

光アクセスリンクの帯域利用効率向上

及び長延化を図る一波長双方向伝送に関する研究（延長）

研究代表者 久野 大介 大阪大学 大学院工学研究科 助教

1 研究背景と目的

光アクセスネットワーク (NW) では、その経済性の高さから Passive optical network (PON) が広く用いられている。PON システムでは、通信キャリアが管理するビル内にある OLT (Optical line terminal) と加入者宅の ONU (Optical network unit) を 1 対多接続することで、安価にサービスを提供している。現行システムでは、加入者の信号を時分割多重 (TDM) し、上下リンクで異なる波長 (波長分割多重 (WDM)) を用いることで、通信を行っている。2015 年に標準化がなされた NG-PON2 では、各ユーザに異なる波長を割り当て、上下リンクそれぞれで最大 8 波長の合計 16 波長を使用した WDM-PON が規定された [1]。WDM-PON では、ONU 間の同期が不要であり、伝送速度も任意に設定可能なため、柔軟に独立した光リンクを構築可能であるが、レーザの波長安定性やモジュールのコストとの兼ね合いから、これ以上に波長数を増やすことは難しいとされている。本研究では、使用する最大波長数を変更することなく、収容する ONU 数を増加させることを目的としている。なお、昨年度に実施した「光アクセスリンクの帯域利用効率向上及び長延化を図る一波長双方向伝送に関する研究」の延長課題であるため、一部記載情報の重複が見られる。

2 本研究テーマの概要

本研究では、1 章で述べた波長数制約を持つ WDM-PON をより有効に活用するために、大きく分けて以下の 2 の研究テーマに主に取り組んだ。

- i. 上下リンクに同一波長を使用することで利用可能帯域を 2 倍に拡大する手法
 - ii. 同一方向リンクに同一波長を使用し、信号重畳を行うことで利用可能帯域を 2 倍に拡大する手法
- 以下の章では、それぞれのテーマに関して詳説する。

3 一波長双方向伝送における波長スワップ方式に関する検討【テーマ(i)】

WDM-PON システムでは、波長数に制約があるため、収容 ONU 数が制限される。本検討では、収容 ONU 数を増加させるべく、一波長双方向伝送を検討した。図 1 に検討方式と従来方式の構成を示す。従来方式では、送信信号と受信信号の波長が異なるため、光カプラで合分波することで双方向伝送を実現している。検討方式では、上下リンクで同じ波長を用いるため、図 1 のように光サーキュレータで信号を分離する必要がある。一波長双方向 WDM-PON には、送信信号光の反射成分が受信信号光に干渉するデメリットがある。主要な反射光としては、サーキュレータの戻り光とファイバ伝搬中に生じるレイリー後方散乱光が挙げられる。サーキュレータの戻り光は、入射光の一部が出射ポート以外のポートから漏れ出てしまうことで発生する。レイリー後方散乱光は、製造過程で生じる光ファイバ中の局所的な屈折率のゆらぎに起因するものであり、信号光のファイバ伝搬中に発生する。すなわち、本検討の技術課題として、反射光の干渉を抑圧する手法の確立が求められる。本研究助成において、

