



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	デジタル信号処理技術を用いた光アクセスシステムに関する研究
Author(s)	胡間, 遼
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第13301号
Issue Date	2018-09-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k13301
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/74658
Type	doctoral thesis
File Information	Ryo_Koma.pdf



博士論文

デジタル信号処理技術を用いた光アクセスシステム
に関する研究

北海道大学大学院情報科学研究科

胡間遼

目次

第 1 章	序論	1
1-1	研究の背景	1
1-1-1	光ファイバ通信システムの進展	1
1-1-2	国内におけるブロードバンドサービスの提供状況	2
1-1-3	光アクセスシステム概要	3
1-1-4	PON システムの標準化動向と将来光アクセスの要求条件	7
1-2	本研究の目的、および、課題	10
1-3	本論文の概要	12
1-4	参考文献	13
第 2 章	デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの長延/多分岐化	16
2-1	はじめに	16
2-3	デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システム	19
2-3-1	デジタルコヒーレント受信方式概要	19
2-3-2	デジタルコヒーレント受信方式を用いた PON システムの検討状況と課題	20
2-4	バースト信号対応デジタルコヒーレント受信器の提案	22
2-4-1	提案構成	22
A)	自動レベル制御機能付き光ファイバ前置増幅器によるバースト信号のレベル等化	22
B)	バースト信号対応デジタル信号処理回路	23
2-4-2	光伝送シミュレーションによる適用効果の評価	28
2-5	40km 伝送実験による提案構成の検証	32
2-5-1	実験構成	32
2-5-2	実験結果	33
2-6	多分岐化にともなうディスカバリ時の信号衝突確率増加に関する評価	38
2-6-1	モンテカルロシミュレーションによる PON ディスカバリプロセスの評価	38
2-6-2	解析結果	42
2-7	おわりに	44
2-8	参考文献	45
第 3 章	デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの実時間検証	48
3-1	はじめに	48
3-2	想定する将来の高速化 PON システム	48
3-3	リアルタイムデジタルコヒーレントバースト受信器の検討	52
3-3-1	受信器構成	52
3-3-2	バースト対応 DSP の FPGA 実装	55
3-3-3	自動利得制御機能付き半導体光増幅器の適用によるフレーム検出性能の向上	57

3-4	実時間検証	60
3-4-1	実時間検証構成	60
3-4-2	検証結果	62
3-5	おわりに	66
3-6	参考文献	67
第4章 デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの経済化構成の検討		69
4-1	はじめに	69
4-2	簡易構成の AGC-SOA による更なる広ダイナミックレンジ受信の実現	69
4-2-1	長延/多分岐化 PON におけるシームレスな分岐数の拡大	69
4-2-2	新規 AGC-SOA による広ダイナミックレンジ受信構成	69
4-2-3	提案する利得制御方式	70
4-2-4	バースト実験構成	74
4-2-5	実験結果	74
4-3	差動符号化されたトレーニング信号を活用した周波数オフセット補償方式の提案と検証	79
4-3-1	従来の周波数オフセット補償方式	79
4-3-2	提案周波数オフセット補償方式の概要	80
4-3-3	シミュレーションによる適用効果の検証	81
4-3-4	バースト受信実験構成	85
4-3-5	実験結果	85
4-4	おわりに	86
4-5	参考文献	89
第5章 OFDM 方式の適用による PON システムの柔軟性拡大		90
5-1	はじめに	90
5-2	OFDM 方式概要と光伝送分野での検討状況	90
5-2-1	OFDM 方式概要	90
5-2-2	長距離伝送系における先行研究事例	93
5-3	OFDM 方式を適用した光アクセスネットワークとその課題	94
5-4	上り送受信構成の提案	95
5-5	シミュレーションによるシステム評価	98
5-5-1	適用効果の評価	98
5-5-2	自動レベル制御機能付き光増幅器の設計	102
5-6	バースト実験による適用効果の検証	104
5-6-1	実験構成	104
5-6-2	実験結果	104
5-7	おわりに	108
5-8	参考文献	109

第 6 章	結論	111
謝辭		113
發表論文		114

第1章 序論

1-1 研究の背景

1-1-1 光ファイバ通信システムの進展

1867 年の電報サービス、1890 年の東京－横浜間の電話サービスの開始以降、情報通信産業は日本国内の生活基盤、経済活動を支える重要な役割を担ってきた。モールス信号などの符号伝送から音声通信、FAX 通信等、送受信される情報量が増加するにつれて、通信インフラの担う社会的役割、重要性が高まるとともに、サービスの利用形態の多様化が進んできた。特に、1990 年代半ばから 2000 年代初頭にかけての高速インターネットサービスの普及、および、近年の高速移動体通信サービスの出現にともない、現在では、日本国内において一日当たり 130 PByte を超える情報量がやり取りをされている[1]。

この膨大な通信トラフィックを支える基盤として、光ファイバ通信システムが用いられている。光ファイバ通信システムは、1958 年の石英系ガラスファイバの発明、1966 年に発表された高純度化されたガラス繊維を用いた光通信方式に関する提案を端緒に検討が始まった[2],[3]。その後、1970 年に米国のガラスメーカ Corning 社が、文献[3]にて C.K. Kao らが示唆した低損失の光ファイバ (20 dB/km $0.6328 \mu\text{m}$) を実現するのとはほぼ同時期に、米国の通信キャリアである AT&T 社が GaAs 系半導体レーザの常温発信を実現したことを契機に光ファイバ伝送技術が急速に進展した[4],[5]。伝送媒体となる光ファイバとして、当初はコア径が大きく曲げに強いマルチモード光ファイバ (MMF: Multi Mode Fiber) を用いた光伝送システムが検討されており、日本国内では 1981 年に商用導入された。同時期に、更なる低損失化、広帯域化が期待されるシングルモード光ファイバ (SMF: Single Mode Fiber) の検討が進み、また、半導体レーザ技術が進展するにつれて使用波長帯もより伝送損失が低い $1.3 \mu\text{m}$ 帯、 $1.5 \mu\text{m}$ 帯へと変わった。この伝送媒体の低損失化、使用波長帯の変化により、伝送速度や伝送速度は着実に向上していき、長距離伝送網において導入が進んでいたが、更なる長距離化、高速化が課題であった。当時、長距離伝送網では、伝搬にともなう光損失、信号品質の劣化を補償するため、一定距離毎に光/電気/光 (O/E/O) 変換する光再生中継器を配置していた。本構成は、O/E/O 変換に伴い信号波形ひずみの補償 (Re-shaping)、符号の再生 (Re-generating)、リタイミング (Re-timing) を行う 3R 中継方式と称される。しかし、構成が簡易であった強度変調－直接検波 (IM-DD: Intensity Modulation - Direct Detection) 方式では、短い間隔で光再生中継器を配備する必要があるがあった。加えて、継続的に 1 波長当たりの伝送速度が向上した場合、中継間隔はさらに短くなることが想定された。これらの課題を解決する技術として、光の位相・周波数を変調し、ヘテロダイン受信するコヒーレント受信方式の研究が盛んになった[6]-[10]。IM-DD 方式と比較し約 20dB にもおよぶ受信感度の改善効果[7]-[9]と極めて狭い周波数間隔での波長多重 (WDM :

Wavelength division multiplexing) の可能性[10]は、大容量・長距離伝送が求められる長距離伝送網において極めて魅力的であり、世界各国での検討に拍車をかけた。しかし、非常に高い光波長の安定性、コヒーレンス性が要求される点や、光位相同期を実現するアナログ回路の複雑性等から、送受信器双方に複雑、かつ、高コストとなる構成が求められ、実用化に向け障壁となっていた。このような状況の中、1987年に1.5 μm 帯に約100nmの広い増幅帯域を有するエルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA: Erbium-Doped Fiber optical Amplifier)が発表された[12]。光信号をそのまま増幅するこの1R(Re-amplification)方式では、伝送速度、変調方式によらず、一定の増幅利得が得られる利点がある。前述の3R方式では、伝送速度の増加に従い全ての光再生中継器を置き換える必要があった。一方、ある程度の伝送速度までは増幅利得分、一定の伝送距離の延伸効果が期待される1R方式は経路設計上の利便性の向上が見込まれた。さらに、波長多重信号の一括増幅技術[6]や、PLC(Planar Lightwave Circuit)技術を用いたアレイ導波路回折格子(AWG: Arrayed Waveguide Grating)に代表される波長合分波器の実現[13]は、従来の1波長当たりの高速化から、波長多重数の向上による大容量化へと技術トレンドを転換させた。これに伴い、多重波長数と同数の光再生中継器が要求され、かつ、伝送速度の向上に合わせ大幅な装置更改が必要な3R方式と比較し、1R方式で高い経済性と高速化が実現できる見込みがたったため、中長距離伝送網の送受信方式は、波長多重IM-DD方式と光ファイバ増幅器による光増幅中継構成が主流となった。1999年の実用化以降、現在では、40 Gbpsの信号を40波長多重する1.6 Tbpsの光伝送システムが商用導入されている。一方、近年では爆発的なトラフィック需要の増加と、波長資源の枯渇に合わせ、マルチコアファイバなどの空間多重による伝送容量の向上や、1波長当たりの高速化が求められており、後者に関しては棚上げされていた高速化による中継間隔の狭窄化が再び課題となっている。

1-1-2 国内におけるブロードバンドサービスの提供状況

長距離伝送網における光ファイバ通信技術の進展と時を同じくして、アクセスネットワークにおける光ファイバ通信を用いたFTTH(Fiber To The Home)サービスの検討も進められてきた。FTTHサービスとは、通信局舎と加入者宅を光ファイバで配線し、高速大容量な通信サービスを提供するものである。2001年には、NTT東西、電力系通信事業者を中心に、世界に先駆けてFTTHサービスが本格導入された。当時の一般ユーザ向けブロードバンドサービスの主な利用形態は、アナログ電話回線によるモデム通信や、64~128kbpsの通信速度を実現するデジタル通信規格であるISDN(Integrated Services Digital Network)回線を利用するサービスであったが、同じメタルケーブルを利用して下り最大8 Mbps(2001年当時)もの高速通信を実現するADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)にユーザが急速に移り変わる過渡期でもあった。この高速インターネットサービスの普及により、音楽、動画の配信サービスの普及等、コンテンツの拡充も進み、通信インフラ、コンテンツ双方の面においてインターネットの

利便性が格段に高まった。一方、FTTHサービスはADSL等の従来のメタル系通信システムと比較して高い設備、および、装置コストがネックとなり、加入者数はADSLと比べ低調な出だしとなった。

図1-1に国内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。図示の通り、2006年にはADSLサービスの加入者数は1400万ユーザを超えた。音声通信と、高速データ通信とを同一ケーブルで提供できるADSLサービスであったが、信号線間のクロストークの影響や、ブランチ接続による電力の反射の影響、および、外部ノイズの影響を受けやすいメタルケーブルを伝送経路として利用しており、かつ、高損失となる高周波帯域をデータ通信に用いているため、通信局舎からの距離や、伝送路品質に応じて最大伝送速度が制限されてしまうという課題があった。そのため、インターネット上でやり取りされるデータ量の増加と、光部品の低廉化に合わせ、最大通信速度が100 Mbps を超える高速通信サービスであるFTTHサービスが一躍注目を浴びた。現在では、FTTHサービスは2000万ユーザを超える加入者数を獲得している。一方で近年では、高速移動体通信網の急速な整備、スマートフォンの普及、IoT（Internet of Things）などの無線接続された機器の増加を機に、無線ブロードバンドサービスの利用者が急速に増えており、FTTHサービスの加入者数の伸び率は鈍化している。このような状況に対して、NTT東西で他事業者に光回線等の設備を貸し出す光卸のサービスを開始しており[14]、アクセスネットワークの更なるパラダイムシフト・変革が予期される。

1-1-3 光アクセスシステム概要

図 1-2 に一般的な光通信ネットワークの概要図を示す。通信局舎と加入者宅を結ぶアクセスネットワーク、アクセスネットワークを収容する通信局舎間を接続するメトロネットワーク、複数のメトロネットワークを集約するコアネットワークがあり、ユーザの通信トラフィックを段階的に集線する。一般的にアクセスネットワークはツリー型のトポロジを有する。市内や県内等のアクセスネットワークの通信局舎を収容するメトロネットワークはリング型のトポロジを有し、各通信局舎間、および、中継局と接続される。リングネットワークを構成することで、仮に激甚災害等で伝送路が破断した場合でも、冗長経路を用いて通信することができる。アクセス、メトロ、コアネットワークにおける伝送距離はそれぞれ約 20 km 以下、100 km 以下、100 km 以上である。コア・メトロネットワークでは集線された大量のトラフィックが流れるため、大容量通信システムが用いられる。前項にて言及した長距離伝送網はこのコア・メトロネットワークに相当する。コア・メトロネットワークにおける通信は、主に拠点間の装置を1対1で接続するポイント・トゥ・ポイント方式が用いられている。一方、アクセスネットワークでは一般家庭などの複数加入者を経済的、かつ、効率的に収容するためのポイント・トゥ・マルチポイント方式と、ビジネスユーザや集合住宅等を収容するためのポイント・トゥ・ポイント方式が併用されている（図 1-2 参照）。

特に、ポイント・トゥ・マルチポイントの通信を実現する収容構成として、光受動素

子を用いたネットワークである PON (Passive Optical Network) システムが用いられている。図 1-3(a)に、現在光加入者系で実用化されている時分割多重 (TDM: Time Division Multiplexing) 方式を用いた TDM-PON の構成図を示す。TDM-PON では、通信局舎 (CO: Central Office) に配置された局側装置 (OLT: Optical Line Terminal) と、各加入者宅に配置された加入者装置 (ONU: Optical Network Unit) とが、光ファイバ、および、光スプリッタに代表される光受動素子を用いて接続される。各 ONU は OLT に割り当てられた異なる時間スロットを用いて OLT と通信を行う。OLT の一部 (光/電気変換部等) と、OLT-光スプリッタ間の光ファイバを複数の ONU で共有できるため、非常に高い経済性を実現している。現在活用されている TDM-PON では、上り信号と下り信号で異なる波長を用いて通信を行っており、厳密には時分割多重技術と波長多重技術を併用することで、上下通信ともに高速化を実現している。また、光信号の送受信方式として構成が簡易な IM-DD 方式が適用されている。下り通信において OLT の送信する連続信号光は、光スプリッタにより分波され、各 ONU が受信する。各 ONU は受信信号光を復号ののち、割り当てられた時間スロットの信号のみを受け取る。一方、上り通信では、OLT と各 ONU は時間的に同期しており、OLT が割り当てた時間スロットに従って各 ONU は信号光を送信する。OLT のスケジューリング機能により、光スプリッタで合波された信号はお互いに衝突することなく OLT で受信できる。この時、OLT の受信する信号は、OLT と各 ONU 間の伝送距離の差により強度の異なる時間的に間欠な信号、すなわち、バースト信号となる。コア・メトロネットワークと同様に連続光を受信する下り通信に対し、この強度の異なるバースト信号を受信する必要がある上り通信はより技術的な難易度が高く、バースト送信器、および、バースト受信器の実現が TDM-PON の最たる課題であった[15]-[17]。特にバースト受信器においては、高速応答性に加え、分岐数に比例して増加する光分岐損失を許容するための高感度化や、PON システム特有の信号の強度差を許容するための受信ダイナミックレンジの拡大が強く求められる[18]。

もうひとつの有力な PON システムの実現形態として、ONU 毎に特定波長を割り当てて通信する WDM-PON がある[19]。図 1-3(b)に WDM-PON の概略図を示す。OLT と ONU は、AWG 等の光合分波器と光ファイバを通して接続されている。ONU は、OLT の任意のポートと割り当てられた波長を用いて通信する。ONU は 1 つの通信波長を専有することができるため、PON 区間において他ユーザの通信状況に影響を受けることなく高速な通信を享受できる。また、高い情報の秘匿性と、時間スロットのスケジューリングによる遅延が生じないため、低遅延性が期待される。一方で、収容 ONU 数と同数の通信波長数、および、OLT 側の送受信器が必要となるため、TDM-PON と比較し装置コストが増加する。また、ONU 毎に異なる送受信波長を用いることから、①送受信波長に応じた多品種の ONU を用いる、もしくは、②複数波長を送受信できる ONU を用いる構成が想定される。前者は、管理が非常に煩雑となり、運用コストの増大が見

込まれる。また、TDM-PON のように単一品種を大量生産する場合と比較し、生産コストが増加する。多品種化を避けるため、ONU では複数波長の信号を送受信できる必要があるが経済的な構成の実現が技術的な課題となっている[20]。そのため、一部のフィールドトライアルを除き商用システムでの実用化の目途は立っていない。

現在日本国内では、TDM 方式を用いた PON システムとして、GE-PON (Gigabit-Ethernet PON) と称される 1 Gbps 級の PON システムが商用導入されている。表 1-1 に示す通り、GE-PON における最大伝送距離、および、収容 ONU 数は、それぞれ 20 km、32 ユーザである。なお、国内の一般的なアクセスネットワークではおおよそ通信局舎から 10 km の範囲に分布するユーザを収容している。加えて、近年では GE-PON の後継として、10 Gbps 級の PON システムである 10G-EPON(10Gigabit – Ethernet PON) 等の高速 PON システムの実用化も進んでいる。これらの PON システムは、短期的な帯域要求を満たすものの、年率 30 パーセントにもおよぶ現在の通信トラフィックの増大を鑑みると、将来的に更なる高速 PON システムが求められることは想像に難くない。これに対し、TDM の経済性、および WDM による帯域・多重サービス数の拡張性に着目した次世代 PON システムの検討、および、標準化がされている。

表 1-1 GE-PON の主な仕様[20]

標準化規格名		IEEE802.3ah
伝送速度	上り	1.25Gbps
	下り	1.25Gbps
使用波長	上り	1260-1360nm
	下り	1480-1500nm
伝送距離		10/20km
光線路損失		5-20 dB (PX10) 10-24dB (PX20)
収容 ONU 数		16/32 台

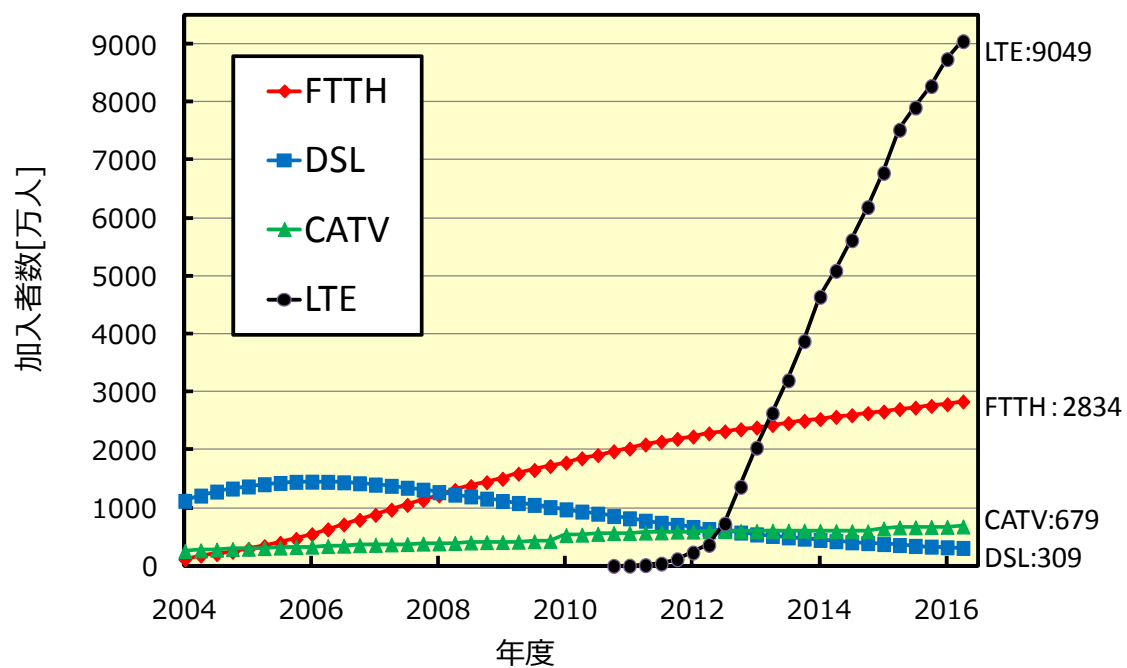


図 1-1 国内におけるブロードバンドサービスの加入者数

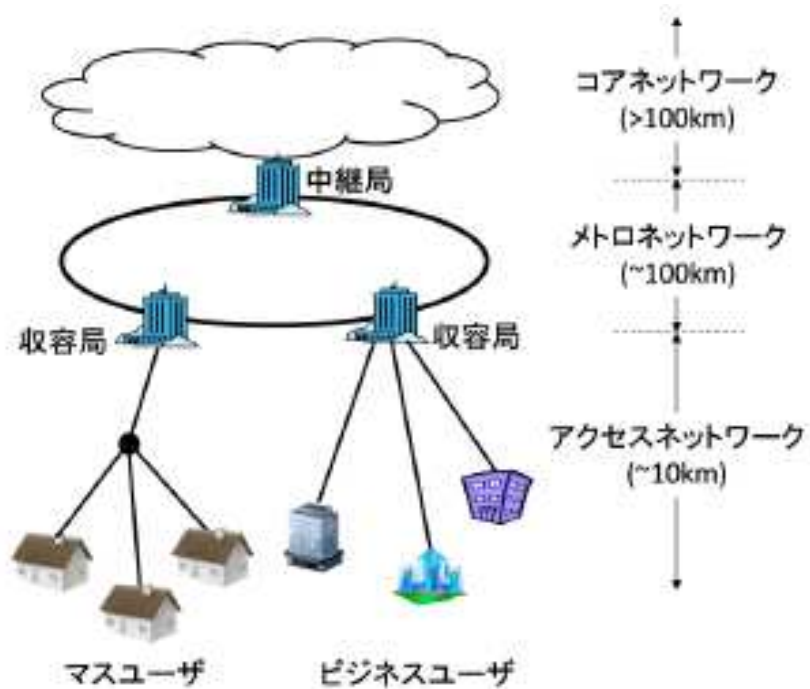


図 1-2 一般的な光通信ネットワーク構成

1-1-4 PON システムの標準化動向と将来光アクセスの要求条件

PON システムの標準化は、Ethernet 等の標準化で知られる IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineering) と、光アクセスシステムの経済化を推進する業界団体である FSAN (Full service access network) を中心とした ITU-T (International Telecommunication Union-Telecommunication Standardization Sector) の 2 団体において進められてきた。IEEE により、GE-PON、および 10G-EPON が、ITU-T により、G-PON (Gigabit-capable PON)、および、XG-PON (10Gigabit-capable PON)、ならびに XGS-PON (10Gigabit-capable symmetric PON) が標準化されている[21]-[24]。各標準化団体において使用波長帯等ある程度の互換性を有する規定が定められている。2015 年 7 月には、これまでに標準化、および、商用導入がされている 1 Gbps 級、10 Gbps 級の PON システムに加えて、ITU-T において NG-PON2 (Next Generation PON stage 2) と称される 40 Gbps 級の PON システムが標準化を終えている[25]。

図 1-4 に NG-PON2 の構成図を示す。NG-PON2 では、マスメータに加えて、ビジネスメータ、および、モバイルネットワークも同一の光アクセスシステムにより収容することを想定している。基本システムとして、TWDM (Time and Wavelength Division Multiplexing) -PON 方式を用い、複数のサービスを波長多重により同一光伝送路上に重畳する。これにより、従来では別々の光伝送路、通信網にて収容されていた複数のネットワークを経済的に収容することができる。同一波長内では、TDM 方式によりユーザ多重する。また、オプションとして、各 ONU が特定の波長を占有して OLT と通信を行う Point-to-Point (PtP) WDM 方式も規定されており、低遅延性が要求されるようなサービス (例えば、モバイルネットワーク) を収容できる。TWDM-PON における波長多重数は上り通信、および、下り通信で各 4 波長 (オプションとして 8 波長まで利用可能)、波長当りの伝送速度を上り通信、下り通信とも 2.5 Gbps~10 Gbps とすることで、最大 40 Gbps の総伝送容量を実現する。最大光分岐数、および、最大伝送距離は、それぞれ 256 分岐、40 km をサポートする。この分岐数と伝送距離の増大にともなう光伝送損失の増加は、光増幅器の適用によるパケット改善効果によって補償する構成が検討されている[26]-[28]。NG-PON2 の特長として ONU の光送受信器に波長可変機能を具備することが挙げられる。各 ONU の送受信波長を動的に切り替えることで、各波長の光送受信器とアクセスする ONU の数を調節することによる帯域の不公平性の改善や、波長毎に対応する OLT の光送受信器が故障した際に迅速に接続を回復することが可能となる[29], [30]。

IEEE では、2015 年 12 月に、1 波長あたり 25 Gbps の高速通信を実現する PON システムの標準化が開始されている[31]。基本方針として、これまでの PON システムと同様に、NRZ (Non Return Zero) 変調の IM-DD 方式を用いることが合意され、2020 年 4 月の標準化完了を目指して検討を進められている。しかし、広帯域の信号

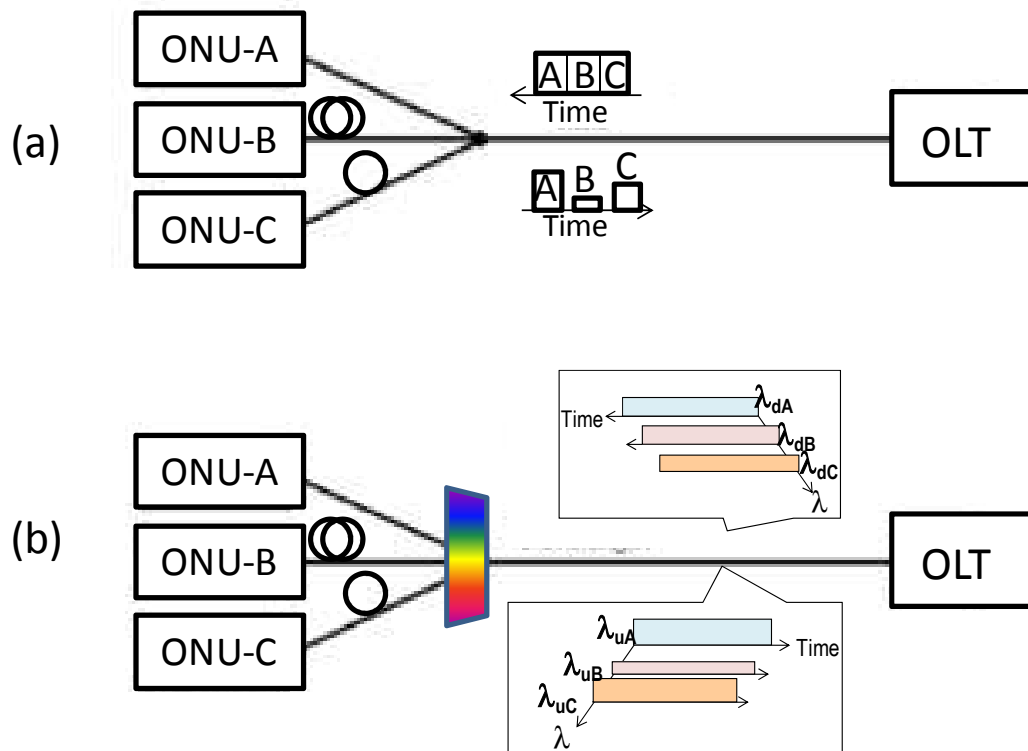


図 1-3 (a) TDM-PON 構成、(b) WDM-PON 構成

をいかに高感度受信し、PON システムで要求されるバジェットを確保するかが大きな課題となっている。

一方、FSAN、および、ITU-T は、NG-PON2 や XGS-PON の拡充を狙い、波長あたりの伝送速度のさらなる高速化を視野に入れた検討を行っており、2016 年には FSAN から将来光アクセスシステムの標準化ロードマップが発表された[32]。図 1-5 に FSAN の想定する標準化ロードマップを示す。このロードマップでは、将来 PON システムにおいて、単純な最大伝送容量の向上だけでなく、SDN (Software Defined Network) や NFV (Network Function Virtualization) の進展、5G モバイルのサービス開始等、外部の状況変化に応じて、伝送速度の高速化、伝送距離の長延化、多分岐化による収容ユーザ数の向上、帯域割当の柔軟性向上など、要求条件の多様化に伴う抜本的な性能向上が求められることが想定されている。

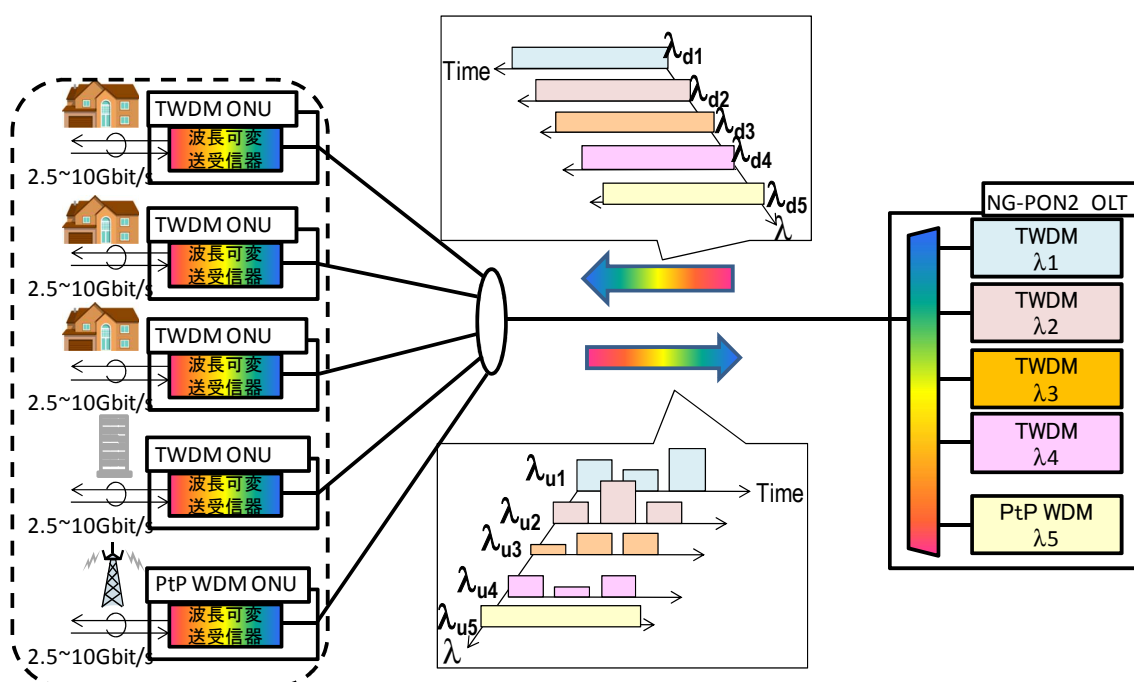


図 1-4 TWDM-PON 構成

FSAN Standards Roadmap 2.0

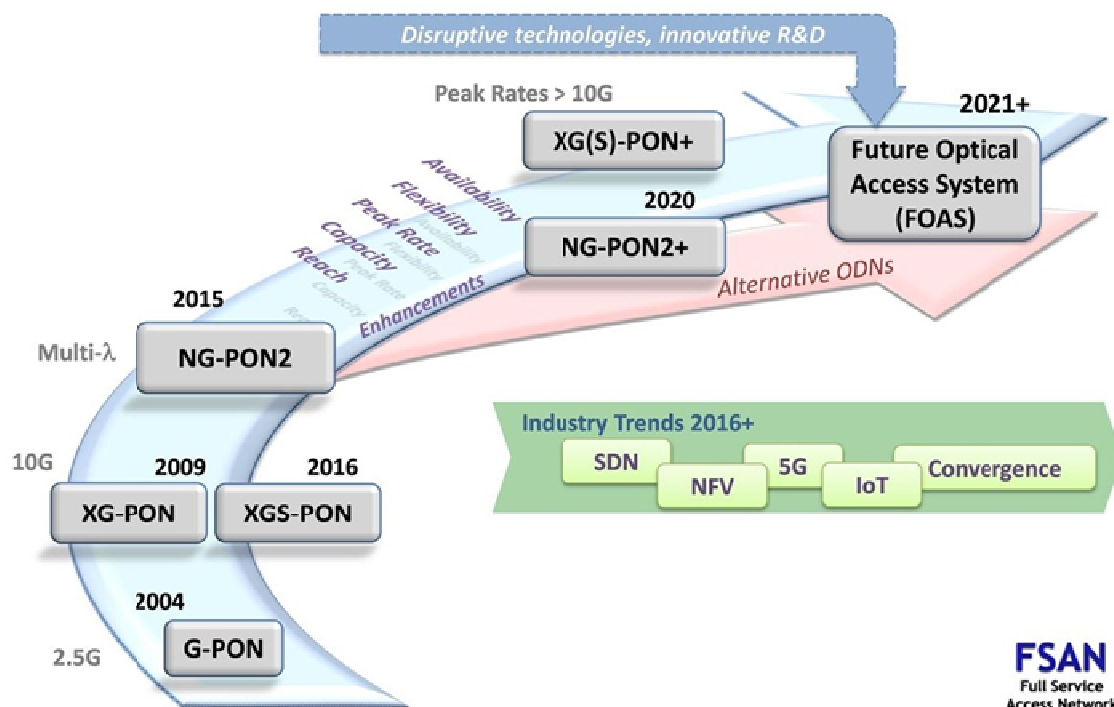


図 1-5 FSAN の提唱する PON システムの標準化ロードマップ [32]

1-2 本研究の目的、および、課題

1-2-1 本研究の目的

前節にて述べたとおり、将来の光アクセスネットワークでは、多種多様なネットワークサービスを収容することが想定される。これに伴う要求条件の多様化に対応するためには、PON システムの抜本的性能向上が必要不可欠である。以上の背景を鑑み、本研究の目的を PON システムの抜本的性能向上に資する技術の検討とし、特に①1 波長当たりの伝送速度の向上、②伝送距離、および、分岐数の増加による長延・多分岐化、③柔軟な帯域割当の実現を図る。

1-2-2 PON システムの抜本的性能向上に向けた課題

以下に PON システムの抜本的性能向上に向けた課題を挙げる。

① 高速化に伴う電気/光部品の必要帯域、および、伝送ペナルティの増加

NRZ 変調を用いた IM-DD 方式において波長当たりの伝送速度を向上するためには、光送受信器内部の電気回路素子の動作速度の改善が必要となる。これに伴い、経済性、入手性の低下が懸念される。また、単純な回路素子の処理速度、および、帯域増加による伝送速度の向上は、デバイスの制限により将来的に頭打ちになることが想定される。加えて、広帯域の信号を SMF 伝送することにより、波長分散等の影響による伝送ペナルティが大幅に増加する恐れがある。

② 長延化・多分岐化にともなう光伝送損失増加

伝送距離、および、分岐数を増加する PON システムの長延化、多分岐化により、より広範囲のユーザを効率的に収容できる。例えば、通信局舎に配備される OLT 等通信装置の削減や、低需要エリアの小規模通信局の OLT 機能を都市部の大規模局に移転することによる抜本的な局統合の実現が期待される。一方、伝送距離、および、分岐数の増加に伴う光伝送損失の増加を補償する方式を検討する必要がある。TWDM-PON では、光増幅器の適用を前提に検討がされているが、前置光増幅器として利用すると、自然放出光雑音の影響により、バジェットの改善効果が制限される。一方で、抜本的なバジェット改善効果を得るためには、中継構成が想定されるが、電源や中継器を配備するための中継局が必要となり、抜本的な局統合、および、通信装置の削減によるコスト低減には寄与しない。

③ 収容サービスに応じた最大伝送速度、割当帯域の可変性の実現

従来の NRZ 変調による IM-DD 方式を用いた TDM-PON システムでは、OLT に収容される各 ONU の最大伝送速度が回路の動作速度によって決定される一定値となる。加えて、従来の帯域割当方式では各 ONU の要求する送受信データ量に合わせて時間スロット長を単純に変化させるものであった。そのため、複数のサービスを同一 OLT で収容する場合、例えば最大伝送速度は収容するサービスの要求条件の最大値で規定しなければならない。伝送距離、および、分岐数はおおむね伝送速度によって決まるため、多数の ONU を収容することが望まれる FTTH サービスや、IoT、センサネットワーク

などの新規インターネットサービスを収容する上で制限が生じる。

1-2-3 デジタル信号処理技術の PON システムへの適用

前項に記載の課題を解決するため、本研究ではデジタル信号処理（DSP: Digital Signal Processing）技術を適用した PON システム構成を検討する。デジタル信号処理とは、量子化、標本化された離散デジタル信号を用いた回路処理全般を指す。通信分野におけるデジタル信号処理は、1960 年代において音声信号を標本化、量子化し、得られた信号振幅値を伝送路上で送受信するパルス符号変調（PCM: Pulse Coded Modulation）通信の実用化を契機に急速に発展を遂げた。とりわけ、1965 年にはデジタル通信用の波形等化器である自動等化器、および、適応等化器が発表され、以降、無線、メタル、光ファイバ通信の各分野において波形歪み等を補償する方式として広く用いられている。特に光ファイバ通信の分野では、2004 年に高速のデジタル信号処理回路（本来は DSP: Digital Signal Processor と称するが、混乱を避けるため、ここでは、DSP 回路と称する。）を用い、前節にて言及したコヒーレント受信方式と組み合わせることで、高速、かつ、長距離伝送を実現する提案がなされた[33]。本方式は、デジタルコヒーレント受信方式、ないしは、デジタルコヒーレント光伝送方式と称され、コヒーレント受信において課題であった偏波や位相といった光の波としての性質を制御するための処理を DSP 回路で実現するものであった。これにより、コヒーレント受信による最小受信感度の改善だけでなく、デジタル信号処理により任意の多値度へ対応でき、かつ、ファイバ伝送等で生じる波長分散や偏波分散といった波形歪みの補償が実現できる[34]。現在では、前節において記載した長距離伝送網での課題である高速化に伴う中継間隔の狭窄化を防ぎ、かつ、1 波長当たり 100Gbps もの高速伝送を実現する方式として商用導入がされている。また、IM-DD 方式においても多値変調や波形等化等で DSP 回路を用いる構成が提案されており、近年では、アクセスネットワークへの適用も検討されている[35]。

しかしながら、DSP の適用は、連続信号光をやり取りする長距離伝送系での研究が先行したこともあり、光アクセスでの検討は、同様に連続信号光をやり取りする WDM-PON への適用や、TDM-PON の下り通信のみを対象とした検討がほとんどである。一方で、高い応答性が要求され、かつ、強度差のあるバースト信号を受信する TDM-PON の上り通信に関する適用性は、その技術的な難易度の高さから未だほとんど検討されていない。

本研究では、PON システムの抜本的な性能向上を目的に、高い経済性が期待される TDM-PON に対し、特に技術的な難易度の高い上り通信に対するデジタル信号処理技術の適用可能性を模索する。

1-3 本論文の概要

本論文は全 6 章からなる。概要を以下に示す。

第 1 章では、本研究の背景として、ブロードバンドサービスの普及状況と、PON システムの概要、メタルサービスから PON システムを基盤とした光アクセスシステムへの変遷について述べる。また、PON システムの標準化動向と、将来光アクセスへ期待される性能について言及し、本研究の目的として、PON システムの抜本的性能向上を設定する。

第 2 章から第 4 章では PON システムの高速化と長延・多分岐化を狙い、デジタルコヒーレント受信技術の PON システムへの適用可能性を検討する。PON システムの上り通信では、おおよそ一定の強度・位相を有する連続光を受信するコアネットワークとは異なり、時間的に間欠な強度の異なるバースト信号を瞬時に正常受信する必要がある。加えて、アクセスネットワークへの導入に際しては、送受信器の更なる経済化が求められる。この課題に対して、本研究では、①バースト信号対応の受信構成の提案および検証、②FPGA (Field Programmable Gate Array) 実装による実現可能性の検討を実施した。加えて、③提案構成の経済化に資する要素技術を検討した。

第 2 章では、バースト信号に対応した受信構成を提案する。理論解析とオフライン処理を用いた実験により、提案構成で 20 Gbps-QPSK 信号を 40km の長距離伝送ができることを示す。

第 3 章では、バースト信号対応 DSP 回路の FPGA 実装に関する検討と、実装したバースト信号対応 DSP 回路の実時間検証結果を報告する。実装したバースト信号対応 DSP を用いた実時間検証により、20 Gbps で QPSK 変調されたバースト信号をリアルタイム受信でき、かつ、一般的な PON システムで要求される入力信号レンジ 22dB を確保できることを示す。

第 4 章では、経済化に資する要素技術の検討として、前述の自動利得制御型半導体光増幅器の簡易化、および、OLT の周波数オフセットの補償範囲を拡大し、ONU に要求される波長制御精度を下げる技術として、バースト信号に対応した新規周波数オフセット補償アルゴリズムを提案する。

第 5 章では、帯域割当の柔軟性の向上を実現するため、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を活用した PON システム構成、および上り通信方式を新たに提案する。

最後に第 6 章にて結論を述べる。

1-4 参考文献

- [1] 総務省, “我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計・試算,”2018,
http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/02kiban04_04000225.html.
- [2] A.C.S. van Heel, “Optische afbeelding zonder lenzen von afbeeldingsspiegels,” *De Ingenieur* (Netherlands) , vol. 65, 25, 1953.
- [3] K. C. Kao, and G. A. Hockham, “Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies,” *IEE Proceedings J - Optoelectronics*, vol. 113, no. 7, pp. 1151-1158, 1966.
- [4] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, “Radiation losses in glass optical waveguides,” *AIP Appl. Phys. Lett.* 17, 423, 1970.
- [5] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, “Junction lasers which operate continuously at room temperature,” *AIP Appl. Phys. Lett.*, vol. 17, pp. 109, 1970.
- [6] T. Okoshi, “Frequency stabilization of semiconductor lasers for heterodyne-type optical communication systems”, *IET Electron. Lett.*, vol. 16, pp. 197-181, 1980.
- [7] Y. Yamamoto, “Receiver performance evaluation of various digital optical modulation-demodulation systems in the 0.5-10 μm wavelength region,” *IEEE J. Quantum Electron.* , vol. 16, no. 11, pp. 1251-1259, November 1980.
- [8] Okoshi, T., Emura, K., Kikuchi, K., et al. “Computation of Bit-Error Rate of Various Heterodyne and Coherent-Type Optical Communication Schemes,”. *J. of Opt.Commun.*, Vol. 2, No. 3, pp. 89-96, 1981.
- [9] K. Kikuchi, T. Okoshi and J. Kitano, “Measurement of bit-error rate of heterodyne-type optical communication system - A simulation experiment,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 12, pp. 2266-2267, December 1981.
- [10] 大越孝敬, “光ヘテロダインもしくは光ホモダイン型周波数多重光ファイバ通信の可能性と問題点の検討,” 信学会光量エレ研究会, OQE 78-139, 1979.
- [11] 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,” *IEE Electron. Lett.*, Vol. 25, No. 10, pp. 662-664, 1989.
- [12] J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne, “Low-noise erbium-doped fiber amplifier operating at 1.54 μm ,” *IET Electron. Lett.*, vol. 23, no. 19, pp. 1026-1028, 1987.
- [13] H. Takahashi, S. Suzuki, and I. Nishi, “Wavelength multiplexer based on $\text{SiO}_2\text{-Ta}_2\text{O}_5$ arrayed-waveguide grating,” *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 12, No. 6, pp. 989-995, 1994.
- [14] NTT東日本報道発表, 「光コラボレーションモデル」の提供開始について
https://www.ntt-east.co.jp/info/detail/150122_01.html
- [15] H. Nakamura, S. Kimura, H. 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.
- [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] J. Nakagawa, M. Nogami, N. Suzuki, M. Noda, S. Yoshima and H. Tagami, "10.3-Gb/s Burst-Mode 3R Receiver Incorporating Full AGC Optical Receiver and 82.5-GS/s Over-Sampling CDR for 10G-EPON Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 7, pp. 471-473, April 1, 2010.
- [18] S. Nishihara et al., "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, Jan. 1, 2008.
- [19] N. Frigo, P. Iannoe, P. Magill, T. Darcie, M. Downs, B. Desai, U. Koren, T. Koch, C. Dragone, H. Presby, and G. Bodeep, "A wavelength-division multiplexed passive optical network with cost-shared components," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 6, No. 11, pp. 1365-1367, 1994.
- [20] H. Suzuki, M. Fujiwara, T. Suzuki, N. Yoshimoto, K. Iwatsuki, and T. Imai, "Colorless and plug-and-play technologies for WDM access over existing power-splitter-based infrastructure," *IEEE/OSA J. Opt. Netw.*, Vol. 6, No. 7, pp. 830-839, 2007.
- [21] IEEE 802.3 ah.
- [22] IEEE 802.3 av.
- [23] ITU-T recommendation G.984 series,
- [24] ITU-T recommendation G.987 series.
- [25] ITU-T recommendation G.989 series.
- [26] M. Fujiwara, R. Koma, and N. Yoshimoto, "Burst frame power equalizer that controlling gains of cascaded SOAs for long-reach WDM/TDM PON systems", in *Proc. ECOC2013*, Tu.3.F.2, Sep. 2013.
- [27] M. Fujiwara, "Gain-controlled optical amplifier technologies for long-reach and high-splitting-ratio PON systems", in *Proc. OFC2014*, Tu2C.3, Mar. 2014.
- [28] K. Taguchi et al., "Field Trial of Long-Reach and High-Splitting λ -Tunable TWDM-PON," *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 213-221, Jan. 1, 2016.
- [29] Y. Senoo, S. Kaneko, T. Yoshida, S. Kimura, and N. Yoshimoto, "Throughput Fairness Evaluation with Dynamic-Load-Balancing in Photonic Aggregated λ -tunable WDM/TDM-PON," in *Proc. OECC/ACOF 2014*, pp. 147-149, Jul. 2014

- [30] S. Kaneko, T. Yoshida, S. Kimura, K. i. Suzuki and A. Otaka, “Fast OLT-protection method based on normal MPCP and backup wavelength pre-assignment on WDM/TDM-PONs [Invited],” *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 7, no. 11, pp. B29-B37, November 1 2015.
- [31] <http://www.ieee802.org/3/ca/>
- [32] <http://www.fsan.org/roadmap/>
- [33] M. G. Taylor, “Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 674-676, Feb. 2004.
- [34] 鈴木 扇太, 他, “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, 2012.
- [35] J. Zhang et al., “Symmetrical 50-Gb/s/ λ PAM-4 TDM-PON in O-band with DSP and Semiconductor Optical Amplifier Supporting PR-30 Link Loss Budget,” in *Proc. OFC2018*, San Diego, CA, 2018.

