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

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.

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、以下の3つの研究テーマに主に取り組んだ.

i. 上下リンクに同一の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. WDM-PONの収容ターゲットであるモバイル無線基地局を収容した際のコスト評価

iii. TWDM-PON を用いたモバイル無線基地局収容に関する帯域利用効率の改善方法

当初予定では、(i)の研究テーマのみに取り組み、将来計画として、(ii)、(iii)を研究計画書に挙げていた が、研究に大幅な進捗があったため、3つの研究テーマを並行して実施した.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反射光成分抑圧に関する検討【テーマ(i)】

3-1 概要

1章で述べたように、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.また、一波長双方向伝送方式のメリットとして、波長利用効率の改善に加えて、信号 光生成用のレーザ光源と受信機の局部発振(L0)光源を共用できることが挙げられる.その一方で、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 [2].主要な反射光と しては、サーキュレータで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 レータでの戻り光は、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-1. 反射光の影響による伝送可能距離制限の見積もり

A-2. 干渉光抑圧アルゴリズムの技術確立

A-3. その有効性の確認

を行ったため,順に報告する.



図1 従来方式と検討方式の比較

3-2 反射光の影響による伝送可能距離制限の見積もり

本節では、反射光の影響によってリンクバジェットがどの程度制限されるかを定量的に示す.受信器における信号光の平均受信電力をP_s、サーキュレータでの戻り光の平均電力をP_b、レイリー後方散乱光などの他の要因による反射光の平均電力をP_i、受信器における平均雑音電力をP_nとすると、信号対干渉雑音電力比γ_{SINR}は、

$$\gamma_{SINR} = \frac{P_s}{P_b + P_i + P_n},\tag{1}$$

と表現される.以下では簡単のため、上下リンクの送信電力、変調方式、および反射率は同一であると仮定 する.このとき、上下リンクの送信光電力を P_{tx} 、受信器における光電変換の際の係数を C_{OE} 、上下リンクに おいて所望のビット誤り率が得られる最小の γ_{SINR} を γ_{min} とし、そのとき上下リンクで許容される最大伝送損 失を L_{max} とする.そして、サーキュレータでの戻り光の反射率を R_b 、他の要因による反射光の反射率を R_i と おくと、以下の式が成り立つ.

$$\gamma_{min} = \frac{C_{OE}L_{max}P_{tx}}{C_{OE}R_bP_{tx} + C_{OE}R_iP_{tx} + P_n'}$$
(2)

これをLmaxについて解くと,

$$L_{max} = \gamma_{min} \left(R_b + R_i + \frac{P_n}{C_{OE} P_{tx}} \right), \tag{3}$$

となる.ここで, $R_b + R_i \gg P_n/C_{OE}P_{tx}$ と考えられるので,

$$L_{max} \sim \gamma_{min} (R_b + R_i), \tag{4}$$

と近似できる.よって、一波長双方向伝送を行う場合、リンクバジェットは送信電力とは無関係になり、反射光の反射率によってのみ決定される.

具体例として、ビット誤り率(BER)の誤り訂正限界値を 3.8×10^{-3} とした場合を考える. P_n および C_{OE} の値に ついては、L0 光電力を 10 dBm、シンボルレートを 10 Gbaud と仮定して、文献[3]を参考に $P_n = -76.3$ dBm、 $C_{OE} = 1.25$ とした. 反射率の値については、 $R_b = 30$ dB とする. そして、レイリー後方散乱光等の反射率に ついては、 $R_i = 40$ dB と設定した. 変調方式として、2 値位相シフトキーイング (BPSK) 方式、 QPSK 方式、 16 値直交振幅変調 (16QAM) 方式を使用した場合について、戻り光がない場合、戻り光がある場合のリンク バジェットを上式に基づいて計算した結果を表 1 に示す. 戻り光の影響によりリンクバジェットが 40 dB 程 度制限されている. つまり、干渉光存在下では、リンク距離が大幅に制限される.

		BPSK	QPSK	16QAM	
	戻り光なし	63.7 dB	60.7 dB	54.1 dB	
	戻り光あり	24.1 dB	21.1 dB	14.4 dB	

表1:変調方式ごとのリンクバジェットの理論値

3-3 干渉光抑圧アルゴリズムの提案とその原理

干渉光成分は、送信器から出射された光が反射することにより生じる.すなわち、受信器から見ると既知 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、多重反射により元の系 列を復元することは困難を極めるが、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ある程度の干渉抑圧が期 待できる.本節では、受信信号のモデル化を行い、干渉抑圧アルゴリズムを提案する.

