiNbO₃ ベースの IQ(In-phase and Quadrature phase)変調器を用いて BPSK 信号を生成したが、将来的には、ONU に搭載する光送信器としてサイズやコストの観点から、InP や Si-Photonics などの技術を用いた push-pull 型 MZM が適していると考えられる。特に、InP 系の材料を用いることで、光源となる LD と同一基板上に集積することが可能となり、光送信器全体での小型・経済化に効果的である[8,9]。

図 3-6 に、上りバースト信号のフレーム構成を示す。その内訳は、プリアンブルが 1.3 μ s、ペイロードが 65 μ s、EOB が 1.3 μ s である。ペイロードには、PRBS (Pseudo-Random Bit Sequence) 2⁷-1 のビット列を用いた。また、バーストフレーム間のガードタイムは 68 μ s に設定した。OLT に搭載した光受信器は、ALC-EDFA、ICR、開発したリアルタイム DSP で構成され、上りバースト信号を受信し、復号する。局発光には、線幅 10 kHz、光出力パワー+9.2

dBm の外部共振器型レーザを用いた。本研究では、バースト対応リアルタイム DSP の実現性評価を主な検証目的としているため、光送信器と局発光の発振波長差により生じるキャリア周波数オフセットについては、20 MHz 以下になるように制御した。また、同様に、今回は偏波ダイバーシティ受信機能については、未実装なため、偏波についても一致するように調整した状態で実験を行った。

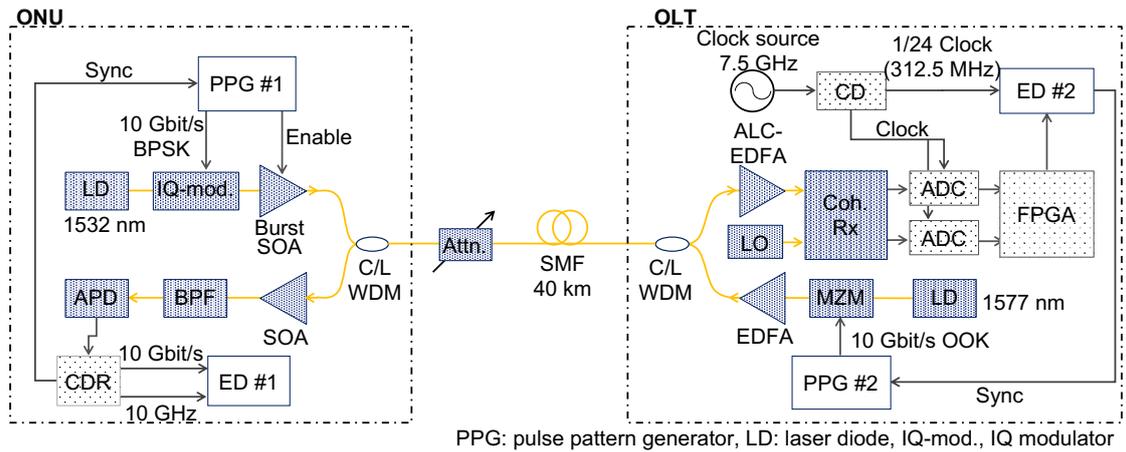


図 3-5 実験構成

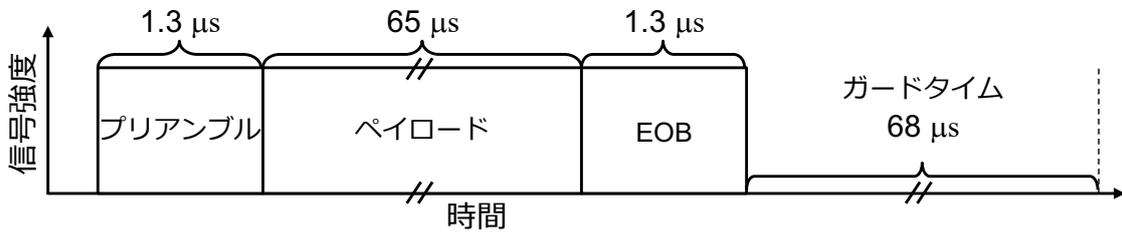


図 3-6 上りバーストフレーム構成

3-4-2 実験結果

下り方向通信については、EDFA を用いて増幅するため、非常に高い光パワーの光信号が SMF に入力されることになる。そのため、ブリルアン散乱のような非線形光学効果による影響を考慮する必要がある。非線形光学効果の影響が無視できる範囲で、下り信号の光パワーの最大化を図るために、SMF への入射光パワーとブリルアン散乱による損失の関係を測定した。図 3-7 に、SMF への入射光パワーに対するブリルアン散乱に起因した損失とロスバジェットの関係を示す。下方向信号の光パワーが大きくなることで、ブリルアン散乱による損失が増加していることが分かる。特に、+12 dBm を超えたところで急激に損失が増加している。以上より、本研究では下方向通信の光パワーを+12 dBm に設定した。次に、上り信号の光パワーについて評価した。図 3-8 に、上り方向通信の光パワーに対する Back-to-Back における最小受信感度およびロスバジェットの測定結果を示す。ここで、上り方向通信の光パワーは、SOA への入力光パワーを一定にした状態で、印加電流を制御することで調整した。SOA 出力光パワーが、+6 dBm を超えたところで、受信感度が大きく劣化している。これは、SOA 内で発生する周波数チャープの影響により信号品質が劣化していることが要因である。よって、上り方向通信の光パワーについては、+6 dBm に設定した。

以上より、上り方向および下り方向通信において、Back-to-Back で 50 dB 以上のロスバジェットを達成できた。

図 3-9 に、受信パワーが-45 dBm と-25.5 dBm のときの ALC-EDFA の有無で測定したバースト波形を示す。ALC-EDFA を用いることで、受信光パワーによらず、ICR からの出力波形振幅を平坦化できることがわかった。このように、ALC-EDFA を用いることで、上りバースト信号に対して、広い受信ダイナミックレンジを達成できることが期待できる。

次に、上り方向と下り方向の双方向での 40 km リアルタイム伝送実験を行った結果について述べる。図 3-10(a)に、40 km 伝送前後での下り信号の BER (Bit Error Rate)特性の測定結果を示す。下り信号については、SMF 伝送後の BER 特性が良くなるように光送信器に搭載した MZM のチャープを制御することで、SMF 伝送前に比べて伝送後の最小受信感度が 2.2 dB 改善した。結果として、-38.9 dBm の最小受信感度と、50.9 dB のロスバジェットを達成した。続いて、図 3-10(b)に上りバーストモードの BPSK 信号における BER 特性の測定結果を示す。今回開発したバースト対応リアルタイム DSP を用いることで、-45.1 dBm の最小受信感度を達成した。さらに、40 km 伝送後のペナルティも無視できるくらい小さい値であった。よって、上りバーストモードの BPSK 信号については、51.1 dB のロスバジェットを達成することができた。また、このときの BMCR の受信ダイナミックレンジは ALC-EDFA を用いることで 19.5 dB を達成した。よって、システム全体では 50.9 dB のロスバジェットが達成できたという結果となった。

以上の結果より、開発したバースト対応リアルタイム DSP を用いて構築した双方向 10 Gbit/s-TDM-PON システムにより、最大伝送距離 40 km で、最大収容ユーザ数が 2048 を実現できることが分かった。よって、提案したデジタルコヒーレント伝送技術を応用した

TDM-PON システムの実現可能性を示すことができた。

本章で提案および実証した手法は、将来の新たな光アクセスシステムにアップグレードした場合においても、そのバジェット改善の効果は期待できる。例えば、TDM 技術に加えて WDM 技術も併用した TWDM-PON システムにアップグレードした場合にも応用することができる。ただし、更なる高速(>10 Gbit/s)な PON システムにおいて 50 dB 以上のロスバジェットを実現するために、高速化に伴う SNR の劣化を補償することが必要不可欠である。

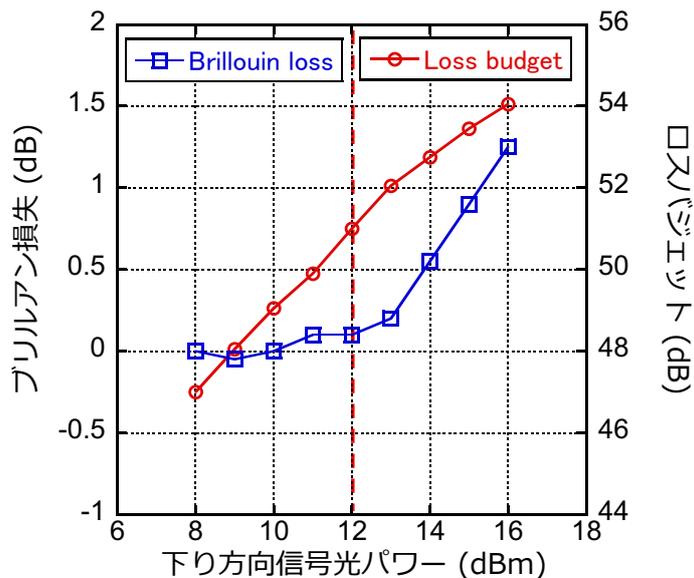


図 3-7 SMF 入射光パワーとブリルアン散乱損失およびロスバジェットの関係

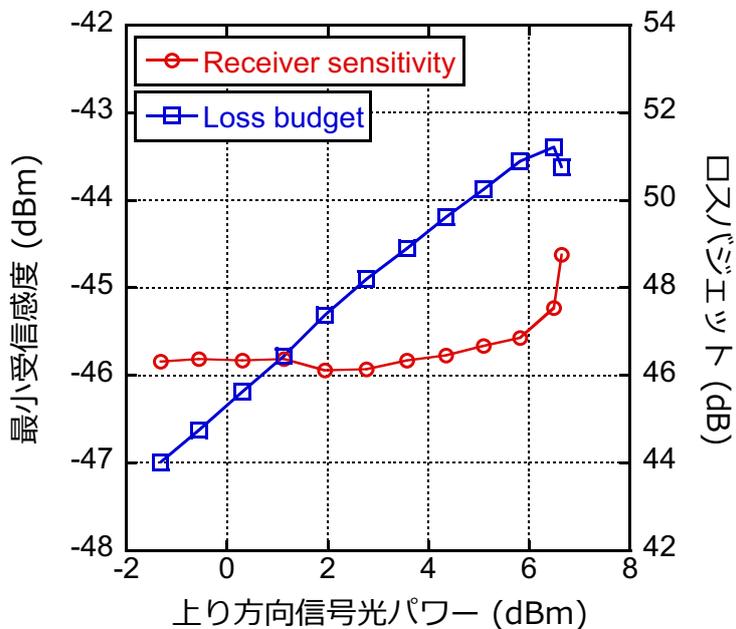


図 3-8 上り方向通信光パワーに対する最小受信感度およびロスバジェットの関係

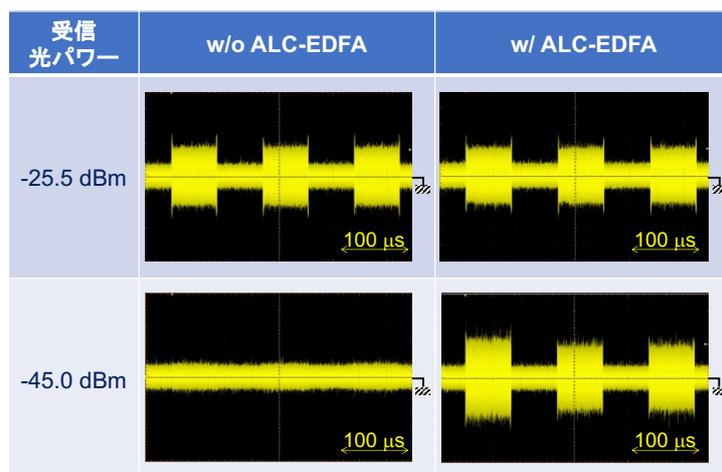


図 3-9 ALC-EDFA の出力波形

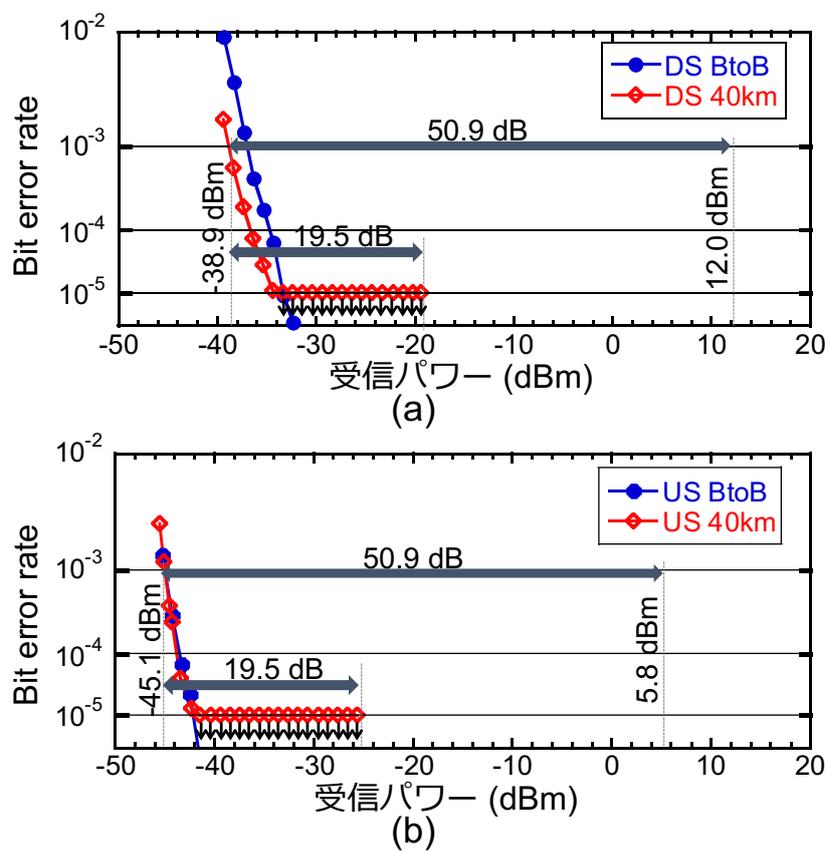


図 3-10 40 km 伝送前後での(a)下り信号の BER 特性と(b)上りバーストモードの BPSK 信号の BER 特性

3-5 まとめ

本章では、将来の光アクセスネットワークにおける CAPEX/OPEX の削減を目指した抜本的な長延化・多分岐化を実現するデジタルコヒーレント伝送技術を応用した TDM-PON システムについての提案、および実機を用いた提案システムの実証実験について論じた。TDM-PON においては、各 ONU から送信された上りバースト信号は、光送信器の特性や伝送路環境が異なり、バースト信号ごとに DSP による適応等化処理を行う必要があるため、高速応答性を有する DSP 技術が求められる。提案構成では、PON におけるディスカバリプロセスを活用した適応等化フィルタの係数引継手法を用いて、DSP における等化処理の係数収束にかかる計算時間を短縮し、高速応答性を実現した。一方、下り方向通信については、ONU に搭載する光受信器構成を単純化するために、IM-DD 方式と EDFA をブースタアンプとして使用する構成を用いた。

提案したデジタルコヒーレント技術を用いた TDM-PON システムを実機にて構築し、検証実験を行った。開発したバースト対応リアルタイム DSP を用いることで、10 Gbit/s の上りバースト BPSK 信号において、-45.1 dBm の最小受信感度を達成した。また、SMF を 40 km 伝送したことによる受信感度劣化も無視できるくらい小さかった。下り信号も含めたシステム全体で、50 dB 以上のロスバジェットを達成した。これは、伝送距離 40 km において、最大で 2048 ユーザを収容することができる値である。

以上より、提案したデジタルコヒーレント技術を適用した TDM-PON を用いることで、光アクセスネットワークの抜本的な長延化・多分岐化を実現し、将来の光アクセスネットワークにおける高効率化が期待できる。

参考文献

- [1] Z. Li, L. Yi, and W. Hu, "Comparison of downstream transmitters for high loss budget of long-reach 10G-PON," in *Optical Fiber Communication (OFC) (2014)*, paper Tu2C.4.
- [2] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver," *J. Light. Technol.*, 26, 1817-1822, (2008).
- [3] R. Koma, M. Fujiwara, J. I. Kani, K. I. Suzuki, and A. Otaka, "Wide dynamic range burst-mode digital coherent detection using fast ALC-EDFA and pre-calculation of FIR filter coefficients," in *Optical Fiber Communication (OFC) (2015)*, pp. 6-8.
- [4] R. Koma, M. Fujiwara, J. I. Kani, K. I. Suzuki, and A. Otaka, "Burst-mode digital signal processing that pre-calculates FIR filter coefficients for digital coherent pon upstream," *J. Opt. Commun. Netw.*, 10, 461-470, (2018).
- [5] K. Taguchi, K. Asaka, S. Kimura, and N. Yoshimoto, "High output power and burst extinction ratio λ -tunable ONU transmitter using burst-mode booster SOA for WDM/TDM-PON," *J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 7, pp. 1-7, 2015.
- [6] W. Poehlmann, D. V. Veen, R. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter, "Wavelength Drift of Burst-Mode DML for TWDM-PON," *J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 7, pp. 44-51, 2015.
- [7] R. Bonk, W. Poehlmann, D. van Veen, J. Galaro, R. Farah, H. Schmuck, and Th. Pfeiffer, "The underestimated challenges of burst-mode WDM transmission in TWDM-PON", *Optical Fiber Technology*, Vol. 26, pp. 59-57, 2015.
- [8] S. Matsuo; H. Ishii; T. Sato; R. Sato; K. Kasaya; A. Ohki; Y. Shibata; and H. Oohashi, "Monolithically integrated tunable DFB laser array and Mach-Zehnder modulator," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) (2010)*, pp. 1-3.
- [9] C. Kazmierski, N. Chimot, F. Jorge, A. Konczykowska, F. Blache, J. Decobert, F. Alexandre, A. Garreau and R. D. Silva, "80Gb/s multi-level BPSK experiment with an InP-monolithic source based on prefixed optical phase switching," in *26th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM) (2014)*, pp. 1-2.

