HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	オール光ネットワークに基づく広域光アクセスの伝送距離拡大に関する研究
Author(s)	五十嵐, 稜
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第16009号
Issue Date	2024-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k16009
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/92231
Type	doctoral thesis
File Information	Ryo_Igarashi.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

博士論文

オール光ネットワークに基づく
広域光アクセスの伝送距離拡大に関する研究

北海道大学大学院情報科学院

五十嵐　稜

目次

第 1 章　序論 1

1-1　研究背景 1

1-1-1　光通信の発展 1

1-1-2　キャリアネットワークの構成 2

1-1-3　メトロ/コアネットワークの構成 5

1-1-4　データセンタを活用したサービス需要の高まり 7

1-1-5　大容量/低遅延ネットワークの要求 8

1-1-6　大容量/低遅延化の実現にむけたアクセス/メトロ融合オール光ネットワーク 9

1-2　本研究の目的および課題 11

1-2-1　アクセス/メトロ融合ネットワークの経済化にむけた課題 11

1-2-2　伝送距離拡大にむけた技術課題 12

1-3　本論文の概要 16

参考文献 18

第 2 章　分布ラマン増幅技術に基づく 10G-EPON の伝送距離拡大 21

2-1　はじめに 21

2-2　PON システムの伝送距離拡大による駆けつけ保守稼働の削減 21

2-3　光増幅による伝送距離拡大の課題 23

2-4　分布ラマン増幅を用いた伝送距離拡大 23

2-5　従来検討の課題，および提案システム 24

2-6　数値計算シミュレーション 26

2-6-1　構成 26

2-6-2　シミュレーション結果 28

2-7　実験 30

2-7-1　O 帯ラマン増幅特性 30

2-7-2　実験結果 34

2-8　結論 34

参考文献 36

第 3 章　バス型ネットワークの伝送距離/収容ユーザ数拡大 38

3-1　はじめに 38

3-2　提案するバス型光アクセスネットワークの構成 38

3-3　提案構成における最適ドロップ比率 40

3-4　数値シミュレーション……47
3-5　実験……52
3-6　パラメータ最適化……56
3-7　結論……57
参考文献……60

第 4 章　ガウシアンノイズモデルに基づく伝送品質推定……62

4-1　はじめに……62
4-2　伝送品質推定に基づくパラメータ最適化……62
4-2　伝送シミュレーションに基づく伝送品質推定……64
4-3　ガウシアンノイズモデルに基づく伝送品質推定……66
4-4　提案手法……67
4-5　数値シミュレーションの構成……71
4-6　計算結果……73
4-7　結論……73
参考文献……77

第 5 章　ニューラルネットワークに基づく伝送品質推定……79

5-1　はじめに……79
5-2　ニューラルネットワークに基づく高速な伝送品質推定手法の提案……79
5-3　ニューラルネットワーク学習用データセットの生成……82
5-4　提案する特徴量抽出手法……85
5-5　提案方式の推定精度検証……90
5-5-1　想定する構成……90
5-5-2　データセットの生成……90
5-5-3　特徴量の抽出精度検証……94
5-5-4　マルチスパンの BER 推定……96
5-6　提案手法の計算量削減効果……99
5-7　結論……99
参考文献……101

第 6 章　結論……103

謝辞……106

発表論文……107

第 1 章　序論

1-1　　研究背景

1-1-1　　光通信の発展

情報通信の歴史は古く，古来より狼煙や手旗信号など様々なものが用いられてきた．電気信号を用いた近代システムの起源は 1835 年に Morse (モールス)氏により実用化された電信機を用いた電信伝送システムとされる．このモールス信号を介した電信システムの実現により，人類は光の速さで瞬時に情報を送ることができるようになった．電信機の発明は，その後，電話システムの開発につながり，日本においても 1890 年に東京-横浜間の電話サービスが開始された．そして，さらなる長距離化・大容量化に向けて光通信の技術開発が開始される．1953 年には，オランダの VanHeel 氏らによってガラスファイバを芯としてその周囲を屈折率の異なる別のガラスでコートしたクラッド付きファイバの原型が考案された[1]．ただし，このころの光ファイバは 1 m の伝送で光強度が数分の 1 まで減衰するなど損失が大きく，伝送路としての活用には程遠いものであった．そんな中，1966 年にイギリスの Kao 氏らは，石英ガラスの不純物を除去することによって光ファイバの低損失化が可能であることを突き止め[2]，それに基づき 1970 年には米国のコーニング社が 20 dB/km という当時では革命的な光ファイバの低損失化に成功した[3]．これにより光ファイバ通信システムの実現が現実味を帯び，研究開発競争の幕がきっておとされた．また，光ファイバ低損失化の検討と同時期に，光源となるレーザに関する研究開発も進められていた．1960 年にはフューズ社の Maiman 氏らがルビーレーザを，翌 1961 年にはベル研究所の Javan 氏らがヘリウムネオンレーザを開発した．その後，持ち運びに適した小型の半導体レーザが開発される．しかしながら 1960 年代のレーザは寿命が数時間と短く，また極低温(-200℃)で動作する扱いにくいものであった．そんな中，1970 年にベル研究所の林氏らは GaAs を用いて常温動作可能な半導体レーザを開発し[4]，数年後には寿命も 10 万時間まで拡大された．この低損失ファイバおよびと常温動作可能な半導体レーザの開発という光通信に必要な 2 大技術が開発された 1970 年は「光通信元年」と言われており，現代光通信システムの基礎を築く重要な時期となった[5]．これらの技術をもとに 1985 年には，旭川-鹿児島間 3400 km を接続する日本縦断海底ケーブルを用い，1.3 um 帯にて 400 Mbps の光通信システム(中継間隔 40 km)が商用化された[6]．また，1989 年には 1.5 um 帯にて 100 nm の広帯域を一括で増幅可能な光増幅器として Erbium doped fiber amplifier (EDFA)が開発され[7]，さらに planar lightwave circuits (PLC)技術を用いた波長合分波器として arrayed waveguide grating (AWG)が開発されたことから[8]，これらを用いた波長多重システムの検討が進められ，1999 年に商用導入が開始された．以降，国内の中長距離の光通信システムや，大陸間を接続する海底光ケーブルシステムなどを支える基盤技術として導入が進められた．また近年では，さらなる伝送容量

や伝送距離の拡大に向けて，従来の強度変調・直接検波(IM-DD: Intensity Modulation - Direct Detection)方式よりも高い受信感度の実現が可能なコヒーレント受信技術とデジタル信号処理(DSP: Digital Signal Processing)技術を組み合わせたデジタルコヒーレント技術の研究開発が盛んに行われている．2004 年以降の導入以降，伝送レートは飛躍的に拡大し，現在のインターネット社会を支えている．

インターネットは当初，研究者同士が大量データを共同利用するためのネットワークとして開発されていたが，1992 年に hyper text markup language (HTML)や world wide web (WWW)などの基盤技術が Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire (CERN)によって世界に公開されたことで我々一般市民が使えるものとなった． 1990 年代にはオフィスや一般家庭向けのインターネットアクセスサービスの提供が開始され，生活を一変させた．当初のインターネットの利用方法は，電子メールの送受信，HTML 技術を用いた簡易な WWW の閲覧が主であり，接続にはアナログの電話回線を利用したダイヤルアップ接続，または電話回線が利用するメタルケーブルで 64 ~ 128 kb/s のデジタル通信が行える Integrated services digital network(ISDN) 回線が利用された．その後，同じメタルケーブルを利用して 1 Mb/s 以上のブロードバンドサービスを提供可能な Asymmetric digital subscriber line(ADSL) の登場により，インターネットの利用環境は格段に向上した．2001 年には局舎から一般家庭まで敷設した光ファイバを介して光通信を行う FTTH サービスの提供が開始され，現在では加入者あたり最大 10 G bps の伝送速度が実現されている．

1-1-2　キャリアネットワークの構成

現代の多様なサービスを支える通信キャリアのネットワーク構成を図 1-1 に示す[9]. キャリアネットワークは，アクセス・メトロ・コアの 3 つの階層から構成される．アクセスネットワークはユーザ端末を直接収容するネットワークである．アクセスネットワークでは住宅やオフィス，屋外のモバイルエリアなどに配置される多様なユーザ端末を収容するため，ケースに合わせて多様なネットワークが構築されている．メトロネットワークはアクセスネットワーク同士を接続するネットワークであり，主に都道府県内の信号転送を担っている．コアネットワークは最も上位に位置する広域のネットワークであり，メトロネットワーク同士を接続する．ここでキャリアネットワークが提供する代表的なアクセスサービスの例として①家庭向け光アクセスサービス②モバイルアクセスサービスについて説明する．

① 家庭向け光アクセスサービス

家庭向け光アクセスサービスとして Fiber to the home (FTTH)が提供されている（図 1-1）[10, 11]. FTTH では通信キャリアの局舎からユーザ宅に敷設された光ファイバを介してユーザ宅内に設置される加入者装置と局舎内に配置される局側装置が通信するこ

とで, ユーザは通信キャリアのネットワークを通じてインターネットに接続することができる. ユーザと局舎を光回線で接続する FTTH では無線やメタル回線に比べて大容量通信が可能である. ただし 1 ユーザが光ファイバや局側装置を占有するとユーザあたりの設備コストが高くなる. 一方で一般家庭のユーザが常時大容量通信を必要とするとは考えにくい. そこで FTTH では複数のユーザが伝送路や局側装置を共有することによって経済的に光アクセスサービスを提供可能な passive optical network (PON)システムが採用されている[12, 13]. PON システムでは局側装置として optical line terminal (OLT), 加入者装置として optical network unit (ONU)を用いる. 伝送路に配置した光スプリッタにて 1 つの OLT と複数の ONU を接続することによってユーザ間で伝送路や局側の設備を共有し, ユーザ単価を低減する. このような 1 つの端末に複数の端末を接続するトポロジは point to multi-point (P2MP)と呼ばれ, 経済性の求められるネットワークでよく用いられる. 我が国における FTTH の世帯カバー率は 99.8 %と高く（2022 年度末時点), 全国の広いエリアで高速光アクセスサービスが提供されている[14].

② モバイルアクセスサービス

モバイルアクセスサービスは屋外のモバイル端末を無線通信にてキャリアネットワークに接続するサービスである(図 1-1) [15]. ユーザが屋外でスマートフォンなどのモバイル端末を介してインターネットにアクセスする際, モバイル端末はまず屋外に設置された無線基地局に対して無線信号を送信する. 信号を受け取った無線基地局はさらに上位のネットワークを介して最終的に目的の端末に届けられ, これによりユーザは様々なサービスにアクセスできる. この時, 無線基地局より上位の区間は大容量化が可能な光通信にて実現されており, 光通信がモバイルアクセスサービスを支えている.

アプリケーションの多様化・高度化を背景に無線区間の伝送レートは年々向上している. 例えば第三世代移動通信システム(3G)では 384 Kbps だった伝送レートは第四世代(4G)では 100 Mbps まで増大した. さらに現在導入がすすめられている第五世代(5G)では最大で 4G の 100 倍となる見込みである[16]. 無線通信システムの歴史は搬送波の高周波化の歴史でもあり, 5G/6G ではミリ波を含む高周波帯の活用が想定されている. 高周波帯の利用は伝送容量の拡大に有効であるが, 一方で無線区間における伝送距離の減少をもたらす. その場合, シームレスな無線アクセスエリアを構築するためには多数の基地局を高密度に配置しなければならない. しかしながら基地局数の増加は敷設する光ファイバの増大をもたらす. そこでモバイルアクセスの光区間においても FTTH と同様に P2MP 型の PON システムを導入することが検討されている[15].

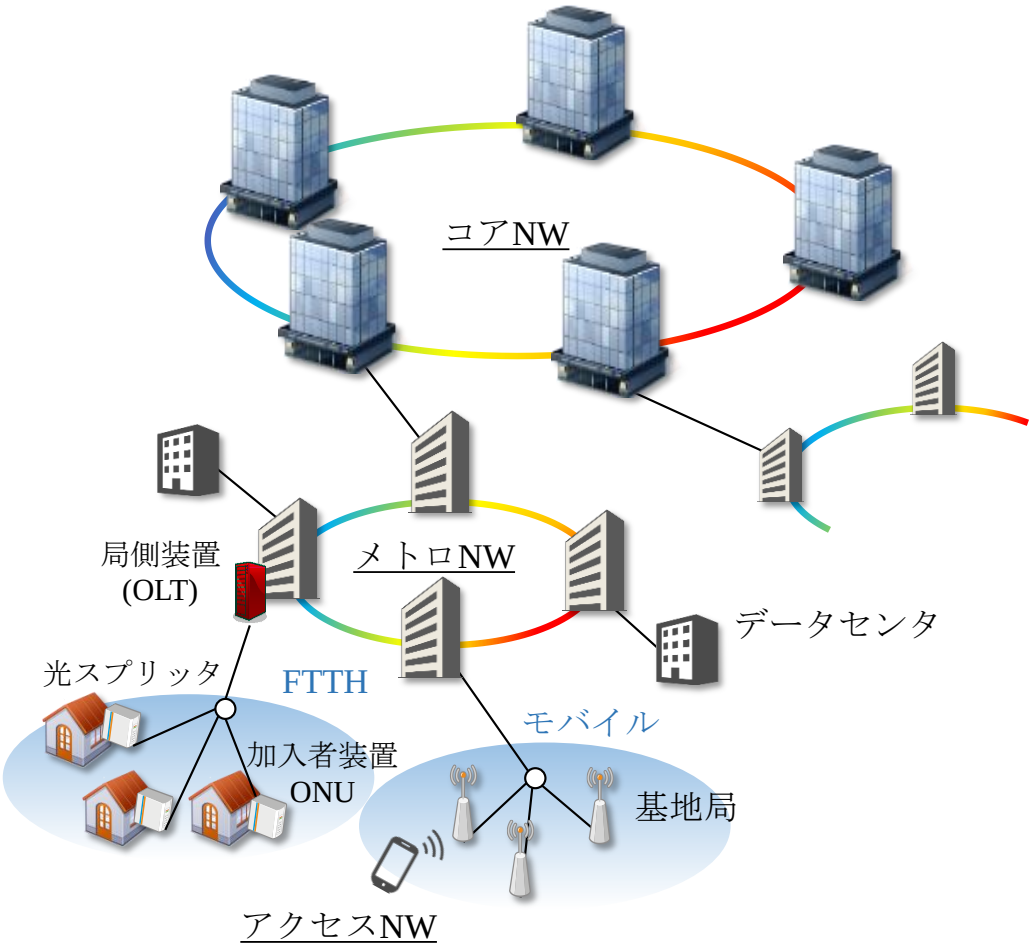


図 1-1　　キャリアネットワークの構成

1-1-3　メトロ/コアネットワークの構成

メトロ/コアネットワークの構成について説明する．メトロ/コアネットワークはアクセスネットワークの上位階層の広域ネットワークである．メトロ/コアネットワークの特徴として，reconfigurable optical add-drop multiplexer (ROADM)と呼ばれる光ノードを用いて信号を転送することがあげられる[17, 18]．ここで一般的な電気スイッチベースのノード構成との比較から光ノードのメリットについて説明する．一般的に会社や家庭などのネットワークではノードに電気スイッチが用いられ，信号転送時に layer 2 (L2)や layer 3 (L3)のスイッチング処理や伝送レートの変換，多重化，優先制御など様々な処理を行うため，処理遅延やキューイング遅延が発生する．また高負荷時には輻輳が発生し，伝送容量が制限される．一方，メトロ/コアネットワークでは光ノードに到達した信号を光のまま転送することによって上記の電気処理を削減し，遅延や容量制限を回避できる． ROADM に基づくメトロ/コアネットワークの構成を図 1-2 に示す．アクセスネットワークから送信された信号は最寄りの ROADM に入る．アクセスネットワークには様々な要件を持つ多様なユーザを収容が存在しており，多様なプロトコル，(e.g. internet protocol (IP)，イーサネット，synchronous digital hierarchy (SDH))，伝送レートの信号を扱っている．一方，ROADM で構成されるメトロ/コアネットワークでは，伝送効率を高めるため，optical transport network (OTN)プロトコルに基づき大容量伝送が行われている[19]．従ってアクセスネットワークから ROADM に到達した信号は，まずカプセル化によって OTN プロトコルに変換される．その後，波長合分波デバイスによってコア/メトロ区間のファイバに対して波長多重(add)され，行先の方路に転送される．転送先では波長分離(drop)され，カプセル化の解除によって再度プロトコルを変換した後，対向のアクセスネットワークに送信される．このようにメトロネットワーク内では OTN プロトコルを用いることでアクセス区間における伝送レート，プロトコルの違いを気にすることなく多様なユーザの信号を転送可能である．また光のまま信号を転送することで転送時の電気処理を削減し，大容量/低遅延ネットワークを実現している．

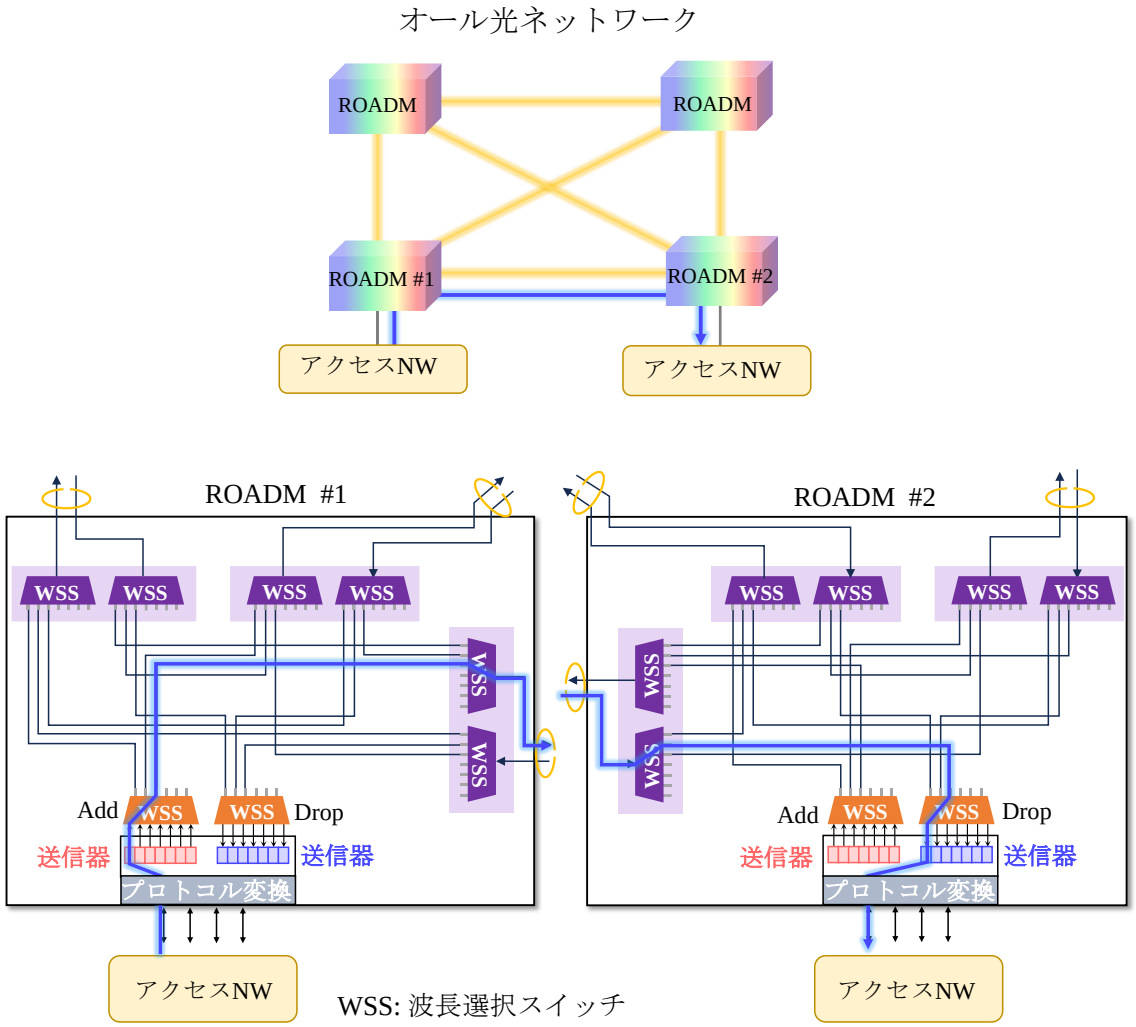


図 1-2　ROADM に基づくオール光ネットワークの構成

1-1-4　データセンタを活用したサービス需要の高まり

インターネットに接続してサービスを享受する場合, ユーザはネットワークを介してサービス提供事業者のサーバにアクセスする必要がある. このときサービスを提供するサーバは事業者が自前で構築するケースが以前は主流であったが, 現在はデータセンタの設備を間借りして構築することが増えている[20]. データセンタには多数の計算機・ストレージが配置されており, サービス提供事業者は要求に応じてそれらを柔軟に組み合わせて仮想的なサーバを構築し, サービスを提供している. このようなデータセンタを活用したサービス提供が増えてきた背景としてデータセンタの様々なメリットがある. メリットの例としてはまず需要に合わせた柔軟な設備構築が可能な点があげられる. サービス提供事業者はデータセンタのリソースを用いることで需要の増減に合わせてリスクを負うことなく規模を拡充/縮小するといった柔軟な対応が可能となる. また, 保守をデータセンタ事業者に任せることでサービス提供事業者はサーバの運用に必要な高度人材の確保や, 重要データのバックアップなどを気にすることなく事業に集中できる. 加えて近年のデータセンタでは高度な人口知能(artificial intelligence: AI)用のプラットフォームが提供されており, それを活用することでサービス提供事業者は AI 技術を活用した多様なサービスを容易に実現できる[21]. Chat GPT をはじめとする様々な生成 AI 技術を活用したサービスが登場し注目を集めている昨今, AI 用プラットフォームとしてもデータセンタの重要性は増々高まっていくことが予想される. これらを背景にデータセンタ市場は右肩上がりで増加しており, 今後はデータセンタの活用を想定したキャリアネットワークを構築していくことが求められる.

これまでデータセンタの建設にあたっては計算リソースを集約し大規模化していくことがトレンドであった. 一方でこのような計算リソースの集約は, 近年では地政学的リスクの拡大や電力需要の集中をもたらすようになってきた. また拠点を集約する場合, ユーザから拠点までのトラフィックが集中, 増加する懸念がある. そこで近年はデータセンタを小規模化し, 分散配置するアーキテクチャが有望視されている[22]. この場合, 地政学的リスクや電力需要の集中を回避し, またユーザの最寄りに配置した小型データセンタにてデータを軽量化することで中継網を流れるトラフィックを削減することが可能となる. しかし, 分散型アーキテクチャにて複数のデータセンタが協調動作し 1 つの仮想マシンを構築するためには, それらを接続する大容量/低遅延ネットワークの構築が求められる. 広範囲に分布した拠点同士を相互接続するためには広大なネットワークの構築が必要であるが, その点キャリアのネットワークはすでに広域をカバーしており, 分散されたデータセンタの相互接続に適しているといえる. 以上よりキャリアネットワークでは, 今後増々重要となるデータセンタを収容し, 相互接続することが新しい提供価値になると考えられる.

1-1-5　大容量/低遅延ネットワークの要求

2020 年，コロナウイルスが世界中に蔓延しパンデミックとなった[23]．ウイルスの拡大を抑制するため政府は国民に対して不要不急の移動を制限し，自宅待機を要請した．それまで仕事はオフィスに出社して行うことが当たり前だったが，自宅待機の要請にこたえるために多くの企業は自宅から遠隔で業務を行うリモートワークを導入した．コロナウイルスの蔓延が収束するまでの 3 年間を通してリモートワークはすっかり我々の生活に馴染み，結果として我々は通勤にかかる移動時間の制限から解放されることになった．このリモートワークの普及は企業の働き方自体にも大きく影響を与えた．勤務場所の制限が無くなったことによって遠方の優秀な人材を確保できるようになり，また移動の時間が削減されたことで 1 人の有スキル人材が複数拠点の仕事をすることが可能になるなど業務効率が改善した．このようにリモートワークの普及は我々が場所の制約について改めて考える機会を与え，現在では様々なことを遠隔から実現するリモートワールドの実現に対する要求が高まっている．例えば医療の分野では，遠隔から医師が手術を行う遠隔手術のユースケースが検討されている[24]．患者は遠方の大病院まで足を運ばずとも地元の病院から全国の優秀な専門医による手術を受けることができる．遠隔手術では患者側に配置されたロボットアームを医師が遠隔からネットワーク経由で制御して手術を行う．この時，手術に必要なロボットアームの精密な制御を行うためにはネットワークの遅延を最小化することが重要となる．また質の高い手術を行うためには医師があたかも現地にいるかのような感覚で没入できる環境を構築することが重要であり，患者や患部の様子を高精細映像で医師に届ける必要がある．そのためネットワークには低遅延性に加えて大容量性も求められる．このような大容量/低遅延ネットワークの実現は遠隔手術以外にも様々なシーンで求められている．例えば高所や水中などの人が立ち入れない場所の点検におけるドローン遠隔制御や建設工事現場における車両の遠隔制御も遠隔手術と同様に遠隔の装置を動かすケースとして大容量/低遅延の要求が高い[23]．また virtual reality (VR)や e-sports といったエンターテインメントの没入感を向上させるためにも大容量の高精細映像を遅延なく送ることが求められている[23]．加えて近年は前節で述べたような小型データセンタの相互接続のように遠隔の計算器同士をネットワークで接続し，1 つの大規模システムとして動作させるユースケースが注目を集めており，そこでも大容量/低遅延ネットワークの構築が必要となる．以上のように今後の多様なサービスの実現に向けては，それを支えるネットワークの大容量化および低遅延化をいかに実現するかが課題の 1 つである．

1-1-6　大容量/低遅延化の実現にむけたアクセス/メトロ融合オール光ネットワーク

1-1-3 節にて，メトロ/コアネットワークでは電気スイッチの代わりに ROADM をノードに用いて信号を転送することで大容量/低遅延なネットワークを実現していることについて述べた．メトロ区間では OTN を用いた大容量信号を光のまま転送するのに対し，アクセス区間では IP，イーサネット，SDH などの多様なプロトコルに基づく多様なレートのユーザの信号を収容している．よってアクセス/メトロ境界ではプロトコルや伝送レートの変換が必要であり，また，アクセス区間では依然として L2/L3 の電気処理（スイッチング処理や伝送レートの変換，多重化，優先制御など）が必要である．よって高負荷時には，アクセス区間およびアクセス/メトロ境界におけるプロトコル変換や L2/L3 処理に伴う処理遅延やジッタの増大，帯域低下が問題となる．前節で述べたようにアプリケーションの高度化に伴うネットワークの大容量化/遅延化の要求が加速していることを鑑みると，将来的にはコア/メトロのみならずアクセス区間やアクセス/メトロエッジにおけるノードの電気処理を極力削減し，大容量/低遅延の光直結パスを E2E で構築することが求められる．そこで現在，転送処理をすべて光処理で行う，すなわちオール光とするエリアを従来のコア/メトロネットワークからアクセスネットワークにまで拡張し，つまり end-to-end (E2E)の光直結パスを提供するアクセス/メトロ融合オール光ネットワークネットワークの検討が進められている[25-27]. 本研究で想定するアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの構成を図 1-3 に示す．アクセス/メトロ融合オール光ネットワークではノードに光スイッチを用い，メトロ/コアのみならず，アクセス区間までを光直結することで E2E の大容量/超低遅延ネットワークを提供する．また，ROADM とは異なり，OTN 以外の任意のプロトコルの信号を伝送することを想定している．これにより ROADM で生じていたユーザごとのプロトコル変換が不要となり，究極的な低遅延接続を実現可能である．このようにアクセス/メトロ融合オール光ネットワークは容量や遅延要求の厳しいユーザに対してはアクセスを含む E2E の光直結パスを提供する．ただし光直結パスを提供する場合，限られた波長帯域を占有することになるため，ある程度伝送レートが高くなければ伝送容量当たりのコストが高くなることに注意が必要である．またメトロ区間は長距離の dense wavelength division multiplexing (DWDM)伝送を想定しているため，トランシーバには波長可変性，波長安定性，長距離伝送といった要件が必要となり，少なからずコスト増大が想定される．一方で近年はサービスが多様化しており，容量・遅延要求よりも経済性が求められるケースも考えられる．例えば FTTH やモバイルなどの P2MP 型システムにおいてユーザ当たりの伝送レートが低く経済性の求められる ONU には波長精度の低いフリーランの O 帯光源が用いられているが，そのままでは C 帯の DWDM で構成されるコア/メトロ区間に対して信号を送信することができず，ノードにおける波長変換が必要である．このように将来のキ

ャリアネットワークでは多様なユーザを収容する必要があるが，要件ごとに個別のネットワークを構築することは収容効率の観点から適さない．したがって将来のアクセス/メトロ融合オール光ネットワークでは，要件の厳しいユーザには E2E の光直結パスを提供し，経済性の求められるユーザには多重化や波長変換など最小限の電気処理をノードにて施してから伝送することで多様なシステムを一括して収容することが検討されている．

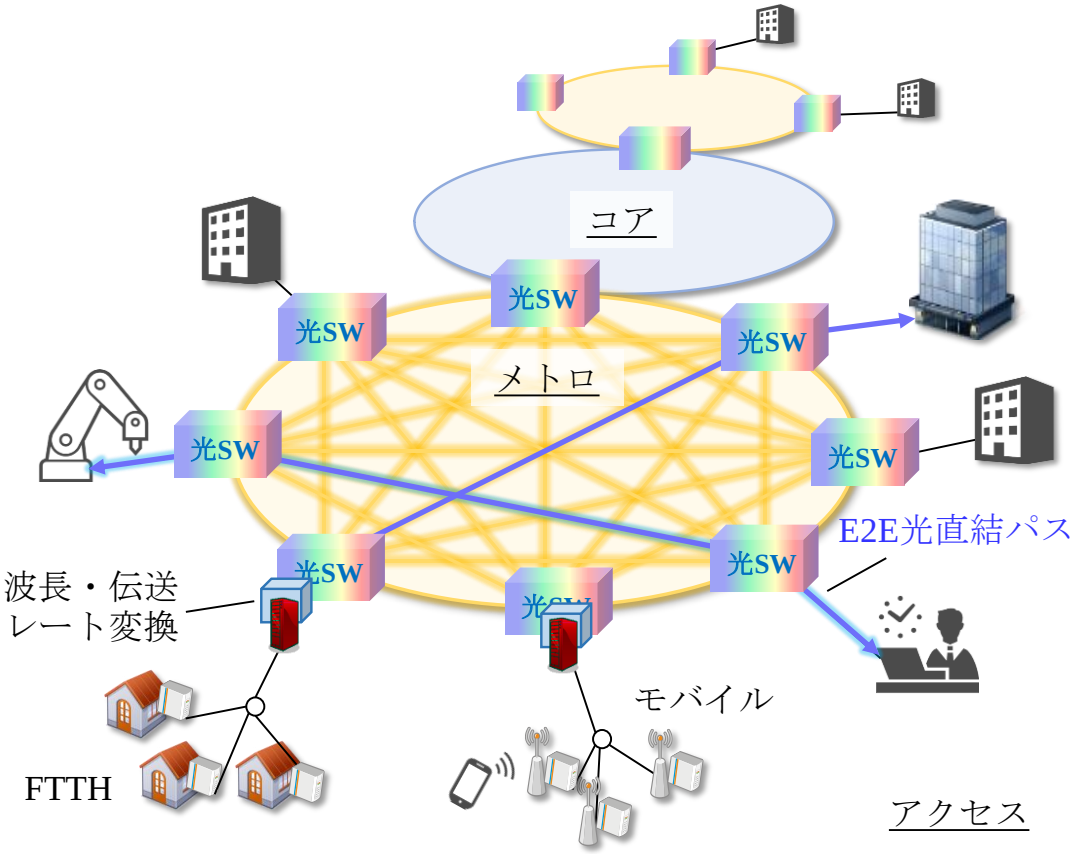


図 1-3 アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの構成

1-2　本研究の目的および課題

1-2-1　アクセス/メトロ融合ネットワークの経済化にむけた課題

2023 年 3 月，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの先駆けとしてユーザ拠点間の光直結による E2E の大容量/低遅延光パス提供サービスが開始された[28]．本サービスのユーザ当たりの伝送容量は 100 Gbit/s，月額料金は 200 万円程度である．一般家庭向けに提供される FTTH サービスの料金が月額数千円であることを考えると当該サービスの提供料金は高く，現状では限定的なユーザをターゲットとしている．一方で今後は大容量/低遅延接続を必要とする多様なユースケースの創出が予想されており，本格的な普及に向けては operating expenditure (OPEX)/ capital expenditure (CAPEX)削減による構成要素の経済化が重要である．以下アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの OPEX/CAPEX 削減の方法について考える．

(i)OPEX 削減

アクセス/メトロ融合オール光ネットワークでは，アクセスからメトロの広域にわたる多様な装置を扱うため，高度な専門スキルを持つ運用/保守作業者が必要となることが予想される．こうした高スキル人材の確保，育成には時間とコストがかかり，すなわち OPEX の上昇につながる．ここで都市部とルーラルエリアにおける保守運用の体制の着目し，両者の OPEX を比較する．ユーザの多い都市部では大規模な局舎に装置が集約され，そこに常駐する保守者が運用・保守を行う(図 1-4(a))．局舎あたりで扱う装置数が多いため運用･保守の作業量は日によらず平滑化され効率的に作業を進めることができる．一方，装置数の少ないルーラルエリアでは無人局舎に装置が配置されることも多く，装置故障時には保守者が最寄りの有人局舎から駆けつけて保守を行う(図 1-4(b))．ネットワーク基盤は重要な社会インフラであることから，装置故障時には昼夜問わず迅速な復旧対応が求められ，無人局舎にて突発的に発生する装置故障に備えた保守者の待機や移動にかかる稼働が OPEX の増大を招いている．駆けつけ保守を削減するためには光伝送システムの伝送距離を拡大し，従来無人局舎に配置されていた装置を有人の大規模局舎に集約することが有効である．

(ii)CAPEX 削減

現在のネットワーク構築コスト，すなわち CAPEX が高い要因の一つとしてトランシーバ価格があげられる．これまでの ROADM ベースのオール光ネットワークや，初期のアクセス/メトロ融合オール光ネットワーク[28]では，大容量/長距離伝送を想定し，デジタルコヒーレント伝送方式の光トランシーバが用いられている[29]．デジタルコヒーレント伝送は，波長あたり 100 Gbit/s 以上の大容量，1 万 km 以上の長距離伝送を実現

可能な方式であるが，短・中距離系で用いられる直接変調-直接検波(intensity modulation / direct detection: IMDD)方式に比べて装置コスト，消費電力が高い．アクセス/メトロ融合オール光ネットワークではコストにシビアな末端のアクセス領域までオール光の収容範囲を拡充することを想定している．よって伝送レートや伝送距離の要求が比較的低いユーザに対しては IMDD 方式を活用することで経済的に光直結パスを提供できる可能性がある．IMDD 方式では，位相情報まで含めた光電界を受信するデジタルコヒーレント方式とは異なり，受信時に強度情報（包絡線）のみを受信する．この際，位相情報が消失するため伝搬による波形歪の完全な補償は困難とされ，伝送距離が制限される．一方で近年は，送信側，受信側，中継ノードにおける多様な波形歪補償技術が提案されている[30-33]．最大の伝送距離を実現するためには，それら技術の組み合わせ，パラメータを最適に選択することが重要である．学術レベルでは実験室に閉じて送信器，伝送路，受信器の各構成，技術に合わせて時間をかけてパラメータを最適化することが可能である．一方でアクセス/メトロ融合オール光ネットワークではユーザやキャリアの要求に応じて迅速に光経路を構築する必要があり，構築の都度パラメータ設計を迅速に行う必要がある．光経路構築を迅速に行う手法として，伝送距離に十分なマージンを持たせることが考えられる．しかし，そのマージンを設定する分 IMDD 方式の伝送距離が制限され，結果，適用可能範囲が限定される．このようにアクセス/メトロ融合ネットワークにおける経済的な IMDD 方式の適用領域を最大限に広げるためには，送受信器や伝送路の構成に応じた迅速なパラメータの最適化によりマージンを可能な限り減らして伝送距離を最大化することが重要である．

以上より，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの CAPEX，OPEX 双方の観点で，伝送距離の拡大が重要である．

1-2-2　伝送距離拡大にむけた技術課題

前節ではアクセス/メトロ融合オール光ネットワークにおける OPEX/CAPEX 削減について議論した．まず OPEX の観点ではルーラルエリアにおける駆けつけ保守稼働削減に向けた伝送距離拡大の重要性について述べた(i)．また CAPEX の観点では経済的な IMDD 方式の適用にむけてパラメータの迅速な最適設計に基づく伝送距離の最大化が重要であることについて述べた(ii)．本研究では(i)(ii)の課題解決にむけてそれぞれ以下に示す①②の 2 通りのアプローチを検討する．

①　無中継構成に基づく伝送損失補償

前節で述べたようにアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経済化に向けてはネットワークの OPEX 削減が重要である．無人局舎の多いルーラルエリアにおいては装置故障時の駆けつけ保守稼働の削減が重要な課題の 1 つであり，伝送距離拡大による

無人局舎の削減が有効である．特に世帯カバー率が 98.8%と高い FTTH[14]では，ルーラルエリアの収容ユーザ数も多く，故障やトラブル等の駆けつけ保守の問題が深刻になる．駆けつけ保守の削減にむけては装置間の伝送距離を延ばし，装置を可能な限り有人の局舎に配置することが望ましい．一方，P2MP 型システムである FTTH では光スプリッタの挿入損失が大きいため，伝送距離拡大の技術的難易度が高い．以上を踏まえ，本研究では FTTH で用いられる PON システムを対象に伝送距離の拡大を検討する．

光通信システムの伝送距離拡大に向けては光増幅器を用いて伝送損失を補償することが有効である．このとき光増幅器の配置場所によって中継/無中継の 2 つの構成が考えられる．図 1-5(a)に中継構成のイメージを示す[34, 35]．ただし中継構成では伝送路の中継地点にアクティブ装置である光増幅器を配置するため，従来と同様に装置故障時の駆けつけ保守の必要がある．一方，光増幅装置を局舎側に配置する無中継構成のイメージを図 1-5(b)に示す．この構成ではアクティブな光増幅器を有人局舎に配置し，装置故障時には局舎に常駐する保守者が作業にあたるため，駆けつけ保守を削減できる．従って駆けつけ保守稼働削減の観点では無中継構成にて伝送距離を拡大することが重要である．PON システムでは ONU から送信される上り信号と OLT から送信される下り信号が同一の伝送路で波長多重され，伝送される．本構成において OLT 出力直後の下り信号は光増幅器のノイズレベルに対して十分高い強度で光増幅器に入るため，良好な光信号対雑音比(OSNR)が得られ，高い伝送距離拡大効果を期待できる．一方，上り信号は伝送損失によって強度が光増幅器のノイズレベルに対して低下した後に局舎に到達し光増幅器に入るため，OSNR が低下し伝送距離拡大効果が制限されるという課題がある．以上より，駆けつけ保守稼働の削減にむけて無中継構成にて PON の伝送距離拡大を拡大するためには，特に OSNR 低下が懸念される上り信号の低雑音な光増幅手法が必要となる．本研究では光増幅器用の装置を有人局舎側に集約する無中継構成において，良好な上り信号増幅を期待できる手法として分布ラマン増幅に基づく方式について検討する．

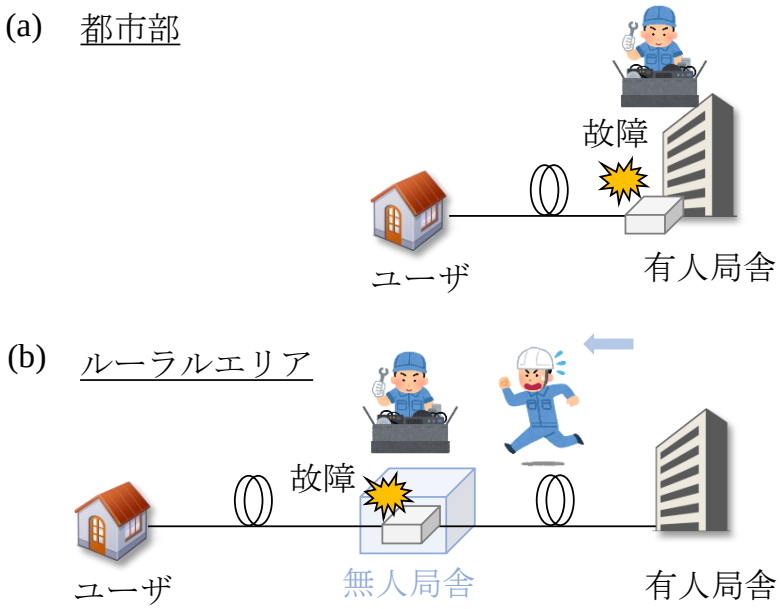


図 1-4　装置故障時の保守作業,
(a) 都市部, (b)ルーラルエリア

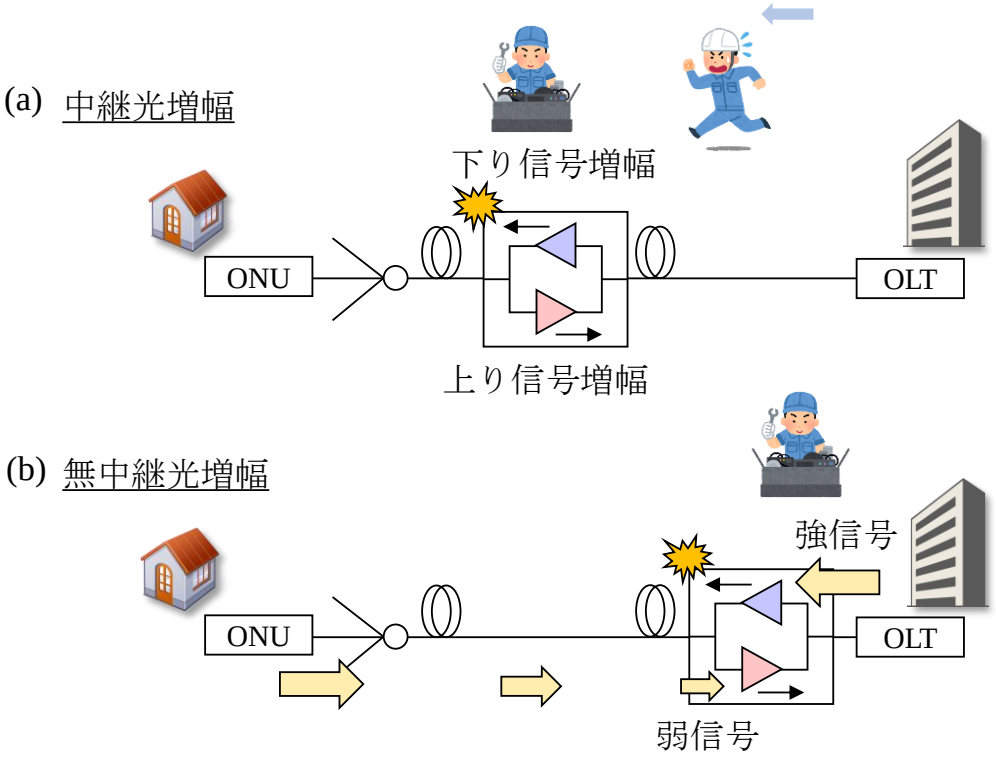


図 1-5　光増幅に基づく伝送距離拡大
(a)中継構成, (b)無中継構成.