初めに、時刻 t から時刻 t+1 までの上り送信信号ベクトル $S_u \in \mathbb{C}^{2(k+1)\times 1}$ を以下のように定義する.

$$\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{u}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{S}_{\boldsymbol{u}\boldsymbol{X}} \\ \boldsymbol{S}_{\boldsymbol{u}\boldsymbol{Y}} \end{bmatrix}, \tag{5}$$

$$\boldsymbol{s}_{\boldsymbol{u}\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}_{t,\boldsymbol{X}}, \boldsymbol{s}_{t+1,\boldsymbol{X}}, \dots, \boldsymbol{s}_{t+k,\boldsymbol{X}} \end{bmatrix}^{T}, \quad (6)$$
$$\boldsymbol{s}_{\boldsymbol{u}\boldsymbol{v}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}_{t,\boldsymbol{Y}}, \boldsymbol{s}_{t+1,\boldsymbol{Y}}, \dots, \boldsymbol{s}_{t+k,\boldsymbol{Y}} \end{bmatrix}^{T}. \quad (7)$$

ここで, s_{ux} , $s_{uy} \in \mathbb{C}^{k+1\times 1}$ は送信信号ベクトルを表す. $s_{t,x}$ は x偏波の送信シンボル, $s_{t,y}$ はy偏波の送信シンボルを表す. []^Tは転置を表す. この上り送信信号ベクトルは, 光ファイバ通信路を通過し, OLT に受信 される. OLT における受信信号ベクトル $\mathbf{R}_u \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 1}$ は,

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{u}} = \boldsymbol{H}_{\boldsymbol{u}}\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{u}} + \boldsymbol{N}_{\boldsymbol{b}} + \boldsymbol{N}_{\boldsymbol{i}} + \boldsymbol{N}, \tag{8}$$

と表すことができる.受信器では,後段の適応等化器におけるシンボル同期を行うため,m倍オーバサンプリングされる.すなわち,列ベクトルがm倍されていることに注意されたい.ここで, $N_b \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 1}$ はサーキュレータにおける戻り光ベクトル, $N_i \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 1}$ はレイリー後方散乱光や光デバイスの接続箇所などで発生するフレネル反射光ベクトル, $N \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 1}$ は光増幅器および送受信機で発生する雑音ベクトルである. $H_u \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 2(k+1)}$ は光ファイバ上りリンクのチャネル応答行列で以下のように表すことができる.

$$H_{u} = \begin{bmatrix} h_{uXX} & h_{uYX} \\ h_{uXY} & h_{uYY} \end{bmatrix},$$
(9)

ここで、 $h_{uXX}, h_{uYY} \in \mathbb{C}^{m(k+1)\times(k+1)}$ は 各偏波のチャネル応答行列を表し、 $h_{uYX}, h_{uXY} \in \mathbb{C}^{m(k+1)\times(k+1)}$ は偏波間 のクロストークを表す行列である.干渉光のうち、レイリー後方散乱光などを含む N_i は反射箇所の異なる多 数の反射光が重ね合わさったものと考えられることから、一般に推定は困難である.一方で、サーキュレー タにおける戻り光 N_b は、OLT から送信された下り信号光に対して何らかの歪みが加わったものと考えられる ことから、次のように表すことができる.

$$\boldsymbol{N}_{\boldsymbol{b}} = \boldsymbol{H}_{\boldsymbol{b}} \boldsymbol{S}_{\boldsymbol{d}}, \tag{10}$$

ここで、 $S_d \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 1}$ は下り送信信号ベクトル、 $H_d \in \mathbb{C}^{2m(k+1)\times 2(k+1)}$ は戻り光の歪み特性を表す行列である.このチャネル応答行列も同様に以下となる.

$$\boldsymbol{H}_{\boldsymbol{b}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{b}\boldsymbol{X}\boldsymbol{X}} & \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{b}\boldsymbol{Y}\boldsymbol{X}} \\ \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{b}\boldsymbol{X}\boldsymbol{Y}} & \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{b}\boldsymbol{Y}\boldsymbol{Y}} \end{bmatrix}, \tag{11}$$

 $h_{bXX}, h_{bYY} \in \mathbb{C}^{m(k+1)\times(k+1)}$ は 各偏波のチャネル応答行列を表し, $h_{bYX}, h_{bXY} \in \mathbb{C}^{m(k+1)\times(k+1)}$ は偏波間のクロス トークを表す行列である.下り送信信号 S_d は OLT が送信しているため,そのシンボル系列は当然既知である 図 2 に提案する 4×2 MIMO 型適応等化器の構成を示す.適応等化器に受信信号ベクトル R_u および下り送 信信号のレプリカ信号 \hat{S}_d を入力する.通常の適応等化器では,偏波分離を行うために,2×2 MIMO 構成であ ったが,今回は,レプリカ信号をx偏波とy偏波でそれぞれ用意し,入力することから,4×2 MIMO 構成とな る.レプリカ信号は,OLT から送信される下り信号を波形整形することで生成する.すなわち,既知の下り 送信信号 S_d をm倍アップサンプリングし,送信機で用いているナイキストフィルタに通せばよい.等化器の 出力を R_{EQ} としたとき,入出力の関係は以下の式となる.