- A. 昨年度提案した干渉抑圧アルゴリズムの原理確認実験
- B. 波長スワップ方式の提案および数値計算、計算機シミュレーションを実施した。順に報告する。

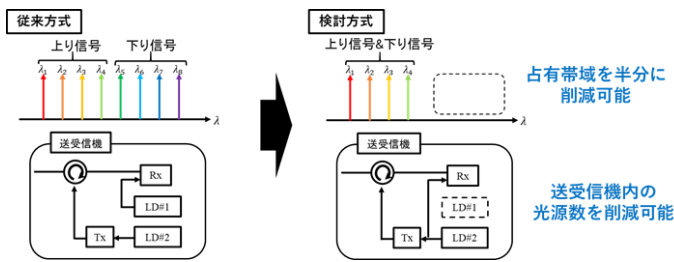


図1 従来方式と検討方式の比較

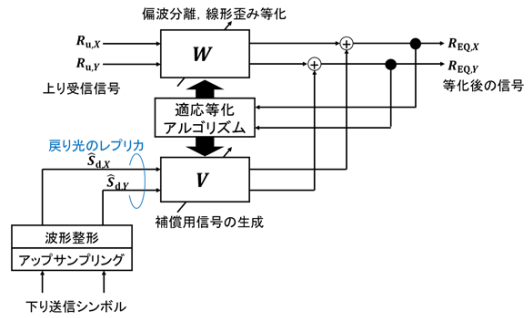


図2 干渉抑圧アルゴリズム

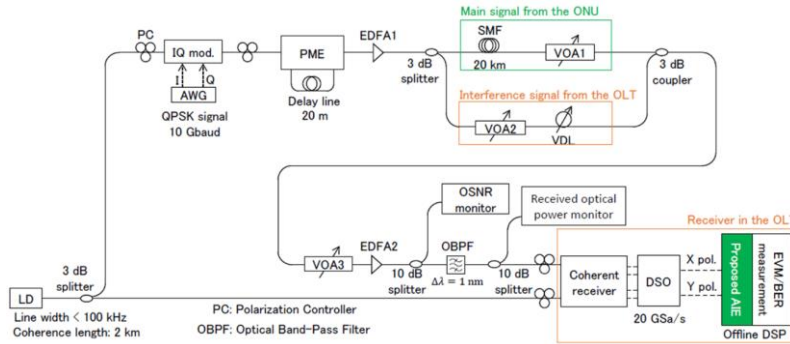


図3 原理確認実験系©IEEE

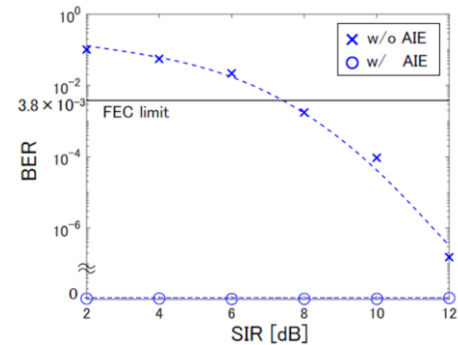


図4 SIR 可変時のビット誤り率©IEEE

3-1 干渉抑圧アルゴリズムの原理確認実験

干渉光成分は、送信器から出射された光信号の反射により生じる。すなわち、受信器から見ると送信した既知系列を受信することになる。光ファイバ中で生じる後方レイリー散乱光に関しては、多重反射により元系列の復元は困難を極めるが、光デバイスにて反射がおきるフレネル反射では、受信器で元の信号系列を復元することが可能である。すなわち、受信器の適応等化器を工夫することで程度の干渉抑圧が期待できる。干渉抑圧アルゴリズムを図2に示す。戻り光のレプリカ信号を生成し、時間領域適応等化器に入力する。適応等化アルゴリズムには、判定指向型の最小二乗平均(Least Mean Square: LMS)アルゴリズムを用いる。トレーニング信号との誤差関数を用いて、等化器出力を理想信号に近づけるように等化器のタップ係数が調整され、信号が出力される。昨年度は計算機シミュレーションで有効性を確認したが、本年度は原理確認実験を行った。

図3に原理確認実験系を示す。本実験では実験装置の都合上、1台のレーザから生成した光を分岐し、信号光、反射光、局部発振光として使用する構成をとった。信号光と反射光については、IQ変調器で生成した被変調信号光を3dBカップラで分岐し、分岐後に伝送ファイバを通過した光を信号光、通過しなかった光を反射光とみなしている。変調方式は偏波多重QPSK方式とし、シンボル速度は10Gbaud、デジタルサンプリングオシロスコープ(DSO)のサンプリング速度は20GSa/sとした。適応等化器のタップ係数を収束させるためのトレーニング信号はランダム系列5,000シンボルとした。信号対干渉電力比(Signal power to interference power ratio: SIR)を変化させ、ビット誤り率(Bit Error Rate: BER)を測定した結果を図4に示す。この結果から、提案方式の適用によりBERが大きく改善しており、低SIR領域においてもBERを誤り訂正限界未満に抑制できていることがわかる。図5に干渉タイミングオフセットを与えたときのBERを示す。図5より干渉タイミングに依らずに干渉抑圧が十分に出来ていることがわかる。