第4章 デジタルコヒーレント伝送技術を適用した TDM-PON

における加入者装置の経済化

4-1 はじめに

第3章では、デジタルコヒーレント技術を応用した TDM-PON における重要なポイントである、上りバースト信号に対応した DSP 技術について述べるとともに、開発したバースト対応リアルタイム DSP を用いた双方向 10 Gbit/s TDM-PON システムの実証実験をおこなった結果について示した。しかしながら、ONU 搭載する光送信器については、実験では LiNbO₃ を用いた IQ 変調器を使用しており、ONU 向け光送信器の経済化については、十分な検討ができていなかった。

本章では、第3章で提案したデジタルコヒーレント伝送技術を応用した TDM-PON において、ONU に搭載する光送信器の経済化を実現するための技術について検討する。デジタルコヒーレント伝送技術を光アクセスネットワークに適用することで、パワーバジェットを飛躍的に向上し、光アクセスシステムの抜本的な長延化・多分岐化が可能となる。その一方で、デジタルコヒーレント伝送技術は、強度変調方式とは異なり、位相変調方式などの高度な変調方式を適用する必要があるため、光送信器が高コスト化してしまうという課題があった。

4-2 加入者装置に搭載する光送信器の経済化

デジタルコヒーレント伝送技術を応用した PON システムにおいては、ONU に位相変調信号を出力することができる光送信器が求められる。上記の通り、位相変調信号を生成するには、比較的高価な外部変調器が必要となるため、光送信器が高コスト化してしまう。ONU に搭載する光送信器については、ユーザコストに直接的に影響を及ぼすため、従来の PON システムと同等の経済性を実現するためには、位相変調信号を出力可能な経済的な光送信器を検討する必要がある。

4-3 Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFSK)伝送方式

最もシンプルな光送信器構成である直接変調レーザ(DML)を用いた光コヒーレント伝送技術として、CPFSK という変調方式がある[1,2]。CPFSK は 1980 年代のアナログ光コヒーレント技術が広く検討されていた時代に盛んに研究されていた技術である。半導体レーザを直接変調した際に発生する周波数変調を位相変調に変換する伝送技術である。

DML は、IM-DD 方式における最もシンプルな光送信器として、光通信の分野では広く使用されてきた。強度変調された DML では、その変調に伴い、周波数チャープという現象が

発生する。これは、注入電流の変化に伴う半導体レーザ内のキャリア密度の変化により、発振波長が変化する現象である。

この周波数チャープを活用することで、周波数変調信号、または位相変調信号を DML から直接出力することができる[3]。これを活用することで DML から CPFSK 信号を出力することができる。CPFSK 信号の変調時スペクトルの概念図を図 4-1 に示す。また、このときの”mark”と”space”の周波数差は次式で表すことができる。

$$2\Delta f = f_{\text{mark}} - f_{\text{space}} = hB \quad (1)$$

ここで、 f_{mark} は”mark”のときの光の周波数(波長)、 f_{space} は”Space”のときの光の周波数(波長)、 h は変調指数、 B はビットレートをそれぞれ表す。特に $h=0.5$ のときを MSK(Minimum Shift Keying)といい、変調によるスペクトル拡がり最小となる条件である。

一方、受信側では図 4-2(a)に示すようなシンプルな遅延検波を用いることができる。そのときの遅延量 T は

$$T = \frac{1}{2hB} \left(\leq \frac{1}{B} \right) \quad (2)$$

と表すことができる。遅延量 T で遅延検波することで、図 4-2(b)のような U 型のコスタレーションを得る。

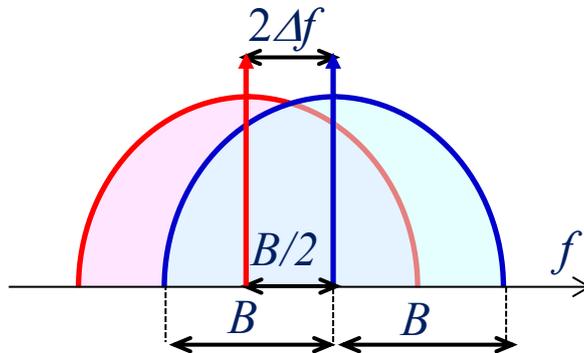


図 4-1 CPFSK 信号スペクトル

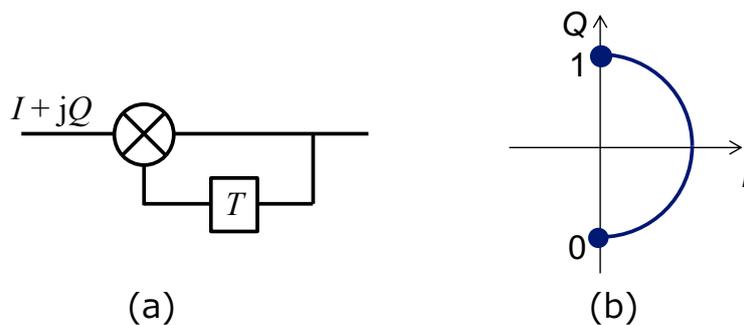


図 4-2 (a)遅延検波構成、(b)遅延検波後の CPFSK 信号のコンスタレーション

4-3-1 提案する送信器構成

図 4-3(a)に、提案する CPFSK 送信器の基本的な構成を示す。DFB-LD を直接変調することで、CPFSK 信号が出力される。DFB-LD から出力された光信号は、SOA を用いて、バースト信号に変換される[4]。従来は、DFB-LD を直接バースト駆動させていたため、バースト動作時に注入電流が大きく変化することで発生する素子内部の温度変化によって、波長ドリフトが発生するという問題があった[5,6]。しかし、本構成を用いることで、非常にシンプルな構成でバースト信号を生成できるだけでなく、バースト動作時に発生する波長ドリフトを抑制することができる。一方、提案手法では DFB-LD を直接変調しているため、周波数変調だけでなく、強度変調成分も発生してしまう。そのため、信号成分がスペース(“0”) のときに強度が下がることで、SNR (signal-noise-ratio)を劣化させる要因となりうる。そこで、図 4-3(a)下段に示したように DFB-LD の直後に EA 変調器を入れた構成とし、強度変調成分と逆位相の変調を加えることで、信号の SNR を劣化させる要因となる強度変調成分を取り除くことが可能となる(図 4-3(b))。EA 変調器及び SOA については、DFB-LD と集積化が可能であり、光送信器を複雑化させることなく、上記構成の実現が期待できる[7]。

図 4-4 に、受信後の CPFSK 信号のコンスタレーションを示す。サンプリングされた信号は、位相ノイズや CFO によって、IQ 平面上で同一円周上を回転したようなコンスタレーションとなる(図 4-4(a))。その後、1 ビット遅延($\sim 1/2h$ シンボル)の遅延検波により、位相ノイズが除去され、図 4-4(b)に示すような U 型のコンスタレーションとなる。ここでは、簡単のため CFO は考慮していない。その後、等化処理や位相補償を施され、復号される(図 4-4(c))。これまでに、連続信号での CPFSK 送信器の特性評価を行い、エルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA)をプリアンプとして用いて、-45.5 dBm という高い感度を達成した[7]。

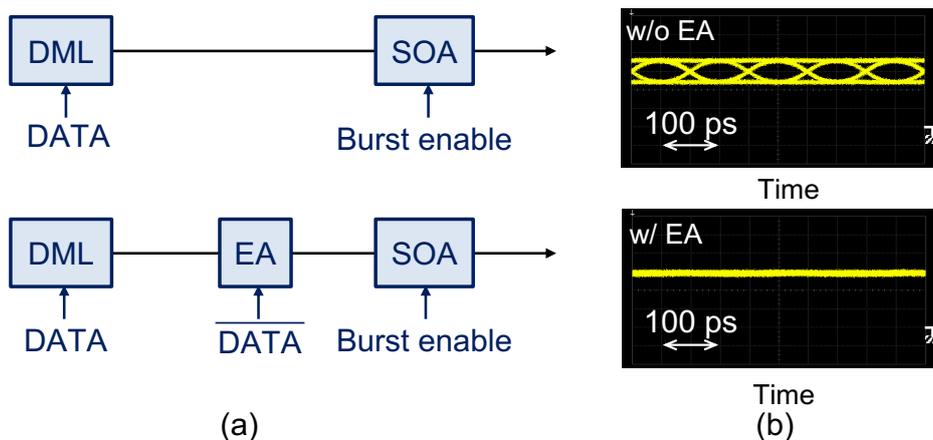


図 4-3 (a)提案する CPFSK 送信器構成、(b)出力信号波形

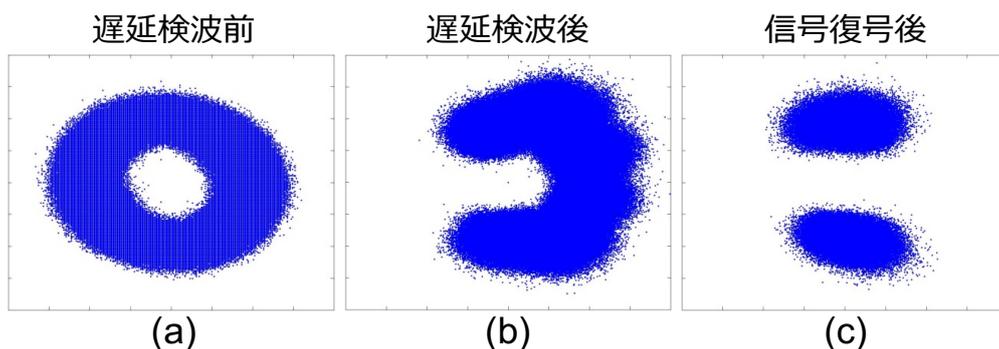


図 4-4 CPFSK 信号の受信コンスタレーション、(a)遅延検波前、(b)遅延検波後、(c)信号復号後

4-3-2 上りバーストモード CPFSK 向け CFO 補償技術

ONU から出力されたバーストモード信号は、図 3-2 に示すように、デジタルコヒーレント PON の OLT 内の ICR で受信される。ONU から出力される上り信号と OLT の LO 光の搬送波周波数が異なるため、キャリア周波数オフセット(CFO: Carrier Frequency offset)が発生し、I-Q 平面上で位相回転が発生する。CFO による位相回転の値は、CFO の値、すなわち信号光と LO 光の波長差に依存する。CFO の値が DSP 回路の処理能力を超えてしまうと、受信信号を復号することができなくなる。そのため、DSP 処理による CFO 補償の技術が必要となる。CFO 補償には、2 つの特徴が必要とされる。1 つ目は、各 ONU から送信された上りバースト信号において、短いプリアンブルの中で CFO を補償する必要があるため、高速応答性が求められる。CFO 補償の高速応答性を実現するためには、フィードバック型よりもフィードフォワード型のアルゴリズムが適している。上りバースト信号のプリアンブルを短くするためには、トレーニングシンボル(TS: Training Symbol)などの CFO 推定のための特別な信号を付与せずとも処理が可能な、ブラインドアルゴリズムが適している。第 2 の特徴としては、CFO 補償範囲の広さである。コストの観点から、波長ロッカーのように高精度な波長制御機能を ONU 向け光送信器に搭載することは難しい。そのため、ONU の発振波長(キャリア周波数)には大きなばらつきがあることが予想され、受信側の DSP 回路ではそれを補償できるだけの広い CFO 補償範囲が必要となる。

最も一般的な CFO 補正技術は、M 乗法を用いたアルゴリズムである[8]。M 乗法は、フィードフォワード制御によるブラインドアルゴリズムを使用しているため、バースト信号のように高速応答性が求められる場合に適している。しかし、原理的に Baud Rate が B の M -PSK (M -ary Phase Shift Keying)信号の CFO 補償範囲は $\pm B/(2M)$ に制限されてしまう。例えば、10 Gbit/s の BPSK 信号の場合、CFO の補償範囲は ± 2.5 GHz に制限される。CFO 値がその範囲を超えると、正しい CFO 値が推定できず、信号の復号に失敗してしまう。

ここで、目標とする CFO 補正範囲を決定するために、NG-PON2 において規定された、ONU に搭載する光送信器の最大周波数誤差(MTE: Maximum Tuning Error)の値を参考にした[9]。MTE は、波長チャネルの規定中心波長から、実際の発進波長の最大のずれ量を表す値であり、図 4-5 に示す最大スペクトル遷移(MSE: Maximum Spectral Excursion)と 15 dB ダウン時のスペクトル半幅($\Delta\omega_{15dB}$)の関係で規定される。MTE と MSE の関係は次のように定義される。

$$MTE = MSE - \Delta\omega_{15dB} \quad (3)$$

と定義される。

NG-PON2 では、通常、 $\Delta\omega_{15dB}$ は Hz 単位のデータレート (10 Gbit/s では 10 GHz) に等しいと仮定されるので、100 GHz のチャネル間隔では MSE 値は ± 20 GHz となる[9]。したがって、10 Gbit/s の信号の場合、MTE 値は 10 GHz となる。よって、本研究においても、NG-PON2 で規定されている MSE 値に等しい ± 10 GHz の CFO 補償範囲をターゲットとした。

上りバースト信号に対して、短いプリアンプル内で CFO 補償が可能な手法について検討を進めた。本研究では、バーストモード CPFSK 信号において、広い CFO 補償範囲を実現するために、新たな CFO 補償手法を提案する。本技術は、TS や高精度なタイミング検出を必要としないシンプルなブラインドアルゴリズムに基づくものである。このため、短いプリアンプルを使用できるほど高速な応答が実現できる。

図 4-6 に提案手法のブロック図を示す。1 ビット遅延検波後の CPFSK 信号 A_r は、図 4-6 (b) に示すように U 型コンステレーションとなる。CFO(Δf)による I-Q 平面上での回転角は、 $2\pi\Delta f T$ で表される。CFO がゼロの場合、“mark”と“space”のサンプルは I-Q 平面上の虚数軸上にある。一方、CFO が 0 に等しくない場合、同じ“mark”と“space”のサンプルは、I-Q 平面上で回転する (図 4-6(c))。ここで、回転角は $2\pi\Delta f T$ で与えられ、 T は(2)式で示した 1 ビット遅延検波で用いられる遅延時間($\sim 1/2h$ シンボル)である。この回転は、U 型のコンステレーションにより、I-Q 平面ではっきりと確認できるため、 A_r のベクトル和を計算することにより、CFO の推定値(Δf_{est})は次式で求められる。

$$\Delta f_{est} = \frac{\arg[\sum_N A_r(t)]}{2\pi T} \quad (4)$$

ここで、 N は平均化するサンプル数である。ここで通常、 Δf_{est} は $2\pi\Delta f T$ が $\pm\pi$ 以内になるように設定される。例えば、図 4-6(c)は、 $2\pi\Delta f T$ が $-\frac{3}{4}\pi$ ($\pm\pi$ 以内)の場合と $+\frac{5}{4}\pi$ ($\pm\pi$ を超えている)の場合を示している。 $2\pi\Delta f T$ が $-\frac{3}{4}\pi$ の場合、 Δf_{est} は実際の CFO と一致するため、回転したコンステレーションを適切に補償することができる。一方、 $2\pi\Delta f T$ が $+\frac{5}{4}\pi$ の場合、 Δf_{est} は実際の CFO と一致しない。しかし、 $+\frac{5}{4}\pi$ の場合、コンステレーションの回転量は $-\frac{3}{4}\pi$ の場合のものと一致するため、間違った推定値を使用しても回転したコンステレーションを正常に補償できると考えられる。よって、本提案は、使用する電子・光デバイスの特性による制約がないため、シンボルレートによらず非常に広範囲の CFO を補償できることが期待できる。

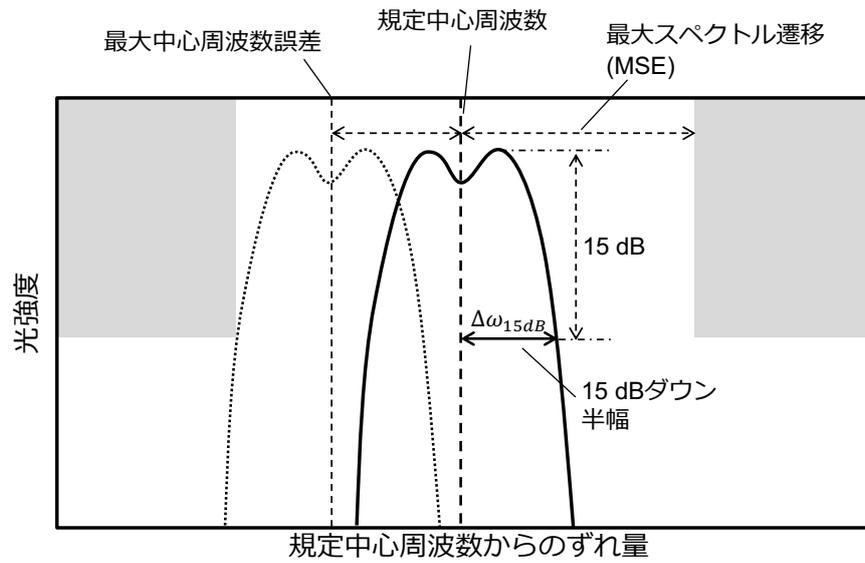


図 4-5 CPFSK 信号における最大波長ずれ量のイメージ

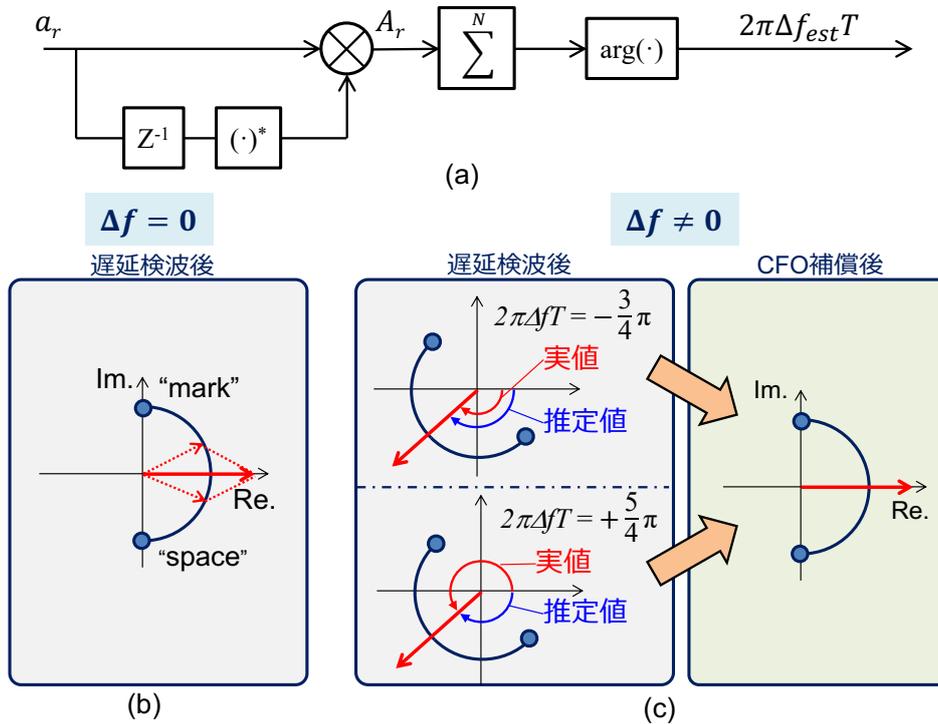


図 4-6 提案する CFO 補償手法の(a)機能ブロック図、(b)CFO なしのときのコンスタレーション、(c)CFO ありの時のコンスタレーション

4-4 提案技術の検証

本節では、提案手法を上りバースモード CPFSK 信号に適用した場合の CFO 補償範囲に関する実験結果について説明する。

4-4-1 実験構成

図 4-7(a)に使用した実験構成を示す。CPFSK 送信器は、DML、EA、SOA から構成される。DML と EA には PRBS $2^{15}-1$ の 10 Gbit/s、NRZ 信号を入力した。変調指数 h は 0.8 とした。SOA はブーストアンプだけでなく、バースト信号を生成する光シャッタとしても用いた。このときの CPFSK 送信器の光出力は +8.0 dBm であった。CPFSK 送信器から出力された光信号は可変光減衰器 (VOA)、雑音指数 4.9 dB の EDFA、WDM フィルタを模擬した光バンドパス・フィルタ (OBPF) を介してコヒーレント受信器に送信された。受信器は LO 光、帯域幅 20 GHz の市販の偏波ダイバーシティイントラダインコヒーレント受信器 (ICR)、デジタルサンプリングオシロスコープ (DSO: Digital Storage Oscilloscope)、オフライン DSP で構成されている。実環境で使用されている PON システムでは、バースト信号ごとに偏波状態が変動することが想定される。これについては、最大比結合などのフィードフォワード方式を用いて DSP 処理にて補償することが可能である [10]。本研究では、本提案の実現可能性を確認するため、偏波状態の変動がフィードフォワード補償を用いた DSP で補償可能であると仮定し、受信器に入力する光信号を LO 光の偏光状態に揃えて実験を実施した。ICR から出力された受信 I-Q 信号は DSO により 50 GS/s でサンプリングされ、自己相関に基づくバーストフレーム検出、1 ビット遅延検波、提案する CFO 補償 ($N=1024$)、DD-LMS (Decision Directed-Least Mean Square) を用いた 15 タップの適応 FIR (Finite Impulse Response) フィルタ、 M 乗法によるキャリア位相補償 ($M=2$) からなるオフライン DSP 処理で復号された。DML と LO 光の線幅はそれぞれ 16 MHz と 100 kHz であった。本研究においても、文献 [11,12] にも示されている第 3 章にて実機実証した適応 FIR フィルタの係数引継手法を使用した。ここでは、繰り返し周波数 125 MHz の現実的な DSP 回路を想定して、80 シンボルごとに適応 FIR フィルタの係数の計算を行った。