第2章 デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの長延/多分岐化

2-1 はじめに

本章では、PON システムの無中継による抜本的長延/多分岐化を目的とし、デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの構成について提案し、実現可能性を検討する。

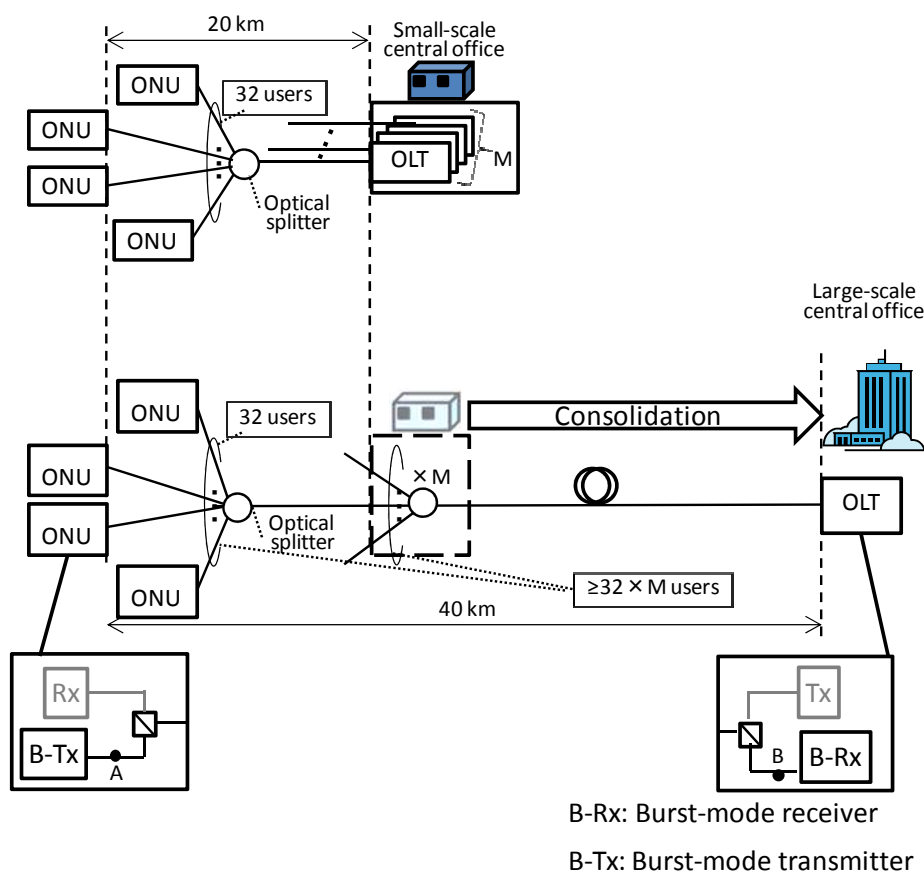
2-2 想定する長延/多分岐化 PON システム

図 2-1 に本章で想定する将来の長延/多分岐化 PON システムの概観図を示す。図 2-1 上部には、比較のため現行の PON システム構成を記載している。現行 PON システムでは、CO に配備された OLT は、光ファイバ、および、所外に配置された光スプリッタを介して各 ONU と接続される。前述のとおり、現行の 1 Gbps 級の PON システムの伝送距離、および、分岐数は最大 20 km、および、32 分岐である。無中継での長延/多分岐化を実現することで、図 2-1 下部に記載の通り、低需要地域等に配備された小規模通信ビルの OLT 機能を都市部の大規模の通信ビルに移行することで、通信ビル数の抜本的な削減等に寄与する。本章では、想定する将来の高速かつ、長延/多分岐化を実現する PON システムの性能として、波長当たりの伝送速度を 10 Gbps 以上、最大 40 km 伝送、および、64 ユーザ以上の収容を目標とする。

上記 PON システムを実現するために必要な伝送バジェットを推定するため、例として上り通信における要求受信信号光強度を計算した。表 2-1 に推定結果を示す。通信波長帯は光ファイバの伝送損失が低い 1.5 μm 帯の利用を想定し、ファイバ損を 0.275 dB/km で計算した。光スプリッタの伝送損失は、原理損失として最小 $3.0 \times N$ dB、過剰損失を考慮し最大 $3.5 \times N$ dB で計算した。なお、N は光スプリッタの分岐比の指数 ($1:2^N$) である。最小伝送路損失 (Minimum Path Loss) は、光スプリッタの原理損のみ、最大伝送路損失 (Maximum Path Loss) は、40 km 伝送時のファイバ損失と、過剰損失を考慮したスプリッタ損の和となる。例として、32 分岐、かつ、20km 電像時の最小、および、最大伝送路損失は、それぞれ 15.0 dB、17.5 dB である。ONU の送信出力強度、および、受信強度は図 2-1 中の点 A、および、B の点における信号光強度で規定する。上下通信波長の分波・合波には WDM フィルタを用いることを想定し、損失は 2 dB とした。

表 2-1 に記載の通り、32 分岐の PON システムにおける OLT の最小受信信号光強度が -28.5 dBm であるのに対し、512 分岐の PON システムの OLT は、-42.5 dBm の信号光をバースト受信しなければならない。また、最大受信信号光強度は -23.0 dBm となることが想定される。そのため、OLT は 19.5 dB の受信ダイナミックレンジを確保する必要がある。なお、本論文において、受信器に入力される最小、および、最大受信信号光強度の差で受信ダイナミックレンジを定義する。以上の計算結果の通り、無中継での長延/多分岐化を実現するためには大幅なバジェット改善、および、受信ダイナミ

ックレンジの確保が必要不可欠である。経済性を担保しつつバジェットを拡大する手法として、割り勘効果が期待される OLT 側に光増幅器を配備する方式がある[1], [2]。下り通信に関しては、光増幅器による出力信号光強度の向上効果により、バジェットを大幅に改善できる。一方上り通信では、IM-DD 方式で前置光増幅器を用いた場合、下り通信のバジェット効果と比較し、自然放出光 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) 雑音の影響により受信感度改善効果が制限される。図 2-2 に IM-DD 方式における受信信号光強度と BER (Bit Error Rate) 特性の理論計算結果を示す。ここでは、伝送速度 20 Gbps を想定し、信号光波長を 1530nm として計算を行った。光受信器の熱雑音量は、10 Gbps の消光比 9 dB の NRZ 信号を受信時に、-28 dBm で $BER=10^{-3}$ となる値とした。計算における消光比は前述の通り 9 dB、前置光増幅器の増幅利得、および、雑音指数 (NF: Noise Figure) は 20 dB、および、5 dB とした。また、ASE 雑音の除去フィルタ帯域は 0.48 nm とした。図示の通り、前置光増幅器を用いた場合において受信感度は -38 dBm 程度であり、表 2-1 で要求される最小受信感度に満たない。したがって、特に上り通信に対してさらなる最小受信感度を改善する手法の適用が要求される。



©2018IEEE

図 2-1 想定する長延/多分岐化 PON

表 2-1 計算諸元

Maximum launched power of B-Tx[dBm]	+8				
Minimum launched power of B-Tx [dBm]	+4				
Number of accommodated users	32 (M=1)	64 (M=2)	128 (M=4)	256 (M=8)	512 (M=16)
Minimum Path loss [dB]	15	18	21	24	27
Maximum Path loss [dB]	28.5	32	35.5	39	42.5
Maximum received power of B-Rx [dBm]	-12	-14	-17	-20	-23
Minimum received power of B-Rx [dBm]	-28.5	-32.0	-35.5	-39.0	-42.5

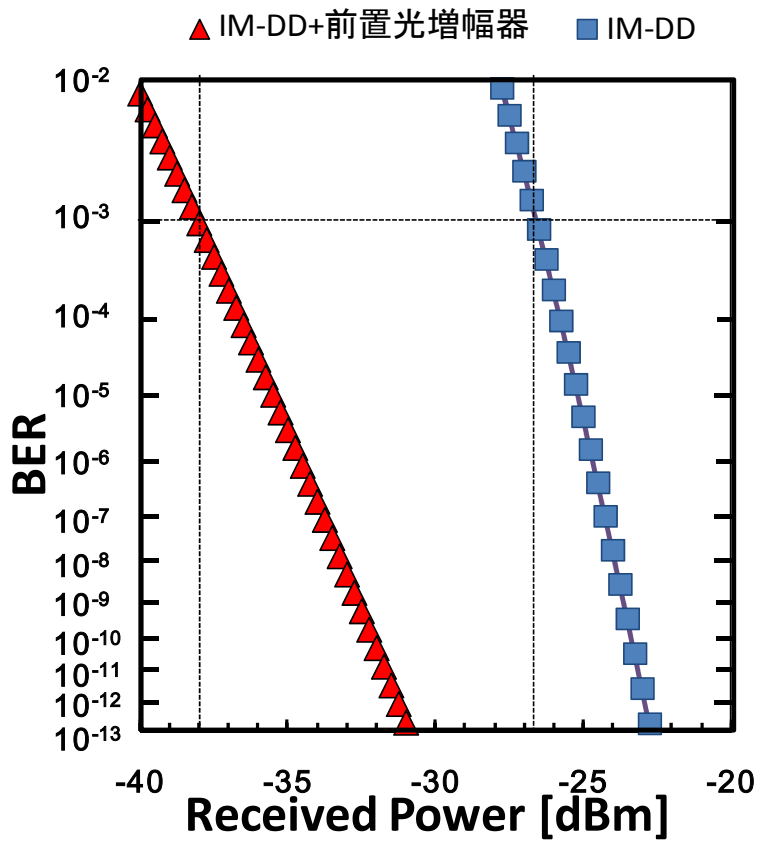


図 2-2 IM-DD 方式における受信信号強度に対する BER 特性

2-3 デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システム

2-3-1 デジタルコヒーレント受信方式概要

現在、光アクセスネットワークで商用導入されている光送受信方式は、IM-DD 方式が主流である。送信側では、光の強度を”1”、および、”0”の二値で変調し、受信側では、フォトダイオードを用いて光の強度成分を受信する。無線通信分野では、強度成分だけでなく、電波の位相変調成分に情報を重畳する方式が用いられており、DSP によって受信信号の位相、強度の変化量から伝送路特性を補償している。一方、現在の PON システムでは、光の位相情報等を情報伝達や波形劣化補償に利用していない。IM-DD 方式はシステムが単純でコストが低い点において、PON システムとの相性が良く、広く用いられてきた。しかし、一波長当たり 10 Gbps を超える伝送速度では、前項に記載の通り、多分岐/長延化 PON で要求されるバジェットを確保するのは難しい。デジタルコヒーレント受信方式は、第 1 章で言及した通り、コヒーレント受信による感度改善効果と、デジタル信号処理による波形歪みの補償効果の双方が得られ、抜本的に伝送距離・受信感度を改善する方式として知られており、1 波長あたり 100Gbps を超える次世代の光ファイバ通信の根幹を担う方式として実用化されている。

図 2-3(a)に一般的なデジタルコヒーレント受信構成を示す。デジタルコヒーレント受信方式では、受信側に局部発信光源 (LO: Local Oscillator) を有し、受信信号光とのビート信号を有する。信号光と LO 光の波長差に応じて、ビート信号成分はベースバンド信号帯、ないしは、中間周波数帯にダウンコンバートされ受信される。前者をホモダイン、ないしは、イントラダイン受信、後者をヘテロダイン受信と称する。受信信号光は、PBS (Polarization Beam Splitter)、90 度ハイブリッド等で構成される偏波・位相ダイバーシティにより、偏波、位相分離され、バランスストフォトダイオードにより光電変換される。光電変換後の信号は、アナログデジタル変換器 (ADC: Analogue to Digital Converter) により AD 変換され、DSP 回路で処理される。この偏波・位相ダイバーシティ受信器、および、バランスストフォトダイオードによって構成される光受信フロントエンドのうち、バランスストフォトダイオード前段の光回路部では、石英ガラスによる平面導波路を用いた構成[1]が広く用いられてきたが、近年では、SiGe や InP を材料とした構成も製品化され、光受信フロントエンドの小型・経済化が進んでいる[4],[5]。

図 2-3(b)に一般的な DSP 回路の機能ブロック例を示す。1 波長あたり 100Gbps の光信号を伝送するシステムでは、一般的に偏波多重 4 値位相変調 (DP-QPSK: Dual-Polarization Quadrature Phase Shift Keying) 信号が用いられ、受信 DSP 回路では、クロック再生回路、波長分散補償回路、偏波分離・偏波分散 (PMD: Polarization Mode Dispersion) 補償回路、周波数オフセット補償回路、位相補償回路、復号器を有する。1 波長あたり 100 Gbps 以上の長距離伝送に伴う波長分散、および、PMD の補償を DSP により実現することで、飛躍的な伝送距離改善ができる[6]。波長分散、およ

び、偏波状態、PMD 量は、伝送距離、伝送路状態により時間的に異なるため、受信信号毎に補償量を変更する必要がある。これを実現するため、受信信号状態を計測し、補償量を決定する適応等化アルゴリズムを用いたバタフライ型の時間領域フィルタで構成されることが多い[7]。

2-3-2 デジタルコヒーレント受信方式を用いた PON システムの検討状況と課題

PON システムの高速化や、長距離伝送による収容可能範囲の向上、収容 ONU 数向上につながる光分岐数の改善などを目的にデジタルコヒーレント受信方式を用いた PON システムの検討がされている[8]-[11]。しかし従来方式は、技術的に比較的難易度の低い下り通信への検討や、波長多重ベースの PON システムへの適用がほとんどである[11]。そのため、特に経済性が高い TDM 方式の PON システム、特に上り通信に関する検討は進んでいない。一方、技術的に先行する長距離伝送網では、コア/メトロネットワークにおいてバースト信号をデジタルコヒーレント受信する構成の検討が一部進んでいる[13]-[16]。しかし、これらの報告は、DSP 回路の構成や、波長多重を組み合わせて用いた時の高速波長選択性に関する検討が主であり、後述する PON システムへの適用における特有の課題に関する検討はなされていない。

TDM-PON システムの下り通信では、光スプリッタによって分岐された光信号が各 ONU に送信される。各 ONU は OLT の送信する連続光を受信する。このとき、各 ONU の受信する信号光強度は伝送経路の差によってそれぞれ異なる。連続光を受信する下り通信にデジタルコヒーレント受信技術を適用した場合、コアネットワーク等で用いられる DSP 回路構成や、受信器がそのまま適用できる。一方、上り通信では、OLT は、各 ONU の送信する強度の異なる時間的に間欠なバースト信号を受信する。一般的に、各バースト信号は、バースト信号の立ち上がり時間および信号同期に用いられる冗長部であるプリアンプル、実データが格納されたペイロード、信号光の立ち下がり時間に用いられるエンドオブバーストによって構成される。従来の PON システムでは、最大 1 μ s 程度のプリアンプルが規定されており、OLT はプリアンプル受信中にペイロードの信号を正常受信するための処理をする。IM-DD 方式を用いた PON システムにおける受信信号処理は、単純に、光電変換したバースト信号を飽和増幅器（リミッティングアンプ）によって強度差を一定値にし、クロックデータリカバリによってデータの再生するものであった。一方で、光の位相や偏波状態に応じて処理が必要なデジタルコヒーレント受信では、①バースト信号の強度差の吸収に加え、②バースト信号毎に異なる周波数特性、③バースト信号毎に異なる偏波状態、④バースト信号と局部発信光（局発光）との発信波長差を、短い応答時間で補償し、ペイロードを正常受信できる状態にしなければならない。①～④の信号特性は、ONU 毎の送信器特性、および、伝送経路に応じ、受信バースト信号毎に異なる。それぞれの関係は図 2-4 に記載の通りである。なお、長距離伝送系で課題であった PMD の影響は、想定する長延/多分岐化 PON の伝送距離(40 km)において無視できる。

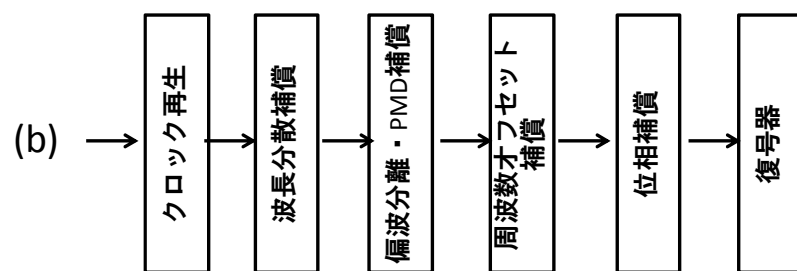
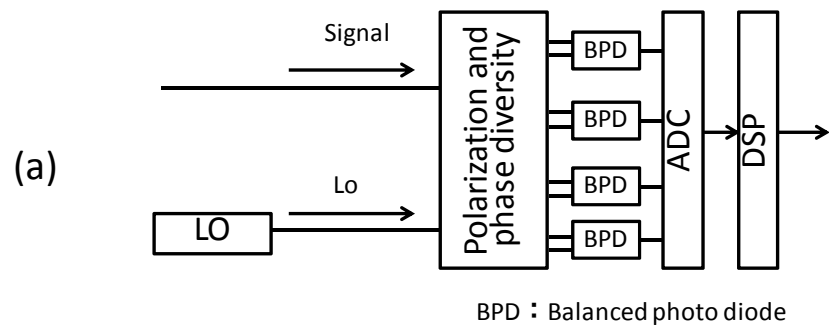


図 2-3(a) 一般的なデジタルコヒーレント受信構成、(b) DSP ブロック構成

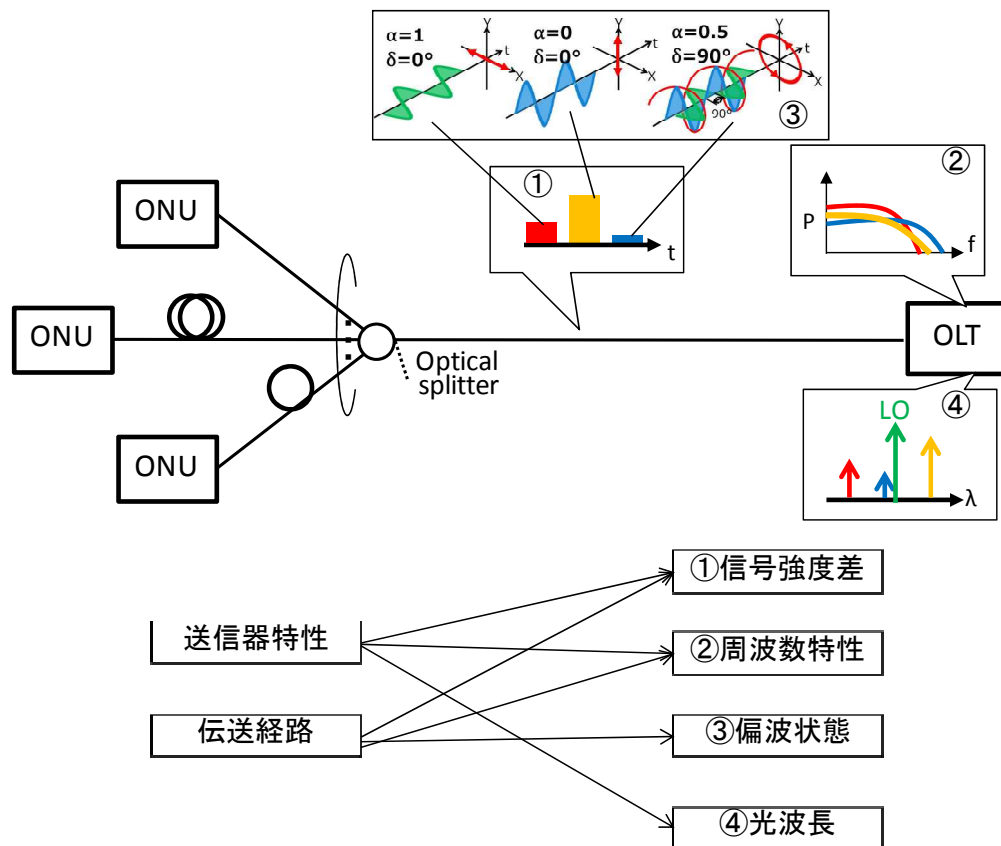


図 2-4 デジタルコヒーレント受信技術を用いた PON システムの課題

2-4 バースト信号対応デジタルコヒーレント受信器の提案

2-4-1 提案構成

上記の課題を踏まえ、図 2-5 に提案するバースト信号対応のデジタルコヒーレント受信器の構成図を示す。提案構成では、連続光受信用のコヒーレント受信器、ADC に加えて、自動レベル制御機能付き光ファイバ増幅器とバースト信号対応 DSP を有し、バースト信号の強度差や周波数特性の差異、偏波状態を短い応答時間で補償、追従する。各機能について以下に述べる。なお、信号光と LO 光の波長差を補償する機能については、4 章にて言及する。

A) 自動レベル制御機能付き光ファイバ前置増幅器によるバースト信号のレベル等化

一般的な連続光用のコヒーレント受信器は、トランスインピーダンスアンプ (TIA: Trans-Impedance Amplifier) の後段に可変利得増幅器 (VGA: Variable Gain Amplifier) を有し、AGC 機能を用いて出力信号振幅を制御する。しかし、連続光受信を想定しているため、AGC 機能の応答周波数は $\sim$ kHz オーダであり、高速応答性が要求されるバースト信号受信には適さない。また、電気段において、AGC 回路の応答性を向上すると、増幅帯域の減少や、同符号連続等によって生じるベースラインワンダーの影響を受ける。一方、TIA および VGA を固定利得で動作させ強度差のあるバースト信号をした場合は、①コヒーレント受信器の有する TIA の非線形性による歪み、②弱信号受信時の AD 変換にともなう量子化誤差によって最小受信感度が制限される。したがって、連続光用のコヒーレント受信器を単純に適用するだけでは、広い受信ダイナミックレンジを確保することは難しい。

そこで、自動レベル制御機能付き光ファイバ増幅器を前置増幅器として配置し、コヒーレント受信器に入力されるバースト信号の強度を一定値にする構成を提案する。自動レベル制御機能付き光ファイバ増幅器は、これまで 1G-10G 級の TDM-PON システムにおいて、中継増幅器として用いることを想定されて検討されてきた[18],[19]。図 2-6 に自動レベル制御機能付き光ファイバ増幅器を示す。ここでは、 $1.5\mu\text{m}$ 帯の波長帯を想定し、EDFA を用いる。自動レベル制御機能付き EDFA (以下 ALC-EDFA) は、AGC 機能部と、バンドパスフィルタ (OBPF: Optical Band Pass Filter)、ALC 機能部に分かれる。AGC 機能部は、モニタ PD、フィードフォワード (FF: Feed Forward) 利得制御回路、EDFA で構成され、バースト信号を EDFA に入力することによって生じるサージを防ぎ、入力強度によらず定利得でバースト信号を増幅する。ALC 機能部は、モニタ PD、FF 制御回路、高速の可変光減衰器 (VOA: Variable Optical Attenuator) によって構成される。モニタ PD で検出した入力バースト信号の強度に応じて、VOA の減衰量を FF 制御し ALC-EDFA の出力信号強度を一定値にそろえる。バンドパスフィルタ部は、前段の AGC 機能部で生じた ASE 雑音を除去し、小信号入力時の後段のモニタ PD でのレベル検出精度を向上させる。また、EDFA, VOA の前段には光の遅延線を挿入しており、電気回路単体では実現が難しい 50ns 以下の高速応答性を実現で

きる。

B) バースト信号対応デジタル信号処理回路

デジタル信号処理技術をバースト信号受信に適用する場合、ペイロード部を損なうことなく受信するため、DSP における各種計算処理をバースト信号の冗長部分であるプリアンブル長内で終える必要がある。特に処理時間を要するのは、受信信号の周波数特性等を補償するための適応等化フィルタ部である。デジタルコヒーレント受信方式では、位相ダイバーシティ受信することにより、伝送路特性によって影響を受けた光の位相情報を正確に受信することができる。この位相情報を用いて伝送路特性を逆推定し、信号の等化を行う。

CMA (Constant Modulus Algorithm) は、QPSK 信号の複素振幅が一定であるという特徴を利用して FIR (Finite Impulse Response) フィルタの係数を適応的に処理する LMS (Least Mean Square) 方式のブラインド等化アルゴリズムであり、その処理の簡易性から広く用いられている[7]。CMA を適応等化アルゴリズムとして用いることで、①受信信号の偏波合成、分離、②クロックリカバリ、および③波長分散や偏波分散、送受信器の帯域不足等によって生じる信号波形劣化の補償などができる[20]-[22]。一方、フィードバック処理を用いたブラインド等化アルゴリズムのため、フィルタ係数の最適化に膨大な反復計算が必要となる。そのため、特性の異なるバースト信号を受信する PON システムの上り通信に単純に適用すると、フィルタ係数の最適化処理をするために十分なプリアンブル長を付与しなければならない。現状の ASIC 等に代表される集積回路の動作周波数を考慮すると、一般的なプリアンブル長である $1\mu\text{s}$ よりも大幅に増加することが予想される。したがって、帯域利用効率が低下する恐れがある。

そこで、各ONUの送信するバースト信号に対応するフィルタ係数の最適化を、PON システムの初期認証フェーズであるPONディスカバリにて行い、以降の通信では、ONU毎に最適化したフィルタ係数を引き継いで用いる方式を提案する。図2-7 (a) に提案するDSPの処理構成を示す。提案DSPは、バーストフレームの検知回路、周波数オフセット補償回路、サンプリング位相回路、偏波推定/補償回路、CMAを用いた適応等化フィルタ回路、位相補償回路、デコード回路を有する。なお、ここでは、単一偏波変調のQPSK信号を伝送することを想定する。本構成の特徴は文献[15]と同様に適応等化フィルタの前段に偏波推定/補償回路を有する点と、各ONUの送信するバースト信号の受信タイミングに合わせ、事前にONU毎に最適化したフィルタ係数を適応等化フィルタの初期値として用いる点である。

一般的な偏波多重された信号受信において、前述の通り、各偏波に重畳された信号は偏波ダイバーシティ受信した信号を、CMAを用いたバタフライ型のFIRフィルタによって分離できる[7]。しかし、各偏波の信号に対しFIRフィルタを配備しなければならないため、回路規模が大きくなってしまう。一方、想定する単一偏波変調信号受信では、

偏波状態を推定し、最大比合成をすることで、伝送路にて偏波回転が生じていても単一偏波の信号に復元することができる[22]。

コヒーレント受信器にて偏波ダイバーシティ受信されたバースト信号の電界 (E_x, E_y) は式 (2-1) で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\alpha} e^{j\delta} \\ \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} E_s \quad (2-1)$$

式中に記載の α と δ は、直交する XY 偏波間の強度比と、位相差を表す。 E_s はコヒーレント受信器の入力における信号電界である。 α が 1/2 未満であるとき、 α と δ は式 (2-2)、および、(2-3) の通りである。

$$\left| \frac{i_{cx}}{i_{cy}} \right| = \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad (2-2)$$

$$\arg\left(\frac{i_{cx}}{i_{cy}}\right) = \delta, \quad (2-3)$$

なお、 i_{cx} と i_{cy} は各偏波の受信複素信号である。また、式(2-2)、および、式(2-3)は、 α が 1/2 以上の場合、式(2-4)、および式(2-5)となる。

$$\left| \frac{i_{cy}}{i_{cx}} \right| = \sqrt{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \quad (2-4)$$

$$\arg\left(\frac{i_{cy}}{i_{cx}}\right) = -\delta. \quad (2-5)$$

式(2-1) から式(2-5)より、受信信号の偏波状態を示す α 、 δ を推定し、式 (2-6) に示す最大比合成をする。

$$i_c = \sqrt{\alpha} e^{j(-\delta)} i_{cx} + j\sqrt{1-\alpha} i_{cy}, \quad (2-6)$$

これにより、受信偏波状態によらず元の単一偏波変調された送信信号の偏波状態を復元することができる。なお、偏波状態の推定精度を向上させるため、一般的には複数のサンプリング点を平均して上記の計算を実施する。一連の処理において収束時間に時間を要する反復計算はなく、時間応答性の高いフィードフォワード処理で偏波状態を補償できる。

文献[15]では、簡易な偏波処理方式として最大比合成法を活用している。一方、本提案方式における効果は、処理の簡易化にとどまらない。適応フィルタ部で補償できる要素は、受信バースト信号毎に動的に変動する信号偏波と、各 ONU の送信するバースト信号毎に固有の波長分散等の伝送路特性に分かれる。前者は、受信バースト信号毎に異なる特性を有するため、都度補償する必要があるが、後者は、時間的な変動が非常に少

ない静的な特性を持つため、これを補償するだけであれば一度計算したフィルタ係数を以降の通信でも利活用できる。これに着目し、受信バースト信号毎に変動する要素を CMA の前段にて補償し、ONU 毎に PON ディスカバリにおいて事前計算したフィルタ係数を以降の通信で用いることで、CMA の反復計算処理回数を大幅に削減する構成を提案した。

図 2-7(b)に提案 DSP の適用を前提とした PON ディスカバリの概要を示す。なお、本論文では、例として IEEE にて標準化がされている E-PON 方式の PON ディスカバリを想定する。PON システムの通信は、まず、新たに接続された ONU を OLT が認証し、以降は、OLT の動的帯域割当アルゴリズム (DBA: Dynamic Bandwidth Allocation) をもとにスケジューリングされた時間スロットを用いて各 ONU と OLT が通信する方式をとる。本論文では、前者を PON ディスカバリ、後者を DBA 通信プロセスと称する。PON ディスカバリは DBA 通信プロセスの合間に一定の周期にて繰り返し実施される。以下に詳細を述べる。

まず OLT は未認証の ONU を探索するため、Discovery gate 信号を下り通信でブロードキャストする。各 ONU は、Discovery gate 信号を受信後、一定のランダム時間のうち、認証要求信号である Register request を送信する。この時、Register request 信号は CMA によるフィルタ係数の最適化に十分なプリアンブル長を有するものとする。認証 ONU の管理、および、DBA 処理をする OLT の MAC (Media Access Control) 部は、受信した Register request 信号を元に各 ONU に認証 ID である LLID を付与する。この時、DSP 部は、ONU 毎に最適化したフィルタ係数を保持し、MAC 部にて LLID と対応付け保存する。以降の DBA 通信プロセスでは、DBA によってスケジューリングされた各 ONU のバースト信号の受信タイミングに合わせ、DSP の適応等化フィルタ部に保存したフィルタ係数を初期値として入力する。一度フィルタ係数を十分な反復計算により最適化することで、DBA プロセスにおいて ONU の送信するバースト信号のプリアンブル長は、PON ディスカバリにおいて付与されるプリアンブル長よりも大幅に短い値に設定できる。

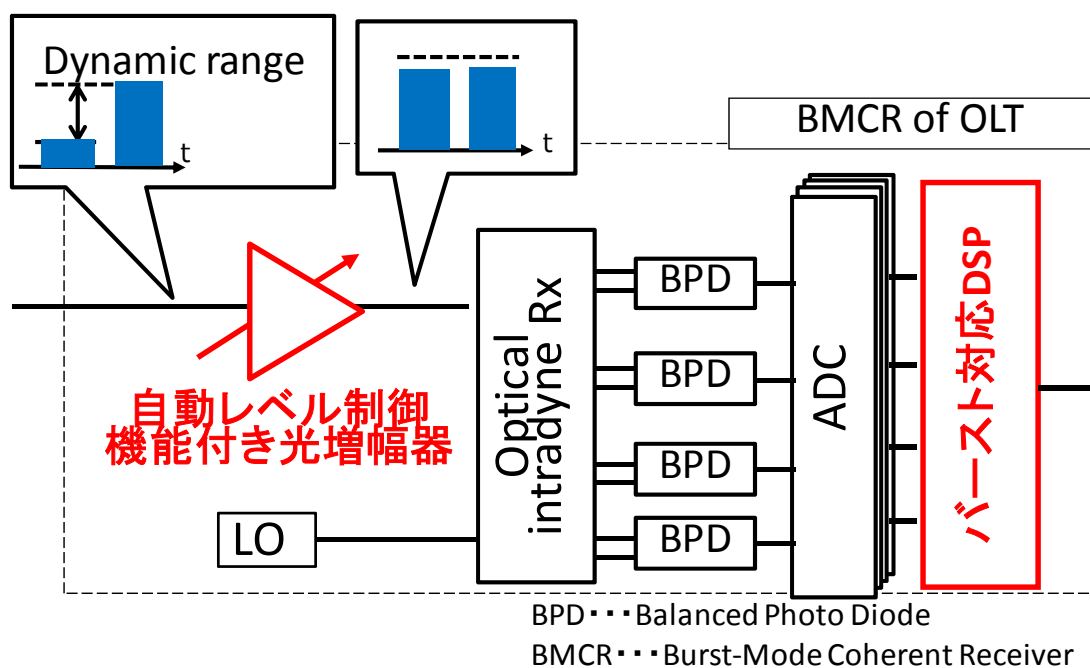
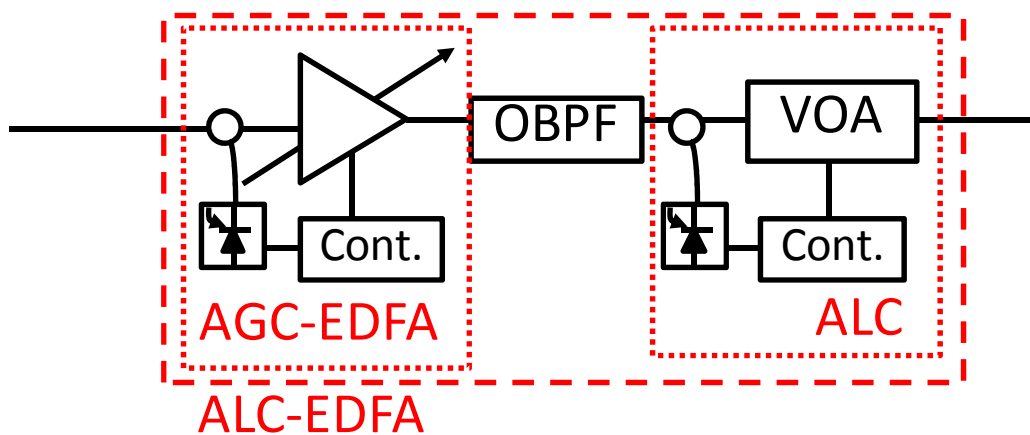
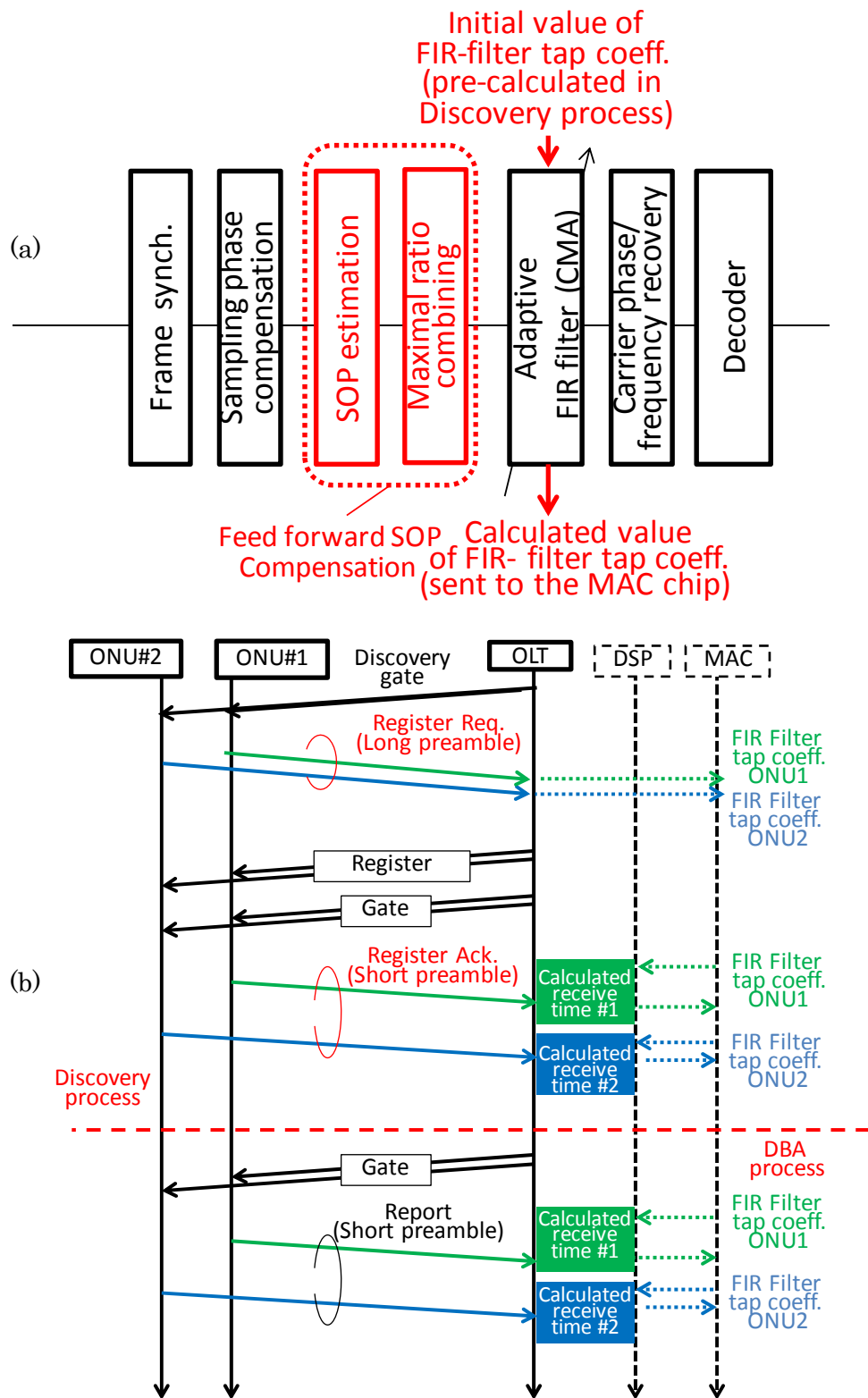


図 2-5 提案するデジタルコヒーレント受信器



AGC: Automatic Gain Controlling
ALC: Automatic Level Controlling

図 2-6 自動レベル制御機能付き EDFA 構成図



©2018IEEE

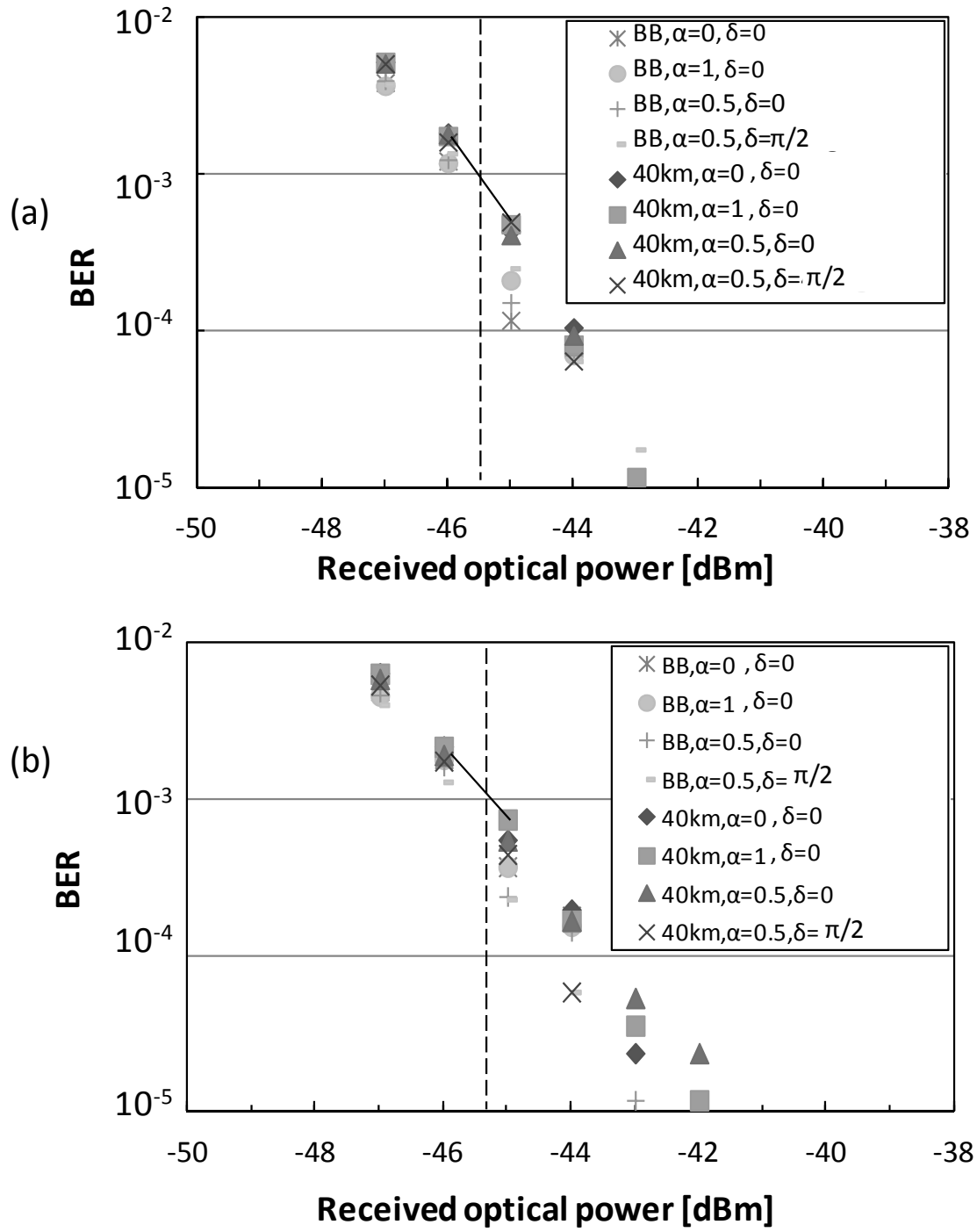
図 2-7(a)提案するデジタル信号処理回路構成、(b)PON ディスカバリにおける等化係数の学習