すなわち、受信器から見ると送信した

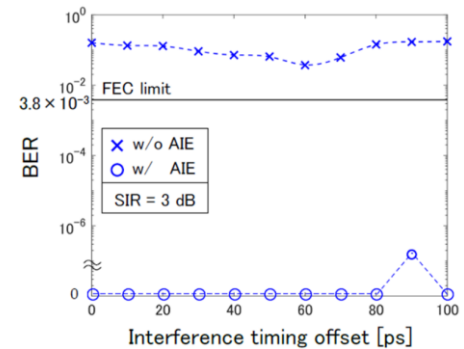


図5 干渉タイミングオフセット付与時のビット誤り率©IEEE

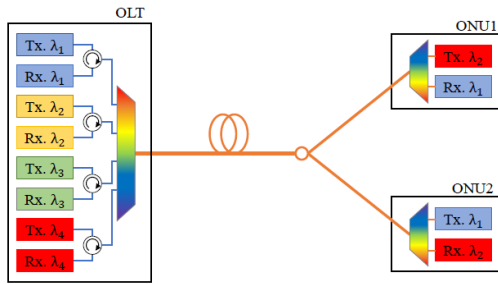


図6 波長スワップ方式のコンセプト

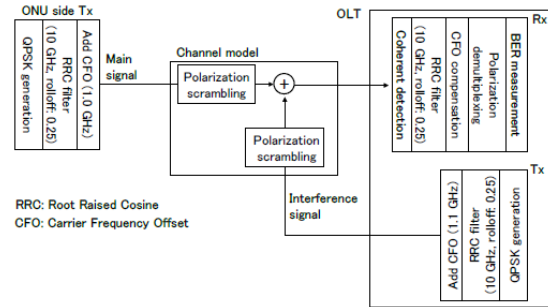


図7 シミュレーションモデル©電子情報通信学会

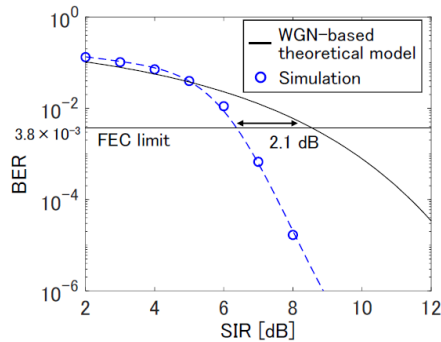


図8 ビット誤り率©電子情報通信学会

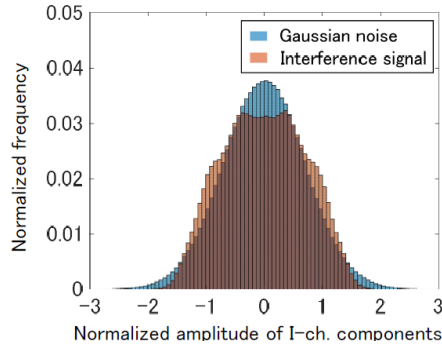


図9 干渉成分のヒストグラム©電子情報通信学会

※以下、電子情報通信学会を信学会と略す。

3-2 波長スワップ方式の提案および計算機シミュレーション

3-2 節で述べた干渉抑圧アルゴリズムに加えて、波長割当方式に工夫を加えることで、リンクバジェットを容易に拡大可能な波長スワップ手法を提案している。図6にコンセプトを示す。簡単のために、2台のONUのみを図示している。初めに、OLTは、2台のONUペアを設定する。ONU1の上り波長を λ_1 、下り波長を λ_2 とする。このとき、ONU2の上り波長を λ_2 、下り波長を λ_1 に設定する。各ONUは、通常のWDM-PONと同様に上下リンクに異なる波長が割り当てられることになる。すなわち、ONU内に光サーキュレータを設ける必要がないため、戻り光の影響を緩和できる。また、アクセスファイバにおけるレイリー散乱の影響も取り除くことができる。干渉光成分としては、フィードファイバにおけるレイリー散乱光と光スプリッタにおけるフレネル反射光が現れる。OLTに関しては、一波長双方向伝送型となるため、光サーキュレータの戻り光の干渉を受ける。このため、OLT及びONUの送信電力調整を行い、SINRを上下リンクに関してエラーフリーとなる閾値以上に保つ必要がある。波長スワップの有効性を確認するために、信号対干渉雑音電力比(Signal Power to Interference Power and Noise Power Ratio: SINR)ベースの評価を昨年度実施した。OLTとONU1間のリンクバジェットとOLTとONU2間のリンクバジェットを変化させ、波長スワップ方式を適用した場合の効果を算出した。SINRの算出時に、信号電力を S 、干渉電力を I 、雑音電力を N としたとき、SINRは、

$$\text{SINR} = \frac{S}{N + I} \quad (1)$$

と与えられる。昨年度の検討では、干渉電力の振幅分布を加法的白色ガウス雑音と同一と仮定して数値計算を行った。振幅分布がガウス分布様になる信号の場合は問題ないが、典型的な光アクセスネットワークシステムでは、シングルキャリア方式が採用されているため、干渉光の振幅分布は雑音相当にならない。このため、本年度は、干渉成分の振幅分布の調査を行った。

図7にシミュレーションのブロック図を示す。偏波多重QPSK信号を生成し、通信路は偏波スクランブルのみを考慮している。雑音は付与せずに干渉による影響のみを評価した。図8にSIRを変化させたときのBER、図9に、干渉成分の振幅ヒストグラムを示す。比較対象として、白色ガウス雑音を記載している。図8から、干渉を白色ガウス雑音とみなすよりも、良好な結果が得られていることがわかる。これは図9からわかるように、ヒストグラムの裾が狭いためである。つまり、干渉成分を白色ガウス雑音とみなした解析は予想よりも悪い結果をもたらすため、最悪ケースを想定するには良いが、実際とは乖離があることがわかった。来年度は、原理確認実験による特性評価に移る予定である。

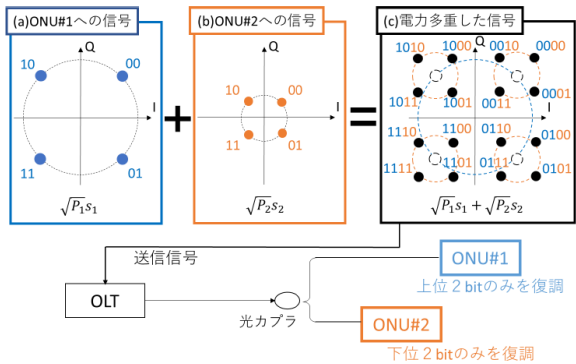


図 10 PD-NOMA-PON 方式の概要©信学会

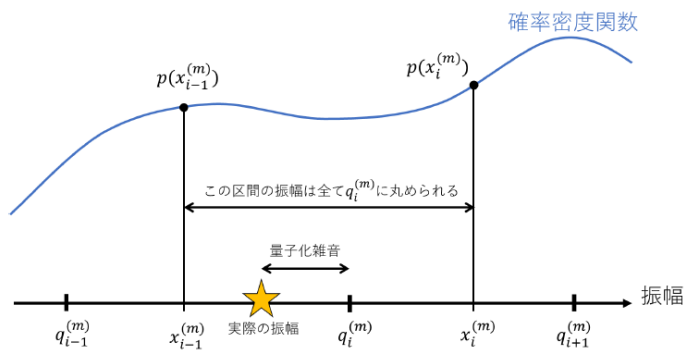


図 11 $x_v^{(m)}$ と $q_\alpha^{(m)}$ と $p(x)$ の関係©信学会

4 電力多重非直交多元接続型(NOMA)-PON【テーマ(ii)】

3 章で説明した方式は、上下リンクに同一の波長を用いる検討だった。本章で述べる電力多重型非直交多元接続 (Power domain non-orthogonal multiple access: PD-NOMA) 方式では、ONU 間で同一の波長を用いて、同じ方向に信号を送信する (図 10)。すなわち、信号干渉を許容する方式である [2, 3]。誤り訂正符号と組み合わせ、通常よりも信号検出精度を高める方法も提案されている [3]。昨年度は、PD-NOMA 方式を適用した際の、受信器のアナログデジタル変換器 (Analog-to-Digital Converter: ADC) におけるビット量子化粒度により復調性能へ与える影響を解析した。今年度は、低解像度量子化を行った際の SNR ペナルティ改善を目的とし、非線形量子化器の適用を検討した。また、上りリンクへの NOMA 方式適用に向け、新たな等化器構成を提案した。