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{E}\boldsymbol{Q}} = \boldsymbol{W} \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{X}} \\ \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{Y}} \end{bmatrix} + \boldsymbol{V} \begin{bmatrix} \widehat{\boldsymbol{S}}_{d,\boldsymbol{X}} \\ \widehat{\boldsymbol{S}}_{d,\boldsymbol{Y}} \end{bmatrix}, \quad (12)$$



図2 提案する適応等化器の構成

ここで、 $W, V \in \mathbb{C}^{2(k+1-w)\times 2m(k+1)}$ は等化器のタップ行列であり、

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{w}_{XX} & \boldsymbol{w}_{YX} \\ \boldsymbol{w}_{XY} & \boldsymbol{w}_{YY} \end{bmatrix}, \boldsymbol{V} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_{XX} & \boldsymbol{v}_{YX} \\ \boldsymbol{v}_{XY} & \boldsymbol{v}_{YY} \end{bmatrix}$$
(13)

である. 式(8)を式(12)に代入すると,

$$R_{comp} = W (H_u S_u + H_b S_d + \hat{N}) + V \hat{S}_d, \qquad (14)$$

となる. 等化器では, $WH_u = I, WH_b + V = 0$ となるように, タップ係数の更新が行われる.

3-4 計算機シミュレーションによる有効性確認

本節では、3-3 節で提案した干渉抑圧アルゴリズムの有効性を計算機シミュレーションにより確認した結 果を示す.図3にシミュレーションの系を示す.ここでは、0LT 側が干渉補償を行うと仮定する.このため、 0LT が送信した下り信号が反射し、上り信号に干渉すると仮定する.上下リンクの送信信号は、偏波多重さ れた変調速度10 GbaudのQPSK信号とした.サーキュレータで発生する反射光は、下り送信信号が 0LT 内の 受信器に戻ってくるまでの経路における何らかの歪みが加わったものである.本シミュレーションでは、簡 易的に、この戻ってくるまでの歪みを減衰と位相変化であると仮定した.すなわち、0LT 側で生成した QPSK 信号を減衰、位相変化させることで、反射光を模擬した.また、一波長双方向伝送を行う場合、0NU 内部の レーザーダイオード (Laser Diode:LD) と 0LT 内部の LD には周波数オフセットがある.反射光は、光源 が 0LT の L0 光と同一であるため、搬送波周波数オフセットを付加した.0LT 側の受信機を模擬したブロック においては、適応等化フィルタにより偏波分離およびシンボル同期を行い、移動平均フィルタによる累乗法 により搬送波周波数オフセット補償を行った.

本シミュレーションでは性能評価の指標として EVM (Error Vector Magnitude)を用いる. 信号対干渉電力 比 (Signal to Interference power Ratio: SIR) を変化させた場合の EVM 評価を行った. SIR 特性につい ては,信号光と反射光がシンボル単位でずれなく重なり合っているという理想的な条件下で評価を行った. 平均電力を 0 dBm に固定した ONU の送信信号に対して,反射光に見立てた干渉信号の平均電力を- 20 dBm から 2 dBm まで変化させて加算することで SIR を調整した. 受信系列から算出した EVM の測定結果を図 4 に示す. なお,干渉信号がない場合の EVM は 9.59%であった. 反射光が完全に抑圧できた場合には,反射光 なしの場合の EVM と同一の値となる. シミュレーション結果から,補償後も反射光による影響が残留する ものの,反射光による EVM の劣化を大幅に抑圧できていることが確認できる.



図3 シミュレーションの構成

図4 シミュレーション結果

4一波長双方向伝送における反射光の影響を抑える帯域割当方式の検討【テーマ(i)】

4-1 概要

3-3 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た.

図5にコンセプトを示す.簡単のために、2台の 0NU のみを図示している.初めに、0LT は、2台の 0NU ペアを設定する.0NU1 の上り波長を λ_1 、下り波長を λ_2 とする.このとき、0NU2 の上り波長を λ_2 、下り波長を λ_1 に設定する.各 0NU 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、0NU 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、フィーダ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.0LT 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、0LT 及び 0NU 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.本手法のメリットは、デジタルコヒーレントシステムでなく、従来の強度変調・直接検波 (Intensity Modulation and Direct Detection: IMDD)方式においても適用可能であることが挙げられる.