② リアルタイムな最適伝送路設計にむけた伝送品質推定

前節で述べたようにアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経済化に向けては，光送受信に関わる部分に経済的なデバイスを用いることができる IMDD 方式の活用が期待されるが，デジタルコヒーレント方式に比べて伝送距離拡大が課題である．近年は多様な波形歪補償技術の導入により IMDD 方式の伝送距離は拡大しているが，光トランシーバのポテンシャルを発揮し最大の伝送距離を実現するためには，伝送路や送信器，受信器の組み合わせに応じてパラメータを最適設計することが必要である．学術レベルでは，時間をかけて想定するトランシーバ種別・伝送路に最適なパラメータを探索できるが，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークでは接続される多様なトランシーバ種別を考慮し，ユーザの要求に合わせて即座に経路を構築することが求められる．経済的な IMDD を広域のアクセス/メトロ融合オール光ネットワークに適用するためには迅速なパラメータ設計に基づき最大限の伝送距離を実現するシステムを構築することが重要である．パラメータ最適化にむけたアプローチとして，例えば実網上で逐次パラメータを調整し最適なものを探索することが考えられるが，探索時間の増大を招く．また運用中のパラメータの変更は既存ユーザの通信に影響を与える可能性がある．例えば光強度に依存する自己位相変調(SPM)の抑制のために光増幅器の利得を低減する場合，当該光増幅器を用いる既存ユーザの信号強度が低下し，符号誤りが生じるケースなどが考えられる．これを回避するためには実網ではなく計算機上で伝送路を再現し，各パラメータに対する特性を高速に計算することが考えられる．実際にコアネットワークでは伝送路の状態をデジタルツインとしてコンピュータ上に再現し，各パラメータを用いた場合の E2E の伝送品質(例えば符号誤り率(bit error rate: BER)，信号対雑音比(signal to noise ratio: SNR)，Q 値など)を計算し，それらがエラーフリーの条件を満たす最適なパラメータを算出するシステムが検討されている．この場合，数値計算に基づき高速に最適パラメータを導出可能であり，また既存ユーザの通信に影響を与える心配もない．このようなシステムを実現するためには E2E の高速な伝送品質推定手法の確立が鍵であり，これまでにデジタルコヒーレント伝送向けでは様々な検討が行われている[36,37]．伝送品質推定技術は伝送による波形歪などの影響を考慮し，受信端で得られる伝送品質を推定する．ここでデジタルコヒーレント方式と IMDD 方式における波形歪の取り扱いの比較から伝送品質推定技術のアプローチの違いについて説明する．デジタルコヒーレント方式では受信時に位相を含む完全な波形情報取得するため，受信デジタル信号処理(digital signal processing: DSP)にて適切な処理を施すことで線形な伝送波形歪は補償可能であり，伝送品質の劣化は引き起こさない．一方で非線形波形劣化は伝送品質に影響を与えるため，伝送品質推定技術ではこれを考慮する必要がある．非線形波形歪は 100 km を超える長距離伝送においてランダムなガウシアン雑音とみなされるため，長距離のデジタルコヒーレント向け伝送品質推定手法では SNR の低下として非線形波形劣化を扱

う．一方，受信器にて位相情報を取得しない IMDD 方式では線形波形歪を完全に補償できないため，デジタルコヒーレント方式とは異なり線形波形歪の影響を考慮しなければならない．加えて線形波形歪の影響で伝送距離が制限される IMDD 方式では，非線形波形歪をランダム雑音とみなすことができないため，これもまた考慮する必要がある．以上のようにデジタルコヒーレント方式と IMDD 方式では伝送品質劣化をもたらす波形劣化が異なるため，従来のデジタルコヒーレント向けの伝送品質推定手法を IMDD 方式に適用することは困難であり，新たな方式の確立が必要である．

本研究ではアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの伝送距離拡大にむけて，低雑音な光増幅手法の活用による無中継構成における伝送距離拡大①および，最大伝送距離を実現するためのパラメータ最適化にむけた IMDD 方式用伝送品質推定手法②について検討する．

1-3　本論文の概要

本研究は全 6 章からなる．

第 1 章では，将来の多様なサービスの基盤となる大容量/低遅延ネットワークとして検討が進められているアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの概要，およびその経済化に向けた伝送距離拡大の重要性について述べた．また伝送距離拡大にむけて本研究で検討した 2 通りのアプローチ(①低雑音な光増幅手法の活用②最適伝送路パラメータ設計)について説明した．

第 2 章では，装置故障時の駆け付け保守稼働削減に向けて光増幅技術に基づく FTTH システムの伝送距離拡大を検討する．駆け付け保守稼働の削減に向けては伝送路中に故障リスクのあるアクティブ素子を配置しない無中継構成の実現が重要であるが，その場合，特に上り信号増幅の低雑音化が課題である．そこで FTTH における上り信号増幅に低雑音な分布ラマン増幅技術を用いた手法を提案し，FTTH に用いられる 10GE-PON システム[38, 39]にて実機検証を行い，伝送距離を 37 km 延伸できることを示す．

第 3 章では，鉄道や高速道路に対するモバイルアクセスの提供を想定し，低遅延かつシームレスな接続を広域なエリアで実現するため，バス型トポロジの光アクセス構成を検討する．伝送距離拡大のため，2 章で活用した分布ラマン増幅の導入に加えて，ドロップポイントに分岐比率の異なる不等分岐光スプリッタを活用する構成を提案する．解析的アプローチから提案システムにおける各パラメータの最適化手法を検討し，数値シミュレーションおよび実機検証にて達成可能な最大ロスバジェットや最大伝送距離，最大収容端末数を明らかにする．

第 4 章では，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの動的な伝送路設計に向けた高速伝送品質推定技術に関する検討を行う．経済的な IMDD 方式を広域のアクセス/メトロ融合オール光ネットワークに適用するためには，限られた経路構築時間内にパラ

メータを最適化し，長距離化の難しい IMDD 方式の伝送距離を最大化することが重要である．迅速なパラメータ最適化に向けた伝送品質推定技術を提案し，推定精度を検証した．具体的には self-phase modulation (SPM)による波形劣化を確定的な波形歪みとして非線形ボルテラフィルタ(Volterra nonlinear filter: VNLF)にて模擬し，そこに確率的な波形歪みとして cross-phase modulation (XPM)による雑音を付与することで受信信号を再現し，符号誤り率を推定する．高精度な伝送シミュレータとの比較を通して提案手法の推定精度を検証する．

第 5 章では，4 章で提案した伝送品質推定の更なる高速化，およびマルチスパンネットワークへの拡張を検討する．4 章の手法では VNLF を用いた電界波形計算が計算量削減に向けたボトルネックとなっていた．計算量を抜本的に削減するため，電界波形ではなく，そこから抽出した次元の低い特徴量をニューラルネットワークにて解析する手法を提案する．伝送シミュレータとの比較より提案手法による符号誤り率の推定精度を評価する．また従来手法に対する計算量削減量について合わせて述べる．

最後に第 6 章にて結論を述べる．

以上のように本研究では大容量・低遅延なアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経済化にむけて①低雑音な光増幅手法の活用，②最適伝送路パラメータ設計，の 2 通りのアプローチから伝送距離拡大を検討する．検討①では，スター型およびバス型トポロジのネットワークを対象に低雑音な分布ラマン増幅手法の適用による無中継伝送距離拡大を検討する．検討②では，ガウシアンモデルとニューラルネットワークを活用した伝送品質推定手法を提案し，推定精度や計算量削減効果を検証する．提案した高速な伝送品質推定に基づき限られた経路構築時間内にパラメータを最適化することで，長距離化の難しい IMDD 方式の伝送距離を最大化することを目指す．

参考文献

[1] 末松安晴，伊賀健一,「光ファイバ通信入門　改訂 5 版」オーム社

[2] K. C. Kao, and G. A. Hockham, “Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies,” IET Electrical Engineers, vol. 113, no. 7, pp. 1151-1158, 1966.

[3] F. P Kapron, D. B. Keck, and R. D Maurer, “Radiation losses in glass optical waveguides,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 17, pp. 423, 1970.

[4] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, “Junction lasers which operate continuously at room temperature,” *AIP Appl. Phys. Let.*, vol. 17, pp. 109, 1970.

[5] 久保園浩明,「すべてが解る!光ファイバ通信」電気通信協会

[6] NTT コミュニケーションズ,「日米間海底ケーブル「PC-1」における最新の光通信技術「100Gbps デジタルコヒーレント」を活用した通信容量の拡張について」, 2013 年 7月17日.
https://www.ntt.com/content/dam/nttcom/mig2/release/monthNEWS/detail/pdf/20130717.pdf

[7] 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 Er3+-doped fiber amplifiers in IM/direct detection system,” *IET Electron. Lett.*, vol. 25, no. 10, pp. 662-664, 1989.

[8] H. Takahashi, S. Suzuki, and I. Nishi, “Wavelength multiplexer based on SiO2- Ta2O5 arrayed waveguide grating,” IEEE/OSA *J. Lightw. Technol.*, vol. 12, no. 6, pp. 989-995, 1994.

[9] 宮本裕, 吉野修一, 岡田顕, ”将来の大容量通信インフラを支える超高速通信技術”, NTT 技術ジャーナル，vol. 19，no. 3，pp. 10-15，2019 年.
https://journal.ntt.co.jp/wp-content/uploads/2020/06/JN20190308-1.pdf

[10] Dawid Nowak and John Murphy, "FTTH: The Overview of Existing Technologies", in Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE), 2005.

[11] NTT アクセスサービスシステム研究所，”GE-PON 技術”, NTT 技術ジャーナル, vol. 17，no. 9，pp. 91-94，2005.

[12] G. Kramer and G. Pesavento, “Ethernet passive optical network (EPON): Building a next-generation optical access network,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 2, pp. 66–73, 2002.

[13] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, “IEEE 802.3av 10G-EPON standardization and its research and development status,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, 2010.

[14] 総務省,「FTTH 世帯カバー率の推移(全国)」
https://www.soumu.go.jp/main_content/000864088.pdf

[15] G. O. Perez , D. L. Lopez, and J. A. Hernadez, "5G New Radio Fronthaul Network Design for eCPRI-IEEE 802.1CM and Extreme Latency Percentiles", IEEE Access, vol. 7, pp. 82218-822230, 2019.

[16] C. Ranaweera, J. Kua, I. Dias, E. Wong, C. Lim, and A. Nirmalathas,"4G to 6G: disruptions and drivers for optical access [Invited]", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 14, no. 2, pp. A 143-153, 2022.

[17] M. Birk, O. Renais, G. Lambert, C. Betoule, G. Thouenon, A. Triki, D. Bhardwaj, S. Vachhani, N. Padi, and S. Tse, “The OpenROADM initiative [Invited],” *J. Opt. Commun. Netw.* vol. 12, no. 6, pp. C58–67, 2020.

[18] P. Roorda and B. Collings, “Evolution to Colorless and Directionless ROADM Architectures”, in Optical Fiber Communication (OFC) (2008), paper NWE2.

[19] S. S. Gorshe, "OTN Interface Standards for Rates Beyond 100 Gb/s", *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 1, pp. 19-26, 2018.

[20] 日経クロステック,「データセンターとは：強固な建物と設備で BCP を後押し、用途や場所を確認し選択」, 2023 年 3 月 27 日.
https://active.nikkeibp.co.jp/atcl/act/19/00217/030800102/

[21] K. Hazelwood, S. Bird, D. Brooks, S. Chintala, U. Diril, D. Dzhulgakov, M. Fawzy, B. Jia, Y. Jia, A. Kalro, J. Law, K. Lee, J. Lu, P. Noordhuis, M. Smelyanskiy, L. Xiong, X. Wang, "Applied Machine Learning at Facebook: A Datacenter Infrastructure Perspective", in IEEE International Symposium on High Performance Computer Architecture (HPCA) (2018), pp. 620-629.

[22] X. Guo, F. Yan, X. Xue, G. Exarchakos, and N. Calabretta, "Performance Assessment of a Novel Rack-scale Disaggregated Data Center with Fast Optical Switch", in Optical Fiber Communication (OFC) (2019), paper M2C.2. [19-2] J. E. Simsarian, Y-J Kim, D. T. Neilson, F. Pardo, N. Basavanhally, R. Farah, R. Papazian, M. Earnshaw, E. Sutter, S. Xu, and M. Thottan, "Express Data Center Interconnection Using a Photonic Cross Connect", in Optical Fiber Communication (OFC) (2019), paper M2C.1.

[23] 総務省,「令和 3 年版情報通信白書」, 2021 年.

https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r03/pdf/01honpen.pdf

[24] 齊藤純一郎, 茶木悠紀子, ”APN サービス提供に向けた取り組み”, NTT 技術ジャーナル, vol. 35, no. 7, 2023.

[25] H. Kawahara, T. Seki, S. Suda, M. Nakagawa, H. Maeda, Y. Mochida, Y. Tsukishima, D. Shirai, T. Yamaguchi, M. Ishizuka, Y. Kaneko, K. Koshiji, K. Honda, T. Kanai, K. Hara, and S. Kaneko, “Optical Full-mesh Network Technologies Supporting the All- Photonics Network”, *NTT Technical Review*, vol. 18, no. 5, pp.24-29, 2020.

[26] T. Kanai, S. Kaneko, K. Hara, J. Kani, and T. Yoshida, “In-Line Protocol-Independent Control and Management Method in End-to-End Optical Connections via Photonic Gateway,” in 47th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) (2021).

[27] S. Kaneko, K. Honda, T. Kanai, J. Kani, T. Yoshida, “Photonic Gateway and Protocol-Independent End-to-End Optical-Connection Provisioning in All-Photonic Metro-Access Converged Network,” *IEEE Photon. J.*, vol. 15, no. 3, 2023.

[28] 日経クロステック,「超低遅延 100Gbps サービスが月額 198 万円、NTT の IOWN サービスが始動」, 2023 年 3 月 6 日.
https://xtech.nikkei.com/atcl/nxt/column/18/01537/00721/

[29] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications", *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, 2016.

[30] H. F. Haunstein, W. Sauer-Greff, A. Dittrich, K. Sticht, and R. Urbansky, "Principles for Electronic Equalization of Polarization-Mode Dispersion", *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 4, pp. 1169-1182, 2004.

[31] M. Li, F. Zhang, Z. Chen, and A. Xu, "Chromatic dispersion compensation and fiber nonlinearity mitigation of OOK signals with diverse-VSB-filtering FFE and DFE", *Opt. Express*, vol. 16, no. 26, pp. 21991-21996, 2008.

[32] Z. Liu, Student, M. Li, and C-K Chan, "Chromatic Dispersion Compensation With Feed Forward Equalizer and Decision Feedback Equalizer for Manchester Coded Signals", *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 18, pp.2740- 2746, 2011.

[33] O. E. Agazzi, M. R. Hueda, H. S. Carrer, and D. E. Crivelli, "Maximum-Likelihood Sequence Estimation in Dispersive Optical Channels", *J. Lightw. Technol.*, vol. 23, no. 2, pp. 749-763, 2005.

[34] M. Fujiwara, K-I. Suzuki, T. Imai, K. Taguchi, H. Ishii, and N. Yoshimoto, "ACL burst-mode optical fiber amplifiers for 10 Gb/s-class long-reaach PONs", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 4, no. 8, pp. 614-621, 2012.

[35] F. Saliou, P. Chanclou, F. Laurent, N. Genay, J. Lazar, F. Bonada, and J. Prat, "Reach extension strategies for passive optical networks [Invited]", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 1, no. 4, pp. c51-c60, 2009.

[36] A. Ferrari, M. Filer, K. Balasubramanian, Y. Yin, E. L. Rouzic, J. Kundrát, G. Grammel, G. Galimberti, and V. Curri, “GNPy: an open source application for physical layer aware open optical networks”, *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 12, no. 6, pp. C31-40, 2020.

[37] G. Borraccini, A. D’Amico, S. Straullu, A. Nespola, S. Piciaccia, A. Tanzi,G. Galimberti, S. Bottacchi, S. Swail, and V. Curri, "Cognitive and autonomous QoT-driven optical line controller", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 13, no. 10, pp. E23-31, 2021.

[38] IEEE 802.3av

[39] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, “IEEE 802.3av 10G-EPON standardization and its research and development status,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, 2010.

第 2 章　分布ラマン増幅技術に基づく 10G-EPON の伝送距離拡大

2-1　　はじめに

Information and Communications Technology (ICT)の発展に伴い社会のデジタル化が進んでいる．今やショッピングから映像作品の視聴，交通機関の検索・予約，リモートワークまであらゆることをモバイル端末 1 つで行うことが可能であり, 充実した在宅時間を過ごすことができている. これを支えるのが家庭向けに高速インターネット接続アクセスを提供する FTTH サービスである[1]. FTTH はユーザ拠点と通信局舎との間に敷設した光ファイバを介してユーザをキャリア網, ひいてはインターネットに接続するサービスであり，PON システムによって構築される[2-4]．PON システムでは複数のユーザが光ファイバや装置を共有することでユーザ当たりのサービス料金を抑制することができる．現在，我が国の FTTH 普及率は 99.8 %を超え[5]，全国の広い範囲でサービスが展開されているが, ユーザ密度の低いルーラルエリアでは保守運用コストの削減が課題となっている[6]．都市部と比較してユーザ数の少ないルーラルエリアでは小規模な無人局舎によってユーザ端末を収容するが，この場合，装置故障時には有人局舎から保守者が駆け付けて保守を行う必要があり, 移動や待機にかかる稼働が問題となっている. 駆け付け保守を削減するためには, 光アクセスの伝送距離を拡大し従来無人局舎に置かれていた装置を有人の大規模局舎に集約することが有効である. 本章では現在導入が進めれている 10G 級 PON システムを対象として低雑音な光増幅技術として知られる分布ラマン増幅を用いた伝送距離拡大を検証する.

2-2　　PON システムの伝送距離拡大による駆けつけ保守稼働の削減

図 2-1(a)に PON システムに基づく FTTH サービスのネットワーク構成を示す[2-4]. FTTH では通信局舎と一般住宅の間に敷設した光ファイバを介して高速光アクセスサービスを提供する．ユーザ宅内には ONU と呼ばれる宅内装置が配置され，通信局舎に配置される OLT との間で通信が行われる．このとき 1 台の OLT と複数の OLT は光スプリッタによって接続される．局側装置である OLT や伝送路を複数ユーザで共有することでユーザ単価を抑制し，経済的に光アクセスサービスを提供することができる．PON システムは OLT から送信される下り通信と ONU から送信される上り通信から構成され，双方が同一のファイバ内に波長多重される．下りは連続信号であり，光スプリッタにて複製された後すべての ONU で同じ信号が受信される．各 ONU は到達した下り信号の中から自身に割り当てられたタイムスロットの信号のみを選択して受信する. 一方, 上り通信においては，それぞれの ONU が送信する信号が光スプリッタにて衝突してしまうことが考えられる．そこで各 ONU は自身に割り当てられたタイムスロットのみ信号を送信することで衝突を回避する. このとき上り信号は時間的に間欠なバースト信号

となる．

都市部において OLT は保守運用作業者の常駐する大規模な局舎に配置され，装置故障時には常駐する保守者が迅速に作業にあたる．一方ルーラルエリアにおいてはユーザの密度が小さいため，OLT は無人の局舎に配置されることが多い(図 2-1(a))．この時，ユーザ-無人局舎間はアクセス区間，無人局舎-大規模局舎間はトランク区間と呼ばれる．本構成において OLT や伝送装置が故障した場合，大規模局舎に常駐する作業者が駆けつけて保守を行う必要がある．インターネットアクセスが社会生活を送る上でのインフラ基盤となった現在，昼夜問わず迅速に作業を行うことが求められており，突発的に発生する故障に備えた待機や遠方から駆けつける移動の稼働が問題となっている．駆けつけ保守を回避するためには ONU-OLT 間の伝送距離を拡大し，OLT を保守者の常駐する大規模局舎に集約することが有効である．この場合のネットワーク構成を図 2-1(b)に示す．ONU-OLT 間の伝送区間を従来のアクセス区間からトランク区間まで拡大し，故障の可能性がある OLT を大規模局舎に集約することで無人局舎自体を削減し，駆けつけ保守稼働を削減できる．本章では駆けつけ保守稼働削減にむけて PON システムの伝送距離拡大を検討する．

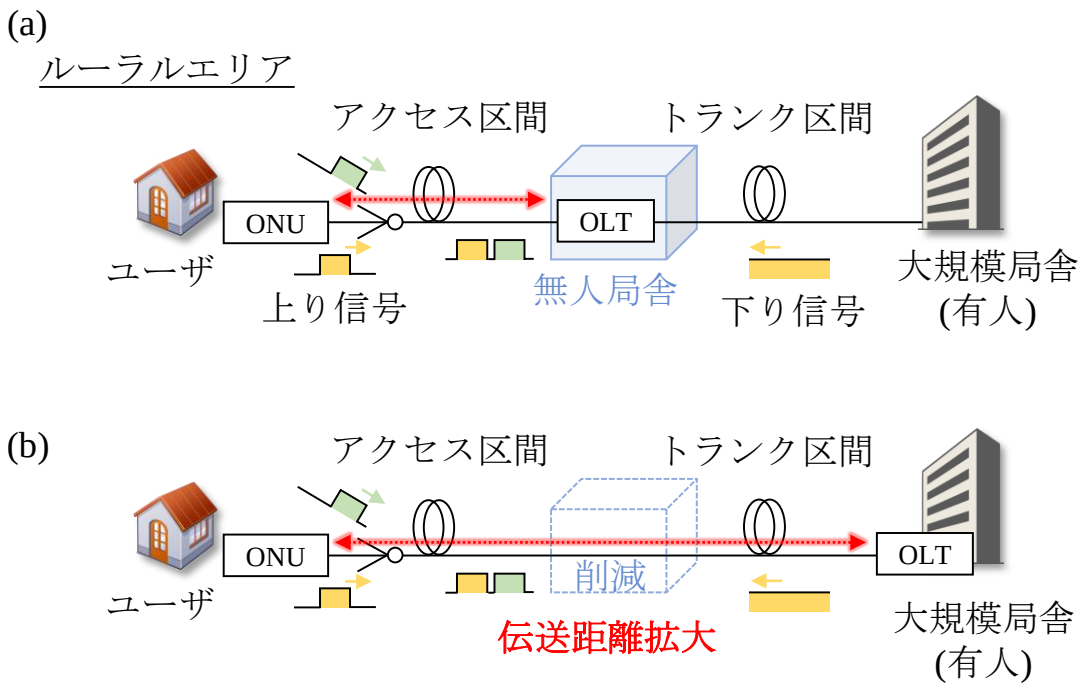


図 2-1 PON システムの伝送距離拡大による局舎削減

2-3　光増幅による伝送距離拡大の課題

PON システムでは伝送路に配置された光スプリッタの損失が大きく，ロスバジェット，ひいては伝送距離を制限する要因となっている．伝送距離拡大に向けては光増幅によって損失を補償することが有効である．このとき光増幅器の配置場所によって中継[7-9]/無中継の 2 つの構成が考えられるが 1-3-2 節で述べたように駆けつけ保守削減の観点では無中継構成の実現が重要である．無中継光増幅に基づく伝送距離拡大システムを図 2-2 に示す．無中継構成では光増幅器を伝送路ではなく局舎内に配置する．伝送路内にアクティブ装置を必要としないため駆けつけ保守を削減できる．また，光増幅装置をユーザ側ではなく局舎側に配置することによって複数ユーザ間で共有し，ユーザ当たりの装置単価を抑える効果が期待できる．光増幅に基づき PON システムの伝送距離を拡大するためには，上りと下り，それぞれに対して光増幅器を設置する必要がある．まず下り信号の光増幅について考える．光増幅器を局舎側に配置する場合，下り信号は伝送路に入る前に増幅される．このように送信端に配置される光増幅器はブースターアンプと呼ばれる[10]．一般的にブースターアンプの構成では入力光信号の強度が光増幅器の放出する光ノイズである自然放出光(amplified spontaneous emission: ASE)に対して大きいため，高い OSNR が得られ，大きな伝送距離拡大効果が期待できる．一方上り信号は受信側に配置された光増幅器にて信号が増幅される前置光増幅の構成となる[11]．前置光増幅構成ではファイバ伝送によって信号が減衰し，自然放出光のノイズレベルに対して低い光強度で光増幅器に入力されるため，OSNR が低下し伝送距離拡大効果が制限される．以上のように駆けつけ保守稼働を削減するためには局側に光増幅器を配置し，無中継で伝送距離を拡大することが求められ，抜本的な伝送距離拡大に向けては特に OSNR 劣化が予想される上り信号増幅時の特性改善が必要となる．

2-4　分布ラマン増幅を用いた伝送距離拡大

前節で述べたように，駆けつけ保守稼働の削減に向けては光増幅装置を局側に集約する無中継構成による伝送距離拡大が重要であるが，前置光増幅となる上り信号の OSNR 低下が課題である．光増幅用装置を局側に配置しつつ光増幅時の雑音を低減する手法として分布ラマン増幅を活用した手法が提案されている[12-15]．図 2-3 に構成を示す．本手法では適切な波長の励起光を伝送路に入射させることで分布ラマン増幅の効果によって上り信号を伝送路中で徐々に増幅する．長距離伝送によって信号光強度が減少する前から伝送路内で信号を増幅するため，高い OSNR の実現が期待できる．分布ラマン増幅は 3 次の非線形光学効果である誘導ラマン散乱を用いた光増幅手法である[16-17]．信号光より 13 THz 程度高周波の励起光を同一ファイバ中に入射させることで，励起光エネルギーの一部を信号光に与え，信号光を増幅する．分布ラマン増幅の増幅利得は信号光と励起光の偏波状態に依存し，双方の偏波状態が同じ場合に最も利得が高くなり，直

交するとほとんど利得が生じない．よって高い利得を得るためには信号・励起光の偏波状態をそろえてファイバに入力することが考えられるが，信号と励起光の周波数は 13 THz 程度離れているため，伝搬とともに双方の偏波状態は独立に変化し，結果として利得変動，ひいては波形歪みをもたらす．利得変動を抑制するため，分布ラマン増幅では以下に示す 2 つの工夫が用いられる．1 つは信号光の伝搬方向と逆方向から励起光を伝送路内に入射させる後方励起の構成を用いることである．信号光と励起光がすれ違いながら伝送することによって利得が平均化され，変動が抑制される．2 つ目はランダム偏波の励起光を用いることである．偏光状態のランダム化によって偏波依存の利得を平均化し，変動を抑制できる．ランダム偏波の励起光は直交偏波を持つフリーランの laser diode (LD) 2 台から出力した光を偏波ビームスプリッタにて合波することで生成できる．これまでに 1-2.5 Gbit/s 級の PON システムを対象として分布ラマン増幅技術を適用する検討が報告されている[13, 14]．この検討では分布ラマン増幅技術を用いて 50 km にわたる長距離システムを達成している．

2-5　従来検討の課題，および提案システム

分布ラマン増幅技術に基づく PON の伝送距離拡大に関する先行検討[13, 14]では，励起光と信号光の相互作用区間として 50 km にわたる長距離区間を用いることで高い利得を実現している．この先行検討では PON システムの持つロスバジェットのほとんどを 50 km の伝送に用いることでこれを実現しているが，実際の PON では光スプリッタ等にロスバジェットの多くを割り当てる必要があり，50 km の伝送路を確保するのは難しい．本章では 2-2 節で述べた局舎削減シナリオの実現にむけて，ネットワーク構成の見直しを検討する．局舎削減のシナリオでは既設のアクセス区間，トランク区間を直結し無中継構成で伝送距離を延伸することを目指している．図 2-4 に本章で想定するネットワーク構成を示す．下り信号の増幅にむけては OLT 直下にブースターアンプを配置する．一方，上り信号の増幅にむけてはラマン増幅を用いる．OLT 側から入射された励起光は，まずトランク区間を伝送し，アクセス区間に入る．このときアクセス区間にはスプリッタやコネクタやメカニカルスプライスが存在するため，励起光がアクセス区間に入ると減衰し，そこでの利得は得られない．またユーザや保守者のいるアクセス区間に対して高出力な励起光を伝送することはアイセーフティ確保の観点で難しい．したがって本章で想定する局舎削減シナリオの実現にむけてはトランク区間のみをラマン増幅に活用することが重要である．本章ではアクセス区間が PON で規定される損失を持つことを前提に，追加で確保可能なトランク区間の長さを検証する．

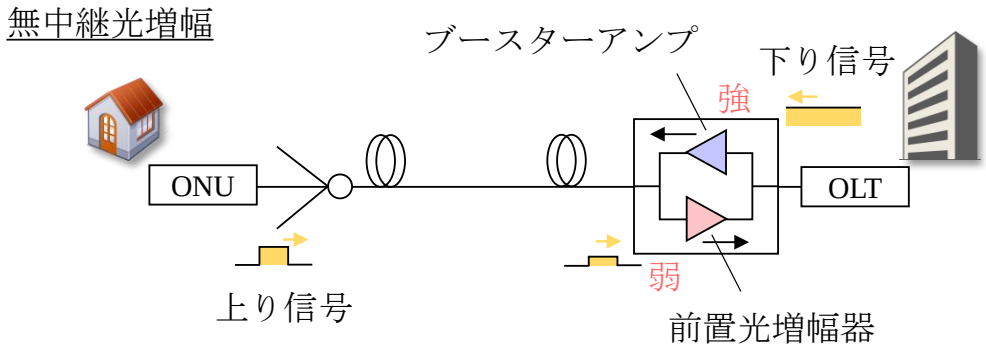


図 2-2 無中継光増幅に基づく伝送距離拡大

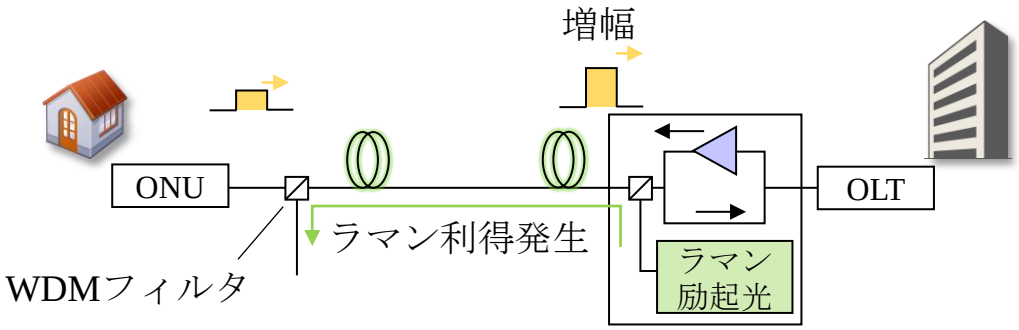


図 2-3 分布ラマン増幅技術に基づく光アクセスの伝送距離拡大に関する先行研究

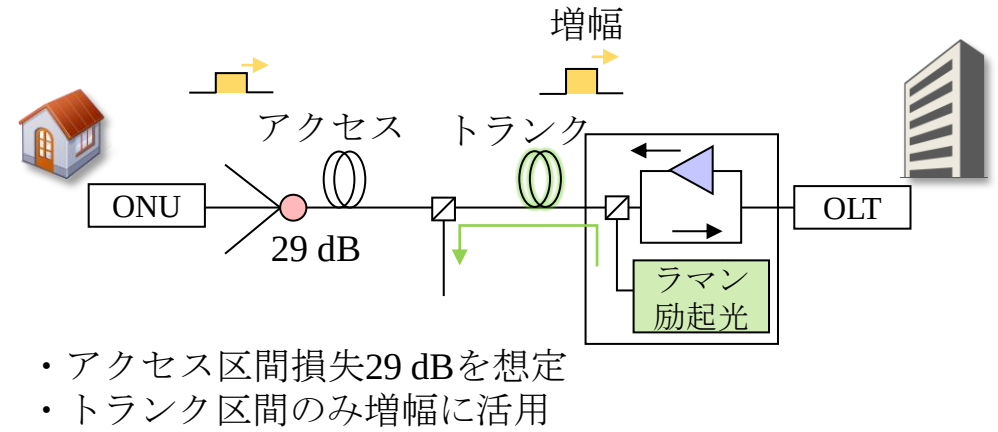


図 2-4 本章で想定するネットワーク構成

2-6　数値計算シミュレーション

分布ラマン増幅技術の適用による伝送距離拡大効果を検証するため, 数値計算シミュレーションにて最大伝送距離を検証した.