4-1 非線形量子化器を適用した下りリンク向け NOMA-PON

・概要

PD-NOMA 方式を採用した通信システムにおいて、受信機の ADC に入力する信号は電力多重後の信号である。すなわち、電力の割当てが小さい方の信号は、ADC のダイナミックレンジを満身に活用できない。本方式では電力比を変化させる必要があるが、電力比が増加すれば量子化雑音の影響はさらに大きくなる。このため、我々は量子化雑音の低減を目的として代表的な非線形量子化である Lloyd-Max 量子化 (Lloyd-Max Quantization: LMQ) [4] の PD-NOMA 方式への導入を検討した。Lloyd-Max アルゴリズムは信号の振幅分布に対して、量子化雑音の二乗平均が最小となるような量子化パラメータ、閾値と代表値を探索する。二つの量子化パラメータの探索は、いくつかのセットに分けて実施される。以降、便利のためパラメータのセット番号を $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ とする。つまり、アルゴリズムが終了した M セット目の量子化パラメータを用いた量子化器が最適量子化器である。量子化ビット数を N 、量子化される系列の従う分布の確率密度関数を $p(x)$ とする。 m セット目の量子化閾値を $x_v^{(m)}$ ($v \in \{1, 2, \dots, 2N - 1\}$) と表記し、 m セット目の量子化代表値を $q_\alpha^{(m)}$ ($\alpha \in \{1, 2, \dots, 2N\}$) と表記する。図 11 は $x_v^{(m)}$ と $q_\alpha^{(m)}$ と $p(x)$ の関係を示す。ある量子化パラメータに対して、量子化雑音 e の二乗平均は下式で表される。ただし、簡単のためにセット番号は省略した。また、 $E[\cdot]$ は平均値を意味する。

$$E[e^2] = \sum_{i=1}^{2N} \int_{x_{i-1}}^{x_i} (x - q_i)^2 p(x) dx, x_0 = -\infty, x_{2N} = \infty \quad (2)$$

式(2)を x_i および q_i について微分し、両方が 0 になるとき、最小の $E[e^2]$ が得られる。探索を行う際には閾値 x_v と代表値 q_α の更新を交互に繰り返す。以下、具体的な更新の手順について述べる。 $m = 1$ 、つまり初期状態の量子化パラメータには線形量子化を採用する。 $m + 1$ セット目を得るために、量子化代表値 $q_\alpha^{(m+1)}$ は下式で更新される。

$$q_1^{(m+1)} = \frac{\int_{-\infty}^{x_1^{(m)}} xp(x)dx}{\int_{-\infty}^{x_1^{(m)}} p(x)dx} \quad (3)$$

$$q_i^{(m+1)} = \frac{\int_{x_{i-1}^{(m)}}^{x_i^{(m)}} xp(x)dx}{\int_{x_{i-1}^{(m)}}^{x_i^{(m)}} p(x)dx} \quad (4)$$

$$q_{2^N}^{(m+1)} = \frac{\int_{x_{2^{N-1}}^{(m)}}^{\infty} xp(x)dx}{\int_{x_{2^{N-1}}^{(m)}}^{\infty} p(x)dx} \quad (5)$$

ただし、 $i \in \{2, 3, \dots, 2N - 1\}$ である。分子の積分は解析的に求められるとは限らないが今回は次節で述べる通り、 $p(x)$ が混合ガウス分布であるため解析的に求められる。 $m + 1$ セットにおける量子化閾値 $x_v^{(m)}$ は下式で更新される。

$$x_v^{(m+1)} = \frac{q_v^{(m+1)} + q_{v+1}^{(m+1)}}{2} \quad (6)$$

この手続きを十分な回数繰り返すと量子化雑音の二乗平均を最小にする量子化閾値と代表値が得られる。ここまで、受信振幅の分布 $p(x)$ が定常であるとして議論してきたが、一般に受信振幅の分布は時間変化する。しかし、光アクセスネットワークの利点であるチャンネルの定常性から、受信振幅のスケールは急激に変動しない。また、コヒーレント受信を想定したとき搬送波周波数オフセット(Carrier Frequency Offset: CFO)により位相はランダムと見なせるため、受信振幅は I チャンネル Q チャンネルで共通であり、時間的に変動する位相雑音の分布への影響も無視できる。以上の理由から、ONU は量子化パラメータを頻繁に更新しなくともよい。