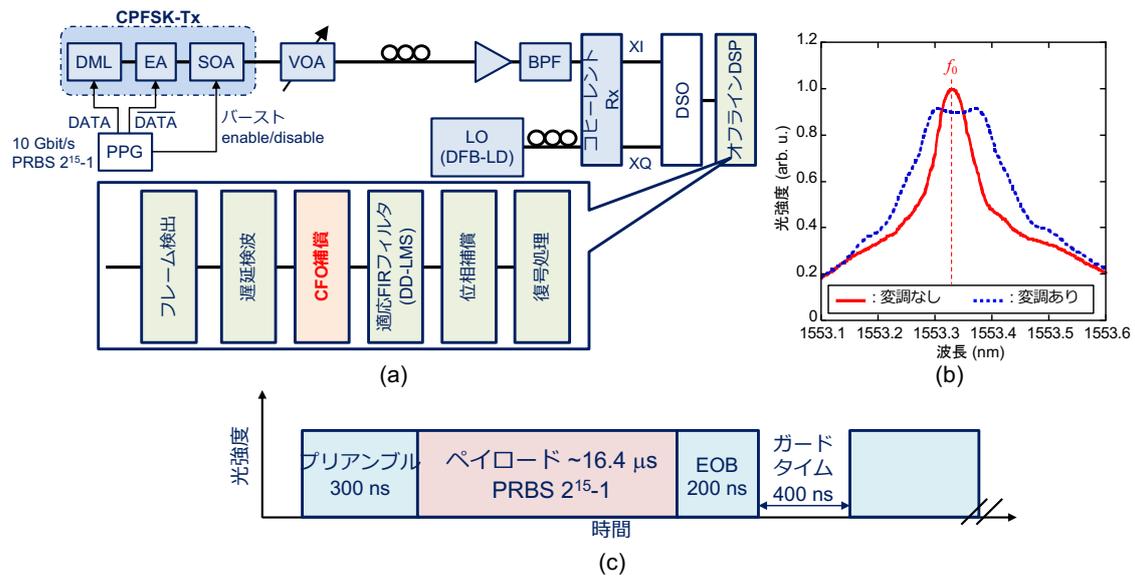


図 4-7 (a)実験系、(b)出力信号スペクトル、(c)バーストフレーム構成

4-4-2 実験結果

図 4-7(b)は、変調ありとなしのときの DML から出力されたスペクトルを示したものである。同図の青線で示したいように、変調後の信号は変調によりスペクトルが広がっているため、中心周波数を定義することは困難である。そこで、CFO 値を正確に測定するために、LO 光と変調なしのときの DML の中心周波数の差(図 4-7(b)の赤線)を CFO と定義した。DML の中心周波数 f_0 は 193.00 THz (1553.33 nm)とし、DML の温度を制御することで CFO 値を設定した。

図 4-7(c)は、バーストモード CPFSK 信号の構成であり、信号には約 300 ns のプリアンブル、16.4 μs のペイロード (PRBS 2¹⁵-1、163840 ビット) および 200 ns の EOB (End Of Burst) から構成されている。バースト信号の分離には、400 ns のガードタイムを使用した。コヒーレント受信器後の受信バーストフレームを図 4-8 に示す。

図 4-9 は、CFO 値が 0 GHz、+6 GHz、+14 GHz、-6 GHz、-14 GHz の場合の 1 ビット遅延検波後の受信コンステレーションを示したものである。CFO 値によって位相が回転していることが分かる。実際の CFO 値と提案手法で推定した CFO 値との関係を図 4-10 に示す。実際の CFO 値は、分解能 0.1 GHz の波長計を使用して測定した。今回は変調指数が 0.8 であるため、CFO による位相回転は CFO が ±8 GHz のとき ±π に相当する。例えば、実際の CFO が +14 GHz であるのに対して、推定した CFO 値は約 -4 GHz であった。前節で述べたように、±π を超える CFO 値も補正できることが予想される。この場合、図 4-10 に示すように、推定した CFO 値は -4 GHz 程度であり、この値は -π/2 に相当する。このことから、提案手法は ±π を超える CFO 値を補償できることがわかる。実際の回転量と推定値が完全に一致してい

るわけではないので、CFO 補償後のコンスタレーションは若干回転が残っていると思われるが、適応 FIR フィルタにより十分に補償できる程度の小さな回転であると考えられる。

図 4-11 は、提案する CFO 補償を行った場合と行わなかった場合の LMS 後のコンステレーションの結果を示している。これらの結果は、受信パワーを-38 dBm、CFO を+14 GHz に設定した時の結果である。今回は、図 4-11 の破線の円で示した“mark”と”space”に対してユークリッド距離を最小化する DD-LMS を用いた適応 FIR フィルタを使用した。14 GHz の CFO 値は $+3/2\pi$ に相当するため、受信信号の“mark”と”space”に対するユークリッド距離はほぼ等しくなってしまう。このとき、適応 FIR フィルタによって“mark”と”space”の方向を間違えてしまう可能性がある。そして、適応等化処理後のバイナリデータへの復号に失敗したと考えられる。一方、CFO 補償を使用すると、信号の復号に成功している。このように、提案する CFO 補償技術は、DSP 回路における適応 FIR フィルタの適応等化処理を強化し、デジタルコヒーレント伝送方式を用いた PON システムにおいてバーストモード・コヒーレント受信を可能にする技術である。一方、CFO 補償後のコンスタレーションは若干回転していたが、今回使用した ICR の帯域幅は約 20 GHz であるため、CFO 値が大きくなった際に、高周波側の信号が劣化してしまうことが考えられる。その結果、“mark”と”space”の強度成分にアンバランスが生じてしまい、CFO 値を正確に推定することができなくなったと考えている。

図 4-12 に、CFO が 0、-4、-10、+4、+10 GHz の場合の提案方式を用いた際の BER 特性の測定結果を示す。本研究では、10G-EPON で採用されている Reed-Solomon (255, 223) を使用すると仮定し、 $BER=10^{-3}$ における受信パワーを受信感度として定義している[14]。CFO によるペナルティは無視できるくらい小さく、受信感度が-43 dBm 以下という良好な受信感度特性を実現した。図 4-13 は、CFO 値に対する受信感度の関係をプロットしたものである。CFO が大きい場合、ICR の帯域制限により感度が若干低下しているが、CFO が-12~14 GHz の範囲では-42.5 dBm 以上の高い受信感度が得られた。

以上より、提案した CFO 補償法を用いることで、-12~+14 GHz の CFO 値において 50.5 dB のパワーバジェットを達成することができた。この CFO 補償範囲は、M 乗法などの従来のブラインド手法の 5 倍以上となった。ちなみに、この補償範囲は、DML の出力のスペクトル線幅($h=0.8$ で 8 GHz)と ICR の帯域幅(20 GHz)に極めて一致している。

また、提案方式は将来の光アクセスシステムを強化することができること考える。例えば、技術の進歩に伴い、受信器や ADC の帯域幅が広くなることが予想される。これにより、シンボルレートよりも広い帯域幅を持つ受信器や ADC が使用できるようになり、提案方式による CFO 補償範囲をさらに広げることができる。つまり、より高速な PON システムでは、ONU の光送信器に要求される波長精度を緩和することができる。これにより、将来の光アクセスシステムにおいて、より費用対効果の高い光送信器の構成を採用することを可能にする。

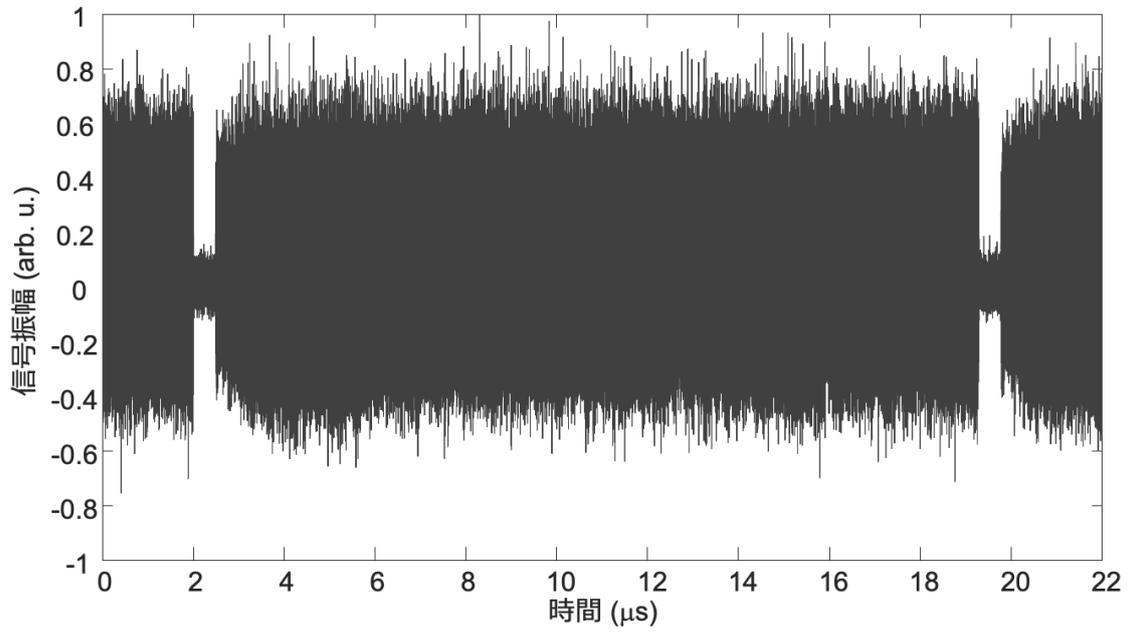


図 4-8 ICR における受信バースト信号波形

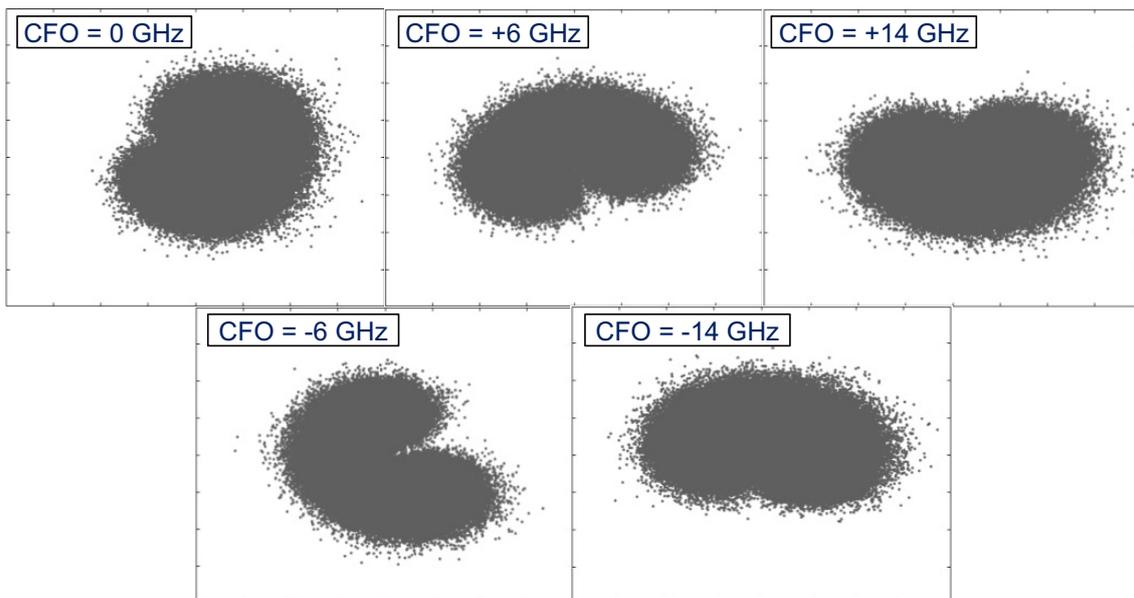


図 4-9 CFO=0、+6、+14、-6、-14 GHz のときの受信コンスタレーション

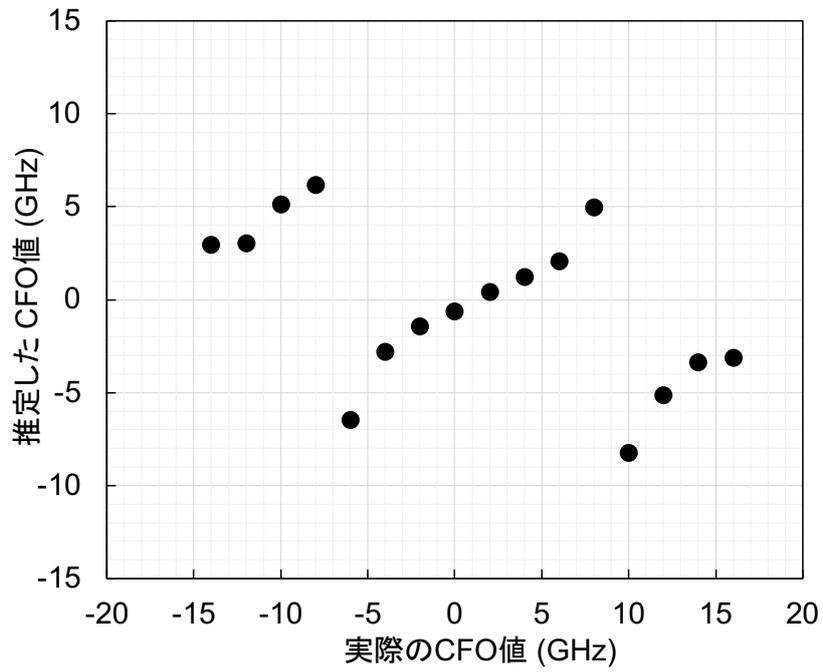
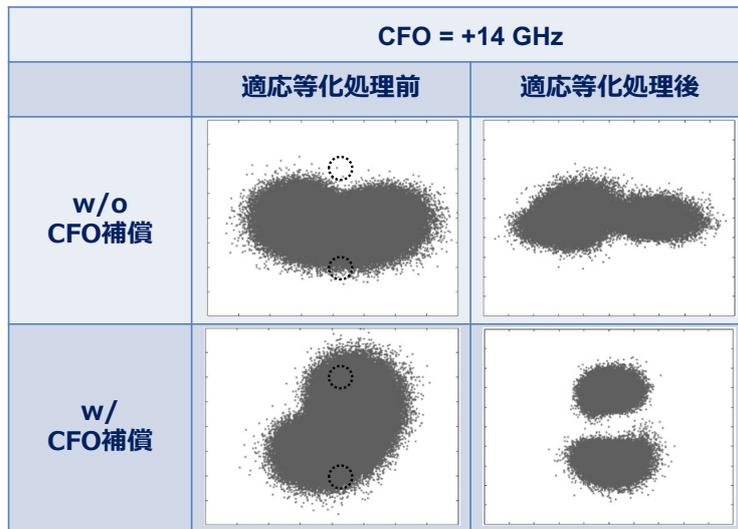


図 4-9 実際の CFO 値と提案手法で推定した CFO 値



受信光パワー: -38 dBm

図 4-10 適応等化フィルタにおける CFO 補償の効果

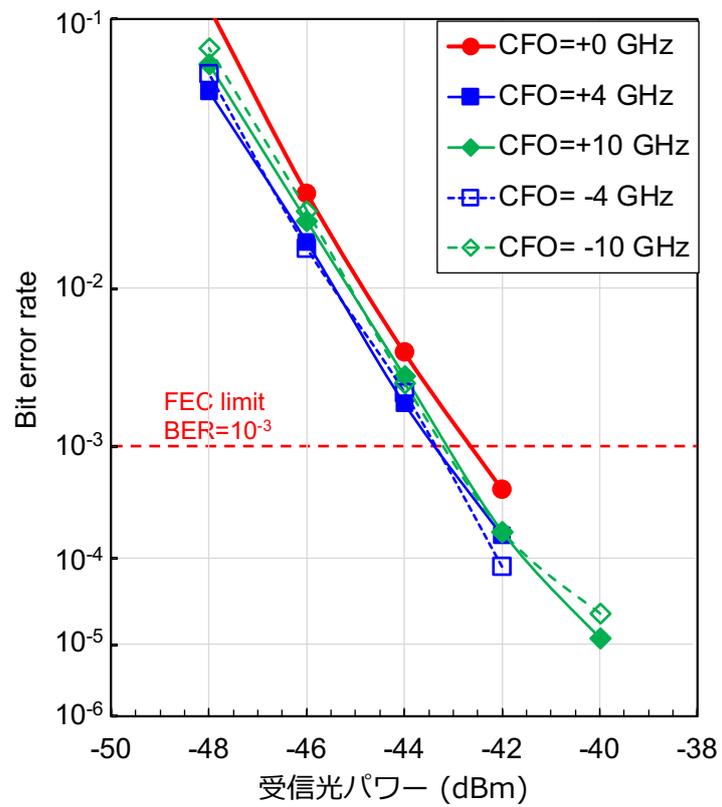


図 4-11 Bit error rate 特性

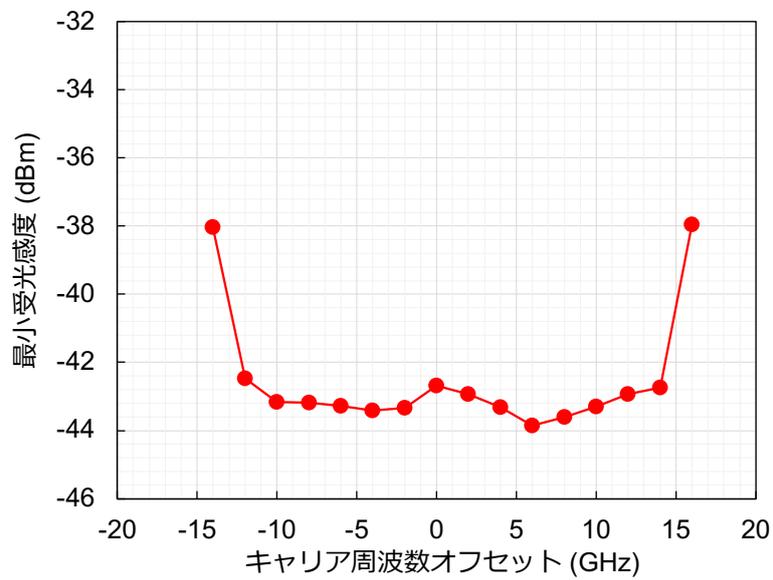


図 4-12 CFO 補償範囲

4-5 まとめ

デジタルコヒーレント伝送方式を適応した TDM 方式の PON システムにおいて、経済性の高い上り光送信器を実現するために、直接変調レーザを用いたバーストモード CPFSK 送信器を検討した。さらには、ONU 向け光送信器に求められる波長の安定性を緩和するために、従来方式よりも格段に広い CFO 補償範囲が実現できる新たな方式を提案した。本論文では、バーストモード CPFSK 信号に対して、TS や正確なタイミング検出を必要としない、シンプルなアルゴリズムに用いた新たな CFO の推定・補償技術の詳細な説明と、実験的な検証結果について報告した。

提案方式を用いることで、10 Gbit/s のバーストモード CPFSK 信号に対して、 ± 13 GHz の広い補償範囲と -42.5 dBm 以下の高い受信感度を実現することができる。さらに、提案手法は LMS ベースの適応 FIR フィルタの収束に寄与することがわかった。また、係数引継手法と提案する CFO 補償技術を組み合わせることで、上りバースト信号における 300 ns という短いプリアンブル長を使用することができる。提案方式における補償範囲は、受信器の帯域に大きく依存する。そのため、将来的な光受信器や ADC などの光デバイスの高速化により、提案手法の CFO 補償範囲の拡大し、ONU に搭載する光送信器に対する波長精度の要求性能を大きく緩和することが可能となり、より経済的な光送信器の実現に貢献できると考えられる。

参考文献

- [1] K. Iwashita and T. Matsumoto, "Modulation and Detection Characteristics of Optical Continuous Phase FSK Transmission System," *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-5, no. 4, p. 452 (1987).
- [2] Y. Nakanishi et al., "Novel Optical Quaternary Minimum Shift Keying Technology with Direct Modulation of Conventional DFB Laser and Digital Coherent Detection," *Proc. IPC, TuE3*, San Francisco 2012.
- [3] I. N. Cano, A. Lerin, V. Polo and J. Prat, "Direct Phase Modulation DFBs for Cost-Effective ONU Transmitter in udWDM PONs," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 10, pp. 973-975, May15, 2014.
- [4] M. Fujiwara et al., "Performance Evaluation of CPFSK Transmitters for TDM-Based Digital Coherent PON Upstream," *Proc. OFC, Th1K.5*, Los Angeles (2017).
- [5] K. Taguchi, K. Asaka, S. Kimura, and N. Yoshimoto, "High output power and burst extinction ratio λ -tunable ONU transmitter using burst-mode booster SOA for WDM/TDM-PON," *J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 7, pp. 1-7, 2015.
- [6] W. Poehlmann, D. V. Veen, R. Farah, T. Pfeiffer, and P. Vetter, "Wavelength Drift of Burst-Mode DML for TWDM-PON," *J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 7, pp. 44-51, 2015.
- [7] R. Bonk, W. Poehlmann, D. van Veen, J. Galaro, R. Farah, H. Schmuck, and Th. Pfeiffer, "The underestimated challenges of burst-mode WDM transmission in TWDM-PON", *Optical Fiber Technology*, Vol. 26, pp. 59-57, 2015.
- [8] A. Leven, N. Kaneda, U. Koc and Y. Chen, "Frequency Estimation in Intradyne Reception," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 366-368, March15, 2007.
- [9] ITU-T recommendation G.989 series
- [10] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver," *J. Light. Technol.*, Vol. 26, pp. 1817-1822, 2008.
- [11] R. Koma, M. Fujiwara, J. Kani, K. Suzuki and A. Otaka, "Burst-mode digital signal processing that pre-calculates FIR filter coefficients for digital coherent pon upstream," in *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 10, no. 5, pp. 461-470, 2018.
- [12] T. Kanai, M. Fujiwara, R. Igarashi, N. Iiyama, R. Koma, J. Kani, and T. Yoshida, "Symmetric 10 Gbit/s 40-km reach DSP-based TDM-PON with a power budget over 50 dB," *Opt. Exp.* Vol. 29, pp. 17499-17509, 2021.