2-6-1　構成

数値シミュレーションの構成を図 2-5 に示す. 光信号伝搬の計算には伝送シミュレータである VPI transmission maker [18]を用いた. 今回は PON システムとして IEEE802.3ah 10G-EPON PR30 クラス[19,20] (ロスバジェット 29 dB)を想定し, OSNR 低下により伝送距離の拡大が難しい上り伝送についてのみ検証を行った. ONU から送信された 1270 nm の上り信号は 10 km のアクセス区間を通り, スプリッタ損失を模擬した可変光減衰器(VOA)にて光強度を減衰させたのち, 光強度 P_{in} にてトランク区間のファイバに入射され, 最終的に OLT で受信される. 本章では OLT の直前に半導体光増幅器 (semiconductor optical amplifier: SOA) を配置することを想定し, 分布ラマン増幅との併用による抜本的な伝送距離拡大を検討した. SOA の利得と雑音指数はそれぞれ 16dB と 7.6 dB に設定した. その他のパラメータは表 2-1 に示す. 光増幅として SOA のみを用いるケース((i)w/o ラマン増幅), および用 SOA とラマン増幅を用いるケース((ii)w/ ラマン増幅), それぞれについて特性を計算し, 比較した. ラマン増幅を用いる構成(ii)では, wavelength division multiplexing (WDM)フィルタ(WDM1)を介してトランク区間に対してラマン励起光を送信する. WDM フィルタは次章の実機検証で用いるものを想定し, 実測値から損失を設定している(表 2-1). 2-4 節で述べたようにラマン励起光にはランダム偏波の光源を用いることを想定している. 10G-EPON 上り波長である 1270 nm を増幅するため, ラマン励起光の波長は上り信号より 13 THz だけ周波数の低い 1205 nm に設定した. ラマン励起光はトランク区間を伝送した後, アクセス区間の手前で WDM フィルタ(WDM2)によって除去される. これによりアクセス区間に対する励起光の流入を抑制し, 損失が少なく, またアイセーフティを確保できるトランク区間のみをラマン増幅区間として用いる. 伝送路には標準シングルモードファイバ(SSMF)を用いることを想定し, 1270 nm/1205 nm における伝搬損失はそれぞれ 0.39 dB/km と 0.47 dB/km とした. 分布ラマン増幅と SOA の放出する ASE を除去するため, 受信器の直前に光 band-pass filter (BPF)を配置する. 受信器に入る ASE をより低減するためには透過帯域の狭い光 BPF を用いて帯域外の ASE を除去することが有効であるが, 一方で過度に帯域を狭窄化する場合, 信号に要求される波長精度が高まりトランシーバコストの増大につながる懸念がある. 光 BPF として帯域幅の異なる 3 種類（course WDM (CWDM, 帯域幅 20nm), LAN-WDM(帯域幅 3nm), dense WDM(DWDM, 帯域幅 60GHz)）の活用を想定し, それぞれに対する特性を評価した. 今回用いる 10GE-PON PR30 クラスではアクセス区間としてロスバジェ

ット 29 dB，ONU の送信パワー4 dBm が規定されており[19]，その場合トランク区間入力 P_{in} は-25 dBm となる．したがって局舎削減シナリオに沿ってアクセス区間に 29 dB のロスバジェットを割り当てることを前提とする場合，P_{in} = -25 dBm においてどこまでトランク区間を伸ばせるかを明らかにする必要がある．そこで P_{in} に対する最大伝送距離を検証した．

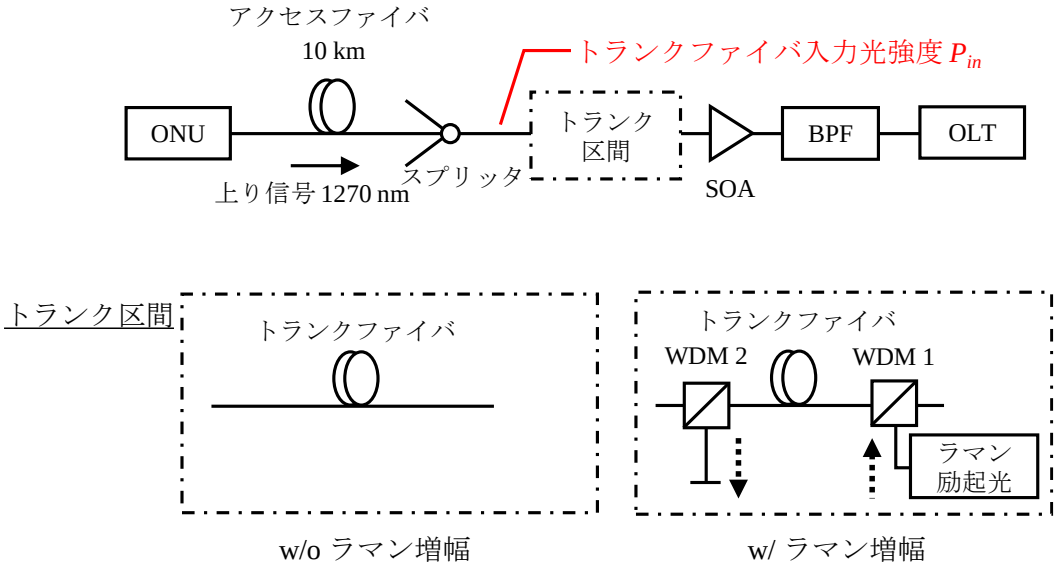


図 2-5 シミュレーション構成

表 2-1　計算諸元

群屈折率@1310 nm	1.47
分散 @1310 nm	0 s/m^2
分散スロープ @1310 nm	0.092e3 s/m^3
コア断面積 @1205 nm	58.1 um^2
コア断面積 @1270 nm	63.3 um^2
WDM 1 の損失 @1270 nm	0.4 dB
WDM 2 の損失 @1270 nm	1.1 dB
WDM 3 の損失 @1270 nm	0.3 dB
WDM 4 の損失 @1270 nm	0.8 dB
BPF の損失 @1270 nm	2.8 dB

2-6-2　シミュレーション結果

トランク区間距離に対する forward error correction (FEC)リミット（BER=10^{-3}）となるトランク区間の入力光強度 P_{in} を図 2-6 に示す．(i)w/o ラマン増幅，(ii)w/ ラマン増幅, それぞれに対して 3 つの光 BPF 種別(CDCM, LAN-WDM, DWDM)を想定した計 6 つのケースについての計算結果を示している．計算結果より，トランク区間入力光強度が高いほどトランク区間に許容される損失が増え, エラーフリー伝送可能な伝送距離が増えることがわかる．ONU の最小送信光強度を 4 dBm，アクセス区間損失を 29 dB とするとトランク区間入力光強度 P_{in} は-25 dBm である．トランク区間入力 P_{in} -25 dBm においてラマン増幅なしのケース 1-3(DWDM, LAN-WDM, DWDM)にて実現可能なトランク区間の伝送距離はそれぞれ 12.8 km,19.5 km , 23.4 km であった．アクセス区間 10 km を含めるとそれぞれトータル 22.8 km, 29.5 km, 33.4 km の伝送が可能な見込みである．一方，ラマン増幅を用いるケース 4-6（CWDM, LAN-WDM, DWDM）においてトランク区間の最大伝送距離は 30.6 km, 37.6 km, 42.0 km であり，アクセス区間 10 km を含めると 40.6 km, 47.6 km, 52 km であった．計算結果より，ラマン増幅あり・なしともに光 BPF の帯域幅を狭窄化するほど伝送距離の拡大効果が大きく，DWDM フィルタを用いた場合に最大の伝送距離を達成可能である．光 BPF 種別 CWDM，LAN-WDM，DWDM それぞれに対するラマン増幅を用いることによる伝送距離拡大効果は 17.8 km, 18.1 km, 18.6 km であった．これは光 BPF の狭窄化により受信特性が改善しトランク区間長が延びることでラマン利得が増大するためである．

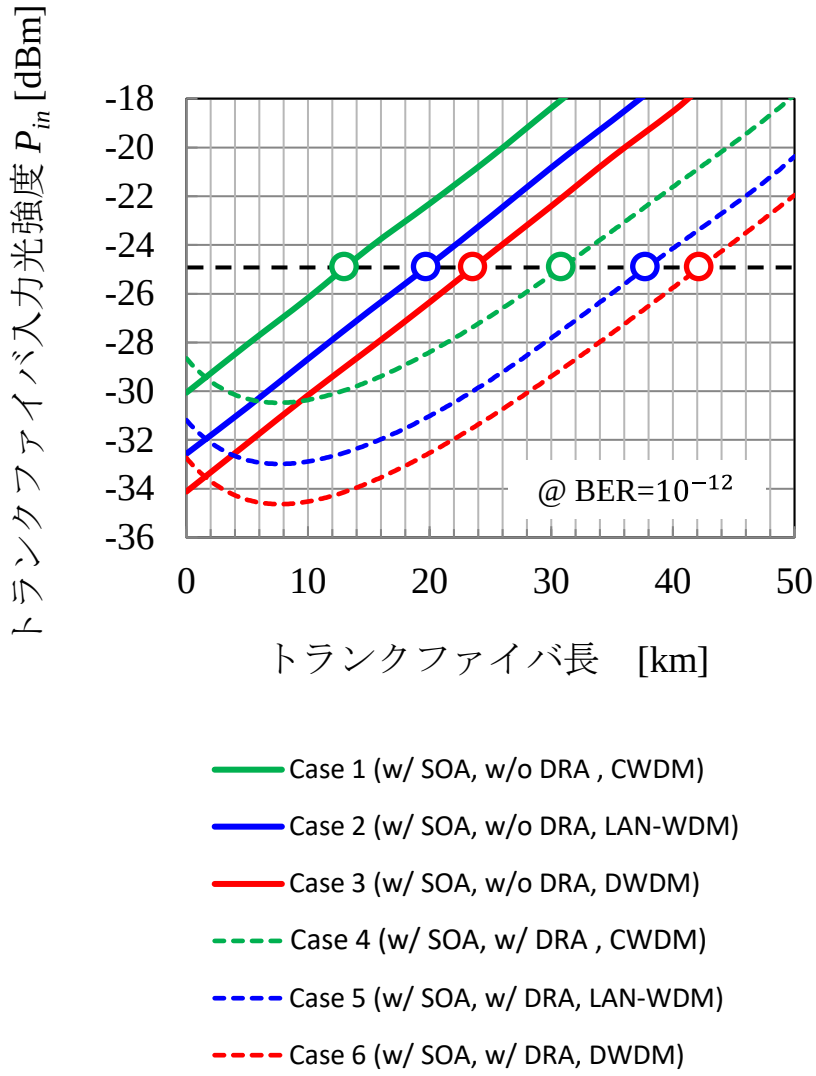


図 2-6 トランク区間長に対するエラーフリーとなる入力光強度の変化

2-7　実験

2-6-2 節のシミュレーション結果の妥当性を示すため伝送実験を行った. 今回は LAN-WDM 用光 BPF(帯域幅 3 nm)を用い検証した(ケース 2, 5). 実験系を図 2-7 に示す．ONU の送信光強度と消光比はそれぞれ 4.9 dBm，6.6 dB，OLT の受信感度は-28.3 dBm であった．ONU から送信された上り信号は 10 km のアクセス区間のファイバを通過した後，スプリッタ損失を模擬した VOA，トランク区間，SOA を通過し，最終的に OLT の受信器に入る．ラマン増幅なし・なし((i)w/o ラマン増幅，(ii) w/ ラマン増幅)構成におけるトランク区間としてそれぞれ 17 km と 37 km のファイバを用いた．ラマン増幅あり構成ではトランク区間に対して励起光を送信する. ラマン励起光は 1205 nm の量子ドットファブリペローレーザ 2 台を偏波ビームスプリッタにて多重化することで生成した. 上り信号波長 1270 nm およびラマン励起光波長 1205 nm のファイバ損失はそれぞれ 0.39 dB/km と 0.47 dB/km であった．各 WDM フィルタの損失は前節のシミュレーションと同じである. 上り信号としてネットワークアナライザで生成したイーサネットフレームを ONU から送信し，符号誤り率を測定した．本章では伝送距離拡大が難しい上り伝送のみを評価するが，検証で用いた 10G-EPON 装置では下り信号が導通していなければ上り信号を送信しない仕様となっている．そのため下り信号を直接 ONU に接続する構成にて検証を行った.

2-7-1　O 帯ラマン増幅特性

これまで C 帯の分布ラマン増幅の特性については多数報告されているが，O 帯における特性はほとんど報告されていない．そこでまず本究で用いた O 帯分布ラマン増幅の特性について説明する．図 2-8 に励起光として用いた 2 台のファブリペロレーザの光スペクトルを示す. ラマン増幅では線幅の広いファブリペロレーザを用いることでブリルアン散乱を抑制する. これにより高い強度の励起光をファイバ内に送信することが可能になり，より大きな利得を得ることができる．図 2-9 はファブリペロレーザの注入電流に対するラマン励起光の光強度（WDM1 直後）を示す．今回用いたレーザでは 2 台の光源を合わせて最大 700 mW の出力を実現可能である. 今回はアイセーフティ基準クラス 3B である 500 mW を励起光強度に設定した. 図 2-10 にラマン増幅区間 38 km において測定したラマン利得のスペクトルを示す．1275 nm 付近にラマン利得のピークが得られた．図 2-11 は励起光強度に対するラマン利得を示す．励起光強度に対して線形に利得が増加し，ラマン増幅区間の増加とともに利得が増大することがわかる. 図 2-12 はラマン増幅区間長に対するラマン利得の測定結果を示す. また参考までに前節の数値シミュレーションで用いた VPI の計算結果を示す．測定結果と VPI の計算結果は一致しており，また利得は伝送距離に対して飽和し 30 km 当たりで頭打ちになることがわか

る．飽和利得として 12.3 dB が得られた．

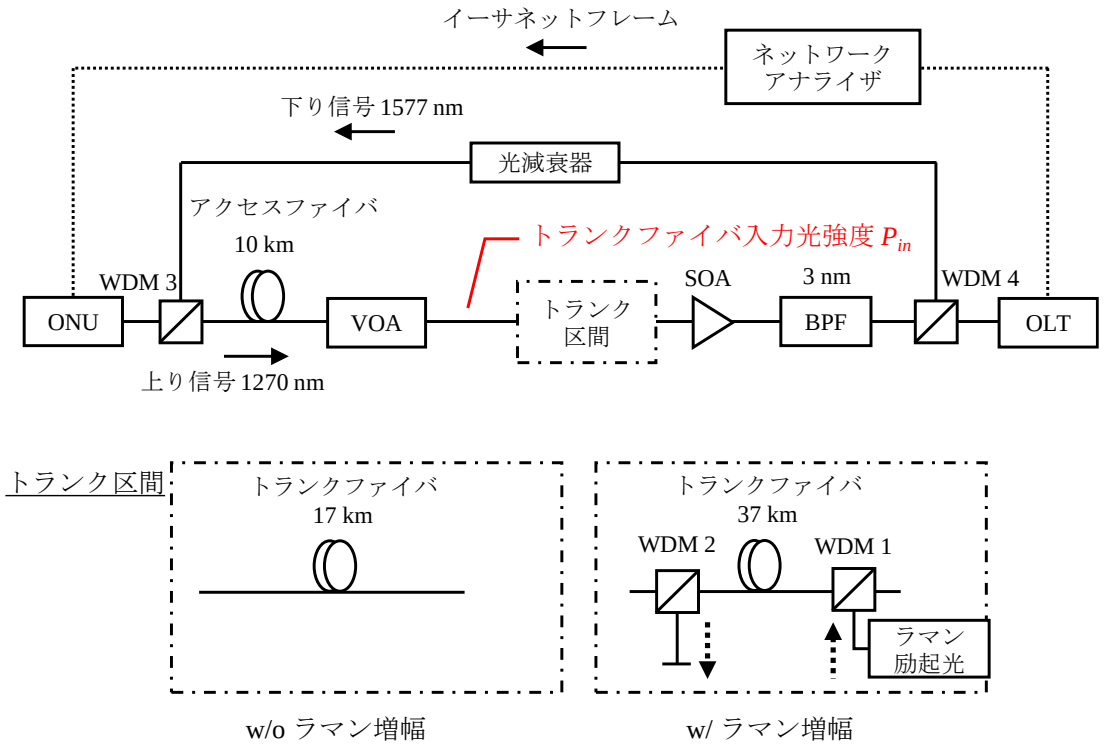


図 2-7 実験構成

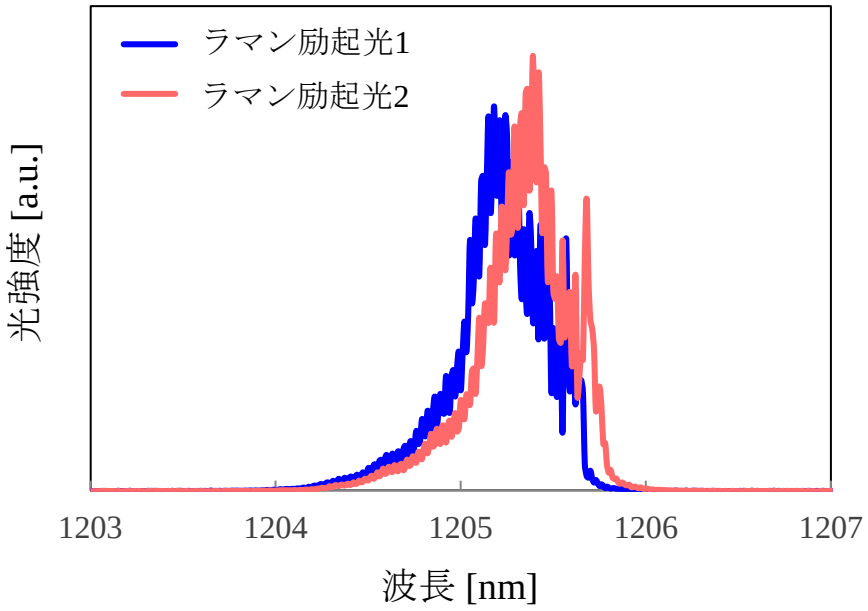


図 2-8 ラマン励起光の光スペクトル

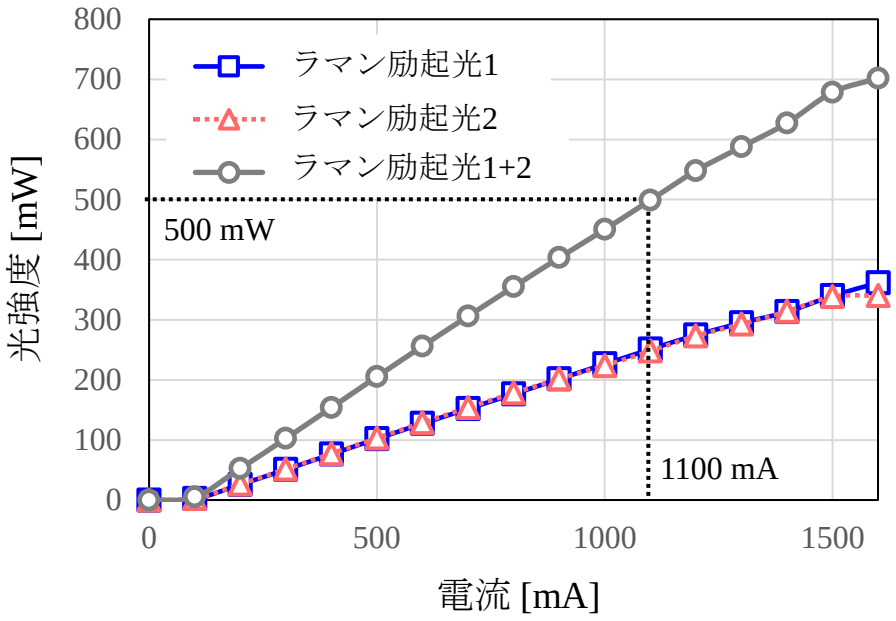


図 2-9 注入電流に対するラマン励起光の出力光強度

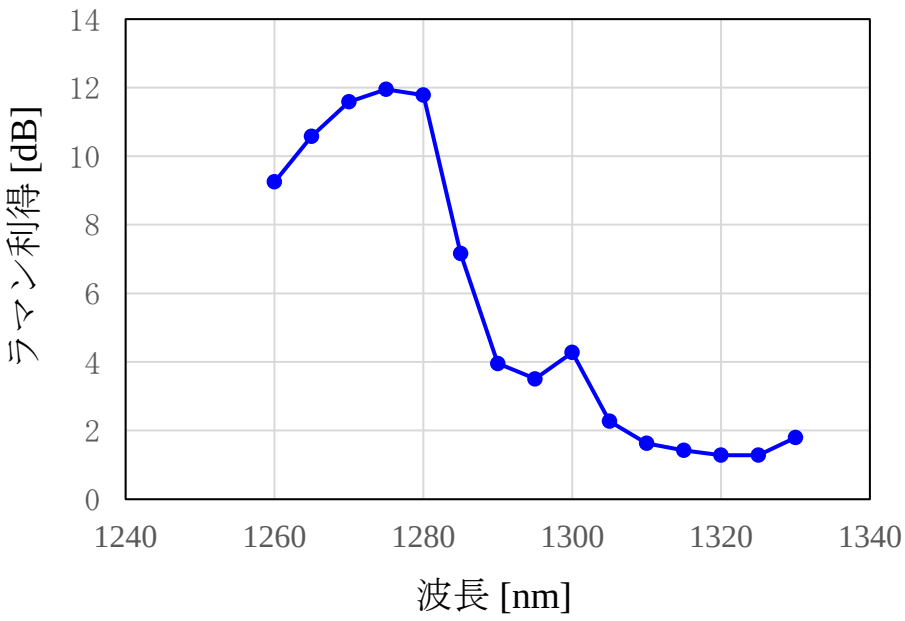


図 2-10　ラマン利得

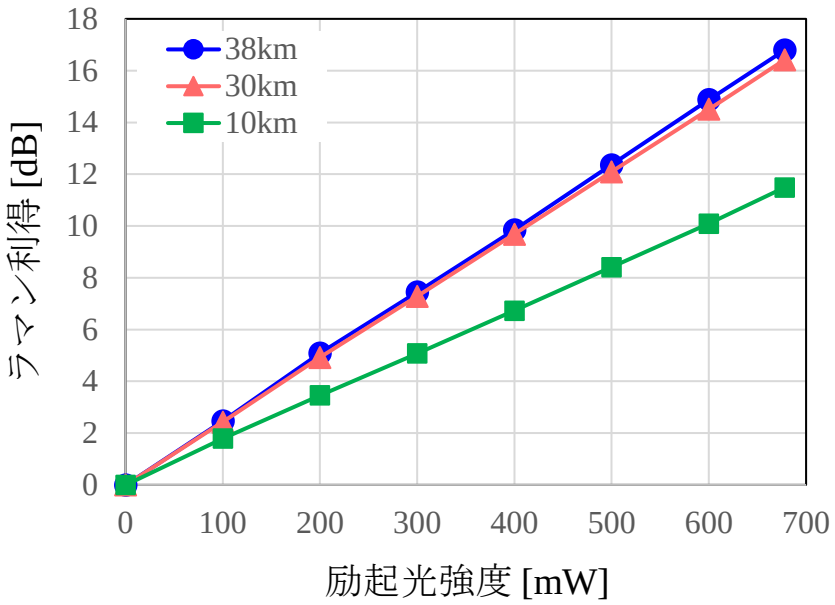


図 2-11　ラマン利得の励起光強度依存性

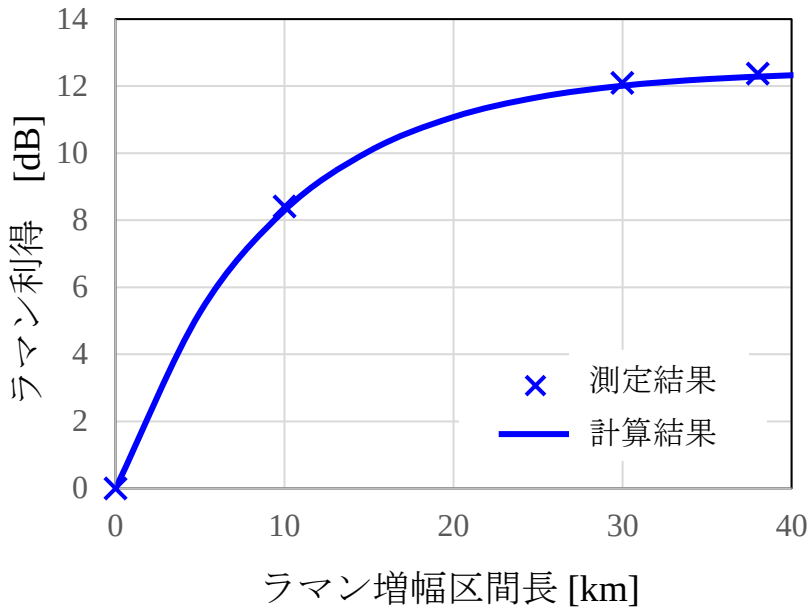


図 2-12　ラマン利得の伝送距離依存性

2-7-2　実験結果

図 2-13 にトランク区間の入力光強度 P_{in} に対する符号誤り率の測定結果（FEC 後）を示す．10G-EPON PR30 クラスの規定より送信光強度を 4 dBm とすると，アクセス区間損失 29 dB を確保するためにはトランク区間の入力光強度-25 dBm にてエラーフリー(FEC 後の符号誤り率 10^{-12})を達成する必要がある．図 2-13 より，エラーフリー(BER=10^{-12})を達成可能なトランク区間入力光強度 P_{in} の値はケース 2, 5 においてそれぞれ-25 dBm, -25.1 dBm であり，-25 dBm を下回ることから双方ともに要件を満たすことがわかる．よって損失 29 dB のアクセス区間を収容する構成において SOA を用いることで 17 km, さらに分布ラマン増幅を用いることで 37 km までのトランク区間を追加で伝送可能である．ONU 送信光強度を 4 dBm と想定し，図 2-13 の横軸を伝送路損失に変更したグラフを図 2-14 に示す．ケース 2 において，トランク区間ファイバ 17 km（損失 6.6 dB）と 29 dB のアクセス区間損失を合わせてトータルロスバジェット 35.6 dB を達成した．一方ケース 5 では，トランク区間ファイバ 37 km (損失 14.4 dB)とアクセス区間損失 29.1 dB を合わせてトータルロスバジェット 43.5 dB を達成した．以上よりアクティブ装置を局舎側に集約する経済的な構成にて光増幅に SOA と分布ラマン増幅を用いることでアクセス区間損失 29 dB を確保しつつ，ロスバジェット 43.5 dB を達成した．提案構成を用いることでトランク区間を 37 km 拡大可能な見込みである．

2-8　結論

本章では，分布ラマン増幅技術に基づく 10G-EPON システムの伝送距離拡大を検討した．駆けつけ保守稼働を削減するためには局側に光増幅器を配置し，無中継で伝送距離を拡大することが重要であるが, 前置光増幅となる上りの OSNR 劣化が課題である．そこで局側に配置しつつ, 低雑音な光増幅が期待できる分布ラマン増幅の活用を検討した．OLT 側からトランク区間に入射されたラマン励起光は，トランク区間の伝送中に上り信号を増幅する．本章ではアクセス区間が PON で規定される損失を持つことを前提に追加伝送可能なトランク区間長を検証した. 実施検証の結果, 前置光増幅として SOA と分布ラマン増幅を用いることで 10G-EPON PR30 クラスで規定される 29 dB のアクセスロスバジェットを保ちつつ, トランク区間として 37 km の追加伝送が可能であることを実験にて示した.

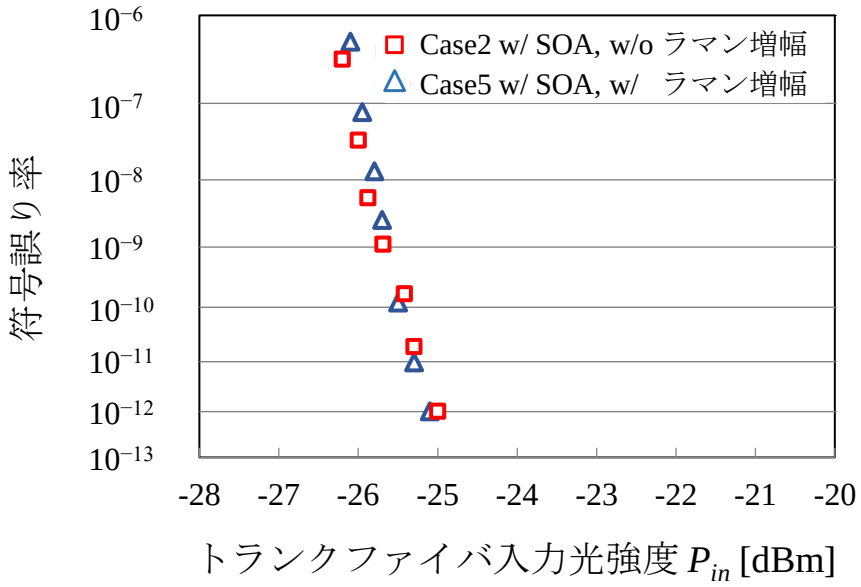


図 2-13　ファイバ入力光強度 P_{in} に対する符号誤り率特性

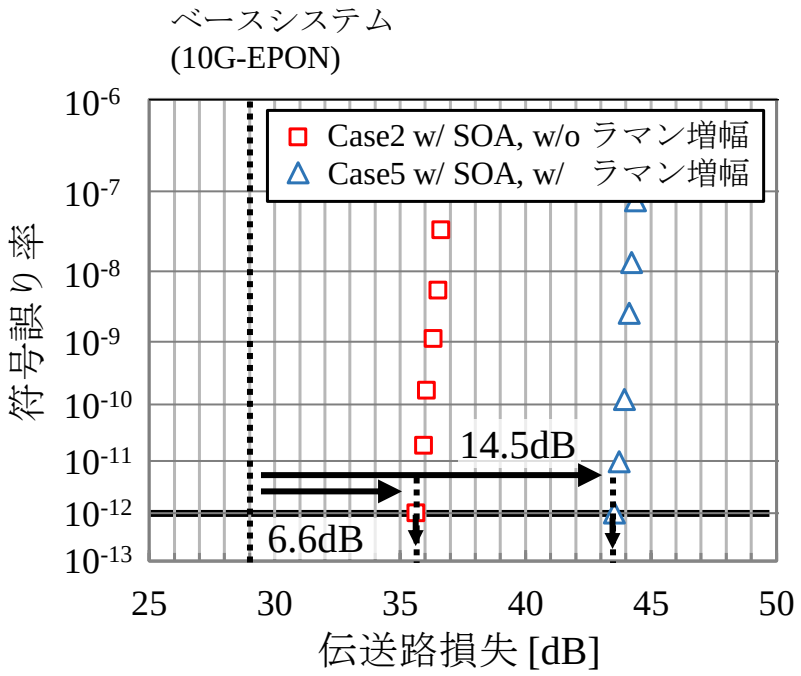


図 2-14　伝送路損失に対する符号誤り率特性

参考文献

[1] Dawid Nowak and John Murphy, "FTTH: The Overview of Existing Technologies", in Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE), 2005.

[2] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, “IEEE 802.3av 10G-EPON standardization and its research and development status,” J. Lightw. Technol., vol. 28, no. 4, pp. 651–661, 2010.

[3] G. Kramer and G. Pesavento, “Ethernet passive optical network (EPON): Building a next-generation optical access network,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 2, pp. 66–73, 2002.

[4] B. R. Rayapati and N. Rangaswamy, “Ring topologies with energy efficient scheduling of ONUs in TWDM PON,” in 2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW) (2019), pp. 255–259.

[5] 総務省,「FTTH 世帯カバー率の推移(全国)」
https://www.soumu.go.jp/main_content/000864088.pdf

[6] R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, H. Suzuki, J. Kani, and J. Terada, “Reach extension of 10G-EPON upstream transmission using distributed Raman amplification and SOA,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E103B, no.11, pp. 1257–1254, 2020.

[7] M. Fujiwara, K-I. Suzuki, T. Imai, K. Taguchi, H. Ishii, and N. Yoshimoto, "ACL burst-mode optical fiber amplifiers for 10 Gb/s-class long-reaach PONs", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 4, no. 8, pp. 614-621, 2012.

[8] F. Saliou, P. Chanclou, F. Laurent, N. Genay, J. Lazar, F. Bonada, and J. Prat, "Reach extension strategies for passive optical networks [Invited]", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 1, no. 4, pp. c51-c60, 2009.

[9] K-I. Suzuki, Y. Fukada, D. Nesset, and R. Davey, "Amplified gigabit PON systems [Invited]", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 6, no. 5, pp. 422-433, 2007.

[10] Z. Li, L. Yi, and W. Hu, “Comparison of Downstream Transmitters for High Loss Budget of Long-Reach 10G-PON”, in Optical fiber communication (OFC) (2014), paper Tu2C.4.

[11] N. Alic, G. C. Papen, R. E. Saperstein, R. Jiang, C. Marki, Y. Fainman and S. Radic, “Experimental Demonstration of 10 Gb/s NRZ Extended Dispersion-Limited Reach over 600km-SMF Link without Optical Dispersion Compensation”, in Optical Fiber Communication (OFC) (2005), paper OWB7.

[12] D. Nesset, K. Farrow, and P. Wright, “Bidirectional, Raman extended GPON with 50 km reach and 1:64 split using wavelength stabilized pumps,” in 37th European Conference on Optical Communications (ECOC) (2011), pp. 1–3.

[13] K. L. Lee, J. L. Riding, A. V. Tran, and R. S. Tucker, “Extended-reach gigabit passive optical

network for rural areas using distributed Raman amplifiers," in Optical Fiber Communications (OFC) (2009), pp. 1–3.

[14] B. Zhu1, D. Au, F. Khan, and Y. Li, "Coexistence of 10G-PON and GPON reach extension to 50-km with entirely passive fiber plant," in 37th European Conference on Optical Communications (ECOC), 2011, pp. 1–3.

[15] P. Iannone, A. H. Gnauck, M. Straub, J. Hehmann, L. Jentsch, T. Pfeiffer, and M. Earnshaw, "An 8- × 10-Gb/s 42-km high-split TWDM PON featuring distributed Raman amplification and a remotely powered intelligent splitter," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 7, pp. 1328–1332, 2017.

[16] 井上恭,「ファイバー通信のための非線形光学」, 森北出版株式会社, 2011 年.

[17] J. Bromage, "Raman amplification for fiber communications systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 1, pp. 79–93, 2004.

[18] VPI photonics 社ホームページ, https://www.vpiphotonics.com/index.php.

[19] IEEE 802.3av

[20] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, "IEEE 802.3av 10G-EPON standardization and its research and development status," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, 2010.

第 3 章　バス型ネットワークの伝送距離/収容ユーザ数拡大

3-1　　はじめに

2 章では FTTH の駆けつけ保守稼働削減に向けて PON システム[1-3]の伝送距離拡大を検討した．FTTH ではスター型トポロジの伝送路構成にて一般住宅への高速光アクセスサービスを提供している．一方，鉄道や幹線道路沿いなど，広範囲に点在する端末の収容に向けてバス型トポロジの光アクセスが提案されている[4-6]. 広範囲に分布するユーザの収容においてバス型トポロジは伝送路長を削減する効果が期待されるが, 一方で伝送路には多数のドロップ点（スプリッタ）が挿入されることからロスバジェットの制約があり，結果として収容可能なユーザの範囲が制限される．本章では，第 2 章で検討した分布ラマン増幅[7,8]を活用した無中継伝送距離拡大技術を用い, バス型ネットワークの伝送距離拡大を検討する．

3-2　　提案するバス型光アクセスネットワークの構成

図 3-1 に提案するバス型光アクセスネットワークの構成を示す．ユーザは遠方に伸びる 1 本の幹線ファイバ沿いに一様に分布し, 局舎と P2MP のバス型トポロジで接続される．本検討では P2MP の収容に PON システムの活用を想定し，ユーザ側には ONU，局舎側には OLT を配置する．近接する ONU 同士はブランチというグループを形成し，光スプリッタにて束ねられ，ドロップ点にて幹線ファイバに接続される．ドロップ間隔を A，同一の幹線ファイバに収容されるブランチの総数を N とする．ONU からドロップ点までをアクセス区間とし，隣接ブランチの ONU 同士が重ならないようアクセス区間の最大伝送距離は $A/2$ とする．本章では 2 章と同様に OLT 直下に光増幅装置を配置することによる伝送距離拡大/収容ユーザ数拡大を検討する．光増幅装置には下り増幅用のブースターアンプ, 上り増幅用の前置光増幅器およびラマン増幅用光源が配置される．ラマン増幅用光源から送信された励起光は幹線ファイバ内を伝搬し, 上り信号を増幅する．

バス型ネットワーク構成では基本的に OLT から遠いブランチほど ONU-OLT 間のファイバ長が長く, また通過するドロップ点が大きいため幹線区間で受ける損失が大きい．その結果，アクセス区間の光スプリッタにおける分岐に割ける許容損失(ロスバジェット)が低下し，収容ユーザ数は減少する．一方でユーザが幹線ファイバの長手方向に対して一様に分布する場合を想定すると, 各ブランチは同じ数のユーザ端末を収容することになる．よって総収容ユーザ数は各ブランチの中で最も収容ユーザ数の少ないブランチに律速される．つまり同一の幹線ファイバに接続されるバス型ネットワークの総収容ユーザ数を拡大するためには, 各ブランチの中で最も収容ユーザ数の少ないブランチに着目し，その収容ユーザ数を拡大することが重要である．各ブランチの収容ユーザ数は

アクセス区間のスプリッタ箇所に割り当て可能なロスバジェット $L_{splitter}$ によって決定される．$L_{splitter}$ が大きいほど分岐数の大きな光スプリッタを挿入することが可能となり，収容ユーザ数を拡大できる．このときアクセス区間ロスバジェット $L_{splitter}$ は，ONU-OLT 間のロスバジェットから幹線ファイバ区間の損失を除いた値である．よってアクセス区間ロスバジェットを評価することは幹線区間損失を評価することに置き換えて考えることができる．幹線区間の損失は，ファイバの伝搬損失とドロップ点通過による損失であり，前者はユーザ位置によって決まるものであるが，後者はドロップ点の分岐比率に依存し，最適化の余地がある．そこで本章ではドロップ点として透過率がポートによって異なる不等分岐光スプリッタ[9-10]を活用し，その分岐比率 x を最適化することを検討する．総収容ユーザ数の最大化に向けてはブランチ毎に異なる最適な分岐比 x のドロップ点を用いることが望ましいがスプリッタの多品種化はデバイスや管理のコスト増大を招く．本章では同じ分岐比率のドロップ点をすべての位置に配置することを想定し，伝送距離・収容ユーザ数の拡大を検討した．

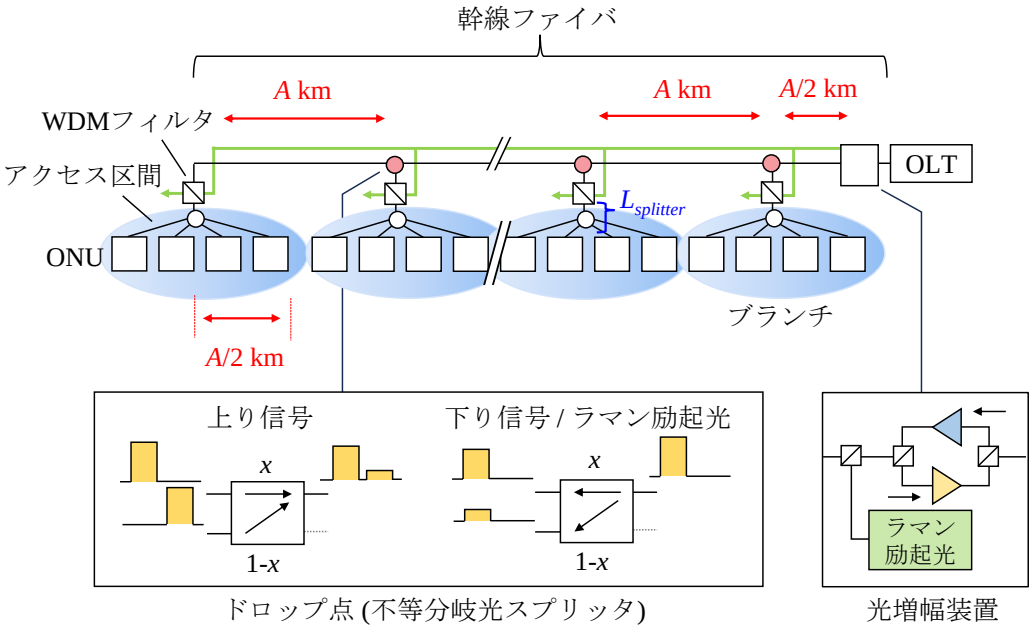


図 3-1　提案するバス型光アクセスネットワークの構成

3-3　提案構成における最適ドロップ比率

提案のバス型光アクセスネットワークではドロップ間隔 A と総ブランチ数 N の組み合わせに応じて収容ユーザ数を最大化する最適なドロップ比率 x が存在する．ここではそれらの関係性について説明する．前節で述べたように，ユーザが一様に分布することを考えると総収容ユーザ数は最もユーザ数の少ない，つまりアクセス区間ロスバジェット $L_{splitter}$ が最小のブランチに律速される．また，$L_{splitter}$ は幹線区間の損失が大きいほど小さくなる．つまり，総収容ユーザ数を最大化するためには各ブランチの中から収容ユーザ数を決定づける幹線区間損失が最大のブランチを探し出し，そのアクセス区間ロスバジェット $L_{splitter}$ を最大化するようにパラメータを設計することが必要になる．ここでは幹線区間損失の考え方と，最適ドロップ比率の算出方法について説明する．

図 3-2(a)は総ブランチ数 N=4 のバス型光アクセスの幹線区間のモデルを示す．図 3-2(b)は OLT から数えて 3 番目のブランチ(n=3)に対する上り信号の幹線区間の伝送損失を示す．説明の簡単化のため，まず分布ラマン増幅を用いない場合について説明する．ここでドロップ点におけるアクセスファイバ方向の損失 $L_{drop\text{-}access}$ およびトランクファイバ方向の損失を $L_{drop\text{-}trunk}$ は以下であらわされる．

$$L_{drop-access} = 10\log_{10}(1-x) \tag{1}$$

$$L_{drop-trunk} = 10\log_{10}(x) \tag{2}$$

ドロップ点に到達した上り信号は幹線ファイバ合波時に $L_{drop\text{-}access}$ のドロップ損失を受け OLT にむけて幹線ファイバを伝送するが，その過程で他のブランチのドロップ点を通過するたびに $L_{drop\text{-}trunk}$ の損失を受ける．図 3-2(c)はラマン増幅を考慮した場合の 3 番目のブランチに対する幹線区間の損失を示す. 比較のためにラマン増幅なしの場合の損失も破線で示している．ラマン増幅を用いる場合，ラマン励起光が OLT 側から幹線区間に送信され，上り信号は幹線区間を伝搬中に増幅されるため，OLT の受信器到達時における正味の損失（ファイバ損失＋ドロップ損失-ラマン利得）は減少する．以上に基づき，総収容ユーザ数を決定づける幹線区間損失が最大となるブランチを導出する．結論から言うと幹線区間損失が最大となるのは OLT 側から数えて 1 番目(Case1)，N-1 番目(Case2)，N 番目(Case3)のブランチのいずれかとなる．以下それぞれのケースについて説明する．

幹線区間損失が最大となるブランチ

Case1: 1 番目のブランチ

図 3-2(d)は 1 番目のブランチの幹線区間損失が最も大きい場合の例を示す．OLT から遠いブランチほどラマン増幅の区間が拡大するため利得は増大し，OLT の受信端における上り信号の損失は減少する．ただし，OLT から一定以上離れるとラマン利得よりも

幹線区間の伝搬損失が上回り，正味の損失は増加する．図 3-2(d)はラマン利得の増加量が伝搬損失を上回るケースを示しており，遠方に行くほど損失が減少する．これは最遠ブランチまでの長さが比較的短く，かつドロップ比率 x が比較的大きい場合に起こり得る．ドロップ比率 x が大きいためアクセス方向のドロップ損失 $L_{drop\text{-}access}$ を受ける 1-3 番目のブランチの損失が大きいのに対して 4 番目の最終ブランチは損失がなくむしろ増幅されて OLT に届く．この場合，遠方のブランチになるほど損失が減少するため，1 番目のブランチの正味の損失が最も大きくなる．