2-4-2 光伝送シミュレーションによる適用効果の評価

前項に記載の提案 DSP 回路構成について適用効果の評価するため、20Gbps の単一偏波変調された QPSK 信号 (SP-QPSK: Single Polarization QPSK) に対し、光伝送シミュレーションによって BER 特性を評価する。本計算で利用したパラメータは、後述の 40 km バースト伝送実験において用いた値と同じである。なお、本シミュレーションは VPIphotonics 社の光伝送シミュレーションソフトである VPItransmissionMaker™ Optical Systems を用い、連続光を送受信する構成にて計算した。図 2-8 に BER 計算結果を示す。図 2-8(a) は、従来の連続光用 DSP として CMA を用いて偏波合成・周波数特性を補償する構成を、図 2-8(b) は提案 DSP 構成を用いた場合の計算結果である。FEC (Forward Error Correction) の適用を想定し、 $BER=10^{-3}$ となる受信光強度をエラーフリー受信 ($BER=10^{-12}$ 以下) できる最小受信感度と定義する。ここでは、Back-to-Back と SMF40 km 伝送時において、直線偏波、および、円偏波となる 4 種類の偏波状態 ($(\alpha, \delta) = (0, 0), (1, 0), (0.5, 0), (0.5, \pi/2)$) の信号光を受信した場合を想定する。なお、双方の構成においてフィルタ係数を最適化後の BER を評価する。図に示す通り、提案 DSP を用いた場合、20Gbps の SP-QPSK 信号を 40km 伝送時においても -45.4dBm 以下の高感度受信ができることが分かる。また、連続光用 DSP と比較しても受信感度の劣化は見られなかった。

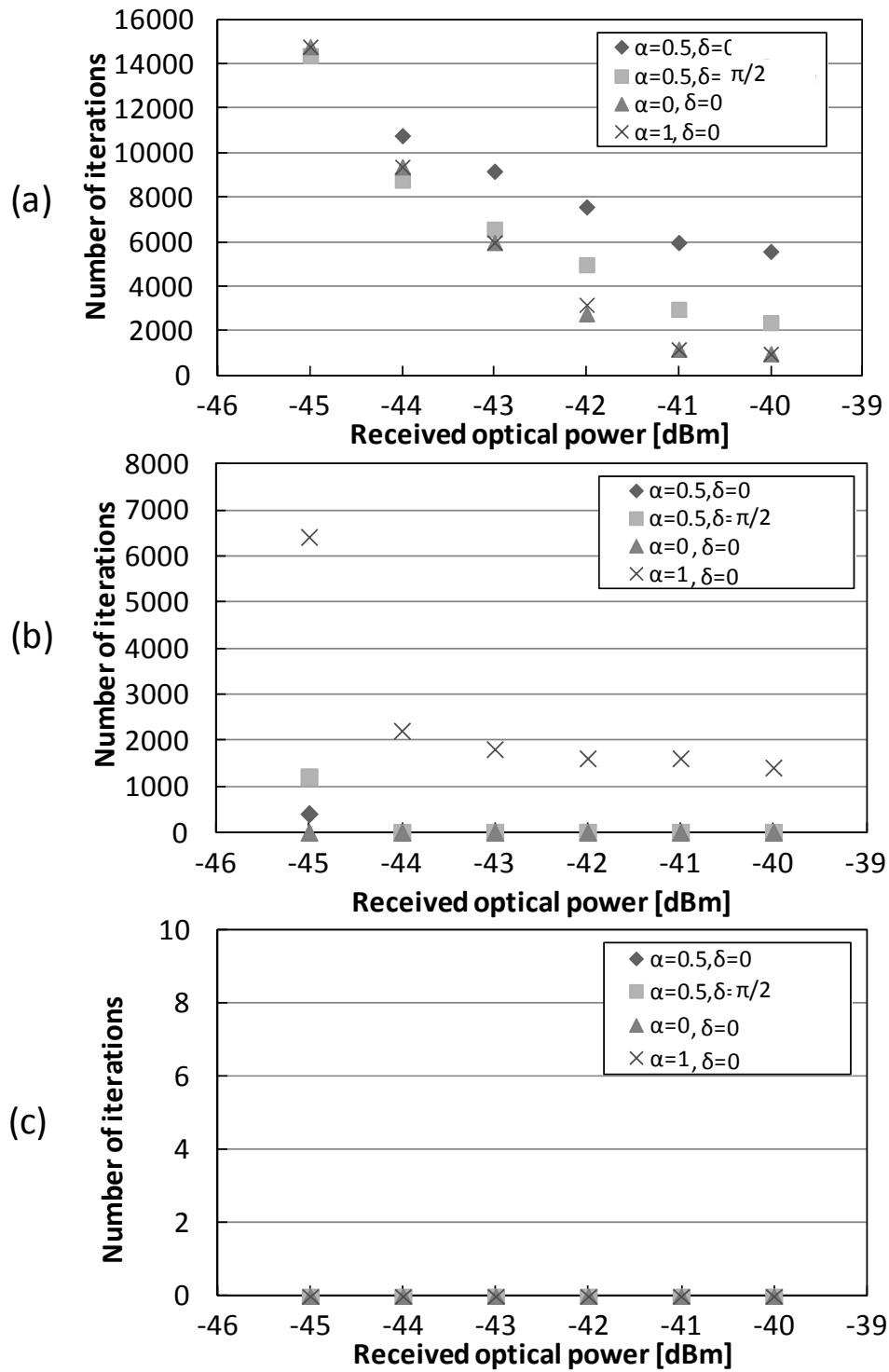
次に、フィルタ係数の最適化にかかる反復計算回数、すなわち収束時間を評価した。ここでは、40 km 伝送時において BER が 10^{-3} 以下となるまでに要する CMA の反復計算回数を導出した。図 2-9 に計算結果を示す。ここでは、図 2-9(a) では①従来の DSP と同様に CMA を用いて偏波合成・周波数特性の補償をする構成、図 2-9(b) では①において、事前計算したフィルタ係数を CMA の初期値として活用する構成、図 2-9(c) では③CMA の前段で偏波合成し、事前計算したフィルタ係数を CMA の初期値として活用する構成 (提案 DSP) の 3 パターンについて計算した。構成②、③におけるフィルタ係数の事前計算は、全ての受信信号光強度に対して、受信偏波状態が $(\alpha, \delta) = (0, 0)$ の -45.0 dBm の信号受信に対して行い、最適化後のフィルタ係数を初期値として用いた。図 2-9(a) に示す通り、構成①では、受信信号強度の低下、すなわち、SNR の劣化とともに CMA の最適化に必要な反復計算回数は増える。-45.0 dBm の信号受信時には、14000 回を超える反復計算回数を要することが分かる。したがって、仮に DSP 回路の動作周波数を 625 MHz と仮定した場合、22.4 μ s もの長さのプリアンプを付与する必要がある。一方、構成②では、偏波状態が $(\alpha, \delta) = (0, 0), (0.5, 0), (0.5, \pi/2)$ の場合において反復計算回数が大幅に減少している。一方で、偏波が $(\alpha, \delta) = (1, 0)$ の信号を受信した場合、他の偏波状態に比べ非常に多い反復計算回数が要求される。特に -45.0 dBm の信号を受信時には 6000 回を超える (図 2-9(b) 参照)。これは、 $(\alpha, \delta) = (1, 0)$ の信号は、事前計算に用いた $(\alpha, \delta) = (0, 0)$ に直交する偏波状態であるため、フィルタ係数を再度最適化する必要があるためである。つまり、従来の CMA において、単純に事前計算した

フィルタ係数を活用しようとした場合、事前計算を行った受信信号の偏波状態と、受信バースト信号の偏波状態が異なる場合、フィルタ係数の再最適化が必要となることが分かった。一方、図 2-9(c)に示す通り、提案 DSP 回路では、全ての受信信号光強度、および、偏波状態において、反復計算をせずとも BER が 10^{-3} を下回る結果となった。結果より、提案するバースト対応 DSP では、偏波状態の推定/補償処理を CMA の前段で行うことにより、CMA の収束時間を劇的に削減できることが分かる。



©2018IEEE

図 2-8 BER 計算結果: (a)CMA を用いた従来 DSP 構成, (b)提案 DSP 構成



©2018IEEE

図 2-9 BER= 10^{-3} 以下で受信するために必要な CMA の反復計算回数の計算結果:
 (a)CMA を利用した従来 DSP 構成、(b)CMA を利用した従来 DSP において事前計算したフィルタ係数を初期値とした場合、 (c)提案する DSP 構成の場合

2-5 40km 伝送実験による提案構成の検証

提案バーストコヒーレント受信器の受信ダイナミックレンジ、および、バースト信号への応答性をバースト伝送実験により評価する。

2-5-1 実験構成

図 2-10 にバースト伝送実験構成を示す。ONU 側では、2 台のバースト送信器を配置し、一方を測定用、一方をダミー信号の送信用に用いる。各バースト送信器は、DFB レーザ、LN (LiNbO₃) -IQ 変調器、バースト変調用の AOM (Acousto Optical Modulator) で構成される。各バースト送信器の信号波長は 1552.68 nm、信号光の線幅は 100 kHz である。任意波形発生器 (AWG: Arbitral waveforms generator) にて生成された I、および、Q 信号により変調器を動作させ、信号光を SP-QPSK 変調する。AWG の DAC のサンプリングレートは 10 GSamples/s とした。各バースト送信器の送信タイミングは、AWG と同期した信号発生器 (FG: Function Generator) の生成する Enable signal によって AOM を光シャッターとして動作させることで制御し、信号光をバーストフレーム変調する (図 2-10 参照)。従来の PON システムでは、一般的に直接変調 LD のバイアス電流を制御することでバースト信号を生成した。このバイアス電流の急激な変動、および、これを起因として生じる LD の温度変化に伴い、LD の中心周波数は数十 GHz 単位で 100 μ s 程度の過渡応答時間にわたり変動する[26]。本現象は、波長ドリフトと称される。信号光と LO 光の波長差を DSP のみで補償しようとする、このような大幅な波長変動に追従することは難しい。したがって、直接変調 LD が定常状態となり、中心周波数が DSP で処理できる信号光周波数の範囲に収まるまで正しく信号受信ができない。ペイロードを損なうことなく信号を受信するためには、波長ドリフトによる中心波長の変動時間より長いプリアンプル長を設定する必要がある。しかし、前述の通り 100 μ s にも及ぶプリアンプル長は、PON システムの帯域利用効率を大幅に下げるため、許容できない。一方、本実験で用いた外部変調器によりバーストフレーム変調をする構成では、LD のバイアス電流を一定値で印加し続けるため、波長ドリフトの問題を回避できる。一方、直接変調 LD と比較し、ONU のコスト増が懸念される。本章では、バースト変調器として AOM を利用しているが、単に提案方式の有用性を確かめる PoC (Proof of Concept) のための構成であり、将来的には、高い経済性が期待される半導体光増幅器を用いた構成などが考えられる[27]。また、SP-QPSK 変調に用いた LN-IQ 外部変調器に関しても同様に、経済性の高いリン化インジウム (InP) や、シリコン (Si) を材料としたマッハツェンダ (MZ) 変調器を用いることで、直接変調 LD に対するコスト増分を許容可能な範囲に抑えることが期待される[28],[29]。

OLT 側のバースト受信器は、ALC-EDFA、偏波ダイバーシティコヒーレント受信器、DFB-LD、リアルタイムオシロスコープで構成される。EDFA の NF は 5dB、DFB-LD の出力、および、線幅はそれぞれ +6 dBm、100 kHz である。波長は、信号光と同様に 1552.68 nm とし、信号光との波長差はおおよそ 50 MHz 以内となるよう調整している。

受信信号は 50 GSamples/s で動作するリアルタイムオシロスコープにてAD変換したのち、オフライン DSP 回路にて処理する。なお、シンボルレートが 10 GS/s のため、5 倍オーバーサンプルしており、AD 変換にともなうエイリアシングの影響は少ない。リアルタイムオシロスコープの垂直分解能は 8 bit である。なお、実用化をする上では、経済化のため、サンプリングレート、垂直分解能数ともにより低い ADC を用いることが想定される。オフライン DSP 回路は、図 2-7(a)に示した提案構成を用いており、バーストフレームの検知回路、サンプリング位相回路、偏波推定/補償回路、CMA を用いた適応等化フィルタ回路、位相補償回路、デコード回路を有する。処理の簡略化のため、周波数オフセット補償回路は具備していない。バースト信号のフレーム検出機能として、プリアンプルに配置した既知の信号系列に対する中央相互相関を取る手法を用いている[24]。偏波推定機能では、129 シンボルのウィンドウサイズにて平均化を行う。キャリア位相補償機能では、4 乗法[7]を用い、平均化数は 33 シンボルである。適応等化フィルタとして用いる FIR フィルタのタップ数は 15 とした。これは、1.5 μm 帯の光信号を 40 km 伝送時に生じる波長分散量を十分に補正できるタップ長である。CMA のステップサイズパラメータは 0.001 とし、DSP 回路の動作周波数、すなわち、CMA の更新周期は、ASIC (Application-Specific Integrated Circuits) の一般的な動作周波数である 625MHz を想定する[25]。図 2-11 に本実験で使用するバーストフレーム構成を示す。プリアンプル、ペイロード、エンドオブバーストの長さはそれぞれ 1.3 μs , 8.1 μs , 0.2 μs である。なお、バーストフレームの伝送間隔であるガードタイムは 400ns である。プリアンプルは、161,954 bit の 15 段の PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) 信号で構成される。

2-5-2 実験結果

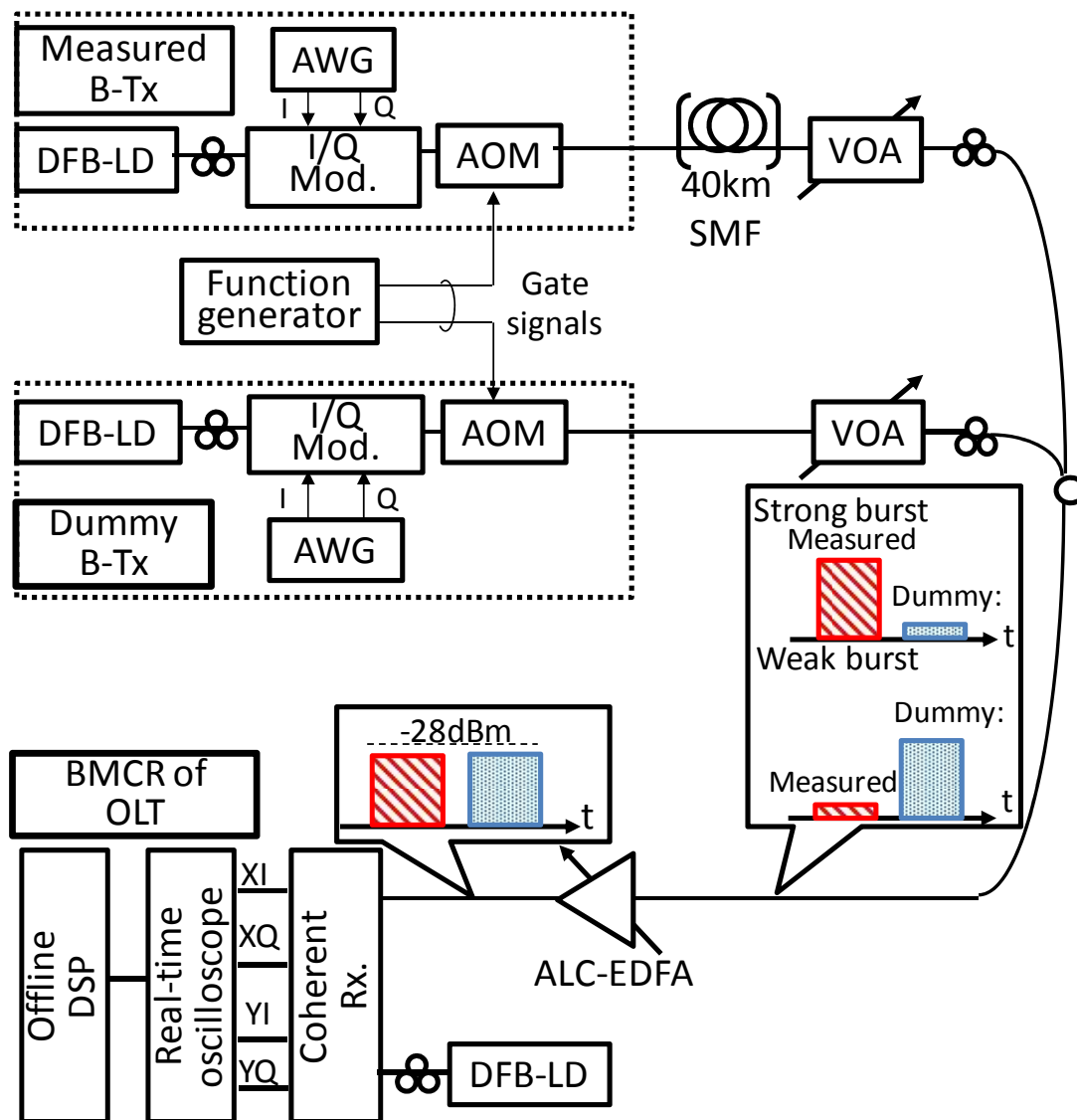
図 2-12 に ALC-EDFA の入出力点における受信信号波形を示す。偏波状態(α, δ) = (0, 0)である。QPSK 変調時は In-Phase、および、Quadrature-Phase とともに信号振幅が同じため、ここでは I 軸で取得した信号波形のみ記載する。図より、ALC-EDFA を適用することで、-23.0 dBm の強バースト信号と-44.0 dBm の弱バースト信号を交互に受信した場合であっても、双方の信号を一定振幅で ADC に入力できていることが分かる。したがって、バースト信号の強弱によって生じる量子化雑音の影響を低減できる。

ALC-EDFA の応答時間は、前述の通り 50 ns 以下を達成した。

次に、ALC-EDFA を適用することによる受信ダイナミックレンジの拡大効果を評価するため、図 2-13 に AGC-EDFA を前置増幅器として用いた場合、図 2-14 に提案構成の BER 測定結果を示す。バースト信号受信時特性を評価する場合、受信器の応答性を確認するため、その受信器における最大、および、最小の入力信号強度となる強弱のバースト信号を入力し、測定する方式が一般的である。各構成における測定信号光、および、ダミー信号光の信号光強度設定は図中に記載の通りである。ここでは、偏波状態として $\alpha=1, 0, 0.5$ となる条件で測定した。なお、 $\alpha=0.5$ の測定をする際の偏波間の位相

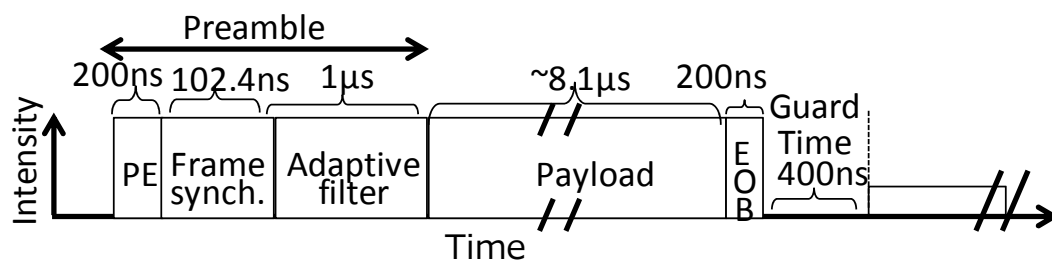
差 δ は任意の値を取る。結果より、全ての偏波状態において、各構成で -43.5 dBm 以下の高感度受信を達成した。一方、AGC-EDFA を用いた構成では、偏波状態が X- ($\alpha=1$) or Y- ($\alpha=0$) 偏波となった時に、強バースト信号受信時の BER 特性が劣化していることが分かる。これは、強バースト信号を AGC-EDFA で線形増幅することで、コヒーレント受信器の TIA の増幅利得が飽和してしまい、非線形増幅による波形劣化が生じているためである。結果として、受信ダイナミックレンジは 15.6 dB に制限される。一方、ALC-EDFA を用いた場合、-23 dBm の強バースト信号受信時においても BER 特性は劣化しない。加えて、偏波状態によらず -44.7 dBm 以下の弱バースト信号を高感度受信した。結果として、ALC-EDFA を前置光増幅器として用いることで、21.7 dB の広ダイナミックレンジを達成した。達成した入力信号レンジは、表 2-1 において想定した 512 分岐、40 km 伝送を実現する長延・超多分岐 PON システムの入力信号レンジを満足し、かつ、計算した最小受信感度に対して 2.2 dB のマージンを有する。

図 2-15 に、40 km 伝送した -44.0 dBm のバースト信号受信時における CMA の反復計算回数と BER 特性の関係を示す。比較のため事前計算したフィルタ係数を初期値として用いない場合、初期値として用いる場合の結果を記載する。なお、前者は、ディスクバリプロセスにおける信号受信に相当する。結果より、事前計算したフィルタ係数を利用しない場合は 2100 回の反復計算を要するのに対し、提案構成では、光伝送シミュレーションによる結果と同様に反復計算をせずとも $BER=10^{-3}$ を得ることができる。したがって、提案 DSP では従来の PON システムにおいて規定されたプリアンブル長の最大値（おおよそ 1 μ s）よりも短いプリアンブル長のバースト信号を受信できる。一方、PON ディスカバリプロセスにおける CMA の収束時間に懸念が残る。今回の結果では、-44.0 dBm の信号受信時において、CMA の最適化に 2100 回の反復計算を要した。CMA の更新周期として ASIC の動作周波数である 625 MHz を考慮すると、3.36 μ s のプリアンブル長を付与する必要がある。これは、従来 PON の規定値の 3 倍ほどとなる。この、PON ディスカバリプロセスにおけるプリアンブル長の増大は、Register request 信号の衝突確率を増大させる。すなわち、OLT の再起動時等、複数の ONU が同時に接続要求をする状況下において、スムーズな ONU 認証を阻害する可能性がある。



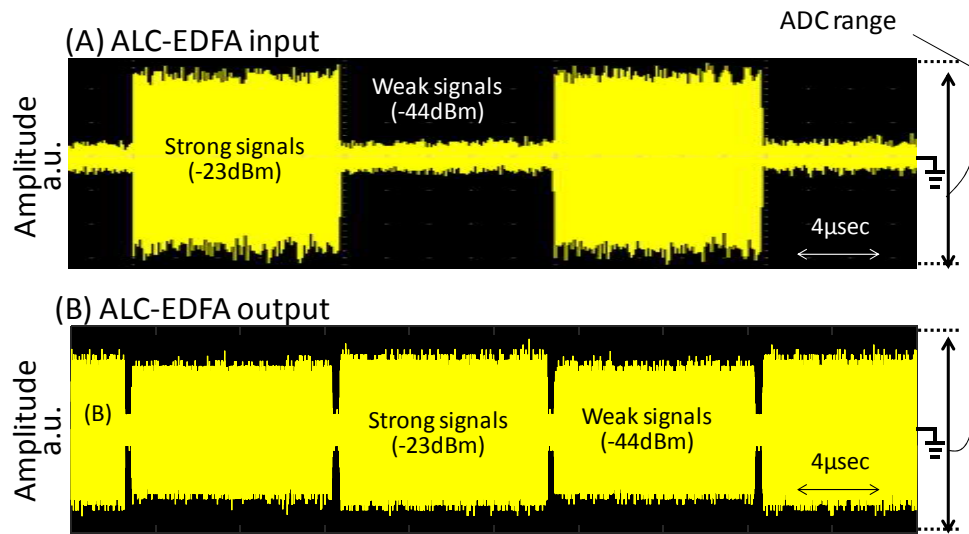
©2018IEEE

図 2-10 40km 伝送実験構成



©2018IEEE

図 2-11 バーストフレーム構成



©2018IEEE

図 2-12 受信信号波形

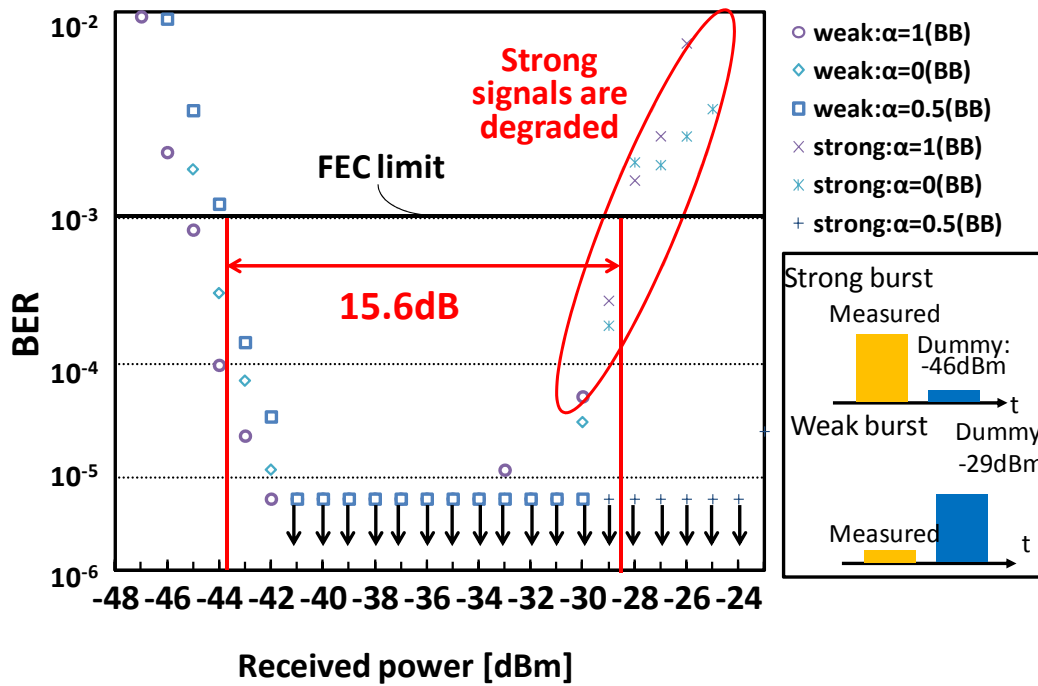
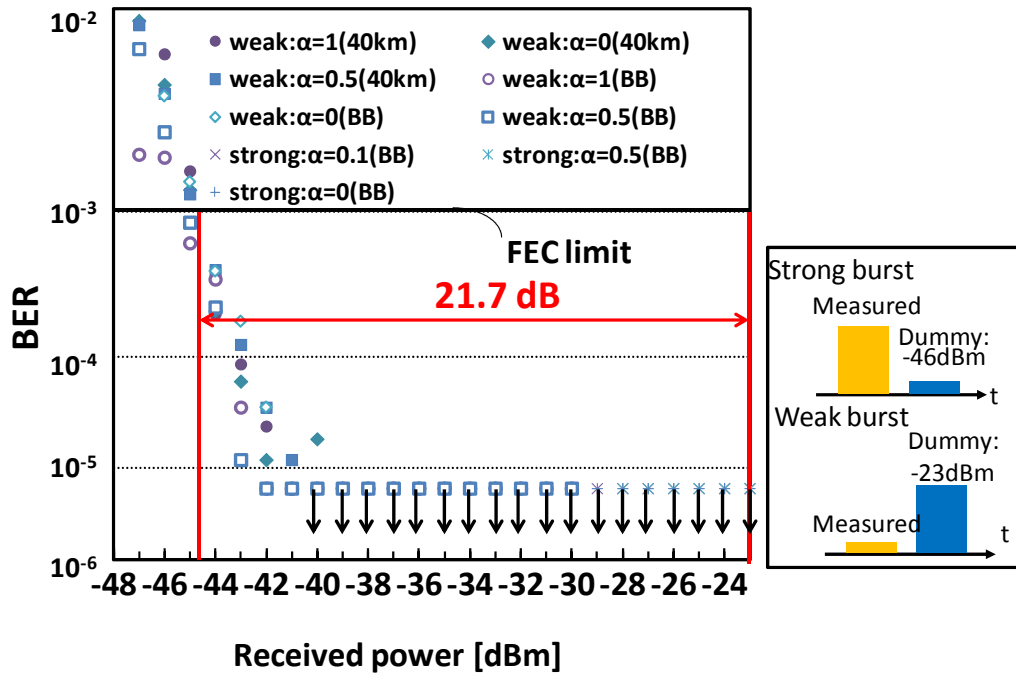
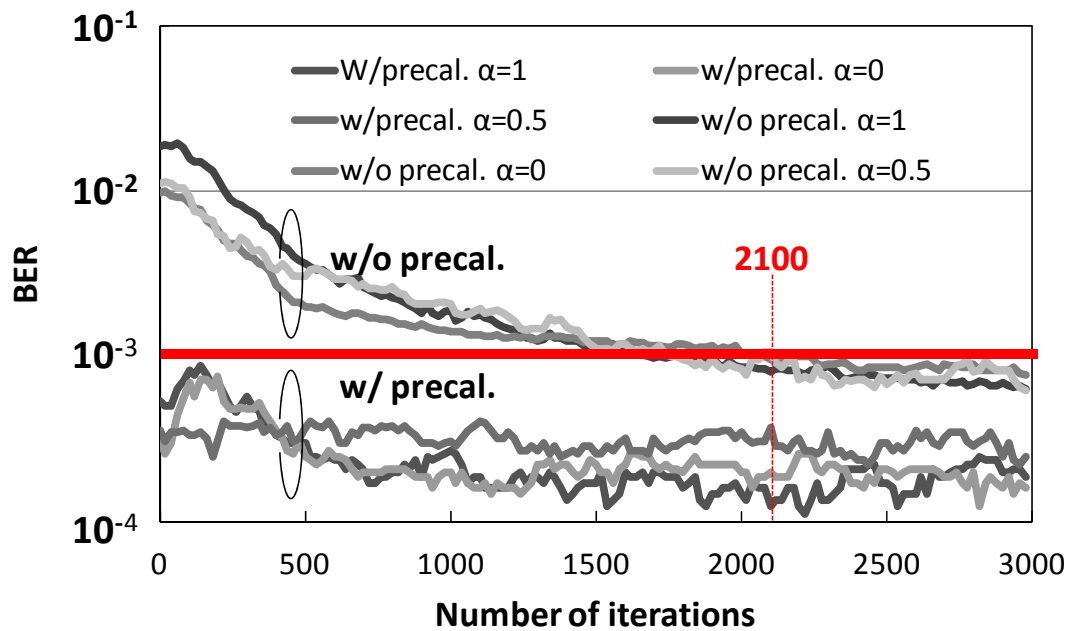


図 2-13 BER 測定結果 (w/o ALC-EDFA)



©2018IEEE

図 2-14 BER 特性 (w/ ALC-EDFA)



©2018IEEE

図 2-15 CMA の反復計算回数に対する BER 特性

2-6 多分岐化にともなうディスカバリ時の信号衝突確率増加に関する評価

前節にて、提案バースト対応 DSP により、PON の DBA プロセスにおける CMA の反復計算回数を大幅に削減できることを示した。一方、フィルタ係数の最適化が必要となる初期通信、PON ディスカバリプロセスでは、従来 PON システムで規定されるプリアンブル長よりも 3 倍程度長いプリアンブルが必要になる。このプリアンブル長の増加は、OLT がランダムな時間タイミングにて各 ONU の送信する信号を受信する PON ディスカバリプロセスにおいて、信号衝突確率の増加を引き起こす懸念がある。これは、PON の分岐数が増えるほど顕著になるものと想定される。本節では、モンテカルロシミュレーションにより、PON ディスカバリにおいて、接続される全ての ONU が初期認証されるまでの PON ディスカバリプロセス数をモンテカルロシミュレーションにより評価する。

2-6-1 モンテカルロシミュレーションによる PON ディスカバリプロセスの評価

図 2-16 に EPON の PON ディスカバリプロセスの OLT、および、ONU の動作を示す。前節にて述べたとおり、PON ディスカバリでは未認証の ONU を探索するため、まず OLT が Discovery gate 信号を下り信号でブロードキャストする。同時に、OLT は、ONU が送信する Register request 信号を受信するための時間枠を設定する。この時間枠を Discovery window と称する。各 ONU は Discovery gate 信号の受信後、それぞれ任意のランダム時間待機したのち、Register request 信号を送信する。これは、未認証の ONU は OLT から上り信号の送信タイミングを割り当てられていないため、Discovery gate 信号を受信後すぐに上り信号を送信すると、OLT からおよそ同一の距離に存在する ONU 同士の信号が衝突してしまうためである。ここでは、このランダム遅延時間の最大値と、Register request 信号長である R の合計を Discovery slot と称する。OLT は、Discovery window 内で正常受信した Register request 信号の送信 ONU を認証する。この時、OLT は、未認証の ONU が OLT からどのような距離に存在するかを把握していないため、式(2-7)に示す通り、Discovery window 長 W は、ディスカバリスロット長 R と、最小・最大のラウンドトリップタイム (RTT: Round Trip Time) の差を加算したものよりも長く設定する必要がある。

$$W \geq R + (\max RTT - \min RTT) \quad (2-7)$$

例えば、0 km から 40 km の位置に存在する ONU を収容する PON システムの最小 RTT と最大 RTT はそれぞれ 0, 400 μ s である。

初期認証時は各 ONU の送信タイミングは同期されていないため、未認証の ONU が複数存在した場合、上り信号が衝突する場合がある。図 2-17 に、PON ディスカバリプロセスにおける Register request 信号の衝突発生例を示す。ここでは簡単のため、8 台の未認証 ONU が同時に認証要求する場合を想定する。PON ディスカバリプロセスは、DBA 通信プロセスの間に一定周期で繰り返し実施される。図に示す通り、最初の PON

ディスカバリプロセス (Phase#1) では、6 台の送信する Register request 信号がそれぞれ同じタイミングで OLT に到達しており、衝突が発生している。OLT は衝突した信号を受信できないため、正常受信された 2 台の ONU のみ認証される。一定時間後に実施される次の PON ディスカバリプロセスで (Phase#2) では、Phase#1 にて認証されなかった 6 台の ONU が再度 Register request 信号を送信する。6 台の送信信号のうち、4 台の信号が衝突しているため、残りの 2 台が OLT に認証される。残りの 4 台は、同時認証される ONU 台数が少なくなり、信号の衝突確率が下ったため、さらに次の PON ディスカバリプロセス (Phase#3) において認証される。Discovery window 長が固定の場合、この信号同士の衝突確率は、Register request 信号長 R や同時に認証要求する未認証 ONU 数の増加に比例して上昇する。したがって、従来よりも収容 ONU 数の増加が期待される多分岐化 PON に提案 DSP を適用した場合、前節で指摘した PON ディスカバリプロセスにおけるプリアンプル長の増加による衝突確率の増加が懸念される。結果として、従来の PON システムに比べ、全ての ONU の認証に要する時間が大幅に増加する恐れがある。これまでに、認証 ONU 数に対し、伝送効率を最大化する Discovery slot 長の検討は報告されている[30],[31]。しかし、全ての ONU を認証するまでに必要な PON ディスカバリプロセス数に関する詳細な議論はなされていない。そこで、本研究では、モンテカルロシミュレーションによる数値計算により、全ての ONU を認証するまでに必要な PON ディスカバリプロセス数を検討する。ここでは、最悪条件として、全ての ONU が同時に認証要求するものとする。なお、通常利用時に全ての ONU が同時接続するようなケースは発生することは考えにくい。しかし、停電からの復旧や、OLT の再起動等 PON システムの保守者のメンテナンス作業時においては起こり得る。

数値シミュレーションは以下のステップで行われる。

STEP1: CO から 40 km までの範囲における各 ONU の分布を乱数で生成

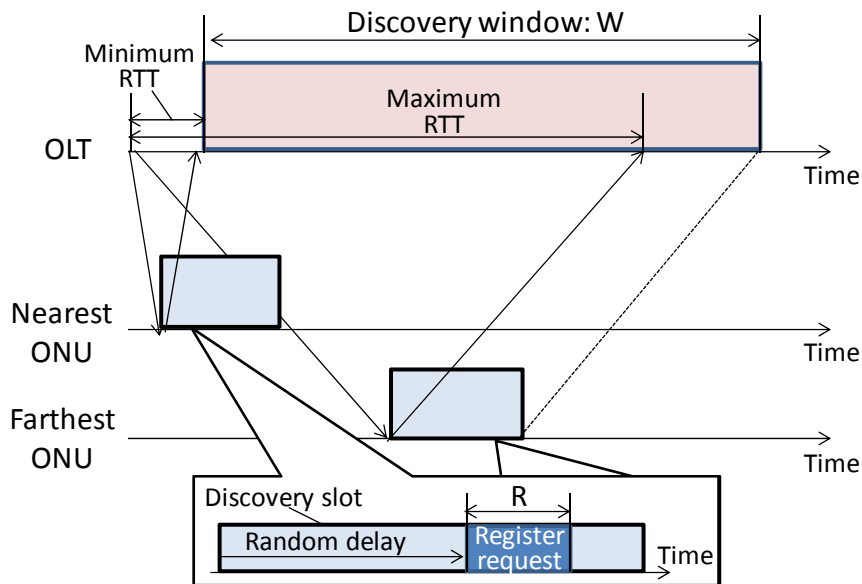
STEP2: ONU 毎のランダム遅延を乱数で生成、OLT-ONU の距離から OLT がディスカバリ信号送出後、OLT が Register request 信号を受信する時間を計算。

STEP3: 各 ONU の送信する Register request 信号の到着時間から信号が衝突せずに到着した ONU を認証

STEP4: 全ての ONU が認証されるまで、STEP2、および、3 を繰り返す。

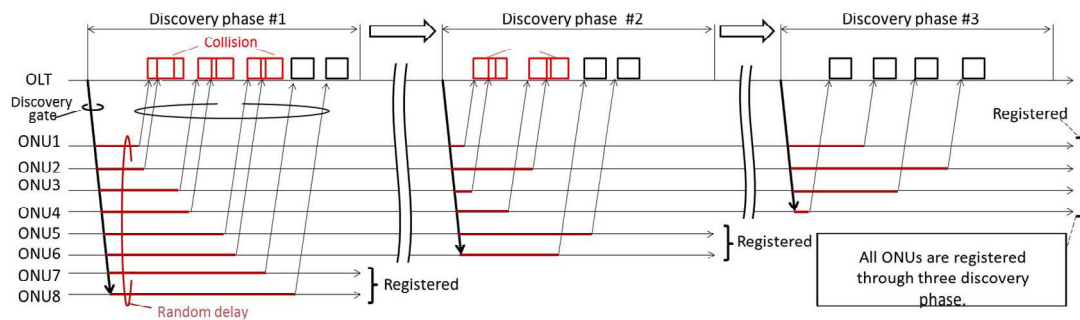
図 2-18 に本計算で使用した ONU の分布例を示す。ここでは、ONU が CO に対し 0~40km までの範囲において、中央値が 20km の正規分布に従って存在する状況を仮定する。ONU の分布は上記の 4 ステップを繰り返すタイミングで、各 ONU のランダム遅延量は STEP2、および、3 を繰り返すタイミングにおいて再生成する。ここでは、(A)IEEE802.3ah にて規定される従来の PON システムの一般的な値と(B)前節の提案 DSP を用いた伝送実験結果から導出した値における Register request 信号長 R に対し比較検討する。(A) では、バースト信号光の立ち上がり/立ち下がり時間として、そ

れぞれ 512ns、バースト受信器の AGC 機能の応答時間、および、クロックデータリカバリの応答時間としてそれぞれ 400 ns を有する[31]。(B)では、立ち上がり/立ち下がり時間、および、ALC-EDFA の応答時間として、(A) と同等の 512 ns、および、400 ns を有するものとする。差異として、クロックデータリカバリの応答時間を有する代わりに、CMA の収束時間として 3.36 μ s を有する。(A)、および、(B) における Register request 信号長 R は、それぞれ 1.824 μ s、4.784 μ s とした。なお、それぞれの構成において、想定する伝送速度が異なることから、簡単のため、本計算においては Register request 信号のペイロード長は考慮しない。