第5章 光デジタルコヒーレント伝送技術を用いた広域光アク

セスネットワークの実現

5-1 はじめに

前章までは、広域光アクセスシステムにおけるサービス提供エリアの拡大や収容ユーザ数の増大を実現する上で欠かせない技術であるデジタルコヒーレント伝送方式の光アクセスネットワークへの適用について検討し、デジタルコヒーレント伝送方式を用いることで、受信器における受信感度を大幅に改善し、PON システムのロスバジェットを向上させることができることを明らかにした。本章では、多種多様なサービスに対して柔軟に対応可能で、高効率に収容することができるメトロ・アクセス統合型ネットワークシステムの構成について提案し、実機により実証を行う。提案システムでは、デジタルコヒーレント伝送方式を応用し、OFDM 変復調方式と組み合わせることで、長距離伝送を可能とするだけでなく、割り当てるサブキャリア数や多値度などを柔軟に設定し、多種多様なサービス要件への対応を可能としている。

5-2 エラスティック光アグリゲーションネットワーク (Elastic lambda aggregation network)

多種多様なサービスに対して柔軟に対応可能で、高効率にネットワークサービスを提供する基盤として、メトロ・アクセス統合型ネットワークであるエラスティック光アグリゲーションネットワーク(E λ AN: Elastic lambda Aggregation Network)が提案されている[4,5]。「エラスティック」というのは、伸縮自在性を表す言葉であり、そのコンセプトの光ネットワークへの適用については、スペクトルスライス・エラスティック光パスネットワーク(SLICE: Spectrum-Sliced Elastic Optical Path Network)として提案された[6-8]。SLICE では、多値変調と直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技術を用いることで、高い周波数利用効率だけでなく、様々な要求に応じた柔軟な帯域割当を実現している。

E λ AN では、WDM 技術を用いて、多種多様なサービスの収容を実現している。さらに、適応変調を用いたデジタルコヒーレント OFDM (DC-OFDM: Digital Coherent-OFDM)システムと、波長選択光スイッチ(WSS: Wavelength Selective Switch)により構築した光ネットワークを組み合わせることで、周波数利用効率を実現している。また、適応変調を用いることで、サービス要件や光経路におけるエンド・エンドの伝送路損失に応じて、多値度やシンボルレー

ト、サブキャリア数を柔軟にコントロールし、多種多様なサービスを収容することを可能としている。EλAN は、メトロ・アクセス統合ネットワークシステムであり、これまでアクセスネットワーク内の局舎(CO)に配置されていた OLT が、メトロネットワーク内の局舎に集約される。これにより、従来よりも CO の数を減らすことができ、運用の高効率化が可能となる。また、これに伴い従来の光アクセスネットワークよりも伝送距離が長距離化するが、伝送方式にデジタルコヒーレント伝送方式を用いることで、第 3 章、第 4 章で述べたようにロスバジェットの抜本的な改善が可能のため、EλAN のような長距離伝送にも対応可能である。

5-2-1 EλAN のシステム構成

図 5-1 にエラスティック光アグリゲーション(EλAN)の概念図を示す。ここでは、EλAN で展開される光サービスの例として、FTTH サービス、IoT サービス、ビジネス向け光アクセスサービス、公衆無線 LAN サービス、モバイルサービスを記載している。各サービスは、WDM 技術を用いて多重されている。EλAN では、伝送レート 10 Gbit/s、収容ユーザ数 512、最大伝送距離 40 km をターゲットとしている。

OLT と ONU は、光ファイバー、WSS、光スプリッタを介して接続される。各 ONU は、使用する光サービスなどに応じて、使用する波長やサブキャリア数などが割り当てられる。また、OLT は伝送路、光スプリッタ、WSS による損失や、光アンプで発生するノイズの損失などの伝送路環境の情報を有しており、各光信号の伝送後の光信号対雑音比(OSNR: Optical Signal Noise Ratio)に応じて使用可能な最大多値数の変調フォーマットが割り当てられる。光ファイバによる伝送損失は、ディスクバリエーション時のラウンドトリップタイム(RTT: Round Trip Time)から求められた伝送距離より算出される。以上のように、OLT が有する伝送路環境の情報をを用いて、最適な変調フォーマットとサブキャリア数を割り当てることで、高い周波数利用効率を実現できる。これらの各 ONU と OLT 間の論理的な接続や、通信に使用される波長や変調フォーマットはリソースコントローラ(RC: Resource Controller)により管理される。一方、各 ONU と OLT 間の光接続については、RC に割り当てられた光パスに応じて、光スイッチコントローラ(OSC: Optical Switch Controller) が最適な光経路を算出し、WSS を制御することで割り当てられる。光経路の選択・切替に WSS を用いることで、要求に応じて柔軟に光パスを切り替えることができるようになるだけでなく、各ノードにおける経路切替に O-E-O 変換が不要となり、ネットワーク全体での消費電力の削減、及び遅延の軽減が期待できる。したがって、EλAN は次世代モバイルサービスのような遅延要求の厳

しい通信サービスにも適したアクセスシステムである。

5-2-2 高柔軟性の実現に向けた OFDM 方式の適用

EλAN では、伝送方式に OFDM 変復調方式を用いており、サービスやユーザの要求に対して、伝送路環境に応じて最適な変調フォーマット(多値度、シンボルレート)やサブキャリア数を柔軟に変更することが可能である。そのため、EλAN は速度や距離などの、サービス要件が異なる様々なサービスを収容することが可能となる。例えば、大容量が必要となるビジネスユーザ向サービスでは、多値度が高い変調フォーマットを用いて、割り当てるサブキャリア数を多くするなど高速大容量を実現する伝送パラメータを割り当てる。一方で、IoT サービスなどの低速サービスに対しては、低速な伝送パラメータを割り当てる。

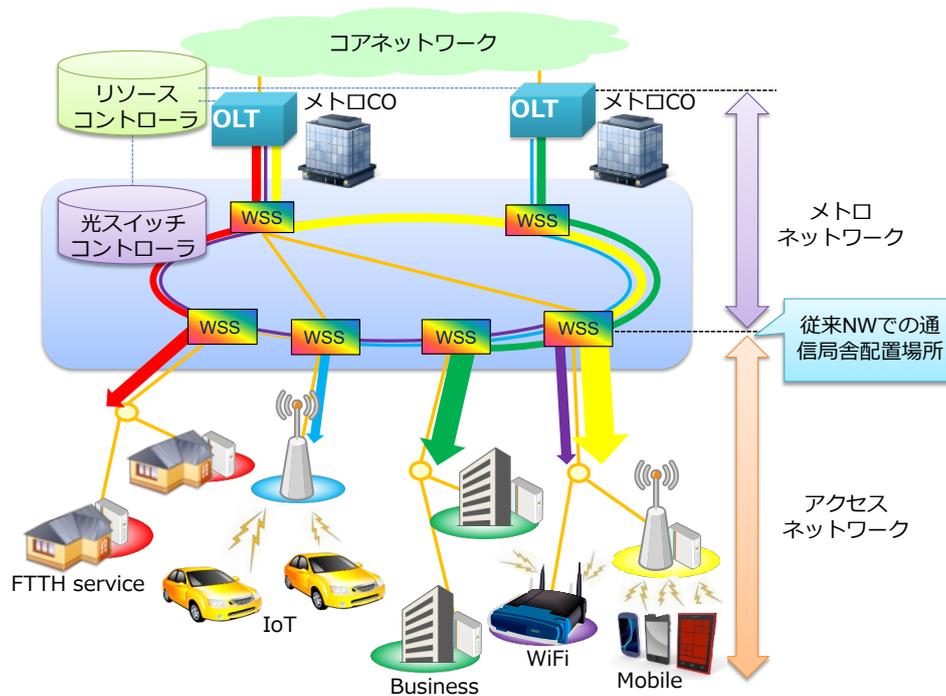


図 5-1 EλAN の概念図

5-3 提案システムの実機検証

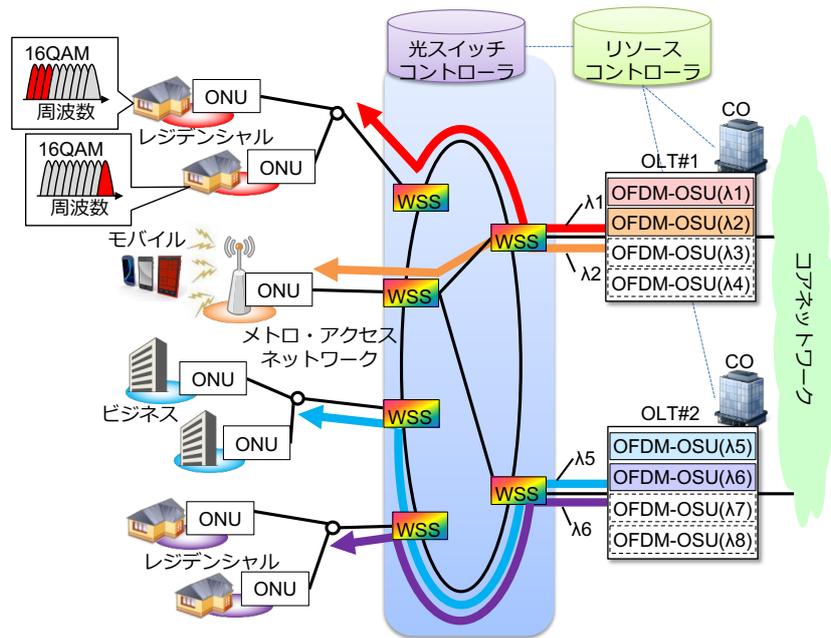
EλAN は、その特徴から非常に多くのユーザを収容することとなるため、高い信頼性が求められる。本章では、EλAN における災害等による通信障害を想定した自動復旧の手法について論じる。今回は、(i)伝送路中のファイバ断を想定した通信障害と、(ii)OLT の故障を想定

した通信障害の2つのケースを想定した自動復旧動作について示す。

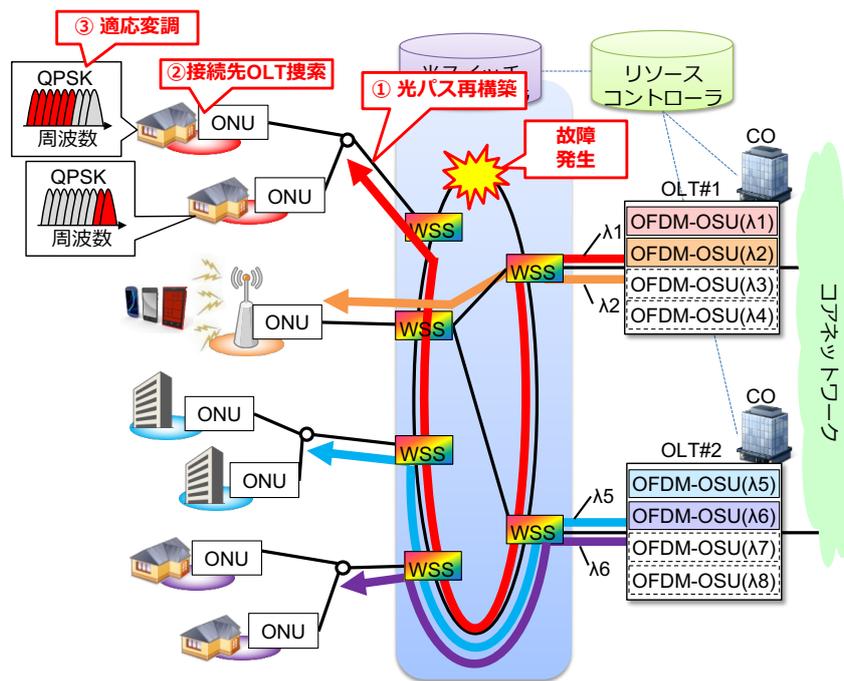
従来の光アクセスシステムの障害発生時には、担当の技術者が障害原因を特定し、現場に駆けつけての復旧作業を行うため、障害復旧までには半日以上を有してしまう。本稿で提案する自動復旧方式は、アクセス・メトロ統合型ネットワークにおいて、障害発生箇所への技術者の派遣を必要としないため、復旧時間を大幅に短縮することが可能である。さらに、CO間のOLTのハンドオーバーの必要性を自動的に判断するため、光伝送路とOLTのいずれの故障にたも対応して、自動での障害復旧を実現することができる。

5-3-1 経路故障発生時の冗長系切替動作

図5-2に、EλANにおける災害による経路故障発生時の冗長系切替動作の概念図を示す。図5-2(a)と(b)は、それぞれ定常時と障害時の状態を示す。OLTは、複数のOFDM-OSU(Optical Subscriber Unit)で構成されている。各OFDM-OSUは、それぞれ異なった波長に対応している。各OLTは障害対策として、バックアップのOFDM-OSUを搭載している。図5-2(b)は、災害により光伝送路におけるWSS間のファイバが断線した状態を示す。この時の、障害を自動で検知し、下記の手順で障害復旧動作が実行される。最初に、ファイバ断の箇所に応じて、RCとOSCが連携して最適な経路を算出し、OSCがWSSを制御してOLTとONU間の光接続を再構成する。次に、ONUは接続先のOLTの検索を行う。このとき、ONUは、接続先のOLTを発見するまで光トランシーバ(TRx)の波長をスイープさせる。今回のケースでは、光経路のみが迂回路へと変更され、波長は変更されない。そして、使用するサービスや伝送路環境に応じて、最適な変調フォーマットやサブキャリア数が割り当てられる。例えば、図5-2(b)に示したケースでは、切替後に伝送距離が長距離化し、SNRが劣化してしまうため、変調フォーマットが16-QAMからQPSKに変更される。このとき、多値度を落とした代わりに割り当てるサブキャリア数を増やすことで、障害切替後も伝送容量を落とすことなく通信サービスを提供する。



(a)



(b)

図 5-2 E-λAN における災害による経路故障発生時の冗長経路切替動作の概念図。(a)通常状態、(b)故障発生時。

5-3-2 OLT 故障発生時の冗長系切替動作

図 5-3 に、EλAN における災害による OLT 故障発生時の冗長系切替動作の概念図を示す。定常状態は図 5-2(a)と同等である。災害により OLT 故障が発生すると、OLT 間切替を伴う冗長切替動作が実行される。最初に、(i)と同様に RC と OSC が連携し、最適な光経路を算出、WSS を介した光経路設定が行われる。その後、故障した OLT に接続された板 ONU は、光 TRx の波長をスweepさせ、別の CO にある OLT と接続するための波長に合わせる。そして、使用するサービスや伝送路環境に応じて、最適な変調フォーマットやサブキャリア数が割り当てられる。例えば、図 3 に示したケースでは、切替後に伝送距離が長距離化し、SNR が劣化してしまうため、変調フォーマットが 16-QAM から QPSK に変更される。このとき、多値度を落とした代わりに割り当てるサブキャリア数を増やすことで、障害切替後も伝送容量を落とすことなく通信サービスを提供する。

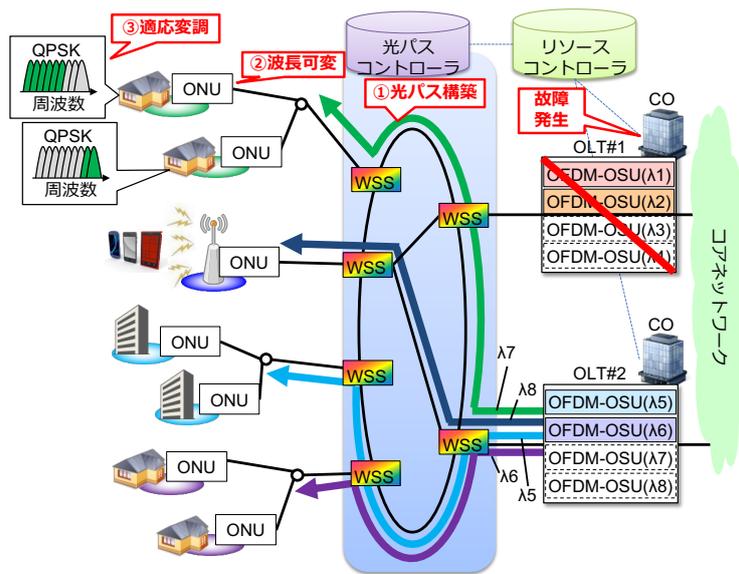


図 5-3 EλAN における災害による OLT 故障発生時の冗長系切替動作の概念図

5-4 提案システムの検証

メトロ・アクセス統合型ネットワークである EλAN を、図 5-4 に示すように実機により構築し、前節で述べた災害を想定した 2 種類の故障発生時の冗長切替動作について検証を行った。

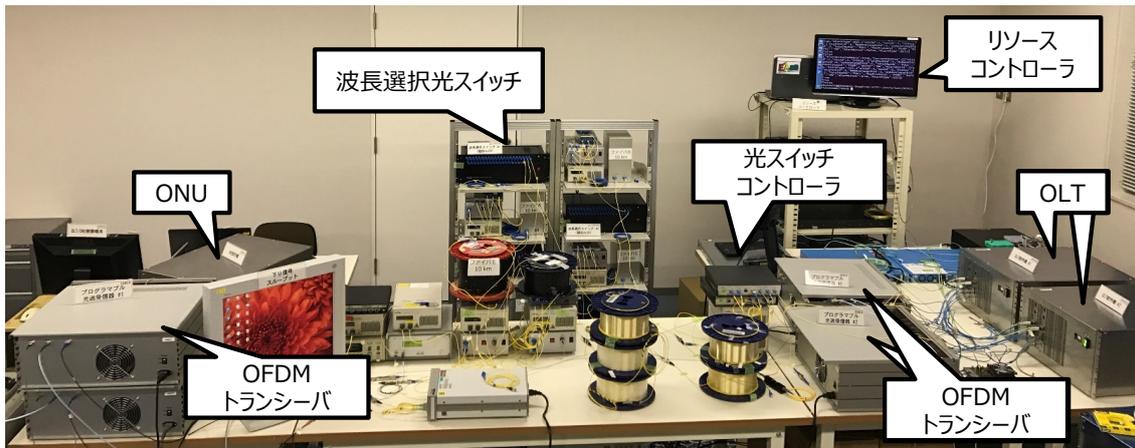


図 5-4 試作機で構成した EλAN の実機実証環境

5-4-1 経路故障発生時の冗長系切替動作の実機検証

本節では、災害により光経路中のファイバの断線が発生した場合を想定した冗長経路への切替動作について、実機検証を行った結果について論じる。図 5-5 に検証を行った実験系を示す。本研究では、多重化方式として下り方向通信については OFDMA (Orthogonal Frequency Multiple Access)方式を用いたが、上り方向通信には時分割多重方式を用いた。ここで、上り方向通信については、バースト対応の OFDM-TRx が開発中のため IM-DD 方式を採用した。また、MAC (Media Access Control)ボードと PCS (Physical Coding Sublayer)ボードについては参考文献[13]で論じられているものを使用した。