・原理確認実験

PD-NOMA-PON 方式への LMQ 適用の原理確認実験を行った。図 12 に原理確認実験系を示す。送信信号には、QPSK 方式で変調された信号を 2 つ線形結合した。その後、多重された信号は任意波形生成機(Arbitrary Waveform Generator: AWG)に入力され、20 Gbaud のアナログ電気信号が生成される。受信側ではコヒーレント受信器と線幅 1 KHz の局部発振器(Local Oscillator: LO)を使用して光信号を検出した。その後、DSO における ADC の量子化を 8 bit 線形量子化器でサンプリングレート 160GHz で行った。以降の処理はデジタル領域で行った。図 13 にデジタル領域での処理を示す。サンプリングレート 160 GHz の信号はオフラインでアンチエイリアシングフィルターを用いて 40 GHz に帯域制限を行った。その後、上記で設計した LMQ によって量子化雑音が低減可能であることを確認するため、4 bit の線形量子化器と 4 bit LMQ の量子化パラメータを用い、デジタル領域で再度量子化を模擬した。今回の検討では 4 bit の線形量子化器と 4 bit の Lloyd-Max アルゴリズムを用いた非線形量子化器を硬判定前方誤り訂正(Hard Decision-Forward Error Correction: FEC) 限界(BER = 3.8×10^{-3})における所要 OSNR を用いて比較した。Lloyd-Max アルゴリズムには訓練データが必要であるので、多重された信号を 100 ショット送信し、そのうち最初のショットを訓練データとして Lloyd-Max アルゴリズムを実装する。受信振幅は 4 bit の線形量子化器で量子化されているためそのままでは最適量子化器を設計できない。そこで、受信振幅の分布を混合ガウス分布と仮定し、クラスタ数は 5 とした。我々はこの仮定のもと、期待値最大(Expectation Maximization:EM) アルゴリズム[5]を用いて受信振幅の連続分布の推定を行った。デジタル信号処理では、まず FFT ベースの補償器を用いて CFO を粗く補償した[6]。次に、送信側と同様の RRC フィルタを適用した。その後、時間領域で適応等化を行った。このとき、適応等化器では判定指向型 LMS アルゴリズムを使用した。上記判定結果を用いて、BER を測定した。図 14 は ONU#2、つまり電力割当ての小さな信号の BER 曲線である。電力比(P1/P2)が 4, 6, 10 の場合について表示している。LMQ を用いることで全ての電力比において、同様の量子化ビット数の線形量子化器を用いた場合と比較して OSNR ペナルティを低減できた。図 15 は ONU#1、つまり電力割当ての大きな信号の BER 曲線である。先と同様に、全ての電力比において OSNR ペナルティを低減可能だった。

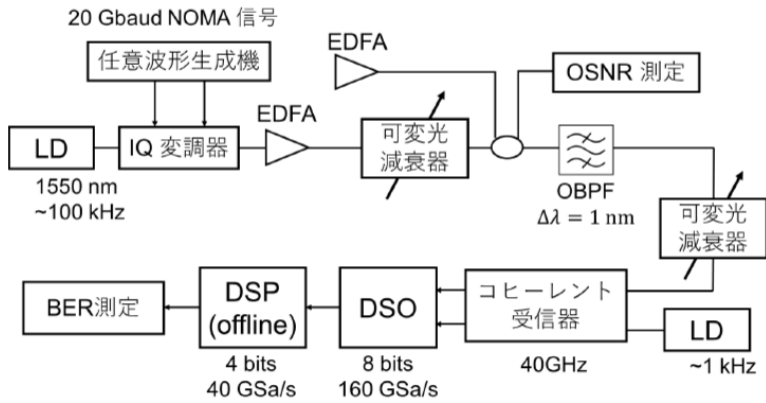


図 12 原理確認実験系©信学会

最適量子化 (非線形 4bit)
FFT を用いた粗い CFO 補償
RRC フィルタ (roll-off : 0.25)
適応等化 (DD-LMS)
復調
BER 測定

図 13 オフライン信号処理©信学会

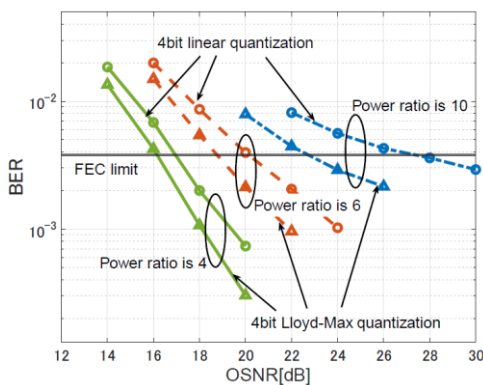


図 14 ONU#2 の線形量子化器と LMQ の比較©信学会

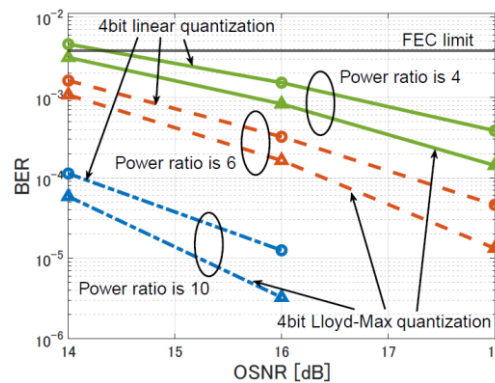


図 15 ONU#1 の線形量子化器と LMQ の比較©信学会

4-2 非同期逐次干渉キャンセラを適用した上りリンク向け NOMA-PON

・概要

4-1 節では、上下リンク問わずに NOMA-PON で使用可能な非線形量子化の適用について検討した。下りリンクと比較して、上りリンクでは、異なる ONU から信号が合流するため、OLT での復調に工夫が必要である。光ファイバ通信で検討されてきた時間領域等化器に逐次干渉キャンセル (Successive Interference canceller: SIC) 機能を備えた等化法を検討した。本節では、実験結果とともに紹介する。