Case2: N-1 番目のブランチ，　Case3: N 番目のブランチ

図 3-2(e),(f)はそれぞれ N-1 番目と N 番目，つまり OLT から見て最遠とその 1 つ前のブランチに対する幹線区間損失が最大となるケースを示す．これは幹線区間長の増加による伝送路損失の増加量がラマン利得の増加量を上回るケースであり，基本的には遠方のブランチほど損失が増大する．ただし最遠の N 番目と，1 つ前の N-1 番目に限っては逆転する可能性がある．理由を以下に述べる．N-1 番目と N 番目のブランチの上り信号伝送においては，最遠のドロップ点（N-1 番目のブランチに位置するドロップ点）を通過した後に受ける幹線区間損失は共通である．したがって双方の幹線区間のうちどちらが大きいかを検討するためには当該ドロップ点通過までの損失の差を比較する必要がある．N-1 番目のブランチの上り信号がドロップ点を通過し幹線区間に入るまでに受ける損失は $L_{N-1}=L_{drop\text{-}access}$ である(i)．一方，ドロップ間隔 A に対するファイバ伝送損失を L_A とすると，N 番目のブランチの上り信号が当該地点まで伝送する際には $L_N= L_{drop\text{-}trunk}+L_A$ の損失を受ける(ii)．このとき，L_{N-1} と L_N のどちらが最大となるかは分岐比率 x の値で決まる．図 3-2(e)は L_{N-1} が L_N に対して大きい場合を示す．その場合，N-1 番目のブランチの損失が最大となる．一方，図3-2(f)は逆に L_N の方が大きい場合を示しており，この場合 N 番目のブランチの損失が最大となる．以上のように損失が最大となるブランチは 1 番目，N-1 番，N 番目のいずれかである．それぞれに着目して最適ドロップ比率を導出する．実際にロスバジェットを評価するためには 3 つそれぞれのブランチに対する幹線区間損失の値を導出し比較する必要がある．まずラマン増幅なしの場合，n 番目のブランチに対する幹線区間損失$\mathrm{LOSS_n}(x)$は以下の式であらわされる．

$$\mathrm{LOSS_n(x)} = L_{fiber} + L_{drop} \tag{3}$$

$$L_{fiber} = 10A\alpha_{sig}(\mathrm{n}-0.5)\log_{10}\mathrm{e} \tag{4}$$

$$L_{drop} = \begin{cases} -(\mathrm{n}-1)10\log_{10}x - 10\log_{10}(1-x), \mathrm{n} < N \\ -(\mathrm{n}-1)10\log_{10}x, \mathrm{n} = N \end{cases} \tag{5}$$

L_{fiber} はファイバ損失，L_{drop} は通過するドロップ損失の累積値である．また $\exp(-\alpha_{sig}A)$ はファイバ長 A に対する上り信号の伝搬損失を示す．ラマン増幅なしの構成では利得が生じないため，1 番目のブランチの損失が最大となることはなく，損失が最大となるブ

ランチは N 番目と N-1 番目のうちどちらかである．例として(A=7 km, N=3)と(A=2 km, N=6)の 2 つのケースにおけるドロップ比率 x に対する幹線区間損失 $\mathrm{LOSS_n}(x)$を図 3-3(a)と(b)にそれぞれ示す． N 番目，N- 1 番目のうち，損失が上回るブランチの幹線区間損失 L_{max} を破線で示す．このとき，L_{max} が総収容ユーザ数を決定づけるブランチの損失であり，ドロップ比率 x によって幹線区間が最大となるブランチが変化する．収容ユーザ数の拡大に向けては，L_{max} を最小化し，アクセス区間に割り当て可能なロスバジェットを最大化することが重要である．図 3-3(a)では N 番目と N-1 番目の交点にて最小の L_{max} が得られる．この時の最適なドロップ比率を X_{opt1} とする．一方，図 3-3(b)では N-1 のカーブ上で最小の L_{max} が得られる．この時の最適なドロップ比率を X_{opt2} とする．このように最大の収容ユーザ数実現するドロップ比率には 2 つのケースが存在する．これら X_{opt1}, X_{opt2} が示す状態について，詳細を以下に述べる．前述のとおり OLT から最遠のドロップ点までの経路は N 番目と N-1 番目で共通であり，双方のブランチに対する幹線区間損失の差は L_{N-1} と L_N の差である．N が比較的小さく，最遠ドロップ点以降の損失(L_{N-1} と L_N)が支配的な場合, 双方が一致する場合にバランスがとれ, 損失が最小となる．この条件が X_{opt1} である．一方，総ブランチ数 N が比較的大きい場合，最遠ドロップ点以降の損失(L_{N-1} と L_N)よりも N 番目や N-1 番目に対する累積するドロップ損失 L_{drop} が支配的になる．この場合，ドロップ比率を X_{opt1} よりも増大させると N-1 番目と N 番目は一致しなくなるが, より支配的な累積する幹線ファイバ方向のドロップ損失を低減できるため，全体の幹線区間損失が減少する．この条件が X_{opt2} である．

ここまでラマン増幅なし構成について議論した. 対するラマン増幅あり構成における n 番目のブランチに対する幹線区間損失 $\mathrm{LOSS_n}(x)$は以下で与えられる．

$$\mathrm{LOSS_n}(x) = L_{fiber} + L_{drop} - G \tag{6}$$

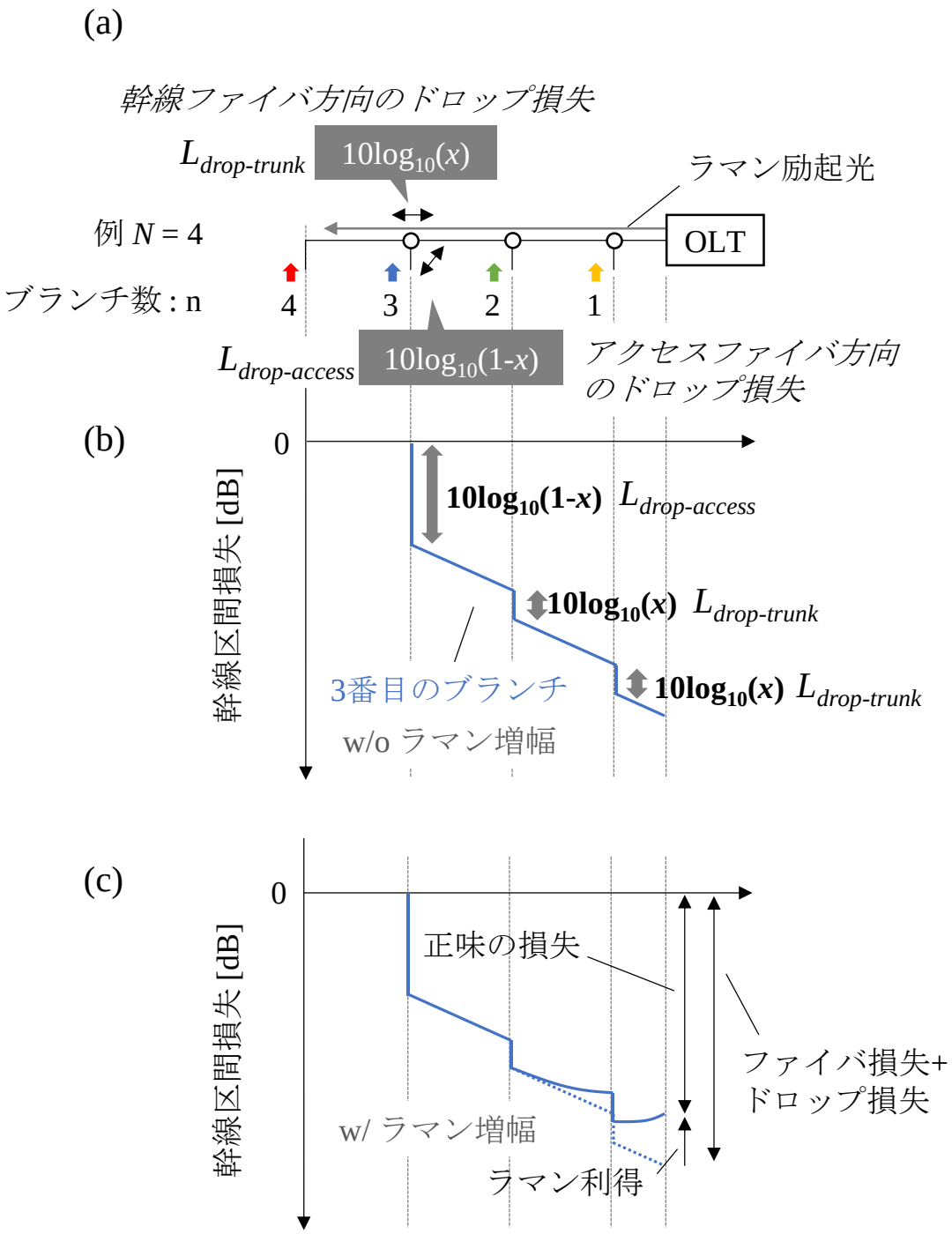
$$G = 10C_R P_0{}' \times \left(\frac{1-\mathrm{e}^{-\alpha_p A}}{\alpha_p} \frac{1-(x\mathrm{e}^{-\alpha_p A})^{\mathrm{n}}}{1-x\mathrm{e}^{-\alpha_p A}} - \frac{1-\mathrm{e}^{-0.5\alpha_p A}}{\alpha_p} \right) \log_{10}\mathrm{e} \tag{7}$$

$$P_0{}' = P_0 \mathrm{e}^{0.5\alpha_p A} \tag{8}$$

G はラマン利得，C_R は励起光と信号光の相対的な偏波状態がランダム化された場合のラマン利得係数[8], P_0 は励起光パワー，$\exp(-\alpha_p A)$はラマン励起光が A の区間長を伝搬した際に受けるファイバ損失である. 前述のとおり分布ラマン増幅を用いる構成においては，N-1 番目，N 番目に加えて 1 番目のブランチの幹線区間損失が最大となる可能性がある. A=7 km, N=3 の場合の 1, N-1, N 番目それぞれの幹線区間損失を図 3-3(c)に示す. 損失が負のエリアはラマン利得が伝送損失よりも大きいことを示している. ラマン増幅ありの場合もまた，L_{max} が最小になる点から最適ドロップ比率を導出できる．

前述の議論に基づき L_{max} から導出したラマン増幅あり・なし，それぞれの構成に対する最適ドロップ比率を図 3-4(a)と(b)に示す．ここでは 2 章と同様に 10G-EPON(上り波長 1270 nm) [11,12]の活用を想定して計算を行った. 計算に用いたパラメータを表 3-1 に

示す．計算結果より，ラマン増幅あり・なし，いずれの構成においてもブランチ数が増大するにつれて最適ドロップ比率が増加することがわかる．これはブランチ数が増加するにつれて支配的になる幹線ファイバ方向のドロップ損失が分岐比率 x を増加させることにより低減できるためである．



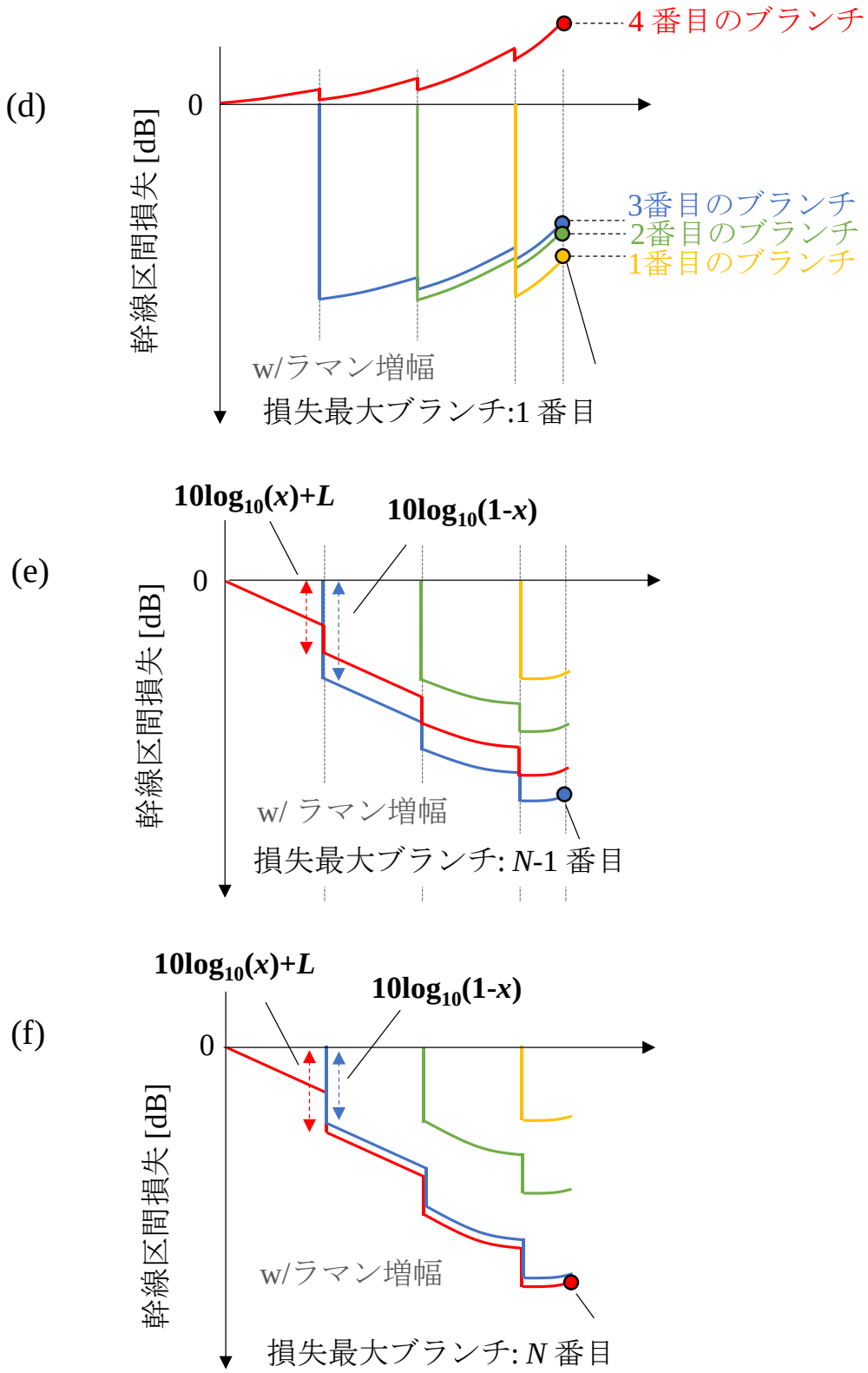
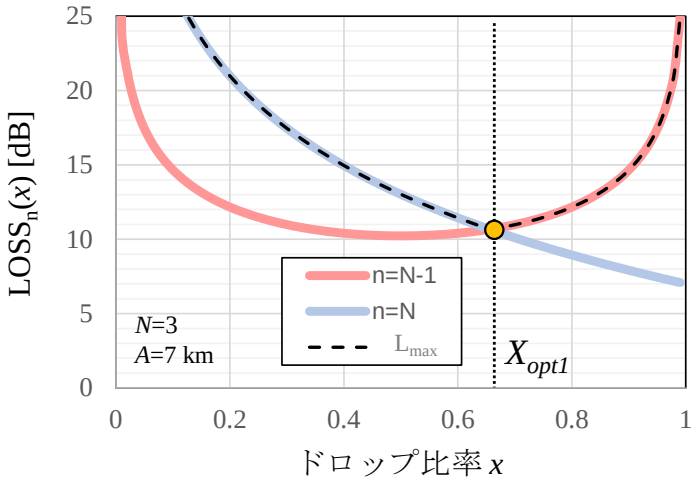
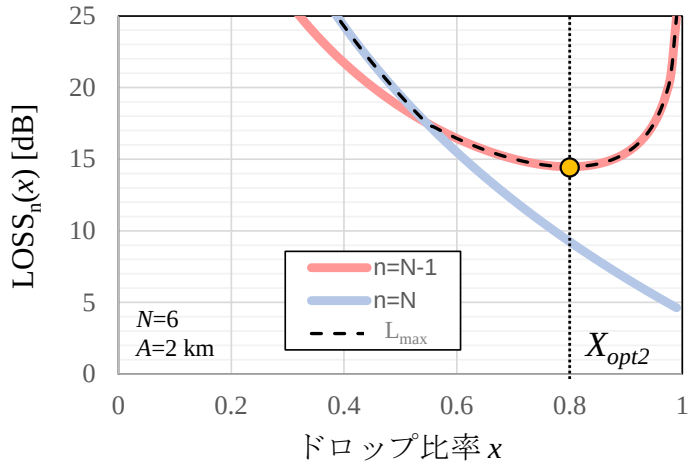

(d)
4 番目のブランチ
0
幹線区間損失 [dB]
3番目のブランチ
2番目のブランチ
1番目のブランチ
w/ラマン増幅
損失最大ブランチ:1 番目
(e)
10log10(x)+L
10log10(1-x)
0
幹線区間損失 [dB]
w/ ラマン増幅
損失最大ブランチ: N-1 番目
(f)
10log10(x)+L
10log10(1-x)
0
幹線区間損失 [dB]
w/ラマン増幅
損失最大ブランチ: N 番目

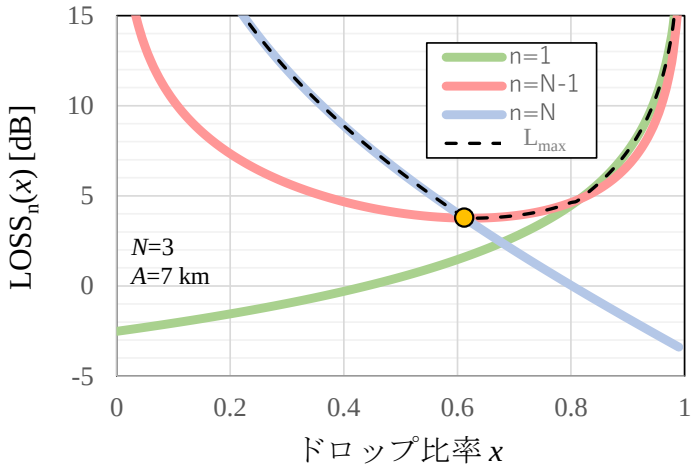
図 3-2 幹線区間損失



(a) N=3, A=7km

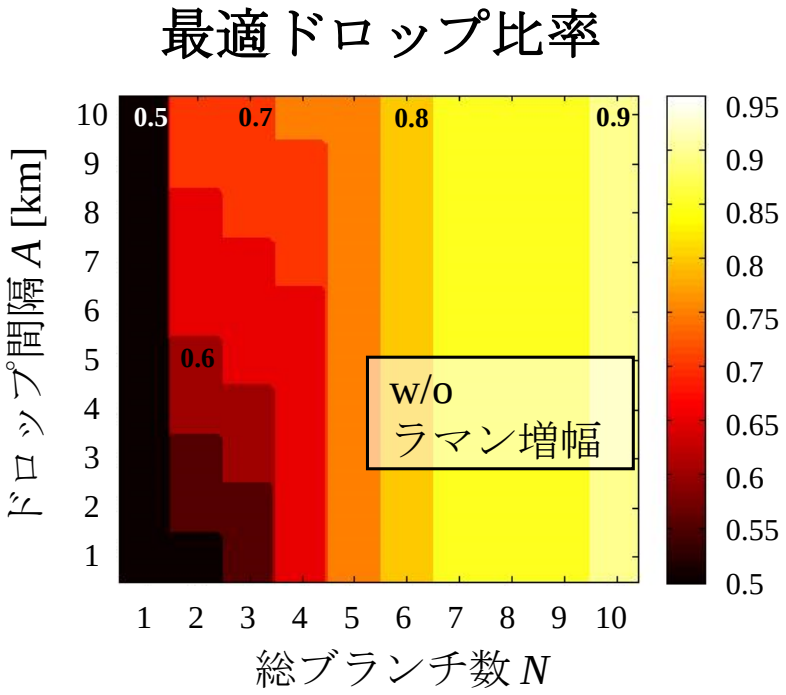


(b) N=6, A=2km

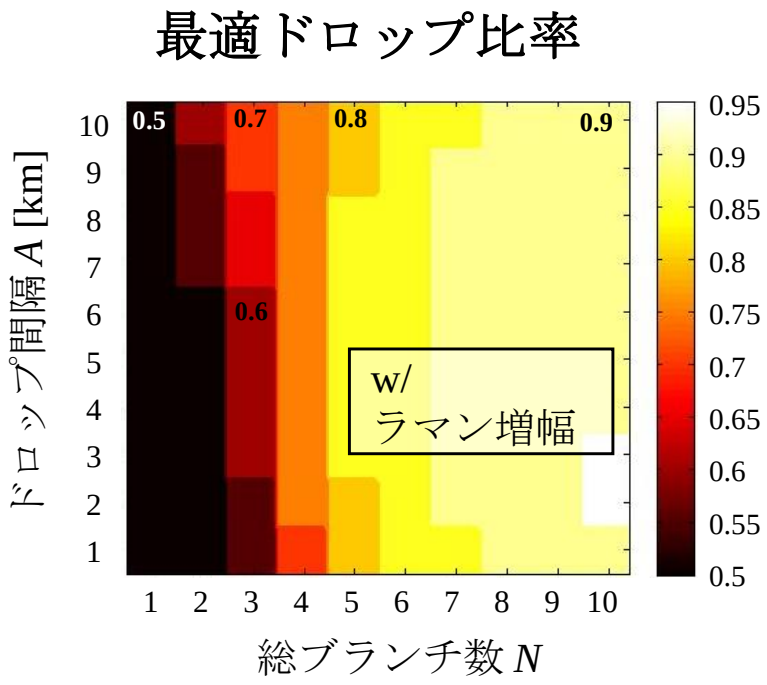


(c)N=3, A=7km

図 3-3 ドロップ比率 x に対する幹線区間損失



(a)



(b)

図 3-4 ドロップ間隔 A, 総ブランチ数 N に対する最適ドロップ比率
(a)ラマン増幅なし, (b)ラマン増幅あり.

表 3-1　計算諸元

P_0	0.5 W
g @1205 nm pump	3.60465×10^{-14} m/W
α_p @1205 nm (0.47 dB/km)	1.082×10^{-4}
α_{sig} @1270 nm (0.4 dB/km)	9.26×10^{-5}
A_{eff} @1205 nm	58.17×10^{-12} m^2

3-4　数値シミュレーション

前節では幹線区間損失最小化の観点から収容ユーザ数を最大化する最適なドロップ比率を導出した. 最適ドロップ比率を用いた場合に達成できる最大収容ユーザ数を評価するため，数値シミュレーションを実施した．図 3-5 に構成を示す．4 章と同様に 10G-EPON の ONU/OLT の活用を想定し，上り信号伝送特性を検証した．光信号伝搬の計算には市販の伝送シミュレータである VPI transmission maker[13]を用いた．ONU から送信された 10 Gbit/s の上り信号は，まずアクセス区間にて A/2 km のファイバとスプリッタ損失を模擬した VOA を通過し，ドロップ点を介して幹線ファイバに入る．幹線ファイバではファイバやドロップ点の損失を受けながら伝搬し，最終的に SOA[14]，ASE 除去用光 BPF(帯域幅 3 nm)を経て OLT の受信器に入る．ラマン増幅にむけては 1205 nm, 500 mW の励起光を局側から幹線ファイバに対して送信する．そのほかのパラメータは次章の実験系の値を用いた．用いたパラメータを表 3-2 に示す．SOA やラマン増幅による改善効果を明らかにするため，3 つのケース(i)光増幅なし(w/o 光増幅)，(ii)SOA のみ(w/ SOA)，(iii) SOA+ラマン増幅 (w/ SOA+ラマン増幅)を想定し，それぞれに対して特性を計算した．ここで SOA や分布ラマン増幅を用いるにあたって挿入する WDM フィルタは損失をもたらすが，ケース(i)の場合は不要である．公平性の観点から，ケース(ii)では WDM1/2 を除去し，ケース(i)ではさらに WDM3 と光 BPF を除去してシミュレーションを行った．アクセス区間のスプリッタを模擬した VOA の出力直後の上り信号光強度を P_{in} と定義する（図 3-5）．また，符号誤りが生じずエラーフリーとなる最小の P_{in} を P_{min} とする．このときアクセス区間のスプリッタに許容されるロスバジェット $L_{splitter}$ は次式であらわされる．

$$L_{splitter} = P_{Tx} + L_{access\ fiber} + P_{min} \tag{9}$$

P_{Tx} は ONU 出力，$L_{access\ fiber}$ は A/2 のアクセスファイバ伝搬損失である．1:2 スプリッタ

の損失を 3.5 dB (過剰損失 0.5 dB)とすると最大のスプリッタ段数 S は以下である．

$$S = \mathrm{floor}(L_{splitter}/3.5) \tag{10}$$

floor は負方向の丸め込み演算である．2 分岐のスプリッタが S 段接続される場合のブランチ当たりのユーザ数は 2^S となる．「構成(i) 光増幅なし(w/o 光増幅)」におけるブランチ数 N とドロップ間隔 A に対する $L_{splitter}$ の計算結果を図 3-6(a)示す．ここでは前節の議論に基づき全ブランチのうち最も損失が大きいブランチに着目した場合の $L_{splitter}$ を示している．また前節で導出した最適ドロップ比率 x（図 3-4(a)）を用いている．計算結果よりドロップ間隔 A やブランチ数 N が増加するにつれて幹線区間の伝送損失が増大するため，アクセス区間のスプリッタに割り当てられるロスバジェット $L_{splitter}$ は減少することがわかる．例えば CaseX (A=10, N=3)において $L_{splitter}$ は 17.1 dB であり，この場合(10)より S=4 であり，ブランチ当たりの収容ユーザ数は 2^4=16 である．また総ブランチ数 N=3 であるから総収容ユーザ数は 16×3=48 である．「構成(ii) SOA のみ(w/ SOA)」におけるロスバジェット $L_{splitter}$ の計算結果を図 3-6(b)に示す．ここでも前節で導出した最適ドロップ比率(図 3-4(b))を用いている．図 3-6(a)と(b)の比較より，SOA を用いることで例えば CaseX においては正味 4.6 dB の改善効果があり，21.7 dB のロスバジェット $L_{splitter}$ を達成した．このとき，総収容ユーザ数は 192 である．「構成(iii) SOA+ラマン増幅(w/ SOA+ラマン増幅)」における $L_{splitter}$ の計算結果を図 3-6(c)に示す．最適ドロップ比率としては図 3-4(b)の計算結果を用いている．この時のラマン利得を図 3-7 に示す．ドロップ間隔 A やブランチ数 N が増大するにつれてラマン励起光と信号光が相互作用する幹線区間のファイバ長が増えるため，利得も増加する．図 3-6(b)と(c)の比較より，ラマン増幅の適用により正味 4 dB の改善効果があり，25.7 dB のロスバジェット $L_{splitter}$ を達成可能な見込みであることを明らかにした．このときの総収容ユーザ数は 384 である．以上より SOA とラマン増幅を用いる構成(iii)では，光増幅なしの場合に比べてアクセス区間の分岐に割り当てられるロスバジェット $L_{splitter}$ を 17.1 dB (総ユーザ数 48)から 25.7 dB(総ユーザ数 384)まで拡大可能な見込みである．

ここまで，式(3), (6)から導出した最適ドロップ比率（図 3-4(a),(b)）を用いてロスバジェットの検証を行ってきた．この手法は簡易に最適ドロップ比率を導出する観点で有用だが，SOA やラマン増幅適用時に発生する ASE による受信感度劣化の影響を考慮できていないことに注意が必要である．そこで続いて ASE の影響を考慮した場合の最適ドロップ比率を伝送シミュレーションによる総当たり計算から求め，特性の差を評価した．総当たり計算から導出した最適ドロップ比率および，その場合に実現できるアクセス区間のロスバジェット $L_{splitter}$ を図 3-8 と 3-6(d)に示す．図 3-4(b)と図 3-8 の比較より，ラマン利得の多いエリアでは双方の間にわずかな差が生じるが，図 3-6(c)(d)の比較よりロスバジェット $L_{splitter}$ の値にはほとんど差がないことがわかる．以上より，本章で提案した式(6)に基づくシンプルな手法に基づいて最適ドロップ比率を設定する場合，手間

のかかる伝送シミュレーションに基づく場合と同等の最大ロスバジェットを求められることを明らかにした.

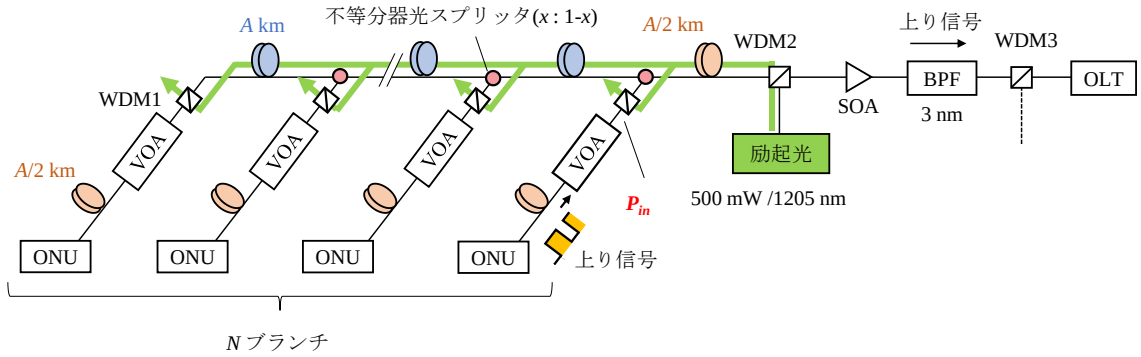


図 3-5　シミュレーション構成

表 3-2　計算諸元

ONU 送信光強度	4 dBm
ファイバ損失@ 1270 nm (上り波長)	0.4 dB / km
ファイバ損失@ 1205 nm (励起光波長)	0.47 dB/ km
上り信号の消光比	6.6 dB
SOA の雑音指数	7.6 dB
SOA の利得	16 dB
BPF の透過帯域	3 nm
励起光波長	1205 nm
励起光強度 P_0 (WDM 2 直後)	0.5 W
OLT 最小受信感度	-28.3 dBm
WDM1 の損失 @1270 nm	0.8 dB
WDM2 の損失 @1270 nm	1.3 dB
WDM3 の損失 @1270 nm	0.6 dB
BPF の損失 @1270 nm	1.2 dB

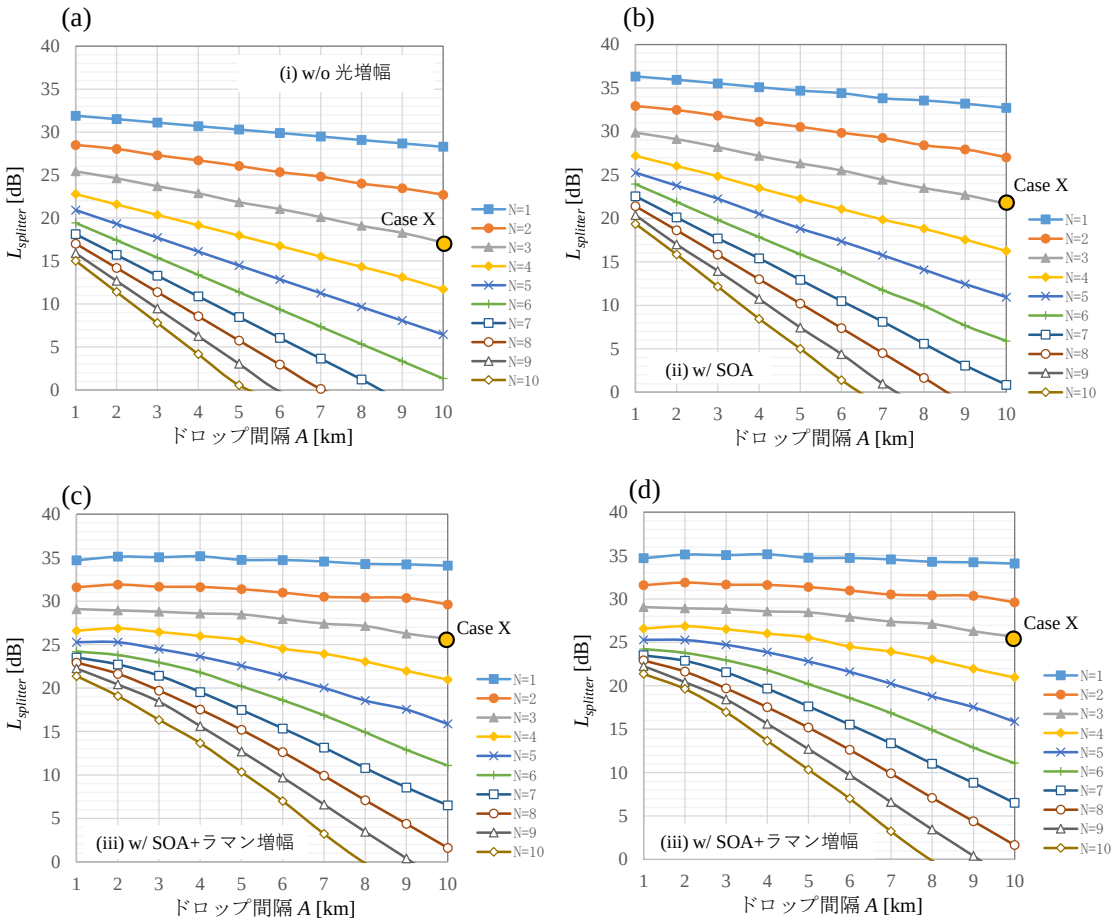


図 3-6 分岐許容損失 $L_{splitter}$

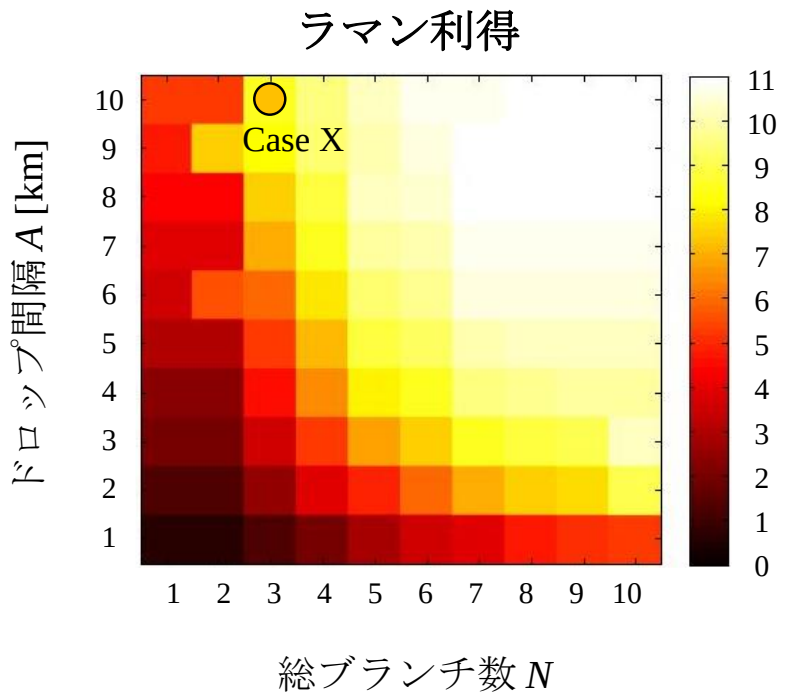


図 3-7 ドロップ間隔 A，総ブランチ数 N に対するラマン利得

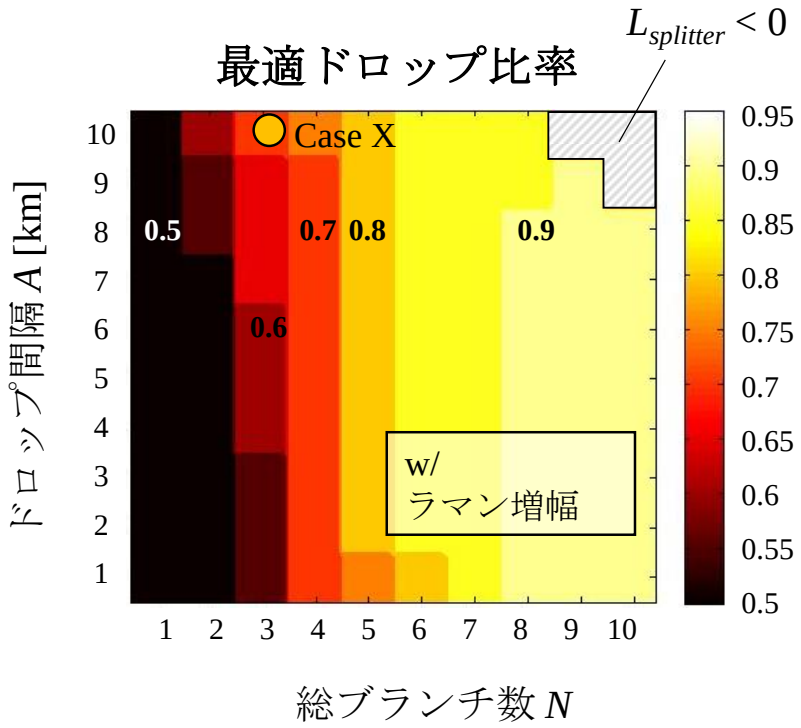


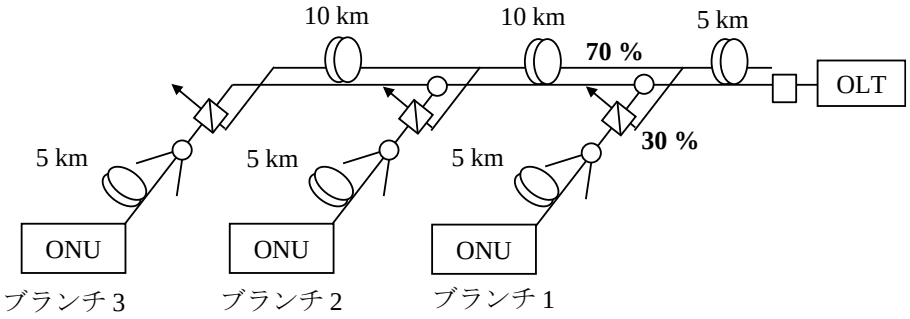
図 3-8 総当たり計算から導出したドロップ間隔 A，総ブランチ数 N に対する最適ドロップ比率

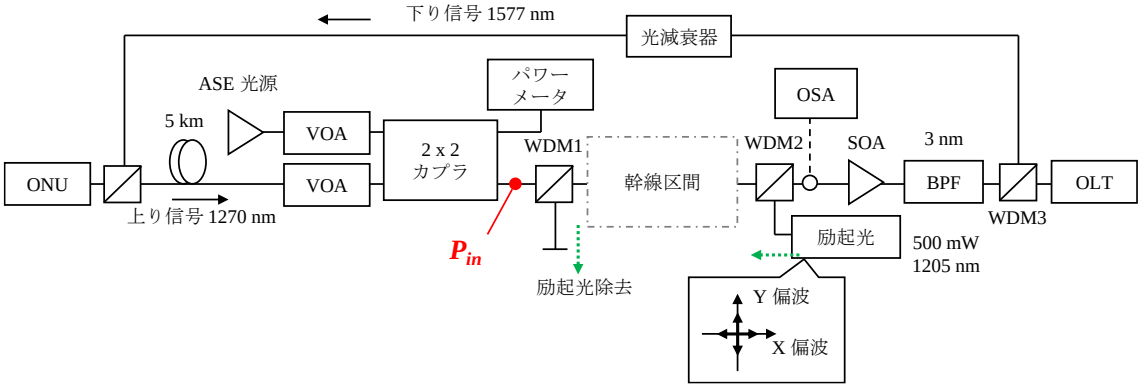
3-5　実験

数値シミュレーションの妥当性を確認するため， CaseX (*N*=3, *A*=10 km)にて実機検証を行った．図 3-9 に実験構成を示す．SOA の利得と雑音指数は 16.1 dB と 7.6dB，ONU の消光比と OLT の受信感度はそれぞれ 6.6 dB と-28.3 dBm であった. 上り信号波長 1270 nm におけるファイバ伝搬損失は 0.4 dB/km である．その他のパラメータは前節のシミュレーションと同じである. ドロップ比率は図 3-4(b)の計算結果に基づき *x*=0.7 とした．このとき幹線ファイバ方向の透過損失 $L_{drop\text{-}trunk}$ は 1.5 dB，アクセスファイバ方向の透過損失 $L_{drop\text{-}access}$ は 5.2 dB である．実験では，これらのドロップ損失を模擬した光減衰器を伝送路に配置し，各ブランチに対するアクセス区間のロスバジェット $L_{splitter}$ を測定した．ただしドロップ点を光減衰器にて模擬する場合，ブランチ 1 と 2 の測定では当該ブランチのドロップ点より OLT から見て遠い位置に存在すべき幹線ファイバが接続されないため，そこで発生し雑音源となるするはずの ASE を模擬できない．そこで ASE 源として Praseodymium doped fiber optical amplifier (PDFA)[15]を用いて不足する ASE を重畳した．図 3-10 はラマン増幅時に OLT の受信器で観測された ASE のスペクトルを示す. 元のブランチ 1 の ASE レベル (w/o ASE ローディング) はブランチ 3 より小さいことがわかる．そこでブランチ 3 の ASE レベルと一致するよう ASE を重畳した（w/ ASE ローディング)．ブランチ 2 についても同様に ASE を重畳した．図 3-11 は伝送距離に対するラマン利得の測定結果を示す．破線は P2P 構成（ドロップ点が挿入されない）における計算結果を示す. 緑と赤のプロットはそれぞれ Case X における計算結果(3-4 節)と測定結果を示す．ブランチ 1-3 における測定利得はそれぞれ 5.1 dB, 8.5 dB, 9.3 dB であった. このようにバス型ネットワークではドロップ点通過時に励起光が減衰するため, ラマン利得は P2P に比べて減少する．ドロップ点の挿入によるラマン増幅利得の減少は最も遠いブランチ 3 で 2.4 dB であった．図 3-12 にアクセス区間のスプリッタ箇所の損失 $L'_{splitter}$ に対するブランチ 1-3 の BER の測定結果を示す．$L'_{splitter}$ は以下の式であらわされる.

$$L'_{splitter} = P_{Tx} + L_{access\ fiber} + P_{in} \tag{11}$$

P_{Tx} は 4 dBm,アクセスファイバ損失 $L_{access\ fiber}$ は 2.0 dB (*A*/2=5 km)とした．エラーフリーとなる $L'_{splitter}$ が $L_{splitter}$ である．ブランチ 1-3 において $L_{splitter}$ はそれぞれ 28.0 dB, 25.9 dB, 26.4 dB であった．これは数値シミュレーションの計算結果 28.1dB, 25.7 dB, 26.3 dB と誤差 0.2 dB 以内の高い精度で一致しており，数値シミュレーション結果の妥当性を確認することができた.