4-2 波長スワップ方式の解析モデル

図6に,波長スワップ方式を適用したシステムの解析モデルを示す.提案手法では、ONU に光サーキュレータを備えないため、リンクバジェットの拡大を図ることが可能となる.ここで、各パラメータについて説明する. L_0 は、OLT 側の光サーキュレータから光スプリッタまでのリンク損失、 R_{sp} と L_{sp} は光スプリッタの反射率と分岐損失を表す.WDM フィルタやその他の光デバイスの挿入損失は L_0 に含まれているとし、これらのデバイスの反射は十分に小さい(<50 dB) とし無視する. L_1 と L_2 は、それぞれ光スプリッタから ONU1 及び ONU2 までのリンク損失である.図6の場合、ONU は光サーキュレータを備えており、この反射率を R_{ONU} とする.各光ファイバリンクにおけるレイリー散乱光に関して、レイリー散乱光の反射率を B_{xi} とする.i = 1,2は光スプリッタと ONU 間のリンク識別子、xは上りリンクをu、下りリンクをdと表す.図6 における SINR γ_u^{nor} 、 γ_v^{nor} は以下のようになる.

$$= \frac{cL_0L_{sp}L_iP_{u,i}}{c\left(\sqrt{R_{0LT}} + \sqrt{B_0^d} + L_0L_{sp}\sqrt{B_i^d}\right)^2 P_d + P_N},$$
(15)
$$= \frac{cL_0L_{sp}L_iP_d}{c\left(\sqrt{R_{sp}L_1L_2} + L_{sp}\sqrt{L_1L_2B_0^u}\right)^2 P_{u,j} + P_N},$$
(16)





図6 システム解析モデル

 P_d , $P_{u,i}$ は上下リンクにおける平均送信電力である. P_N は雑音電力を表す. cは、受信器における光電変換の 係数である. 干渉成分同士を無相関とするならば、分母の交差項は平均を取るためゼロになるが、本検討で は、分母の交差項が存在することを仮定して計算を進める. j ($j \neq i$)は、対象ではない方のリンク識別子を表 す. ここで、干渉成分を加法性白色ガウス雑音で近似できると仮定とすると、SINR とビット誤り率(Bit error rate: BER)の関係は以下のようになる、

$$p_{x,i} = \alpha \operatorname{erfc}(\sqrt{\beta \gamma_{x,i}}), \tag{17}$$

 α,β は変調方式によって異なる値を取る.フレネル反射光や光サーキュレータにおける戻り光成分は,元 の変調信号のキャリア成分が十分に抑圧されている状態ではないため、白色ガウス雑音として近似すること は難しい.よって、実際のビット誤り率は、式(15)で算出したものよりも良い可能性が高い.提案手法にお いて、SINR の等式は、 $\gamma_{u,1},\gamma_{u,2},\gamma_{d,1},\gamma_{d,2}$ の4 種類であるから、BER も4 種類現れる.このとき、4 つのう ち、最も BER が劣化しているものを選択し、エラーフリーとなる閾値 P_{th} を下回っていれば、リンクが確立で きるとする.

4-3 波長スワップ方式の計算機シミュレーション

本解析では、0LT と 0NU1 間のリンクバジェット B_1 を与える.このとき、リンク損失 L_1 と B_1 は以下の式で 関連付けられる.

$$B_1 = L_1 + L_0 + L_{sp}, (16)$$

 B_1 を固定し、 L_1 、 L_2 を変化させると、リンクバジェット B_2 の変化が解析できる.表1 は、解析に用いるパ ラメータである.大容量な次世代光アクセスシステムを想定するため、ビットレートは100 Gbps に設定す る.100 Gbps/ λ 級の PON システムは既に検討が進んでいる[4].変調方式は、DP-QPSK (dual-polarization multiplexing quadrature phase-shift keying)信号を採用する.QPSK 信号は、振幅が一定であり、比較的 低演算量の DSP で受信が可能なため、光アクセスシステムでは広く検討されている[5,6].OLT では、反射 光の影響を低減することが難しいため、OLT が送信する下りリンクの送信平均電力を小さく設定する必要が ある.下りリンク信号は、OLT 内の光サーキュレータで反射し、上りリンクの信号に干渉してしまうため、 これを防ぐ必要がある.よって、下りリンクの平均電力 P_d を-5 dBm、上りリンクの送信電力 $P_{u,1}$ 、 $P_{u,2}$ を-5 か ら 15 dBm まで変化させた。光スプリッタは 32 分岐で使用することを想定し、分岐損失を9 dB に設定した [4].また、商用の光サーキュレータは反射率が-50 dB から-40 dB 程度のものがほとんどである.このた め、本解析においては、光サーキュレータの反射率を-40dB に設定する.レイリー散乱光の反射率は、-36 dB とした。ビット誤り率のエラーフリーとなる閾値は3.8×10⁻³とした.