図 16 に QPSK 方式を採用した際の PD-NOMA 方式の上り伝送の概要を示す。ONU#1 と ONU#2 の送信信号 S_1 と S_2 の送信電力をそれぞれ P_1 と P_2 とすると、 S_i は $S_i = P_i \exp[j\theta_i]$ で表される (i は ONU 番号)。ここで P_i は各 ONU の送信信号電力で、 θ_i は変調された位相ベクトルを表す。これらの 2 つの送信信号は光カプラで線形結合され、結合後の信号は下式で表される。

$$S = H_1 S_1 + H_2 S_2 \exp(j2\pi\Delta f T_s) + Z \quad (7)$$

ここで、 H_1 と H_2 はそれぞれの ONU から光カプラまでのチャンネル応答行列であり、 H_i と S_i の畳み込み積分が行われる。 Δf は ONU#1 と ONU#2 の間の CFO である。 Z は加法性白色ガウス雑音ベクトルである。結合された信号 S は光ファイバ伝搬後、コヒーレント受信器で受信される。その受信信号は下式で表される。

$$R = H S \exp(j2\pi\Delta f_{LO} T_s) + Z$$

ここで、 H は光カプラからコヒーレント受信器までのチャンネル応答行列であり、 Δf_{LO} は信号光と局部発振 (Local Oscillator: LO) 光の CFO である。通常のコFO 補償では受信信号と LO 光の CFO (Δf_{LO}) のみを補償する。しかし、上りリンク PD-NOMA-PON 方式ではその CFO だけ補償しても ONU#1 と ONU#2 の CFO Δf は残留する。また、DSP においてチャンネル応答 H_1 と H_2 は同時に等化できない。そこで我々は、2 段階の CFO 推定器と適応等化器による SIC を提案する。

図 17 に提案する SIC のデジタル信号処理 (Digital Signal Processing: DSP) アルゴリズムのブロック図を示す。(a) は受信信号 R であり、それを 1 つ目の FFT ベースの CFO 推定器に入力し、 Δf_{LO} を求める。その後、推定値を用いて (b) に表される Δf_{LO} の補償された信号 \hat{R} を得る。信号 \hat{R} はルート二乗余弦 (Root-Raised-

Cosine:RRC) フィルタで波形整形される。波形整形された信号は適応等化器に入力され、 \mathbf{S}_1 を得るためにチャネル応答 $\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}_1^{-1}$ を等化する。なお、この等化器では ONU#2 の信号成分は雑音として扱う。この処理によって(c)に示す ONU#1 の QPSK 信号 $\hat{\mathbf{S}}_1$ を得る。以降、ONU#2 の信号 \mathbf{S}_2 を得るための処理を行う。まず前方誤り訂正(Forward Error Correction:FEC) によって、 $\hat{\mathbf{S}}_1$ のビット誤りを取り除く。この誤り訂正後のビット列を再度変調し、送信機と同様の信号処理によって、(d)に示す ONU#1 のレプリカ信号 \mathbf{S}'_1 を作成する。再度変調された信号はアップサンプリングする前に、2つ目の CFO 推定器に送られる。 $\hat{\mathbf{S}}_1$ から送られた信号を差し引きし、1つ目の CFO 推定器と同様のアルゴリズムによって Δf を得る。その後、信号 $\hat{\mathbf{R}}$ に $\exp(j2\pi\Delta f T_s)$ を乗算し、(e)のように RRC フィルタを作用させる。この操作で得られた信号 \mathbf{R}' とレプリカ信号 \mathbf{S}'_1 を 2×1 MISO 等化器に入力する。等化器のタップ係数は判定指向型 LMS アルゴリズムによって更新される。以上の処理によって、(f)に示す ONU#2 からの信号 $\hat{\mathbf{S}}_2$ が得られる。提案した SIC には ONU#1 と ONU#2 の信号間のシンボル同期が不要という特徴があり、この特徴から他の多重化方式においても高い互換性がある。また本研究では片偏波での検討を行ったが、偏波多重信号に対しても容易に拡張可能である。その場合は1つ目の適応等化器がバタフライ型になり、2つ目の MISO 等化器は 4×2 多入力多出力 (Multi Input Multi Output:MIMO) 等化器となる。