幹線区間

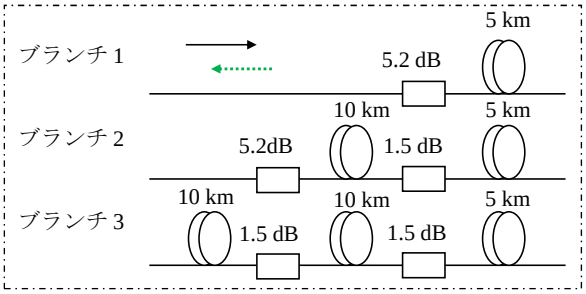


図 3-9 実験構成

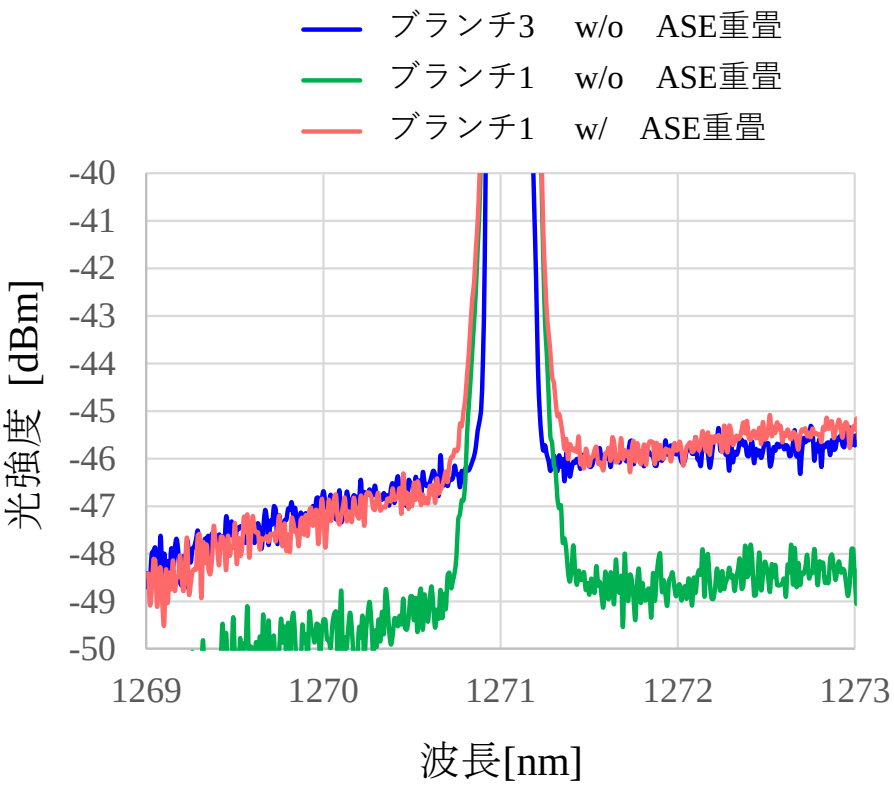


図 3-10　各ブランチの ASE レベル

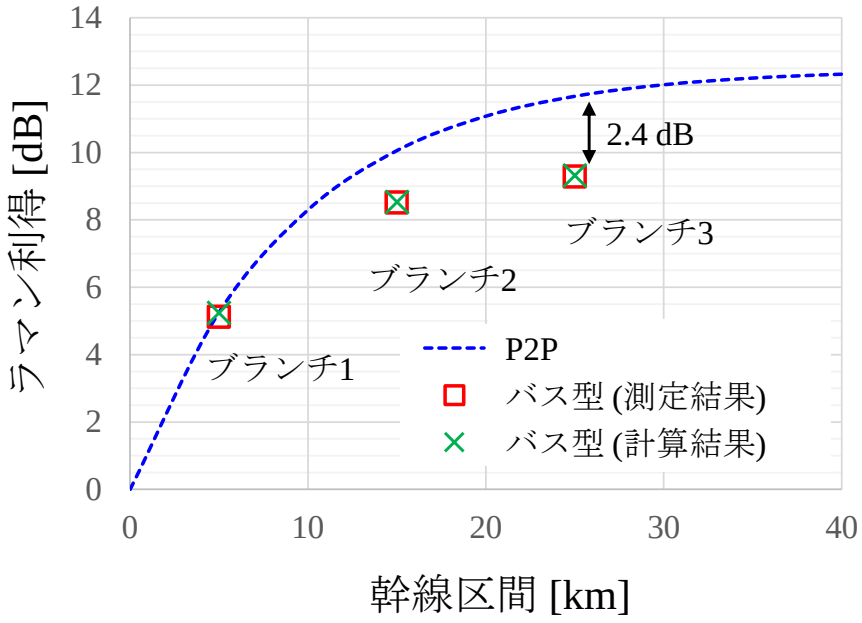


図 3-11　伝送距離に対するラマン利得

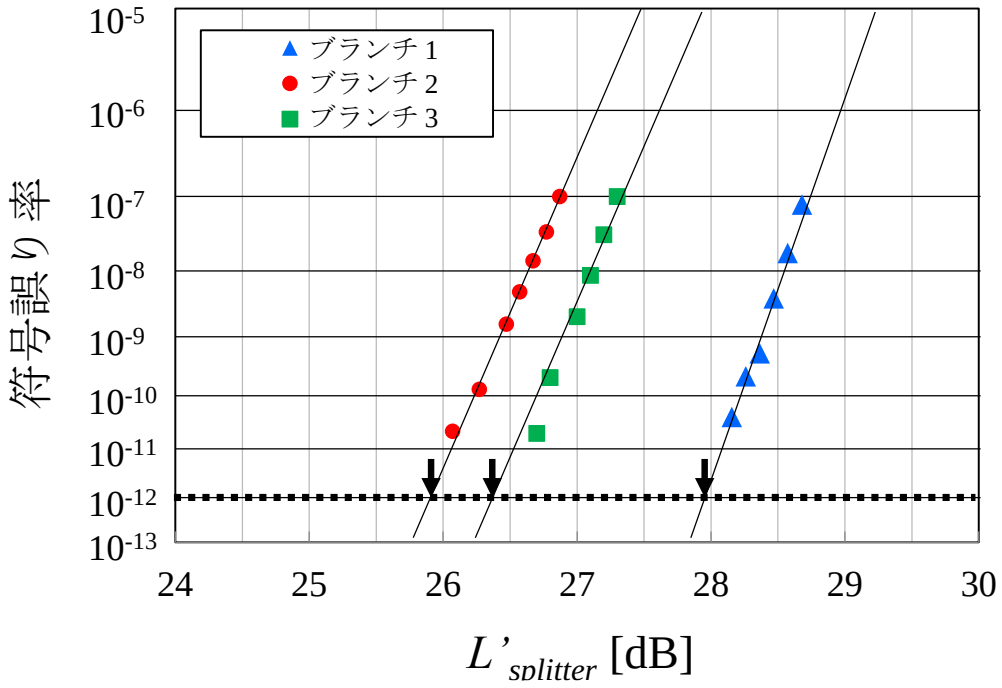


図 3-12　アクセス区間損失 $L'_{splitter}$ に対する符号誤り率

3-6　パラメータ最適化

ここまで総ブランチ数 *N*, ドロップ間隔 *A* に対してアクセス区間のロスバジェットを最大化する最適なドロップ比率 x および，その場合の収容ユーザ数についての検証した．本節では，残るブランチ数 *N* とドロップ間隔 *A* の最適化について検討する．提案する最適化手順は以下の 2 ステップからなる．

手順１：収容ユーザ数が最大となる構成をピックアップ

手順２：手順 1 で上げた候補のうち総ファイバ長の最も短い構成を選択

以下，各手順の詳細について説明する．

バス型光アクセスのネットワーク構成を図 3-13 に示す．ユーザ端末は *D* km の範囲に一様に分布し，*D*=*NA* とする．*N* と *D* が決まると *A* は一意に決定される．総収容ユーザ数最大化にむけてユーザ分布範囲 *D* に対する総収容ユーザ数を計算した．3-3 節の議論に基づき最適ドロップ比率を設定した場合の計算結果を図 3-14(a)に示す．*N*=1 以外では，*D* が増えるにつれて幹線区間損失が増加するため，収容ユーザ数が減少することがわかる．一方 *N*=1 においてユーザ範囲が 0 から 3 km に増加した場合，ラマン利得がファイバ損失（幹線ファイバ＋アクセスファイバ）に対してわずかに上回るため，収容ユーザが増加する．ユーザ範囲が 3 から 6 km に増加した場合もラマン利得がファイバ損失を上回るが，ASE 雑音の影響も増えるため，収容ユーザ数は減少する．ユーザ範囲 *D*=9 km のとき，*N*=2 とすることで最大ユーザ数 1024 を達成可能である(**手順 1**)．一方ユーザ範囲 *D*=15 km では *N*=3 のときに最大収容ユーザ数を達成する．このように収容ユーザ数を最大化する *N* はユーザ範囲に応じて変化する. ユーザ範囲 *D*=21 km の場合，3 つのケース(*N*=1,2,4)にて最大の収容ユーザ数 512 を達成可能であるが，必要なファイバ長が短いほうがより経済的である．トータルファイバ長 D_{total} は次式で与えられる．

$$D_{total} = (N - 0.5)A + D_{access\ fiber} \tag{12}$$

$$D_{access\ fiber} = 2N \sum_{j=1}^{2^{s-1}} \frac{A}{2^s}(j - 0.5) \tag{13}$$

$D_{access\ fiber}$ はアクセスファイバの総延長距離である．ユーザ範囲 D に対する総ファイバ長 D_{total} を図 3-14(b)に示す．ユーザ数が一定であれば総ファイバ長はユーザ範囲 *D* の増加とともに増加し, 収容ユーザ数が減少するときに減少する. ユーザ範囲 *D*=21 のとき，*N*=1,2,4 の構成で最大のユーザを収容できるが, 総ファイバ長の短い *N*=4 が有用である．（**手順 2**）以上より，最適なネットワーク設計が可能となる．図 3-14(c)は提案の最適設計手順 1 および 2 に基づいて算出したユーザ範囲 *D* に対する最適なブランチ数 *N* とドロップ間隔 *A* を示す．最適な *N* や *A* はユーザ分布 *D* によって異なるが，いずれのユーザ分布でも *N*<1 であることがわかる．したがってユーザが一様に分布するネットワークにおいては従来のスター型(*N*=1)よりもバス型トポロジの方が総収容ユーザ数，総フ

ァイバ長，ともに適していることを明らかにした．ここで例えば図 3-6(a)より，光増幅なし，N=1，A=9 km の構成にてアクセス区間のロスバジェットは 28 dB であり，式(10)より S=8，収容ユーザ数は 2^8=256 である．一方，提案構成において提案手順に基づきパラメータを最適化する場合，図 3-14(a)よりユーザ 256 に対する収容範囲は 39 km である．以上より例えば 256 ユーザ収容においては，提案手順に基づきパラメータを最適化することで収容範囲を 9 km から 39 km まで拡大できる．

3-7　結論

本章では，鉄道や幹線道路沿いなどの広範囲に点在する端末の収容に向けて検討されているバス型光アクセスの伝送距離拡大にむけて，2 章で提案した分布ラマン増幅技術の適用を検討した．バス型ネットワークはドロップ点を介して複数ブランチを収容する構成によって総ファイバ長を抑制可能なトポロジであるが，分布ラマン増幅を適用する場合にはドロップ用スプリッタ通過時の損失で励起光強度が低下し，利得が減少するという課題がある．そこでドロップ点として一般的な等分岐(0.5 : 0.5)の光スプリッタの代わりに分岐比率がポートによって異なる不等分岐光スプリッタ(x: 1-x)を活用する構成を検討した．提案構成に基づくバス光アクセスネットワークでは，伝送路構成を決定づける 3 つのパラメータ「ドロップ比率」,「ドロップ間隔」,「ブランチ数」によってロスバジェットが複雑に変化する．収容ユーザ数および伝送距離を最大化するためこれらの最適設計を検討した．結果，例えば長手方向に分布する 256 ユーザを収容する場合，最適設計に基づく提案構成を適用することで最大伝送距離を 2 km から 30 km まで拡大することが可能であることを明らかにした．

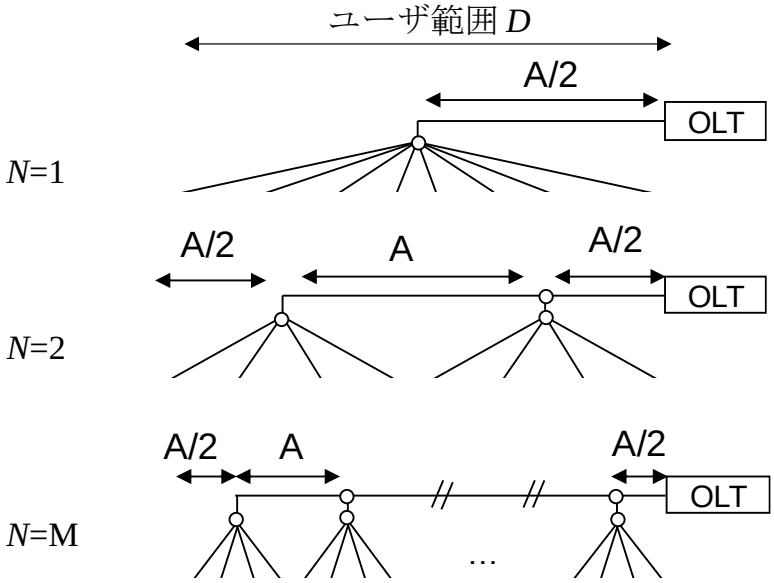
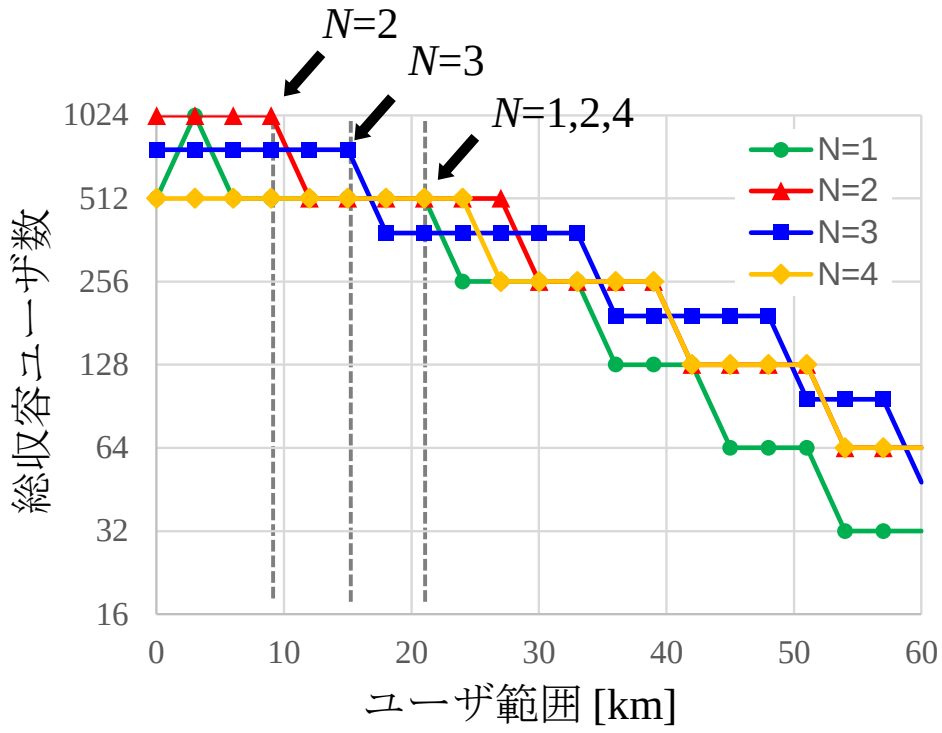
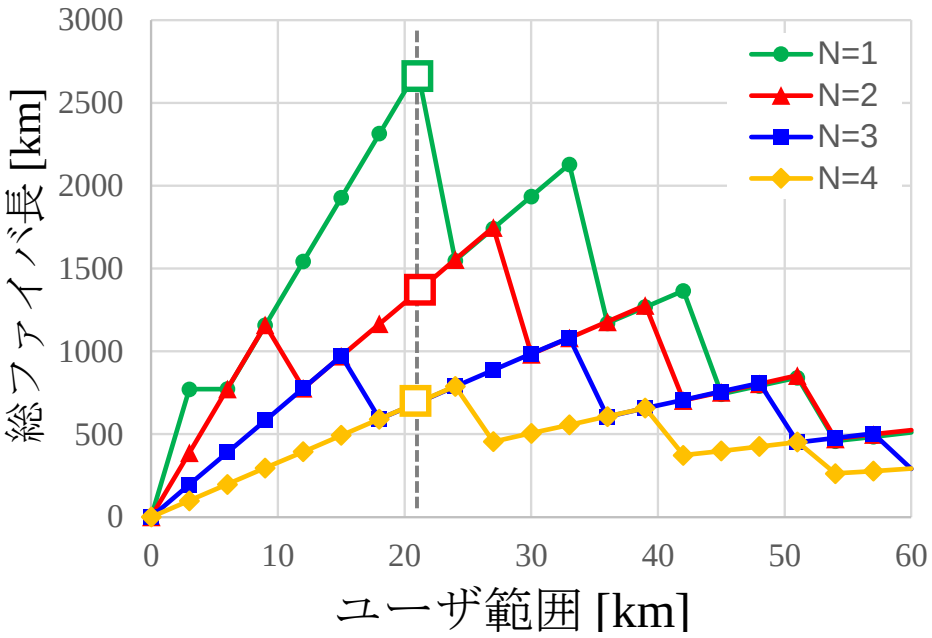


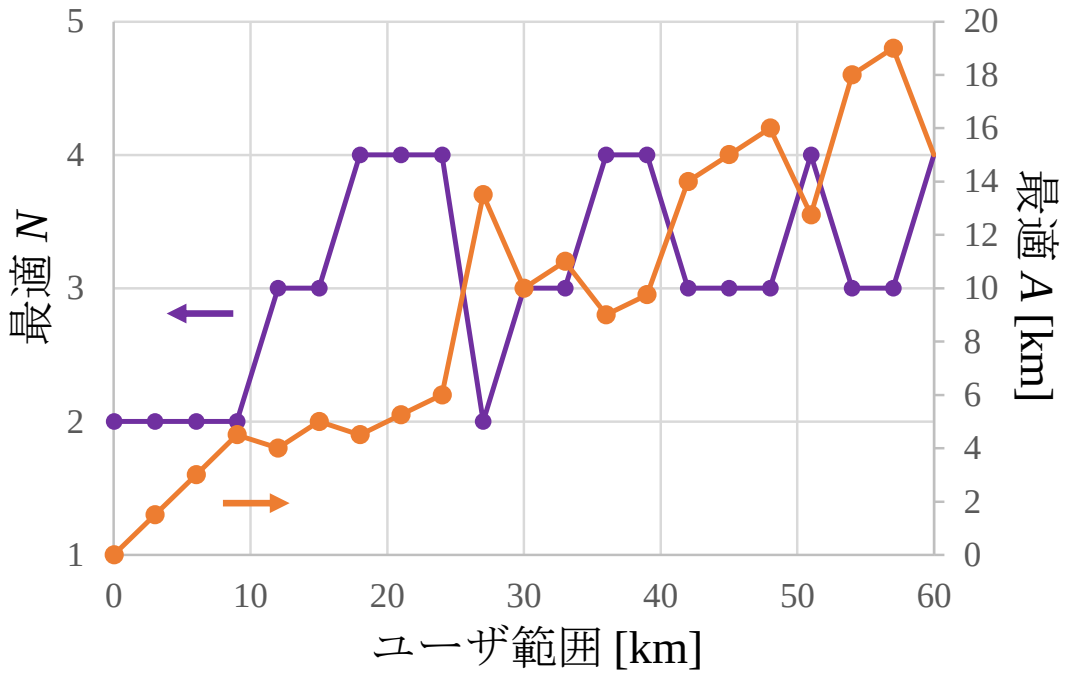
図 3-13 想定するネットワークモデル


N=2
N=3
N=1,2,4
1024
512
256
128
64
32
16
総収容ユーザ数
0
10
20
30
40
50
60
ユーザ範囲 [km]
N=1
N=2
N=3
N=4

(a)


3000
2500
2000
1500
1000
500
0
総ファイバ長 [km]
0
10
20
30
40
50
60
ユーザ範囲 [km]
N=1
N=2
N=3
N=4

(b)



(c)

図 3-14　ユーザ分布に対する特性変化,
(a)総ユーザ数, (b)総ファイバ長, (c)最適パラメータ

参考文献

[1] G. Kramer and G. Pesavento, “Ethernet passive optical network (EPON): Building a next-generation optical access network,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 2, pp. 66–73, 2002.

[2] B.R.Rayapati and N.Rangaswamy, “Ring topologies with energy efficient scheduling of ONUs in TWDM PON,” in 2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW) (2019), pp. 255–259.

[3] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, “IEEE 802.3av 10G-EPON standardization and its research and development status,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, 2010.

[4] R. N. Chiou, “Deploying FTTH with distributed control and bus topology,” in 16th International Conference on Advanced Communication Technology (2014), pp. 1178–1183.

[5] P. Lafata and J. Vodrazka, “Perspective application of passive optical network with optimized bus topology,” J. Appl. Res. Technol.,” vol. 10, no. 3, pp. 340–345, 2012.

[6] N. Bouabdallah, A- L. Beylot, and E. Dotaro, “Resolving the fairness issues in bus-based optical access networks,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 8, pp. 1444–1457, 2005.

[7] 井上恭,「ファイバー通信のための非線形光学」, 森北出版株式会社, 2011 年.

[8] J. Bromage, “Raman amplification for fiber communications systems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 1, pp. 79–93, 2004.

[9] A. Kawakita, K. Hara, Y. Kimura, K. Horikawa, H. Furukawa, Y. Suzuki, S. Ikeda, “Design for long-reach coexisting PON in consideration of area characteristics with wavelength selective asymmetrical splitters,” in Optoelectronics and Communications Conference (OECC) (2019), pp. 1–3.

[10] R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, K. Hara, A. Kawakita, H. Suzuki, J. Kani, and J. Terada, “Bus-type optical access using DRA and asymmetric power splitters for accommodating rural users,” in Optical Fiber Communication (OFC) (2020), pp. 1–3.

[11] IEEE 802.3av

[12] K. Tanaka, A. Agata, and Y. Horiuchi, “IEEE 802.3av 10G-EPON standardization and its research and development status,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 4, pp. 651–661, 2010.

[13] VPIphotonics 社ホームページ, https://www.vpiphotonics.com/index.php.

[14] M. Fujiwara, T. Imai, K. Taguchi, K-I. Suzuki, H. Ishii, and N. Yoshimoto, "Field trial of 100-km reach symmetric-rate 10G-EPON system using automatic level controlled burst-mode SOAs", *J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 4, pp. 634-640, 2013.

[15] Y. Nishida, T. Kanamori, Y. Ohishi, M. Yamada, K. Kobayashi, and S. Sudo,"Efficient PDFA Module Using High-NA PbF InF -Based Fluoride Fiber", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 318-320, 1997.

第 4 章　ガウシアンノイズモデルに基づく伝送品質推定

4-1　　はじめに

アクセス/メトロ融合オール光ネットワーク[1-4]では，従来コア/メトロに閉じていたオール光伝送の区間をアクセスまで拡張し E2E の光直結パスを実現することで，ノードにおける処理遅延や輻輳を回避し，大容量/低遅延ネットワークを提供可能である．サービス提供料金の経済化に向けては安価な IMDD 方式を活用が有効であるが，伝送距離を最大化するためにはパラメータを最適に設計する必要がある．学術レベルでは時間をかけて設計を行うが，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークではユーザの要求に合わせた迅速な経路構築が求められるため，パラメータ設計に時間をかけることができない．マージンを用いる場合は高速に経路設計できるが，その分伝送距離が制限される．本章では高速かつ高精度に最適なパラメータを算出し，最大伝送距離の光経路を構築するシステムを検討し，その実現に必要な伝送品質推定としてガウシアンノイズモデル[5-6]に基づく手法を提案する．

4-2　　伝送品質推定に基づくパラメータ最適化

アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経済化に向けては光送受信にかかわる部分に経済的なデバイスを用いることができる IMDD 方式の活用が期待されるが，デジタルコヒーレント方式に比べて伝送距離拡大が課題である．近年は多様な波形歪補償技術の導入により IMDD 方式の伝送距離は拡大しているが，光トランシーバのポテンシャルを発揮し最大の伝送距離を実現するためには，伝送路や送信器，受信器の組み合わせに応じてパラメータを最適設計することが必要である．学術レベルでは時間をかけて想定するトランシーバ種別・伝送路に最適なパラメータを探索できるが，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークでは接続される多様なトランシーバ種別を考慮し，ユーザの要求に合わせて即座に経路を構築することが求められる．よって経済的な IMDD 方式を広域のアクセス/メトロ融合オール光ネットワークに適用するためには迅速なパラメータ設計に基づき最大限の伝送距離を実現するシステムを構築することが重要である．パラメータ最適化にむけたアプローチとして，例えば実網上で逐次パラメータを調整し最適なものを探索することが考えられるが探索時間の増大を招く．また運用中のパラメータの変更は既存ユーザの通信に影響を与える可能性がある．これを回避するためには実網ではなく計算機上に再現した伝送路にて伝送品質（符号誤り率，信号対雑音比など）を推定し，エラーフリーの条件を満たす最適なパラメータを算出することが考えられる．伝送品質推定に基づく新規経路を構築のイメージを図 4-1 に示す．ここでは伝送品質として符号誤り率を計算し，それに基づきユーザ A-B 間にエラーフリーとなる新規経路を構築するケースについて考える．符号誤り率を決定づけるパラメータとして

は，送信器，受信器，伝送路のパラメータなど様々なものが考えられる．パラメータの組み合わせは多数存在することが想定されるが，説明簡単化のため，ユーザ A-B を接続する経路のパラメータ候補が 2 つ(経路①，②)だけ存在する場合について考える．Step1)まず，コントローラは伝送品質推定器に対して経路①②の送受信器，伝送路構成の情報を渡し，それぞれの符号誤り率を問い合わせる．Step2) 伝送品質推定器は所定のアルゴリズムで即座に経路①②の符号誤り率を計算し，コントローラに伝える．Step3) コントローラは計算結果を受けては符号誤りのない経路とそのパラメータを決定し，光ノードを通じて実際の経路構築を行う．以上のように伝送品質推定手法によって符号誤り率を計算することで高速にエラーフリーとなるパラメータを導出可能である．このようなシステムの実現にむけて，本章では高速かつ高精度に符号誤り率を推定する伝送品質推定技術を検討する．

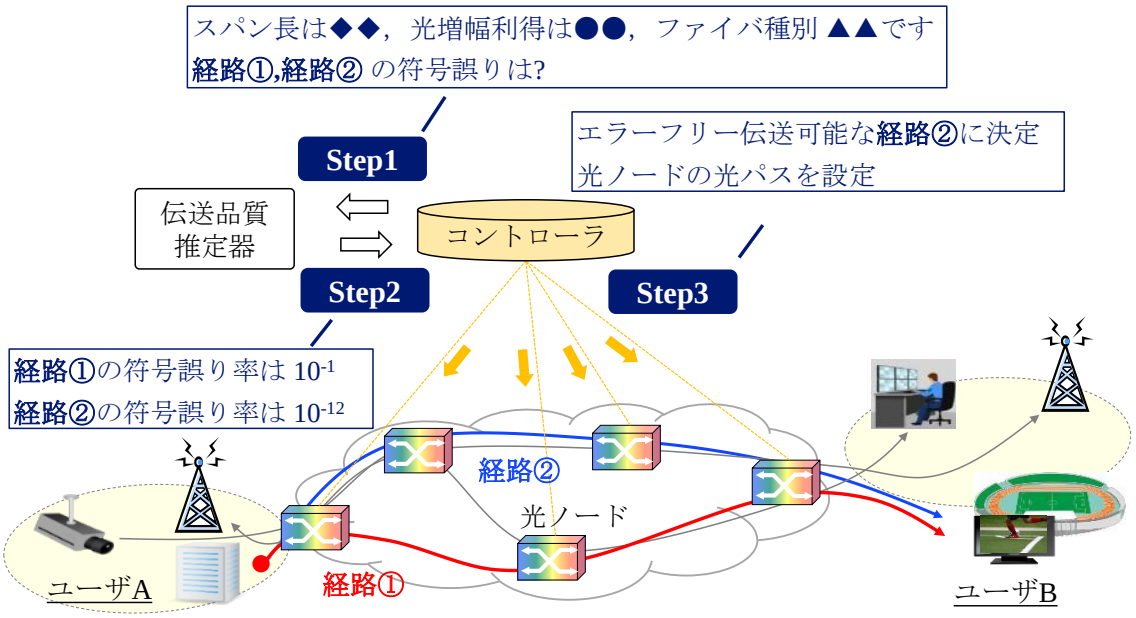


図 4-1　伝送品質推定に基づく経路構築

4-2　伝送シミュレーションに基づく伝送品質推定

符号誤り率の計算にむけた一般的な手法として伝送シミュレーション(例えばVPI[7])の活用が考えられる．想定するネットワーク構成と，その伝送シミュレーションの構成を図4-2(a)(b)に示す．伝送シミュレーションでは伝送路を構成する物理デバイス（送信器，受信器，伝送路）を計算機上に再現し，送信側から順に光電界波形を計算していくことで最終的に受信波形を導出する．まず送信器ブロックでは送信器の変調方式，変調信号，帯域を考慮した電界波形を生成し，伝送路ブロックに出力する．伝送路ブロックでは，ファイバ伝送で生じる波形歪みを考慮した出力波形を計算し出力する．受信器ブロックでは入力される電界波形を二乗検波処理によって電気信号に変換し，雑音付与や帯域制限などによって受信信号を再現し，clock data recovery (CDR)[8]，閾値判定，によって受信符号系列を取得する．最後に送信符号系列との比較から符号誤り率を算出することができる．

伝送シミュレータの伝送路ブロックでは，非線形シュレディンガー方程式に基づき伝送後の波形を算出する．非線形シュレディンガー方程式は以下の式であらわされる．

$$\frac{\partial}{\partial z}E(z,t) = -\mathrm{j}\beta(t)E(z,t) - \alpha E(z,t) - \mathrm{j}\gamma E(z,t)E^{*}(z,t)E(z,t) \tag{1}$$

非線形シュレディンガー方程式の解として，ファイバ伝搬による線形/非線形の波形変化(E_{out_L}, E_{out_NL})は以下に導出される[10].

$$E_{out_L}(f) = E_{in}(f)\exp\left(-j2\pi^2\beta_2 f^2 L\right) \tag{2}$$

$$E_{out_NL}(t) = E_{in}(t)\exp\left(-j\gamma|E_{in}(t)|^2 L\right) \tag{3}$$

式(2)より，線形波形劣化は周波数に対して2次の位相変化をもたらすことがわかる．これは波長分散と呼ばれる波形劣化である．一方，式(3)より非線形波形劣化は時間領域において光強度に比例した位相変化をもたらすことがわかる．このように線形・非線形波形劣化を独立に考える場合，式(2), (3)に基づきその波形変化を計算できる(図4-3(a)). ただし実際の光伝送ではこれらが相互作用しながら伝搬する．この相互作用を考慮した数値計算手法としてSSFM[9]が用いられる．図4-3(b)に示すように，SSFMでは長さLの伝送路をN区間に分割し，微小区間ΔLごとに線形・非線形の波形劣化の計算を繰り返すことで伝搬時の相互作用を計算する．線形・非線形の波形劣化は式(2)(3)に基づきそれぞれ周波数・時間領域で計算されるため，SSFMでは微小区間ΔLごとに高速フーリエ変換[11]を用いて周波数-時間領域の変換を行う．

以上のように，伝送シミュレーションではSSFMに基づき算出した受信波形に対して前述した処理（二乗検波，雑音付与，帯域制限，CDR，閾値判定，符号誤り率計算など）を行うことでIMDD方式の符号誤り率を計算することが可能である．しかしながら，伝送シミュレーションでは膨大な送信符号系列に対する電界波形を扱い，さらに計算量の

大きい FFT を繰り返す SSFM の処理を含むため計算に時間がかかり，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経路構築時間が増大してしまう．迅速な経路開通に向けては高速計算が可能な計算量の少ない伝送品質推定手法を実現することが求められる．本章では線形/非線形波形歪の効果が反映され，かつ計算量の削減も可能となる IMDD 方式向けの伝送品質推定手法を提案し，その推定精度，計算量について検討する．

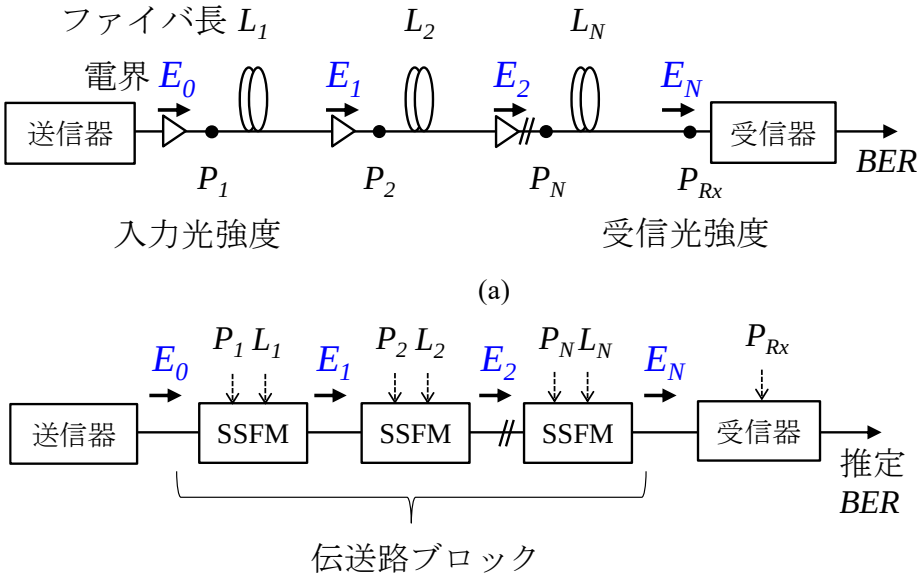


図 4-2　伝送シミュレータ, (a)ネットワーク構成, (b)計算ブロック構成

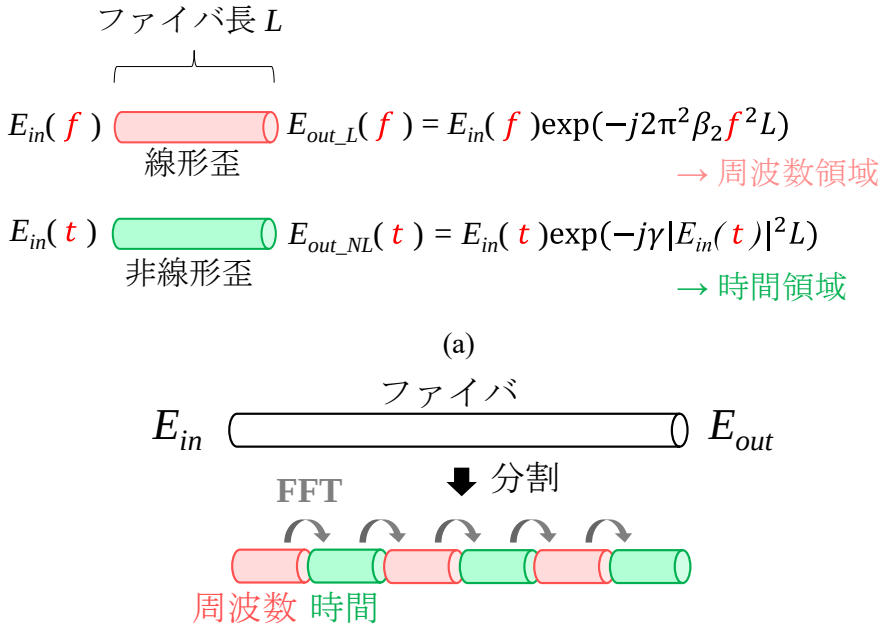


図 4-3 SSFM アルゴリズム

4-3　ガウシアンノイズモデルに基づく伝送品質推定

デジタルコヒーレント向けの高速な伝送品質推定手法としてガウシアンノイズモデル[5-6]に基づく手法が提案されている[12-13]. デジタルコヒーレント伝送方式において線形波形劣化は，DSP によって補償が可能であり，伝送品質（符号誤り率）に影響を与えない[14]．一方，非線形波形歪は補償が難しいことから，伝送品質推定の実現にむけてはこれを考慮する必要がある. 非線形波形歪の影響を高速に計算するアプローチとしてガウシアンノイズモデルに基づく手法が提案されている. ガウシアンノイズモデルでは, 非線形波形変化によって生じる受信波形の歪をランダムなガウシアンノイズつまり, SNR の低下とみなす. 図 4-4 にガウシアンノイズモデルのイメージを示す. 送信器から送信された光信号が長さ L_1, L_2 からなる伝送路を順に伝送し受信器に入る場合について考える．この時，受信器では非線形の波形歪による感度劣化が生じる．ガウシアンノイズモデルでは各伝送路において生じた光の雑音がファイバを伝搬し, 受信器に入ることで雑音をもたらすというモデルを用いる．この非線形波形歪みに相当する光の雑音は nonlinear interference (NLI)と呼ばれ，ASE と同様にスペクトルを持ち，ファイバ中を伝搬する．ここで L_1，L_2 それぞれの区間で発生する非線形歪に対応した光雑音を NLI_1 / NLI_2 とする．最初の区間で発生した NLI_1 は次の区間を光雑音として伝送する．すなわち光増幅器を通過する場合には利得を受け, ファイバ伝搬時には損失を受けながら伝送し，最終的に受信器に入る．同様に NLI_2 も最終的に受信器に入る．受信器では NLI_1 と NLI_2 を合わせた強度を計算し，受信信号光強度との比から受信 SNR を算出し，符号誤り率を算出する．各スパンで発生する NLI のスペクトル G_{NLI} は，当該スパンに入力される信号光のスペクトル G_{Tx} から下記の式を用いて計算される([5] 式(101)).

$$G_{NLI} = \sum_{n_s=1}^{N_s} \gamma_{n_s}^2 \cdot \prod_{n'_s=1}^{n_s-1} g_{n'_s}^3 \mathrm{e}^{-6\alpha_{n'_s} L_{s,}} \cdot \prod_{n'_s=1}^{N_s} g_{n'_s} \mathrm{e}^{-2\alpha_{n'_s} L_{s,}} \cdot$$

$$\frac{16}{27} \iint_{-\infty}^{\infty} G_{Tx}(f_1) G_{Tx}(f_2)\, G_{Tx}(f_1 + f_2 - f) \cdot$$

$$\left| \frac{1 - e^{-2\alpha_{n'_s} L_s} e^{4\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3 (f_1 + f_2)] L_s}}{2\alpha_{n_s} - j4\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f)[\beta_2 + \pi\beta_3 (f_1 + f_2)]} \right| \mathrm{df}_2\, \mathrm{df}_1 \tag{4}$$

ここで入力光スペクトル G_{Tx} は，伝送品質を推定する対象となる信号以外の隣接波長なども含まれる．以上よりガウシアンノイズモデルでは，非線形波形歪をランダムなガウ