ONU では、下り方向信号の受信方式として、リアルタイムの自己ホモダイン OFDM レシーバをも用いた。赤と青の点線で示した障害発生前の状態では、ONU#1 は OLT#1 に搭載された OFDM-OSU#1 と、20 km の光ファイバと WSS で構成された光経路を介して接続されていた。また、WSS による損失を補償するために、EDFA を用いた。上り方向通信には λ_{u1} 、下り方向通信には λ_{d1} の波長をそれぞれ用いた。経路故障が発生し、冗長経路に切り替えた後は ONU#1 は、迂回路を経由して切替前と同じ波長を用いて同じ OSU と接続される。この時、伝送距離が 20 km から 40 km に増加している。

ここでは、災害を想定した光経路の障害発生時における、RC と OSC の連携動作による冗長切替動作について検証した結果について論じる。また、検証では適応変調の効果を確認するために、ネットワークテストより 100 Mbps の信号を ONU#1 と ONU#2 に入力し、適応変調の有無による伝送容量への影響について評価した。

図 5-6 に、経路故障発生時の冗長系切替動作におけるシーケンスを示す。OLT#1 は、故障

を検知すると RC へ障害情報を送信する。RC は、OLT と ONU の論理接続を計算し、その情報を OSC へ送信して新たな光経路設定を要求する。ここでは、OLT の故障は発生していないので、論理接続に変更はない。OSC では、新たな光経路の計算及び WSS 区間の経路の再設定を行い、その経路情報を RC へ返す。その後、RC は OLT#1 に、新たな経路情報及び使用する波長情報を送る。OLT#1 は、指定された波長でディスカバリ信号を出力する。ここでは、ONU の受信波長掃引によるディスカバリプロセスを用いた[15]。ONU#1 及び ONU#2 では受信波長をある一定の間隔でスイープし、所定の波長でディスカバリ信号を受信することで OLT との接続が完了する。ONU における波長掃引時間は、試作した MAC ボードを用いて模擬した。波長掃引速度は 0.5 秒/λ とし、総波長数は 16 とした。

OLT 内の光送信器は、様々なパラメータ(シンボルレート、多値度(QPSK or 16-QAM)、割当サブキャリア数)を柔軟に設定することができる。OLT では、RC から送信された光経路情報及び RTT から見積もった OLT-ONU 間距離より、各 ONU における受信特性を算出して最適なシンボルレート、多値度を選択する適応変調という機能を有している。この適応変調と割当サブキャリア数を柔軟に設定することで、切替前後で伝送路環境が大きく変化した場合でも、通信品質を劣化させることなく通信を復旧させることができる。

本研究では、提案した経路故障における冗長系切替動作の実現可能性を確認するために、EλAN の試作機を用いて故障発生から復旧に要する時間を評価した。ここでは、WSS#1 と WSS#2 の間の光ファイバを抜去することで、災害による経路故障を模擬した。図 5-7(a)と (b)に、ネットワークテスタにより測定した冗長系切替動作における ONU#1 と ONU#2 のトラフィックの経時変化の測定結果を示す。図中で、トラフィックが大きく減少している部分は、光経路故障により通信断が発生しているところである。本結果より、提案手法を用いることで、経路故障により OLT#1 との間での通信断が発生した ONU#1 と ONU#2 に対して、自動での冗長経路への切替により通信が復旧できることを確認できた。図 5-7(a)に示した ONU#1 については、切替前に 20 km であった光経路の距離が、切替後には迂回路への光経路切替となるため、60 km に変更される。伝送路が長延化することで、伝送路損失の増加により受信後の SNR が劣化することが想定される。そのため、適応変調を適用し、切替前には変調フォーマットが 16-QAM だったのに対し、切替後は SNR に合わせて多値度を落として QPSK に変更した。また、多値度を落としたことによる通信品質の劣化を防ぐために、サブキャリア数を 3 から 6 に増加した。図 5-7(a)に示した通り、伝送前後での変調フォーマットを最適化する適応変調を用いない場合は、光経路切替後にトラフィックの損失が発生し、通信品質が大きく劣化しているのに対して、光経路切替において通信品質を劣化させるこ

となく通信を復旧させることができた。また、通信断が発生してから通信が復旧までに、9秒の時間を要したが、これは、通信断の検出が1秒、波長掃引を用いたディスカバリープロセスが8秒であり、設計値とほぼ同等の結果となった。以上より、EλANにおいて、災害による光経路故障に対して提案した冗長系切替手法を用いることで、通信品質を落とすことなく、10秒以内に自動で障害から通信を復旧させることができることがわかった。

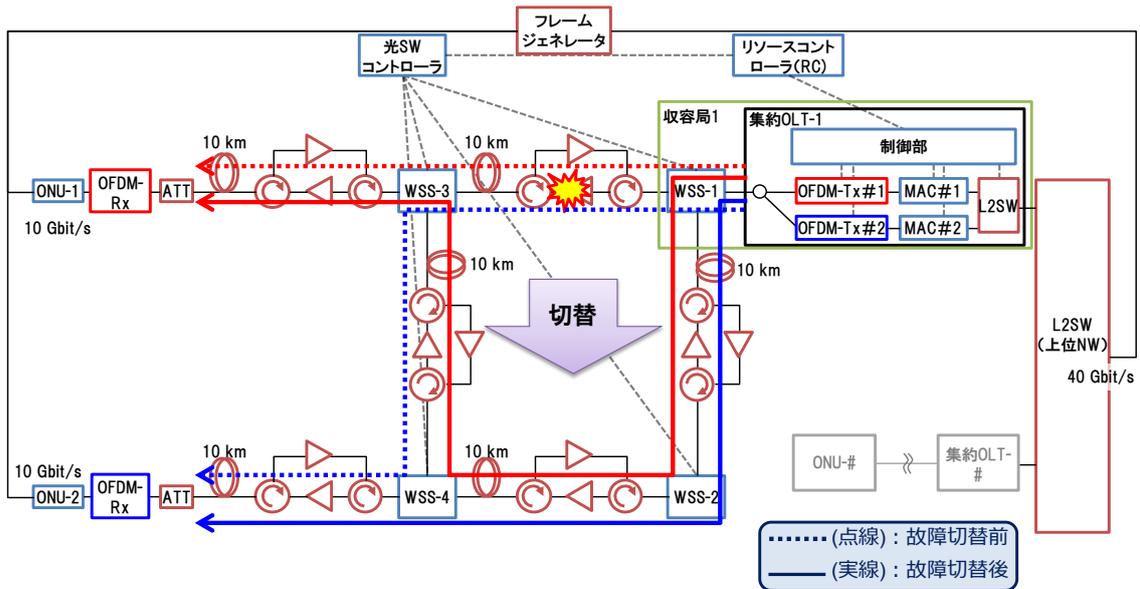


図 5-5 EλAN における光経路故障時の冗長経路切替動作の実験構成

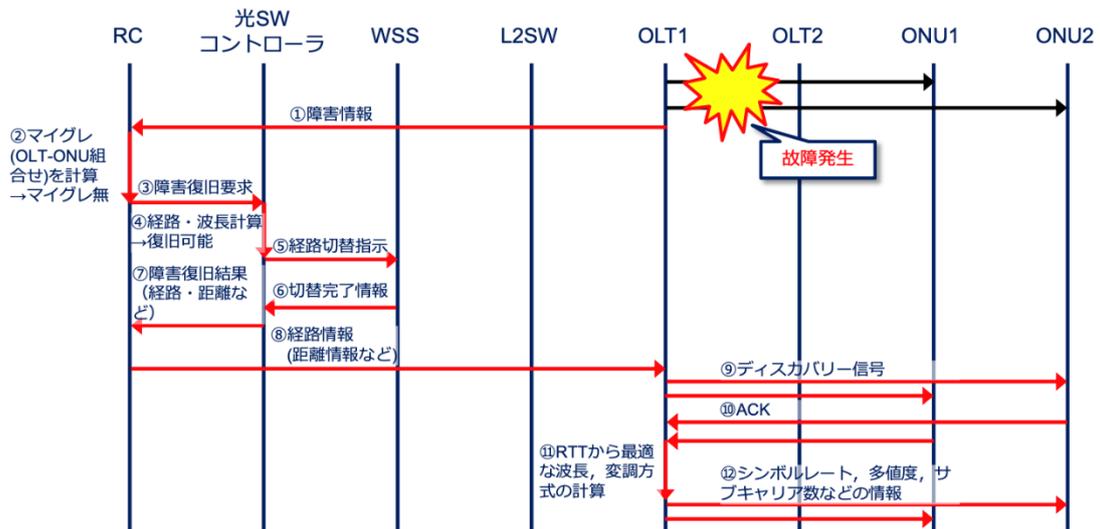
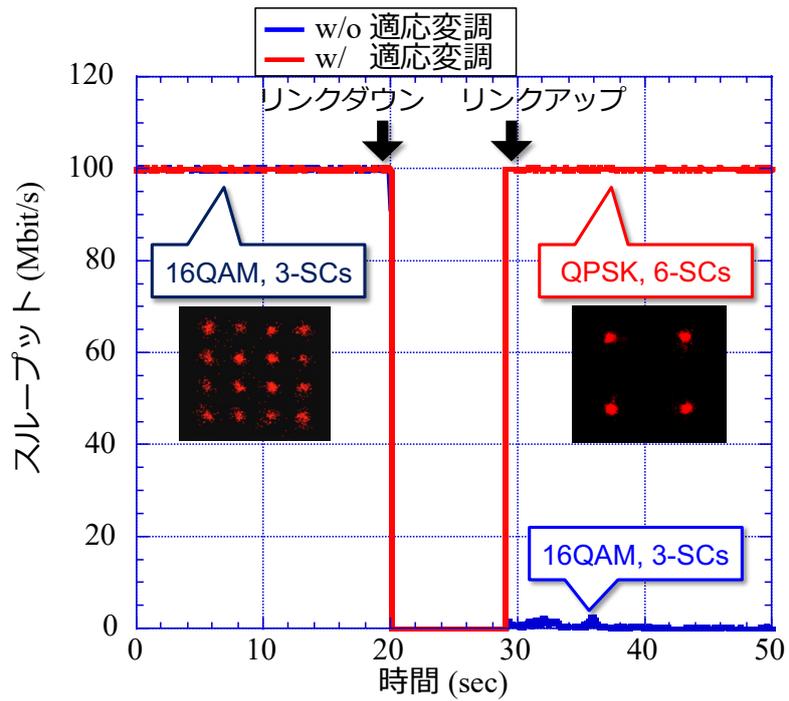
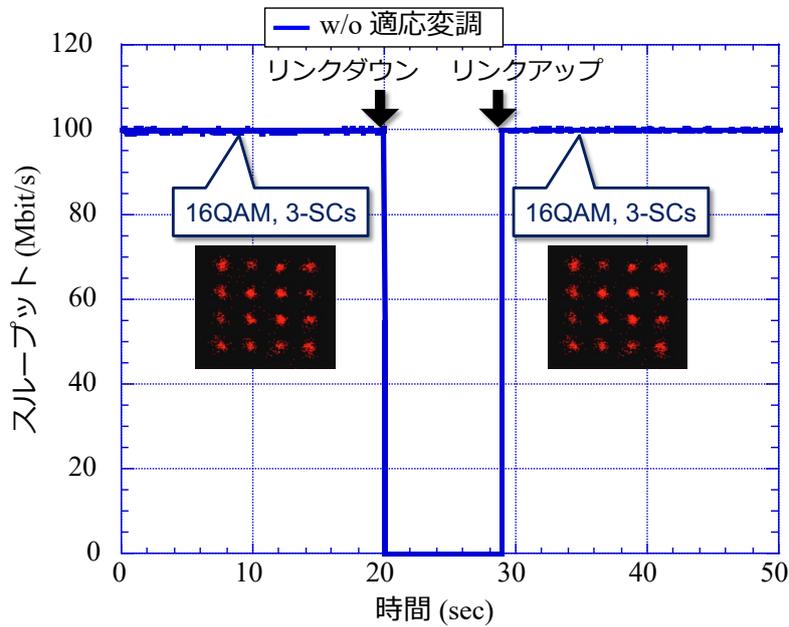


図 6 EλAN における光系故障発生時の冗長経路切替動作の動作シーケンス



(a)



(b)

図 5-7 EλAN における光経路故障発生時の冗長経路切替動作時の(a)ONU#1 と(b)ONU#2 におけるトラフィックの経時変化

5-4-2 OLT 故障発生時の冗長系切替動作の実機検証

本節では、災害により CO に設置した OLT にて故障が発生した場合を想定した CO 間を跨いだ冗長 OLT への切替動作について、実機検証を行った結果について論じる。図 8 に、検証を行った実験系を示す。実験系については、5-4-1 節の検証で用いた実験系と同様のものを用いた。図中の赤線で示した故障発生前の光接続(光パス 1)では、ONU#1 と OLT#1 は 20 km の光ファイバと WSS で構成された光経路を介して接続されている。また、WSS による損失を補償するために、EDFA を用いた。上り方向通信には λ_{u1} 、下り方向通信には λ_{d1} の波長をそれぞれ用いた。

一方、災害による OLT#1 の故障を検知すると、RC と OSC が連携して WSS を制御し、OLT と ONU 間の光経路の接続を青線で示した冗長系へと切り替える。切替後の光経路では、上り方向通信には λ_{u2} 、下り方向通信には λ_{d2} の波長をそれぞれ用いた。さらに、伝送距離が 40 km に増加している。このとき、ネットワークテストを用いて ONU#1 に対して 100 Mbit/s の信号を送信し、切替前後でのトラフィックの変化を測定し、通信品質への影響を評価した。ここでは、メトロ・アクセス区間における冗長系への切替動作について評価を行うため、OLT よりも、より上位のコアネットワーク側での切替動作は想定していない。そのため本検証では、ネットワークテストから信号を、OLT#1 と OLT#2 の両方に対して 100 Mbit/s の信号を送信し続けた。

OLT 故障発生時の切替動作シーケンスを図 5-9 に示す。OLT#1 は、故障を検知すると RC へ障害情報を送信する。RC は、新たな OLT と ONU の論理接続を計算し、その情報を OSC へ送信して新たな光経路設定を要求する。OSC では、新たな光経路の計算及び WSS 区間の経路の再設定を行い、その経路情報を RC へ返す。RC は上位側の L2SW に対して、OLT#1 宛の packets を OLT#2 宛に変更するように指示を出す。その後、RC は OLT#2 に ONU#1 の収容を指示する。このとき、新たな経路情報及び使用する波長情報を OLT#2 に送る。OLT#2 は指定された波長でディスカバリ信号を出力する。一方、ONU1 では受信波長をある一定の間隔でスイープし、所定の波長でディスカバリ信号を受信することで OLT との接続が完了する。また、ここでも前節と同様に、光送信器の適応変調機能により、切替前後の伝送路環境における最適な変調方式と割当サブキャリア数を設定し、切替後に通信品質が劣化することを防ぐ。

本章では、提案した CO 間を跨いだ冗長系 OLT への切替動作の実現可能性を確認するために、EPLAN の試作機を用いて故障発生から復旧に要する時間を評価した。ここでは、OLT#1 の入力端の光ファイバを抜去することで、災害による OLT 故障を模擬した。図 5-10 に、ネ

ネットワークテスタにより測定した冗長系切替動作における ONU#1 への下り方向通信のトラフィックの経時変化の測定結果を示す。図中のトラフィックが大きく減少している部分は、OLT 故障による通信断が発生しているところである。本結果より、切替前に光パス 1 を介して OLT#1 と接続されていた ONU#1 は、故障の検知を契機に、光パス 2 を介した OLT#2 との接続に自動的に切り替えることができることが確認できた。また、このときの通信断から復旧までにかかった時間は 9.5 秒であった。これは、通信断の検出に 1 秒、波長掃引を用いたディスカバリープロセスに 8.5 秒であり、設計値とほぼ同等の結果となった。以上より、EPLAN において、災害による OLT 故障に対して提案した冗長系への切替手法を用いることで、20 km 離れた CO 間を跨ぐ冗長系 OLT への切替動作においても、通信品質を落とすことなく、10 秒以内に自動で障害から通信を復旧させることができることがわかった。

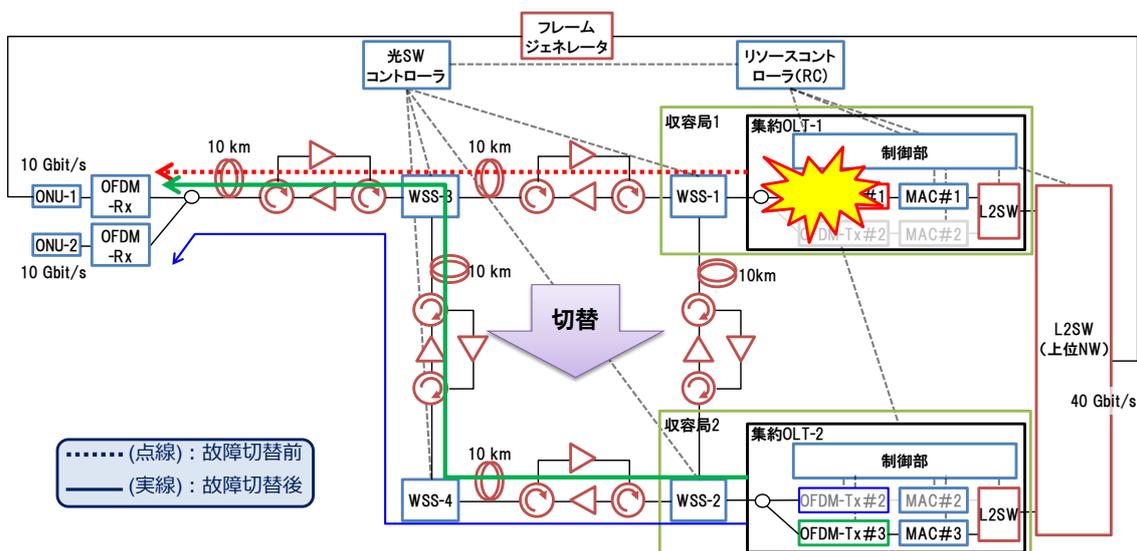


図 5-8 OLT 故障発生時の冗長系切替動作の実験構成

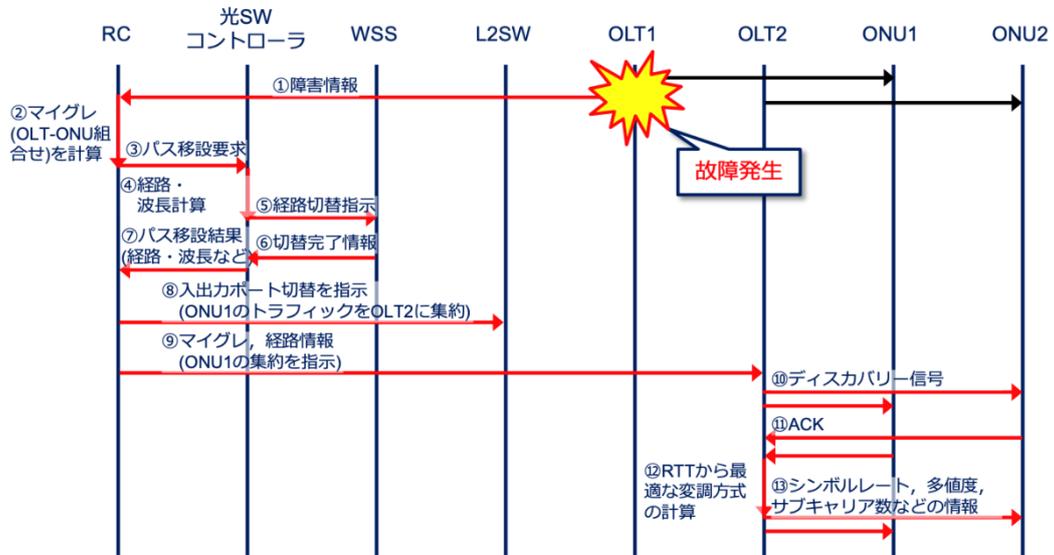


図 5-9 OLT 故障発生時の冗長系切替動作の動作シーケンス

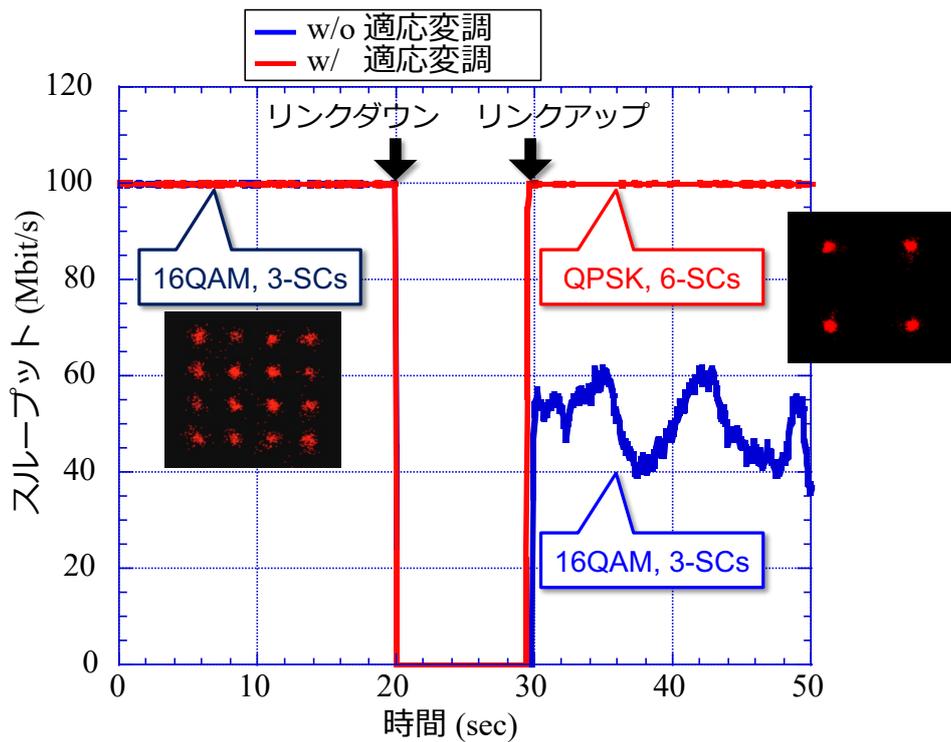


図 5-10 OLT 故障発生時の冗長系切替動作時のトラフィックの経時変化

5-5 まとめ

本章では、多種多様なサービスを高効率に収容可能な広域光アクセスシステムを目指し、最大伝送距離 40 km 以上の規模を有するメトロ・アクセス統合型ネットワークである E λ N の実機評価を行うためのシステム構成について検討し、実機検証を行った。E λ N では、光信号の伝送方式として、デジタルコヒーレント伝送方式と OFDM 変復調方式を組み合わせることで、長距離伝送だけでなく、様々なサービス要件に高柔軟に対応することが可能となった。また、ありとあらゆる通信サービスが E λ N に接続されることが想定されるため、災害等による故障の影響が甚大である。そこで、今回はメトロ・アクセス統合型ネットワークである E λ N の高信頼化を実現するために、災害による光経路、および OLT 故障が発生した際の自動復旧シーケンスについて検討し、実機により実証した。