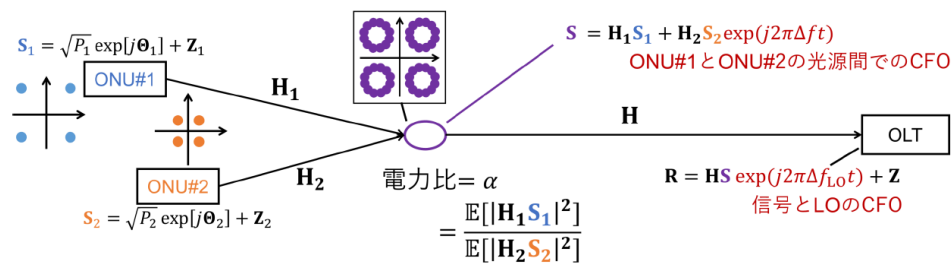


図 16 上りリンクにおける PD-NOMA-PON 方式の概要

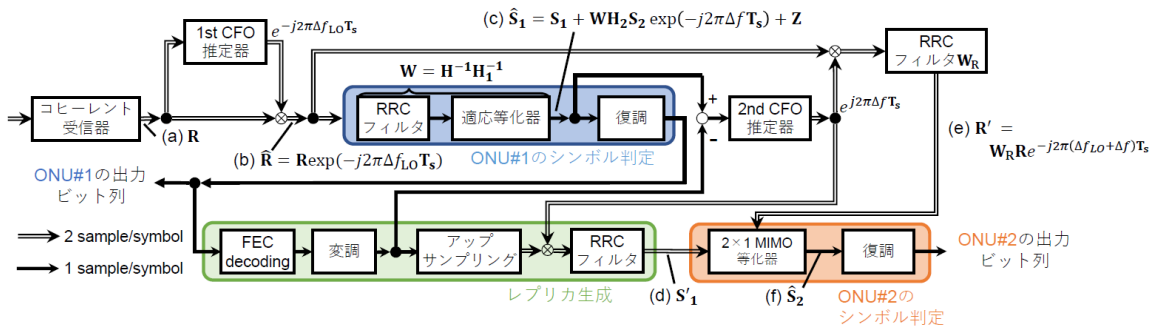


図 17 提案する DSP アルゴリズム

・原理確認実験

PD-NOMA-PON 方式への提案アルゴリズム適用の原理確認実験を行った。図 18 に実験系を示す。QPSK 変調された送信信号を用意する。周波数領域でのゼロ点挿入によって 2 倍アップサンプリングを行った。その後、ロールオフ率 0.25 の RRC フィルタでナイキスト整形を行った。整形した信号は AWG の周波数応答を予等化した後、AWG に入力した。送信信号のシンボルレートは 20 Gbaud に設定した。2 台の ONU を模擬するために、線幅が 100 kHz のレーザダイオード(Laser Diode:LD) と IQ 変調器のセットを 2 セット用いた。3-dB カプラでの電力比を調整するために 2 つの可変光減衰器を用いた。OSNR を変化させるために、雑音源としてエルビウム添加型ファイバ増幅器(Erbium-Doped Fiber Amplifier: EDFA) の自然放射増幅(Amplified Spontaneous Emission:ASE)光を用いた。コヒーレント受信器の LO 光には線幅が 1 kHz の LD を用いた。DSO で ADC を行い、その際のサンプリングレートは 40 GHz に設定した。その後、提案した SIC により、デジタル領域で信号の分離を行った。7%オーバーヘッドの硬判定 FEC 符号[7]の誤り訂正限界($=3.8 \times 10^{-3}$)と 20%オーバーヘッドの軟判定 FEC 符号[8]の誤り訂正限界($=2 \times 10^{-2}$)を達成するために必要な OSNR を電力比毎に

求めた. 図 19 に OSNR=26 dB, 電力比=6 の実験結果から得たコンステレーションマップを示す. 図 20 に ONU#1 の BER 曲線を示す. この結果より ONU#1 では, 電力比が小さくなるにしたがって, 誤り訂正限界を達成するのに必要な OSNR が増加する. また, OSNR の増加に対して BER の減少は緩やかであり, これは ONU#2 の信号が雑音として働いたためである. 図 21 に ONU#2 の BER 曲線を表示した. ONU#1 とは対照的に, 電力比が大きくなるにしたがって, 所要 OSNR は増加する. これらの結果から, 提案する SIC の有効性を示した.