図7 に波長スワップ方式を適用しなかった場合のリンクバジェットの計算結果を示す. QPSK 信号を送受した場合は、22dB のリンクバジェットとなる.次に、波長スワップ方式を適用した場合のリンクバジェット B_2 の結果を図8(a) に示す.縦軸と横軸はそれぞれリンク損失 L_1 、 L_2 [dB] であるが、絶対値を取っていることに注意されたい.このとき、リンクバジェット B_1 は35 dB に固定している.リンク損失 L_2 に合わせて、リンクバジェット B_2 も変化することがわかる.これは、リンク損失 L_1 の変化に合わせて、リンクバジェット B_1





図8提案手法のシミュレーション結果

を 35 dB に保つために, リンク損失 L_0 も変化させているからである. しかし, $L_1 \ge L_2$ がともに小さいとき, リンクバジェットは制限される. 例えば, $L_1 < 11$ dB のときは, リンクは確立されない. $L_1 = L_2 > 12$ dB のときは, ONU1, ONU2 ともに同様のリンクバジェットを確保できる. 更に, $L_2 > 14$ dB のとき, リンクバ ジェット B_2 は拡大されることがわかる. 次に, ONU1 及び ONU2 が送信する上りリンクにおける最小平均電力 の組み合わせを図 8(b), (c) に示す. ONU1 の平均送信電力は, ほとんど変化がないが, ONU2 に関しては大 きく変動することがわかる. これは最小平均電力を示しているため, その値以上の送信電力があれば通信が 可能となる.

5 電力多重型非直交多元接続方式の光アクセスシステム適用【テーマ(i)】

5-1 概要

3,4 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.すなわち、信号干渉を許容する方式である[7,8]. 誤り訂正符号と組み合わ せて、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[8].本検討では、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(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.実験室で良く用いられるようなオシロスコープでは、通常8bit程度の量子化が可能であるが、実用化 時はコスト面との兼ね合いから量子化ビット数は低減することが予想される.このため、計算機シミュレー ションを用いて、量子化ビット数による性能劣化を確認した.

5-2 計算機シミュレーションによる量子化ビット数の影響解析

シミュレーション構成を図9 に示す.信号の変調方式は偏波多重型 QPSK として、2 ユーザ多重を想定した.変調信号の生成後、QPSK 信号をトレーニング信号として、4096 シンボル付与した.通信路では、偏波スクランブルと加法性白色ガウス雑音(AWGN)のみを考慮した.コヒーレント受信器で受信した後、ADC にてシンボルレートに対して2 倍オーバーサンプルし、量子化を行った.偏波分離には、バタフライ型適応等化 FIR フィルタを使用し、タップ係数の更新には、判定志向型 Least Mean Square (LMS) アルゴリズムを用いた.その後、ビット誤り率(BER)の測定を行い、エラーフリーとなる BER の閾値(3.8×10⁻³)におけるOSNR を求めた.電力比を4 としたときの、量子化ビット数と所要 OSNR の関係を図 10 に示す.図10 から、量子化ビット数が6 bit 以上の時、所要 OSNR はほとんど変化しない.一方、量子化ビット数N を4 bit ま



で減らすと,2 dB の OSNR ペナルティが生じた.量子化ビット数を4,5,6 bit としたときの,電力比とユ ーザ2 の所要 OSNR の関係を図11 に示す.ユーザ間電力比が増大すると量子化雑音の影響も大きくなるこ とが確認できる.

今回,必要な量子化ビット数の算出に当たり,量子化閾値は等間隔に設定した.今後の予定では,この量子化閾値を工夫し,OSNRペナルティの低減を目指す.

6 マルチホップ無線および PON システムを併用したフロントホールリンク設計【テーマ(ii)】

6-1 概要

近年のモバイルネットワークでは、モバイル基地局間の協調動作を図るために、集約型無線アクセスネットワーク(C-RAN)構成が導入されている.2020年以降に導入が予定されている第5世代モバイル通信システム(5G)では、モバイル基地局を3分割した C-RAN構成が検討されている.3つに分割されたユニットは、 集約ユニット(CU)、分散ユニット(DU)、そしてリモートユニット(RU)と呼ばれる.CUはレイヤ3の機能を 担い、DUは、帯域割当て制御等のレイヤ2機能と一部の物理層機能を担う.RUは、アンテナ機能や変調や 復調等の一部の物理層機能を持つ.接続形態は、CU-DU-RUの順に接続され、CU-DU 間はミッドホール、DU-RU 間はフロントホール(FH)と呼ばれる.FHリンクは、従来は直接接続されていたが、RU数が増加傾向に あることから、FHリンクのネットワーク化が注目を集めている[9].代表的なネットワーク化の方法として、 波長分割多重型受動光ネットワーク(WDM-PON)の適用が有力視されている[1].