災害によって光経路故障が発生したことを想定した冗長系への切替動作では、光経路故障に起因する通信断を自動で検知し、自動で光経路を柔軟に切り替えることで、通信を復旧できることを実証した。また、切替動作時に適応変調を適用することで、切替前後で伝送距離が 20 km から 60 km に大きく増加する場合においても通信品質を劣化させることなく通信を復旧させることができた。

同様にして、災害による OLT 故障が発生したことを想定した冗長系への切替動作について実機検証を行った。その結果、OLT 故障に起因する通信断を自動で検知し、光経路の切替、さらには故障した OLT に接続されていた ONU を 10 km 以上離れた別の CO に配置された OLT にて救済することで、通信を復旧できることを実証した。また、光経路故障における冗長系への切替と同様にして、適応変調を用いることで、切替前後で通信品質を劣化させることなく通信を復旧できることを確認した。

本章では、メトロ・アクセス統合型ネットワークである E λ N において、故障の検知から通信の復旧までを自律的かつ柔軟に実現する冗長系への切替動作について、試作機で構築した検証環境を用いた実機実証について述べた。本提案手法を用いることで、メトロ・アクセス統合型ネットワークにおいて、故障検知から通信復旧までをシステムが自律的に行うだけでなく、OFDM 伝送方式における適応変調を用いることで通信品質を落とすことなく、高信頼に実現できることを実証した。

参考文献

- [1] S. Kimura, “Elastic lambda aggregation network (E λ AN)—Proposal for future optical access network—,” in Proc. OptoElectron. Commun. Conf., 2013, Paper WP4-4.
- [2] T. Sato, K. Tokuhashi, H. Takeshita, S. Okamoto, and N. Yamanaka, “A study on network control method in elastic lambda aggregation network (E λ AN),” in Proc. IEEE 14th Int. Conf. High Perform. Switching Routing, 2013, pp. 29–34.
- [3] 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 Commun. Mag., vol. 47, no. 11, pp. 66–73, Nov. 2009.
- [4] M. Jinno et al., “Distance-adaptive spectrum resource allocation in spectrum-sliced elastic optical path network,” IEEE Commun. Mag., vol. 48, no. 8, pp. 138–145, Aug. 2010.
- [5] A. Napoli et al., “Next generation elastic optical networks: The vision of the European research project IDEALIST,” IEEE Commun. Mag., vol. 53, no. 2, pp. 152–162, Feb. 2015.

第6章 オールフォトニクスネットワークにおけるユーザ端末

の遠隔制御

6-1 はじめに

前章では、多種多様な通信サービスを収容可能で、様々サービス要件に応じて柔軟に対応可能な将来のメトロアクセス統合型の広域光アクセスシステムである E_λAN について述べた。E_λAN では、デジタルコヒーレント伝送方式による光アクセスシステムを広域化だけでなく、帯域割り当てをより柔軟にできる OFDM 方式を採用し、OLT をよりコアネットワークに近い上位の通信局舎に配備した。一方、ネットワーク上で展開される通信サービスは、さらなる高度化が進むと考えられる。それに伴い従来のようなベストエフォート型の通信ではなく、各サービスに特化した帯域補償された低遅延でリアルタイム性が高い通信サービスへの要求が高まり、それを支える通信方式にも対応する必要があると考える。

そこで、本章では、E_λAN をさらに発展させ、アクセスからコアまで横断的に end-to-end で経路中の電気処理を介すことなく様々な光信号の接続を実現する究極のフォトニックネットワークであるオールフォトニクスネットワーク(APN: All-Photonics Network)について述べるとともに、APN で必要となる加入者端末の遠隔監視制御技術について述べる。

6-2 オールフォトニクスネットワーク(APN)

IoT 技術の普及や産業のデジタル化の進展などにより、インターネットトラヒックは増加し続けている。さらに今後は、拡張現実(AR: Augmented Reality)や仮想現実(VR: Virtual Reality)といった所謂クロスリアリティ(XR: Cross Reality)といわれる技術の進展により、遠隔医療などの通信サービスの高度化が進むと考えられる。それに伴い更なる高速な通信サービスへの要求とともに、従来のベストエフォート型ではなく、各サービスに特化した帯域補償された低遅延な通信、リモートワールドやスマートシティなどの実現に向けた応用が期待されている。分散コンピューティングでは、点在するコンピュータを、ネットワークを介して接続して連携動作させることで、より高度で複雑な演算処理を可能にする技術である。その他にも、実世界で得られたありとあらゆるセンシングデータをサイバー空間で大規模データ処理により分析することで、実世界における新たな価値創造やソリューションの実現が期待されているサイバーフィジカルシステム[1]では、大量のセンシングデータを情報処理基盤にリアルタイムに送信する必要がある。また、収集したデータを処理した情報を実世界にリアルタイムにフィードバックする必要がある。

以上のような、高度な新サービスの提供に向けて、従来のような高速・大容量化だけではなく、高信頼かつ極低遅延な通信を可能にするネットワーク基盤として、APN が検討されている[2]。一般的に通信ネットワークはコアネットワーク、メトロネットワーク、アクセス

ネットワークから構成された階層的なアーキテクチャとなっていて、各ネットワーク間では光信号を一度電気信号に変換し、サービスやユーザに応じて集線・分配といった処理が行われる。アクセスネットワークからメトロネットワークなど、上位のネットワークにトラフィックを送信する場合、集線や多重といった電気処理が行われ、多数のユーザやサービスをより高速・大容量な光信号にまとめて上位のネットワークに送信される。集線・多重することで、通信装置や伝送路などが共有することが可能となり、高い経済性が実現できる。しかし、その一方で、データの優先度に応じて、送受信するタイミングの待ち合わせによる遅延が発生してしまう。さらには、ユーザやサービスごとに使用可能な帯域が限られるため、高精制映像などの帯域を圧迫する可能性がある大容量データについて、データ圧縮が必要なため圧縮処理によっても大きな遅延が発生してしまう。

APN では、従来のような各ネットワークの階層間で必要とされていた電気処理を極小化し、end-to-end での光接続をすることで、極低遅延かつ高速・大容量な光パスを提供することが可能となる。さらには、階層間の電気処理を排すことで、特定の通信プロトコルに縛られることがない光パスを提供することが可能となる。また、APN では、フルメッシュの光パス接続に対応することを志向しているため、高い柔軟性と拡張性を有するネットワーク基盤を構築することが可能となる。図 2-6 に示したように、APN は、Photonic Gateway (GW) と Photonic Exchange (EX) という 2 種類の光ノードから構成され、各ノードでは集線や分配といった電気処理を極小化したアーキテクチャとなっている[3]。各ユーザやサービスにはそれぞれ専用の波長が割り当てられ、電気処理を介さない光スイッチング技術を用いた Photonic GW や Photonic EX を介して、波長ごとに最適な end-to-end の光パスが提供される。専用波長割り当てにより、高速・大容量な通信が可能となるだけでなく、電気処理を介さない end-to-end 光接続により、サービス種別や特定のプロトコルに寄らない極低遅延な通信サービスの実現が可能となる。

6-3 Photonic Gateway

Photonic GW は、APN の入り口に配置され、多種多様なユーザ装置を収容する役目を担っている光アクセスノードである。図 6-1 に Photonic GW の構成図を示す。Photonic GW は、光経路の振り分けをするための光スイッチ、波長合分波器、アクセス系管理制御部、APN コントローラから構成される。APN に接続されたユーザ装置は、Photonic GW に接続され、使用するサービスや接続先に応じて、APN コントローラが最適な波長の割り当てを行う。Photonic GW は、ユーザ装置に対して、アクセス系管理制御部を介して遠隔で波長設定を行う。また、それと同時に APN コントローラは光スイッチを制御して接続先に応じた対地(他の Photonic GW や Photonic EX)にユーザ装置からの光信号に対して、波長合分波器を介して転送する。これにより、電気処理を介さない end-to-end の光接続を実現する。光パスの接続形態としては、複数の光ノードを介した end-to-end の光接続の他にも、同一の Photonic GW

に接続されているユーザ装置間で光パスを形成する折り返し接続も可能である。

APN では、多種多様なユーザ装置やサービスを同一のネットワーク基盤に収容することを目指している。そのため、アクセス面においては、多種多様な通信プロトコルの光信号に対して、遠隔での管理制御を行うことが可能な技術が必要となる。通信プロトコルに寄らないユーザ装置の遠隔管理制御方式としては、out-of-band 方式である AMCC が有効である。AMCC は、ITU-T で標準化されている TWDM-PON (G.989 シリーズ)における管理制御チャンネルとして規定されている[4]。従来方式である In-band 方式では、Ethernet OAM (Operation, Administration, Management)のように、主信号フレームの間に制御フレームを埋め込むのに対し、AMCC はユーザ信号である主信号よりも十分に低い周波数帯域に管理制御信号を周波数多重する手法である。主信号と AMCC 信号は、周波数軸上で物理的に異なるチャンネルとして重畳されているため、主信号に影響を与えることなく管理制御信号を送受信することが可能である。つまり、主信号の変調方式など信号種別や通信プロトコルに依存することがない管理制御が可能であり、APN における管理制御方式に適しているといえる。主信号光と異なる波長を管理制御チャンネルとして使用することも out-of-band 方式の一つではあるが、ユーザ装置内に管理制御チャンネル用の別トランシーバを追加する必要があるため、ユーザ装置構成が複雑になる。一方、AMCC 信号は主信号と同一トランシーバを用いて重畳することが可能なため、従来通りシンプルなユーザ装置構成を採用することができる。これまでに Photonic GW に新たに接続されたユーザ装置に対して、接続先に応じた光スイッチの自動制御、および AMCC 信号を用いた遠隔端末制御による光トランシーバの波長設定による自動光パス開通について検討を行い、実機で構築した Photonic GW を用いて実証した[5]。

上記の APN における初期接続工程では、ユーザ装置は最寄りの Photonic GW の初期接続用ポートに搭載された管理制御用の AMCC 対応光トランシーバを用いて遠隔で制御される。しかしながら、初期接続工程を経て、ユーザ装置間での end-to-end の光パスを構築してしまうと、Photonic GW では光電変換やユーザ信号の電気処理を行わないため、AMCC を用いたとしてもユーザ装置と Photonic GW の間で制御信号の送受信ができなくなり、サービス運用中のユーザ装置に対する管理制御を行うことができなくなってしまう。そのため、運用中でもユーザ装置に対して遠隔での管理制御を行うことができる新たな管理制御技術が必要とされている。

本章では、APN における運用中のユーザ装置の遠隔での管理制御の実現を目指し、ユーザ信号(主信号)に対する光電変換や電気処理を用いない新たな管理制御方式について提案し、実機を用いた検証系にて提案手法の有効性を明らかにする。また、APN における運用中のユーザ装置の管理制御について、さらなる信頼性向上に向けた提案方式の改良についても述べる。

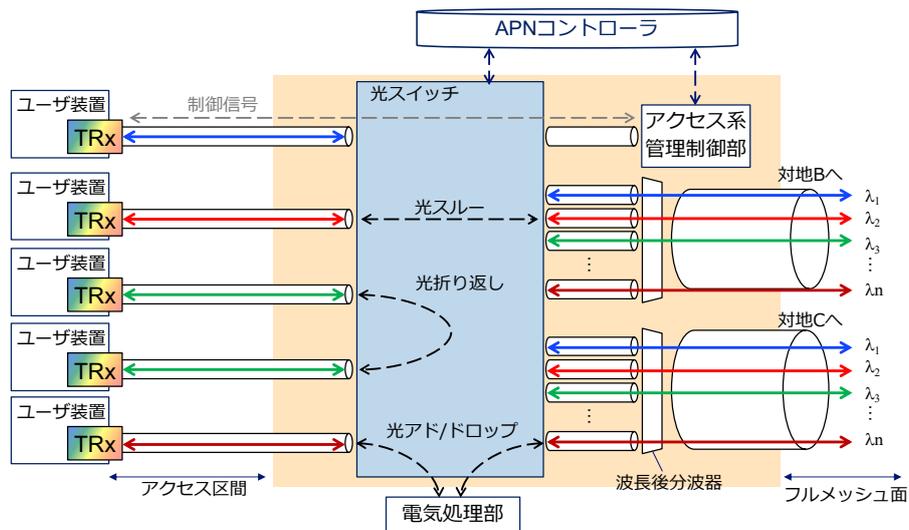


図 6-1 Photonic Gateway の構成図

6-4 遠隔端末制御方式の提案

前節で述べた通り、APN ではユーザ信号の光電変換や電気処理を排しているため、運用中のユーザ装置に対する遠隔監視制御が難しいという課題がある。また、本研究で実現を目指している広域光アクセスシステムでは、多種多様な通信サービスを收容するため、特定の通信プロトコルに依存せず、管理制御方式が必要とされている。そこで、本節では、特定のプロトコルに依存することなく、運用中のユーザ装置の遠隔監視制御を実現するための手法として、Photonic GW 内における AMCC 信号の途中引抜・重畳方式について提案する。

図 6-2 に提案する管理制御信号の途中引抜・重畳方式を示す。Photonic GW は、アクセスネットワークとメトロネットワークの境界にある光ノードである。APN コントローラの指示により、様々な種類のユーザ装置を收容することができる。上記の通り Photonic GW は、光スイッチ(SW)、波長合分波器、アクセス系管理制御部から構成されている。光スイッチは、光信号を光/電気変換することなく、各光パスの行き先に応じた適切な方向に転送する。アクセス系管理制御部は、主信号プロトコルに関係なく、ユーザ装置と AMCC 信号を用いて制御信号を送受信する。

ユーザ装置から Photonic GW へ上り制御信号を伝送するために、主信号に対して AMCC 信号として制御信号を重畳する。Photonic GW #1 のパッシブエクストラクタは、ユーザ装置 #1-k(k=1, 2, ...)からの光信号の一部を、パワースプリッタを用いて分岐してアクセス系管理制御部へ送る。Photonic GW #1 のアクセス系管理制御部は、上り方向の AMCC 信号のみを復調し、制御信号を抽出する。一方、Photonic GW からユーザ装置へ送信する下り方向の制御信号は、主信号の波長 λ_s とは異なる波長 λ_c で送信する。一方、ユーザ装置#2-k では、対向のユーザ装置#1-k から送信された主信号と、下り方向の AMCC 信号を1つの受信

器で波長分離することなく同時に直接検出することが可能である。

本提案では、下り方向の AMCC 信号を受信するために波長分波器や専用の受信器を追加せず、ユーザ装置#2-k をシンプルな構成にするために、3 つの工夫をしている。1 つ目は、上り方向の AMCC 信号と同様に、下り方向の AMCC 信号成分の最大周波数帯が主信号成分の最低周波数帯よりも低くなるように設定することである。2 つ目は、図 6-2 に示すように、異なる周波数 f_1 、 f_2 を持つ上り方向の AMCC 信号と下り方向の AMCC 信号にそれぞれサブキャリアを割り当てることである。パッシブエクストラクタはパワースプリッタのみで構成された非常にシンプルな装置である。したがって、ユーザ装置#1-k で重畳された Photonic GW#1 への上り方向の AMCC 信号は、ユーザ装置#2-k への入力される光信号に残存していることになる。3 つ目の工夫は、 λ_s と λ_c の波長差をユーザ装置#2-k に搭載する受信器の帯域幅より十分に大きく設定することである。ユーザ装置#2-k では、主信号と下り方向の AMCC 信号の 2 つの波長の光信号を単一の受信器で同時に受信するため、2 つの光信号の波長差に応じたビート信号が発生する。 λ_s と λ_c の波長差を十分に離すことで、2 信号間で発生したビート信号の周波数が受信器の帯域より十分に高周波の信号となり、検出されなくなる。これらの手法により、下り方向の AMCC 信号は、ユーザ装置#2-k で受信した後、簡単な電気的なフィルタを用いて主信号や上り方向の AMCC 信号から分離される。

本提案は、以下のような特徴がある。第一に、Photonic GW は、低速な直接変調レーザや WDM カプラなど、経済性が重要な光アクセスシステムで広く用いられている低コストな光部品を用いて下り方向の AMCC 信号の途中重畳が可能である。第二に、ユーザ装置は 2 波長を受信する必要があるが、2 波長を同時に受信する方式を採用しているため、従来の通りのシンプルな受信器構成を用いることが可能である。第三に、主信号光が Photonic GW に届かない場合でも、Photonic GW は下り方向の AMCC 信号を送信し続けることができる。これにより、対向のユーザ装置や Photonic GW 間の光ファイバが断線した場合などの故障が発生した場合にもユーザ装置に対する管理制御機能を失うことがないため、通信システム全体の信頼性が向上し、end-to-end の光パス回復の回復時間の短縮が期待できる[6]。