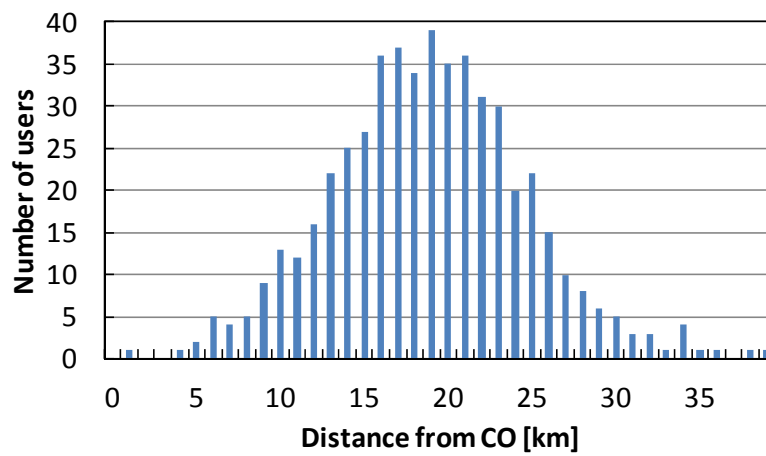
©2018IEEE

図 2-16 PON ディスカバリプロセスの各種待機時間



©2018IEEE

図 2-17 PON ディスカバリにおける認証信号の衝突

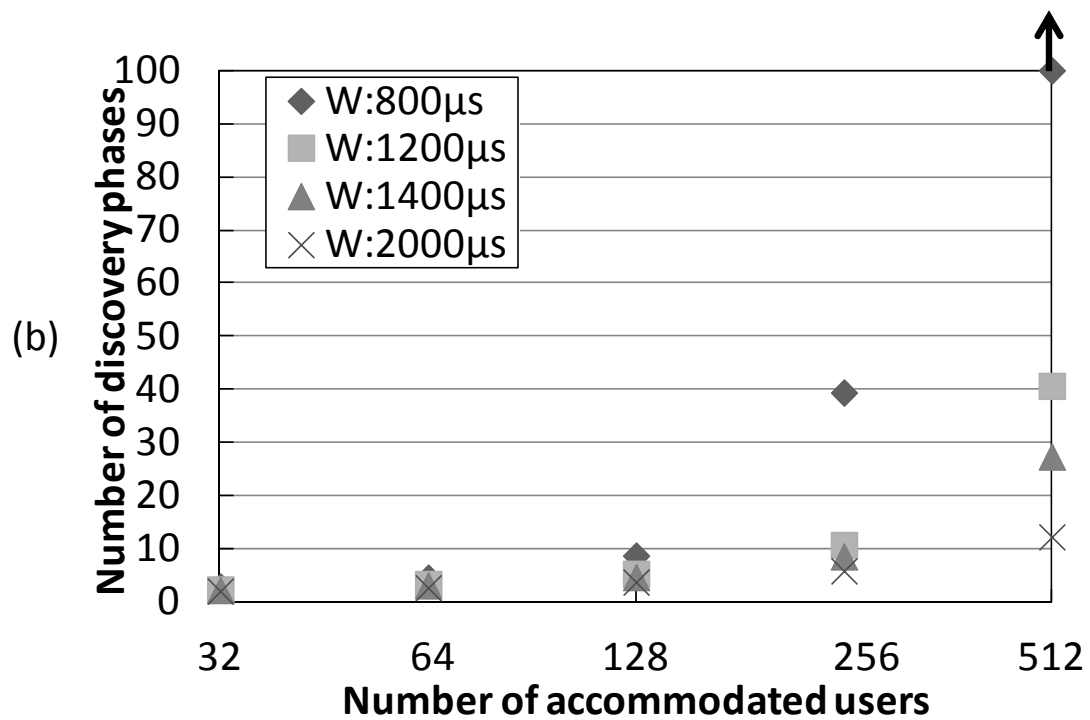
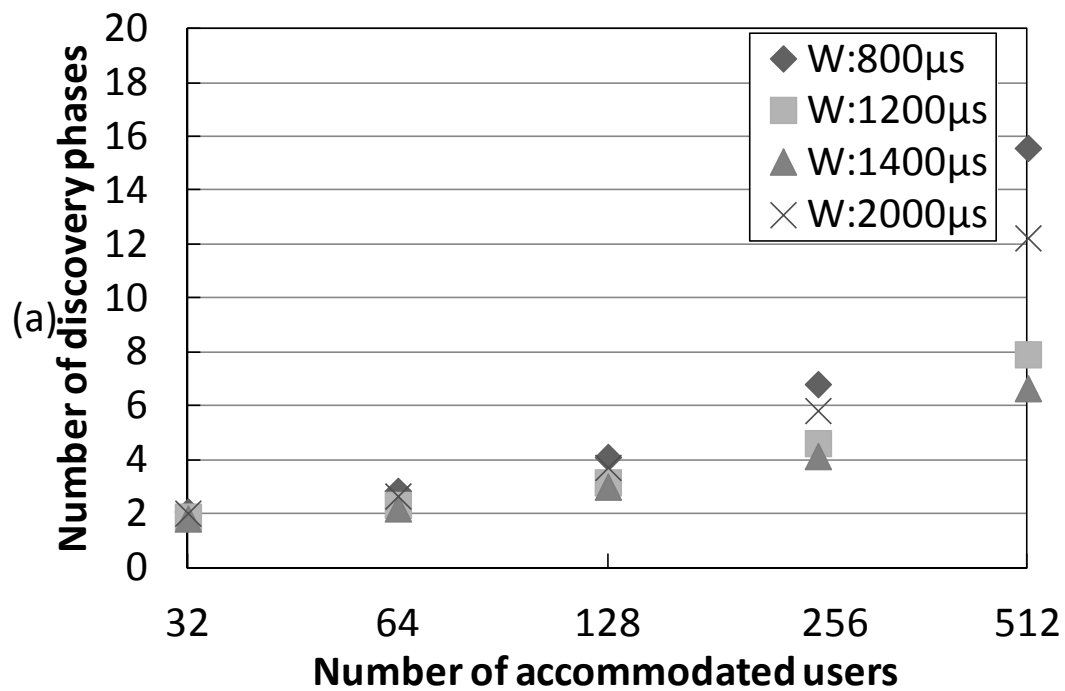


©2018IEEE

図 2-18 シミュレーションにおける 512 ユーザ収容時の ONU 分布例

2-6-2 解析結果

図 2-19 にシミュレーション結果を示す。本数値シミュレーションでは STEP1~4 を 10,000 回反復計算し、全ての ONU が認証されるまでに必要な PON ディスカバリプロセス数の平均値を導出した。複数の Discovery window 長 ($W=800\ \mu\text{s}$, $1200\ \mu\text{s}$, $1400\ \mu\text{s}$, $2000\ \mu\text{s}$) における PON ディスカバリプロセス数を OLT の収容 ONU 数毎に評価した。図 2-19 (a) に示す通り、構成 (A) では最大 512 台の ONU が同時に初期認証要求した場合でも、全ての ONU の認証に必要な PON ディスカバリプロセス回数は 20 回以内に収まる。一方、提案 DSP を用いた場合 (B) では、最大 512 台の ONU を収容したとすると、Discovery window 長 W を $800\ \mu\text{s}$ とした時に 100 回以上の PON ディスカバリプロセスを要する。これは、プリアンブル長の増加に起因する衝突確率の増加に対し、適切な Discovery window 長を設定できていないためである。一方、 W を $1200\ \mu\text{s}$ 以上に設定することで、PON ディスカバリプロセス数を 40 回に低減できる。これは、PON ディスカバリ周期を仮に 1 秒間隔とすると、40 秒で 512 台全ての ONU を初期認証できることを意味する。この値は、OLT の再起動にかかる待ち時間として許容可能な範囲であると思われる。したがって、512 ユーザを収容する超多分岐 PON に提案 DSP を適用した場合でも、PON ディスカバリにおけるプリアンブル長の増大による影響は、運用上許容範囲であると想定される。



©2018IEEE

図 2-19 全ての ONU の認証に必要な PON ディスカバリ数 : (a)従来 PON のプリアンブル長を用いた場合、(b)提案構成で想定されるプリアンブル長を用いた場合

2-7 おわりに

将来の高速 PON システムにおける抜本的なリンクバジェットの改善を目指し、本章では、PON の上り通信へのデジタルコヒーレント受信技術の適用を検討した。バースト信号となる PON の上り通信に適用するため、バースト信号対応コヒーレント受信器構成とバースト対応 DSP の提案をした。提案構成では、課題となる上り信号のレベル差を吸収するため、自動レベル制御機能付き光ファイバ増幅器を OLT の前置増幅器として用いる。また、バースト信号毎に異なる信号特性を高い応答性で補償するため、DSP において従来の CMA から偏波補償機能を分離し、FF 制御にて CMA 前段にて偏波合成をすること、および、CMA において PON ディスカバリプロセスにおいて事前計算したフィルタ係数を初期値として用いることを提案した。20 Gbps SP-QPSK 信号の 40km バースト伝送実験における BER 特性の評価により、提案構成では、従来の PON システムと同等であるわずか $1.3 \mu\text{s}$ のプリアンブル長を用いた場合においても -44.7 dBm の高感度受信が達成できることを示した。また、 21.7 dB の広受信ダイナミックレンジを達成した。これらの値は、 $40 \text{ km} \cdot 512$ 分岐の PON システムに要求される入力レンジを満足する。一方、提案 DSP 回路では、CMA のフィルタ係数の最適化を実施する PON ディスカバリプロセスにおいて、必要なプリアンブル長が増加し、結果として ONU の送信する認証信号の衝突確率が増大するという懸念があった。これに対し、モンテカルロ法による数値シミュレーションによって、512 ユーザが同時に認証要求した場合においても、40 秒程度で全ての ONU を認証し終わることを示した。したがって、提案バースト受信構成により、長延/多分岐 PON を実現し得ると考えられる。

2-8 参考文献

- [1] M. Fujiwara, R. Koma, K. I. Suzuki and A. Otaka, "Bidirectional EDFAs That Support E2-Class Power Budget of TWDM-PON Without Using Gain-Clamped Light Source," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 8, pp. 1997-2004, Apr. 2016.
- [2] R. Bonk, H. Schmuck, W. Poehlmann, T. Pfeiffer, "Beneficial OLT transmitter and receiver concepts for NG-PON2 using semiconductor optical amplifier," in *Proc. OFC 2014, San Francisco, CA, USA 2014*, Paper W1D.5.
- [3] 鈴木 扇太, 他, "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, 2012.
- [4] C. R. Doerr et al., "Monolithic Polarization and Phase Diversity Coherent Receiver in Silicon," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 520-525, Feb.15, 2010.
- [5] C. R. Doerr et al., "Monolithic InP Dual-Polarization and Dual-Quadrature Coherent Receiver," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 23, no. 11, pp. 694-696, June1, 2011.
- [6] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. R. Doerr, M. Magarini and L. L. Buhl, "Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 547-556, Feb.15, 2010.
- [7] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, Jan. 2016.
- [8] E. Wong, "Next-Generation Broadband Access Networks and Technologies," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 4, pp. 597-608, Feb.15, 2012.
- [9] D. Lavery, R. Maher, D. S. Millar, B. C. Thomsen, P. Bayvel and S. J. Savory, "Digital Coherent Receivers for Long-Reach Optical Access Networks," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 4, pp. 609-620, Feb.15, 2013.
- [10] D. Qian, E. Mateo, and M. F. Huang, "A 105km reach fully passive 10G-PON using a novel digital OLT," in *Proc. ECOC2012, Amsterdam, Sweden, 2012*, Paper Tu.1.B.2.
- [11] I. N. Cano et al., "10 Gbit/s phase time diversity directly modulated DFB with single-PD intradyne receiver for coherent WDM-PON", in *Proc. ECOC2012, W. 4. Pl. SC7. 74*, 2016.
- [12] R. P. Davey, D. Grossman, M. Wiech, D. Payne, D. Nasset, A. Kelly, A. Rafel, S. Appathurai, and S. Yang, "Long-reach passive optical networks," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 27, No. 3, pp. 273-291, Feb. 2009.

- [13] B. C. Thomsen, R. Maher, D. S. Millar, and S. J. Savory, "Burst Mode Receiver for 112 Gb/s DP-QPSK with Parallel DSP," *Opt. Exp.*, Vol. 19, No. 26, pp. 770-776, 2011.
- [14] R. Maher, D. S. Millar, S. J. Savory, and B. C. Thomsen, "Widely Tunable Burst Mode Digital Coherent Receiver With Fast Reconfiguration Time for 112 Gb/s DP-QPSK WDM Networks", *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 30, No. 24, pp. 3924-3930, Jun. 2012.
- [15] F. Vacondio, C. Simonneau, A. Voicila, E. Dutisseuil, J.-M. Tanguy, J.-C. Antona, G. Charlet, and S. Bigo, "Real-time implementation of packet-by-packet polarization demultiplexing in a 28 Gb/s burst mode coherent receiver," in *Proc. OFC2012*, Los Angeles, CA, USA, 2012, Paper OM3H.6.
- [16] M. Li, N. Deng, Q. Xue, G. Gong, Z. Feng, and S. Cao, "A 100-Gb/s Real-time Burst-mode Coherent PDM-DQPSK Receiver," in *Proc. ECOC2013*, UK, 2013, Paper PD2.D.4.
- [17] P. Ossieur et al., "A 1.25-gb/s burst-mode receiver for GPON applications," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 5, pp. 1180-1189, May 2005.
- [18] K.-I. Suzuki, Y. Fukada, D. Nasset, and R. Davey, "Amplified gigabit PON systems," *OSA J. Opt. Netw.*, Vol. 6, No. 5, pp. 422-433, 2007.
- [19] F. Saliou, P. Chanclou, F. Laurent, N. Genay, J. Lazaro, F. Bonada, and J. Prat, "Reach extension strategies for passive optical networks," *OSA J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 1, No. 4, pp. C51-C60, Sep. 2009.
- [20] Kazuro Kikuchi, "Polarization-demultiplexing algorithm in the digital coherent receiver," 2008 Digest of the IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, Acapulco, 2008, pp. 101-102.
- [21] T. F. Portela and D. A. A. Mello, "Novel Non-Data-Aided Clock Recovery Method for DP-QPSK Systems With CMA Equalizers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 24, no. 19, pp. 1696-1699, Oct.1, 2012.
- [22] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of Sensitivity of the Digital Coherent Receiver," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 26, No. 13, pp. 1817-1822, Aug. 2008.
- [23] S. J. Savory, "Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 1164-1179, Sep. 2010.
- [24] M. Morelli, "Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 2, pp. 296-306, Feb. 2004.
- [25] R. Noé, S. Hoffmann, R. Peveling, T. Pfau, M. El-Darawy, and A. Al-Bermani, "Real-time implementation of digital coherent detection," in *Proc. ECOC 2009*,

Vienna, 2009, pp. 1-4.

- [26] T. Kawanaka, T. Ashida, S. Yoshima, M. Noda and K. Motoshima, "Experimental Investigation into Burst-Mode Wavelength Drift of a Mass-Produced 10 Gbit/s EML for TWDM-PON," in Proc. ECOC2017, Gothenburg, 2017, pp. 1-3.
- [27] 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," IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol. 10, no. 4, pp. 431-439, April 2018.
- [28] G. Letal, K. Prosyk, R. Millett, D. Macquistan, S. Paquet, O. Thibault-Maheu, J. Gagné, P. Fortin, R. Dowlathshahi, B. Rioux, T. SpringThorpe, M. Hisko, R. Ma, and I. Woods, "Low Loss InP C-Band IQ Modulator with 40GHz Bandwidth and 1.5V V_{Π} ," in Proc. OFC2015, Los Angeles, CA, USA, 2015, Paper Th4E.3.
- [29] K. Goi, H. Kusaka, A. Oka, K. Ogawa, T. Liow, X. Tu, P. G. Lo, and D. L. Kwong, "128-Gb/s DP-QPSK using low-loss monolithic silicon IQ modulator integrated with partial-rib polarization rotator," in Proc. OFC2014, San Francisco, CA, USA, 2014 Paper W1I.2.
- [30] Q. Cui, T. Ye, T. T. Lee, W. Guo and W. Hu, "Throughput and Efficiency of EPON Registration Protocol," IEEE/OSA J. Lightw. Technol., vol. 30, no. 21, pp. 3357-3366, Nov. 2012.
- [31] G. Kramer, Ethernet Passive Optical Networks, New York: McGraw-Hill, 2005.

第3章 デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの実時間検証

3-1 はじめに

第2章では、PON システムの長延/多分岐化を目的とし、デジタルコヒーレント受信技術を用いた上り信号受信方式を検討した。特に上り信号受信時の課題である、バースト信号への対応について、受信信号の強度差を自動レベル制御機能付き前置光ファイバ増幅器により吸収し、バースト信号毎に異なる周波数特性の補償は、事前計算した適用等化フィルタ係数を用いることにより短時間で処理する構成を提案した。40 km 伝送実験により、提案構成において、従来研究では実現されていなかった強度差のあるバースト信号に対し、512 分岐相当の PON システムに要求される入力信号レンジを満たすこと、通常の PON システムと同等の時間応答性でバースト受信できることを示した。一方、執り行われた伝送実験は、受信信号波形をリアルタイムオシロスコープを用いて保存し、別途デジタル信号処理を施すオフライン検証であったため、デジタル信号処理回路の実現可能性や、実時間でのデジタル信号処理の可否に対する検証は課題として残る。技術的に先行する長距離伝送系では、一部バースト対応 DSP の検討はされているが、オフライン実験での検討や、実時間での検証ではあるが信号の強度差を考慮していない等、検討の余地が十分にある[1]-[4]。

本章では、第2章で提案したバースト信号対応 DSP 構成のうち、基本機能であるバースト信号の検出機能と、適応等化フィルタによるフィルタ係数の最適化に関して、リアルタイムで信号処理を行う回路を FPGA により実装する。また、前章にて提案したバースト信号対応コヒーレント受信器について、より経済化を見込むことができる構成として、自動利得制御機能付き半導体光増幅器（AGC-SOA: Automatic-Gain Controlled Semiconductor Optical Amplifier）を前置光増幅器として用いる構成を検討する。本章で検討する構成は、将来の高速化 PON システムにおいて活用することを想定し、従来の PON システムをスムーズにマイグレーションするための上下通信方式、および、波長配置についても議論する。実装した FPGA と自動利得調整型半導体光増幅器バースト信号対応コヒーレント実時間検証により、一般的な PON システムで要求される入力信号レンジ（22 dB）で受信される 20 Gbps の SP-QPSK バースト信号をリアルタイムに復号し、受信できることを示す。

3-2 想定する将来の高速化 PON システム

これまでは、主に波長多重技術により複数世代の光ファイバ通信システムの同一光伝送網（ODN: Optical Distribution Network）上での共存が図られてきた。図 3-1 にこれまでに標準化が完了した PON システムの波長配置図を示す。記載の通り、波長分散による影響、ないしは、光伝送損失が低く、光部品の入手性が高い 1.3 μm 帯、および 1.5 μm 帯等などの光通信波長帯に空きは少なく、より広帯域の通信が想定される将来 PON システムの使用波長帯を新規に割り当てることは難しい。この課題に対し、下り

信号に関しては階層変調方式を適用することが提案されている[1],[6]。階層変調は、例えば star-8QAM (Quadrature Amplitude Modulation) の様な、振幅変調と、位相変調を併せた形式の変調方式を用いる。本方式を用いることで、振幅変調を受信する従来 ONU と、振幅、位相変調を受信する将来 ONU とが、同一下り波長で共存できる。一方で、上り通信方式は議論されていない。

図 3-2(a) に、想定する将来の高速化 PON システムで用いる波長配置案を示す。従来 PON システムの中でも、今後実用化が期待される TWDM 方式を用いた NG-PON2 を対象とする[1]。将来 PON システムを導入する上で、単純な共存だけでなく、スムーズなアップグレード、マイグレーションが要求される[8],[9]。一方で、前述のとおり、新規に割り当てることができる波長帯は少ない。そこで、高度な変調方式と、デジタルコヒーレント受信技術を活用することで、NG-PON2 に割り当てられている 1.5 μ m 帯を使用しながらも、波長当たりの伝送速度の向上と、従来 PON システムとの共存を図る。図 3-2(a)中に記載の通り、star-8QAM 方式では、信号光に対し、2-ASK の強度変調と QPSK 変調を同時に行う。このとき、2-ASK 信号の消光比 (High, Low の信号の強度差) を調節することで、TWDM-PON の ONU では、下り信号を従来方式と同様の単純な強度変調信号として受信できる。DSP を適用した将来 ONU (図中における DSP-ONU) は、下り信号に重畳された位相変調信号成分をイントラダイン受信することで、従来 ONU と DSP-ONU とが同一波長の信号を共有できる。なお、DSP-ONU は 2-ASK 信号と QPSK 信号を同時に受信することも可能である。下り通信のシンボルレートを 10 GS/s とすると、DSP-ONU は、位相変調成分のみを受信した場合、強度・位相変調信号成分を同時に受信した場合それぞれにおいて、20Gbps、および、30 Gbps の高速通信ができる。さらに、この高度な変調方式を用いると、TWDM-PON の ONU と、DSP-ONU は、同じ通信波長を用いて同一の OLT と通信できる。すなわち、将来 PON システムを導入する際に、新たな通信波長帯を用いることなく、TWDM-PON の下り波長帯であるわずか 7 nm の通信波長帯を将来の高速 DSP-ONU も共有できる。同時に、OLT の多様化を防ぐことができる。

一方、DSP-ONU の用いる上り通信の通信波長帯には、2 通りのオプションが考えられる。図 3-2 (b)、および、(c) にそれぞれの構成を示す。第一のオプションは、DSP-ONU と TWDM-ONU が 1524-1544 nm の波長帯でそれぞれ異なる通信波長を用いる場合である。図 3-2 (a)に示す通り、TWDM-PON の上り通信波長帯は 20 nm 確保されており、下り通信波長帯に比べやや余裕がある。これを利用し、波長スロット毎にシステムを分離する。この構成の場合、OLT は、TWDM-PON の上り信号を受信する従来の直接検波方式のバースト受信器 (DD-BMR: Direct Detection – Burst Mode Receiver) と、バースト対応コヒーレント受信器 (BMCR: Burst-Mode Coherent Receiver) の両方を持つ。第二のオプションは、下り通信と同様に DSP-ONU が TWDM-PON と同一の波長を利用する場合である。この場合、各システムの ONU の送信する上り信号は時

分割多重する必要があるが、OLT は単一のバースト対応コヒーレント受信器にて双方の信号を受信する。前者の構成では、DSP-ONU と TWDM-ONU を合わせ、下り通信波長数の 2 倍の波長数を上り通信で用いる。後者では、下り通信と同数の上り通信波長数となる。なお、それぞれの構成における BMCR が受信する最大伝送速度は、それぞれ 30 Gbps、20 Gbps となる。このような構成を用いることで、例えば TWDM-PON が導入されている地域において、さらなる広帯域化の需要があった場合、すでに導入されている TWDM-PON の ONU に手を加えることなく、同一 ODN 上に DSP-ONU を導入することができる。これは、TWDM-PON の EOL 対応や、マイグレーション時に非常に有意となる。一方、従来の PON システムと同一 ODN に信号を重畳することを前提とするため、従来の ONU と同等の入力信号強度範囲を有する必要がある。以降において、図 3-2(b) に示すバーストコヒーレント受信構成を想定し、PON システムの一般的な入力範囲の信号受信時における実時間検証を実施する。

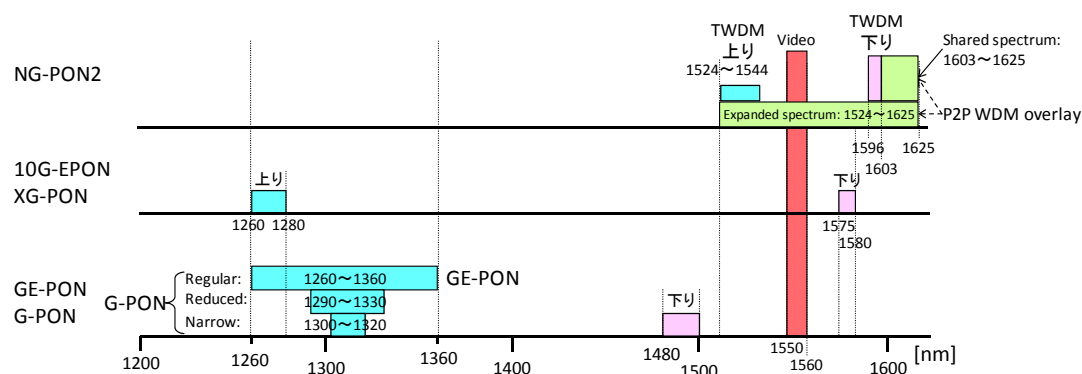
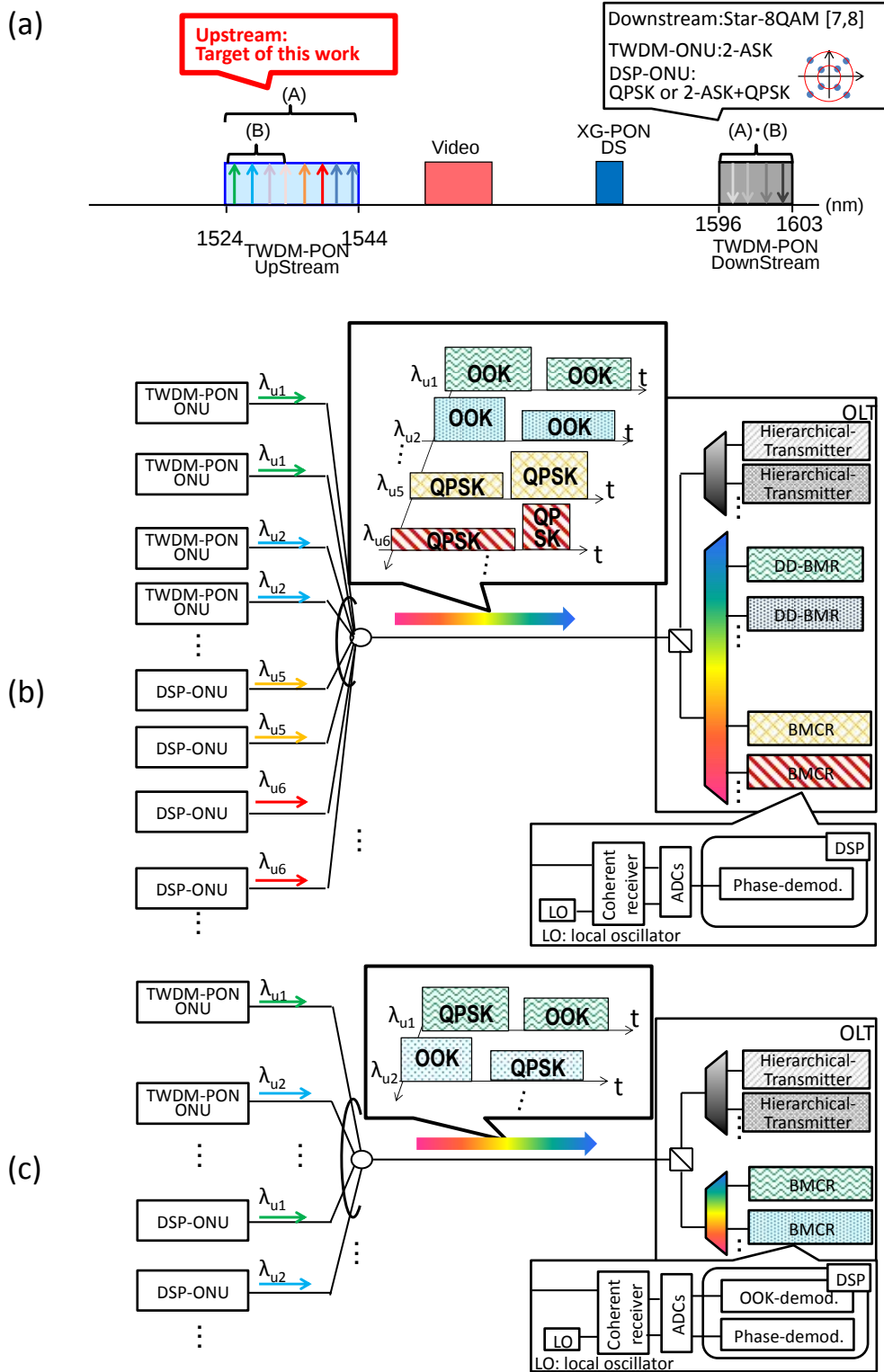


図 3-1 標準化完了した PON システムの波長配置



©2017IEEE.

図 3-2 想定するデジタルコヒーレント受信技術を用いた PON システム

3-3 リアルタイムデジタルコヒーレントバースト受信器の検討

3-3-1 受信器構成

図 3-3 に、検討するリアルタイムデジタルコヒーレントバースト受信器構成を示す。前章にて指摘した通り、上り信号では、受信信号光強度に差がある時間的なバースト信号を受信することになる。従来の連続光用のコヒーレント受信器には、PON の上り信号のような大きな強度差を短い応答時間で一定値に補償する機能は具備されていない。そのため、コヒーレント受信器が受信できる信号レンジを強信号ないしは弱信号受信時のそれぞれの場合で固定の設定となる。一般的にコヒーレント受信器では、高感度受信をするため弱信号受信に合わせて TIA の増幅利得、ADC を設定する。その場合、強信号受信時の増幅利得が飽和することによる波形劣化により SNR が低下する。強信号を受信する構成では、ADC の FSR (Full Scale Range) を強信号に合わせて大きな値に設定するため、TIA で線形増幅された弱信号は AD 変換時の量子化誤差影響を大きく受ける。結果、PON システムに要求される受信ダイナミックレンジを達成することは難しい。前章では、受信信号光強度に応じて光ファイバ増幅器の後段に配置した VOA を高速制御することにより、受信信号光強度の自動レベル制御機能を実現した。ここでは、10 Gbps 級 PON システムの長延/多分岐化を目的に検討がされてきた、より小型化・経済化の期待される AGC-SOA を前置光増幅器として適用し、同様の機能を実現する[12]。

図 3-4(a)に AGC-SOA の構成を示す。ここでは、広い入力レンジを確保するため、2 台の AGC-SOA を縦列接続する構成を用いる。前段の AGC-SOA は、PD により受信信号強度をモニタしており、強信号受信時にフィードフォワード制御によって増幅利得を低減する。これにより、後段の SOA に入力される信号範囲を低減する。後段の AGC-SOA は、前段の AGC-SOA の出力レベルを再度モニタし、フィードフォワード・フィードバック制御を組み合わせ増幅利得を制御する。前段の AGC-SOA において、強度差を低減することにより、後段の AGC-SOA における出力信号強度の制御精度、および、一定値に制御できる入力信号強度の範囲を拡大できる。AGC-SOA を前置光増幅器として用いることで、コヒーレント受信器の TIA、および、ADC 等の設定を変更することなく、強信号受信時の TIA 利得の飽和、および、弱信号受信時の量子化誤差による SNR 劣化の両方を防ぐことができる。図 3-4(b)に AGC-SOA の入出力特性を示す。前段、および、2 段目の SOA の NF は、それぞれ 7.2 dB、6.8 dB であった。2 段目の AGC-SOA の出力は、-5.0 dBm から -27.0 dBm の入力信号強度において、おおよそ -7.0 dBm の強度で信号光を出力する。各 AGC-SOA は光の遅延線をモニタ用カプラの後段に有しており、50 ns 以下の応答性能を確保できる。なお、SOA の応答性能はおおよそ数 ns オーダであり、AGC-SOA の応答時間のほとんどは、フィードフォワード回路における光強度検出・制御機能の動作が占める。AGC-SOA を本章で想定するような TWDM 方式を用いた PON システムに適用した場合、上り通信では、図 3-3(a)に示す通り、波長多重されたそれぞれ強度の異なるバースト信号を受信する。各波長の

信号は送信タイミングが別々に制御されており同期されていないことが想定される。この場合、波長毎に信号光強度を独立に制御する必要があるため、検討構成では OLT の波長分波フィルタ後段に AGC-SOA を配置する。したがって、OLT には AGC-SOA を上り通信で使用する波長数と同数配備する必要がある。

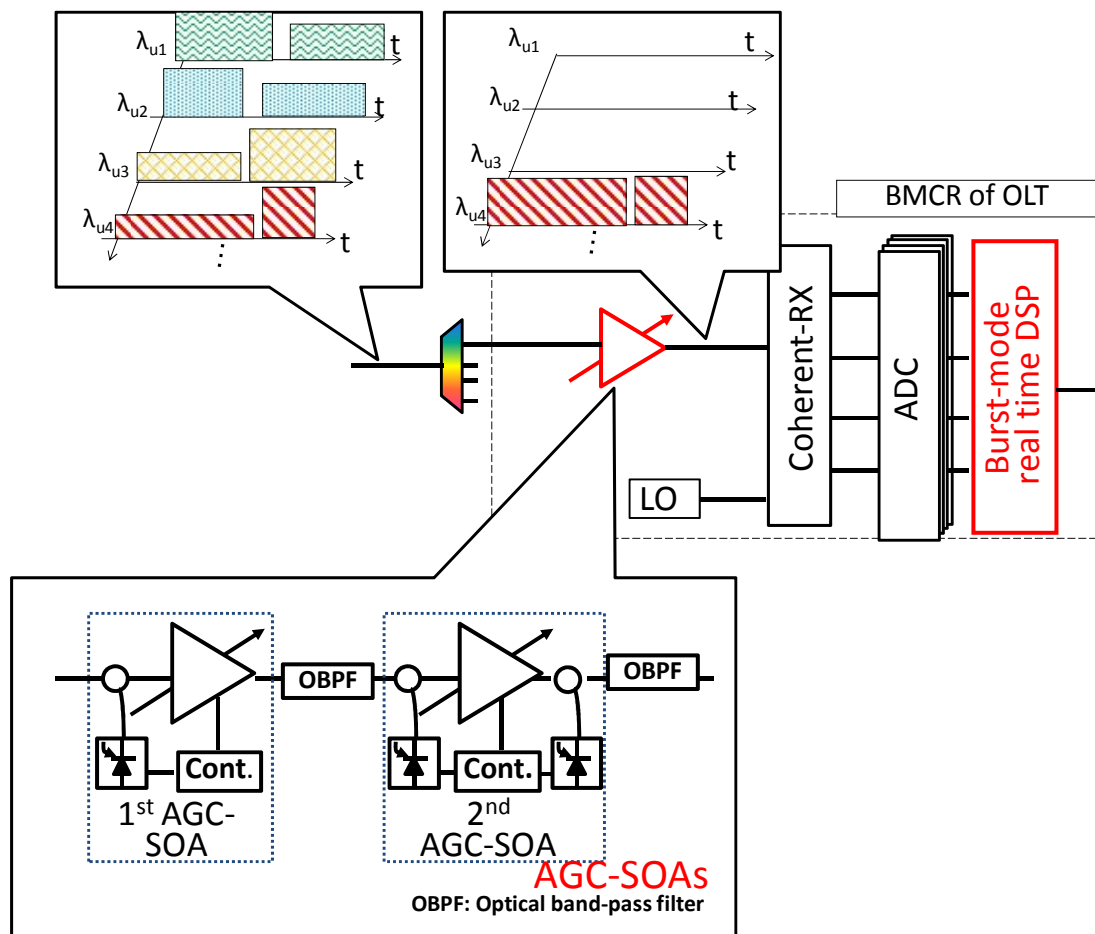
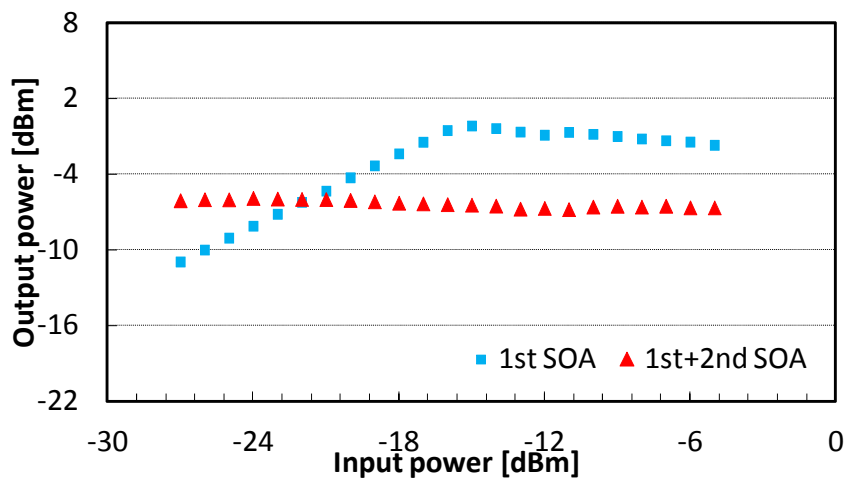


図 3-3 TWDM 方式を用いた PON における自動利得制御型光増幅器を用いたバーストコヒーレント受信構成



©2017IEEE

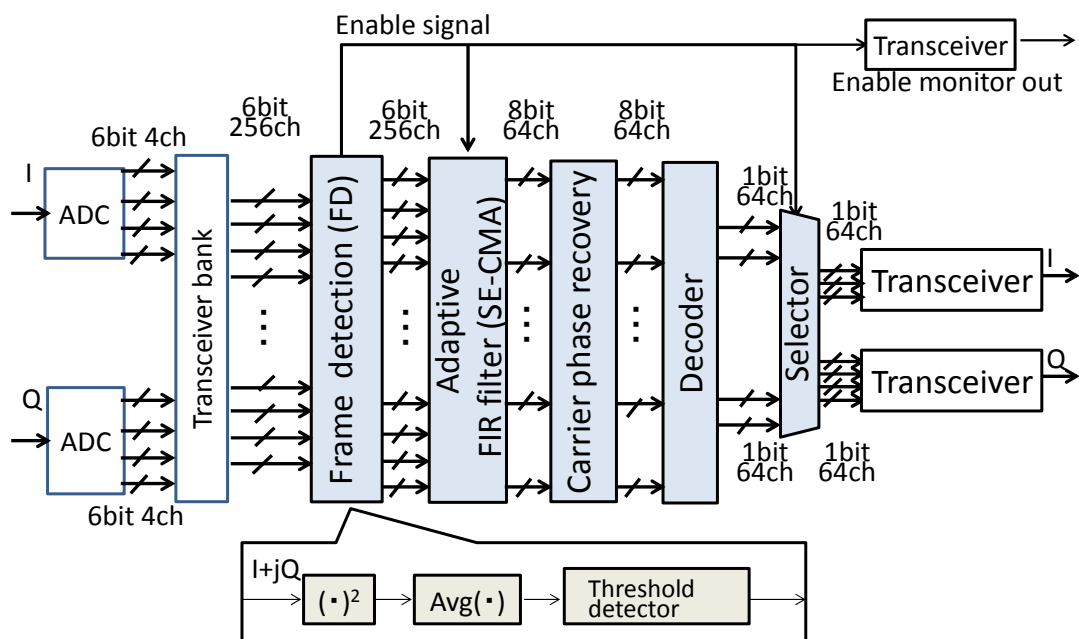
図 3-4 AGC-SOA の入出力特定

3-3-2 バースト対応 DSP の FPGA 実装

図 3-5 に、実装したバースト対応 DSP 回路の構成を示す。バースト対応 DSP 回路は、バースト信号のフレーム検出 (FD: Frame Detection) 機能、適応等化フィルタ機能、4 乗法を用いた位相推定機能[14]、デコーダ機能、復号された信号を FD 機能の出力する Enable 信号に応じて出力する機能を有する。なお、バースト信号をデジタルコヒーレント受信するための基礎検証として、バースト信号受信に必要な基本機能を実装しており、前章で提案した DSP 構成のうち、偏波補償機能、および、事前学習したフィルタ係数を用いる機能等は具備されていない。

連続信号受信用の DSP 回路と異なる点は、バースト信号受信において FD 機能が必須となる点である。各 ONU の送信するバースト信号を受信時には、前章で述べたとおり、FIR フィルタのフィルタ係数を受信信号毎に最適化する必要がある。また、各バースト信号の衝突を防ぐためのガードタイムなどの無信号区間において、適応等化フィルタのフィードバック処理を停止しなければ、一度最適化したフィルタ係数が、再度誤ったフィルタ係数に収束する可能性がある。そのため、バースト信号の到着・終了タイミングを検知する FD 機能を具備する必要がある。本章で実装した FD 機能は、受信信号の複素振幅の平均値を検出し、閾値と比較することで受信バースト信号の ON/OFF を検知する。FD 機能の検出結果を元に Enable 信号を生成し、適応等化フィルタ機能部に入力、フィルタ係数のフィードバック処理を開始する。適応等化アルゴリズムとして、CMA の処理を簡易化した SE-CMA (Signed Error CMA) を用いる[14]。本 DSP 回路では、10G baud の QPSK 信号を 30 GSamples/s で 6 bit の垂直分解能を有する ADC で標本化、量子化する構成を想定している。したがって、FD 機能部と SE-CMA 機能部は 256 並列 6 bit の信号を処理し、SE-CMA 機能部でダウンサンプリング後の信号を処理する位相補償、デコーダ機能部は、64 並列 8 bit の信号を取り扱う。FD 機能部と、SE-CMA 機能部は、120.8 MHz の動作周波数で処理する。FIR フィルタのタップ係数は 9 タップ、位相補償回路の平均化数は 32 平均である。

表 3-1 に、FPGA のチップ使用状況を示す。Xilinx 社製 FPGA Viortex7 (XC7V1140T-2FLG1928C) への実装を想定し、設計した。記載の通り、RAM (Random Access Memory)、および、DSPslice のほとんどを適応等化フィルタ機能と位相補償機能が占める。一方、新規に追加した FD 機能部は、LUT (Look Up Table) と slice register をそれぞれわずか 1.5 %、0.8 % 使用するのみである。したがって、バースト対応 DSP 回路に対する FD 機能の追加によるリソースの使用率に関する影響は非常に小さい。



©2017IEEE

図 3-5 実装したバースト対応 DSP 回路構成

表 3-1 FPGA のチップ使用率

	Slice LUTs (712000)	Slice Registers (1424000)	Block RAMs (1880)	DSP slices (3360)	Visualized DSP chip utilization.
FD	10825 (1.5%)	10705 (0.8%)	0	0	
SE-CMA	46365 (6.5%)	91247 (6.4%)	19.5 (1.0%)	2324 (69.2%)	
Carrier phase recovery	37135 (5.2%)	31502 (2.2%)	1024 (54.5%)	0	

©2017IEEE

3-3-3 自動利得制御機能付き半導体光増幅器の適用によるフレーム検出性能の向上

FD 機能では、SNR が低い信号を受信すると、フレームの到着を検出できない場合や、ON/OFF の判定が不安定となる場合がある。これを防ぐため、FD 機能では、複素振幅計算時に複数のサンプルを平均化する処理を行なう。平均化数を増加すると検出精度は向上するが、チップ使用率は増加するため、トレードオフとなる。受信信号に強度差が存在するバースト信号受信時には、弱信号受信において AD 変換にともなう量子化誤差の影響で SNR が劣化するため、平均化数を十分に取る必要がある。一方、受信信号を光増幅器等を用いて一定強度に増幅し、受信する提案バースト対応コヒーレント受信器を用いる場合、AD 変換時の量子化誤差が低減されるため、DSP の FD 機能の平均化数を低減することができる効果が期待される。

FD 機能において要求される平均化数を検討するため、フレーム検出時における SNR 計算を実施した。式(3-1)に、FD 機能の入力における、複素振幅 R を示す。

$$R = \sqrt{V_I^2 + V_Q^2} = \sqrt{\left(\frac{FSR}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{\Delta P}} \quad (3-1)$$

V_I と V_Q は、それぞれ I、Q 軸の量子化された受信信号振幅である。 FSR は ADC の最大入力振幅、 ΔP は最大受信信号光強度と入力信号強度の強度比である(図 3-6 参照)。 FSR は、ADC の垂直分解能 N と、LSB (Least Significant Bit) 振幅値 q によって $2^N q$ として表される。フレーム検出時の誤差を誘因する雑音のうち、量子化雑音が支配的と仮定すると、バーストフレーム検出を単純な '1,0' の検出ととらめた場合の FD 機能の信号対雑音比 SNR_{FD} は式(3-2)となる。

$$SNR_{FD}[dB] = 10 \log \left(\frac{R}{\Delta R} \right)^2 + 10 \log (\sqrt{S_{ave}}). \quad (3-2)$$

第一項は、ADC における量子化雑音のみを考慮した場合の SNR [15] であり、第 2 項平均化による SNR の改善効果を表す。 ΔR と S_{ave} は、量子化雑音量と平均化数を示す。量子化雑音量 ΔR は、I、Q 軸それぞれの信号に対し独立に発生するため、誤差の伝搬速から式(3-3)となる。

$$\Delta R = \sqrt{\left(\frac{\partial R}{\partial V_I}\right)^2 \cdot (\Delta V_I)^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial V_Q}\right)^2 \cdot (\Delta V_Q)^2} \cong 2\Delta V_I. \quad (3-3)$$