シアンノイズとみなし，SNR から符号誤り率を導出する．SSFM のように波形劣化を高精度に計算する代わりに雑音近似することで高速に非線形波形劣化の影響を計算できる．これまでにガウシアンノイズモデルを用いた様々な伝送品質推定手法が検討されており，python ライブラリ[15]や web ブラウザ上で提供[16]されるなど注目を集めており，Open ROADM[17, 18]にて活用が検討されている．

IMDD 方式向けの高速な伝送品質推定手法の実現に向けては，ガウシアンノイズモデルに基づく既存手法の適用も考えられる．ただし，デジタルコヒーレント方式と IMDD 方式とでは考慮すべき波形歪が異なる．デジタルコヒーレント方式では線形波形劣化は DSP 等で補償されるため，伝送品質推定手法にて線形波形劣化を考慮する必要はない．また非線形波形劣化は長距離伝送の結果ガウシアンノイズに近似できる．これに基づきデジタルコヒーレント方式向けの伝送品質推定手法では SNR から伝送品質を推定していた．一方 IMDD 方式では線形波形劣化を受信器で完全に補償することができないため，伝送品質推定のためには線形波形劣化を考慮する必要がある．また非線形波形劣化において，伝送距離が短い場合，特に SPM はランダムガウシアンノイズに近似することはできず，送信シンボルによって決まる確定論的な波形歪となる．このようにデジタルコヒーレント方式と IMDD 方式とでは波形歪の種別が異なることから，デジタルコヒーレント方式向けの伝送品質推定手法をそのまま IMDD 方式に適用することは困難であり，新たな手法が必要である．

4-4　提案手法

本章では，線形/非線形波形歪の影響を考慮しつつ計算量の削減が期待できる IMDD 方式向けの伝送品質推定手法を提案する．図 4-5(a)に想定する伝送路構成を示す．ここでは初期検討としてシングルスパン/DWDM 信号伝送を想定し検討する．提案の計算ブロック構成を図 4-5(b)に示す．計算ブロックは，前半の「伝搬波形を計算するブロック(A)」と後半の「ガウシアンノイズを付与するブロック(B)」から構成される．以下，それぞれについて説明する．

A)　伝搬波形を計算するブロック

まず，送信器ブロックは送信電界波形を出力する．続いて波長分散ブロックでは，入力された電界波形が距離 L だけ線形伝搬した後の電界波形を計算し，出力する．このとき，線形伝搬による波形変化は 4-2 節で述べた通り式(2)に基づき計算される．線形伝搬ブロックから出力された電界波形は二乗検波処理によって光強度に変換した後，VNLF[19]に入る．VNLF は一般的に波形等価用のフィルタとして用いられる非線形フィルタである．今回は SPM の波形歪を模擬するブロックとして VNLF を用いる．SPM による波形歪は伝送距離 L や入力光強度 P によって決まる．つまり，これら 2 つのパラメータの組み合わせごとに SPM が変化するため，それを模擬する VNLF のタップ係

数も異なる．提案手法では，事前に作成したテーブルの中からの伝送距離 L や入力光強度 P の組み合わせに応じて適切な VNLF のタップ係数を選択して用いることとした．

B）ガウシアンノイズを付与するブロック

NLI 計算ブロックはガウシアンノイズモデルに基づき，入力光信号のスペクトルから非線形波形歪である NLI の強度 σ^2 を計算する．そして受信信号の光強度，受信器の熱雑音，NLI 強度から SNR を求め，相当する白色雑音をブロック(A)の出力波形に付与することで受信波形を模擬する．この時，式(4)に基づき算出した NLI は光の雑音であり，電気段の受信 SNR を算出するためには，光から電気への変換が必要となる．ここで NLI と同じく光の雑音である ASE を参考に光から電気への変換方法について考える．ASE が受信器に入るとき，電気段の雑音としては信号-ASE ビート雑音，ASE-ASE ビート雑音が生じることが知られているが，受信帯域が十分狭い場合は前者が支配的となる．以上の考察に基づき，本章では光→電気変換ブロックにて信号-NLI ビート雑音を計算し電気段の雑音として SNR の計算に用いた．C 帯 WDM 伝送の主要な非線形波形歪みである XPM は位相雑音であるが，伝搬とともに IMDD 方式で観測される強度雑音に変化する．そこで新たに「調整係数 k」を定義し，強度調整ブロックにて式(4)に基づき算出した NLI 強度に乗算することで伝送距離に伴う雑音の増加を考慮した．図 4-5(c)に伝送距離に対する調整係数 k を示す．low-pass filter (LPF)にて受信器帯域を模擬し，得られた受信信号に対して最終的に閾値判定が行われ，符号誤り率 BER が算出される．

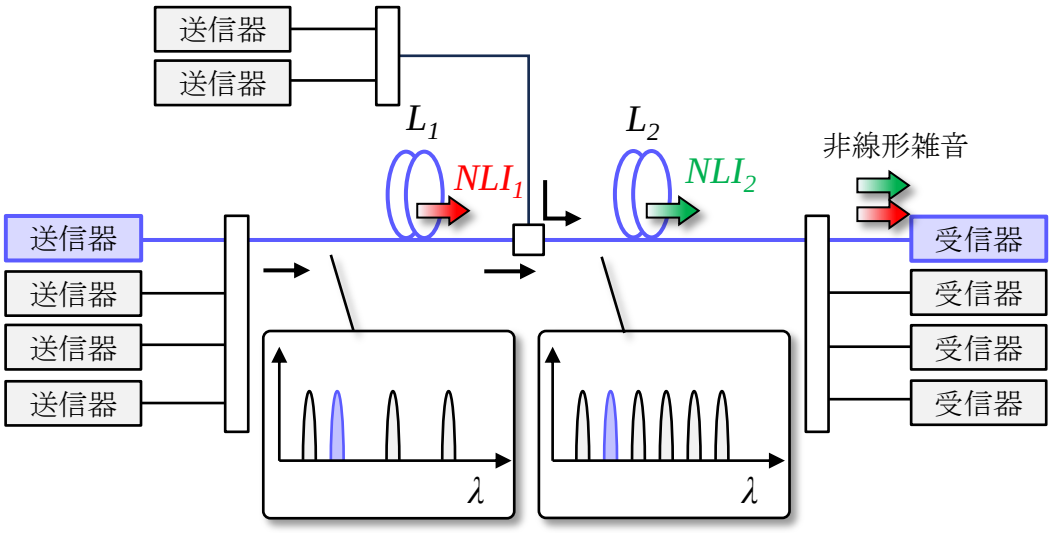
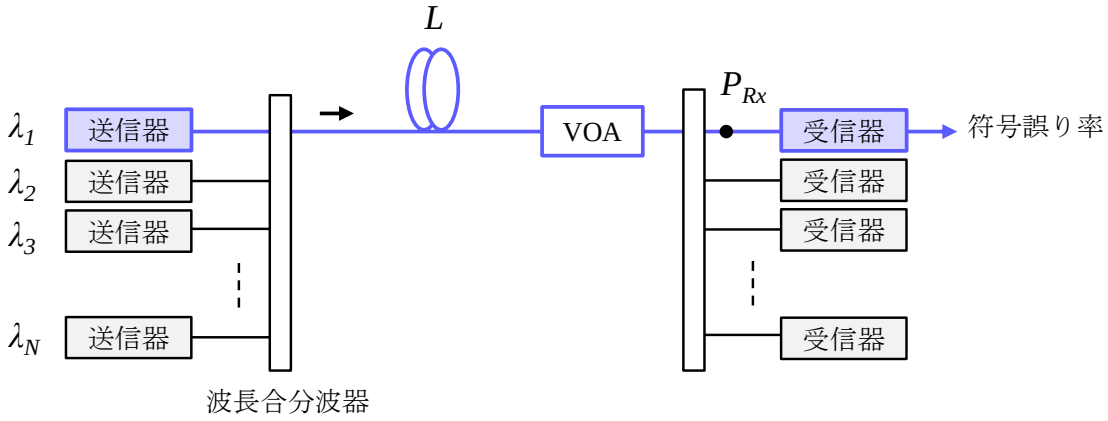
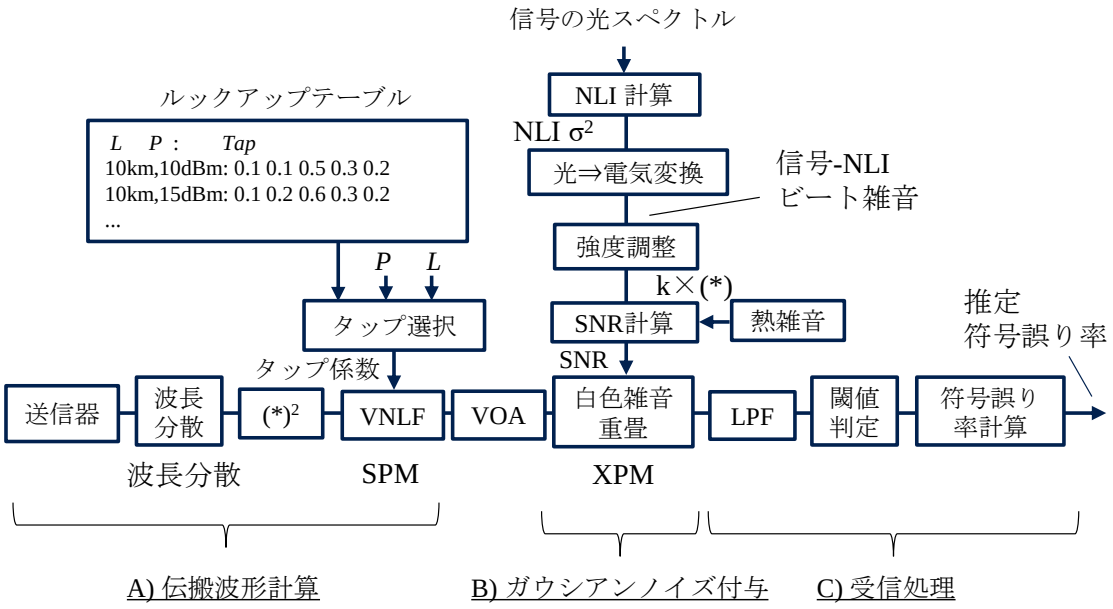


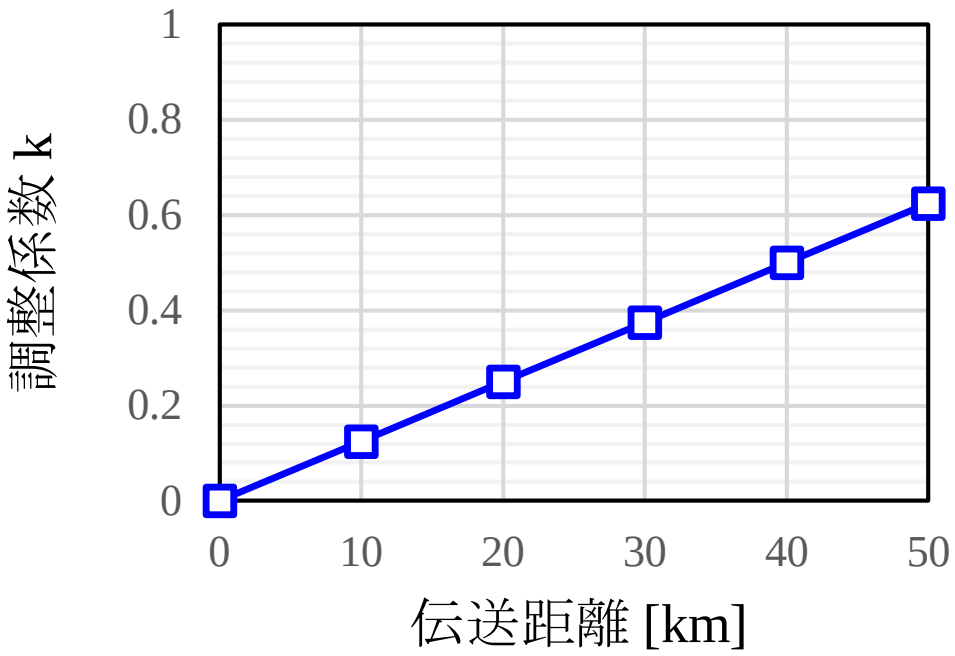
図 4-4 ガウシアンノイズモデル


L
P_{Rx}
λ_1
λ_2
λ_3
λ_N
送信器
送信器
送信器
送信器
VOA
受信器
受信器
受信器
受信器
符号誤り率
波長合分波器

(a)


信号の光スペクトル
ルックアップテーブル
L P : Tap
10km,10dBm: 0.1 0.1 0.5 0.3 0.2
10km,15dBm: 0.1 0.2 0.6 0.3 0.2
...
P L
タップ選択
タップ係数
NLI 計算
NLI σ²
光⇒電気変換
信号-NLI
ビート雑音
強度調整
k×(*)
SNR計算
熱雑音
SNR
推定
符号誤り率
送信器
波長分散
(*)²
VNLF
VOA
白色雑音重畳
LPF
閾値判定
符号誤り率計算
波長分散
SPM
XPM
A) 伝搬波形計算
B) ガウシアンノイズ付与
C) 受信処理

(b)



(c)

図 4-5 提案構成

(a)想定するネットワーク構成, (b)計算ブロック構成, (c)調整係数

4-5　　数値シミュレーションの構成

伝送シミュレータとの比較から提案手法の推定精度を評価した．伝送路構成，およびそれに対する提案ブロックの構成を図 4-6(a)(b)にそれぞれ示す．提案手法は任意の変調方式に適用可能であるが，今回は波長分散耐性が高く長距離伝送が期待できる光デュオバイナリ変調[20]の 25 Gbit/s 信号伝送を想定し検証した．まず送信器ブロックでは，11 段の pseudo random bit sequence (PRBS)信号をもとに 25 Gbit/s の光デュオバイナリ信号の電界波形(オーバーサンプル数 16)を生成する．FFT により周波数領域に変換したのち，距離 L だけ線形伝搬した後の波形を式(2)に基づき計算し，IFFT にて時間領域に戻す．電界波形の二乗により算出した強度波形は 4 倍オーバーサンプルにダウンサンプル後，SPM 模擬用の 3 次 VNLF に入る．白色雑音重畳ブロックでは，受信信号の光強度や NLI の雑音強度，熱雑音(10×10^{-12} $[A/\sqrt{Hz}]$，PIN-photodiode)を考慮した SNR に基づき白色雑音を付与する．LPF にて受信器の帯域制限(25 GHz)を行った後，閾値判定にて受信符号系列を識別し，送信符号系列との比較から符号誤り率を計算する．ここで NLI 強度は入力信号の光スペクトルをもとに計算される(4-3 節)．入力信号の波長配置として今回は 2 つのケースを想定する．図 4-7(a)(b)にそれぞれのスペクトルを示す．共に 100 GHz 間隔，7 波長を想定しており，ケース 1 においてはすべての波長の強度を 12 dBm とした．ケース 2 ではチャネル番号 4，7 を 3 dBm に低減している．

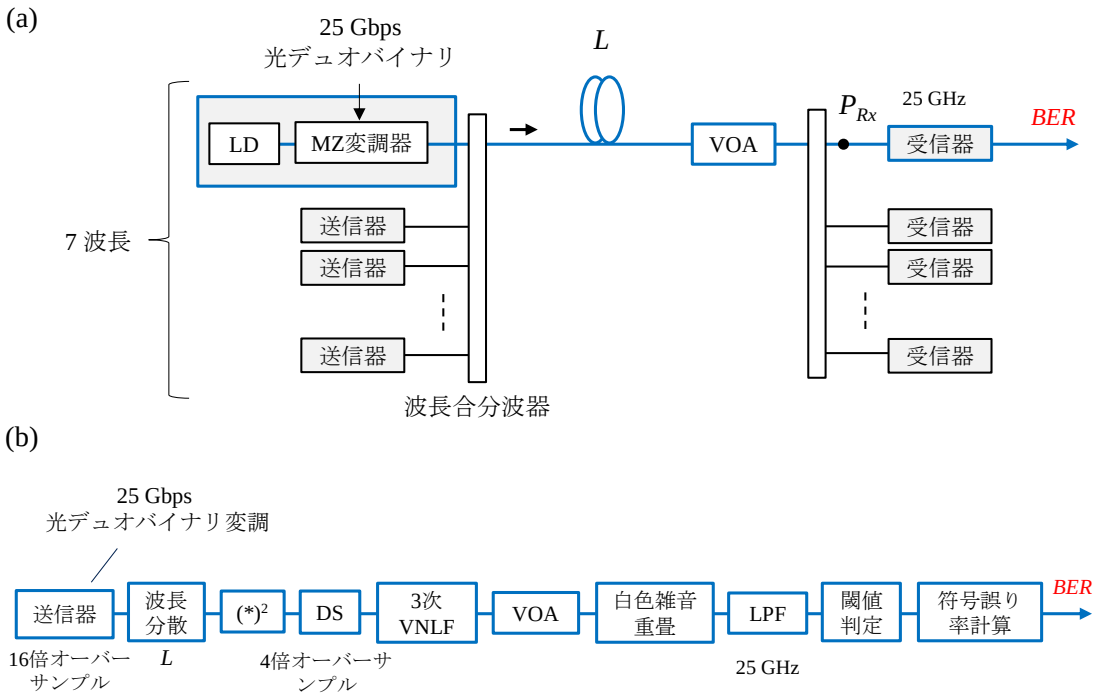
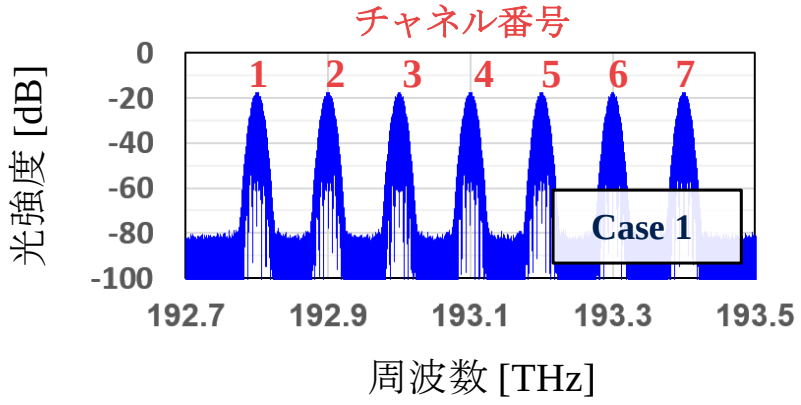
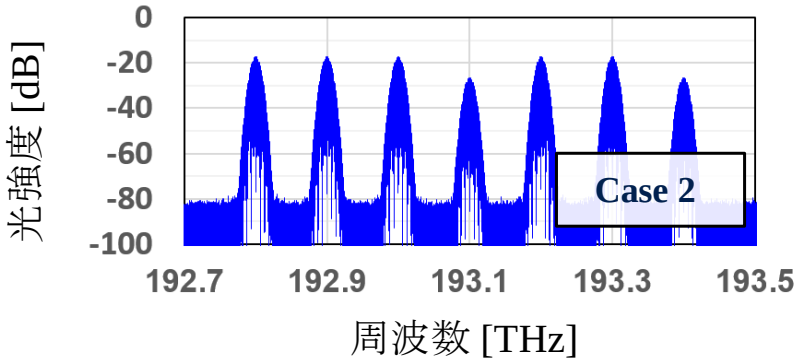


図 4-6　数値シミュレーション構成（a）伝送路構成，(b)計算ブロック構成



(a)



(b)

図 4-7　想定する波長多重信号スペクトル, (a)ケース 1, (b)ケース 2.

4-6　計算結果

まず，シングル波長伝送を想定し VNLF による SPM 模擬の精度を検証した． 40 km 伝送時に伝送シミュレータ，および VNLF によって計算されたアイパターンを図 4-8 に示す．計算結果より，伝送路に対する入力光強度を 3 dBm から 15 dBm に増大させることで SPM による波形歪みが生じることがわかる．また，VNLF と伝送シミュレータの計算結果が一致することから，VNLF では SPM を適切に模擬できることを確認した．続いて VNLF から導出した受信波形をもとに符号誤り率を計算した．シングル波長伝送において入力光強度を 3 dBm，12 dBm，15 dBm とした場合の伝送距離に対する符号誤り率の計算結果を図 4-9(a)-(c)に示す．赤実線と青破線はそれぞれ伝搬シミュレータと提案手法の計算結果を表している．受信信号の光強度はいずれの場合も-23 dBm となるよう受信器直前に配置した可変光減衰器(VOA)にて調整している．図 4-9(b)(c)には，参考までに入力光強度 3 dBm における伝送シミュレータの計算結果を黒点線でプロットしている．入力光強度が 3 dBm から 15 dBm に増加するにつれて SPM による波形劣化が増大し，符号誤り率が増大することがわかる．また，いずれの構成においても提案方式と伝送シミュレータの計算結果が一致することから VNLF に基づき SPM の影響を適切に推定できることを確認した．続いて波長多重システムを想定し，XPM 影響下における提案手法の有効性を検証した．図 4-9 (d)-(g)はケース 1，2 それぞれの波長配置に対する 4 番目，7 番目のチャネルの符号誤り率を示す．また参考までにシングルチャネルの計算結果を黒で示している．計算結果より，ケース 1，2 共に 4 番目より 7 番目のチャネルの方が符号誤り率の劣化が大きいことが分かった．これは 4 番目のチャネルは隣接波長からの影響が大きいためである．いずれの構成においても提案方式と伝送シミュレータの計算結果が一致することから提案手法に基づき XPM の影響を適切に推定できることを確認した．図 4-9(h)はケース 1，チャネル番号 4 における受信光強度に対する符号誤り率の計算結果を示す．計算結果より，伝送距離，受信光強度によらず提案手法は適切に符号誤り率を推定できることを確認できた．

4-7　結論

本章では IMDD 方式向けの高速な伝送品質推定技術を提案し，その推定精度を評価した．IMDD 方式向けの伝送品質推定手法としては SSFM を用いる伝送シミュレータの活用が考えられるが，ファイバ伝搬時の非線形波形歪の算出に FFT を繰り返すため計算量が大きいことが課題である．本章では計算量を削減するために，近似に基づき非線形波形歪の影響を高速計算するガウシアンノイズモデルを用い，新しい IMDD 方式向け伝送品質推定手法を提案した．提案手法では，確定的な波形変化である SPM を非線形ボルテラフィルタ VNLF にて模擬し，得られた波形に対してガウシアンノイズモデルに基づき算出した XPM に対する雑音を付与することによって受信波形を求め，符号

誤り率を推定する．このときガウシアンノイズモデルでは光の雑音強度(NLI)が算出されるため，受信波形を模擬するためには電気の雑音強度に変換する必要がある．そこでNLI-信号ビート雑音の計算から電気の雑音強度を算出した．また伝送による位相雑音から強度雑音への変換過程を考慮するため，伝送距離に応じた係数を定義し，乗算することでこれを模擬した．提案手法の推定精度を評価するため，25 Gbit/s 光デュオバイナリ信号の 7 波長 WDM 伝送にて伝送シミュレータとの比較を行った．まず VNLF に基づく SPM 波形変化の模擬について精度を検証した．VNLF に対して適切なタップ係数を設定することで伝送シミュレータと出力波形が一致し，適切に SPM による波形劣化を模擬できることを明らかにした．最後に 7 波長 WDM 伝送にて XPM を含む場合の符号誤り率の推定精度を検証した．提案手法の推定結果が伝送シミュレータに一致したことから XPM による特性劣化を適切に計算可能であることを明らかにした．提案手法は GNPy と同様に回線速度や波長数やスパン数が増加した場合でも SSFM よりも高速な計算を実現することが期待できる手法である．

以上のように本章で提案した手法では波長多重時の XPM による波形劣化の影響をガウシアンノイズモデルに基づき高速に計算できる．ただし，波長分散と SPM による確定論的な波形劣化の計算には従来の SSFM ベースの伝送シミュレータと同様にデータ数が膨大な電界波形の計算を含むため，抜本的な計算量の削減が難しいことがその後の検討にて明らかとなった．また，本手法では初期検討としてシングルスパン伝送を想定し検討を行ったが，多数の光ノードによって複数区間を接続するアクセス/メトロ融合ネットワークへの適用に向けては，マルチスパン構成への適用を見据えた検討が必要である．以上を踏まえ，次章ではマルチスパン構成を想定しデータ数が膨大な電界波形を用いない新たなアプローチから抜本的な計算量の削減を検討する．

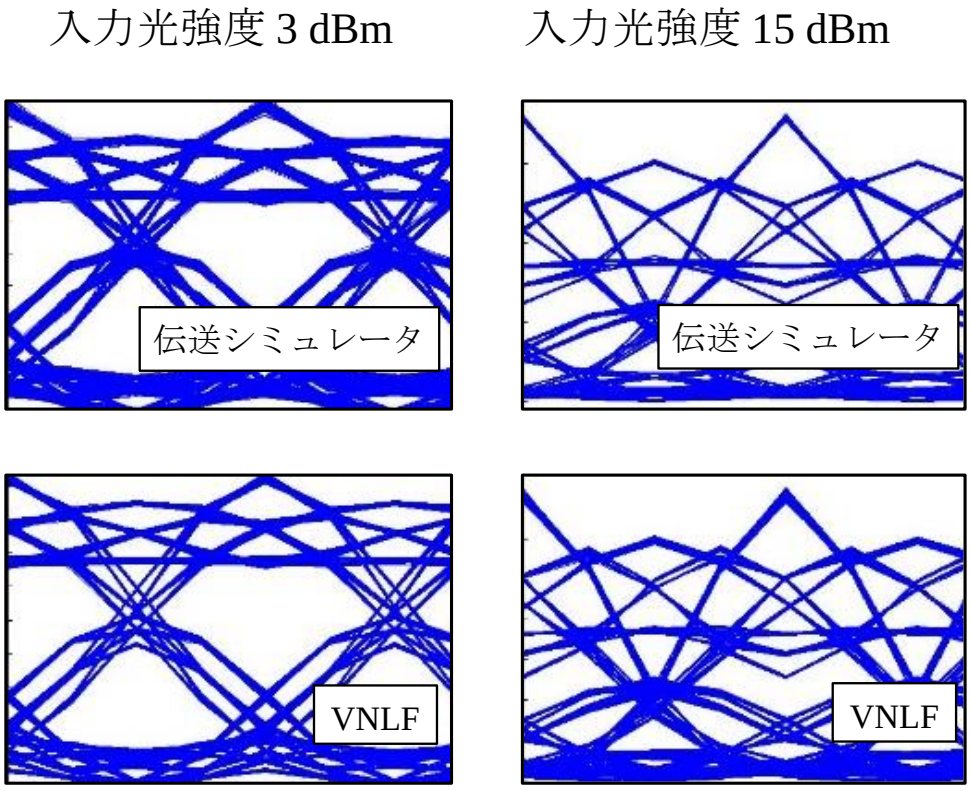


図 4-8　40 km 伝送時のアイパターン

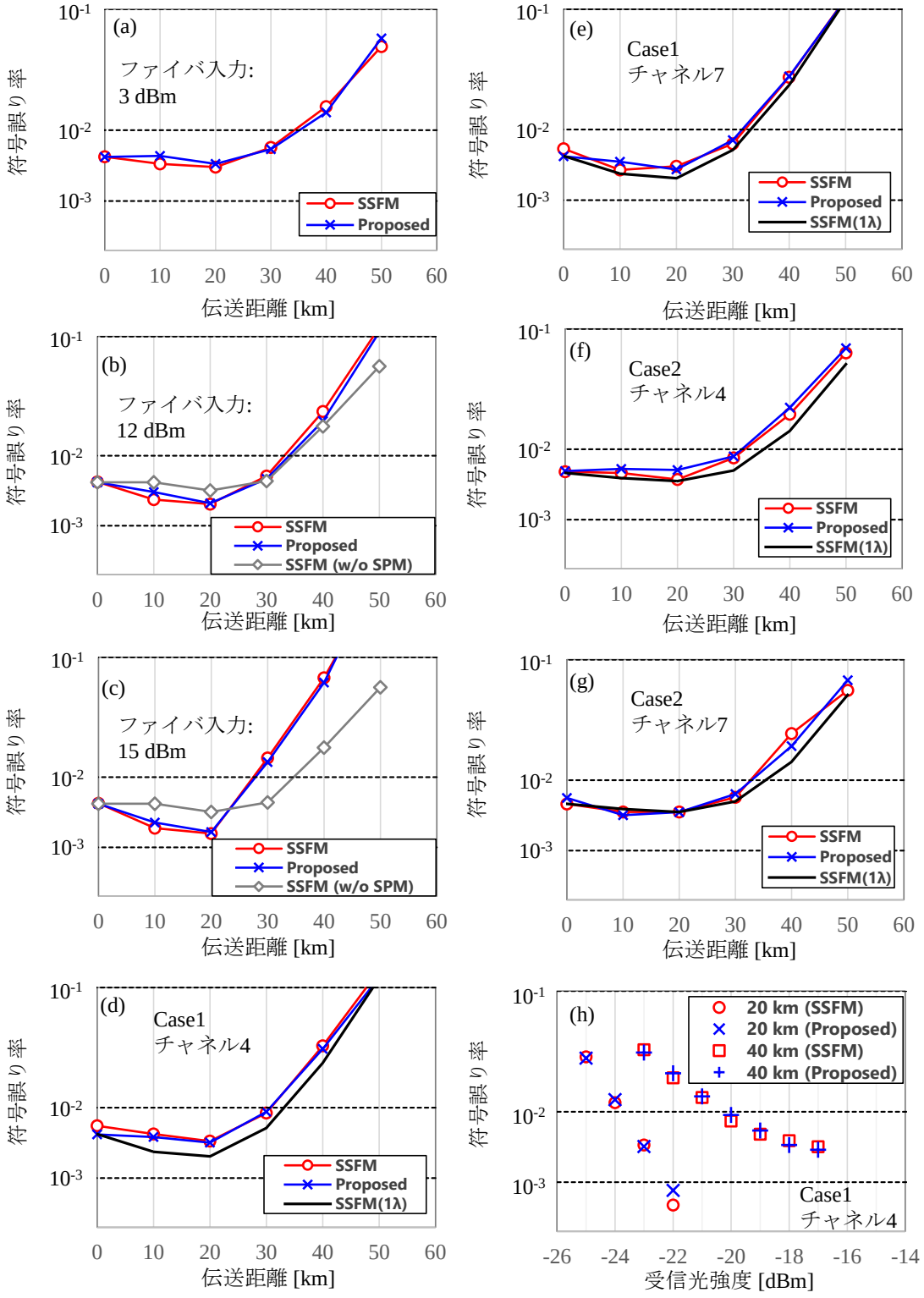


図 4-9 符号誤り率の計算結果

参考文献

[1] H. Kawahara et al., “Optical Full-mesh Network Technologies Supporting the All- Photonics Network”, NTT Technical Review, vol. 18, no. 5, pp.24-29, 2020.

[2] T. Kanai, S. Kaneko, K. Hara, J. Kani, and T. Yoshida, “In-Line Protocol-Independent Control and Management Method in End-to-End Optical Connections via Photonic Gateway,” in 47th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) (2021).

[3] M. Yoshino, S. Kaneko, N. Shibata, R. Igarashi, J. Kani, and T. Yoshida, “New Photonic Gateway to Handle Digital-Coherent and IM-DD User Terminals and Enable Turn-back Connections in Metro/Access-Integrated All-Photonics Network,” in Optical Fiber Communication (OFC) (2023), paper W3F.5.

[4] S. Kaneko, K. Honda, T. Kanai, et al., “Photonic Gateway and Protocol-Independent End-to-End Optical-Connection Provisioning in All-Photonic Metro-Access Converged Network,” *IEEE Photon. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 7201009, 2023.

[5] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F. Forghieri, “A detailed analytical derivation of the GN model of non-linear interference in coherent optical transmission systems,” arXiv, arXiv;1209.0394. (2012).

[6] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F. Forghieri, “The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 32, no. 4, pp. 694–721, 2014.

[7] VPI photonics 社ホームページ, https://www.vpiphotonics.com/index.php.

[8] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, pp. 423-439,1986.

[9] A. Bononi, R. Dar, M. Secondini, P. Serena, P. Poggiolini, “Fiber Nonlinearity and Optical System Performance,” Springer Handbook of Optical Networks, pp. 287–351 (2020).

[10] 井上恭,「ファイバー通信のための非線形光学」, 森北出版株式会社, 2011 年.

[11] P. Duhamel and M. Vetterli, “FAST FOURIER TRANSFORMS: A TUTORIAL REVIEW AND A STATE OF THE ART,” Signal Process., vol. 19, no. 4, pp. 259–299, 1990.

[12] A. Ferrari, M. Filer, K. Balasubramanian, Y. Yin, E. L. Rouzic, J. Kundrát, G. Grammel, G. Galimberti, and V. Curri, “GNPy: an open source application for physical layer aware open optical networks”, J. Opt. Commun. Netw., vol. 12, no. 6, pp. C31-40, 2020.

[13] G. Borraccini, A. D'Amico, S. Straullu, A. Nespola, S. Piciaccia, A. Tanzi,G. Galimberti, S. Bottacchi, S. Swail, and V. Curri, "Cognitive and autonomous QoT-driven optical line controller", *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 13, no. 10, pp. E23-31, 2021.

[14] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications", *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, 2016.

[15] GNPy: Optical Route Planning Library, https://gnpy.readthedocs.io/en/master/

[16] GNPy.app - Optical Network / OpenROADM Simulation Tool, https://gnpy.app/

[17] M. Birk, O. Renais, G. Lambert, et al., "The OpenROADM initiative [Invited]," J. Opt. Commun. Netw. vol. 12, no. 6, pp. C58–67, 2020.

[18] P. Roorda and B. Collings, "Evolution to Colorless and Directionless ROADM Architectures", in Optical Fiber Communication (OFC) (2008), paper NWE2.

[19] N-P Diamantopoulos, H. Nishi, W. Kobayashi, K. Takeda, T. Kakitsuka, S. Matsuo, "On the Complexity Reduction of the Second-Order Volterra Nonlinear Equalizer for IM/DD Systems," *J. Lightwave Technol*. Vol. 37, no. 4, pp. 1214–1224, 2019.

[20] T. Ono, Y. Yano, and K. Fukuchi, "Demonstration of high-dispersion tolerance of 20-Gbit/s optical duobinary signal generated by a low-pass filtering method", in Optical Fiber Communication (OFC) (1997), paper ThH1.

第 5 章　ニューラルネットワークに基づく伝送品質推定

5-1　　はじめに

4 章では非線形波形歪を考慮した IMDD 方式向けの高速伝送品質推定手法として，VNLF[1]とガウシアンノイズモデル[2, 3]に基づく手法を提案し，シングルスパン構成において符号誤り率の推定精度を評価した．本手法では波長多重時の XPM による波形劣化の影響をガウシアンノイズモデルに基づき高速に計算できる．ただし波長分散と SPM による確定論的な波形劣化の計算には従来の SSFM ベースの伝送シミュレータと同様にデータ数が膨大な電界波形の計算を含むため, 抜本的な計算量の削減が難しいことが明らかとなった. また 4 章では初期検討としてシングルスパン伝送を想定した検討を行ったが，光ノードによって複数区間を接続するアクセス/メトロ融合オール光ネットワークへの適用を考えるとマルチスパン構成への拡張が必要である．そこで本章では，計算量の削減およびマルチスパンネットワークへの拡張にむけてニューラルネットワーク[4, 5]に基づく手法を提案する．

5-2　　ニューラルネットワークに基づく高速な伝送品質推定手法の提案

提案手法の説明に入る前準備として，伝送シミュレータを例にマルチスパン伝送の基本的な考え方について説明する．スパン数 N のマルチスパン伝送に対する伝送路モデルを図 5-1 に示す．送信器から出力された電界波形 E_0 は入力光強度 P_1 にて長さ L_1 の最初のスパン(n=1)に入力される．最初のスパン伝送後の電界波形として E_1 が出力され，次のスパン(n=2)の入力電界となる．これを繰り返し N スパン伝送後の受信電界 E_N は受信光強度 P_{Rx} にて受信器に入る．このときの伝送シミュレータ(VPI)[6]の構成を図 5-2 に示す．伝送シミュレータでは，送信側から順に各スパンの出力電界を計算する．各スパンにおける出力波形の計算には SSFM[7]が用いられる．SSFM では各スパンに対する入力電界 E_n，伝送距離 L_n，入力光強度 P_n に基づき，波長分散や SPM を考慮した出力電界 E_{n+1} を計算する．これをスパン数だけ繰り返すことにより送信電界 E_0 から受信電界波形 E_N を計算する. 得られた受信電界波形 E_N に対して受信処理(二乗検波処理，雑音付与，帯域制限，クロックリカバリ[8]，シンボル識別，符号誤り率計算)を行うことで符号誤り率を計算する．ここで，伝送シミュレータにおいて例えば 10^{-3} の符号誤り率を推定する場合，10^4 程度のシンボルに対して電界を計算する必要がある．オーバーサンプル数を 8 とすれば電界波形の次元は 8×10^4 である．一方で IMDD 伝送において波長分散や SPM によるシンボル間干渉が生じるのは前後の 4 シンボル程度であり，波形歪は（2 値伝送の場合）2^4=16 パターンで表現される．したがって 4 シンボルを 16 パターン，計 64 シンボルだけ用意すれば波形歪の特徴を表現できるはずであり，オーバーサンプル数を 8 とすると次元は 8×64=512 まで削減できる計算となる．つまり従来手法において計算に用いていた電界波形は波形歪を表現する上で冗長な情報を含んでおり，これが計算時間の増大を招いていると思われる．そこで本章では電界波形の歪み

情報を抽出した低次元な「特徴量」を導出し，それに基づき高速に伝送品質を推定する手法を検討する．

提案手法の構成を図 5-3 に示す. 伝送シミュレータと同様に波形歪計算用のブロックをスパンの数だけ配置し，それぞれに対して各スパンの長さ L_n，入力光強度 P_n を入力する．伝送シミュレータではこれらのブロックに対して電界 E_n を伝搬させていたのに対し，提案手法では電界 E_n と 1 対 1 で対応する特徴量 A_n を伝搬させる. 特徴量 A_n は電界波形 E_n と 1 対 1 の関係であり，相互に変換可能である．E_n から A_n を求める手法については 5-4 節で述べる．提案手法は 2 種類の計算ブロック（伝搬波形計算ブロック（ANN#1），BER 推定ブロック(ANN#2)）のカスケード接続で構成され，いずれもニューラルネットワーク(ANN)にて実現される． ANN#1 は各ファイバ区間に入力された特徴量 A_n から出力特徴量 A_{n+1} を計算するブロックである．送信電界の特徴量 A_0 を初段の ANN#1 の入力として与え，順次伝搬させることで最終的に受信電界 E_N の特徴量 A_N を導出する．こうして得られた受信特徴量 A_N に基づき ANN#2 は符号誤り率 BER を推定する．ANN#1 と ANN#2 の構成を図 5-4，図 5-5 に示す．まず ANN#1 の動作について説明する．伝送シミュレータの動作の説明で述べたように，各スパンにおける出力電界 E_{n+1} は入力電界 E_n，入力光強度 P_n,，伝送距離 L_n によって一意に決定される. 電界 E とその特徴量 A は 1 対 1 で紐づくことを踏まえると特徴量 A_{n+1} も入力特徴量 A_n，入力光強度 P_n,，伝送距離 L_n によって一意に決定される．これに基づき ANN#1 は当該区間の伝送距離 L_n，入力光強度 P_n，入力特徴量 A_n を説明変数， A_{n+1} を目的変数とするニューラルネットワークで構成する(図 5-4)．続いて ANN#2 の動作について説明する．符号誤り率(BER)は受信電界 E_N と受信光強度 P_{Rx} で一意に決定される．電界 E とその特徴量 A は 1 対 1 で紐づくことを踏まえると BER は受信特徴量 A_N と受信光強度 P_{Rx}，から一意に決定される．したがって ANN#2 は受信特徴量 A_N と受信光強度 P_{Rx} を説明変数, BER を目的変数とするニューラルネットワークによって構成される(図 5-5).