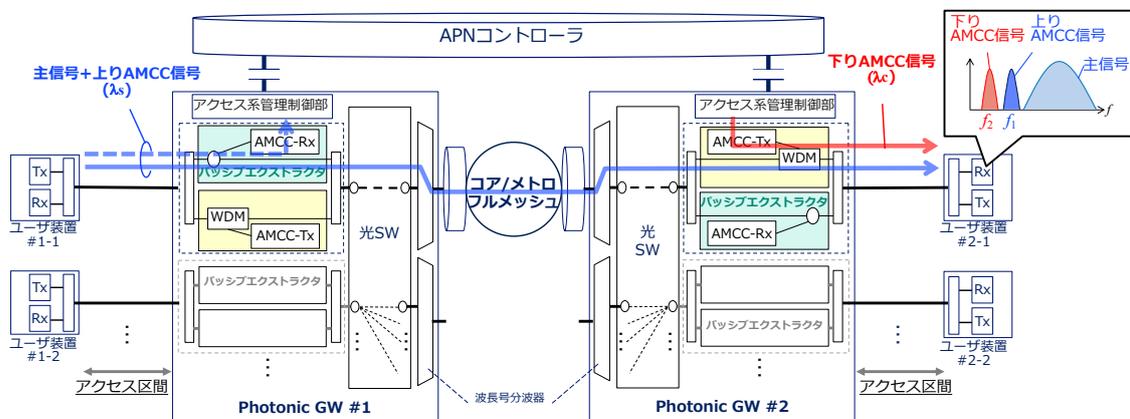


図 6-2 提案する APN における遠隔端末制御方式

6-5 提案手法の実機検証

提案方式の有効性を確認するために、各スパンにおけるロスバジェットを測定し、提案構成のスケラビリティの評価を行った。なお、AMCC 信号と主信号は異なる終端点を持つため、アセスネットワークの最大伝送損失は、上り方向および下り方向の AMCC 信号のロスバジェットを下回る必要がある。一方、Photonic GW の挿入損失を含む end-to-end の最大伝送損失は、主信号の end-to-end におけるロスバジェットを下回る必要がある。

6-5-1 実験構成

図 6-3 に実験セットアップを示す。ユーザ装置#1 送信器は、10G- λ tunable SFP と半導体光増幅器(SOA)で構成されている。SOA は、ブースタアンプだけでなく、AMCC 変調器としての役割を担っている。主信号は、10.3125 Gbit/s の PRBS $2^{31}-1$ 、NRZ 信号を使用した。 λ_s は 1553.33 nm とした。上り方向の AMCC 信号#1 は PRBS 2^7-1 、128 kbit/s 振幅シフトキーイング(ASK)の信号を 500 kHz のサブキャリアで変調した。このときの、変調指数は 10%に設定した。また、SOA 出力の光パワーは+8.4 dBm であった。

6-5-2 実験結果

最初に、ユーザ装置#1 と Photonic GW#1 間の Span 1 におけるロスバジェットの評価を行った。Photonic GW#1 は、32×32 光スイッチ、AWG を用いた 50 GHz 間隔の波長合分波器から構成されている。上り AMCC 信号(AMCC 信号#1)は Photonic GW#1 内に設置された 1:1 パワースプリッタを用いて信号光の一部を抽出し、アバランシェフォトダイオード(APD)で検出された後に、オフライン処理によりビットエラーレート(BER)を算出した。図 6-4 に、Photonic GW #1 への入力パワーに対する 10 km の SMF 伝送後の AMCC 信号#1 の BER の測定結果を示す。BER が 1.0×10^{-3} のときの受信感度は-27.3 dBm であった。ユーザ装置#1 からの出力光パワーは+8.4 dBm であったので、Span 1 のリンクバジェットは 35.7 dB となる。次に、1310 nm で重畳した AMCC 信号#2 の 10 km の SMF 伝送後の BER を測定した。結果を図 6-5 に示す。Photonic GW#2 では、PRBS 2^7-1 、128 kbit/s の ASK 信号、サブキャリア周波数が 250 kHz の変調信号を、直接変調レーザ(DML)に投入し、AMCC 信号#2 を生成した。下り方向の AMCC 信号は O-band/C-band 用の WDM フィルタを用いて主信号と波長多重され、ユーザ装置#2 に向けて出力された。なお、ユーザ装置#2 では、波長多重された信号光を受信するために、単一の 10G 級 APD を使用した。10G 級 APD の出力は 2 つに分岐され、一方はカットオフ周波数 1 MHz のローパスフィルタを透過後、DSO にて取得し、オフライン処理にて AMCC 信号#2 の BER を算出した。横軸の受信パワーは、主信号と AMCC 信号#2 の 2 つの波長の光信号の総和である。2 つの波長を同時に検出することで生じるペルティは、3.2 dB であった。Photonic GW #2 から出力された光パワーは+4.6 dBm であった

ので、Span 2 では 40.8 dB のロスバジェットが達成できた。

最後に、end-to-end における主信号の BER を測定した。Photonic GW#1 はから出力される光信号は、Photonic GW 内の挿入損失を補償するためにエルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier) で増幅された後、20 km のトランク区間を伝送した。図 6-5 に示すように、 $BER = 1.0 \times 10^{-3}$ における受信感度は -24.8 dBm であった。また、2 波長同時受信によるペナルティは 3.4 dB であった。Photonic GW#1 からの出力された光パワーは +8.4 dBm、EDFA の増幅利得は 18.8 dB であったため、Photonic GW の挿入損失を含む end-to-end のロスバジェットは 52.0 dB であった。以上より、提案方式を用いることで、アクセス区間のロスバジェットが 35.7 dB 以下、end-to-end のロスバジェットが 52.0 dB 以下の条件で、柔軟に APN を設計することが可能であることがわかる。

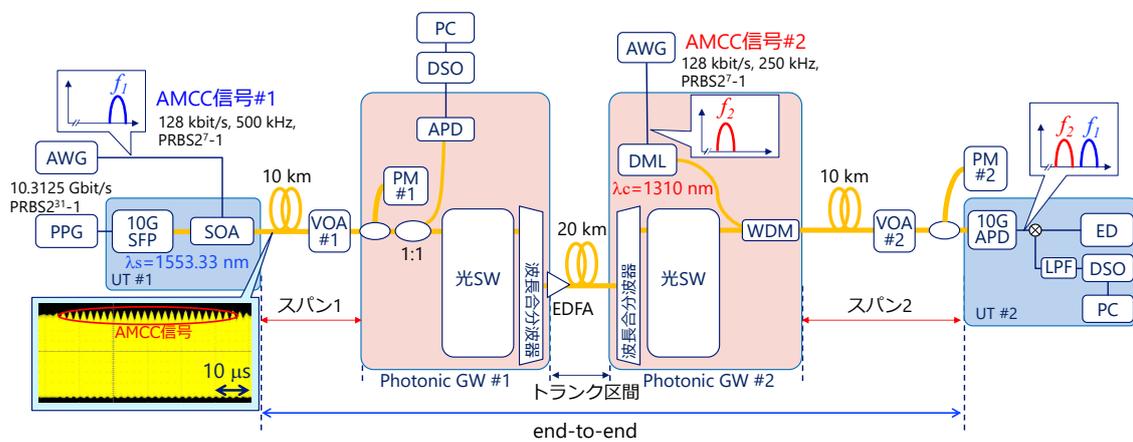


図 6-3 実験構成図

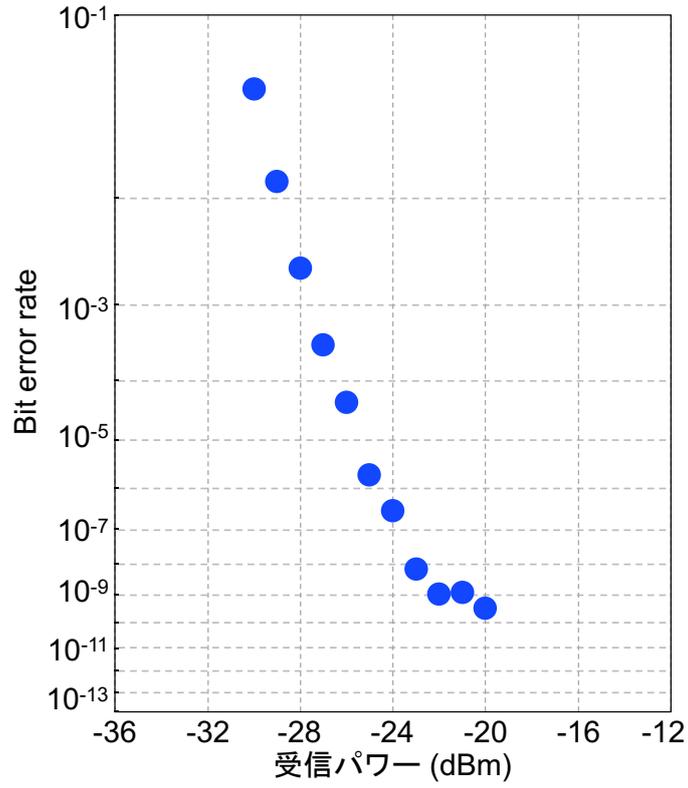


図 6-4 上り AMCC 信号の BER 特性

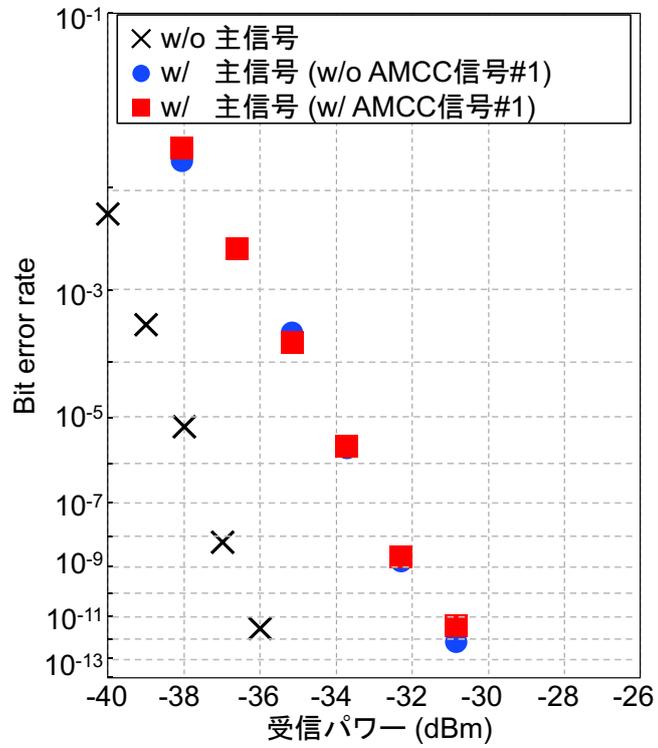


図 6-5 下り AMCC 信号の BER 特性

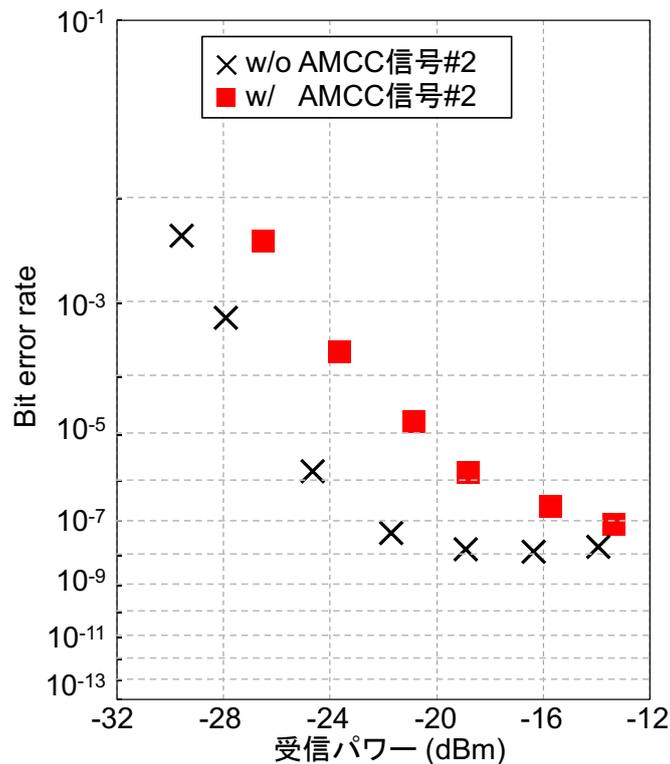


図 6-6 End-to-End における主信号の BER 特性

6-6 まとめ

本章では、第 5 章で述べた広域光アクセスシステムをさらに発展させ、アクセスからコアまで横断的に end-to-end で経路中の電気処理を介すことなく様々な光信号の接続を実現する究極のフォトニックネットワークである APN について述べた。APN における運用中の end-to-end 光パス接続されたユーザ装置に対する管理制御手法として、経路中の電気処理を必要としない新たな管理制御手法について提案および実験的に実証した。ユーザ装置から送信された AMCC 信号を Photonic GW にて途中引抜する一方で、主信号とは異なる波長の下り方向の AMCC 信号を送信することで、Photonic GW は主信号のプロトコルや状態に関わらず運用中のユーザ装置に対する監視制御を実現することができる。主信号と下り方向の AMCC 信号の 2 波長同時受信方式により、従来と同じくシンプルな受信器構成がユーザ装置に採用できる。提案手法におけるアクセス区間と end-to-end のロスバジェットは、それぞれ最大 35.7 dB、52.0 dB であり、この範囲の中で APN を柔軟に構成することが可能である。

以上のように、本章では広域光アクセスシステムのさらに将来の光ネットワークとして APN について紹介し、APN において必要不可欠であるユーザ信号のプロトコル種別に依存しない新たな管理制御方式について提案し、その有効性を明らかにした。これにより、本研

究で実現を目指している多種多様なサービスの収容を可能とする広域光アクセスシステムにおいて、サービス種別や特定のプロトコルに依存することのないユーザ装置の遠隔での監視制御が可能になると期待できる。

参考文献

- [1] Y. Zhou, F. R. Yu, J. Chen and Y. Kuo, "Cyber-Physical-Social Systems: A State-of-the-Art Survey, Challenges and Opportunities," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 1, pp. 389-425, Firstquarter 2020.
- [2] H. Kawahara et al., "NTT technical review," vol. 18, no. 5, p. 6, 2020.
- [3] 金子慎, 原一貴, 可児淳一, 関剛志, 河原光貴, 宮村崇, 前田英樹, "オールフォトンネットワークの実現に向けた新たなシステムアーキテクチャ," *電子情報通信学会誌*, vol. 104, No.5, pp. 471-477, 2021.
- [4] ITU-T recommendation G.989 series
- [5] K. Honda, T. Kanai, Y. Tanaka, K. Hara, S. Kaneko, J. Kani, and T. Yoshida, "Photonic Gateway for direct and protocol-independent end-to-end user connections," in *Proc. Optical Fiber Communication (OFC) 2021, San Diego, USA, 2021, W6A.37*, DOI: 10.1364/OFC.2021.W6A.37.
- [6] Y. Senoo, S. Kaneko, N. Shibata, T. Kanai, J. Kani, and T. Yoshida, "Demonstration of in-service protocol-independent end-to-end optical path control and restoration in All-Photonics Network," in *Proc. Optical Fiber Communication (OFC) 2022, San Diego, USA, 2022, W3G.4*, DOI: 10.1364/OFC.2022.W3G.4.

第7章 結論

本論文の結論を以下にまとめる。

将来の光アクセスネットワークでは、多種多様な通信サービスが提供されるようになると考えられる。現有の光アクセスネットワークでは、サービス毎にネットワークに必要な通信速度や提供エリア(距離)などのサービス要件が異なるので、それぞれ個別にネットワークを構築する必要があり、OPEX や CAPEX といった設備投資や保守運用にかかるコストが大きく増加してしまっている。将来の光アクセスネットワークでは、そのようなコストを削減し、多種多様なネットワークサービスを高効率に收容するために、個々のサービス要件に柔軟に対応可能で様々なネットワークサービスを同一基盤上で提供可能な新たなネットワークシステムが必要とされる。

そこで本研究では、多種多様な通信サービスを同一基盤上で高効率に提供可能な新たなネットワークとして、広域光アクセスシステムを新たに提案する。提案する光アクセスシステムにデジタルコヒーレント伝送方式を適用することで、PON システムにおけるサービス提供エリア(伝送距離)、および收容ユーザ数(分岐数)の抜本的な拡大を目指した。また、多様化する通信サービスを高効率かつ高柔軟に收容可能な広域光アクセスシステムについて実機により実証することを目標とした。

第2章では、本研究の目標である広域光アクセスシステムについて説明し、その要素技術であるデジタルコヒーレント伝送方式の光アクセスシステム応用における課題について述べた。デジタルコヒーレント伝送技術を適用した経済的な PON として、上り方向通信にデジタルコヒーレント伝送技術、下り方向通信にシンプルな IM-DD 方式を採用した TDM-PON について述べ、目標となるロスバジェットについて明らかにした。また、その中で重要となる加入者装置に搭載する光送信器の経済化について述べた。次に、将来の光アクセスネットワークで展開される多種多様な通信サービスを同一基盤上で收容する、すなわちマルチサービス收容を可能とするメトロ・アクセス統合型ネットワークシステムにおいて伝送だけでない要求性能や高い柔軟性を実現するための検討課題について述べた。また、さらなるマルチサービス收容を目指す上で必要となる通信サービスの多様なプロトコルや変調方式を柔軟に收容可能な、加入者收容装置の遠隔管理制御技術の必要性について述べた。

第3章では、新たに開発した上りバースト信号に対応した DSP を用いてデジタルコヒーレント伝送技術を適用した PON システムを実機で構築し、システムレベルでのリアルタイムでの 10 Gbit/s 双方向 40 km 伝送実験を行った結果について述べた。実験結果、従来システムの 64 倍に相当する收容数を実現可能な 50 dB 以上のパワーバジェットを達成した。

第4章では、加入者装置への搭載できるレベルの経済的な光送信器の実現を目指し、直接変調レーザ(DML)を用いたシンプルなバーストモード光送信器を提案し、CPFSK という変調方式を用いたバースト対応光送信器を提案および実証した。また、その際に課題となるキャリア周波数オフセット(CFO)についても、受信側のデジタル信号処理にて、シンプルなア

ルゴリズムにより CFO 補償を実現する手法を新たに提案し、実機により実証した。提案手法を用いることで、-12~+14 GHz という、従来方式よりも格段に広い CFO 補償範囲を達成した。これにより、加入者装置の光送受信器において、従来の PON システムと同等レベルの経済性を担保しつつ、デジタルコヒーレント伝送技術を応用することで、広域光アクセスシステムに必要とされる 50 dB 以上のロスバジェットが実現可能となった。

第5章では、マルチサービスを収容する広域光アクセスネットワークとしてエラスティック光アグリゲーションネットワーク(EλAN)を提案し、実機による検証結果について述べた。EλAN では、デジタルコヒーレント伝送技術と OFDM 方式を組み合わせることで、広域化に必要なロスバジェットの改善だけでなく、様々なサービス要件に対応可能な高い柔軟性を実現した。また、実機検証では、EλAN における災害時のファイバ断を想定した故障発生時の冗長システムへの切替動作の検証を行い、最適な経路や冗長システムを自動で選定する切替動作を世界で初めて実証する。切替動作により、伝送距離が 20 km から 40 km に延伸するため、QPSK や 16-QAM といった変調方式を柔軟に変更することで、通信品質を落とさず 10 秒以内に復旧できることを示した。

第6章では、光-電気-光変換処理を極小化した APN というさらに将来のマルチサービスを収容する広域光ネットワークにおいて、ユーザ装置の監視・制御を可能とする電気処理が不要かつ、サービス種別や、デジタルコヒーレント方式含む特定の伝送方式、プロトコルに依存しない遠隔監視制御方式およびシステム構成について提案し、end-to-end で光直結されたユーザ装置間で、主信号に影響を与えることなく経路中で制御信号の監視・挿入が可能であることを実機により実証した。本提案手法を用いることで、ユーザ信号のプロトコルに依存することなく、ユーザ装置の遠隔での監視制御が可能となる。

以上のように本研究では、デジタルコヒーレント技術を用いることで、光アクセスシステムの抜本的な長延化・多分岐化だけでなく、高い柔軟性と経済性も同時に実現することが可能であることを、実機実証を通して示した。また、伝送速度や伝送遅延などの要求条件、伝送方式が異なる多種多様ネットワークサービスを単一のネットワークシステムで収容可能な新たなネットワークシステムを目指し、デジタルコヒーレント技術を応用した広域光アクセスシステムを提案し、実機実証を通じてその有効性を示した。

謝辞

本論文を作成するにあたり、懇切なる御指導、および御鞭撻を賜りました北海道大学大学院情報科学研究科 吉田智暁 客員教授（日本電信電話株式会社 NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト プロジェクトマネージャ）に謹んで深謝の意を表します。また、有益な御指導、および御助言を賜りました北海道大学大学院情報科学研究科 大鐘武雄 教授、齊藤晋聖 教授、土橋宜典 教授に謹んで深謝の意を表します。