ネットワークコストの更なる低減を達成するため,著者らは無線マルチホップ FH リンクの適用及び DU の 配置設計方法について提案を行ってきた[10]. 無線 FH を用いると,光リンクコストを低減することができ る.しかしながら,大容量な通信を行うために高周波数帯をキャリアとして用いた無線 FH を適用しなけれ ばならず,伝搬距離制限や遮蔽物の影響を強く受けてしまう.よって,無線システムのみで FH リンクを構 築することは現実的ではない.本稿では,先行研究[10]を発展させ,無線マルチホップリンクと WDM-PON を 併用した FH リンクの構築方法及びそのときの DU 配置方法を提案する.

6-2 提案方式

先行研究[10]では、無線FH を適用した際に、光リンクコストが最小となる場所にDU を配置する手法を提案した.RUは、モバイル端末との通信を良好に行えるように最適化された場所に配備されるため、FH リンクコストを低減可能な場所に配置することはできない.DU に関しては、遅延要件を満たす範囲で任意の場所に配置することが可能であることから、DU の配置設計方法に着目している.本稿では、先行研究[10]に示したアルゴリズムに従って DU 配置及びマルチホップ無線リンク確立が完了した状態で、無線接続ができなかった FH リンクを WDM-PON システムを用いて収容する.収容方法として、光ファイバコストが最小となる組み合わせを選択するために、モンテカルロ法により最適化を行った.

次に,光ファイバコストの最小化を行うために,対象となる FH リンクのコストモデルを示す. 無線リンク と WDM-PON を適用したときの合計コストC_{total}を以下に示す.

$$C_{total} = C_{ptp} + C_{pon} + C_{w}, \tag{17}$$

 C_{ptp} , C_{pon} , C_w は, それぞれ光リンク直接(PtP) 接続, WDM-PON 接続, 無線接続した総コストを表す. 図 12 にコストの内訳を示す. 光リンクと無線リンクそれぞれおいて, トランシーバコスト C_t を今回は同じとした.



ここで、あるエリアにおける RU 群の集合をRとしたときに、リンクごとの部分集合を R_{ptp} , R_{pon} , $R_w(R_{ptp}, R_{pon}, R_t \subset R, R_{ptp} \cap R_{pon} \cap R_w = \{ \}$) とする.また、Feeder fiber の集合を F_f , Access fiber の集合を F_a とする.次に式(17) 右辺 C_{ntp} , C_{non} , C_w の内訳を以下に示す.

$$C_{ptp} = (C_{l} + 2C_{t})|R_{ptp}| + 2C_{f}\sum_{f \in F_{f}} L_{f},$$

$$C_{pon} = (C_{l} + 2C_{t})|R_{pon}| + C_{s}|F_{f}|$$
(19)

$$+ C_{f \sum_{f \in F_f} L_f} + C_{a \sum_{f \in F_a} L_f'}$$

$$C_{w} = 2C_{t}|R_{w}|.$$
(20)

 C_l はファイバ敷設コスト, C_f は、長さ当たりのFeeder fiber のコストを表す. C_s は、光スプリッタの配備 コスト、 C_a は、長さ当たりのAccess fiber のコストである.

6-2 アルゴリズム

提案手法における DU 配置及び FH リンクの収容設計に関するアルゴリズムを示す. 初めに, 先行研究[10] に従って, マルチホップ無線リンクを用いて RU を収容する. このときに, 光ファイバリンクコストが最小と なる位置に DU を配置する. 無線接続が困難だった FH リンクの情報を保持し, WDM-PON 収容アルゴリズムへ 渡す. WDM-PON 収容アルゴリズムを Algorithm 1 に示す. ランダムに 1 台の RU を選択し, その近隣にいる RU を探索する. そして, 近隣に RU がいる場合は, 同じ PON リンクに収容する. 近隣に RU が存在しない場 合は, PtP 接続を行う. 全 RU の収容が完了したとき, 光ファイバコストの情報と FH リンク接続の情報を保 持しておく. これを予め決めた回数だけ繰り返し, 最も光リンクコストが小さかった結果を採用する.