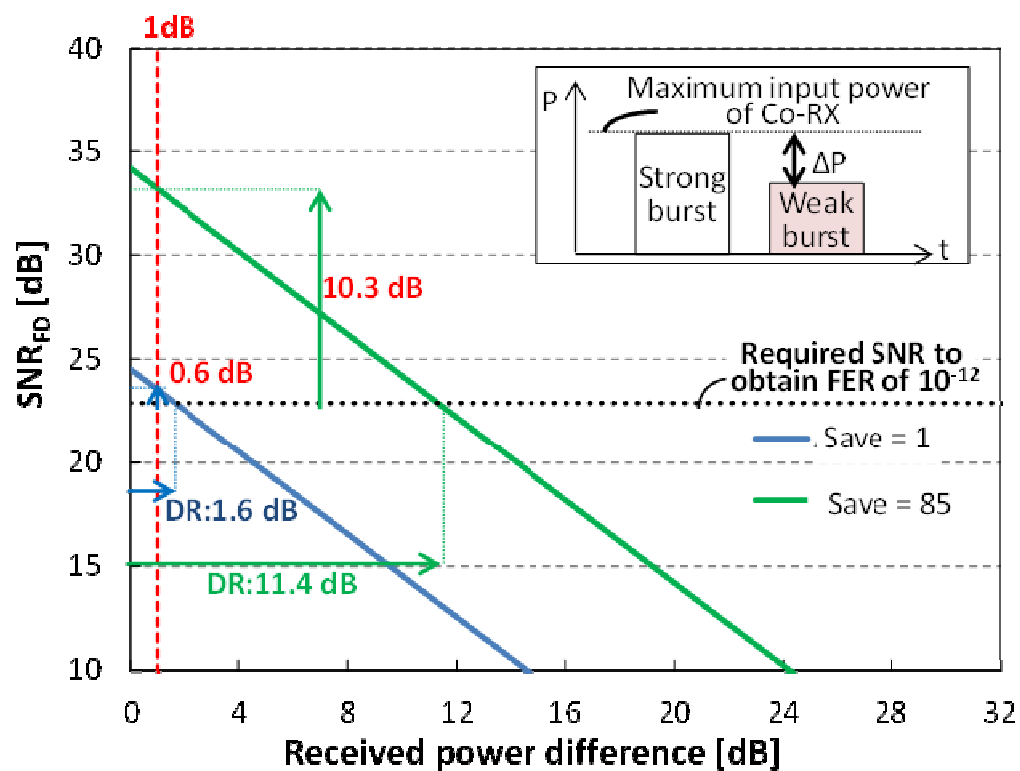
式(3-3)中における ΔV_I と ΔV_Q は I、Q 軸の信号を AD 変換する場合の量子化誤差量であり、式(3-4)で求まる。

$$\Delta V_I = \Delta V_Q = \frac{q}{\sqrt{12}}. \quad (3-4)$$

式 (3-1)、式(3-3)、および、式(3-4)を式(3-2)に代入することにより、 SNR_{FD} は式(3-5)に近似できる。

$$SNR_{FD}[dB] \cong 6.02N - 10 \log(\Delta P) - 1.24 + 10 \log(\sqrt{S_{ave}}) . \quad (3-5)$$

図 3-6 に、計算したフレーム検出機能の SNR_{FD} と、 ΔP の関係を示す。ここでは、平均化なしの場合 ($S_{ave}=1$)、および、85 シンボルの受信信号を平均化した場合 ($S_{ave}=85$) の 2 通りで計算を行った。ADC 内部の電気素子の線形性を考慮し、最大受信信号振幅が、ADC の FSR に対し 70% となる場合を仮定する。後述の実験で用いた 6 bit の垂直分解能の有効ビット数 (ENOB: Effective Number Of Bit) を考慮し、 $N=4.8$ とする。評価指標として、FD 機能が許容できる入力信号レベルの差、すなわち、FD 機能の受信ダイナミックレンジを、フレームの検出率 (FER: Frame Error Rate) が 10^{-12} 以下となる SNR (22.9 dB) における ΔP と定義する。図示の通り、 $S_{ave}=1$ 、85 とした場合における受信ダイナミックレンジは、それぞれ 1.6 dB、11.4 dB となる。これは、TWDM-PON システムで規定の受信ダイナミックレンジ 22 dB に満たない。したがって、FD 機能で許容可能な最小入力信号光強度を下回る信号を受信した場合、FD 機能が動作せず、正しく信号を復号することはできない。一方、AGC-SOA を適用した場合、コヒーレント受信器に入力される信号光の強度差、すなわち ΔP は、図 3-6 に示す通り、1dB 以下に収まる。したがって、 $S_{ave}=1$ 、85 双方の場合において FER= 10^{-12} を満たすための SNR を確保できる。そのため、AGC-SOA を用いた場合では、FD 機能において、平均化をせずとも良い。しかし、平均化なしの場合では、要求 SNR に対するマージン値は 0.6 dB にとどまる。そのため、本研究では、10.3 dB のマージン値が期待される平均化数 85 シンボルの構成で FPGA に実装した。



©2017IEEE

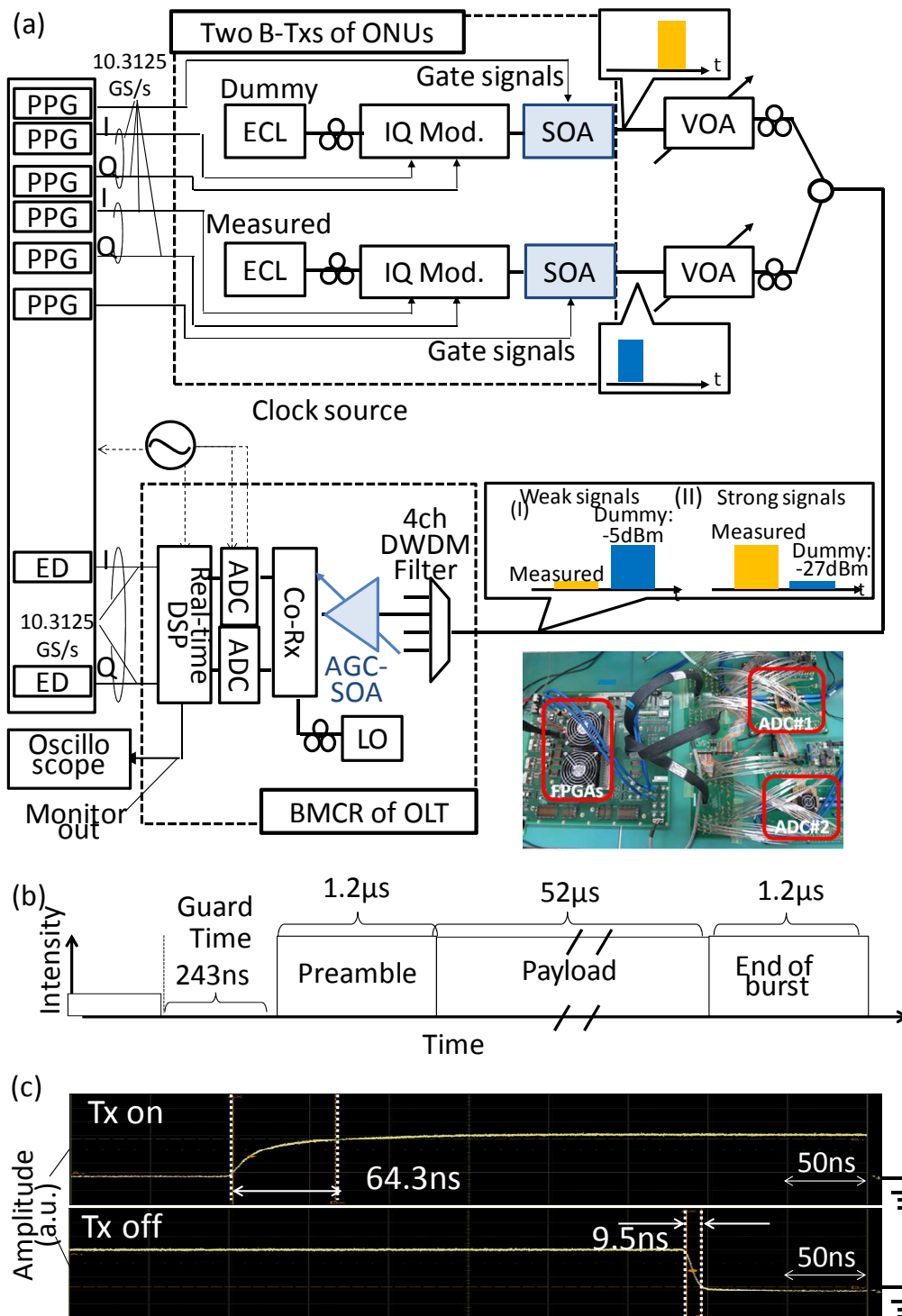
図 3-6 フレーム検出機能の受信信号強度差に対する SNR

3-4 実時間検証

3-4-1 実時間検証構成

本章にて提案、実装したリアルタイムバースト対応コヒーレント受信器の適用性を評価するため、BER 特性の実時間検証を実施した。図 3-7(a)に検証構成を示す。前章と同様に、2 台のバースト送信器を用いて強弱のバースト信号を送信する。バースト送信器は、外部共振型 LD (ECL: External Cavity Laser diode)、LN-IQ 変調器、および、バーストフレーム変調用の SOA[16]を有する。送信信号波長は、TWDM-PON の上り通信波長である 1532.68 nm とする。信号光の線幅は 15 kHz である。PPG (Pulse Pattern Generator) から 10.3125 GS/s の IQ 信号を出力し、各バースト送信器の IQ 変調器により信号光を QPSK 変調する。図 3-7(b)に、バースト信号の構成を示す。各バースト信号は、1.2 μ s のプリアンプル、52 μ s のペイロード、および 1.2 μ s のエンドオブバーストを有する。ペイロードは、PRBS27-1 のランダム信号で構成されている。PPG は、IQ 信号と同時に gate 信号を送出し、SOA の増幅利得を変調することで各バースト送信器の送信タイミングを制御する。各バースト送信器の出力信号光強度は -4.5 dBm とし、各バースト信号間のガードタイムは 243 ns に調整した。図 3-7(c)に立ち上がり、立ち下がり時のバースト信号波形を示す。立ち上がり、および、立ち下がり時間はそれぞれ 63.5 ns、9.5 ns であった。

OLT に配置されるバースト受信器は、AGC-SOA、LO、コヒーレント受信器、Micram 社製 ADC (ADC30) と FPGA 実装したバースト対応 DSP を有する。DSP ボードには、2 台の FPGA が配備されているが、そのうち 1 台のみにデジタル信号処理回路が実装されている。TWDM-PON への適用を想定し、AGC-SOA の前段に DWDM (Dense-WDM) フィルタを配置する。なお、DWDM フィルタにより本検証にて使用した波長において 1.4dB 損失する。LO の出力強度、および、線幅はそれぞれ +5.5 dBm、15 kHz である。受信信号は、ADC によって 30.9375 GSamples/s で標本化・量子化され、DSP によって復号される。DSP によりリアルタイムに復号され、FPGA から出力された IQ 信号をエラーディテクタ (ED: Error Detector) に入力し、BER 特性を測定する。なお、本試験において、受信信号の偏波状態は、偏波コントローラによりコヒーレント受信器の片方の偏波軸に合わせている。また、PPG、ED、ADC、および、FPGA は同一のクロックにより同期されている。

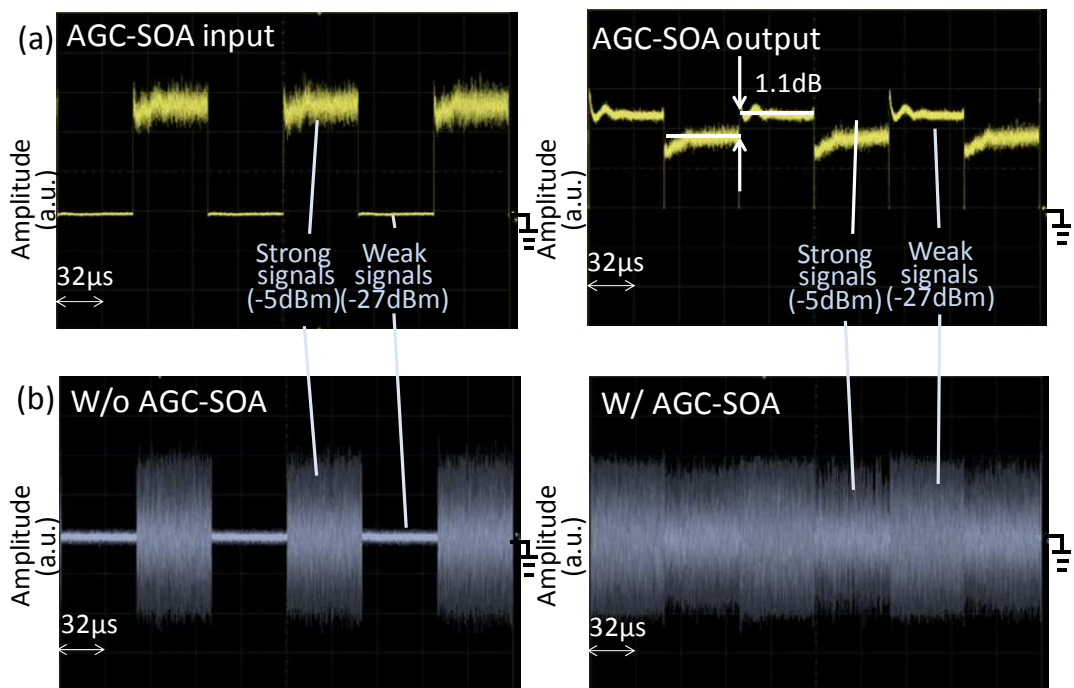


©2017IEEE

図 3-7 バースト信号受信実験構成

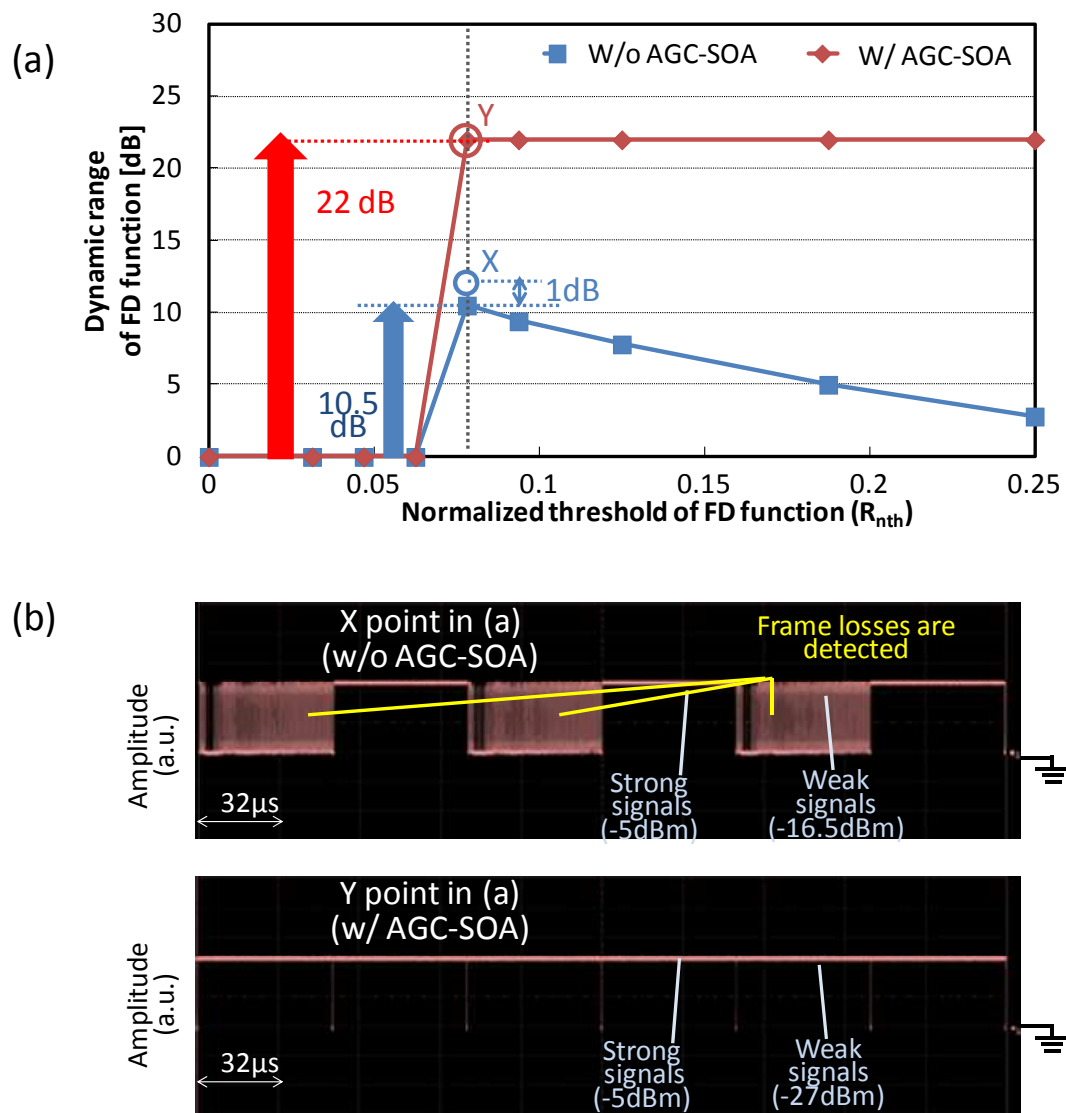
3-4-2 検証結果

図 3-8(a)に-5.0 dBm, -27.0 dBm の強弱バースト信号を受信した場合の AGC-SOA の入力、および、出力における信号波形を示す。図示の通り、入力時に存在した 22dB の強度差が、おおよそ 1.1 dB 以下まで減少している。図 3-8(b)に、コヒーレント受信器の出力信号波形を示す。ここでは、I 軸信号のみ記載している。AGC-SOA を適用することにより、ADC に入力される信号振幅がおおよそ一定値に制御されていることが分かる。図 3-9(a)に、FD 検出機能の閾値に対する FD 機能の受信ダイナミックレンジを示す。ここでは、ADC の入力レンジは最大-5.0 dBm のバースト信号を受信した場合の入力振幅値に合わせて設定している。横軸に設定した FD 機能の閾値 R_{nth} 、縦軸に FD 機能が正しくフレームを検出できる入力信号強度、受信ダイナミックレンジを示す。なお、 R_{nth} は、ADC の FSR に対して正規化した値である。結果より、AGC-SOA を適用することで、 R_{nth} を 0.07 以上に設定時において 22 dB の受信ダイナミックレンジを確保できる。一方、AGC-SOA を用いない場合、受信ダイナミックレンジは最大でも 10.5 dB に留まる。図 3-9(b)に、 $R_{nth} = 0.7$ に設定した場合における FD 機能の出力する Enable 信号波形を示す。上部は、AGC-SOA を用いない構成において FD 機能が許容できる最小入力信号強度より 1dB 低い-16.5 dBm の弱信号入力時（図 3-9(a)中 X 点）の波形を、下部は、AGC-SOA 適用時において-27.0 dBm の弱信号入力時（図 3-9(a)中 Y 点）の波形を表す。受信ダイナミックレンジ以下の信号を受信した場合では、FD 機能の検出結果が不安定となっていることが分かる。図 3-10 に、測定した BER 特性を示す。弱信号測定時はダミー信号光強度を-5.0 dBm に、強信号測定時は-27.0 dBm に設定した。FEC の適用を想定し、BER=10⁻³以下においてエラーフリー受信できるものとする。図示の通り、AGC-SOA を用いない場合では、量子化誤差の影響により、受信ダイナミックレンジはわずか 6.0 dB に留まる。これは、FD 機能で検出できる弱信号強度よりも高い入力信号であった。一方、AGC-SOA の適用により 22.0 dBm の広ダイナミックレンジ受信が実現できる。これは TWDM-PON の入力信号範囲と一致する。なお、本検討では、PoC として ONU 側の LD に狭線幅の ECL を用いているが、実用化を想定すると、ONU にはより安価な光の線幅の太い DFB-LD が配備されるものと思われる。これに伴う提案構成の受信 SNR の劣化量に関しては今後の検討課題である。



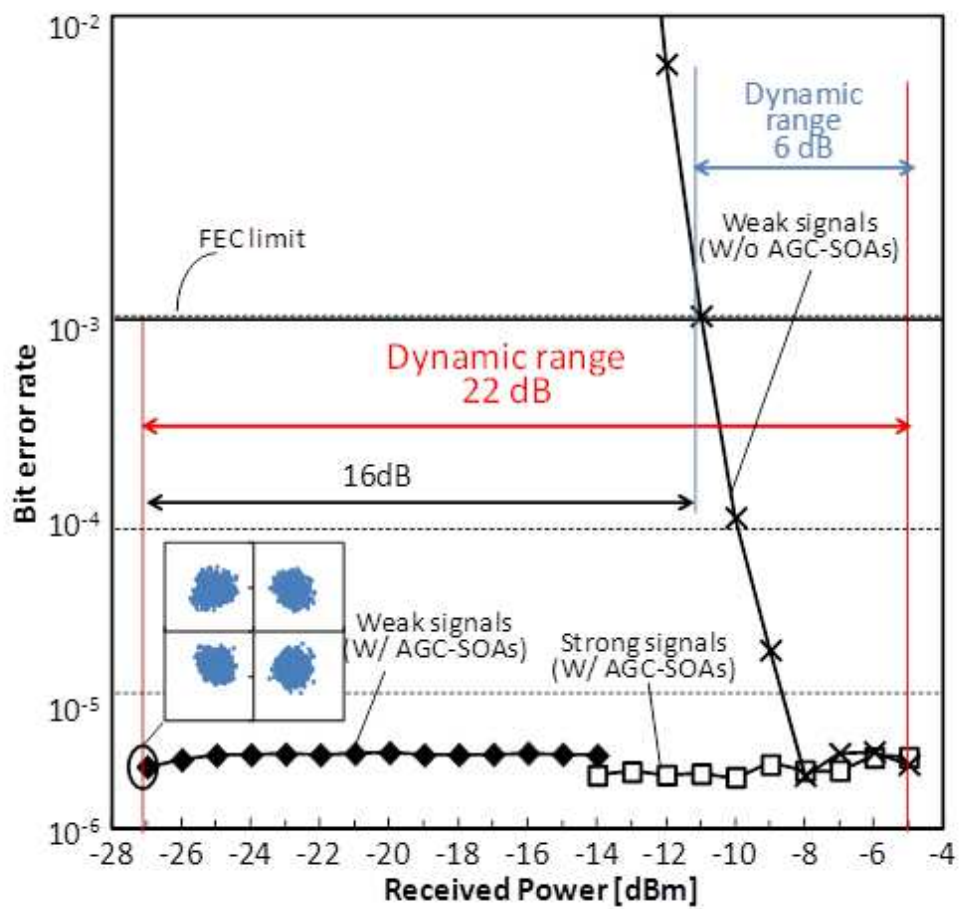
©2017IEEE

図 3-8 (a)AGC-SOA の入出力、および、(b)コヒーレント受信器出力信号波形



©2017IEEE

図 3-9 実験結果: (a)FD 機能の閾値に対する FD 機能の受信ダイナミックレンジ、
(b)FD 機能出力する Enable 信号波形



©2017IEEE

図 3-10 BER 特性

3-5 おわりに

本章では、次世代 PON システムである TWDM-PON との共存、波長毎の高速化、およびスムーズなマイグレーションを実現する DSP 技術を用いた PON システム構成を示した。想定する PON システム構成では、上下通信ともにデジタルコヒーレント受信技術を適用し、波長多重技術とデジタル信号処理技術を組み合わせることで、従来 PON システムの通信波長帯と ODN を共有する。したがって、デジタルコヒーレント受信技術を用いた将来 OLT は、従来の PON システムと同等の範囲の入力信号光をバースト受信できなければならない。また、バースト信号に対応する DSP の実現可能性について検証する必要がある。そこで、基本機能であるバースト信号のフレーム検出機能と、バーストフレーム毎にフィルタ係数を適応処理する機能を実装した FPGA を用いて実時間検証を実施した。また、バースト信号対応コヒーレント受信の経済化を図るため AGC-SOA を前置光増幅器として用いる構成を提案し、検証した。実時間検証により、提案するバースト対応コヒーレント受信器を用いることで、TWDM-PON 等の一般的な従来 PON システムの入力レンジである -5.0 dBm から -27.0 dBm で入力される 20Gbps の SP-QPSK 信号をリアルタイム受信できることを示した。なお、22 dB もの大きな強度差のあるバースト信号をリアルタイムコヒーレント受信する報告は前例がなく、報告時点において世界初である。

3-6 参考文献

- [1] B. C. Thomsen, R. Maher, D. S. Millar, and S. J. Savory, "Burst Mode Receiver for 112 Gb/s DP-QPSK with Parallel DSP," *OSA Opt. Exp.*, Vol. 19, No. 26, pp. 770-776, 2011.
- [2] R. Maher, D. S. Millar, S. J. Savory, and B. C. Thomsen, "Widely Tunable Burst Mode Digital Coherent Receiver With Fast Reconfiguration Time for 112 Gb/s DP-QPSK WDM Networks", *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 30, No. 24, pp. 3924-3930, June 2012.
- [3] F. Vacondio, C. Simonneau, A. Voicila, E. Dutisseuil, J.-M. Tanguy, J.-C. Antona, G. Charlet, and S. Bigo, "Real-time implementation of packet-by-packet polarization demultiplexing in a 28 Gb/s burst mode coherent receiver," in *Proc. OFC2012*, Los Angeles, CA, USA, 2012, Paper OM3H.6.
- [4] M. Li, N. Deng, Q. Xue, G. Gong, Z. Feng, and S. Cao, "A 100-Gb/s Real-time Burst-mode Coherent PDM-DQPSK Receiver," in *Proc. ECOC2013*, London, UK, 2013, Paper PD2.D.4.
- [5] N. Iiyama, J.-i. Kani, J. Terada, and N. Yoshimoto, "Feasibility study on a scheme for coexistence of DSP-based PON and 10-Gbps/λ PON using hierarchical star QAM format," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 18, pp. 3085-3092, Sep. 2013.
- [6] S.-Y. Kim, N. Iiyama, J.-i. Kani, R. Koma, T. Suzuki, K.-I. Suzuki, and A. Otaka., "Real-time demonstration of 30 Gbit/s hierarchical star 8-QAM PON employing fractionally-spaced SE-RDE," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 52, no. 7, pp. 544-546, 2016.
- [7] 40-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (NG-PON2): General Requirements, Recommendation ITU-T G.989.1, Mar. 2013.
- [8] J. i. Kani, F. Bourgart, A. Cui, A. Rafel, M. Campbell, R. Davey, and S. Rodrigues, "Next-generation PON-part I: Technology roadmap and general requirements." *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 11, pp. 43-39, Nov. 2009.
- [9] P. Chanclou, A. Cui, F. Geihardt, H. Nakamura, and D. Nessel, "Network operator requirements for the next generation of optical access networks," *IEEE Network*, vol. 26, no. 2, pp. 8-14, Mar. 2012.
- [10] N. Yoshimoto, J.-i. Kani, S. Y. Kim, N. Iiyama, and J. Terada, "DSP-based optical access approaches for enhancing NG-PON2 systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 51, No. 3, pp. 58-64, Mar. 2013.
- [11] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of Sensitivity of the Digital Coherent Receiver," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 26, No. 13, pp. 1817-1822, Aug.

2008.

- [12] M. Fujiwara and R. Koma, "Long-Reach and High-Splitting-Ratio WDM/TDM-PON Systems Using Burst-Mode Automatic Gain Controlled SOAs," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 34, No. 3, pp. 901-909, Nov. 2016.
- [13] R. Johnson, P. Schniter, T. J. Endres, J. D. Behm, D. R. Brown and R. A. Casas, "Blind equalization using the constant modulus criterion: a review," in *Proc. the IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1927-1950, Oct 1998.
- [14] S. J. Savory, "Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 1164-1179, Sep. 2010
- [15] W. R. Bennett, "Spectra of Quantized Signals," in *Bell System Technical Journal*, Vol. 27, pp. 446-471, 1948.
- [16] 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," *IEEE J. Opt. Commun. Netw.*, Vol. 7, No. 1, pp. 1-7, Nov. 2016.

第4章 デジタルコヒーレント受信方式を活用した PON システムの経済化構成の検討

4-1 はじめに

デジタルコヒーレント受信技術を用いた PON システムでは、受信感度の抜本的な改善による高速化や長延化といった効果が期待される。しかし、従来用いられている IM-DD 方式と比較し、送受信器が複雑な構成となり装置コスト増が見込まれる。長距離伝送網など多数のユーザを収容する構成では、中継間隔の延伸、および、伝送速度の増加による設備・運用コストの低減効果により、装置コストの増加を補ってあまりあるコストメリットを得ることができる。アクセスネットワークにおいても同様に長延・多分岐化による通信局舎の統合効果によるコスト削減効果が見込まれる。これに加え、高速サービスの提供による ARPU 改善効果が期待される。しかしながら、コアネットワークと比べると、ユーザ収容数の違いから期待される割り勘効果は比較的少なく、高い装置コストによりユーザの月額利用料の増加や、上記のコストメリットを阻害することにつながりかねない。また、従来システムに対する初期導入時の投資コストの増加は、新規 PON システムの導入障壁となり得る。

本章では、バースト対応デジタルコヒーレント受信器の経済化に資する要素技術の検討として、①より簡易、かつ、受信ダイナミックレンジの拡大が期待される新規 AGC-SOA を活用したバースト信号対応コヒーレント受信器と、②バースト信号対応の周波数オフセット補償方式を提案する。

4-2 簡易構成の AGC-SOA による更なる広ダイナミックレンジ受信の実現

4-2-1 長延/多分岐化 PON におけるシームレスな分岐数の拡大

現行の 1G 級 PON システムでは、通信局舎から最大 20km までの範囲に存在する 32 ユーザを 1 台の OLT で収容する構成であった。これに対し、これまでに検討した将来 PON システムでは、伝送距離、および、分岐数の大幅な拡大が見込まれる。これにより、通信局舎における OLT やスプリッタ等の通信設備の集約や、ルーラルエリアに配備された低需要通信局舎の統廃合が見込まれる。一方で、多分岐化を進めるうえで、需要に応じて分岐数は異なることが想定される。例えば、中規模局等の低需要エリアでは比較的少ない分岐数が、高需要エリアでは高い分岐数が望ましい。そのため、長延/多分岐化 PON システムでは、これまで以上の受信ダイナミックレンジの確保が要求される。

4-2-2 新規 AGC-SOA による広ダイナミックレンジ受信構成

第 2 章では、長延・多分岐化を目的としたデジタルコヒーレント受信技術を活用した PON システムの上り通信において、自動レベル制御機能付き光ファイバ増幅器 (ALC-EDFA) の適用により、40km 伝送時において -44.7dBm の高感度受信と、21.7dB の広ダイナミックレンジ受信が実現できることを示した。第 3 章では、高速化 PON システムの上り実時間検証を実施し、縦続接続した 2 台の AGC-SOA を前置光増幅器

として活用することで、TWDM-PON システムと同等の入力信号範囲 ($-5.0\text{dBm} \sim -27.0\text{dBm}$) をリアルタイムバースト受信できることを示した。この検証で用いた AGC-SOA は、従来 PON システムの中継増幅構成にて活用するため設計したものであり、第 2 章にて言及したような長延・多分岐化 PON システムの入力信号範囲とは合致しない[1]。これらの構成は、PON システムで一般的な受信ダイナミックレンジである 22.0 dB をおおよそ満足するが、複数の光素子で構成され、やや複雑、かつ、経済化が難しいものであった。加えて、モニタ PD、および、フィードフォワード制御回路の弱信号の検出限界により、これ以上の広ダイナミックレンジ化は難しい。そこで、新たに単一の AGC-SOA を前置光増幅器として用い、かつ、更なる広ダイナミックレンジ受信を実現する構成を提案する。

図 4-1 に AGC-SOA を前置増幅器として活用したバースト対応コヒーレント受信器を示す。図 4-1(a) は従来の AGC-SOA を用いた受信構成を再掲する。図示の通り、従来構成では、2 台の AGC-SOA を用いる。前段の AGC-SOA にて利得を二値で制御する構成[1]、ないしは、図 3-4 に示す通り、ある一定の入力信号光強度を超えた信号に対し出力強度をそろえることで、2 段目の AGC-SOA に入力する信号強度の範囲を狭める。

図 4-1(b)、および、(c) に本節にて提案、および、検証する単一の AGC-SOA を用いたバースト対応コヒーレント受信器を示す。(b) の構成では、SOA、モニタ PD、FF 制御回路を備え、文献[1]に記載の AGC-SOA における初段 SOA と同様に、二値で SOA の利得をフィードフォワード制御する。(c) の構成では、AGC-SOA の後段に更にモニタ用 PD を配備し、出力信号強度を検出する。検出した信号光強度を元に、利得切り替え信号を出力し、コヒーレント受信器の TIA 利得をフィードフォワード制御する。

4-2-3 提案する利得制御方式

図 4-2 に提案構成における利得制御方式を示す。図中左上のグラフは AGC-SOA の出力特性、右上のグラフは AGC-SOA の出力信号光強度に対する TIA の増幅利得、左下のグラフは AGC-SOA の入力信号光強度と、受信信号振幅の最大値に対して正規化したコヒーレント受信器の出力複素振幅特性の概念図を表す。ここでは、Case-1: SOA、および、TIA とともに線形増幅した場合、Case-2: SOA の利得を 2 値で切り替える場合、Case-3: SOA と TIA の双方の利得を 2 値で切り替える場合について説明をする。まず、従来の IM-DD 方式の受信器では、光電界を 2 乗検波するため、受信信号光強度差と、PD の出力する電気信号の電力差が一致する。一方、光の電界成分を 2 乗そのまま受信するコヒーレント受信器では、受信信号光の強度差に対して、コヒーレント受信器の出力信号強度が dB スケールで半分となる。Case-1 では、SOA への入力信号強度、すなわち、受信ダイナミックレンジを $X\text{ dB}$ とすると、出力複素振幅は $X/2\text{ dB}$ の強度差が残る。したがって、量子化雑音の影響を受ける懸念が残る。加えて、強信号受信時ににおいてパターン効果により利得の飽和が生じ波形が劣化する。そのため、十分な受信ダイナミックレンジを確保することは難しい。一方、Case-2 では、前述のとおり強信号に

対して SOA を低い利得で増幅し、弱信号に対しては高い利得で増幅する。利得切り替え閾値を AGC-SOA の入力レンジの midpoint に設定することにより、出力信号光の強度差を半分にすることができる。この信号光をコヒーレント受信した場合、線形増幅した場合の更に半分、すなわち $X/4$ dB までコヒーレント受信器の出力複素信号振幅差を低減することができる。さらに Case-3 では、AGC-SOA の出力信号強度に応じて前述の SOA と同様に利得を 2 値で切り替える。AGC-SOA の出力レンジに対して midpoint となるように利得切り替え閾値を設定した場合、コヒーレント受信器の出力複素信号振幅差は $X/8$ dB まで低減できる。これは、仮に $X=30$ dB とすると、各構成におけるコヒーレント受信器の出力複素信号振幅差は、それぞれ、15 dB、7.5 dB、3.75 dB となる。

以上より、Case-2、および、Case-3 では、SOA の利得の飽和を防ぎ、かつ、利得切り替えによるバースト信号の強度差の吸収により量子化雑音の低減が期待できる。

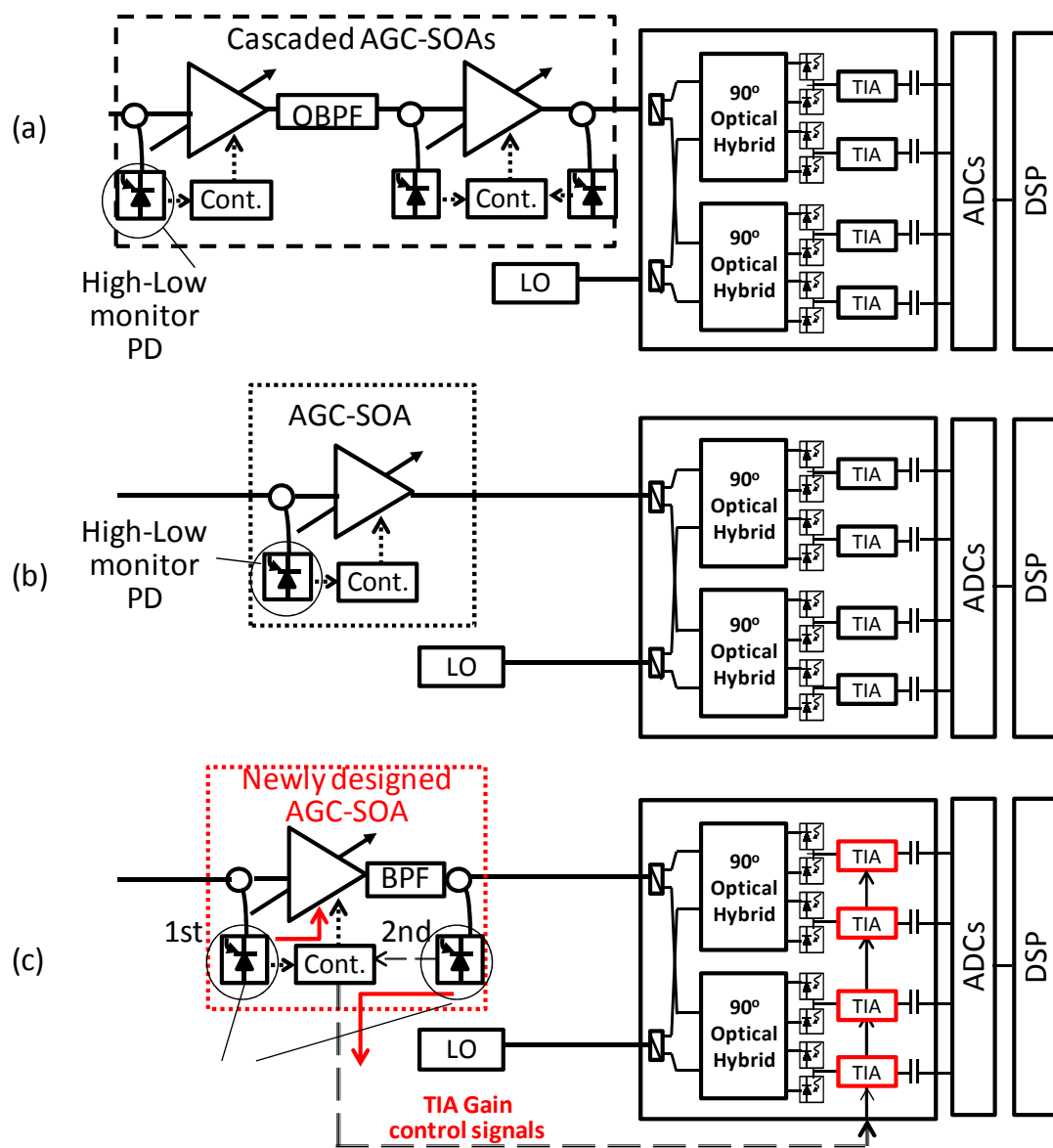


図 4-1 バースト対応コヒーレント受信構成: (a)縦続接続した AGC-SOA を用いる構成、(b)単一の AGC-SOA の増幅利得を 2 値で制御する構成、(c) AGC-SOA とコヒーレント受信器の TIA の増幅利得をそれぞれ制御する構成

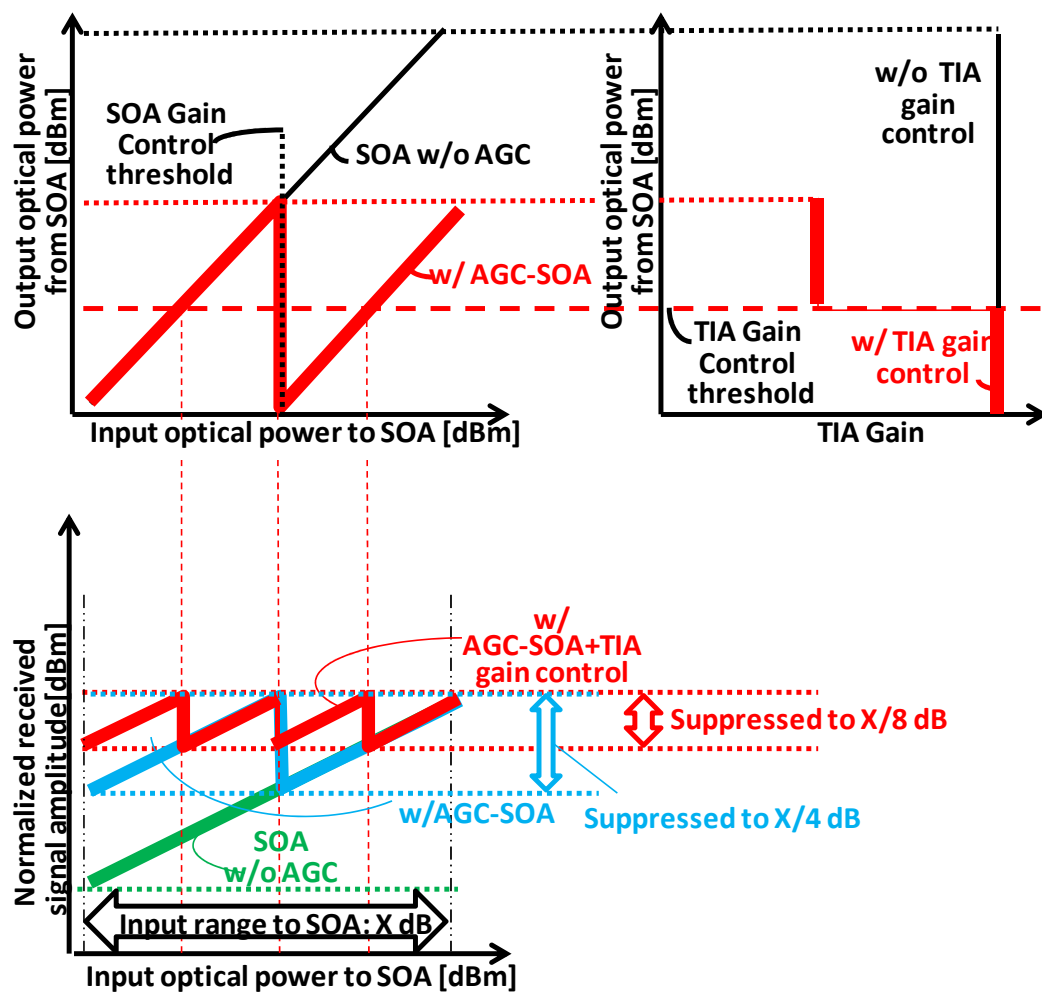


図 4-2 SOA と TIA を組み合わせた利得制御方式

4-2-4 バースト実験構成

提案構成の適用効果を評価するため、試作した新規 AGC-SOA を用いた BER 特性の測定を行う。比較のため、前項にて示した 3 構成 (Case-1-3) に対して評価を実施する。図 4-3(a)に、実験構成を示す。ONU 側には、2 台のバースト送信器を備え、測定用、ダミー信号生成用にそれぞれ用いる。OLT 側にはバースト対応コヒーレント受信器を備える。各バースト送信器は、DFB-LD と、IQ 変調器、バーストフレーム変調用の SOA で構成される。DFB-LD の送信波長は 1552.68 nm、線幅は 100 kHz であった。AWG の生成する 5 GBaud の QPSK 信号により、信号光を IQ 変調する。各バースト信号の送信タイミングは、FG によって生成された制御信号を用いて SOA の利得を変化させることにより制御する。送信バースト信号の出力は 4.5 dBm であり、測定用送信信号光は 40 km の SMF で伝搬される。図 4-3(b)は、バースト信号構成を示す。プリアンブル、ペイロード、および、エンドオブバーストはそれぞれ 505.6 ns, 4.2 μ s, 100 ns であり、ガードタイムは 200 ns とした。ペイロード部は、PRBS:2¹⁵-1 の疑似ランダム信号で構成される。