以上のように提案手法では ANN#1 と ANN#2 のカスケード接続によって構成した計算ブロックに対して伝送路情報(各スパンの長さ L_n，各スパンの入力光強度 P_n，受信光強度 P_{Rx}) および送信特徴量 A_0 与えることで符号誤り率 BER を算出する. 本手法では小規模ニューラルネットワークで構成されるブロックに対して次元を削減した特徴量を伝搬させることで高速に符号誤り率を推定することが可能であるが，その入力として必要となる送信特徴量 A_0 の取得にはある程度の計算時間を要することが想定される（特徴量抽出手法については 5-4 節にて説明）．そこで事前に送信器の種別に応じた送信特徴量 A_0 のテーブルを作成し，運用フェーズではその中から適したものを選択して用いることで，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークにおける迅速な経路構築が可能となる．

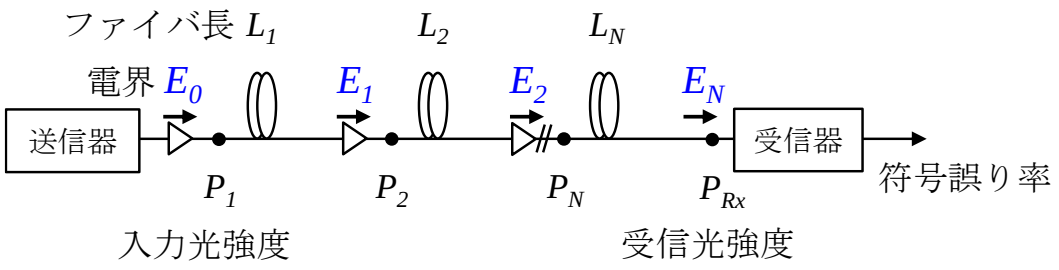


図 5-1　ネットワークモデル

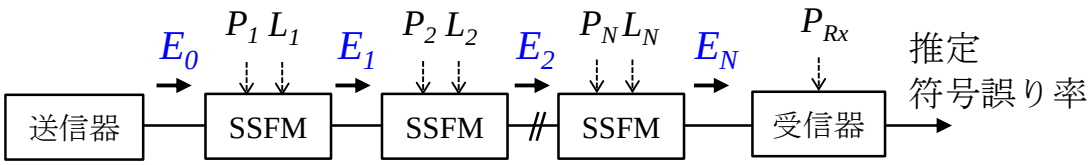


図 5-2 伝送シミュレータの構成

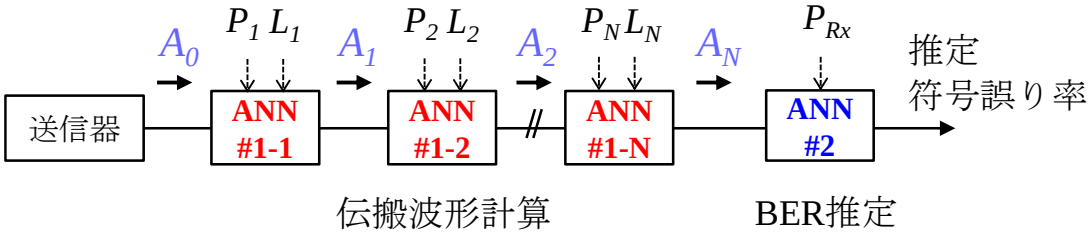


図 5-3　提案手法の計算ブロック

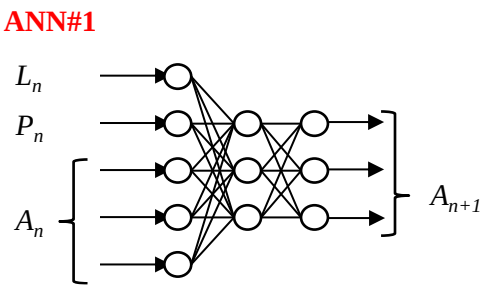


図 5-4　ANN#1 の構成

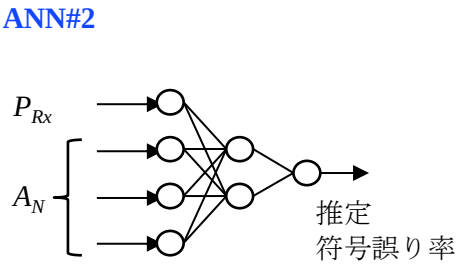


図 5-5　ANN#2 の構成

5-3　ニューラルネットワーク学習用データセットの生成

提案手法に用いるニューラルネットワーク(ANN#1, #2)学習用のデータセット生成について説明する．ANN#1 の変数は A_n，L_n，P_n，A_{n+1} であるからデータセットとしてはこれら 4 変数の組み合わせを用意する必要がある（図 5-6(a)）．同様に ANN#2 のデータセットとしてはその変数である A_N，P_{Rx}，BER を用意することになる(図 5-6(b))．ここで L_n，P_n，P_{Rx} はデータセットの作成者が自由に選ぶことができる変数であり，汎用的なモデルを作成するためには重複なくかつ幅広い組み合わせを用意することが重要である．一方，A_n, A_{n+1}, A_N, BER の関係性は非線形シュレディンガー方程式によって記述される．そこで本章では非線形シュレディンガー方程式に基づく伝送シミュレータを用いてこれらの組み合わせを導出し，データセットを作成する．データセット作成に向けた伝搬シミュレータの構成を図 5-7 示す．伝送路はマルチスパンで構成される．送信器から出力された信号は最初に任意のスパン X を伝送した後，電界 E_n，入力光強度 P_n の光信号が長さ L_n のシングルスパン Y に入力される．伝送シミュレータでは非線形シュレーディンガー方程式に基づく SSFM にて出力電界を E_{n+1} を計算する．導出された電界 E_{n+1} は受信強度 P_{Rx} で受信され，符号誤り率 BER が算出される．この時シングルスパン Y に着目してニューラルネットワーク学習用のデータセットを生成する．具体的には ANN#1 向けのデータセットとして，E_n，E_{n+1} から作成した A_n, A_{n+1}, および，当該区間に対するファイバ長 L_n, 入力光強度 P_n を用いる．一方 ANN#2 向けのデータセットとしては受信波形 E_{n+1} から作成した受信特徴量 A_N，受信強度 P_{Rx}，符号誤り率 BER を用いる．このように伝送シミュレータを活用し，スパン Y に対するニューラルネットワーク学習用の教師データを生成する．注目するスパン Y の条件を変えながら教師データの取得を繰り返すことでデータセットを作成する．そして作成したデータセットを用いて ANN#1，#2 の学習を実施する．伝送品質推定にむけては学習済み ANN#1 をスパンの数だけコピー，カスケード接続し，最終段の出力に ANN#2 を接続する．伝送路の情報として長さ L_n，各スパンの入力光強度 P_n，受信光強度 P_{Rx} を与え，最後に送信特徴量 A_0 を初段の ANN#1 に入力することで符号誤り率 BER を推定する．

項番	L_n	P_n	A_n	A_{n+1}
1	3 km	12 dBm	0.2 0.54 0.78 1.24 0.11…	0.12 0.55 0.41 0.99 0.78…
2	6 km	12 dBm	0.12 0.32 0.66 1.43 0.42…	0.19 0.65 0.42 0.29 0.63…
…				

(a)

項番	A_N	P_{Rx}	BER
1	0.12 0.23 0.3 1.74 0.16…	-20 dBm	1.3E-3
2	0.12 0.23 0.3 1.74 0.16…	-21 dBm	4.1E-3
…			

(b)

図 5-6　データセットの構成, (a)ANN#1, (b)ANN#2.

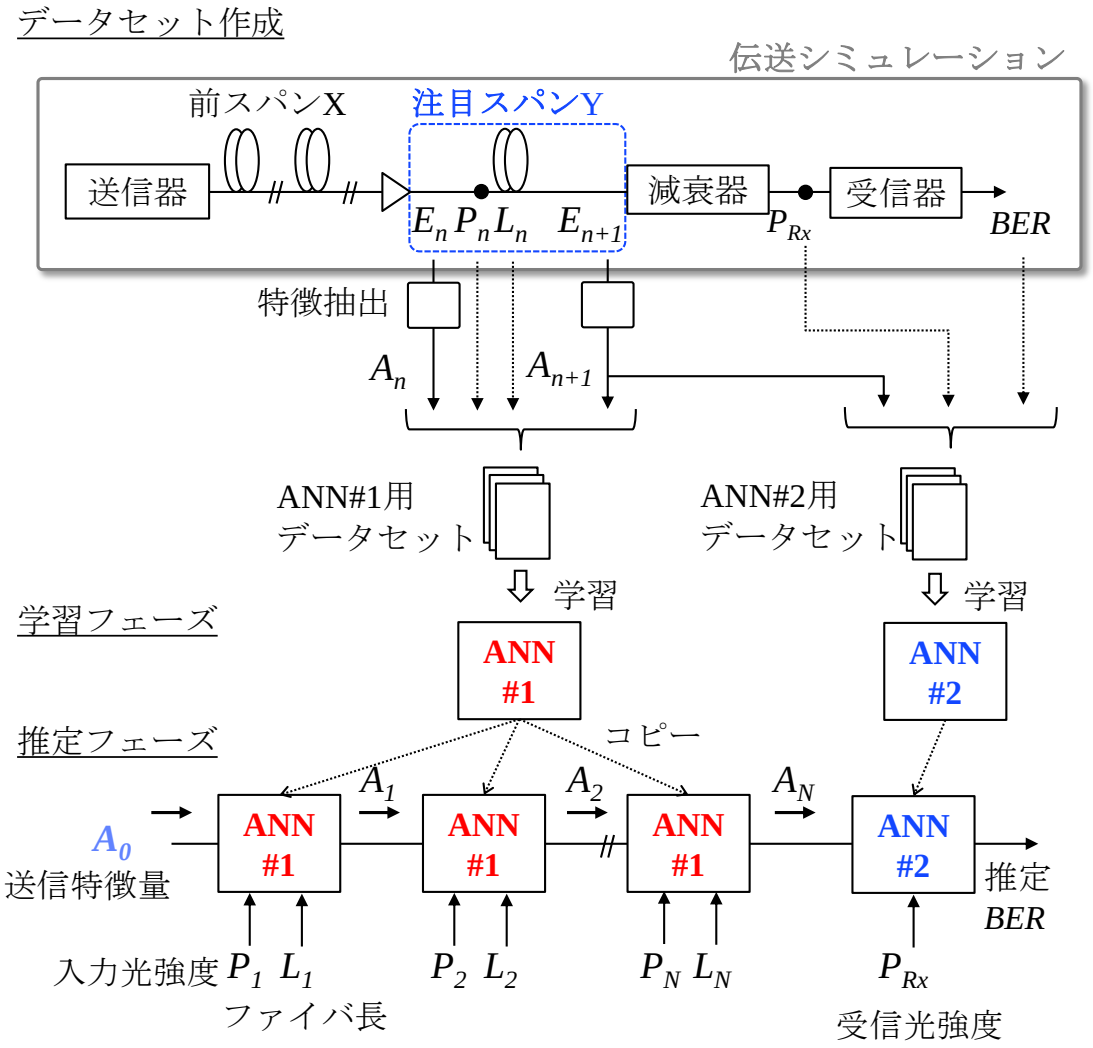


図 5-7 データセット生成

5-4　提案する特徴量抽出手法

本節では任意の電界 E からその特徴量 A を抽出するための提案手法について説明する．特徴量 A は電界波形と 1 対 1 で紐づくものであり，つまり以下の 2 つの条件を満たすものである．

条件(i)　特徴量 A は電界 E から一意に決定される

条件(ii)　電界 E は特徴量 A から一意に決定される

本章では一般的な光伝送システムで用いられる波形等化用フィルタ[9-11]の動作に注目し，条件(i)(ii)を満たす特徴量の抽出手法を検討する．光伝送システムでは送信器や受信器，伝送路を構成するデバイスの応答によって波形が歪み，これが受信特性を劣化させる．受信特性を改善するためには受信側にて波形歪みを補償し，伝送前の理想的な波形を求めることが有効である．一般的に波形歪の補償には波形等価用フィルタが用いられる．図 5-8 に波形等化のイメージを示す．信号が伝送路で受けた周波数特性の逆特性を持つフィルタを受信側に配置することで波形歪を相殺し，元の理想的な波形を再現する．このとき伝送により歪んだ受信電界波形を E とすると，その波形歪を補償可能なフィルタは伝送路の逆特性を有するものであり，E に対して一意に決定される．これは電界波形と等化用フィルタは 1 対 1 の関係で相互の特徴を有することを示唆している．この着想をもとにフィルタを用いた特徴量抽出手法を検討した．図 5-9(a)に提案する特徴抽出のブロックを示す．本計算ブロックは入力された任意の電界波形 E から特徴量 A を導出する機能を有する．以下，提案ブロックの動作を説明する．特徴量抽出ブロック内部で生成した理想的な（良好なアイ開口を持つ）基準電界波形 E_{ideal} を非線形ボルテラフィルタ(VNLF)[1]に入力し，その出力を E_{out} とする．VNLF は非線形波形歪を補償する際に用いられる非線形フィルタであり，その特性はタップ係数によって決まる．ここで E_{out} と E の平均二乗誤差(mean square error: MSE)を最小化するように least mean square (LMS)アルゴリズム[12]でタップ係数を探索する．その結果 MSE が 0，つまり E_{out} と E が一致（E_{out}=E）したときのタップ係数を TAP_{opt} とする．このとき TAP_{opt} は E に対して一意に導出されるため，TAP_{opt} は特徴量としての条件(i)を満たす．また TAP_{opt} をセットした VNLF に理想的な基準波形 E_{ideal} を通すとき（図 5-9(b)），E が一意に導出されるため，TAP_{opt} が条件(ii)を満たす．条件(i)と(ii)を満たすことから，本章では TAP_{opt} を特徴量 A に用いる手法を検討した．ここで，一般的に IMDD 方式の波形等化には実数の VNLF が用いられる[13-14]．これは IMDD 方式の受信波形が強度(実数)のためである．一方，特徴量抽出の対象である電界 E は複素数のため複素 VNLF を用いて特徴抽出を行う必要がある．

以上が提案する特徴量抽出の基本的原理であり，E_{out} と E の MSE が 0 になるタップ係数 TAP_{opt} を特徴量として用いることがポイントである．ただし実際には必ずしも MSE が 0 になるとは限らない．図 5-10 に伝送距離に対する LMS 収束後の MSE の値を示す．伝送距離の増加とともに MSE 値が増大していることがわかる．これは伝送距離が増えると波長分散

によって LMS の目標値である E の歪みが増大することにより目標値(E)と VNLF の入力波形(E_{ideal})の差もまた増大し，MSE が 0 に収束しなくなることを示唆している．この課題を解決するためには VNLF の入力として波長分散によって歪んだ E に近い波形を与え，双方の差を縮めることが有効である．以上を踏まえて改良した特徴抽出($E \rightarrow A$)のブロックを図 5-11(a)に示す．基準波形 E_{ideal} を E と同じ距離だけ線形伝搬（波長分散）し，歪んだ波形 E'_{ideal} を VNLF の入力として用いることで目標値 E との差を縮め，LMS の収束特性を改善する．以下に詳細を述べる. 理想的な基準波形 E_{ideal} はまず, 高速フーリエ変換(fast Fourier transform: FFT)によって周波数領域に変換され，L' km 伝搬時の波長分散に対する位相変化が加えられる．L'は電界 E の伝送距離である．波長分散によって歪んだ電界波形 E'_{ideal} は以下の式で与えられる[7].

$$E'_{ideal} = E_{ideal}\exp(-j2\pi^2\beta_2 f L') \quad (1)$$

β_2 は群速度分散係数である. inverse FFT (IFFT)にて再び時間領域に直した後, E'_{ideal} は VNLF に入る. この場合の伝送距離に対する MSE を図 5-12 に示す. 図 5-10 と図 5-12 の比較より，特徴抽出ブロックの改良により，伝送距離に対する MSE の増加を抑制し，正確に特徴量を抽出することができることを確認した．この場合，MSE 収束後のタップ係数 TAP_{opt} に加えて L'が特徴量となる．また，逆変換($A \rightarrow E$)のブロックを図 11(b)に示す．特徴量 A として TAP_{opt} と L'をセットすることで元の電界 E を導出可能である．

以上より本章では特徴量として VNLF のタップ係数 TAP_{opt} と伝送距離 L'を用いることを提案する．提案する伝送品質推定手法の計算量低減に向けては特徴量の次元を削減ことが有効である．そこで実際の伝送品質推定では導出した TAP_{opt} と伝送距離 L'に対して主成分分析(principal component analysis: PCA)[15]を行うことで次元を削減する．

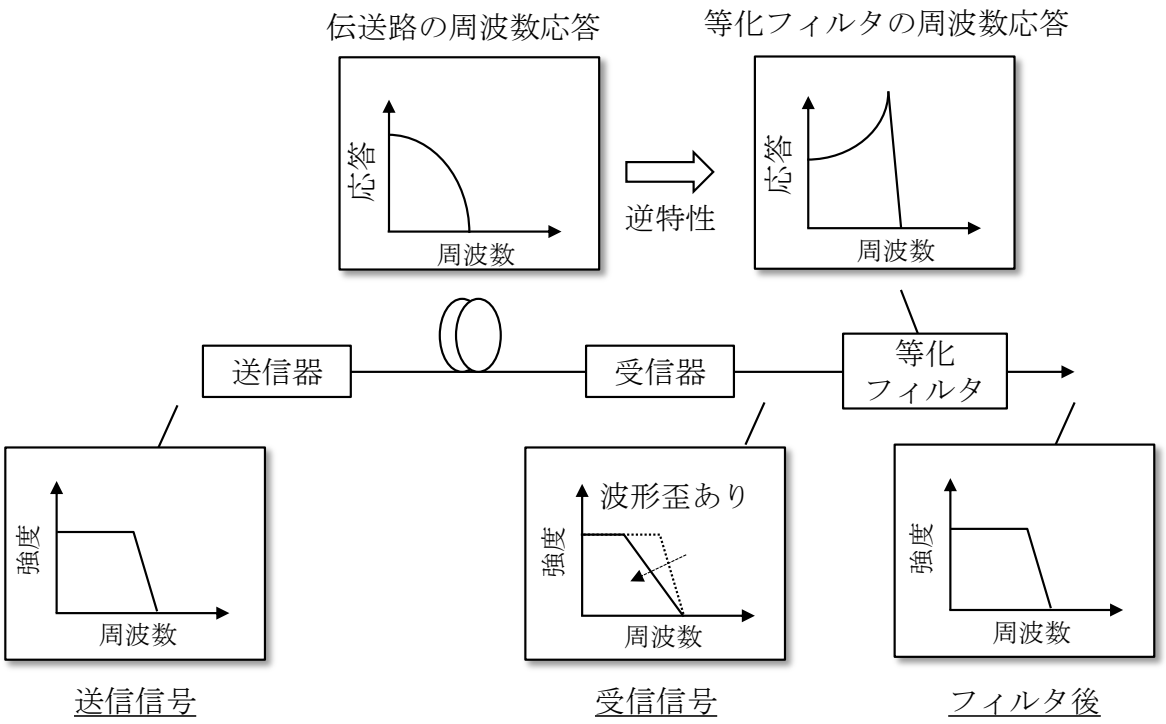


図 5-8 等化フィルタを用いた伝送システム

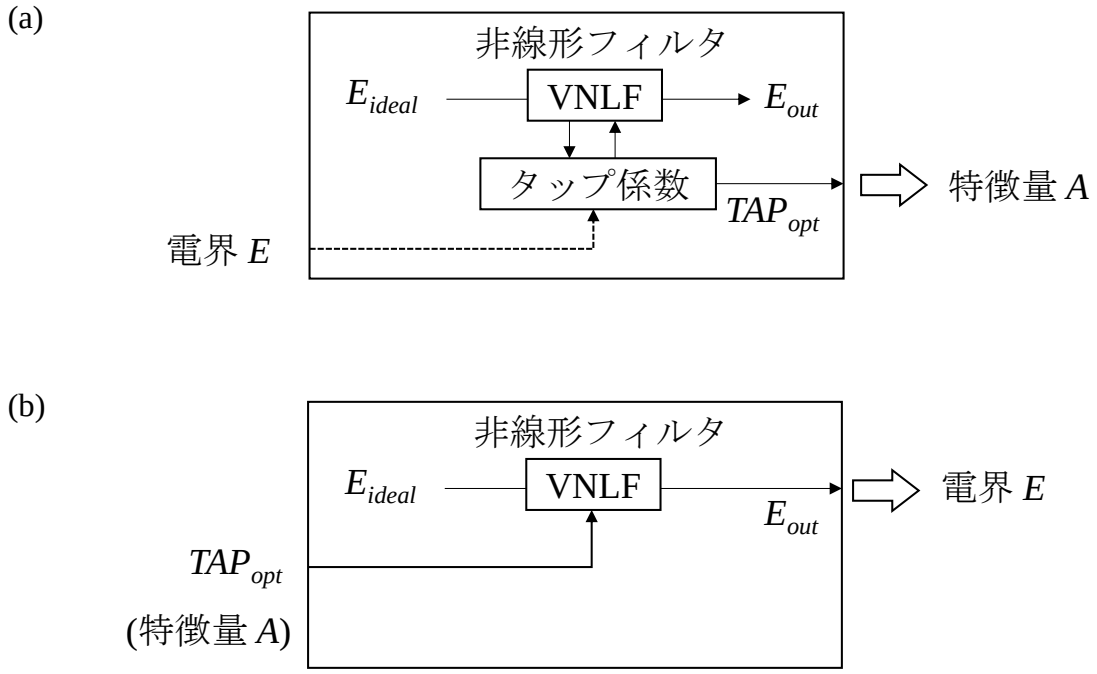


図 5-9 特徴抽出, (a)電界 E→特徴量 A, (b) 特徴量 A→電界 E.

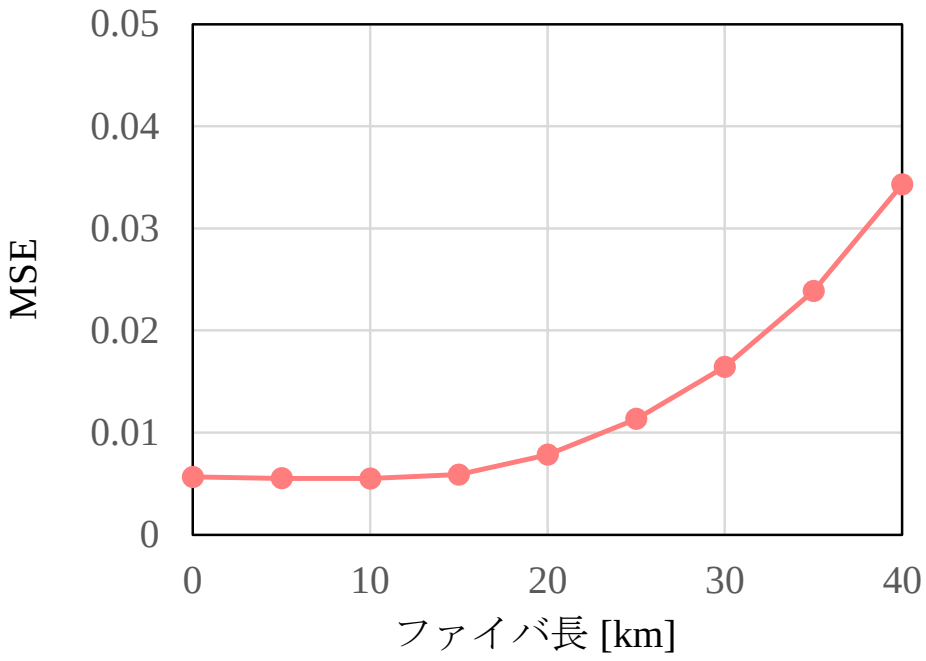


図 5-10 ファイバ長に対する MSE

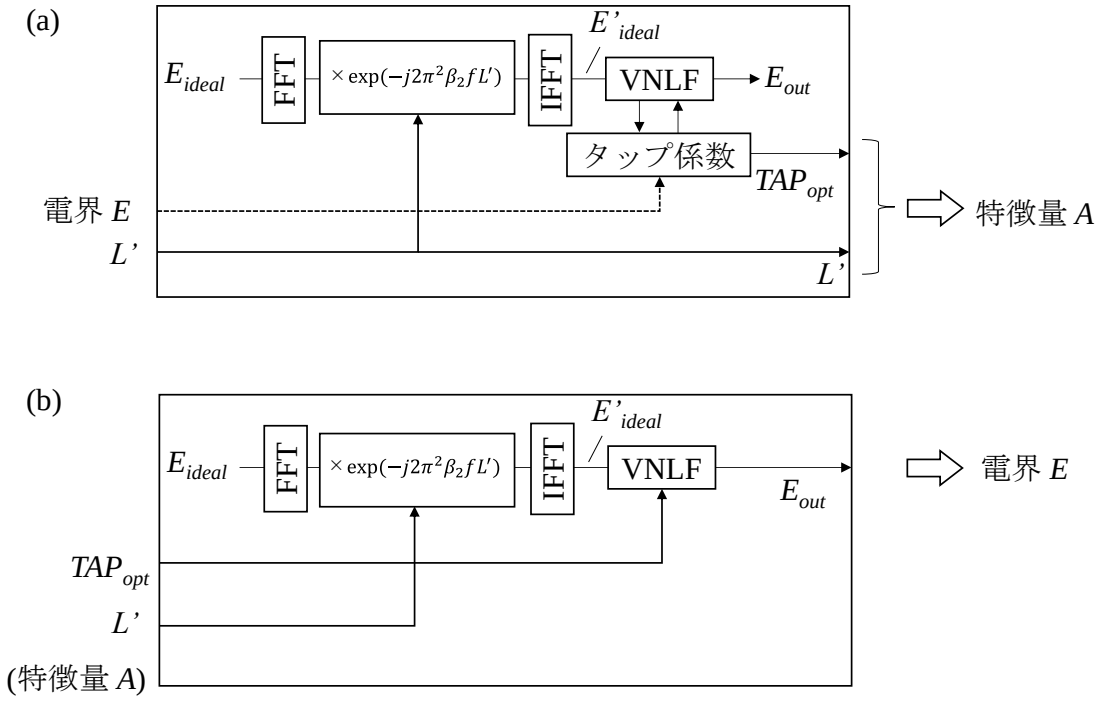


図 5-11 特徴抽出 (w/ 線形伝搬ブロック) (a)電界 E→特徴量 A, (b) 特徴量 A→電界 E.

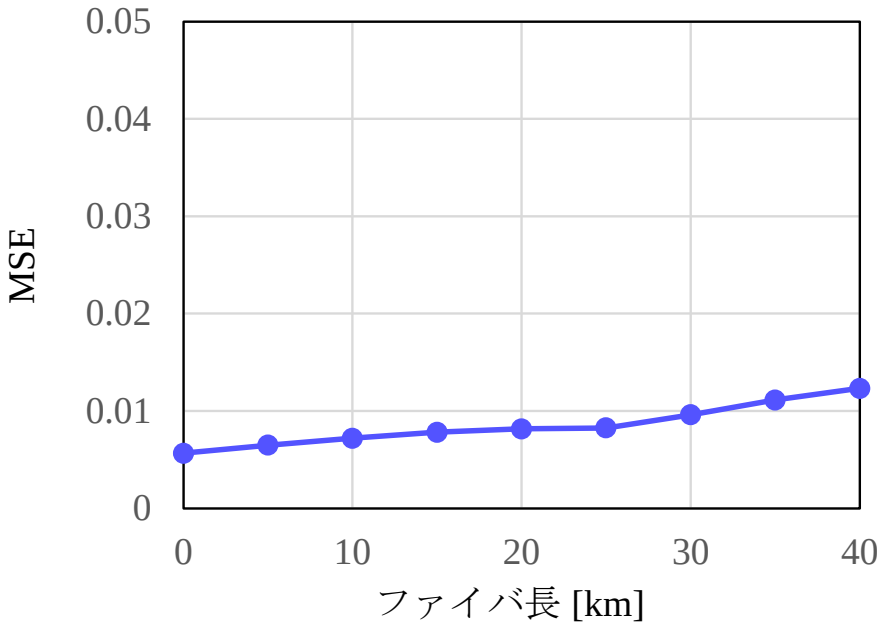


図 5-12 ファイバ長に対する MSE (w/ 線形伝搬ブロック)

5-5　提案方式の推定精度検証

提案手法の原理, 有効性を確認するため 3 スパン構成において符号誤り率推定を実施し, 伝送シミュレーションとの比較から推定精度を評価した.

5-5-1　想定する構成

想定する伝送路構成を図 5-13 に示す．提案手法は多様な変調方式に適用可能であるが, 今回は波長分散耐性があり長距離伝送が可能な光デュオバイナリ[16]を想定し 25 Gbit/s 伝送にて検証を実施した．波長 1553 nm (193 THz)の光源から出力された連続光はマッハツェンダ(MZ)変調器にて 25 Gbit/s の光デュオバイナリ信号に変調され，送信電界 E_0 が伝送路に送信される．伝送路は長さ L_1，L_2，L_3 の 3 スパンから構成され，群速度分散 β_2 は-20.473 ps^2/km (波長分散 D=16 ps/nm/km)，伝搬損失は 0.2 dB/km とした．各スパンの損失は光増幅器によって補償され，P_1, P_2, P_3 の光入力強度で各スパンに送信される．今回は初期検討として，各スパンの伝送損失は次の光ノードの光増幅器によって完全に補償されるものとした（P_1=P_2=P_3）．3 スパン伝送後，VOA によって受信光強度を調整された信号光は受信器に入る．提案手法のブロック構成を図 5-14 に示す．ANN#1 と ANN#2 は 5 層の ANN によって構成した（ANN#1：53/200/100/100/51， ANN#2：52/200/100/100/1）．これらの実装にはニューラルネットワーク向け Python ライブラリである Keras[17]を用い，評価関数と活性化関数にはそれぞれ MSE と Relu 関数を用いた．バッチサイズは 1，最適化アルゴリズムとして Adam を用いた. 特徴量抽出では図 5-11(a)のブロックに基づき 8 倍オーバーサンプル, 31 サンプルの電界波形 E から 3 次の複素 VNLF を用いて TAP_{opt} を算出する．この時，TAP_{opt} の次元数は 30773 である．計算量削減のため PCA を用いて 50 次元まで削減する．L'と合わせた特徴量の次元は 51 となる．

5-5-2　データセットの生成

ANN#1(説明変数：A_n，　L_n，　P_n，目的変数：A_{n+1})の学習に用いるデータセットの作成について説明する．5-3 節にて述べたように，変数のうち A_n，A_{n+1} の関係はシュレディンガー方程式によって記述されるため，伝送シミュレーション(VPI Transmission maker [6])により導出する．一方 L_n，P_n はデータセットの作成者が自由に設定することができる．偏りがなく包括的なモデルを生成するためには，重複なく多様な組み合わせを網羅する L_n，P_n についてのデータセットを作成する必要がある．今回は L_n = 3，6，9，12 km，P_n = 9，12 dBm の組み合わせについてデータセットを作成した. 5-3 節で述べたように特定のスパン Y に注目し，教師データを作成する．4 種類のファイバ(L_n = 3，6，9，12 km)を 3 スパンだけ接続する場合，その組み合わせは 4×4×4=64 通り存在する(図 5-15)．また，それぞれに対してスパンが 3 つあるので全部で 64×3=192 のスパンが学習対象(スパン Y)となりうる．しかし，

それらの中には入力電界 E_n と出力電界 E_{n+1} が重複するケースが含まれている．偏りのないデータセットを作成するため，入力電界 E_n と出力電界 E_{n+1} に重複のないスパン Y を選択する手順について述べる．まず，1 番目のスパン(n=1)に着目すると送信器出力電界 E_0 が 4 種類のファイバ(L_n = 3，6，9，12 km)に入るため，その入力電界 E_n と出力電界 E_{n+1} の組み合わせは 4^1 である．同様に 2 番目(n=2)，3 番目(n=3)の区間に対しては，それぞれ 4^1，4^2 の電界波形が入力され，4 種類のファイバに入るため，E_n と E_{n+1} の組み合わせ数はそれぞれ 4^2，4^3 である．以上より得られた 84 ($=4^1+4^2+4^3$)の入出力電界波形の異なる組み合わせを用いることで偏りが無く網羅的なデータセットを作成できる．

続いて ANN#2（説明変数；A_N，P_{Rx}，目的変数：BER）の学習に用いるデータセットの作成について説明する．ANN#2 に対しては ANN#1 で用いる 84 パターンのスパンのそれぞれに対して受信光強度 P_{Rx} = -20，-21，-22，-23，-24 dBm とした場合の BER を計算し，データセットに用いた．

図 5-16(a),(b)はそれぞれ, ANN#1, ANN#2 の学習における損失の収束特性を示す. ANN#1, ANN#2 それぞれ，損失が十分に小さいエポック数 200，600 にて学習したモデルを用いて提案手法の精度検証を実施した．

25 Gbps 光デュオバイナリ

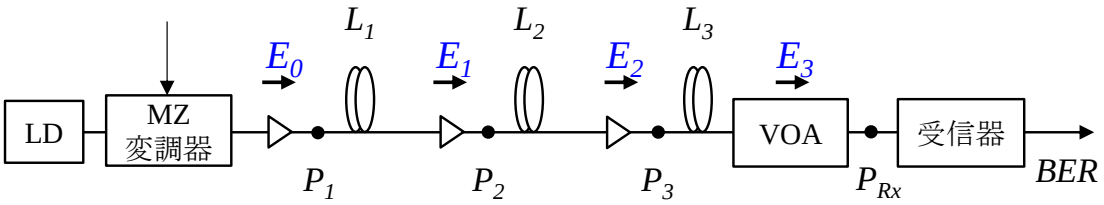


図 5-13　想定する伝送路構成

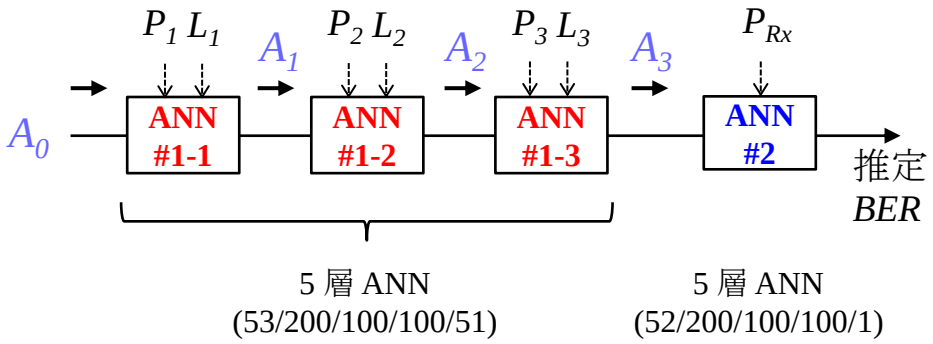


図 5-14　提案手法の計算ブロック

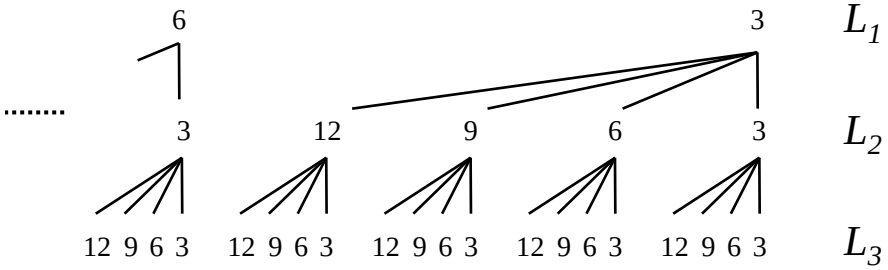
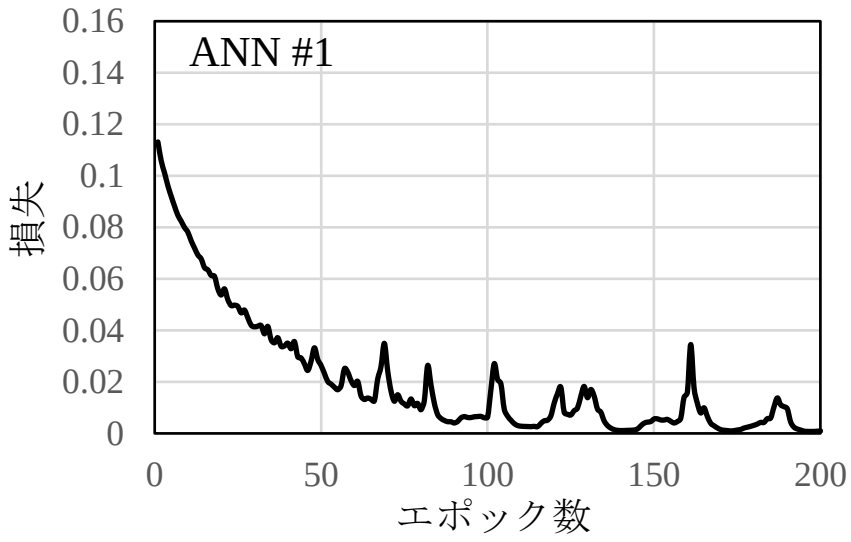
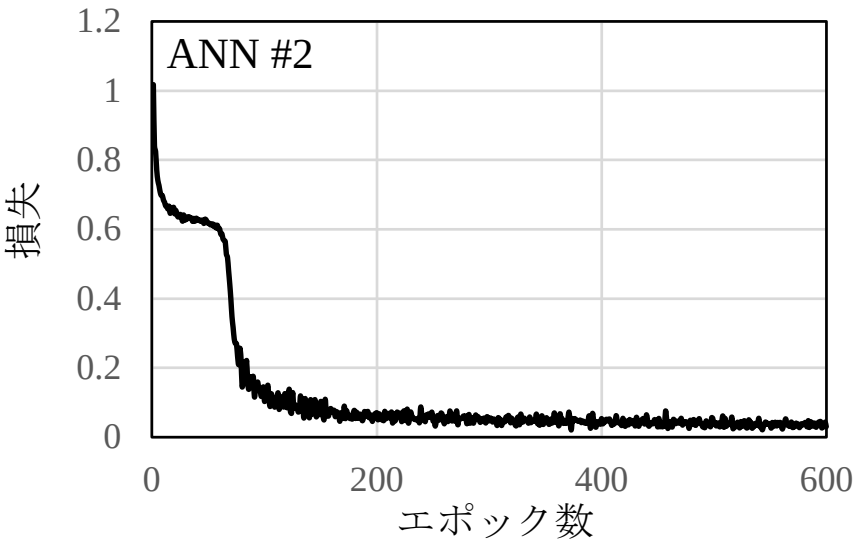


図 5-15　スパン長の組み合わせ



(a)



(b)

図 5-16　損失収束特性, (a) ANN#1, (b) ANN#2

5-5-3　特徴量の抽出精度検証

5-4 節にて提案した特徴量抽出手法の精度を検証する．ここで，任意の電界 E から図 5-11(a)を用いて特徴量 A を抽出した後，特徴量 A から図 5-11(b)のブロックを用いて導出した電界を E'とする．$E \rightarrow A$，$A \rightarrow E'$の変換(特徴量抽出)が 100%の精度で行われる場合，元の電界と特徴量から導出した電界は一致する($E=E'$)．以上の考察に基づき，E と E'の比較から特徴量抽出の精度を検証した．伝送路に対する入力光強度 -1 dBm/12 dBm，40 km シングルスパン伝送の構成において伝送シミュレーションを用いて計算したアイパターンを図 5-17(a)と(b)に示す．計算結果の比較より，入力光強度を 12 dBm まで増加させる場合，SPM による非線形歪が生じていることが確認できる．SPM が生じる入力光強度 12 dBm のケースにおいて E と E'を比較する．図 5-18(a)(b)には伝送シミュレータから算出した電界 E(赤の実線)と提案の計算ブロックから導出した特徴量 A から再び算出した E'（青の破線）の実部，虚部をそれぞれ示す．特徴量抽出に用いる VNLF の次数(3 次)，タップ数(31)を適切に設定することで E と E'は位相を含めて一致することを確認できた．以上より，提案の特徴量抽出手法を用いることで非線形波形歪である SPM を含む電界波形から適切に特徴量を抽出できることを確認できた．

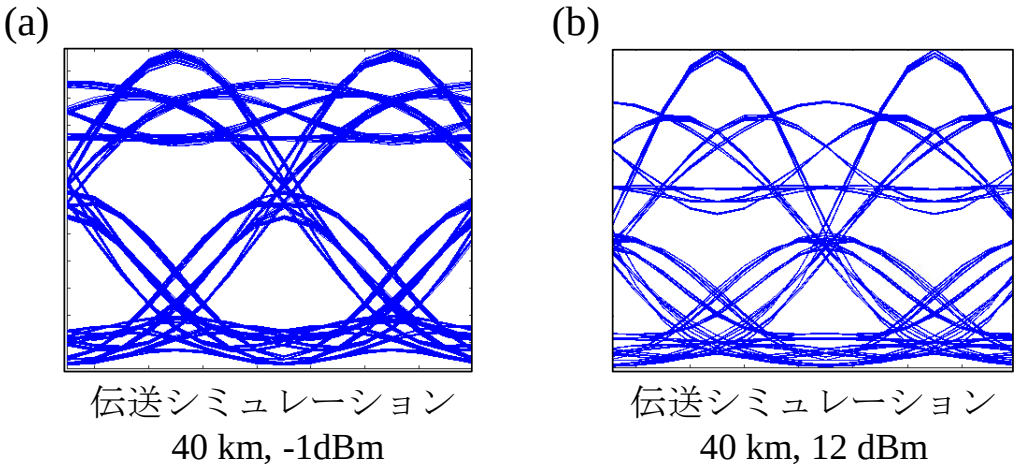
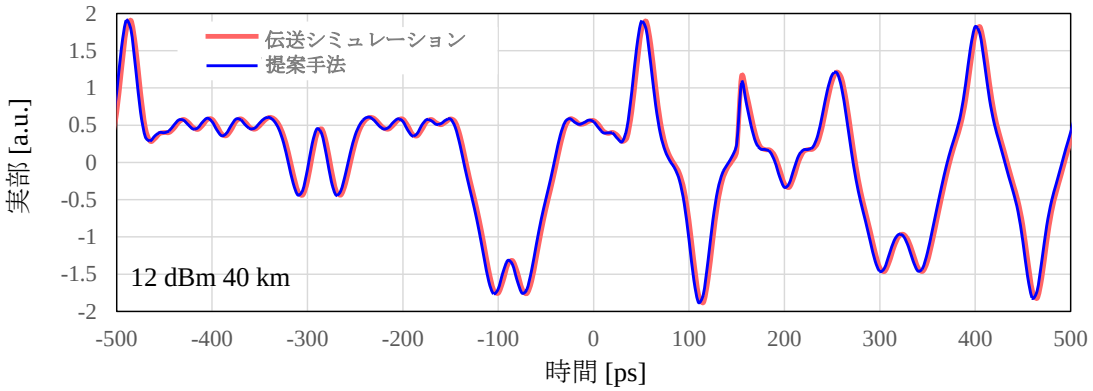
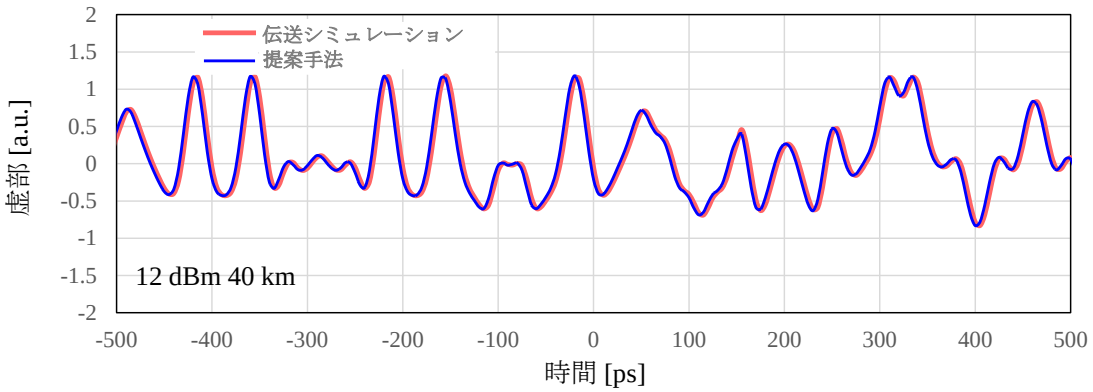


図 5-17　アイパターン(40 km 伝送後), (a)入力光強度-1 dBm, (b)入力光強度 12 dBm



(a)



(b)

図 5-18　電界波形(40 km 伝送後), (a)実部, (b)虚部.