6-3 計算機シミュレーション

6 km × 6 km のマップ上に、4 つの RU 稠密地帯を生成した. 各稠密地帯に 50 台ずつ RU を一様分布に従 いランダムに配置した. このとき、RU 間の最小距離を 10 m とした. FH リンクに要求される伝送レートを 5 Gbps とし、無線 FH リンクのパラメータ及は文献[10]に従う. また、許容転送時間は 100 μ s である. 無線 マルチホップの中継器における処理遅延は 65 μ s に設定した. ここで、前節で示したコスト値に関して、 $C_l \ge 1.074$, $C_f \ge 1.0$, $C_a \ge 3.125$, $C_s \ge 1.24$ とした. WDM-PON による収容に関して、1 つの PON リンクあたりに収容可能な RU 数を4 とし、Algorithm 1 の繰返し計算回数を1 万回とした. 上記の条件を用いて、RU の配置位置を変更し、1 万回シミュレーションを行い、光リンクコストの平均値を算出した.

図 13 にシミュレーション結果を示す. PtP 接続のみを行った時を基準に光リンクコストの正規化を行った. マルチホップ無線リンクのみで RU を収容した場合,無線リンクが確立できなかった場合は,PtP 接続を行 うため,光ファイバコストは 0.66 程度となり,約3割の光リンクコスト削減となった.これは,RU が稠密 に配置されているため,RU-DU 間に他の RU が存在し,電波を遮蔽してしまうことに起因している.次に WDM-PON のみを用いた場合,光ファイバコストは 0.56 となっており,約4割近い削減率となる.提案手法であ るマルチホップ無線リンク接続を行った後に,残りの FH リンクを WDM-PON 接続した場合は,0.41 と最も 低い値となり,コスト削減率も6割程度まで実現可能となる.

今後の予定を述べる.上記の計算機シミュレーションで用いた WDM-PON は標準化がなされている一般的な 仕様に基づくものを使用した.今後は、3,4章で検討した一波長双方向伝送や5章で検討した PD-NOMA 方式 の適用を行うことで更なる低コスト化を目指す予定である.

7 モバイル無線基地局を収容する PON システムにおける帯域割当法【テーマ(iii)】

7-1 概要

フロントホール(FH) を時分割多重(TDM)-PON システムで構成する検討が進んでいる.また,厳しい遅延 要件[11]を持つFHをTDM-PONにより収容する際に,上り制御遅延を抑制するモバイル動的帯域割当(M-DBA) が提案されている[12].M-DBAは,光装置と無線装置の連携により,上り制御遅延を低減することができる. しかし,全RUの合計スループットがTDM-PONの通信容量を超えるとき,帯域を割り当てられたONUの送信 順序によっては,遅延要件内に送信可能なONU数が低下するといった課題が存在する.本章では,遅延要件 内に送信可能なONU数を最大化する手法について検討した.

7-2 提案手法

図 14 に,従来手法の上り FH 信号の送信手順を示す. FH 信号はバースト生起すると仮定する. ONU に到 来した FH 信号は,パケット化され,FH リンクに流入する.遅延要件を超えて到来した FH 信号は DU にお いてパケットロス扱いとなる.図 14 の例では各 RU へは常に同じトラヒックが流入すると簡単のため仮定す る.各ポーリングサイクルにおいて,送信順序をラウンドロビン方式で制御している.図より,ポーリング サイクル 2 では,全ての RU が制限時間内にデータ転送を完了するが,ポーリングサイクル 1,3,4 では,制限 時間内に送信できない RU が存在する.本稿における提案手法では,遅延要件を満たすことのできる ONU 数 を改善することを目指す.

提案手法では、以下の2つのアルゴリズムを順に実行する.

1. 送信可能 ONU 数の最大化

2. スループットの最大化

1. に関して ONU から要求されるトラヒック量に基づき, ONU のソートを行う. トラヒック要求量の少ない ONU から 帯域を割当てると最大送信可能 ONU 数が達成されること は容易にわかる. しかしながら, これではスループットは 最大化されない. このため,最大送信可能 ONU 数を維持 した状態でスループットを最大化する必要がある. 2. で は,分枝限定法を用いることで演算量の軽量化を図りつ つ,スループットが最大となる ONU の組み合わせを探索 する. これらのアルゴリズムを順に実行することで,一度 に全探索を行うよりも,演算時間の短縮を図ることがで きる. これら提案手法の有効性を確認するために,計算機 シミュレーションを実施した.