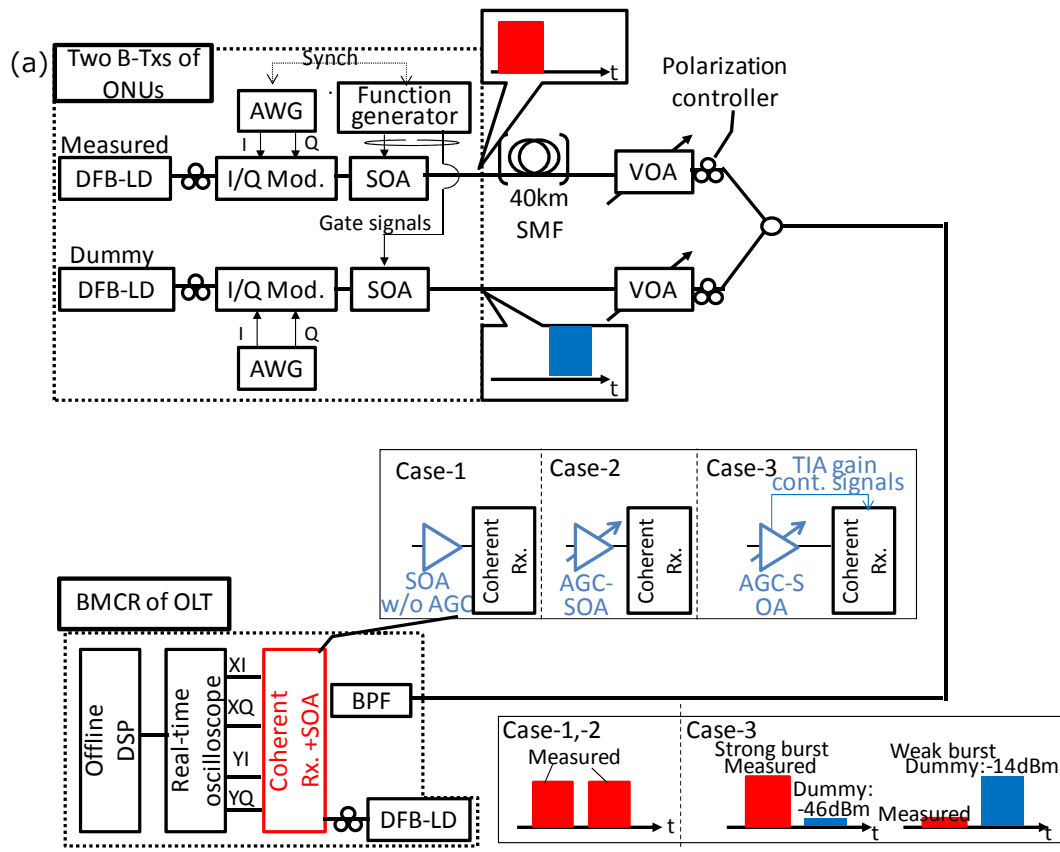
OLT 側のバースト対応受信器は、SOA、コヒーレント受信器、DFB-LD の局部発光光源、および、リアルタイムオシロスコープを有し、オフライン信号処理によりバースト信号を復号する。Case-1-3 における増幅用の SOA は、新規試作した AGC-SOA を用い、設定変更によりそれぞれの構成に対応した。NF は 7.7 dB であった。前章にて検討した TWDM 方式への適用を想定し、0.5 dB の損失を有する帯域幅 0.48 nm の BPF を AGC-SOA の前段に配置した。LO 光の出力強度、線幅、および、信号光・LO 光間の波長差は、それぞれ 10.0 dBm、100 kHz、および、40 MHz とした。受信信号は、8 bit の垂直分解能を有するリアルタイムオシロスコープにて 25 GSamples/s でサンプリングされ、オフライン DSP にて復号される。なお、一般的に用いられる ADC の垂直分解能を模擬するため、オフライン DSP にて 8 bit の受信信号を 6 bit に変換している。図 4-3(c)に DSP 構成を示す。使用した DSP は、フレーム検出機能、クロック補償機能、偏波補償機能、CMA を利用した適応等化フィルタ機能、4 乗による位相補償機能^[1]、および、デコーダ機能を有する。上記の構成は、第 2 章で示した構成と同様に、偏波補償機能を CMA から分離することで CMA によるフィルタ係数の最適化にかかる時間を削減している。加えて、事前計算したフィルタ係数を用いている。なお、本試験において、Case-1 と Case-2 の場合では、単一のバースト送信器を用いて測定を実施した。これは、上記のデジタル信号処理回路がバースト信号間に大きな強度差が存在する場合に、正常動作しないためである。Case-3 における強弱信号測定時のダミー信号の入力信号光強度は、それぞれ -46.0 dBm、および、-14.0 dBm とした (図 4-3(a)参照)。

4-2-5 実験結果

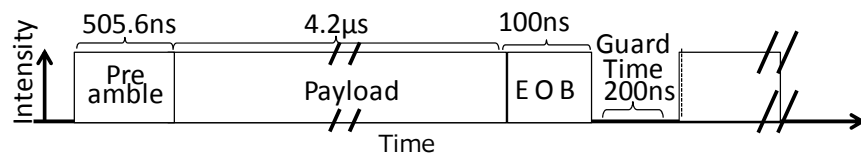
最初に、受信信号の複素振幅を評価する。図 4-4 に受信信号光強度に対する正規化したコヒーレント受信器の出力複素信号振幅を示す。本測定では、受信信号の偏波状態を

コヒーレント受信器の偏波軸に合わせて測定した。出力複素信号振幅は、各構成における最大受信複素信号振幅値に対して正規化した。図 2-4 に示す通り、OLT の受信レンジが 31.0 dB の場合において、Case-1 ではおよそ 14dB の出力複素信号振幅値の差が存在する。一方、Case-2、および、Case-3 の出力複素信号振幅値の差はそれぞれ 8.1 dB、4.8 dB まで低減されている。図 4-5 に受信信号波形を示す。上段は AGC-SOA の入力信号、下段は Case-3 におけるコヒーレント受信器の出力信号である。図示の通り、-14.0 dBm、および、-45.0 dBm の 31.0 dB の強度差を有する強弱バースト信号を受信した場合でも、強弱信号の強度差を大幅に低減できていることが分かる。

図 4-6 に、測定した BER 特性を示す。受信信号の偏波状態は、コヒーレント受信器の偏波軸から 45 度回転した場合、すなわち、偏波間の強度差 $\alpha=0.5$ に設定し測定した。これは、受信ダイナミックレンジを評価する場合において、受信信号が量子化誤差の影響を最も受ける最悪条件である。FEC の適用を想定し $BER=10^{-3}$ で受信感度を規定する。図示の通り、Case-1 では、量子化誤差の影響により、受信ダイナミックレンジは 18.5dB に留まる。一方、Case-2 では、Case-1 から 6.7 dB 改善した 25.2 dB の受信ダイナミックレンジを確保できる。しかし、-27.0 dBm の入力信号光強度において、BER がやや増加していることが分かる。これは、図 4-4 に記載の通り、AGC-SOA の利得切り替え閾値付近であるため、量子化誤差の影響と、光出力強度がやや低いことに起因するものと思われる。また、最小受信感度は -40.0 dBm を下回る結果となった。これは、量子化雑音による影響と思われる。結果として、Case-2 のバジェットは 43.7 dB であった。これに対し、Case-3 では、40 km SMF 伝送時においても -44.1 dBm の高感度受信ができ、30.1 dB の超広受信ダイナミックレンジ受信が得られる。また、48.6 dB の高バジェット、および、40 km 長距離伝送を実現した。



(b)



(c)

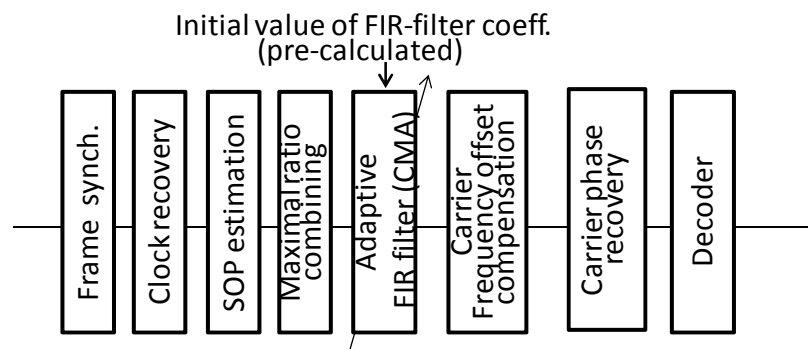


図 4-3 (a)実験構成、(b)DSP 構成、(c)バースト信号構成

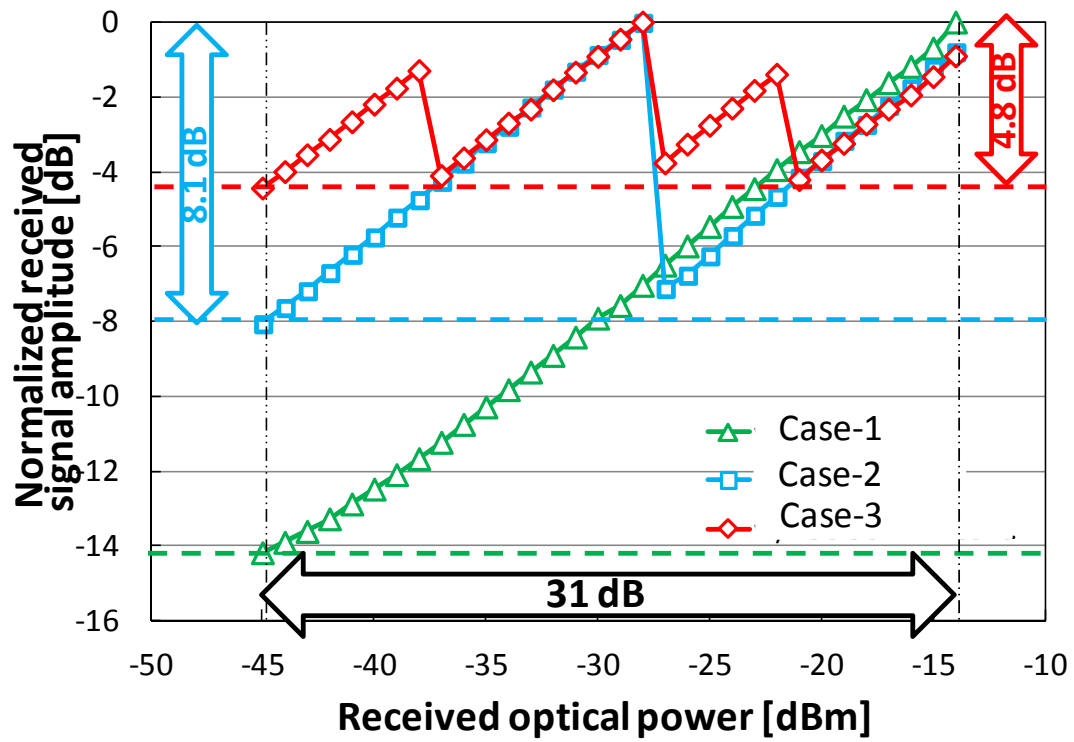


図 4-4 受信信号光強度に対する正規化した光電変換後の IQ 振幅

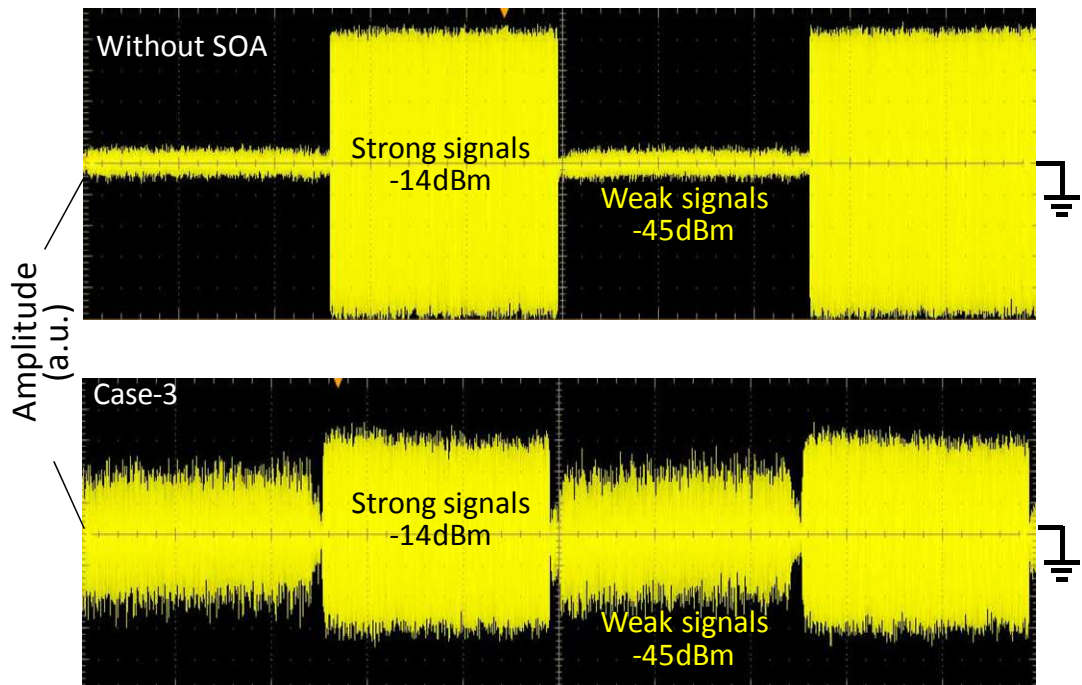


図 4-5 受信信号波形

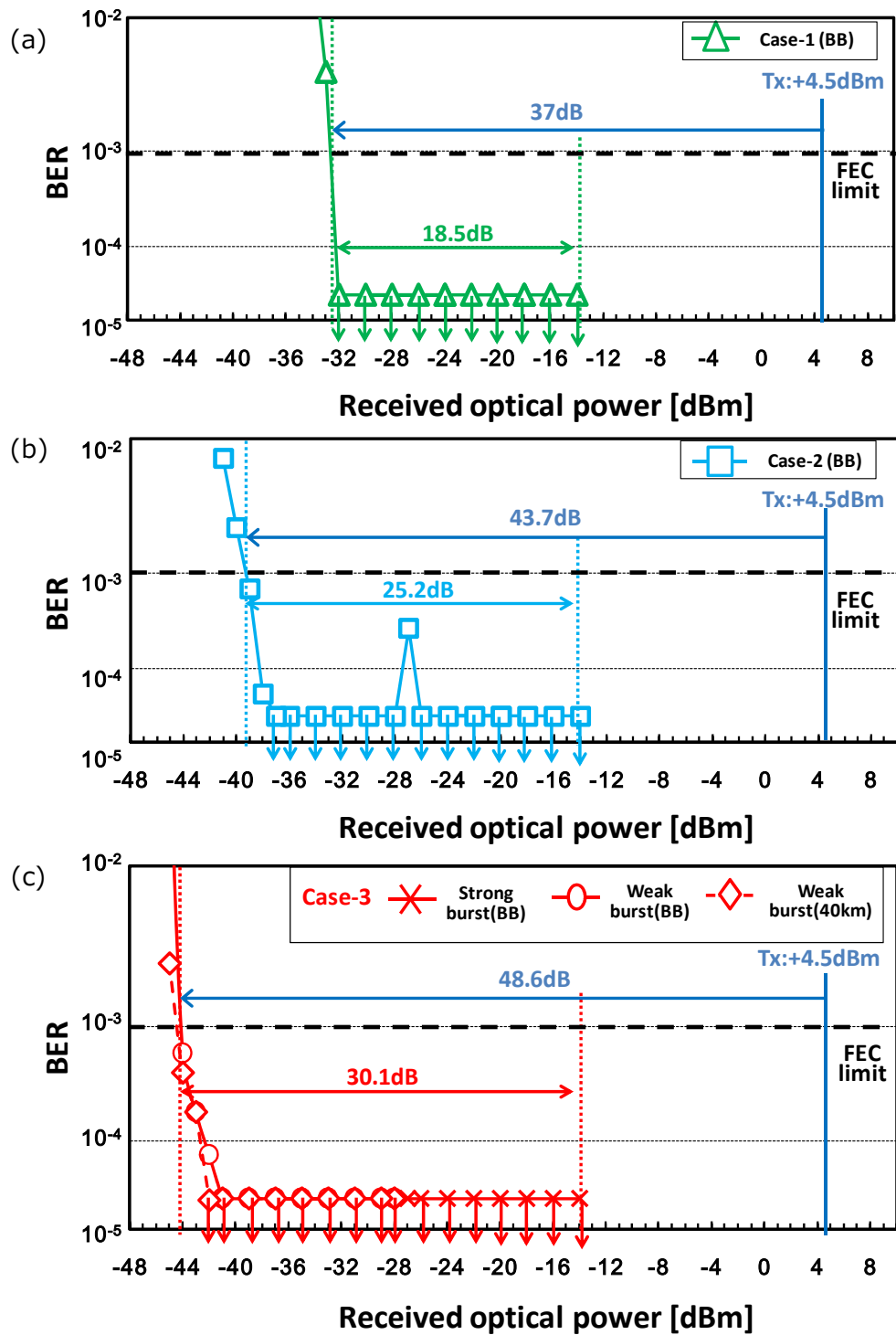


図 4-6 測定した BER 特性: (a) SOA、および、TIA とともに線形増幅した場合、(b) SOA の利得を 2 値で切り替えた場合、(c) SOA、および、TIA とともに利得を 2 値で切り替えた場合

4-3 差動符号化されたトレーニング信号を活用した周波数オフセット補償方式の提案と検証

4-3-1 従来の周波数オフセット補償方式

デジタルコヒーレント受信技術を用いた PON システムでは、多値位相変調技術と組み合わせることにより、高バジェットと伝送速度の飛躍的な向上を実現する。一方で、高度な送受信方式を用いるため、ONU、および、OLT の構成がやや複雑となる。とりわけ、ONU と OLT の信号光波長のずれを補償する機能、すなわち、周波数オフセット (CFO: Carrier Frequency Offset) 補償機能を、如何に経済的、かつ、現実的な実装手法で実現するかは課題のうちの一つである。連続光を送受信する下り通信では、ONU 側の LO 光の波長をスイープする手法や、コアネットワーク系で検討されているような、DSP で周波数オフセット量を推定し、LO 光の波長をフィードバック制御する手法などで実現できる[3]。しかし、これらのアナログ回路を含んで LO 光を制御する手法は、一般的に応答性が低く、受信可能となるまで時間がかかる。一方で、高い応答性が要求される PON の上り通信では、各 ONU の送信する異なる波長を有する信号光を瞬時に復号しなければならない。ONU 側で高精度に送信波長を制御する手法も考えられるが、高精度の温調が必要となるなど、大幅なコスト増となる。そのため、高い経済性が要求される PON システムにおいてはやや忌避される。したがって、OLT 側の DSP で周波数オフセットを補償する方式が望まれる。

DSP の周波数オフセット補償回路では、変調された信号に重畳された周波数オフセット量を推定する必要がある。周波数オフセット量を正確に推定するためには、如何に変調信号を除去するかがポイントとなる。これまでにコアネットワークなどの長距離・高速伝送に関する研究分野において、様々な方式が検討されている。主な周波数オフセット補償を実現する手法として、M 乗法をベースとした方式がある[4]。本方式は、トレーニング信号などを用いないフィードフォワード制御型のブラインド推定手法であり、しばしば好んで用いられる。しかし、M-PSK の受信信号を M 乗することにより変調成分を除去する方式のため、推定できる周波数オフセット量は、Baudrate を B 、多値度を m とすると、 $\pm B/(2m)$ となる。つまり、高多値度になるほど推定周波数オフセット量が制限される。これに対し、文献[5]に記載の PADE (Pre-decision-based Angle Differential Estimator) 法では、受信信号から変調成分を推定し、推定したシンボルをそれぞれ乗算する手法をとる。これにより、 $\pm B/2$ の推定範囲を実現できる。一方で、変調成分の推定にフィードバック制御を用いているため、推定に長時間を費やす[6]。したがって、バースト信号を受信する PON の上り通信には用いることが難しい。一方、トレーニング信号を用いて周波数オフセットを補償する方式として、文献[1]に記載のように、受信トレーニング信号と、既知のトレーニング信号系列の複素共役成分を乗算することで変調成分を除去する方式がある。この方式は、高い応答性が得られるフィードフォワード方式で周波数オフセット量を推定するが、トレーニング信号位置の検出誤

差に極度に弱い。そのため、非常に高い精度のトレーニング信号検出機能を要する。本節では、差動検波後のコンスタレーションが非対称となるよう符号化したトレーニング信号を用いた新規周波数オフセット補償方式を提案する。提案方式では、文献[5]-[6]に記載の方式と同様に、 $\pm B/2$ の広い周波数オフセット補償範囲を確保しつつ、高いバースト応答性を実現する。加えて、文献[1]に記載の方式と異なり、トレーニング信号位置の検出誤差に強く、低精度の簡易なトレーニング信号検出機能で実現できることが期待される。

4-3-2 提案周波数オフセット補償方式の概要

コヒーレント受信器にて光電変換された受信信号光の IQ 成分は、AD 変換後、DSP にて処理される。受信信号は、例えば式(4-1)で表される。

$$I + jQ = \exp(j\theta_s(t) + j\theta_n(t) + j\theta_{\Delta f}(t)) \quad (4-1)$$

$\theta_s(t)$ は m-PSK の変調成分、 $\theta_n(t)$ は、LO と信号光の位相不整合等によって生じる位相雑音、 $\theta_{\Delta f}(t)$ は周波数オフセットによって生じる雑音成分である。簡単のために、振幅成分は一定値とし、考慮していない。また、以降の説明は変調方式として QPSK を前提に進める。一般的な周波数オフセット補償方式では、式(4-1)中における変調成分を受信信号から除去し $\theta_{\Delta f}(t)$ を推定する。図 4-7(a)に、文献[1]に記載の周波数オフセット補償方式のブロック図を示す。受信したトレーニング信号位置の検出後、変調成分を除去するため、受信したトレーニング信号 a_r に対し、既知のトレーニング信号の複素共役成分 a_{rs}^* を乗算する。これにより、トレーニング信号の変調成分である $\theta_s(t)$ がキャンセルされる。その後、1 シンボル分遅延させた信号との間で差動検波処理をすることにより、 $a_r(t)$ のシンボルと $a_r(t-T)$ のシンボルの間の位相の変化分、すなわち、LO と信号光の波長差 Δf によって生じる周波数オフセット成分と、位相雑音の時間変位を含む位相変化量を抽出できる。なお、T は 1 シンボル長である。さらに、差動検波後の信号を平均化処理することで、時間毎にランダムな位相雑音成分を除去できる。上記の処理により、周波数オフセット成分の推定量 $2\pi\Delta f_{est}$ のみが得られる。この時の推定できる周波数オフセット範囲は、 $\pm B/2$ となる。PON の上り通信での利用を想定した場合、ペイロード内部にトレーニング信号を挿入すると帯域利用効率が低下する。したがって、図 4-7(b)に示すように、冗長部分であるプリアンプルにトレーニング信号を配置することが想定される。本方式は、バースト受信に適したフィードフォワード型の周波数オフセット方式であり、 $\pm B/2$ の周波数オフセット量を補償できるため、PON への適用にむけて非常に有望な方式である。しかし、図 4-7(b)に記載のとおり、トレーニング信号位置検出に失敗すると、変調成分を除去できず周波数オフセット量の推定ができない。したがって、ロバスト性を確保するために、非常に高精度なトレーニング信号の検出アルゴリズムを用いなければならず、DSP 規模の増大が懸念される。

図 4-8(a) に提案する周波数オフセット補償方式のブロック図を示す。文献[1]との

DSP 処理の主な差分として、受信トレーニング信号と、既知のトレーニング信号系列の乗算処理が除去されていることがあげられる。本方式の特徴は、図 4-8(b)に示す通り、送信信号として、差動検波処理後のコンスタレーション配置が非対称となるようなトレーニング信号系列を生成し、用いることである。このトレーニング信号系列は、同符号連続を持たず、隣接するシンボルの位相差が、常に $\pm\pi/2$ 、ないしは、 $\pm\pi$ となるランダムパターンで構成される。この時、隣接シンボル間の位相差が $+\pi/2$ となるシンボルと、 $-\pi/2$ となるシンボルの総数が一致する必要がある。提案方式において、差動検波処理後の受信トレーニング信号 $A_r(t)$ は式(4-2)で表される。

$$A_r(t) = \exp(j \frac{n\pi}{2} + 2\pi\Delta f T + \theta_n(t)) \quad (4-2)$$

なお、 $n = \pm 1, \pm 2$ である。同符号連続がないトレーニング信号系列を用いるため、 $n = 0$ は取りえない。ここで、 $A_r(t)$ のベクトル和を取り平均化すると、 $n = \pm 1$ となるトレーニング信号成分はお互いに対照となるため、キャンセルしあう。従って、ベクトル和による平均化処理をした後は、 $n = \pm 2$ の信号成分である π 、および、周波数オフセット成分 $2\pi\Delta f T$ が残る。したがって、周波数オフセット量は下記式(4-3)で推定できる。

$$\Delta f_{est} = \frac{\text{Arg}(\sum_N A_r(t)) - \pi}{2\pi T} \quad (4-3)$$

式中における N は平均化数を示す。結果として、多値度によらず $\pm B/2$ の周波数オフセット補償範囲が期待できる。文献[1]の方式では、トレーニング信号の位置検出誤差が生じた場合、信号成分を除去できず、周波数オフセット量の推定ができなくなる。一方、本方式の場合、図 4-8(c)に記載の通り、タイミング検出誤差の有無にかかわらず周波数オフセット量の推定ができる。しかしながら、 $A_r(t)$ のベクトル和がトレーニング信号系列に隣接する信号の位相成分を有するため、推定する周波数オフセット量に誤差が生じる。これに対し、平均化数を増やすことでこの誤差量の低減が期待される。

4-3-3 シミュレーションによる適用効果の検証

提案周波数オフセット補償方式の適用効果を検証するため、BER 計算を行った。ここでは、10Gbaud の QPSK 変調信号を用いる。計算にあたり、512 シンボルのトレーニング信号系列と、PRBS2¹¹⁻¹ によって構成される 32768 シンボルのペイロードを有するフレームを想定し、ペイロード部の BER が 10^{-3} 程度となる白色雑音を付与した。

図 4-9 に計算結果を示す。図 4-9(a)に示す通り、提案方式は、文献[1]に記載の従来方式と同様に、 ± 5 GHz の範囲の周波数オフセットを補償できることがわかる。次に、タイミング検出精度に対する BER 特性を計算した。図 4-9(b)、および、(c)に記載の通り、従来方式では、1 シンボルでもタイミング検出誤差があると BER 特性が著しく劣化するのに対し、提案方式では、 ± 30 シンボルの誤差が生じた場合でも BER 特性は劣化しないことがわかる。

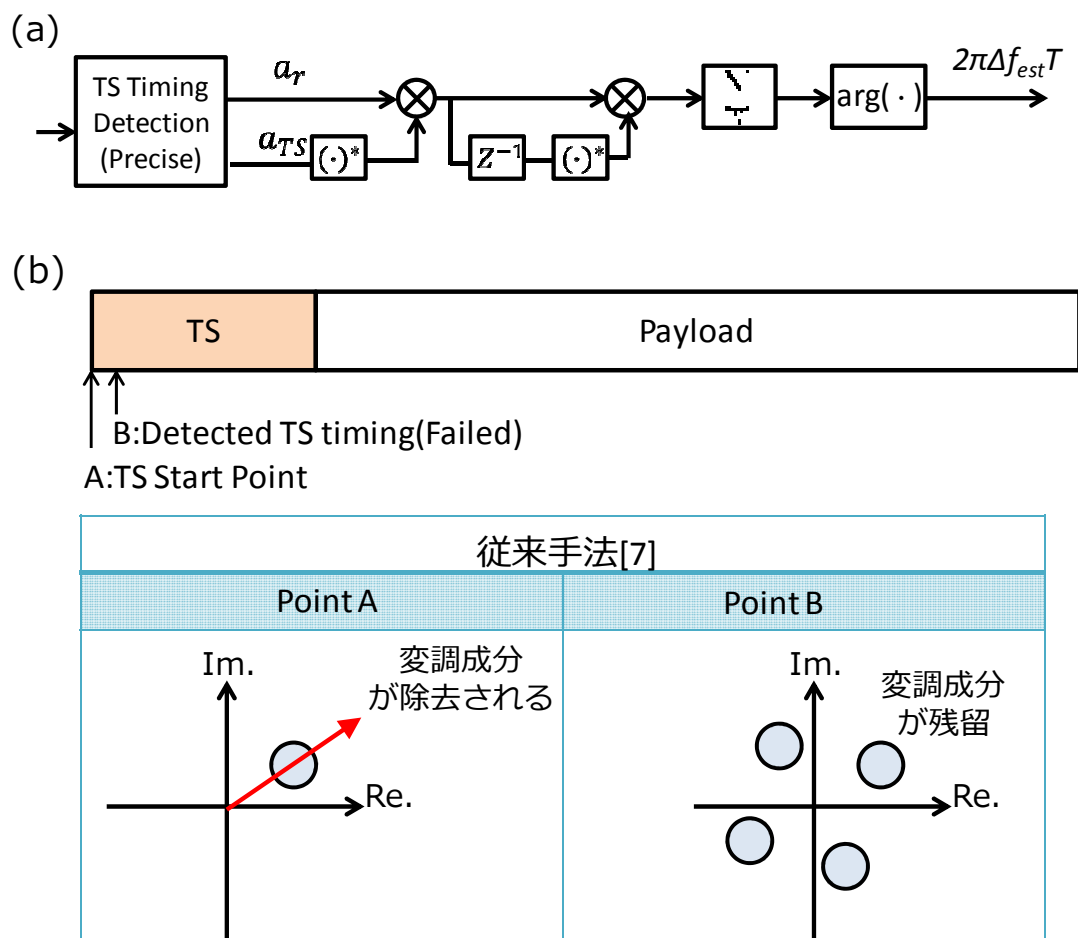


図 4-7(a) 従来のトレーニング信号を用いた周波数オフセット補償方式、(b)トレーニング信号検出位置に対する受信コンスタレーション例

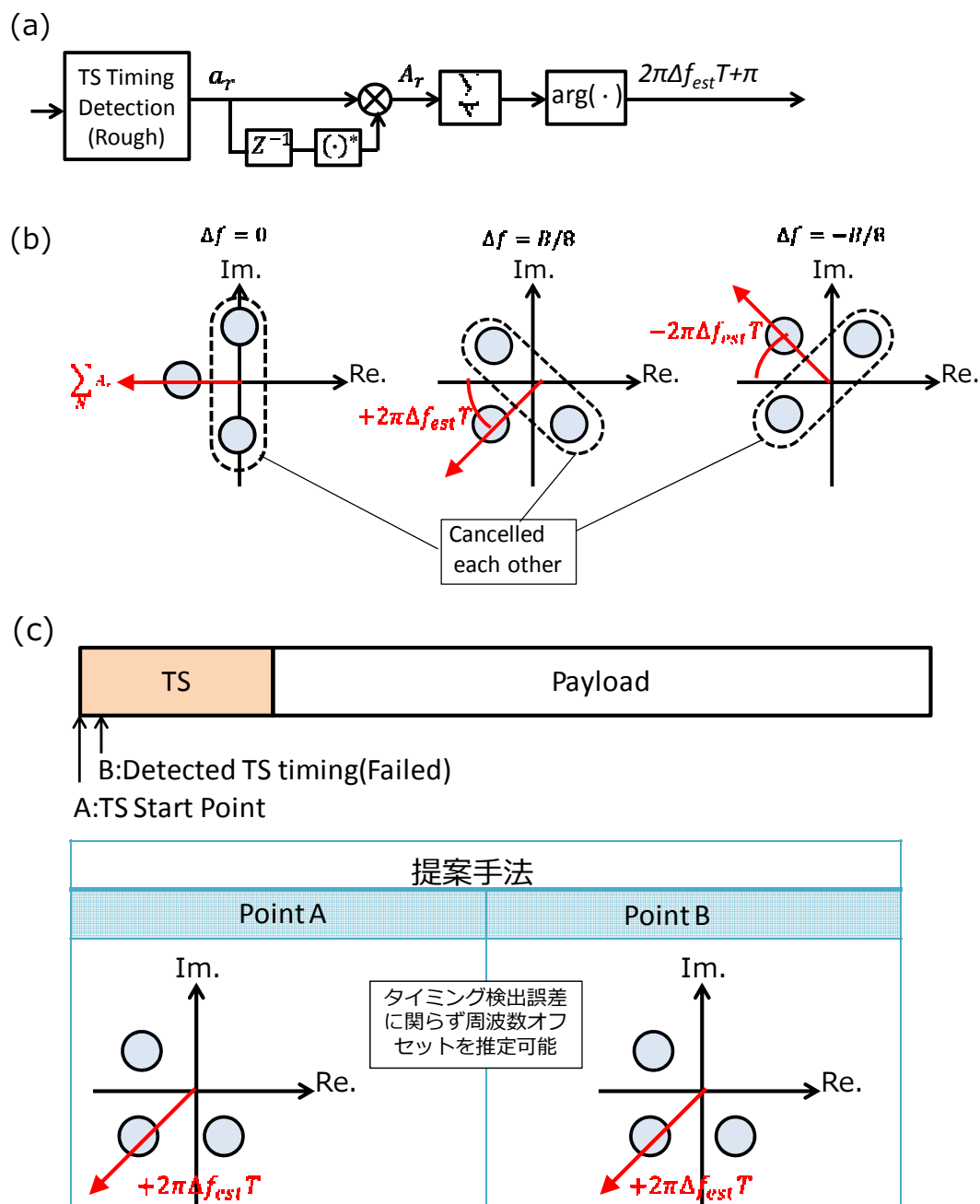


図 4-8 (a) 提案周波数オフセット補償方式、(b)提案方式における差動検波処理後のコンスタレーション例、(c)タイミング検出位置に対する受信コンスタレーション例

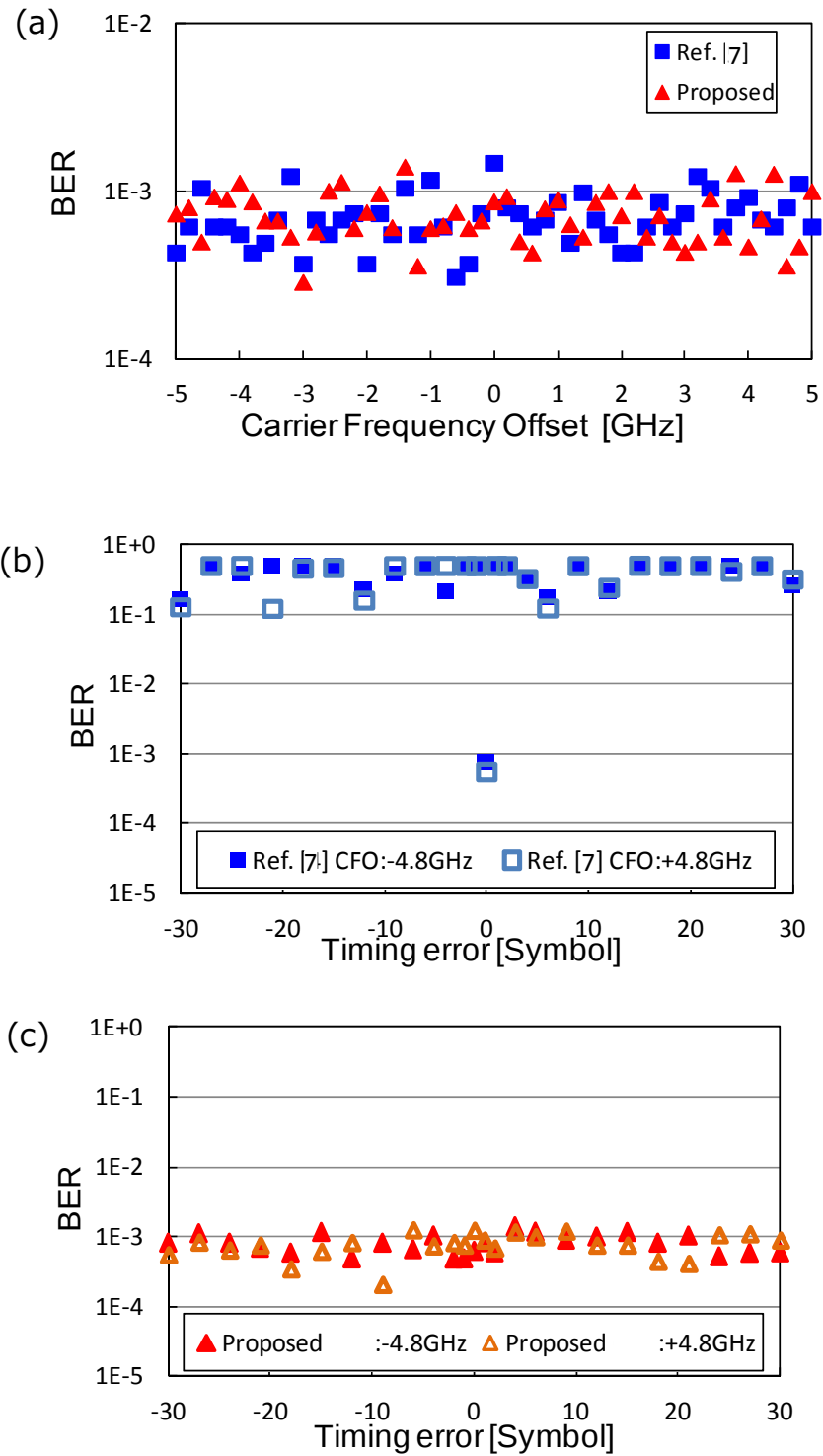


図 4-9 シミュレーション結果：(a)周波数オフセット量に対する BER 特性、(b)従来方式における TS のタイミング検出誤差に対する BER 特性、(c) 提案方式における TS のタイミング検出誤差に対する BER 特性

4-3-4 バースト受信実験構成

次に、バースト受信実験による BER 特性評価を実施した。図 4-10(a)に、実験構成を示す。本実験系は、バースト送信器と、バースト対応コヒーレント受信器にて構成される。バースト送信器は、DFB-LD、IQ 変調器、バースト変調用 SOA を備える。バースト送信器の送信波長、および、線幅は、1552.68 nm、100 kHz である。IQ 変調器にて、信号光を 10 Gbaud QPSK 変調する。FG の送出する Enable 信号により、SOA の増幅利得を変調し、バースト送信器の送信タイミングを制御する。バースト送信器の送信出力は+3.0 dBm とした。図 4-10(b)に送信バースト信号の構成図を示す。各バースト信号は、プリアンプルとして 204.8 ns の提案トレーニング信号系列を有する。ペイロード、および、ガードタイムはそれぞれ 4.2 μ s、400 ns である。ペイロードは、PRBS2¹¹⁻¹ の疑似ランダム信号で構成される。信号光の注入電流量を調整することで周波数オフセット量の調整を行った。

バースト対応受信器は、ALC-EDFA、コヒーレント受信器、LO 光源、リアルタイムオシロスコープを備え、オフライン信号処理によりバースト信号を復号する。ALC-EDFA の NF は 5.6 dB、LO 光の出力、および、線幅はそれぞれ+10.0 dBm、100 kHz である。前章にて検討した TWDM 方式への適用を想定し、1.2 dB の損失を有する帯域幅 0.48 nm の BPF を ALC-EDFA の前段に配置した。受信信号は、8 bit の垂直分解能を有するリアルタイムオシロスコープにて 50 GSamples/s でサンプリングされ、オフライン DSP にて復号される。オフライン DSP は、フレーム検出機能、クロック補償機能、CMA を利用した適応等化フィルタ機能、提案周波数オフセット補償機能、4 乗法による位相補償機能、および、デコーダを備える。CMA によるフィルタ係数の最適化に要する反復計算回数を削減するため、事前計算したフィルタ係数を用いる。提案周波数オフセット補償手法では、トレーニング信号系列の時間位置検出機能に対する精度要求の緩和が期待される。そこで、フレーム検出機能として第 3 章で検討した受信信号の複素振幅を閾値検出する単純な方式を用い、このフレームの検出結果をトレーニング信号系列の時間位置検出に再利用する。フレーム検出機能では、受信信号から、複素振幅の平均値を導出し、閾値と比較することでバースト信号の立ち上がり、立ち下がりを検出する。この検出結果を元に Enable 信号を送出し、後段の周波数オフセット補償機能を動作させる。フレーム検出機能と、周波数オフセット補償機能の平均化数はそれぞれ 256 サンプル、512 シンボルである。推定した周波数オフセット量は、フレーム検出機能によりバーストフレームの末尾を検出するまで補償に用いる。

4-3-5 実験結果

図 4-11(a)に、周波数オフセット量に対する最小受信感度を示す。ここでは、最小受信感度を BER=10⁻³ となる入力信号光強度で定義する。図示の通り、周波数オフセット量が ± 5 GHz の範囲において-43.0 dBm 以下の高感度受信を達成した。これは、想定する周波数オフセットの補償可能範囲である $\pm B/2$ と一致する。図 4-11(b)に-43.5 dBm の

信号受信時におけるトレーニング信号系列のコンスタレーションを示す。位置検出機能の検出精度が低い場合でも、差動検波後に非対称なコンスタレーションとなる信号系列を用い、ベクトル和をとることで、周波数オフセット量が検出できることが分かる。

4-4 おわりに

本章では、デジタルコヒーレント受信技術を用いた PON システムの経済化を実現する技術として、①簡易な構成で広ダイナミックレンジ受信を実現する新規 AGC-SOA の提案と、②バースト対応周波数オフセット補償アルゴリズムの提案を行った。新規提案した AGC-SOA は、AGC-SOA の出力光信号レベルをもとに、光受信器に搭載された TIA の増幅利得を制御する。これによって SOA の利得の飽和を防ぐとともに、かつ、SOA、および、TIA の利得切り替えによるバースト信号の強度差の吸収により量子化雑音の低減が期待できる。本章では、10 Gbps の SP-QPSK の 40 km バースト伝送実験受信により提案構成の受信ダイナミックレンジを検証した。結果より、第 3 章で用いた AGC-SOA より簡易な構成でありながら、30 dB の広受信ダイナミックレンジが得られる、かつ、48.6 dB の高バジェットが得られることを示した。