5-5-4　マルチスパンの BER 推定

提案手法ではスパンの数だけ用意した ANN#1 に対して電界の特徴量を伝搬させることで最終的に受信特徴量 A_N を計算する．本節では伝送シミュレータとの比較から ANN#1 の計算精度を検証する. 具体的には ANN#1 にて導出した伝送後の特徴量を図 5-11(b)のブロックにて電界に変換し，伝送シミュレータの波形と比較した．12 km/12 km/12km の 3 スパン(構成 A)，入力光強度 12 dBm の伝送路構成において，ANN#1 と伝送シミュレータそれぞれから計算した各スパン伝送後のアイパターンを図 5-19(a)に示す．12 km/24 km/ 36 km のいずれの地点においても提案手法と伝送シミュレータの計算結果が一致していることがわかる．これにより，カスケード接続した ANN#1 を用いて特徴量を伝搬することで受信特徴量を適切に計算できることを確認した．同様の比較を構成 B (3/3/3 km), 構成 C (11/9/11 km)にて行った．図 5-19(b)と(c)に計算結果を示す．ここで構成 C はデータセット(各スパンの長さが 3/6/9/12 km から構成)に含まれない経路である．構成 B に加えてデータセットに含まれていない構成 C についても提案手法と伝送シミュレータの計算結果が一致することを確認できた. 以上より, 検証したすべてのケースで ANN#1 は各スパンの特徴量 A_n を適切に計算し，最終的に受信特徴量 A_N を導出できることを確認した．

続いて ANN#2 の BER 推定精度を評価した．構成 A-C，入力光強度 12 dBm，9 dBm における受信光強度 P_{Rx} に対する符号誤り率を計算した．提案手法と伝送シミュレータに基づく計算結果を図 5-20(a)と(b)に示す．ここで，5-5-2 節で述べたように ANN#2 では受信光強度として P_{Rx}= -20, -21, -22, -23, -24 dBm についての学習を行っているが，図 5-20(a)，(b)では学習に含まれていない受信光強度 P_{Rx}= -22.5, -23.5, -24.5, -25.5 dBm に対する推定 BER もプロットしている．図 5-20(a)，(b)の比較より，入力光強度を 12 dBm から 9 dBm に低減することで SPM が抑制され，符号誤り率特性は改善されることがわかる．計算結果より，データセットに用いていない構成 C や受信光強度 P_{Rx}= -22.5, -23.5, -24.5, -25.5 dBm，SPM による特性劣化を含む入力光強度 12 dBm のケースを含むすべてで伝送シミュレータと提案手法の推定結果が一致することを確認し, 提案手法の有効性を明らかにすることができた. 図 5-20(a)にて構成 A における感度(@BER=10^{-2})が-22.2 dBm であり，伝送前の感度-24 dBm に対する 1.8 dB のペナルティを適切に推定できていることがわかる．C 帯の伝送損失 0.2 dB/km とすると，伝送品質を推定せずに 1.8 dB のマージンを設ける場合に比べて 9 km の長距離化が可能となる．また，本章では初期検証として分散補償技術を想定せずに検証を行ったが，分散補償に対応したトランシーバの導入を想定するとトランシーバによる受信感度の差（ペナルティ）がさらに開くため，伝送品質推定に基づく伝送距離拡大効果はその分拡大する．

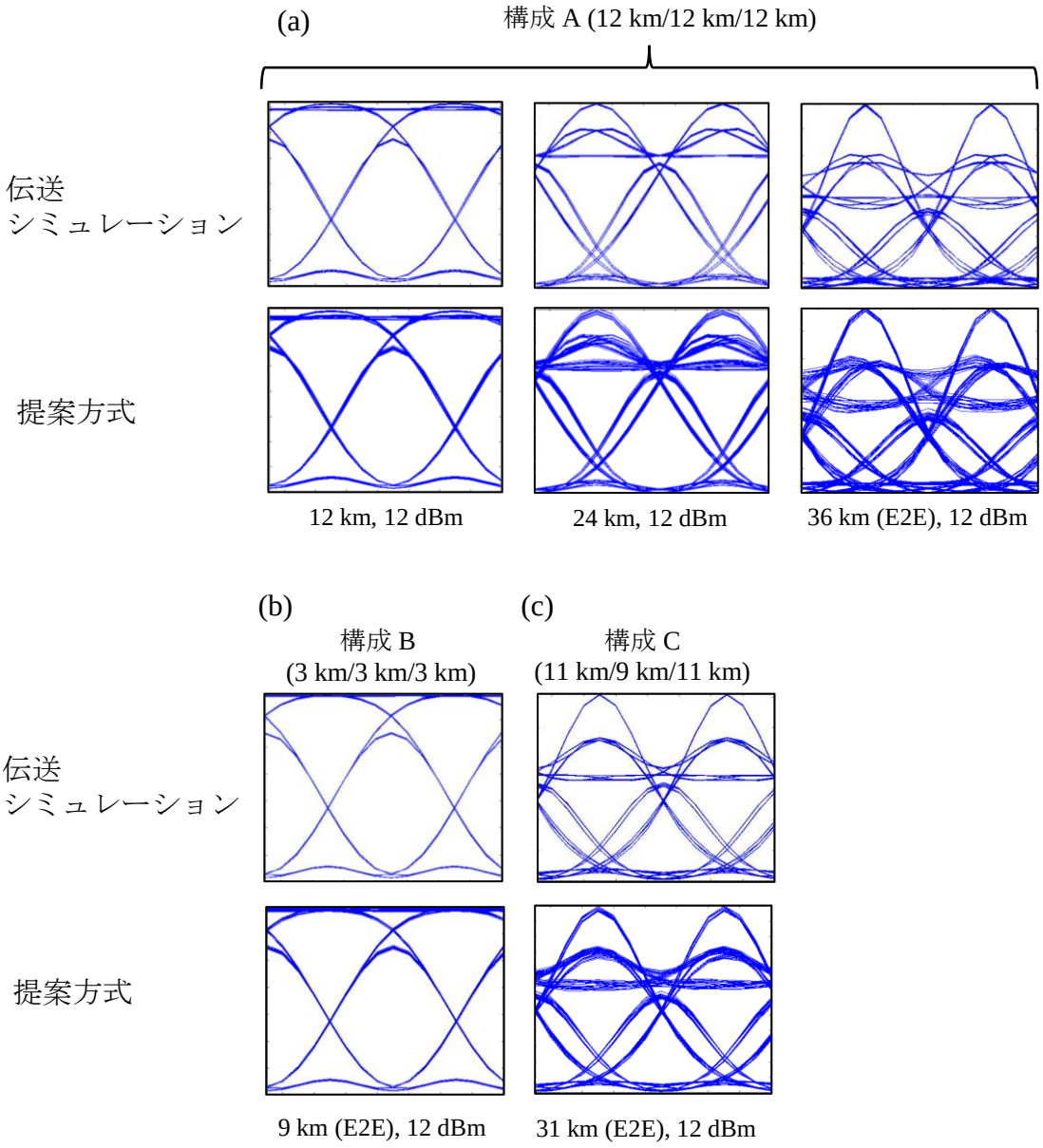
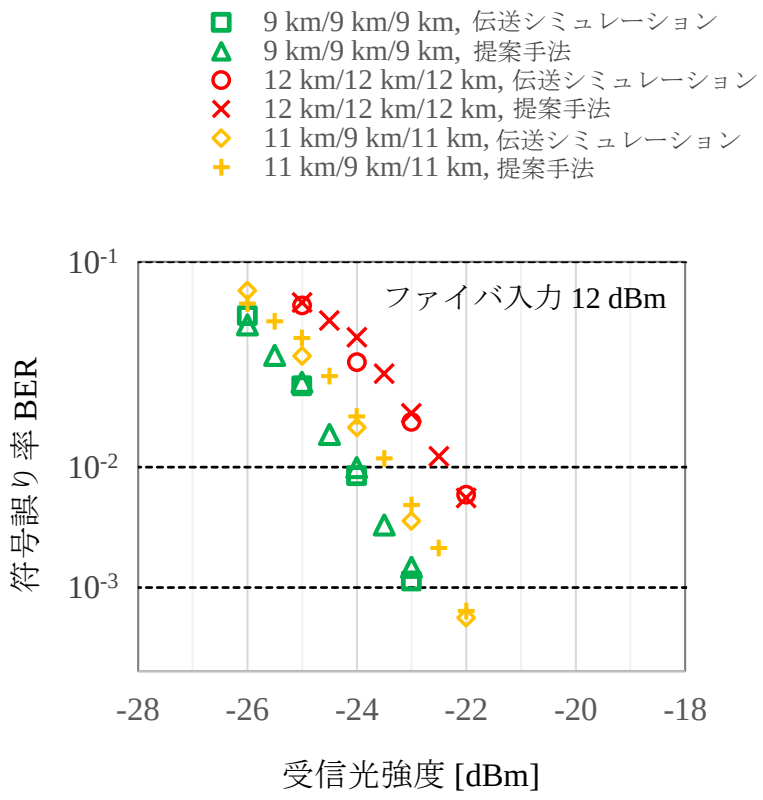
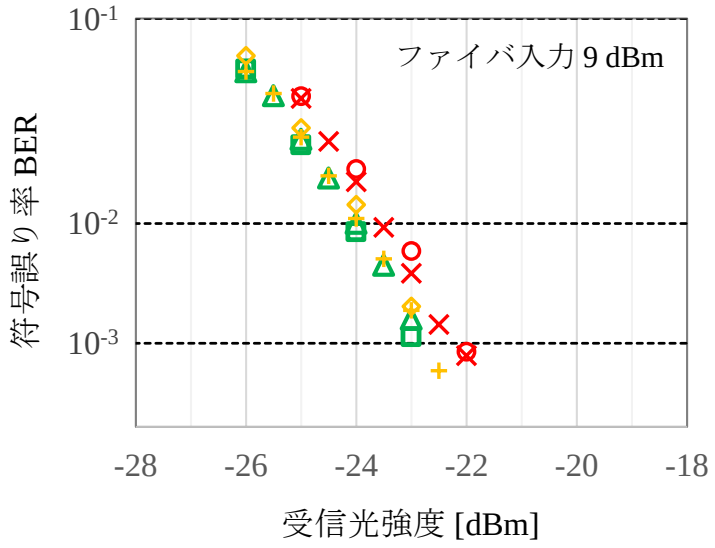


図 5-19　アイパターン計算結果,
(a)構成 A(12 km/12 km/12km), (b)構成 B(3/3/3 km), (c)構成 C (11/9/11 km)



(a)



(b)

図 5-20　符号誤り率の推定結果, (a)ファイバ入力 12 dBm, (b)ファイバ入力 9dBm.

5-6　提案手法の計算量削減効果

ここまで提案手法の原理，符号誤り率の推定精度を確認した．本節では伝送シミュレータとの比較から提案手法の計算量削減効果について説明する．4-2 節で述べたように，伝送シミュレータにて波形伝搬を担う SSFM では伝送路を微小区間に分け，区間ごとに時間領域と周波数領域の演算を繰り返す．このとき時間-周波数領域の変換には FFT と IFFT が用いられる．受信波形の計算に必要な総乗算数N_{calc}は以下の式であらわされる．[18]

$$N_{calc} = N_{FFT} \times N_r \tag{2}$$

$$N_{FFT} = N_s \log_2 N_s \tag{3}$$

ここでN_{FFT}は 1 回当たりの FFT 計算に必要な乗算数，N_rは FFT の繰り返し回数，N_Sは電界波形のサンプル数(=シンボル数×オーバーサンプル数)である．1 つのスパンに対して少なくとも 2 回の FFT(時間→周波数，周波数→時間)が必要である．よって 3 スパン構成の場合は少なくとも 6 回の FFT が必要になる．図 5-21 は電界波形サンプル数N_sに対する乗算数N_{calc}を示す．例えば10^{-3}の符号誤り率 BER 推定にむけて電界波形のシンボル数を10^4とすると，8 倍オーバーサンプル時の電界波形サンプル数N_sは 80000 である．この場合トータルの乗算数は図 5-21 より 7818102 となる．続いて提案手法の乗算数について考える．5 層の ANN#1(53/200/100/100/51)の計算量は 53×200+200×100+100×100+100×50=45600 となる．同様に ANN2(52/200/100/100/1)の計算量は 52×200+200×100+100×100+100×1=40500 である．3 スパン分の ANN#1 を想定する場合，総計算量は 45600×3+40500=177300 である．よって提案手法を用いることで少なくとも演算量を 1/44 倍に削減できる．伝送シミュレータでは受信波形から符号誤り率の計算に追加の計算（ノイズ付与，受信帯域制限，デジタル信号処理，クロックリカバリ，シンボル抽出，閾値判定，符号誤り率計算）が必要となることを考えると，提案手法による計算量削減効果はさらに大きいことが見込まれる．実際に我々の計算環境(CPU: Intel Xeon L5640 2.27 GHz, RAM: 32 G)では提案手法を用いることで 3 スパン構成の BER を 0.7 秒で推定できており，1 パスあたり数秒の計算時間を見込んでいる GNPy と同様の高速化を実現している．

5-7　結論

本章では IMDD 方式向けの高速な伝送品質推定手法としてニューラルネットワークに基づく手法を提案した．従来の伝送シミュレータや 4 章で提案した手法では電界波形の伝搬に基づき波形歪の影響を考慮しているが計算量が課題であった．そこで本章では電界の代わりに電界と 1 対 1 で紐づく特徴量を用い，ニューラルネットワークのブロックで模擬した伝送路を伝搬させる手法を検討した．提案手法は ANN#1，ANN#2 の 2 種類のニューラルネットワークから構成される．ANN#1 はファイバ伝搬によって生じる

波形変化を計算するブロックであり最終的に受信電界の特徴量を導出する．一方 ANN#2 は，ANN#1 の導出した受信電界の特徴量から符号誤り率を推定する．電界波形と 1 対 1 で紐づく特徴量を抽出する手法として 3 次非線形フィルタ(VNLF)に基づく手法を提案した．提案の特徴抽出手法では波長分散と SPM による波形変化をわずか 51 次元の特徴として抽出することが可能であり，抜本的な計算時間の短縮が期待できる．提案手法の有効性を確認するため，光デュオバイナリ信号 25 Gbit/s 伝送における符号誤り率を推定し，その精度を検証した．計算結果より，検証したすべての構成で伝送シミュレータと提案手法の推定結果が一致し，提案手法に基づき適切に符号誤り率を推定できることを明らかにした．最後に提案手法の計算量削減効果を検証し，伝送シミュレータと比較して提案手法は必要な乗算回数を 1/44 以下に削減できることが分かった．伝送シミュレータでは受信波形から符号誤り率の計算に追加の計算（ノイズ付与，受信帯域制限，デジタル信号処理，クロックリカバリ，シンボル抽出，閾値判定，符号誤り率計算）が必要となることを考えると，提案手法による計算量削減効果はさらに大きいことが見込まれる．実際に我々の計算環境においては提案手法を用いることで 0.7 秒という短時間で BER を推定できることを確認した．提案手法を用いることでデジタルコヒーレント方式向けの高速伝送品質推定手法である GNPy と同等の計算速度(1 パスあたり数秒)が実現できることが期待できる．提案の伝送品質推定技術に基づき送受信器や伝送路の構成に応じた最適なパラメータを導出することでマージンを削減し，伝送距離を最大化可能である．

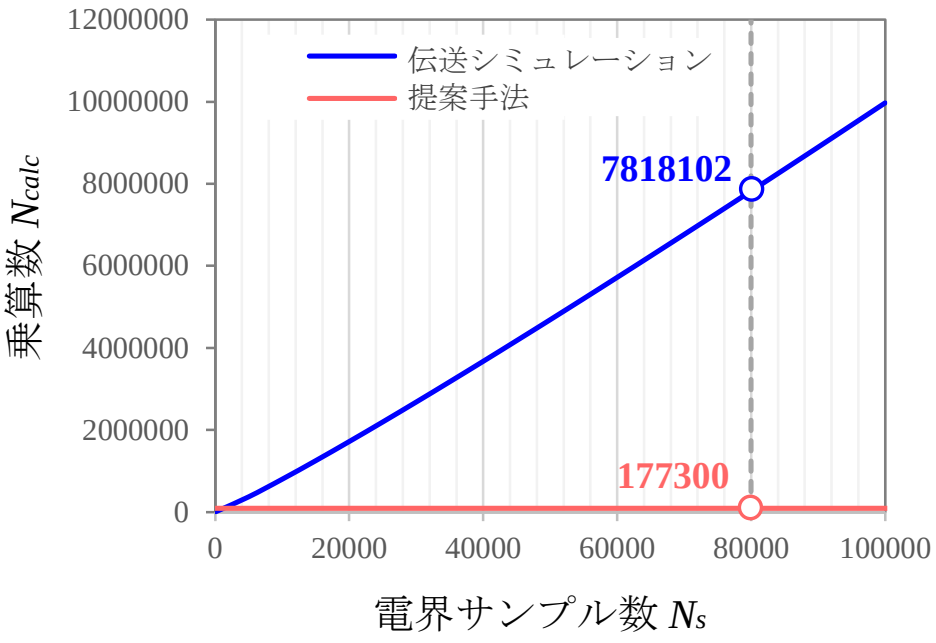


図 5-21　電界サンプル数に対する伝送品質推定に必要な総乗算数

参考文献

[1] N-P Diamantopoulos, H. Nishi, W. Kobayashi, et al., “On the Complexity Reduction of the Second-Order Volterra Nonlinear Equalizer for IM/DD Systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 4, pp. 1214–1224, 2019.

[2] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F. Forghieri, “A detailed analytical derivation of the GN model of non-linear interference in coherent optical transmission systems,” arXiv, arXiv;1209.0394. (2012).

[3] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F. Forghieri, “The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications,” J. Lightwave Technol., vol. 32, no. 4, pp. 694–721, 2014.

[4] F. Nadeem Khan, Q. Fan, C. Lu, and A. P. T. Lau, "An Optical Communication’s Perspective on Machine Learning and Its Applications", *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 2, pp. 493-516, 2019.

[5] F. Musumeci, and C.Tornatore, "An Overview on Application of Machine Learning Techniques in Optical Networks", *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 21, no. 2, pp. 1383-1408, 2019.

[6] VPI photonics 社ホームページ, https://www.vpiphotonics.com/index.php.

[7] A. Bononi, R. Dar, M. Secondini, P. Serena, P. Poggiolini, “Fiber Nonlinearity and Optical System Performance,” Springer Handbook of Optical Networks, pp. 287–351 (2020).

[8] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, pp. 423-439,1986.

[9] H. F. Haunstein, W. Sauer-Greff, A. Dittrich, K. Sticht, and R. Urbansky, "Principles for Electronic Equalization of Polarization-Mode Dispersion", *J. Lightw. Technol.*, vol. 22, no. 4, pp. 1169-1182, 2004.

[10] M. Li, F. Zhang, Z. Chen, and A. Xu, "Chromatic dispersion compensation and fiber nonlinearity mitigation of OOK signals with diverse-VSB-filtering FFE and DFE", *Opt. Express*, vol. 16, no. 26, pp. 21991-21996, 2008.

[11] Z. Liu, Student, M. Li, and C-K Chan, "Chromatic Dispersion Compensation With Feed Forward Equalizer and Decision Feedback Equalizer for Manchester Coded Signals", *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 18, pp.2740- 2746, 2011.

[12] C. Lederer and M. Huemer, “Simplified complex LMS algorithm for the cancellation of second-order TX intermodulation distortions in homodyne receivers,” in 45th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR) (2011), paper 533–537.

[13] N-P Diamantopoulos, H. Nishi, W. Kobayashi, K. Takeda, T. Kakitsuka, and S. Matsuo, “On

the Complexity Reduction of the Second-Order Volterra Nonlinear Equalizer for IM/DD Systems", *J. Lightw. Technol.*, vol. 37, no. 4, pp. 1169-1182, 2019.

[14] 梶川嘉延, "適応 Volterra フィルタの現状と展望", 電子情報通信学会論文誌 A, vol. J82−A, no. 6 pp. 759−768, 1999.

[15] F. L. Gewers, G. R. Ferreira, H. F. D. Arruda, F. N. Silva, C. H. Comin, D. R. Amancio, and L. D. F. Costa, "Principal Component Analysis: A Natural Approach to Data Exploration," *ACM Comput. Surv.*, vol. 54, no. 4, pp.1-34, 2021.

[16] T. Ono, Y. Yano, and K. Fukuchi, "Demonstration of high-dispersion tolerance of 20-Gbit/s optical duobinary signal generated by a low-pass filtering method", in Optical Fiber Communication (OFC) (1997), paper ThH1.

[17] 機械学習用 Python ライブラリ keras, https://keras.io/

[18] P. Duhamel and M. Vetterli, "FAST FOURIER TRANSFORMS: A TUTORIAL REVIEW AND A STATE OF THE ART," *Signal Process.*, vol. 19, no. 4, pp. 259–299, 1990.

第 6 章　結論

大容量/超低遅延ネットワークの実現にむけて，アクセス区間を含む光 E2E を光直結するアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの検討が進められている．本研究ではアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの普及に向けて OPEX/CAPEX それぞれの観点から経済化を検討した．まず OPEX 観点の課題として「駆けつけ保守」の問題が挙げられる．装置数の少ないルーラルエリアでは無人局舎が多く，装置故障時には保守者が最寄りの有人局舎から駆けつけて保守を行う「駆けつけ保守」の稼働が問題となっている．駆けつけ保守を削減するためには従来無人局舎に配置されていた装置を有人の大規模局舎に集約することが有効であるが，そのためには光伝送システムの伝送距離を拡大が必要となる．一方 CAPEX 観点の課題としてはトランシーバコストの低減が挙げられる．現在アクセス/メトロ融合オール光ネットワークでは長距離伝送を想定し高価なデジタルコヒーレント伝送方式のトランシーバが用いられている．経済化にむけては，アクセスネットワークなどで用いられる安価な IMDD 方式の活用が期待されるが，適用領域の拡大にむけては伝送距離の改善が必要である．以上のようにアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経済化にむけては，OPEX/ CAPEX 双方の観点で伝送距離の拡大が重要となる．本研究ではそれぞれに対して「①低雑音な光増幅手法の活用」「②最適伝送路パラメータ設計」という 2 つのアプローチから検討を行った．

アプローチ①低雑音な光増幅手法の活用

光伝送システムの伝送距離拡大に向けた手法として光増幅器の活用が考えられる．光増幅器の配置場所にはいくつか候補が存在するが，駆けつけ保守削減の観点では，故障の可能性がある光増幅器を保守者の常駐する有人局舎内に集約することが望ましい．ただしこの場合，ユーザから送信される上り信号は伝送損失によって強度が低下した後に局舎に到達し光増幅器に入るため，OSNR が低下し伝送距離拡大効果が制限されるという課題がある．そこで本研究では低雑音な上り信号増幅に基づく伝送距離拡大手法を検討した．

アプローチ②最適伝送路パラメータ設計

サービス提供料金の経済化に向けては安価な IMDD 方式を活用が有効であるが，伝送距離最大化のためには送受信器，伝送路のパラメータを最適に設計する必要がある．学術レベルでは時間をかけて設計を行うが，アクセス/メトロ融合オール光ネットワークではユーザの要求に合わせた迅速な経路構築が求められるため，パラメータ設計に時間をかけることができない．マージンを用いる場合は高速に経路設計できるが，その分伝送距離が制限される．本研究では高速かつ高精度に最適なパラメータを算出し，最大伝送距離の光経路を構築するシステムを検討し，その実現に必要な伝送品質推定を提案した．

具体的な研究内容は以下のとおりである．

2 章では，分布ラマン増幅技術に基づく 10G 級 PON システムの伝送距離拡大を検討した．駆けつけ保守稼働を削減するためには局側に光増幅器を配置し，無中継で伝送距離を拡大することが重要であるが, 前置光増幅となる上りの OSNR 劣化が課題である．そこで局側に配置しつつ, 低雑音な光増幅が期待できる分布ラマン増幅の活用を検討した．OLT 側からトランク区間に入射されたラマン励起光は，トランク区間の伝送中に上り信号を増幅する．本研究ではアクセス区間が PON で規定される損失を持つことを前提に追加伝送可能なトランク区間長を検証した．実施検証の結果，前置光増幅として SOA と分布ラマン増幅を用いることで 10G-EPON PR30 クラスで規定される 29 dB のアクセスロスバジェットを保ちつつ，トランク区間として 37 km の伝送距離拡大が可能であることを実験にて示した．

3 章では，鉄道や幹線道路沿いなどの広範囲に点在する端末の収容に向けて検討されているバス型光アクセスの伝送距離拡大にむけて，2 章で提案した分布ラマン増幅技術の適用を検討した. バス型ネットワークはドロップ点を介して複数ブランチを収容する構成によって総ファイバ長を抑制可能なトポロジであるが, 分布ラマン増幅を適用する場合にはドロップ用スプリッタ通過時の損失で励起光強度が低下し, 利得が減少するという課題がある．そこでドロップ点として一般的な等分岐(0.5 : 0.5)の光スプリッタの代わりに分岐比率がポートによって異なる不等分岐光スプリッタ(x: 1-x)を活用する構成を検討した．提案構成に基づくバス光アクセスネットワークでは，伝送路構成を決定づける 3 つのパラメータ「ドロップ比率」,「ドロップ間隔」,「ブランチ数」によってロスバジェットが複雑に変化する. 本章では収容ユーザ数および伝送距離を最大化するためこれらの最適設計を検討した．結果，例えば長手方向に分布する 256 ユーザを収容する場合，最適設計に基づく提案構成を適用することで最大伝送距離を 9 km から 39 km まで拡大することが可能であることを明らかにした．

4 章では，シングルスパン・WDM システムを想定し，IMDD 方式向けの高速な伝送品質推定手法を検討した．本研究では波形歪を波長分散・SPM のような確定的な波形変化と XPM のようなランダムガウシアンノイズに分類し，それぞれを独立して模擬する手法を提案した．具体的には，まず確定的な波形変化である SPM の影響を非線形ボルテラフィルタ VNLF にて模擬し, 得られた受信波形に対して XPM に対するガウシアンノイズを付与することによって受信波形を求め, そこから符号誤り率を推定する．伝送シミュレータとの比較から提案手法の推定精度を評価した．結果，25 Gbit/s 光デュオバイナリ 7 波長 WDM 伝送の構成において，最大 50 km の範囲で符号誤り率を正確に推定できることを確認した. 提案の伝送品質推定技術に基づき送受信器や伝送路の構成に応じた最適なパラメータを導出することでマージンを削減し, 伝送距離を最大化可能である．

5 章では，4 章にて提案した IMDD 方式向けの高速伝送品質推定手法の更なる高速化およびマルチスパンへの拡張を検討した．4 章の手法では VNLF を用いた電界波形の計算が計算量削減に向けたボトルネックとなっていた．そこで本章では抜本的な計算量削減のため，電界波形ではなく，そこから抽出した次元の低い特徴量をニューラルネットワークにて解析する手法を提案した．提案した特徴抽出手法では，波長分散と SPM による波形変化をわずか 51 次元に削減することができ，抜本的な計算時間の短縮が可能である．提案手法の推定精度を検証するため，25 Gbps 光デュオバイナリ伝送，3 スパン構成にて符号誤り率を推定した．伝送シミュレータとの比較より，検証したいずれの構成においても提案手法は適切にマルチスパン伝送後の受信波形を推定でき，それに基づき符号誤り率を計算できることを確認した．今回の検証構成では，波長分散と SPM により発生する最大 1.8 dB のペナルティを適切に推定することができた．よって伝送品質を推定せずに 1.8 dB のマージンを設ける場合に比べて 9 km の長距離化が可能となる．また，本章では初期検証として分散補償技術を想定せずに検証を行ったが，分散補償に対応したトランシーバの導入を想定するとトランシーバによる受信感度の差（ペナルティ）がさらに開くため，伝送品質推定に基づく伝送距離拡大効果はその分拡大する．最後に計算時間の評価を実施し，従来手法に比べて乗算回数を 1/44 以下に削減できることを明らかにした．実際に我々の環境においては 0.7 秒という短時間で符号誤り率を推定できており，GNPy と同等の高速計算(1 パスあたり数秒)が期待できる．

以上をまとめると，本研究ではアクセス/メトロ融合オール光ネットワークの経済化にむけて OPEX/CAPEX 双方の観点から伝送距離拡大を検討した．まず，スター型・バス型 PON システムの経済的な伝送距離拡大手法として分布ラマン増幅技術に基づく手法を提案した．提案方式を用いることで，スター型 FTTH 構成では従来構成に対して 37 km の伝送距離拡大が可能であることを明らかにした．一方スター型構成では，例えば長手方向に分布する 256 ユーザを収容する場合，提案手法を用いることで最大伝送距離を 2 km から 30 km まで拡大可能であることを明らかにした．経済的な IMDD を広域のアクセス/メトロ融合オール光ネットワークに適用するためには，限られた経路構築時間内にパラメータを最適化し，長距離化の難しい IMDD の伝送距離を最大化することが重要である．迅速なパラメータ最適化に向けて，ガウシアンノイズモデルとニューラルネットワークに基づく 2 つの伝送品質推定手法を提案し，適切に符号誤り率を推定できることを確認した．今回検証した 25 Gbps 光デュオバイナリ，3 スパン伝送では，マージンを設ける場合に比べて 10 km の長距離化が可能となることを明らかにした．今後の伝送レートの高度化や，パラメータによる感度の変化が大きな pre-distortion 技術を用いる場合には更なる改善効果が見込まれる．

謝辞

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

本論文は，筆者が NTT アクセスサービスシステム研究所において，2019 年から取り組んでいる光アクセスネットワークの伝送距離拡大に関する研究成果をまとめたものです．論文化する機会を与えていただきました NTT 先端集積デバイス研究所／NTT デバイスイノベーションセンタ　寺田純　企画部長（元　光アクセス基盤プロジェクト　プロジェクトマネージャ）に深謝の意を表します．可児　淳一　上席特別研究員（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）には，本研究の機会を与えていただくとともに，研究開始当初から多くの御指導，および御激励をいただきました．ここに謹んで感謝の意を表します．

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 藤原正満主任研究員，原一貴主任研究員，金井拓也主任研究員，胡間遼准特別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．心より感謝申し上げます．

最後に，日頃から多大なサポートをしてくれている妻　彩乃，人生の大先輩として様々なご助言をいただいている両親，義両親に深く感謝いたします．

発表論文

筆頭著書

【論文】

[1] R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, H. Suzuki, J-I. Kani, and J. Terada, "Reach Extension of 10G-EPON Upstream Transmission using Distributed Raman Amplification and SOA," in *IEICE Transactions on Communications*, vol. E103–B, no. 11, pp. 1257-1264, 2020.

[2] R. Igarashi, K. Hara, R. Koma, M. Fujiwara, T. Kanai, J-I. Kani, and T. Yoshida, "Network Design for Bus-Type Optical Access Using Distributed Raman Amplification With Asymmetric Power Splitter," *J. Lightw. Technol.*, vol. 39, no. 21, pp. 6814-6823, 2021.

[3] R. Igarashi, R. Koma, K. Hara, J-I. Kani, and T. Yoshida, "Simultaneous reception of AMCC sinals and QPSK signals by a single coherent receiver with DSP," *Opt. Express*, vol. 30, no. 26, pp. 48030-4841, 2022

[4] R. Igarashi, R. Koma, K. Hara, J-I. Kani, T. Yoshida, "Fast QoT estimation method using cascaded artificial neural network for real-time path provisioning in IMDD based all-optical networks," *Opt. Express*, vol. 32, no. 2, pp. 1176-1187, 2024.

【査読付き国際会議】

[1] R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, J-I. Kani, and J. Terada, "Raman Amplification Based 40 km Reach 10G-EPON for Consolidation on the Central Office Building," OECC, O4-1, Nov. 2019.

[2] R. Igarashi, M. Fujiwara, T. Kanai, K. Hara, A. Kawakita, H. Suzuki, J-I. Kani, and J. Terada, "Bus-Type Optical Access Using DRA and Asymmetric Power Splitters for Accommodating Rural Users," OFC, Th3K.6, 2020.

[3] R. Igarashi, R. Koma, K. Hara, K. Honda, J. Kani, and T. Yoshida, "Simultaneous Reception of ASK-based AMCC Signals and QPSK Signals with Single Coherent Receiver," OFC, Th1A.21, 2021.

[4] R. Igarashi, K. Toichi, T. Saijo, R. Koma, K. Hara, J-I. Kani, T. Yoshida, and T. Nagatsuma, "First Demonstration of 128-Gbit/s 300-GHz-band THz Transmission Using OFC-based Transmitter and Intradyne Receiver", OECC 2022.

[5] R. Igarashi, R. Koma, K. Hara, J-I. Kani, T. Yoshida, "A Low Computational Complexity QoT Estimation method for IM-DD Based End-to-end Optical Networks," 2023 International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC 2023), O4-1, 2023.

[6] R. Igarashi, S. Kaneko, Y. Kimura, N. Shibata, T. Suzuki, M. Fujiwara, J-I. Kani, and T.

Yoshida, " Port-Agnostic Path Establishment With Point-to-Multipoint Control of Remote User Terminals for Metro/Access-Integrated All-Photonics Network," OFC, W1J.3, 2024.

【国内講演】

[1] 五十嵐稜, 金井拓也, 藤原正満, 鈴木裕生, 可児淳一, 寺田純, “分布ラマン増幅技術と不等分岐スプリッタを用いたバス型光アクセスネットワークのロスバジェット拡大に関する検討, “電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-1, 2020.

[2] 五十嵐 稜, 藤原 正満, 金井 拓也, 原 一貴, 胡間 遼, 可児 淳一, 吉田 智暁, “[招待講演] 分布ラマン増幅技術を活用した光アクセスのロスバジェット拡大に関する検討”, 電子情報通信学会通信方式研究会, CS2020-47, 2020.

[3] 五十嵐稜, 胡間遼, 原一貴, 可児淳一, 吉田智暁, “分布ラマン増幅技術を用いたバス型光アクセス NW における収容ユーザ数の評価”, 電子情報通信学会総合大会, B-8-33, 2021.

[4] 五十嵐稜, 胡間遼, 原一貴, 可児淳一, 吉田智暁, “DRA を用いたバス型 NW におけるドロップ比率最適化に関する検討”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-13, 2021.

[5] 五十嵐稜, 胡間遼, 原一貴, 可児淳一, 吉田智暁, “分布ラマン増幅および不等分岐光スプリッタを用いたバス型光アクセスネットワーク の収容ユーザ数最大化に関する検討”, 電子情報通信学会通信方式研究会, CS2021-70, 2021.

[6] 五十嵐稜, 胡間遼, 原一貴, 可児淳一, 吉田智暁, “単一デジタルコヒーレント受信器を用いた QPSK 信号と強度変調ベースの AMCC 信号の一括受信方式”, 電子情報通信学会総合大会, B-8-6, 2022.

[7] 五十嵐稜, 十市敬太, 胡間遼, 原一貴, 可児淳一, 吉田智暁, 永妻忠夫, “光コムに基づく 300 GHz 帯 128Gbit/s 信号のイントラダイン受信”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-8-2, 2022.

連名著書

【論文】

[1] N. Yokota, R. Igarashi, and H. Yasaka, "Optical Nyquist pulse generation by using a dual-electrode Mach–Zehnder modulator" *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 9, pp. 1856-1859, 2017.

[2] T. Kanai, M. Fujiwara, R. Igarashi, N. Iiyama, R. Koma, J-I. Kani, and T. Yoshida, "Symmetric 10 Gbit/s 40-km reach DSP-based TDM-PON with a power budget over 50 dB," *Opt. Express*, vol. 29, no. 11, pp. 17499-17509, 2021.

[3] R. Koma, M. Fujiwara, R. Igarashi, K. Hara, J-I. Kani, and T. Yoshida, "Novel Data-Aided Carrier Frequency Offset Compensation Methods Using Asymmetric-Shape Constellations for Burst-Mode Coherent Reception," *J. Lightw. Technol.*, vol. 41, no. 1, 2023.

【査読付き国際会議】

[1] N. Yokota, K. Abe, S. Mieda, R. Igarashi, and H. Yasaka, "Tailoring of Optical Frequency Comb Shape by Harmonic Signal Superposition in Mach-Zehnder Modulator," CLEO, SF1G.4, 2016.

[2] R. Koma, M. Fujiwara, R. Igarashi, T. Kanai, J-I. Kani, A. Otaka, "Wide Range Carrier Frequency Offset Estimation Method using Training Symbols with Asymmetric Constellations for Burst-Mode Coherent Reception," OFC, M3B.5, 2018.

[3] T. Kanai, M. Fujiwara, R. Koma, R. Igarashi, N. Iiyama, J-I. Kani, A. Otaka, "Wide-Range Frequency Offset Compensation for CPFSK used as TDM-Based Digital Coherent PON's Upstream Signals," ECOC, 2018.