本論文は、筆者が NTT アクセスサービスシステム研究所において、2016 年から取り組んでいるデジタルコヒーレント伝送技術を用いた広域光アクセスシステムに関する研究成果をまとめたものです。論文化する機会を与えていただきました NTT アドバンステクノロジー株式会社 アクセス&トランスポートネットワークビジネスユニット 大高明浩 ユニット長（元 光アクセス基盤プロジェクト プロジェクトマネージャ）、ならびに、NTT 先端集積デバイス研究所/NTT デバイスイノベーションセンタ 寺田純 企画部長（元 光アクセス基盤プロジェクト プロジェクトマネージャ）に深謝の意を表します。また、鈴木謙一様（元 光アクセスシステムプロジェクト 次世代アクセス SE グループ グループリーダー）、ならびに、可児 淳一 上席特別研究員（光アクセスシステムプロジェクト 次世代アクセス SE グループ グループリーダー）には、本研究の機会を与えていただくとともに、研究開始当初から多くの御指導、および御激励をいただきました。ここに謹んで感謝の意を表します。

本論文における広域光アクセスシステムの研究においては、その一部を情報通信研究機構（NICT: The National Institute of Information and Communications Technology）の委託研究「エラストティック光アグリゲーションネットワークの研究開発」を受託する形で行いました。2016 年 6 月から 2017 年 3 月までの 9 ヶ月間、可児淳一 グループリーダー、浅香航太 主任研究員には、研究業務を進めていく上で多くの御指導、御助言、および御協力をいただきました。心より感謝申し上げます。

NTT エレクトロニクス株式会社 藤原正満 主事（元 NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト 光アクセス基盤 SE グループ 主任研究員）、NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト 光アクセス基盤 SE グループ 胡間遼 研究主任には、共同研究者としてデジタルコヒーレント伝送方式に関する知識や実験方法など多岐にわたって基礎から丁寧にご指導いただきました。お二人からは、光アクセスシステムの研究における重要な考え方など、本当に多くのことを学びました。深く御礼申し上げます。

NTT アーバンソリューションズ 鈴木裕生 担当部長（元 NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト 光アクセス基盤 SE グループ 主幹研究員）、NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト 光アクセス基盤 SE グループ 金子慎 主任研究員、原一貴 主任研究員、柴田直剛 主任研究員には、共同研究者

として、All-Photonic Network に関する研究の立ち上げ時からご指導いただきました。ここに感謝申し上げます。

著者が、大学院博士前期課程においてご指導を賜り、卒業後も様々なご助言をいただいた東海大学 山口滋 教授、ならびに理化学研究所という恵まれた環境で研究に従事する機会を与えていただき、研究の基礎からご指導いただいた東京理科大学 須田亮 教授（元理化学研究所 副主任研究員）に深謝いたします。

大学院博士後期課程への進学を強く推薦し、サポートしてくれた両親に感謝の意を表します。最後に、日頃から多大なサポートをしてくれている妻 知佳、長男 星史朗、長女 柚璃、および日々の子育てのサポートだけでなく、人生の大先輩として様々なご助言をいただいている義両親に深く感謝いたします。

発表論文

1) 学会誌発表論文

筆頭著書

1. T. Kanai, R. Koma, M. Fujiwara, J. Kani and T. Yoshida, "Novel Wide-Range Frequency Offset Estimation and Compensation for Burst-mode CPFSK Upstream Signaling in TDM-Based Digital Coherent PON," in IEEE Photonics Journal, vol. 15, no. 1, pp. 1-8, Feb. 2023.
2. T. Kanai, M. Fujiwara, R. Igarashi, N. Iiyama, R. Koma, J. Kani, and T. Yoshida, "Symmetric 10 Gbit/s 40-km reach DSP-based TDM-PON with a power budget over 50 dB," Opt. Express, vol.29, no. 11, pp.17499-17509, May 2021.
3. T. Kanai, Y. Senoo, K. Asaka, J. Sugawa, H. Tamai, H. Saito, N. Minato, A. Oguri, S. Sumita, T. Sato, N. Kikuchi, S. I. Matsushita, T. Tsuritani, S. Okamoto, N. Yamanaka, K. I. Suzuki, and A. Otaka, "Novel Automatic Service Restoration Technique by Using Self-Reconfiguration of Network Resources for a Disaster-struck Metro-Access Network," J. Light. Technol., vol.36, no. 8, pp.1516–1523, Apr. 2018.
4. T. Kanai, N. Fujiwara, Y. Ohiso, H. Ishii, M. Shimokozono, and M. Itoh, "2- μ m wavelength tunable distributed Bragg reflector laser," IEICE Electron. Express, vol.13, no. 16, pp.1-5, 2016.
5. 金井拓也, 布谷伸浩, 山中孝之, 伊賀龍三, 下小園真, 石井啓之, "高速高精度波長切替を実現する狭間隔波長可変分布活性 DFB レーザアレイの開発," 電子情報通信学会論文誌 C, Vol.J97-C, No.3, pp.104-111, Feb. 2014.
6. T. Kanai, A. Suda, S. Bohman, M. Kaku, S. Yamaguchi, and K. Midorikawa, "Pointing stabilization of high-power femtosecond laser for few-cycle pulse generation," in Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, CLEO - Technical Digest, 2007.

連名著書

1. Y. Tanaka, T. Kanai, K. Hara, M. Chen, K. Honda, T. Shindo, S. Kaneko, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, "Extraction of AMCC Signal Superposed by SOA-Integrated EA-DFB Laser for In-Service Monitoring in All-Photonics Network," in J. Light. Technol., vol. 40, no. 17, pp. 5783-5792, 1 Sept.1, 2022.
2. R. Igarashi, K. Hara, R. Koma, M. Fujiwara, T. Kanai, J. Kani, and T. Yoshida, "Network Design for Bus-Type Optical Access Using Distributed Raman Amplification With Asymmetric Power Splitter," J. Light. Technol., vol. 39, no. 21, pp. 6814-6823, 1 Nov. 2021.
3. N. Iiyama, M. Fujiwara, T. Kanai, H. Suzuki, J. Kani, and J. Terada, "Clock conversion for burst-mode digital coherent QPSK receivers in a PON upstream transmission with a 100-ppm clock mismatch," Opt. Express, vol.29, no. 2, pp. 1265-1274, Jan. 2021.
4. Y. Ueda, T. Shindo, T. Kanai, M. Shimokozono, N. Fujiwara, H. Ishii, and H. Matsuzaki, "2- μ m band active distributed Bragg reflector laser for CO₂ gas sensing," Appl. Phys. Express, vol.12, no.

9, p. 92011, 2019.

5. M. Abe, T. Kanai, N. Fujiwara, Y. Ohiso, H. Ishii, M. Shimokozono, H. Mastuzaki, R. Kasahara, and M. Itoh, "4-nm continuous rapid sweeping spectroscopy in 2- μ m band using distributed Bragg reflector laser," *Appl. Phys. B Lasers Opt.*, vol.123, no. 10, p. 260, 2017.
6. Y. Senoo, K. Asaka, T. Kanai, J. Sugawa, H. Saito, H. Tamai, N. Minato, K.-I. Suzuki, and A. Otaka, "Fairness-Aware Dynamic Sub-Carrier Allocation in Distance-Adaptive Modulation OFDMA-PON for Elastic Lambda Aggregation Networks," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol.9, no. 7, pp. 616-624, Jul. 2017.
7. S. Bohman, A. Suda, M. Kaku, M. Nurhuda, T. Kanai, S. Yamaguchi, and K. Midorikawa, "Generation of 5 fs, 0.5 TW pulses focusable to relativistic intensities at 1 kHz," *Opt. Express*, vol. 16, no. 14, p. 10684, Jul. 2008.

2) 国際会議（査読付き） 筆頭著書

1. T. Kanai, S. Kaneko, J.-I. Kani, and T. Yoshida, "Novel Wavelength-Multiplexed AMCC Insertion and Detection Method with Single Receiver for Protocol-Independent End-to-End User Connections in APN," 2022 International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC), O4-1, 2022.
2. T. Kanai, S. Kaneko, K. Hara, J.-I. Kani, and T. Yoshida, "In-Line Protocol-Independent Control and Management Method in End-to-End Optical Connections via Photonic Gateway," 47th European Conference on Optical Communication (ECOC), Th2F.6, Sep. 2021.
3. T. Kanai, R. Koma, J. -I. Kani and T. Yoshida, "Future Long-Reach Optical Access Network with Digital Coherent Technologies," 2021 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), STh11.5, May 2021. (Invited)
4. T. Kanai, M. Fujiwara, R. Koma, R. Igarashi, N. Iiyama, J. I. Kani, and A. Otaka, "Wide-Range Frequency Offset Compensation for CPFSK Used as TDM-Based Digital Coherent PON's Upstream Signals," 44th European Conference on Optical Communication (ECOC), Mo4B.4, Sep. 2018.
5. T. Kanai, Y. Senoo, K. Asaka, J. Sugawa, H. Tamai, H. Saito, N. Minato, A. Oguri, S. Sumita, T. Sato, N. Kikuchi, S. I. Matsushita, T. Tsuritani, S. Okamoto, N. Yamanaka, K. I. Suzuki, and A. Otaka, "First-time Demonstration of Automatic Service Restoration by Using Inter-Central-Office OLT handover and Optical Path Switching in Metro-Access Network," 43th European Conference on Optical Communication (ECOC), W.3.D.3, Sep. 2017.
6. T. Kanai, N. Fujiwara, Y. Ohiso, H. Ishii, and M. Itoh, "First demonstration of 2 μ m wavelength tunable distributed Bragg reflector laser diode," IEEE International Semiconductor Laser Conference (ISLC), TuB4, Sep. 2016.
7. T. Kanai, N. Nunoya, T. Yamanaka, R. Iga, M. Shimokozono, and H. Ishii, "High-accuracy, sub-

- μs wavelength switching with thermal drift suppression in tunable distributed amplification (TDA-) DFB laser array,” Optical Fiber Communication Conference (OFC), OTh3I.2, 2013.
8. T. Kanai, T. Yamada, T. Kubo, and H. Hadama, “Coexistence-type 40G-class WDM/TDM-PON employing short wavelength region (1.1~1.2 μm) with direct laser modulation,” IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting, pp.939–940, 2011.
 9. T. Kanai, T. Taniguchi, T. Kubo, H. Kimura, and H. Hadama, “Optical access system employing short wavelength region (1.1~1.2 μm) and RZ-format direct laser modulation,” 15th Optoelectronics and Communications Conference (OECC), pp.438–439, 2010.
 10. T. Kanai, S. Bohman, A. Suda, S. Yamaguchi and K. Midorikawa, “Development of a pointing and power stabilization system for intense few-cycle lasers,” Proceedings of The 6th Asia Pacific Laser Symposium, (The Laser Society of Japan, Osaka, 2008), pp. 1109-1112, 2008.
 11. T. Kanai, S. Bohman, A. Suda, S. Yamaguchi and K. Midorikawa “Pointing and power stabilization of a high-power femtosecond laser for few-cycle pulse generation”, Photonics and Optoelectronics Meetings (POEM 2008), Wuhan, China, Nov. 2008.
 12. T. Kanai, A. Suda, S. Bohman, M. Kaku, S. Yamaguchi, and K. Midorikawa, "Pointing stabilization of high-power femtosecond laser for few-cycle pulse generation," in Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim 2007, paper WB1_4.

3) 国際会議（査読付き） 連名著書

1. R. Koma, K. Hara, T. Kanai, J. Kani, and T. Yoshida, "Over 40-dB Link Budget, Burst-mode Digital Coherent Detection of Single Wavelength 50-Gbps Multilevel-CPFSK Signals Generated by EA-DFB-LD based Transmitter," in European Conference on Optical Communication (ECOC) 2022, paper Mo4C.3.
2. Y. Senoo, S. Kaneko, T. Kanai, N. Shibata, J. Kani, and T. Yoshida, "Demonstration of In-Service Protocol-independent End-to-End Optical Path Control and Restoration in All-Photonics Network," in Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022, paper W3G.4.
3. R. Koma, K. Hara, T. Kanai, J. Kani, and T. Yoshida, “Novel EA-DFB Mode-Switching Transmitter Supporting Continuous Phase Frequency Shift Keying and Intensity Modulation for All-Photonics Network,” 47th European Conference on Optical Communication (ECOC), Tu1F.3, Sep. 2021.
4. Y. Tanaka, T. Kanai, K. Hara, M. Chen, K. Honda, T. Shindo, Y. Senoo, S. Kaneko, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, “High-power-budget End-to-end Optical Connection with AMCC Superposition of SOA-integrated EA-DFB Transmitter in All-Photonics Network,” 26th Optoelectronics and Communications Conference(OECC), M4A.7, 2021.
5. K. Honda, T. Kanai, Y. Tanaka, K. Hara, S. Kaneko, J. Kani, and T. Yoshida, "Photonic Gateway for Direct and Protocol-Independent End-to-End User Connections," Optical Fiber

- Communications Conference (OFC), W6A.37, 2021.
6. R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, K. Hara, A. Kawakita, H. Suzuki, J. Kani, and J. Terada, “Bus-Type Optical Access Using DRA and Asymmetric Power Splitters for Accommodating Rural Users,” Optical Fiber Communications Conference (OFC), p.Th3K.6, 2020.
 7. N. Iiyama, M. Fujiwara, T. Kanai, H. Suzuki, J. Kani, and J. Terada, “Real-Time Demonstration of 20-Gb/s QPSK Burst-Mode Digital Coherent Reception for PON Upstream under Clock Frequency Mismatch of 1.0 MHz,” Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), W1E.4, 2020.
 8. R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, J. I. Kani, and J. Terada, “Raman Amplification Based 40 km Reach 10G-EPON for Consolidation on the Central Office Building,” 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC), TuA3.3 2019.
 9. M. Shimokozono, T. Kanai, N. Fujiwara, H. Ishii, Y. Ohiso, Y. Ueda, and H. Matsuzaki, “Mode-hop free operation throughout lifetime confirmed in a 2 μ m distributed Bragg reflector laser for gas sensing,” The International Society for Optical Engineering, vol.10939, p.35, 2019.
 10. Y. Ueda, T. Shindo, T. Kanai, M. Shimokozono, N. Fujiwara, H. Ishii, and H. Matsuzaki, “2- μ m Active DBR Laser for Wide-Tuning-Range CO₂ Gas Sensing,” Conference Digest - IEEE International Semiconductor Laser Conference (ISLC), vol.2018-Septe, pp.107–108, 2018.
 11. Y. Senoo, K. Asaka, T. Kanai, J. Sugawa, K. Wakayama, K.-I. Suzuki, and A. Otaka, “Real-time Demonstration of Fairness-aware Dynamic Subcarrier Allocation for Adaptive Modulation in Elastic Lambda Aggregation Network,” Optical Fiber Communication Conference (OFC), Th2A.31, 2017.
 12. T. Kubo, T. Umeki, T. Kanai, H. Suzuki, H. Hadama, and M. Asobe, “A high-speed visible light indoor network employing a short pulse modulation and a QPM-LN module,” Optical Fiber Communication Conference (OFC), JWA73. 2011.

4) 国内会議

1. 金井拓也, 金子慎, 原一貴, 田中康就, 本田一暁, 可児淳一, 吉田智暁, “All-Photonics Network 適用に向けた AMCC 機能配備に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-11, 2021.
2. 金井拓也, 本田一暁, 田中康就, 金子慎, 原一貴, 可児淳一, 吉田智暁, “All-Photonics Network を支える Photonic Gateway,” 電子情報通信学会総合大会, B-8-20, 2021.
3. 金井拓也, 妹尾由美子, 浅香航太, 鈴木謙一, 大高明浩, “メトロ・アクセス統合型 OFDMA-PON における光経路故障発生時の冗長切替技術に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-8-39, 2017.
4. 金井拓也, 藤原直樹, 大磯義孝, 石井啓之, 下小園真, 井藤幹隆, “2- μ m 帯波長可変分布放射型レーザー,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-4-28, 2016.

5. 金井拓也, 下小園真, 布谷伸浩, 山中孝之, 伊賀龍三, 石井啓之, “高速な高精度波長切替を実現する狭間隔波長可変分布活性 DFB レーザアレイの開発,” 電子情報通信学会総合大会, C-4-19, 2014.
6. 金井拓也, 布谷伸浩, 山中孝之, 伊賀龍三, 下小園真, 石井啓之, “狭間隔波長可変分布活性 (TDA-)DFB レーザアレイによる高速($< 1\mu\text{s}$)・高精度($< 1\text{GHz}$)波長切替,” 電子情報通信学会総合大会, C-4-3, 2013.
7. 金井拓也, 山田崇史, 久保尊広, 木村俊二, 吉本直人, “短波長帯の直接変調型レーザを用いた 40G 級 WDM/TDM-PON システムに関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-8-55, 2012.
8. 金井拓也, 山田崇史, 久保尊広, 葉玉寿弥, “光アクセスにおける利用波長域拡大に向けた SMF における実行遮断波長の距離特性に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会講演, B-10-85, 2011.
9. 金井拓也, 久保尊広, 山田崇史, 葉玉寿弥, “光アクセスにおける利用波長域拡大に向けた短波長帯パルス圧縮効果における変調形式の影響,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-81, 2011.
10. 金井拓也, 谷口友宏, 久保尊広, 木村秀明, 葉玉寿弥, “光アクセスにおける利用波長域拡大に向けた短波長帯パルス圧縮効果の検証,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-47, 2010.
11. 金井拓也, 谷口友宏, 木村秀明, 葉玉寿弥, “光アクセスにおける利用波長域拡大に向けた 1.2 mm 帯パルス伝播特性の測定,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-49, 2010.
12. 金井拓也, 久保尊広, 谷口友宏, 木村秀明, 雲崎清美, “光アクセスにおける利用波長域の拡大に向けた 1.2 mm 帯パルス伝送特性の検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-54, 2009.
13. 金井拓也, BOHMAN Samuel, 須田亮, 山口滋, 緑川克美, “高強度数フェムト秒レーザーの光軸およびパワー制御による安定化,” 応用物理学会学術講演会, 68 巻, 3 号, p. 1107, 2007.

5) 特許 (2020 年 12 月時点で特許として権利保持しているもの)

1. 特許第 6730868 号, 金井拓也, 藤原直樹, 石井啓之, 波長可変半導体レーザ, 2020.
2. 特許第 6603250 号, 金井拓也, 妹尾由美子, 浅香航太, 光アクセスシステム, 2019.
3. 特許第 6853768 号, 藤原直樹, 佐野公一, 石井啓之, 上田悠太, 碓塚孝明, 松崎秀昭, 金井拓也, 半導体レーザ, 2021.
4. 特許第 6527415 号, 進藤隆彦, 小林亘, 倉田優生, 金井拓也, 半導体レーザ素子, 2019.
5. 特許第 6626412 号, 金井拓也, 布谷伸浩, 石井啓之, 下小園真, 波長可変半導体レーザアレイ及び波長可変半導体レーザアレイの制御方法, 2019.
6. 特許第 6434865 号, 金井拓也, 小林亘, 進藤隆彦, レンズ集積型光半導体集積デバイス及

- びその制御方法, 2018.
7. 特許第 6510895 号, 下小園真, 石井啓之, 金井拓也, 波長可変レーザーアレイ及び波長可変レーザーアレイの波長制御方法, 2019.
 8. 特許第 6389448 号, 下小園真, 石井啓之, 金井拓也, 波長可変レーザーアレイの波長制御方法, 2018.
 9. 特許第 6271464 号, 金井拓也, 進藤隆彦, 小林亘, 光集積素子, 2018.
 10. 特許第 6231934 号, 金井拓也, 布谷伸浩, 下小園真, 石井啓之, 波長可変レーザーの波長制御装置, 2017.
 11. 特許第 5937982 号, 金井拓也, 布谷伸浩, 下小園真, 石井啓之, 波長可変光源を用いた光伝送システム, 2016.
 12. 特許第 5899136 号, 布谷伸浩, 石井啓之, 金井拓也, 下小園真, 波長可変レーザーアレイ素子およびその制御方法, 2016.
 13. 特許第 5654417 号, 久保尊広, 山田崇史, 金井拓也, 葉玉寿弥, 中継装置及び通信システム, 2015.