また、OLT の周波数オフセットの補償範囲を拡大し、ONU に要求される波長制御精度を下げる技術として、バースト信号に対応した新規周波数オフセット補償アルゴリズムを提案した。提案方式では、送信信号として、差動検波処理後のコンスタレーション配置が非対称となるようなトレーニング信号系列を用いる。このトレーニング信号系列は、同符号連続を持たず、隣接するシンボルの位相差が、常に $\pm\pi/2$ 、ないしは、 $\pm\pi$ となるランダムパターンで構成される。受信側では、差動検波後のトレーニング信号のベクトル和を計算することにより、直接周波数オフセット量の推定ができる。Mth power algorism のように変調信号成分を除去するための乗算処理が必要ないため、 $\pm B/2$ の範囲の周波数オフセット量を補償できる。加えて、従来のトレーニング信号で必要であった高精度のトレーニング信号位置の検出機能が必要でないため、DSP の簡易化が期待される。本章では、理論計算、および、バースト受信実験により、簡易な信号処理構成で 20 Gbps の SP-QPSK バースト信号受信時において従来方式と同等である ± 5 GHz の周波数オフセット量を補償できることを示した。

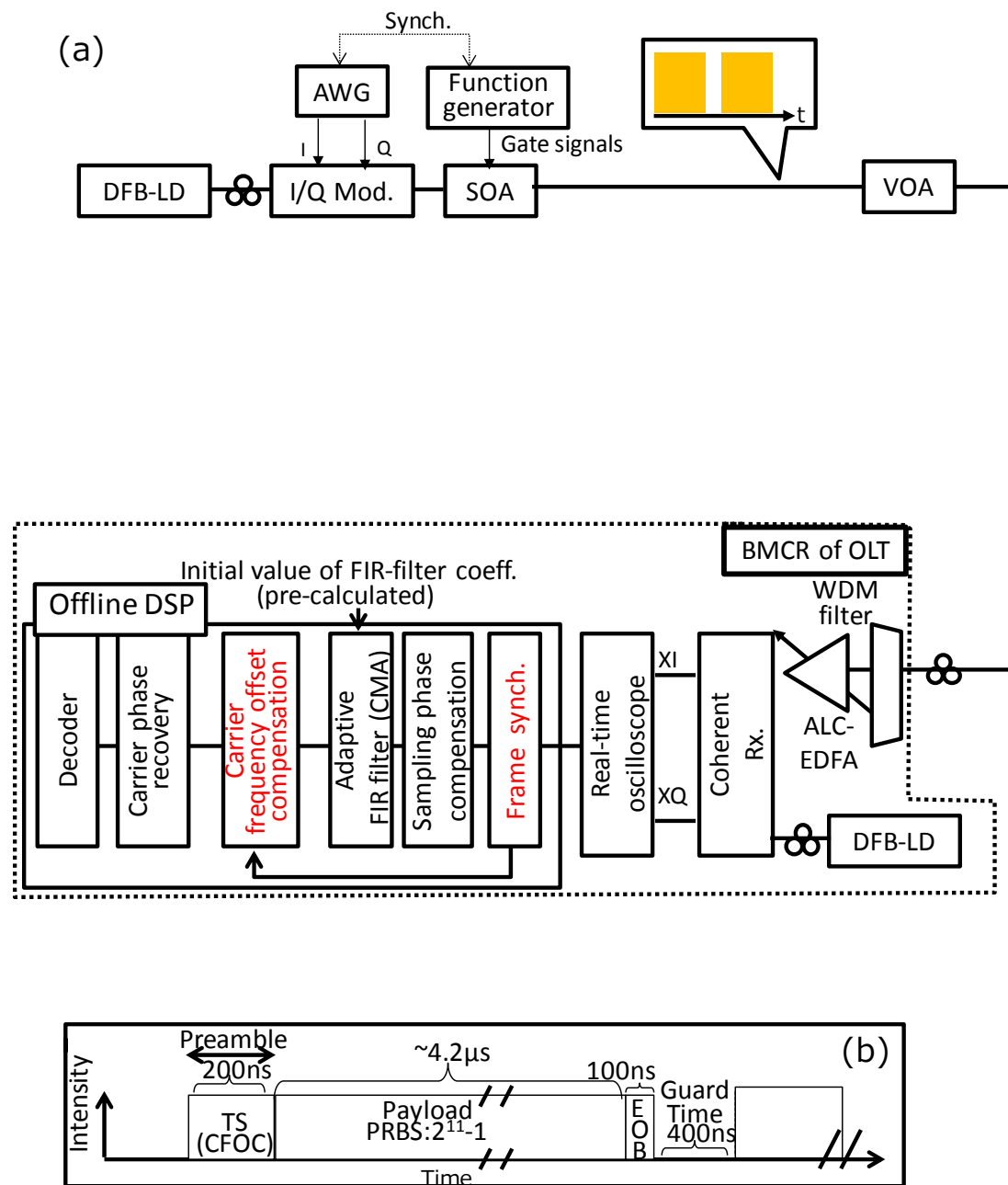


図 4-10 (a)バースト受信実験構成、(b)送信バースト信号構成

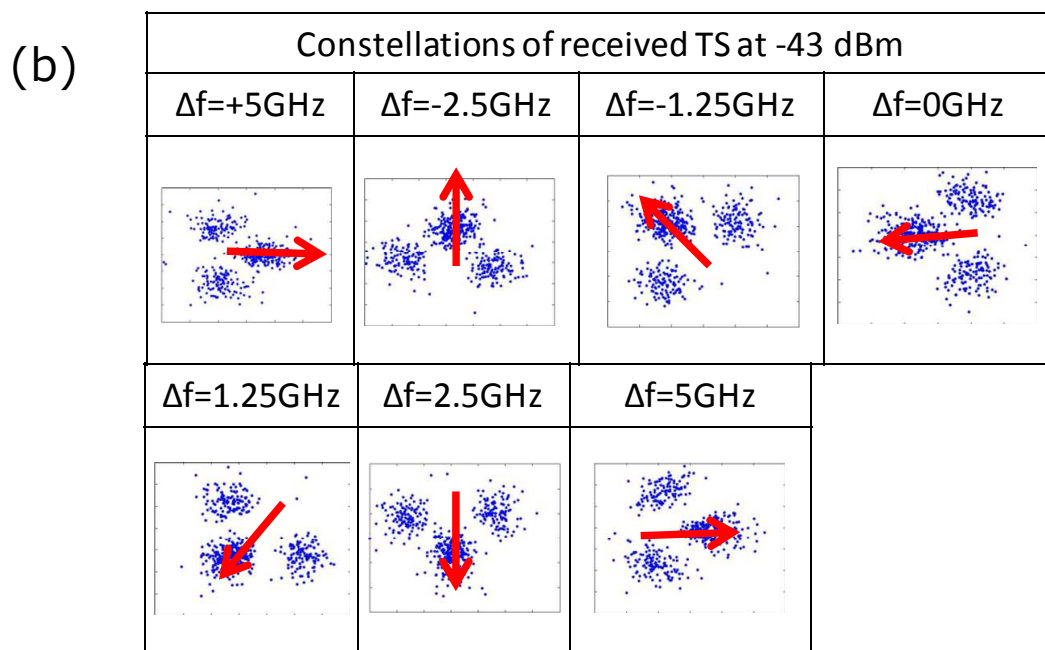
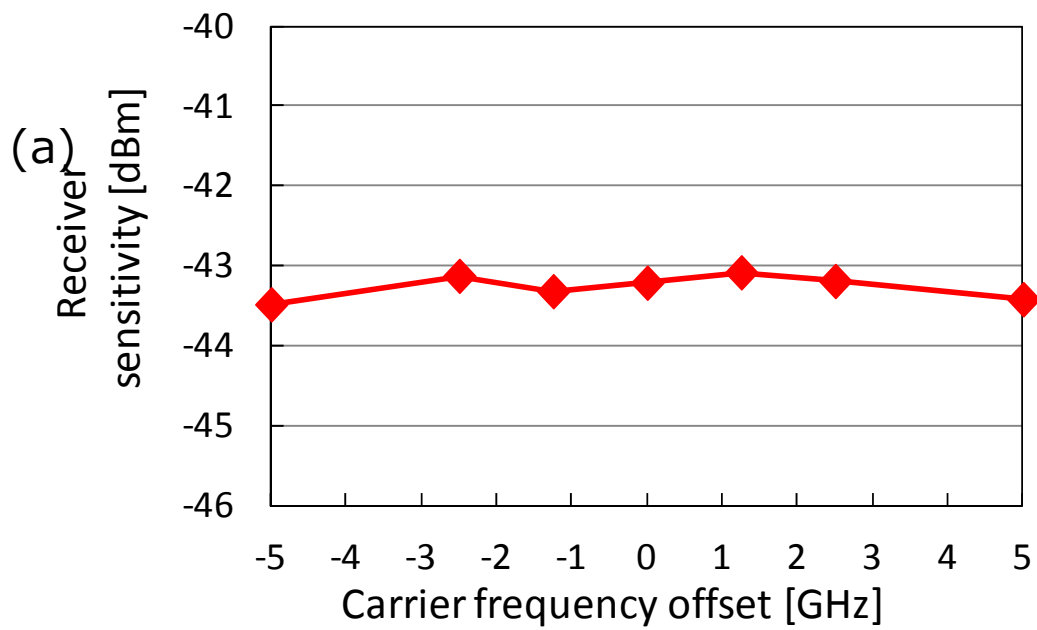


図 4-11 (a)周波数オフセット量に対する最小受信感度、(b)トレーニング信号の受信コンスタレーション

4-5 参考文献

- [1] M. Fujiwara, et al., "Long-Reach and High-Splitting-Ratio WDM/TDM-PON Systems Using Burst-Mode Automatic Gain Controlled SOAs", IEEE/OSA J. Lightw. Technol., Vol. 34, No. 3, pp. 901-909, 2016.
- [2] N. Kamitani, Y. Yoshida and K. i. Kitayama, "Experimental study on impact of SOA nonlinear phase noise in 40Gbps coherent 16QAM transmissions," in Proc. ECOC2012, 2012, pp. 1-3.
- [3] 鈴木 扇太, 他, "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, 2012.
- [4] A. Leven, et al., "Frequency Estimation in Intradyne Reception," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 19, no. 6, pp. 366-368, 2007.
- [5] L. Li, et al., "Wide-range, Accurate and Simple Digital Frequency Offset Compensator for Optical Coherent Receivers," in Proc. OFC/NFOEC 2008, OWT4, 2008.
- [6] Zhiyu Li, et al., "Wide-range and fast-convergence frequency offset estimator by BER-aiding for optical coherent receivers," in ACP2009 , 2009.
- [7] X. Zhou, et al, "Wide-Range Frequencsy Offset Estimation Algorithm for Optical Coherent Systems Using Training Sequence," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 24, no. 1, pp. 82-84 , 2012.

第5章 OFDM 方式の適用による PON システムの柔軟性拡大

5-1 はじめに

現在、広く活用されている TDM 方式に加え、TWDM 方式を活用した PON システムの実用化に向けた検討が盛んに行われている。従来の時間軸方向のユーザ多重に加え、通信に用いる波長数を増やすことで、①通信帯域の増加や、②複数サービスを波長ごとに分け収容すること、③OLT の光送受信器の故障時における通信波長の再割り当てなどが期待される。第 2 章で言及した通り、NG-PON2 などの次世代 PON システムでは、光強度を 2 値で変調し、直接検波する方式を想定している。一方で、将来の高速、かつ、伝送帯域の柔軟性を有する PON システムの実現を想定した場合、(1) 広帯域の電気部品の取得性と、(2) 多様な要求条件へ対応可能な柔軟性の実現が課題となる。2 値の強度変調方式を用いた場合、波長あたりの通信速度と同様の周波数帯域が送受信器の電気部品に必要となる。したがって、通信速度の向上とあわせ、新たな広帯域を有する回路の作成が必要となる。加えて、経済性を鑑みると、技術の成熟、および、新規部品の市場の拡大にともなう取得価格の低廉化を待たなければならない。また、2 値変調を活用した PON システムでは、帯域割当は時間軸方向のみとなり、OLT に収容される各 ONU の最大伝送速度は回路の動作速度によって決定される一定値となる。また、複数サービスの収容が期待される TWDM-PON などの波長多重技術と組み合わせた PON システムであっても、共通の OLT を用いて波長ごとに異なる伝送速度を設定するのは難しい。

本章では、上記の課題を鑑み、デジタル信号処理技術と多値・OFDM 変調技術を活用する PON システムを提案する。多値変調技術を用いることで、技術・市場ともに成熟している 10 Gbps 級の電気部品を活用しながら最大伝送速度の向上を図る。加えて、無線通信で活用されている OFDM 変調方式を適用することで、ユーザ/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当を実現する。

5-2 OFDM 方式概要と光伝送分野での検討状況

5-2-1 OFDM 方式概要

OFDM 方式は、直交する多数の搬送波をデジタル変調し、周波数軸上にて信号を多重する方式である。特に、無線通信分野では LTE (Long Term Evolution) と呼ばれる 3.9 世代の移動体通信網の下り伝送方式として実用化がされている。OFDM 方式では、サブキャリアと称する各搬送波間は直交性を有し、お互いに影響を及ぼさない。図 5-1(a)に OFDM 信号の例を示す。各サブキャリアは、シンボル長 T のデジタル信号となっており、それぞれ周波数の異なる正弦波である。データ信号は、各サブキャリアの位相、および、振幅変調により伝送される。この信号は正弦波であるが、時間多重された信号はランダムなアナログ上の波形となる。隣接サブキャリア間隔は、 $1/T$ であり、各サブキャリアの搬送波周波数にてお互いに電力スペクトル密度はゼロである NULL

点となる。このため、通常マルチキャリア変調方式と比較し、非常に高い密度でサブキャリアを多重できるため、周波数利用効率が高い。図 5-1(b)に OFDM 信号の送受信構成を示す。なお、簡単のため、主要構成要素のみを示している。OFDM 信号は、送信器に具備された DSP 回路において、逆離散フーリエ変換 (IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform) により、直並列変換された信号を変換し、多重したのち、再度パラレル-シリアル変換することで生成される。受信器側では、受信した連続信号を直並列変換し、高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) することで、サブキャリア多重された信号を再度分離する。この FFT 処理に伴い、時間軸から周波数軸上に変換された受信信号を、サブキャリア毎に推定した伝送路特性をもとに信号歪みを補正することもできる。

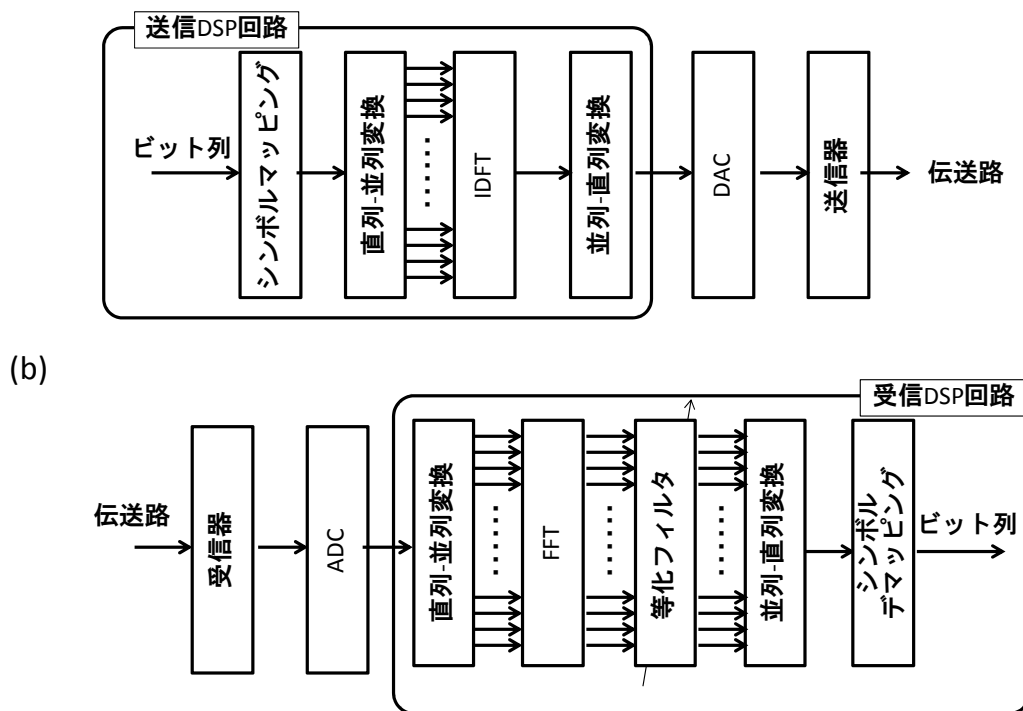
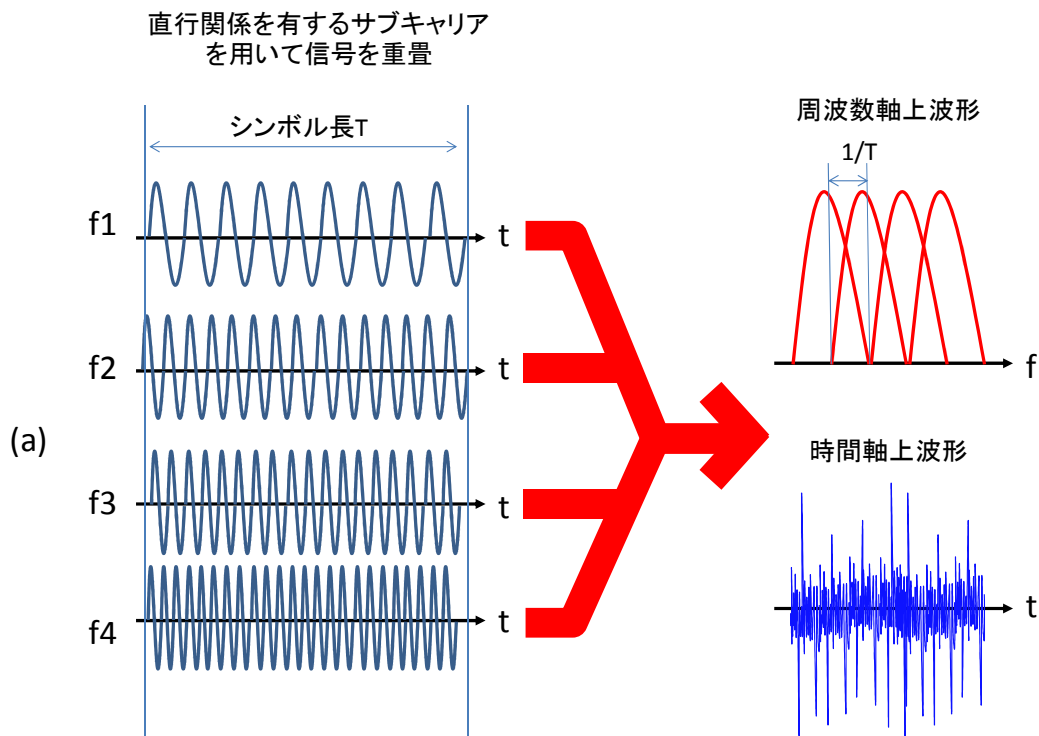


図 5-2(a)OFDM 信号例、(b)一般的な OFDM 信号の送受信構成

5-2-2 長距離伝送系における先行研究事例

光ファイバ伝送分野における OFDM 方式の検討は、基幹通信網において、マルチモードファイバ伝送にともなう信号分離・補償[2],[3]、最大伝送速度の向上[4],[5]、伝送距離の延伸[6],[7]、最大伝送速度の向上を狙い始まった。特に伝送距離の延伸、最大伝送速度の向上において OFDM 信号を活用する利点として波長分散耐力の向上があげられる。光ファイバでは屈折率の波長差に起因して光の伝搬速度が異なる。長距離伝送時には光信号の変調スペクトルの広がりによって光信号の到着時間の差により、受信信号波形が劣化する。これは、無線通信におけるマルチパスフェージングと類似する。したがって、OFDM 変調方式を活用することで、高い周波数利用効率による変調スペクトルの狭窄化や、サブキャリア多重、および、CP (Cyclic Prefix) と称されるガードインターバルの挿入による遅延波耐性の向上効果によって、更なる伝送速度・伝送距離の向上を図ることができる[5]。

また、サブキャリア多重技術による帯域の伸縮性を生かした検討も行われている。長距離伝送系ではこれまでに、大容量伝送を実現するため、光ファイバ上に複数の異なる波長を有する光信号を重畳する波長多重技術を主に活用してきた。これまでの波長多重をベースにしたネットワークでは、レーザや光伝送装置の歩留まりのため、規定の一定間隔の波長グリッド上に信号波長を配置するものであった。波長間隔は例えば 50 GHz 程度である。現在実用化されている光トランスポンダ装置の伝送速度は 100 Gbps 級、ないしは、10 Gbps 級であり、トラヒックや収容サービスに応じて配置されている。100 Gbps 級の伝送システムでは、主に光の偏波多重と QPSK 変調を組み合わせた DP-QPSK 信号を光デジタルコヒーレント受信する方式が適用されている。新たなネットワークを収容する場合は、既存システムの活用していない波長グリッドに信号波長を追加しネットワークを収容する。しかし、限りある光波長資源と現在のトラフィックの急増や将来のネットワークサービスの多様化などを鑑みると、基幹網における光波長資源の有効活用は必要不可欠である。これらを鑑み、文献[9]では、エラスティック光ネットワークを提唱した。エラスティック光ネットワークでは、OFDM 変調信号等の高度な変調方式を用いる。光信号の「シンボル レート」、「シンボル当りの多値数」、「サブキャリア数」の 3 つのパラメータを最適に組み合わせ、ネットワークごとに割り当てる通信帯域の粒度を向上する。さらに通信波長を波長グリッドによらずフレキシブルに配置する、フレキシブルグリッドの概念を組み合わせることで波長資源を有効活用する。従来の光パスネットワークでは、前述の通り、10 G、100 Gbps 級の伝送装置を需要に応じて配備する。そのため、収容ネットワークによっては要求帯域に対する過割当が生じえる。加えて、波長間隔が一定間隔のため、特に 10 Gbps 級のシステムを用いる場合にはシンボルレートの数倍もの波長間隔に設定されてしまい、波長利用効率が低下する。一方で、OFDM 方式を活用し、多値度とサブキャリア数を柔軟に割り当てること

で、10 Gbps、100 Gbps の中間値（例えば 50 Gbps、20 Gbps 等）に通信帯域を設定することができ、収容ネットワークに応じた帯域の割当が可能となる。

5-3 OFDM 方式を適用した光アクセスネットワークとその課題

光アクセス系においては、ADSL のように、光送受信器の限られた帯域を有効利用するために OFDM 技術を活用する検討もされている。アクセスネットワークでは一般的にコスト削減のため、より安価な構成、素子の活用が加入者端末に要求される。したがって、近年の大容量化のニーズに対応するため長距離伝送系で活用されているような高価な光送受信器を安易に活用することは難しい。これまでに、サブキャリア毎に多値度を変更可能な OFDM 方式を用いることで、低帯域の光送信器を最大限活用する提案がされている[8]。一方、将来の光アクセスでは、従来のマスメディア、ビジネスユーザに加え移動体通信網や、例えば M2M といった新規通信サービスを同一 ODN で効率的に収容することが考えられる。このとき、移動体通信網では非常に広帯域な通信が要求されるのに対し、広く分布するユーザを収容することが想定される M2M では経済性の向上や、伝送範囲の拡大などが求められることは想像に難くない。したがって、今後は、要求条件の異なるサービスを限られた波長資源を有効活用しながら効率的に収容する必要がある。これに対し、文献[9]と同様に、光アクセスにおいてもサブキャリア数の変更や、サブキャリア毎に多値度を変更することによって柔軟な帯域割当を実現する提案がされている[10]-[12]。加えて、低多値度、かつ、少ないサブキャリア数で通信することで、収容範囲をスケラブルに変更可能する構成も想定されている[13]。

図 5-2 に、本章で想定する将来光アクセスネットワークの概観図を示す。OLT と複数の ONU とが、通信局舎の外部に配置された光スプリッタを介して接続され、ポイント・トゥ・マルチポイントの通信を行う。本章で想定する将来光アクセスネットワークでは、複数のサービスを同一光伝送路上に収容する方法として、異なる上下波長のペアを各サービスに割当てて WDM 技術の適用を想定している。これは、各サービスを波長毎に分けることで保守性や機密性の向上を図るためである。OLT は、複数の OLT ポート、および、波長分波/合波フィルタを有する。各 OLT ポートは各サービスに対応し、特定の上下波長ペアの信号を送受信する。すなわち、同一のサービスを利用する ONU 群は特定の OLT ポートとのみ通信をする。広帯域が要求される移動体通信網などを収容する場合、図中に示す通り全てのサブキャリアを 16 QAM 等の高多値度で変調し通信する。一方で、M2M などの収容端末数は多いが比較的トラフィック量が低いことが予想されるシステムでは、多値度、および、サブキャリア数を下げ、分岐数、および、伝送距離を確保する。

ここで、上り伝送方式が課題となる。OFDM 方式を用いた PON システムの上り伝送方式として、これまでに 2 通りの構成が検討されている。1 つは、上り通信に OFDMA 方式を適用する構成である。各 ONU は割り当てられたサブキャリアを用いて OLT と通信するものであり、ONU 側では直接変調 LD の DC バイアスを強度変調し、OLT 側

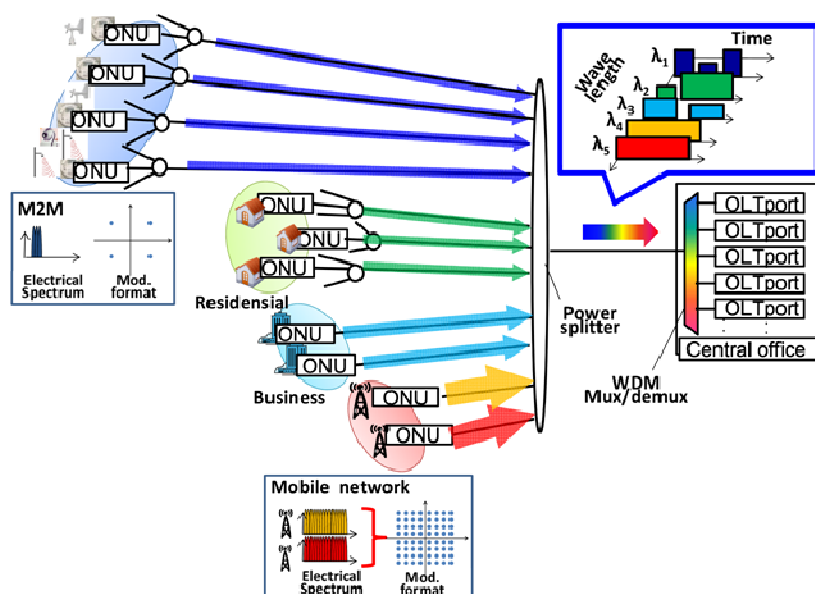
でサブキャリア多重された上り信号を直接検波する[16],[17]。しかし、サブキャリアの直交性を利用して信号多重する OFDM 方式の特性上、各 ONU は高い精度で送信信号のクロック・周波数同期をしなければならない。加えて、OLT は各 ONU の送信する信号光を同時に受信するため、後方散乱光や、信号光間のビート雑音による影響により大幅に特性が劣化することが予測される。これを避けるためには、ONU 毎に異なる信号波長を割り当てる必要があり、ポイント・トゥ・マルチポイントを利用した PON システムの高い経済性を損ねることが考えられる。もうひとつの手法は、上り通信に TDM の OFDM 方式を適用する構成である[8],[18]。この場合、OLT は、従来の PON システムと同様に、各 ONU の送信するバースト信号を受信する必要がある。TDM 方式を用いた PON システムでは、上記のような正確なクロック、周波数同期は必要でなく、かつ、同一波長を用いて複数のユーザ多重を実現できる。したがって、経済性の観点では、前者の方式よりも優れる。しかし、大きな強度差のあるバースト信号を受信するため、これまでの報告では、非常に高い垂直分解能を有する ADC を用いた場合でも広い受信ダイナミックレンジを確保することは難しかった[8]。以降では、TDM-OFDM 方式を用いた PON システムにおいて、広ダイナミックレンジ受信を実現する上り送受信構成を提案し、実現可能性を検討する。

5-4 上り送受信構成の提案

前節にて言及した通り、多値変調、および、OFDM 方式の適用により、帯域の可変性や、サービス毎に最大伝送帯域を変更することが容易となるなど、これまでの PON システムでは実現できなかった新たな機能を追加することができる。一方で、従来の PON システムと比較し、多値・OFDM 方式を用いた PON システムでは、最小受信感度が著しく劣化してしまう恐れがある。ここでは 3 点、最小受信感度の劣化要因を挙げる。1 点目は、多値度の高い変調方式を用いることにより、エラーフリー伝送を実現できる所要 SNR が増大してしまうことである。2 点目は、第 2 章、および、3 章でも言及した AD 変換にともなう量子化誤差の影響である。OFDM 方式は複数のサブキャリアを多重するため、信号はアナログ状の波形となる。IM-DD 方式の PON システムでは、レベル差の吸収にリミッティングアンプを用いることが一般的だが、OFDM 信号をリミッティングアンプにて増幅した場合、飽和増幅による波形歪みが生じてしまう。したがって、コヒーレント受信時と同様に、ADC の入力信号レンジに合わせ、受信信号振幅を一定値にする必要がある。これらの課題に対し、受信 SNR の改善と、量子化誤差の低減を狙い、自動レベル制御機能付き光半導体増幅器を光受信器の前段に配置する構成を提案する[19]。以降では、自動レベル制御機能付き光半導体増幅器を OD-PE (Optical Domain Power Equalizer) と称する。図 5-3 に、DCO-OFDM (DC-biased Optical-OFDM) 信号の広ダイナミックレンジ受信を実現するバースト送受信構成を示す。OLT は、光電変換器 (O/E: Optical to Electrical converter)、ADC、DSP を有し、OD-PE を前置光増幅器として配備する。OD-PE は SOA と光 BPF、および、VOA を

備える。前段の SOA で受信信号を増幅し、後段の ALC 部で SOA の出力光信号強度をモニタする。モニタした光強度をもとに VOA をフィードフォワード制御し、OD-PE の出力信号光強度を一定値に揃える。これにより、強バースト信号受信時の O/E への過入力を防ぎ、かつ、弱信号受信時における AD 変換にともなう量子化誤差を低減する（図 5-3 参照）。フィードフォワード制御回路の応答速度は、おおよそ 50 ns である。加えて、SOA を用いて光前置増幅受信をすることで受信 SNR を改善する。

残る 3 点目の課題として、高い信号のピーク電力対平均電力比（PAPR: Peak to Average Power Ratio）による送信端での変調度の低下、および、ADC の垂直分解能を有効利用できないことによる量子化誤差の影響が懸念される（図 5-3 参照）。そこで、ONU の DSP で送信波形のピーク値を丸めるクリッピング処理を適用する。クリッピング処理は、OFDM 信号の PAPR を削減する手法として広く検討されている[20]-[23]。ここでは、処理の簡易さから、波形の上限値、下限値に一定の閾値を設けてクリッピングする手法を用い[23]。図 5-4 に、設定するクリッピング比と信号の PAPR の関係を示す。ここでは、次節での数値計算で用いた信号パラメータを用いた。図示の通り、クリッピング比と比例して PAPR も低下する。なお、あまりに低いクリッピング比を設定すると、信号の歪みの影響で SNR が低下するため、適切なクリッピング比を設定する必要がある。適切なクリッピング比を用いることで、送信側での変調度を高めるとともに、受信時の量子化誤差の影響を低減することができる。



©2015IEEE

図 5-2 本論文で想定する OFDM 方式を用いた PON システム

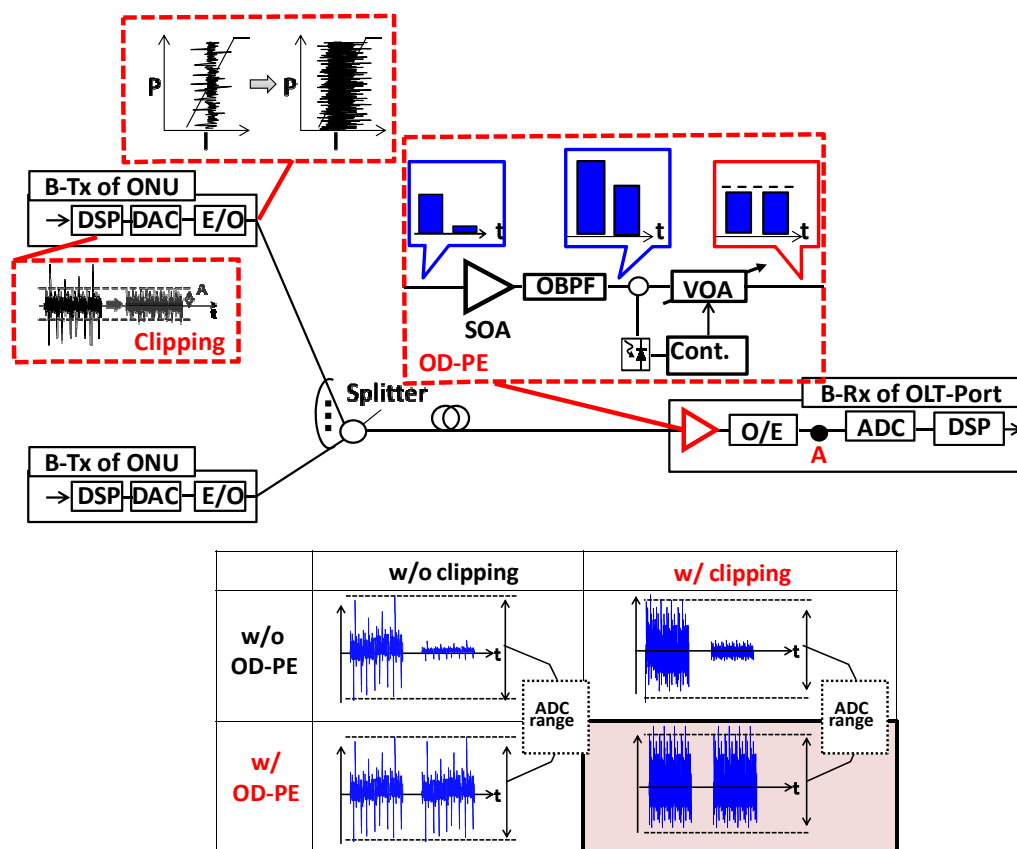
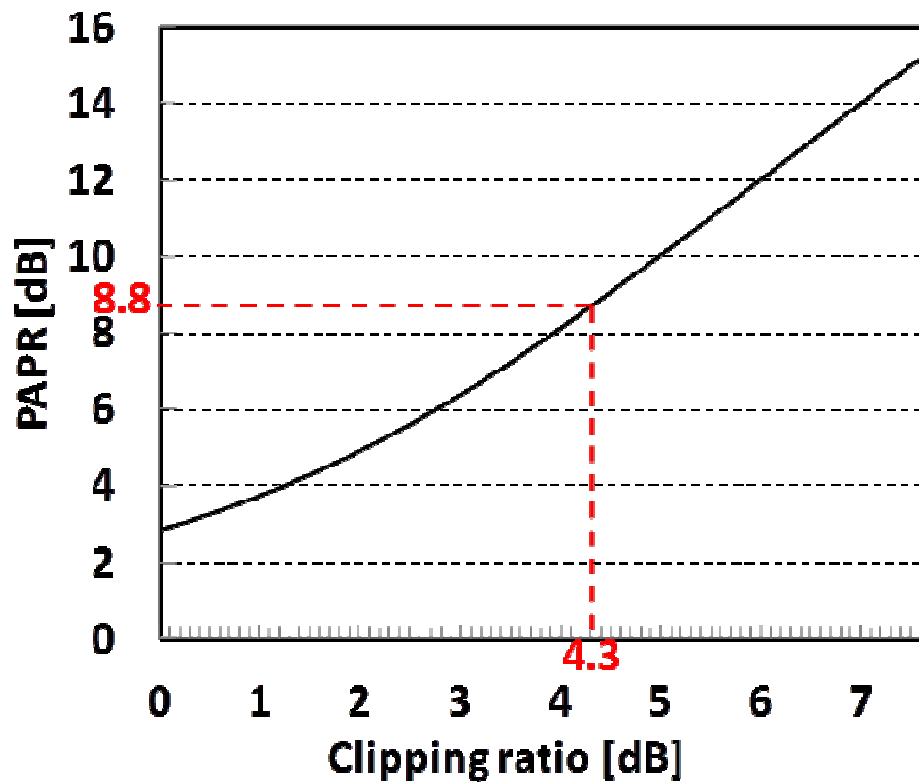


図 5-3 提案バースト送受信構成

5-5 シミュレーションによるシステム評価

5-5-1 適用効果の評価

OD-PE と送信信号クリッピング処理の適用効果を明らかにするため、16 QAM 変調の 10 Gbps の OFDM 信号に対し BER 計算を実施した。パラメータ諸元を表 5-1 に示す。受信器は -26.0 dBm の NRZ 信号受信時に $BER=10^{-12}$ を APD (Avalanche Photo-Diode) を用いることを想定し、熱雑音等各種パラメータを設定している。OD-PE の前段 SOA の NF は 6.0 dB、光 BPF の帯域幅は 3 nm とした。また、OD-PE の出力は -3.0 dBm と仮定する。図 5-5 に計算結果を示す。図中における実線と点線はそれぞれ高分解能の 8 bit の垂直分解能の ADC を用いた場合と、リアルタイム DSP 等で一般的に用いられる 5 bit の垂直分解能の ADC を用いた場合である。図 5-5(a)、および、(b) は OD-PE を用いない場合、(c)、および、(d) は OD-PE を配備する場合であり、(b)、および、(d) ではクリッピング処理を送信器 DSP で行っている。次節の実験との違いとして、本計算では連続光を対象とした。FEC の適用を想定し、 $BER=10^{-3}$ で受信感度を規定する。図 5-5(a) に記載の通り、最大受信信号強度を -9.0 dBm と仮定すると、5 bit、および、8 bit の ADC を用いた場合の受信ダイナミックレンジはそれぞれ 2.2 dB、6.4 dB に留まる。一方、クリッピング処理を適用しただけでは、5 bit の ADC を用いた場合、量子化誤差の影響を除去しきれず受信ダイナミックレンジはわずか 5.4 dB であった。しかし、8 bit の ADC を用いた場合の受信ダイナミックレンジは、11.3 dB まで改善できる (図 5-5(b) 参照)。また、図 5-5(c) に記載の OD-PE を適用した構成では、受信信号の SNR が補償され、ダイナミックレンジはそれぞれの場合において 10 dB 程度まで改善される。これに対し、図 5-5(d) に示す通り、OD-PE とクリッピング処理を組み合わせる構成では、量子化誤差の影響を低減するとともに、送信器における変調度が向上するため、5 bit の ADC を用いた場合においても 16.0 dB の広ダイナミックレンジ受信を実現できる。なお、本計算ではクリッピング処理により受信感度が最小となる PAPR 値を選択している。図 5-6 に計算した最小受信感度と PRPR 値の関係性を示す。図示のとおり、PAPR を 8.8 dB とした場合において受信感度が最小となる。なお、この時のクリッピング比は 4.3 dB であった。

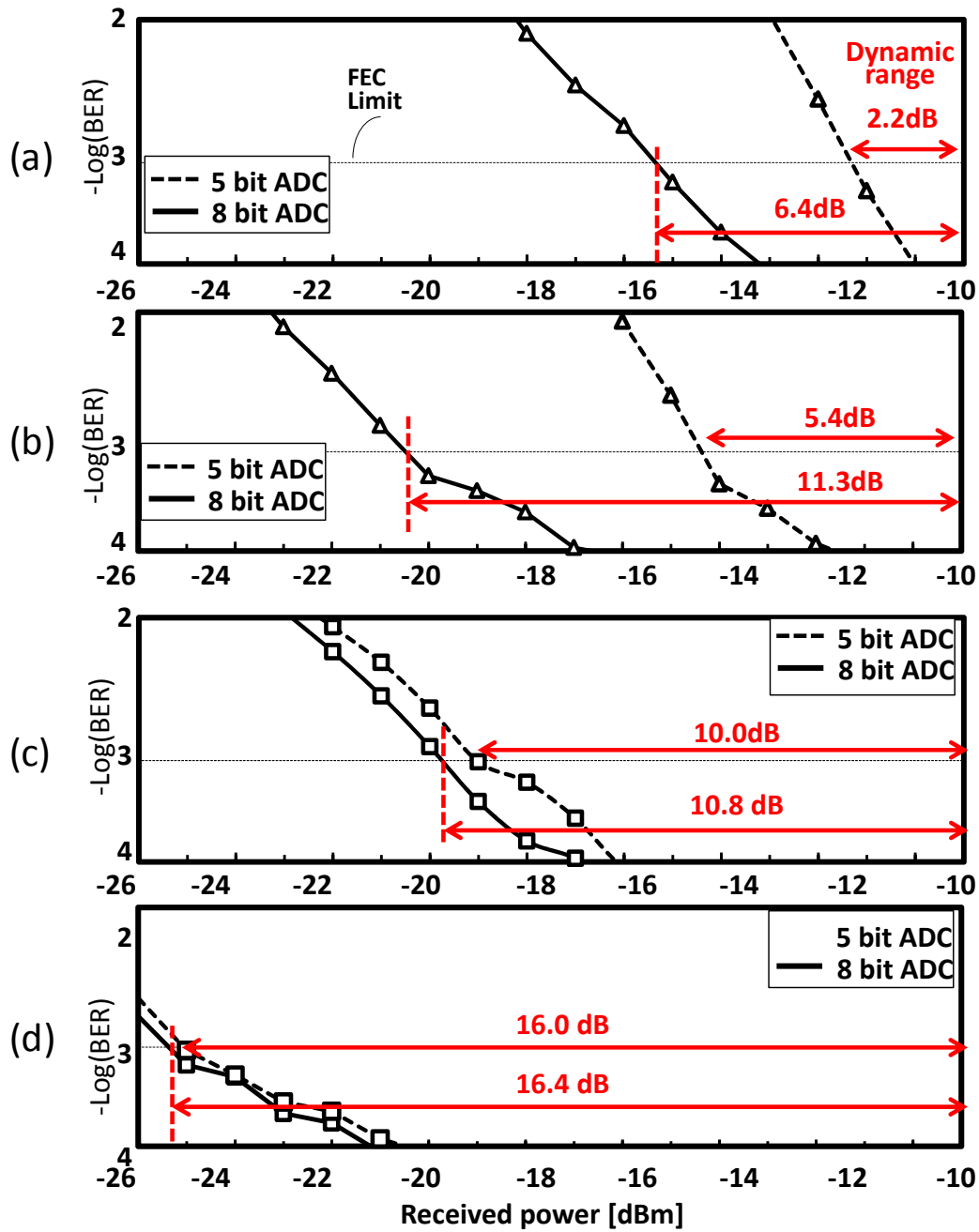


©2015IEEE

図 5-4 クリッピング比と PAPR の関係

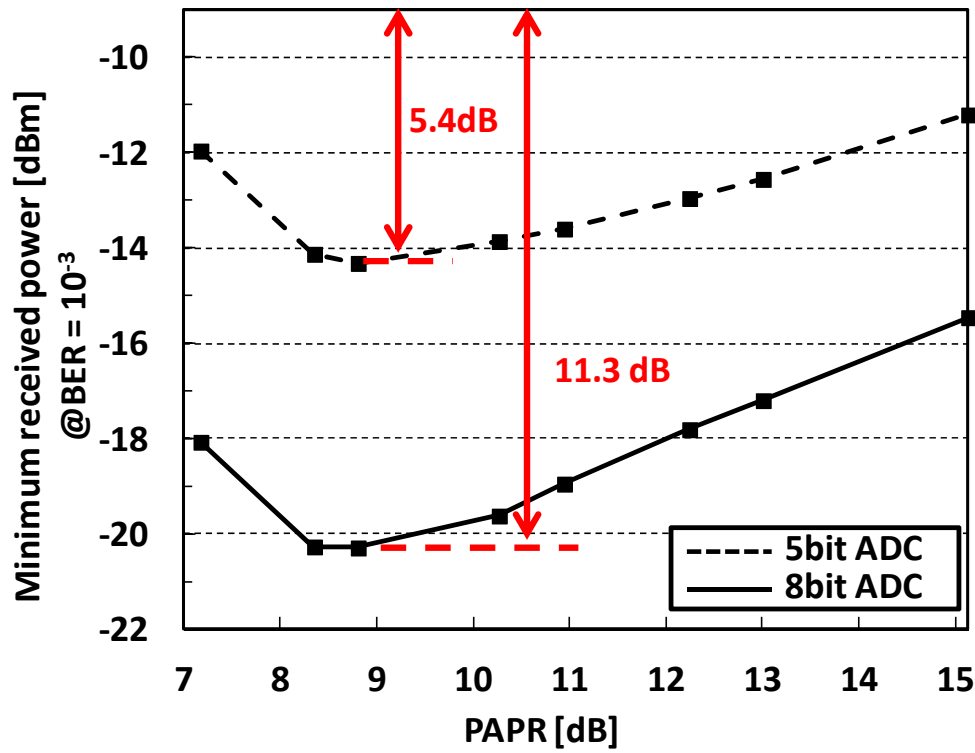
表5-1 計算諸元

Parameter	Values
Number of data-bearing subcarriers	64
IFFT/FFT size	256
Cyclic prefix length	1
Modulation format	16QAM
Symbol rate	39 Msymbols/s
PRBS pattern	$2^{15}-1$