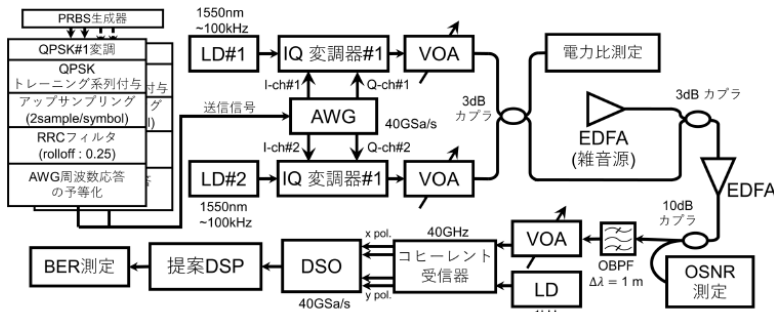


図 18 原理確認実験系[○]信学会

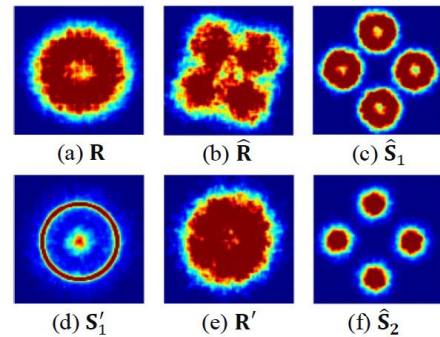


図 19 コンステレーションマップ[○]IEEE

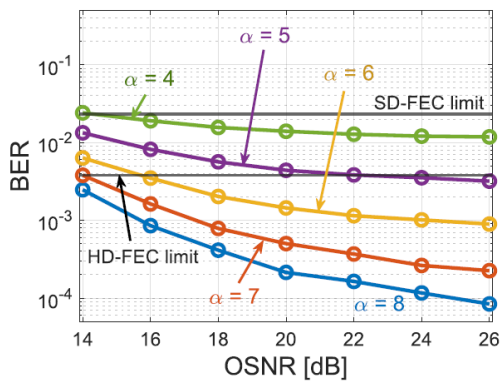


図 20 ONU#1 の BER 曲線[○]IEEE

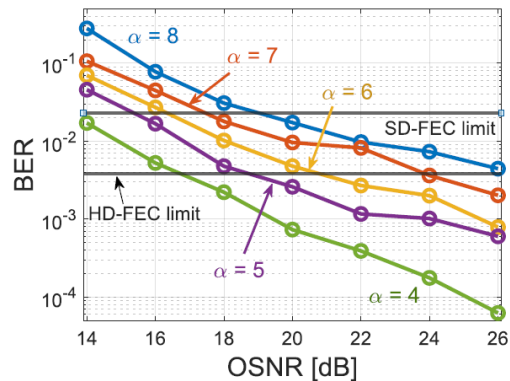


図 21 ONU#2 の BER 曲線[○]IEEE

5 まとめ

本研究助成では, 使用する波長数に制限を持つ WDM-PON をより有効に活用するために, 2 章に示す 2 つの観点から研究に取り組んだ. それらすべての検討に関して, 3 章および 4 章に示す成果を得た. 今後の展望として, 提案したアルゴリズムのリアルタイム実装等が挙げられる.

【参考文献】

- [1] ITU-T G.989.1, “40-Gigabit-cable passive optical networks (NG-PON2): General requirements,” Mar. 2013.
- [2] R. Koma, M. Fujiwara, J. Kani, S. Kim, T. Suzuki, K. Suzuki, and A. Otake, “Demonstration of real-time burst mode digital coherent reception with wide dynamic range in DSP-Based PON upstream,” J. Lightw. Technol., vol.35, no. 8, pp. 1392–1398, Apr. 2017.
- [3] Noriko Iiyama, Jun-ichi Kani, Jun Terada and Naoto Yoshimoto, “Demonstration of Hierarchical Star 8-QAM Designed for Coexistence of 10G-EPON and DSP-based PON with 30-dB Loss Budget,” 2013 18th OptoElectronics and Communications Conference held jointly with 2013 International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS), Kyoto, 2013, pp. 1–2.
- [4] S. Lloyd, “Least squares quantization in PCM”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 28, no. 2, pp. 129-137, Mar. 1982. DOI: 10.1109/tit.1982.1056489.
- [5] C. M. Bishop, Pattern Recognition and Machine Learning. Springer, 2006.
- [6] T. Nakagawa, M. Matsui, T. Kobayashi, K. Ishihara, R. Kudo, M. Mizoguchi, and Y. Miyamoto, “Non-data-aided wide-range frequency offset estimator for qam optical coherent receivers”,

- in 2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011, pp. 1-3.
- [7] ITU-T G.975.1, "Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems," ITU-T, <https://www.itu.int/rec/TREC-G.975.1/en>, April, 2005.
- [8] T. Mizuochi, Y. Miyata, K. Kubo, T. Sugihara, K. Onohara and H. Yoshida, "Progress in soft-decision FEC," 2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, CA, 2011, pp. 1-3.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
【論文誌】 Optical Reflection Interference Equalization for Single-Wavelength Bidirectional WDM-PON Transmission System	IEEE Photonics Journal, vol. 13, no. 1, pp. 1-15	2021年2月
【論文誌】 Remotely Pumped All-Optical Wavelength Conversion for WDM-PON-Based Access-Metro Convergence	IEEE Photonics Journal, vol. 13, no. 3, pp. 1-10	2021年6月
【国際会議】 Wavelength Swapping Scheme to Eliminate Reflected Light in Bidirectional WDM-PON	OSA Advanced Photonics Congress	2020年7月
【国際会議】 AMCC Superimposed All-Optical Wavelength Converter for Access-Metro Convergence Network	Optoelectronics and Communications Conference (OECC)	2020年10月
【国際会議】 Influence of Quantization Noise on Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access Based PON	Optoelectronics and Communications Conference (OECC)	2020年10月
【国際会議】 Remote-Pumped All-Optical Wavelength Conversion for WDM-PON-based Access-Metro Convergence	Optoelectronics and Communications Conference (OECC)	2020年10月
【国際会議】 Impact of Interference on Wavelength-Swapped WDM-PON System	IEICE International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC)	2020年12月
【国際会議】 Numerical Demonstration of Successive Interference Canceller for Uplink Power-Domain NOMA-based Coherent PON System	IEICE International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC)	2020年12月
【国際会議】 Experimental Demonstration of Lloyd-Max Algorithm to Quantization Noise Reduction on a Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access based Coherent PON	European Conference on Optical Communication (ECOC)	2020年12月
【国際会議】 Demonstration of Asynchronous Successive Interference Canceller for Uplink NOMA-PON	The Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC)	2021年6月
【国内学会】 一波長双方向 WDM-PON 伝送における反射干渉成分の抑圧技術	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	2020年9月
【国内学会】 メトロアクセス融合型ネットワークにおける遠隔制御型全光波長変換器の実験的検討	電子情報通信学会 通信方式研究会	2020年7月
【国内学会】 非線形量子化器を適用した下りリンク電力多重非直交多元接続型 PON に関する実験的検討	電子情報通信学会 通信方式研究会	2021年1月