©2015IEEE

図 5-5 BER 計算結果 : (a) w/o OD-PE、クリッピング処理、(b) w/o OD-PE、w/ クリッピング処理、(c) w/ OD-PE、w/o クリッピング処理、(d) w/ OD-PE、クリッピング処理

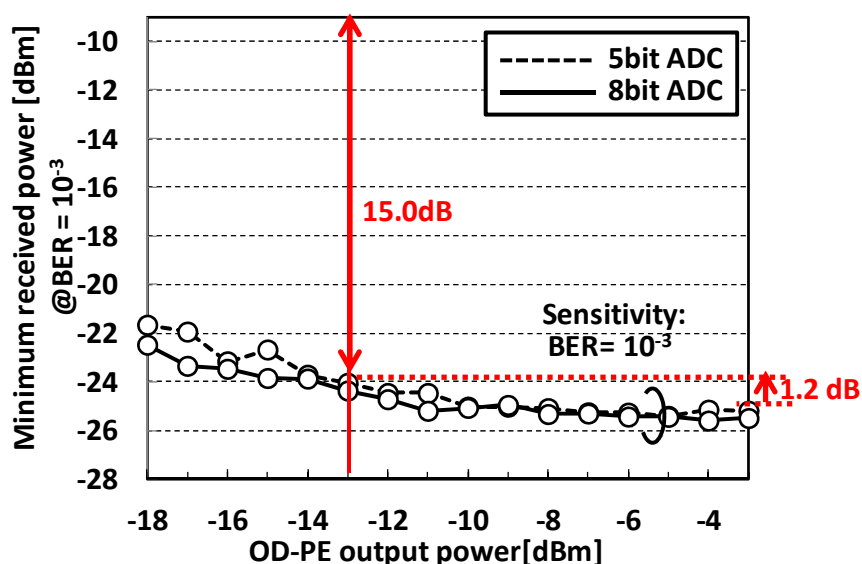


©2015IEEE

図 5-6 クリッピング処理による受信感度の改善効果

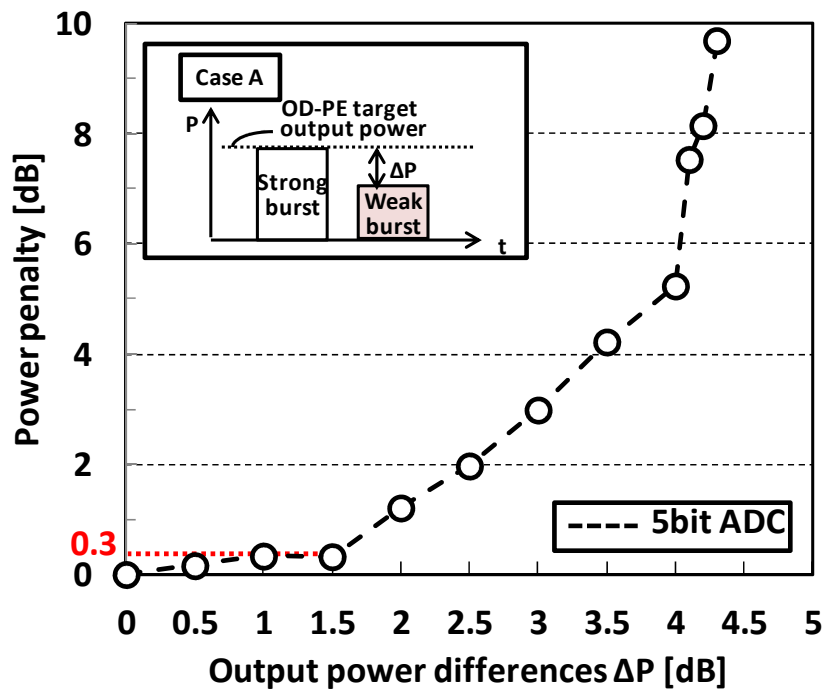
5-5-2 自動レベル制御機能付き光増幅器の設計

前項の数値計算では、OD-PE の出力を -3.0 dBm と仮定した。しかし、SOA の利得と入力信号強度の範囲における線形性を考慮すると実現は難しい。実際、次節において用いた OD-PE の試作機の出力強度はおおよそ -13 dBm であった。そこで、OD-PE の出力信号光強度と期待される最小受信感度の関係を計算により明らかにする。図 5-7 に、OD-PE の出力強度に対する最小受信感度を示す。計算に用いたパラメータは前項で用いた値と同一であり、ONU におけるクリッピング処理の適用を想定する。図示のとおり、出力信号光強度が -13 dBm であっても 15.0 dB の受信ダイナミックレンジが確保できることが分かる。なお、出力が -3.0 dBm の場合と比較し、 1.2 dB の劣化が見られた。次に、OD-PE に要求される出力信号強度の制御精度を検討する。ここでは、OD-PE の出力信号強度を -13.0 dBm とし、(A)弱バースト信号に対する OD-PE の出力信号強度、および、(B)強バースト信号に対する OD-PE の出力信号強度が、設定する OD-PE の出力信号強度に満たない場合について検討する。ここでは、設定出力信号強度に対するそれぞれの構成における出力信号強度の差を ΔP と定義する。図 5-8 に、構成(A)における ΔP と受信感度ペナルティの関係を示す。図示の通り、構成(A)において ΔP を 1.5 dB 以内に収めれば最小受信感度のペナルティはおおよそ無視可能な 0.3 dB に収まる。図 5-9 に、構成(B)における強信号の BER と ΔP の関係を示す。この場合では、 ΔP が 4.5 dB 以内であれば、強信号をエラーフリー受信できることが分かる。以上の結果より、OD-PE の出力信号強度を -13.0 dBm とし、出力信号強度誤差を 1.5 dB 以内に収めれば、おおよそ 14.7 dB の受信ダイナミックレンジが期待される。



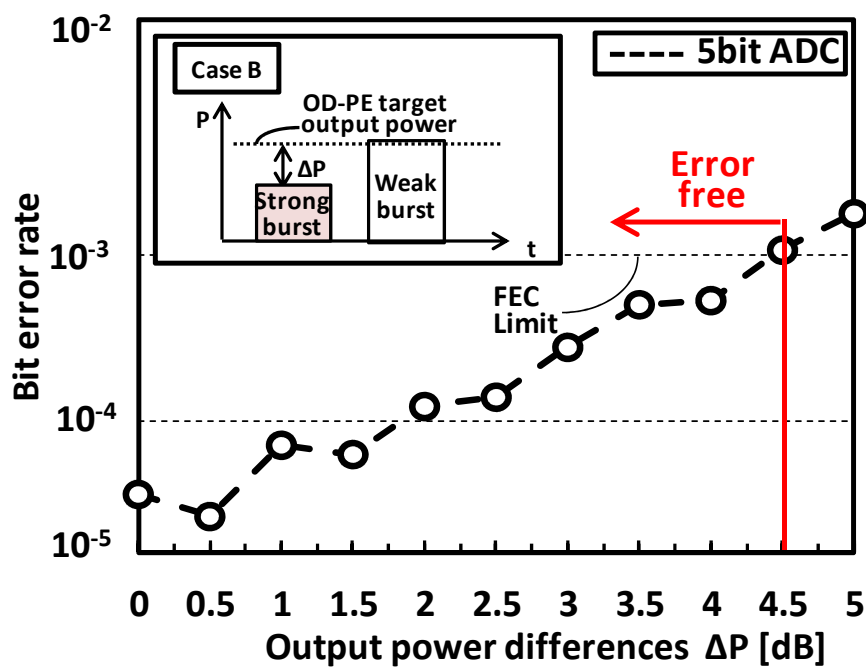
©2015IEEE

図 5-7 OD-PE の出力信号光強度に対する最小受信感度



©2015IEEE

図 5-8 強信号に対する弱信号の出力信号強度差と受信感度ペナルティの関係



©2015IEEE

図 5-9 弱信号に対する強信号の出力信号強度差と受信感度ペナルティの関係

5-6 バースト実験による適用効果の検証

5-6-1 実験構成

提案構成における受信ダイナミックレンジを確認するため、バースト送受信実験を行う。図 5-10 に実験構成を示す。実験で用いた信号パラメータは、前述の通り表 5-1 に記載している。実験系は、ONU のバースト OFDM 送信器 2 台と、OLT 側のバースト OFDM 受信器 1 台を備える。各バースト送信器は、直接変調レーザ (DML: Directly Modulated Laser Diode) と、バースト変調用の AOM を備える。オフライン DSP で生成したベースバンド OFDM 信号を AWG から 10 Gsamples/s で出力し、1311 nm の中心周波数を有する DML を強度変調する。IFFT、および、FFT サイズは 256 であり、そのうちの 64 サブキャリアがデータ伝送に用いられる。強度変調の OFDM 信号を生成するため IFFT、および、FFT サイズの半分のサブキャリアに送信データのエルミート対照成分を入力している。また、DC から 16 番目のサブキャリアまでは、低周波成分を除去するため、ゼロパディングしている。各バースト送信器の送信タイミングは、FG の送信する Enable 信号で制御する。図 5-10 中に記載の通り、各バースト信号は 457 ns のプリアンブルと、3.49 μ s のペイロード部、および、50 ns のエンドオブバーストを有する。プリアンブルのうち先頭の 200 ns は、OD-PE の制御に対する冗長部分として活用され、残りの 257 ns のプリアンブルにはバーストフレームの検出と、等化処理に用いるトレーニング信号で構成される。

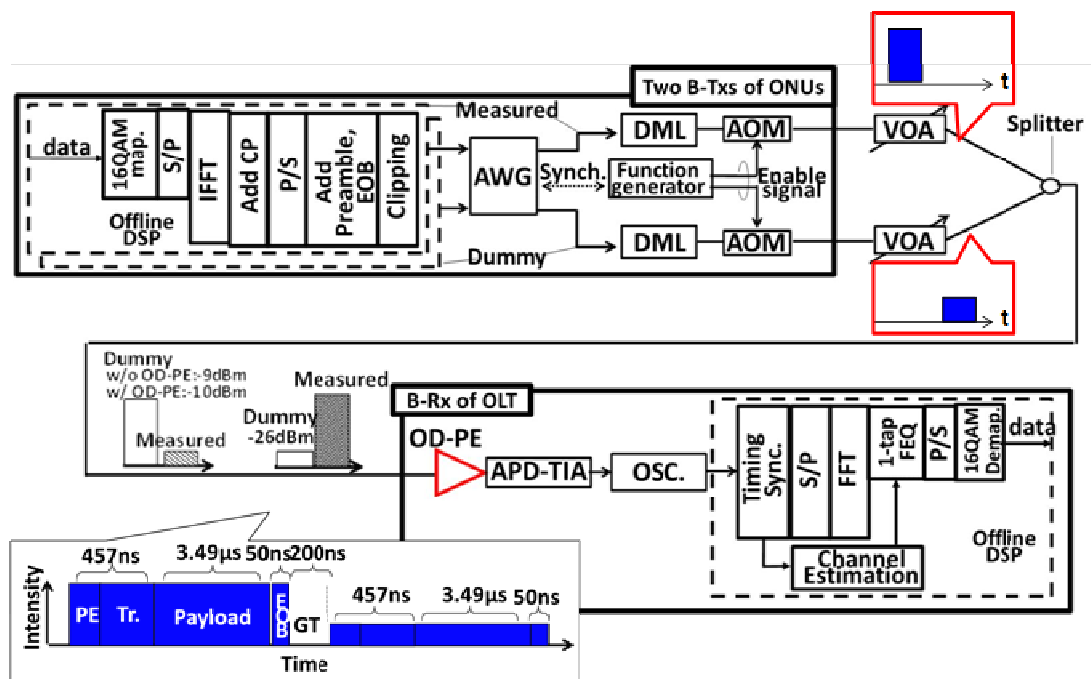
OLT 側のバースト受信器は、OD-PE、APD-TIA、および、ADC としてリアルタイムオシロスコープを備え、40 GSamples/s でサンプリングした信号をオフライン DSP で復号処理する。なお、リアルタイムオシロスコープの垂直分解能は 8 bit であるが、DSP で 5 bit に変換している。

5-6-2 実験結果

図 5-11 に、OD-PE の入出力波形を示す。ここでは、弱バースト信号、および、強バースト信号をそれぞれ -23.0 dBm、および、-9.0 dBm に設定している。13.0 dB の信号光強度差が、おおよそ 1 dB 以下まで低減されていることが分かる。また、出力信号光強度はおおよそ -13.0 dBm であった。SOA の NF は 6.0 dB であり、ASE 量を考慮に入れ、信号振幅を補正すると実際の信号強度差は 0.15 dB であった。したがって、前項の検討結果より、信号に対する出力光強度差 ΔP を 0.15 dB の場合では、約 15 dB の受信ダイナミックレンジが期待される。図 5-12(a) に測定した BER 特性を示す。ここでは、① OD-PE を配置しない場合、および、② OD-PE を配置する場合を比較する。弱バースト、および、強バースト測定時のダミー信号光強度は図 5-10 に記載の通り。ADC の最大入力レンジは、各構成における APD-TIA の最大受信信号振幅に合わせて設定した。すなわち構成①では -9.0 dBm 入力時、構成②では OD-PE の出力値である -13.0 dBm 入力時の受信信号振幅に合わせて設定している。図示の通り、構成②では、-23.0 dBm の最小受信感度を達成した。これは、構成①と比較し 8.9 dB 改善している。一方、構成

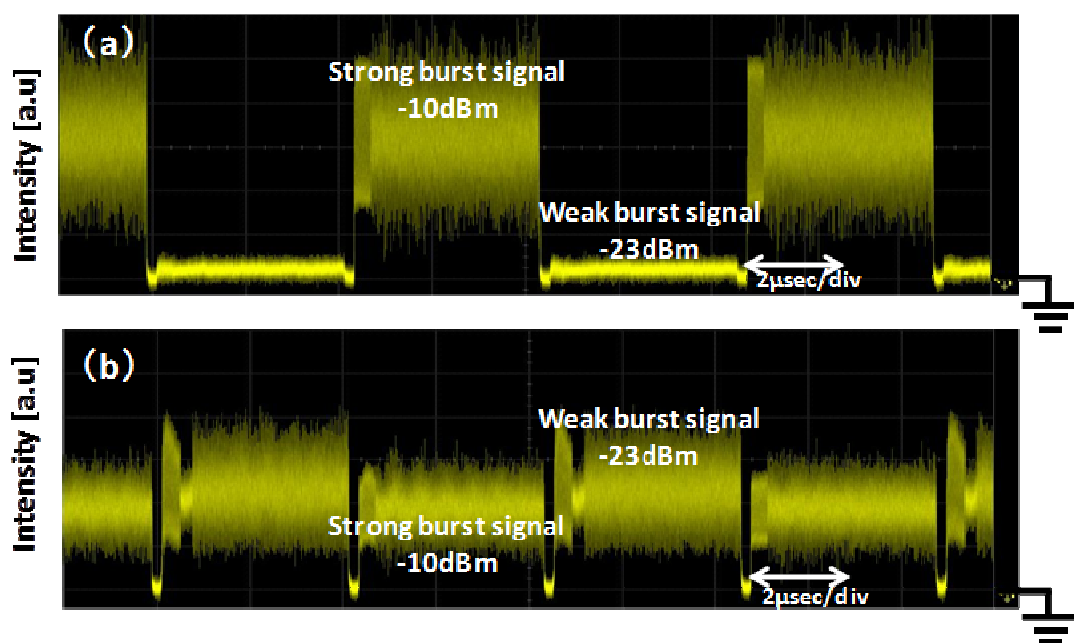
①、および、②の最大受信感度は、それぞれ-9.0 dBm、および、-9.5 dBm だった。この最大受信感度の制限に関して、構成①は APD-TIA の利得飽和にともなう非線形歪みにより、構成②は SOA のパターン効果に起因するものと想定される。図 5-12(b)に、構成②における強バースト信号受信時 (-9.0 dBm)、および、弱バースト信号受信時 (-23.0 dBm) の受信コンスタレーションを示す。双方ともに BER= 10^{-3} 程度ではあるが、強バースト信号受信時のコンスタレーションは、パターン効果によるものと推定される波形歪みの影響が出ていることが分かる。なお、このパターン効果の影響を除去するためには、強バースト信号受信時に SOA の増幅利得を下げることで有効である。

本検討では、提案構成により 13.5 dB の広ダイナミックレンジ受信を実現した。この値は、数値計算によって導出した値である 15 dB に対し 1.5 dB 劣化しているが、依然として 8.4 dB の受信ダイナミックレンジ拡大効果が得られる。



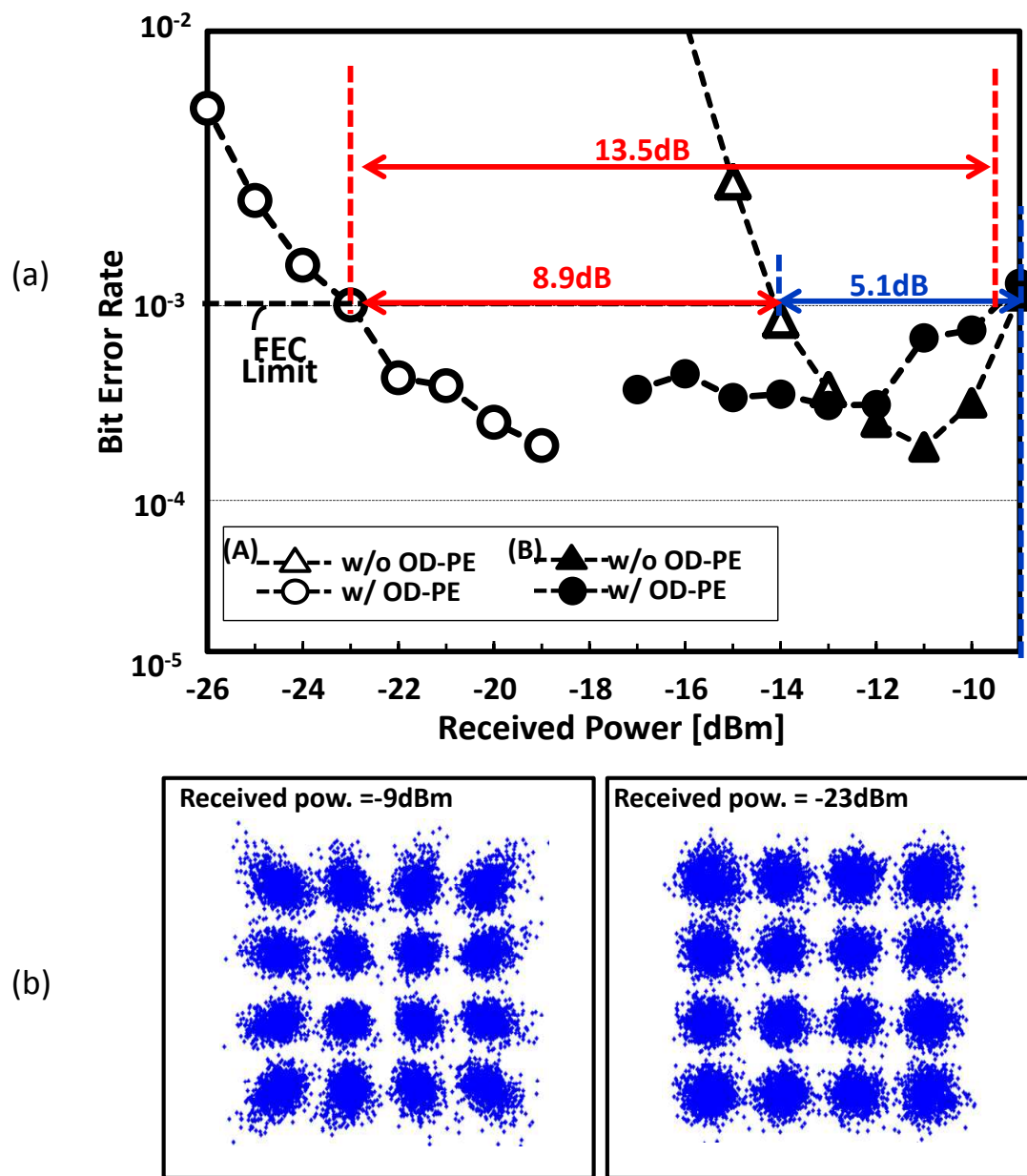
©2015IEEE

図 5-10 実験構成図



©2015IEEE

図 5-11(a) OD-PE の入力信号波形、および、(b) 出力信号波形



©2015IEEE

図 5-12 実験結果 : (a)BER 特性、(b)受信コンスタレーション

5-7 おわりに

OFDM 方式を PON システムに適用することにより柔軟な帯域割当が期待される。本機能により、光加入者系や、ビジネスユーザ、5G モバイルなど複数の通信サービスが重畳されることが想定される将来光アクセスシステムにおいて、単一システムを用いて異なる要求条件へ柔軟に対応できる。したがって、要求条件のそれぞれ異なるサービス毎に ONU や OLT を複数品種用意する必要性がなくなり、効率的な運用が期待できる。本章では、OFDM 方式を適用した PON システムにおいて、波長多重技術と組み合わせることにより、最大伝送速度の異なる複数のサービスを収容する構成を想定し、上り信号の送受信方式を検討した。ここでは、初期検討として経済性の期待される IM-DD 方式を前提に、自動レベル制御機能付き光増幅器と、ONU 側でのクリッピング処理とを組み合わせることにより、広ダイナミックレンジ受信を実現する構成を提案した。また、バースト送受信実験により、一般的な垂直分解能値である 5bit の ADC を用いた場合においても、13.5dB の受信ダイナミックレンジを確保できることを示した。しかし、一般的な PON システムで想定される受信ダイナミックレンジ 22 B とはまだ乖離がある。上記の受信ダイナミックレンジが制限される要因は以下の 2 点である。1 点目は、パターン効果による強バースト信号受信時の波形歪みの影響により最大受信感度が制限されること、2 点目は、サブキャリア多重、および、高多値度の変調方式を用いることによる最小受信感度の制限がある。前者については、強バースト受信時の SOA の利得を制御することで拡大できる見込みである。一方、後者については、例えば変調方式を QPSK にするなど多値度を下げる方向も考えられるが大幅な改善は見込めない。抜本的な最小受信感度の改善を目指すためには、第 2 章から第 4 章まで検討してきたシングルキャリアのバースト対応デジタルコヒーレント受信技術を、OFDM 方式に拡大する検討が必要である。

5-8 参考文献

- [1] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [2] A. J. Lowery and J. Armstrong, "10 Gbit/s multimode fiber link using power-efficient orthogonal-frequency-division multiplexing," *OSA Opt. Expr.*, vol. 13, pp. 10003-10009, 2005.
- [3] J. M. Tang, P. M. Lane, and K. A. Shore, "High-speed transmission of adaptively modulated optical OFDM signals over multimode fibers using directly modulated DFBs," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 1, pp. 429-441, Jan. 2006.
- [4] J. M. Tang and K. A. Shore, "30 Gb/s signal transmission over 40-km directly modulated DFB-laser-based single-mode-fiber links without optical amplification and dispersion compensation," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 6, pp. 2318-2327, Jun. 2006.
- [5] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, N. Takeda, and H. Tanaka, "Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4,160-km SMF," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 1, pp. 6-15, Jan. 2008.
- [6] A. J. Lowery, "Fiber nonlinearity mitigation in optical links that use OFDM for dispersion compensation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 19, pp. 1556-1558, Oct. 2007.
- [7] W. Shieh and C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 10, pp. 587-589, May 2006.
- [8] L. Neto, A. Gharba, P. Chanclo, N. Genay, B. Charbonnier, M. Ouzzif, C. Aupetit-Berthelemot, and J. Le Masson "High bit rate burst mode optical OFDM for next generation passive optical networks," in *Proc. ECOC*, 2010, Tu. 3.B.5.
- [9] M. Jinno, H. Takara, B. Kozicki, Y. Tsukishima, Y. Sone, and S. Matsuoka, "Spectrum-efficient and scalable elastic optical path network: architecture, benefits, and enabling technologies," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, iss. 11, pp. 66-73, Nov. 2009.
- [10] H. Ikeda, H. Takeshita, and S. Okamoto, "Future Service Adaptive Access/Aggregation Network Architecture," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E-95B, no. 3, pp. 696-705. Mar. 2012.
- [11] S. Kimura, "Elastic lambda aggregation network (E λ AN)-Proposal for future optical access network," in *Proc. OECC/PS*, 2013, 6A1-1.
- [12] 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.*

HPSR, 2013, pp.29.

- [13] T. Kanai et al., "First-time Demonstration of Automatic Service Restoration by Using Inter-Central-Office OLT handover and Optical Path Switching in Metro-Access Network," in Proc. ECOC2017, Gothenburg, 2017, pp. 1-3.
- [14] N. Kaneda, Q. Yang, X. Liu, S. Chandrasekhar, W. Shieh, and Y.-K. Chen, "Real-time 2.5 GS/s coherent optical receiver for 53.3-Gb/s sub-banded OFDM," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 28, pp. 494–501, Feb. 2010.
- [15] F. Vacondio, C. Simonneau, A. Voicila, E. Dutisseuil, J.-M. Tanguy, J.-C. Antona, G. Charlet, and S. Bigo, "Real-time implementation of packet-by-packet polarization demultiplexing in a 28 Gb/s burst mode coherent receiver," in Proc. OFC/NFOEC, 2012, OM3H.6.
- [16] D. Qian, J. Hu, J. Yu, P. N. Ji, L. Xu, T. Wang, M. Cvijetic, and T. Kusano, "Experimental demonstration of a novel OFDM-A based 10 Gb/s PON architecture," in Proc. OFC/NFOEC, 2009, NME6.
- [17] W. Wei, J. Hu, L. Zong, D. Qian, and T. Wang, "Optical Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)-based Optical Access/Metro Ring Networks," in Proc. OFC/NFOEC, 2008, JWA123.
- [18] H. Yang , J. Li , B. Lin , Y. Wan , Y. Guo , L. Zhu , L. Li , Y. He and Z. Chen, "DSP-based evolution from conventional TDM-PON to TDM-OFDM-PON," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 16, pp.3035 -3041 Aug. 2013.
- [19] M. Fujiwara, T. Imai, K. Taguchi, K. Suzuki, H. Ishii, N. Yoshimoto, "Field trial of 100-km reach symmetric-rate 10G-EPON system using automatic level controlled burst-mode SOAs," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol.31, no.4, pp.634, Feb. 2012.
- [20] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering," *IET Electron. Lett.*, vol.38, no.5, pp.246, Feb. 2002.
- [21] S. H. Han and J. H. Lee "An overview of peak to average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *Wireless Commun.*, pp.56 -65, Apr. 2005.
- [22] C. R. Berger, Y. Benlachtar, R. I. Killey, and P. A. Milder, "Theoretical and experimental evaluation of clipping and quantization noise for optical OFDM," *OSA Opt. Expr.*, vol. 19, issue 18, pp. 17713-17728, Aug. 2011.
- [23] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 1, pp. 89–101, Jan. 2002.

第6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、多種多様なネットワークサービスを収容することが想定される。これに伴う要求条件の多様化に対応するためには、PON システムの抜本的性能向上が必要不可欠である。以上の背景を鑑み、PON システムの抜本的性能向上を目的とし、特に①1 波長当たりの伝送速度の向上、②伝送距離、および、分岐数の増加による長延・多分岐化、③柔軟な帯域割当の実現を図った。性能向上を実現する要素技術として、長距離伝送網等で検討が先行するデジタル信号処理技術を対象とし、特に技術的難易度が高い PON システムの上り通信への適用を検討した。

第2章から第4章では PON システムの高速化と長延・多分岐化を狙い、デジタルコヒーレント受信技術の PON システムへの適用可能性を検討した。PON システムの上り通信では、おおよそ一定の強度・位相を有する連続光を受信する長距離伝送系とは異なり、時間的に間欠な強度の異なるバースト信号を瞬時に正常受信する必要がある。加えて、アクセスネットワークへの導入に際しては、送受信器の更なる経済化が求められる。この課題に対して、本研究では、①バースト信号対応の受信構成の提案および検証、②FPGA 実装による実現可能性の検討を実施した。加えて、③提案構成の経済化に資する要素技術を検討した。

第2章では、バースト信号に対応した受信構成を提案した。バースト信号受信においてバースト信号の光強度差の吸収と、DSP の高速応答性を確保することが課題となる。提案構成では、光強度差を吸収と高感度受信のため、自動レベル制御機能付き光ファイバ前置増幅器を OLT に配置する。また、一般的な DSP では、波長分散や、光・電気素子の周波数帯域等によって生じる波形劣化を適応等化フィルタにて補償するが、フィルタ係数の最適化に膨大な反復計算を要する。そこで、補償する波形劣化量が、各 ONU の送信するバースト信号毎に固有であり、かつ時間的な変動が少ない点に着目し、事前計算したフィルタ係数を用いる方式を提案した。事前計算は、ONU の初期認証フェーズである PON ディスカバリでのバースト信号受信時において行われる。以降の通信では計算したフィルタ係数を適応等化フィルタの初期値として利用する。理論解析とオフライン処理を用いた実験により、提案構成で 20 Gbps の QPSK 信号を 40 km の長距離伝送と -44.7 dBm の高感度バースト受信ができることを示した。

第3章では、バースト信号対応 DSP の FPGA 実装に関する検討と、実装したバースト信号対応 DSP の実時間検証結果を報告した。実装したバースト信号対応 DSP では、基本機能として、バースト信号の検出機能を具備しており、適応等化フィルタのフィルタ係数をバースト信号ごとに最適化する。受信ダイナミックレンジ確保のため、光ファイバ増幅器と比較し経済性が期待される自動利得制御型半導体光増幅器を用いる構成を提案した。加えて、実時間検証により、20 Gbps の QPSK 変調されたバースト信号

をリアルタイム受信でき、かつ、一般的な PON システムで要求される入力信号レンジ 22 dB を確保できることを示した。

第 4 章では、経済化に資する要素技術の検討として、前述の自動利得制御型半導体光増幅器の簡易化を実施した。3 章にて検討した構成では、十分な入力信号レンジを確保するため、2 台の自動利得制御型半導体光増幅器を縦続接続していた。これに対し、新規提案した構成では、単一の自動利得制御型半導体光増幅器の出力光信号レベルをもとに、光受信器に搭載された可変利得増幅回路の利得を制御する。これによって簡易な構成でありながら 30 dB の広入力信号レンジが得られることを新規製作した自動利得制御型半導体光増幅器を用いて示した。加えて、OLT の周波数オフセットの補償範囲を拡大し、ONU に要求される波長制御精度を下げる技術として、バースト信号に対応した新規周波数オフセット補償アルゴリズムを提案し、簡易な信号処理構成で 20 Gbps の QPSK バースト信号受信時において従来方式と同等である ± 5 GHz の周波数オフセット量を補償できることを示した。

第 5 章では、帯域割当の柔軟性の向上を実現するため、OFDM 方式を活用した PON システム構成、および上り通信方式を新たに提案した。提案システムでは、デジタル信号処理により、変調の多値度とサブキャリア数とを柔軟に変更できる。これにより、従来の時間軸方向に加え、多値度、周波数軸方向での柔軟な帯域割当が可能となる。次に、上り通信において、多値・OFDM 変調信号特有の高いピーク値対平均電力比と PON システムにおける ONU-OLT 間の距離の遠近に起因して、入力信号レンジが狭窄化する課題に対し、ONU に具備されたデジタル信号処理回路を用いた送信信号のピーク値のクリッピング処理と、OLT に具備された自動レベル制御機能付き光増幅器による受信信号レベルの等化を組み合わせることで、入力信号レンジを大幅に拡大する構成を提案した。提案構成を用いることで 16QAM 10 Gbps のバースト信号受信において、13.5 dB の受信ダイナミックレンジが確保できること理論解析およびオフライン処理を用いた実験により示した。

以上要するに、本論文では、将来光アクセスネットワークにおいて、多種多様な要求条件を有するインターネットサービスの収容を狙い、伝送速度や伝送距離の大幅な改善、帯域割り当ての柔軟性の向上といった PON システムの抜本的な性能向上を目的とした。抜本的な性能向上を実現する要素技術として、長距離伝送網で利用されているデジタル信号処理技術に着目し、PON システムへの適用を検討した。当該技術は、長距離伝送網と同様に連続光を受信する TDM-PON の下り通信や WDM-PON への適用に関する検討が先行しており、バースト信号を受信する上り通信へはその技術的な難易度の高さから検討が進んでおらず、高い経済性が期待される TDM-PON を実現するための最も重要な課題に対して目を背けているという状況であった。本研究では PON システムの上り通信へのデジタル信号処理技術の適用に挑戦し、実現可能性を理論解析、および、実証実験により示すとともに、バースト信号受信に関する新たな技術分野を切り開いた。

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 可児淳一客員教授（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 光アクセス基盤 SE グループ グループリーダ）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 山本強教授、大鐘武雄教授、齊藤晋聖教授 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 2012 年から取り組んだデジタル信号処理技術を用いた将来 PON システムの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 大高明浩様（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、鈴木謙一様（元、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 グループリーダ）に深謝いたします。また、千歳科学技術大学 吉本直人教授（元、光アクセスシステムプロジェクト プロジェクトマネージャ）、および、NTT デバイスイノベーションセンタ スマートコネクションデバイスプロジェクト 木村俊二プロジェクトマネージャ（元、光アクセスシステムプロジェクト 次世代アクセスシステムグループ グループリーダ）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、御激励を賜りました。謹んで感謝の意を表します。

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 藤原正満主任研究員には、入社以来、指導者、および、上司として、光伝送分野の基礎知識から実験評価方法、技術文書の執筆、研究計画の策定法等、多岐にわたって懇切丁寧に御指導いただきました。知識だけでなく、論理的思考、論文としての質を追求する姿勢、将来の技術的な潮流を見定める観点等、研究者として様々なことを学ばせていただきました。また、本研究を立ち上げ、共に進めてきた同志として、とかく本筋を外れがちな私に対して粘り強く議論いただきました。心より感謝申し上げます。

NTT アドバンステクノロジー株式会社 森秀紀主任技師、および、東日本電信電話株式会社 田口勝久主査（元、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）には、様々な技術的なアドバイスを賜りました。特に、森秀紀主任技師には、第 3 章のバースト信号対応デジタル信号処理回路の FPGA 実装を進めるにあたり御助力を賜りました。深く御礼申し上げます。

北海道大学情報科学研究科 山本研究室秘書の米田様、および、東日本電信電話株式会社 サービス運営部 技術協力センタ ネットインタフェース技術担当の皆様には、本研究をまとめるにあたり、様々な御協力、励ましの御言葉を賜りました。深く御礼申し上げます。

最後に、研究生生活を支援いただいた全ての皆様、および、両親に感謝いたします。

発表論文

(i) 関連論文

(i-i) 主著論文

【論文】

- [1] R. Koma, M. Fujiwara, S. Kimura and N. Yoshimoto, “Wide Dynamic Range Reception of TDM-Based DCO-OFDM Signals Using Optical Domain Power Equalization and Symmetrical Clipping Techniques (Highly scored),” *IEEE / OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 8, pp. 1623-1629, 2015.
- [2] R. Koma, M. Fujiwara, J. i. Kani, S.Y. Kim, T. Suzuki, K. I. Suzuki, and A. Otaka, “Demonstration of Real-Time Burst-Mode Digital Coherent Reception With Wide Dynamic Range in DSP-Based PON Upstream (Invited),” *IEEE / OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 8, pp. 1392-1398, 2017.
- [3] 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,” *IEEE / OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 10, no.5 , pp. 461-470 ,2018.

【査読付き国際会議】

- [1] R. Koma, M. Fujiwara, S. Kimura, N. Yoshimoto and H. Kimura, “Wide dynamic range burst-mode reception of symmetrically clipped DCO-OFDM using optical domain power equalizer,” in *Proc. ECOC 2014, We.1.6.3.*, Sep. 2014.
- [2] 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 *Proc. OFC2016, M3C.6*, Mar. 2016.
- [3] R. Koma, M. Fujiwara, J.i. Kani, S. Y. Kim, T. Suzuki, H. Mori, T. Wada, K. I. Suzuki, and A. Otaka “22-dB Dynamic Range, Real-Time Burst-Mode Reception of Digital Coherent 20-Gb/s QPSK PON Upstream Signals,” in *Proc. ECOC 2016, M.1.E.4*, Sep. 2016.
- [4] R. Koma, M. Fujiwara, J.i. Kani, K. I. Suzuki and A. Otaka, “ High Sensitivity and Wide Dynamic Range Burst-Mode Coherent Receiver that Controls Gains of a SOA and TIAs for Long-Reach and High-Splitting-Ratio PON,” in *Proc. ECOC 2017, Th.1.B.3*, Sep. 2017.
- [5] R. Koma, M. Fujiwara, R. Igarashi, T. Kanai, J. Kani, and A. Otaka, “Wide Range Carrier Frequency Offset Estimation Method using Training Symbols with Asymmetric Constellations for Burst-Mode Coherent Reception,” in *Proc. OFC2018, paper M3B.5*, Mar. 2018.

【国内講演】

- [1] 胡間遼, 藤原正満, 木村俊二, 吉本直人, “長延化 WDM/TDM-PON における光増幅器の配置に関する一検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-25, 2013.
- [2] 胡間遼, 藤原正満, 木村俊二 “OFDM/TDM-PON の上り通信における広ダイナミックレンジ受信方式に関する一検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-10, 2014.
- [3] 胡間遼, 藤原正満, 可児 淳一, 鈴木 謙一, 大高 明浩, “デジタルコヒーレント受信技術を用いた PON システムにおける上り広ダイナミックレンジ受信方式に関する一検討” 電子情報通信学会総合大会, B-8-5, 2015.
- [4] 胡間遼, 藤原正満, 可児 淳一, 鈴木 謙一, 大高 明浩, “デジタルコヒーレント PON における利得制御型光増幅器を用いた上り広ダイナミックレンジ受信方式に関する一検討” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-36, 2015.
- [5] 胡間遼, 藤原正満, 可児 淳一, 鈴木 謙一, 大高 明浩, “デジタルコヒーレント PON における SP-QPSK バースト信号の受信ダイナミックレンジ評価” 電子情報通信学会総合大会, B-10-23, 2016.
- [6] 胡間遼, 藤原正満, 可児 淳一, 鈴木 謙一, 大高 明浩, “デジタルコヒーレント PON の上り通信における適応等化フィルタの収束時間に関する一検討,” 電子情報通信学会総合大会, B-10-23, 2017.

(i-ii) 共著論文

【査読付き国際会議】

- [1] 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 Proc. OFC2017, Los Angeles, CA, 2017.
- [2] T. Kanai, M. Fujiwara, R. Igarashi, R. Koma, N. Iiyama, J. i. Kani, A. Otaka, “Wide-Range Frequency Offset Compensation for CPFSK used as TDM-Based Digital Coherent PON's Upstream Signals,” to be appeared in ECOC2018, Mo4B.4, 2018.

(ii) その他の論文

【論文】

- [1] M. Fujiwara, R. Koma, K. I. Suzuki and A. Otaka, “Bidirectional EDFAs That Support E2-Class Power Budget of TWDM-PON Without Using Gain-Clamped Light Source,” IEEE / OSA J. Lightw. Technol., vol. 34, no. 8, pp. 1997-2004, 2016.
- [2] M. Fujiwara and R. Koma, “Long-Reach and High-Splitting-Ratio WDM/TDM-PON Systems Using Burst-Mode Automatic Gain Controlled SOAs,”

IEEE / OSA J. Lightw. Technol., vol. 34, no. 3, pp. 901-909, Feb.1, 1 2016.

【査読付き国際会議】

- [1] M. Fujiwara, R. Koma, K. I. Suzuki and A. Otaka, "Compact bi-directional EDFAs to support extended power budget class of TWDM-PON," in Proc. ECOC2015, Mo.4.4.3, Sep. 2015.
- [2] M. Fujiwara, R. Koma and K. Taguchi, "High-splitting-ratio WDM/TDM-PONs using automatic gain controlled SOAs designed for central office use," in Proc. OFC2015, Tu3E.4, Mar. 2015.
- [3] M. Fujiwara, R. Koma and N. Yoshimoto, "Burst frame power equalizer that controlling gains of cascaded SOAs for long-reach WDM/TDM PON systems," in Proc. ECOC2013, Tu.3.F.2., Sep. 2013.
- [4] K. Iwamoto, Y. Kanai, T. Kurokawa, M. Fujiwara, R. Koma, T. Nagatsuma, "100-Meter Wireless Transmission at 70 Gbit/s in 300-GHz-band, " in Proc. MTSA 2017, S2-5, 2015.
- [5] Y. Kanai , Y. Fujita , S. Hisatake, M. Fujiwara, R. Koma, T. Nagatsuma, "Real-time Error-free 50-Gbit/s QPSK Transmission in 300-GHz-band," in Proc. ICO24, Tokyo, Tu1G-04, 2017.
- [6] T. Kurokawa , Y. Fujita , Y. Inubushi , S. Hisatake , M. Fujiwara , R. Koma , T. Nagatsuma, "Real-time Error-free 50-Gbit/s QPSK Transmission in 300-GHz-band," in Proc. ICO24, Tokyo, Tu1G-03, 2017.