7-3 計算機シミュレーション

提案方式の有効性を確認するにあたり、8, 16, 32 台の





ONU を収容した場合に関して、シミュレーションを行った.評価項目は、最大送信可能 ONU 数とスループットである.1台の ONU には、8ユーザを収容していると仮定して、各ユーザは平均5秒に1回トラヒックが生起する指数分布に従いランダムなタイミングに生成した.生成したトラヒック量には、偏りを付けている. 比較対象として、提案手法と比較するために、固定送信とランダム選択の2つを送信順序決定アルゴリズムとして用意した.図15 にシミュレーション結果を示す.縦軸は制限時間内に送信できなかった ONU 数を表し、横軸は混雑度である.混雑度が大きいほど、各ユーザが生起するトラヒック量を多く設定している.図中のγは、1ユーザが生起するトラヒックに関する定数である.通常のユーザは10 Mbps でトラヒックを生起するのに対して、混雑度により指定された少数のユーザは、10γ Mbps のトラヒックを生起する.図15より提案手法を適用することで、制限時間内で送信できなかった ONU 数は大幅に減少することがわかる.

図 16 にスループットを示す.ここでは、固定送信とランダム選択の他、提案方式のうち1のみを使用した 場合についてもプロットしている.図から、提案手法がもっとも高スループットが達成できていることがわ かる.今後の展望としては、本検討では TDM における帯域割当に限定した提案を行っている.波長割当方式 を併用し、3~5章の技術との組合せを行っていく予定である.

8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3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^{~7}章に示す成果を得た.今後の展望として, それぞれ検討した手法は独立して実施していたため,それらを組み合わせて有効性を検討していく予定であ る.

【参考文献】

[1] ITU-T G.989.1, "40-Gigabit-cable passive optical networks (NG-PON2): General requirements," Mar. 2013.

- [2] K. Y. Cho, Y. J. Lee, H. Y. Choi, A. Murakami, A. Agata, Y. Takushima, and Y. C. Chung, "Effects of Reflection in RSOA-Based WDM PON Utilizing Remodulation Technique," J. Lightw. Technol. vol. 27, no. 10, pp. 1286– 1295, May 2009.
- [3] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, "Evaluation of Sensitivity of the Digital Coherent Receiver," J. Lightw. Technol., vol. 34, no. 8, pp. 2056–2063, Apr. 2016.
- [4] N. Suzuki, S. Yoshima, H. Miura, and K. Motoshima, "Demonstration of 100-Gb/s/λ-Based Coherent WDM-PON System Using New AGC EDFA Based Upstream Preamplifier and Optically Superimposed AMCC Function," J. Lightwave Technol., vol. 35, no. 8, pp. 1415–1421, Apr. 2017.

- [5] K. Matsuda, R. Matsumoto and N. Suzuki, "Hardware-Efficient Adaptive Equalization and Carrier Phase Recovery for 100-Gb/s/λ-Based Coherent WDM-PON Systems," J. Lightw. Technol., vol. 36, no. 8, pp. 1492– 1497, Apr. 2018.
- [6] R. Koma, M. Fujiwara, J. Kani, S. Kim, T. Suzuki, K. Suzuki, and A. Otaka, "Demonstration of real-time burst mode digital coherent reception with wide dynamic range in DSP-Based PON upstream," J. Lightw. Technol., vol.35, no. 8, pp. 1392-1398, Apr. 2017.
- [7] 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.
- [8] David Izquierdo, Jose A. Altabas, Jesus Clemente, Pablo Millan, Jose A. Lazaro, Simon Rommel, Rafael Puerta, Juan J. Vegas Olmos, Idelfonso Tafur Monroy, Ignacio Garces, "Flexible resource provisioning of coherent PONs based on Non-Orthogonal Multiple Access and CAP signals", in Proc. of European Conference on Optical Communication (ECOC), F1-4459074, Sept. 2019.
- [9] Time-Sensitive Networking for Fronthaul, IEEE Standard 802.1CM, Feb. 2017.
- [10] D. Hisano, Y. Nakayama, K. Maruta and A. Maruta, "Deployment Design of Functional Split Base Station in Fixed and Wireless Multihop Fronthaul," 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018, pp. 1–6.
- [11] eCPRI CPRI Specification V1.0, Aug. 2017.
- [12] H. Uzawa, H. Nomura, T. Shimada, D. Hisano, K. Miyamoto, Y. Nakayama, K. Takahashi, J. Terada, and A. Otaka, "Practical Mobile-DBA Scheme Considering Data Arrival Period for 5G Mobile Fronthaul with TDM-PON," in Proc. of IEEE/OSA ECOC, pp. M. 1. B. 2, Sep. 2017.

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
【論文誌】Two-Stage Optimization of Uplink Forwarding Order with Cooperative DBA to accommodate a TDM-PON-based Fronthaul Link	IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking	2020年3月
【国際会議】Dynamic Bandwidth Allocation and Forwarding Order Control Techniques in TDM-PON for Accommodating Fronthaul Traffic	IEEE Photonics Conference 2019 (IPC 2019)	2019年9月
【国際会議】Demonstration of Reflected Interference Cancellation in Single-Wavelength Bidirectional PON system	IEEE Photonics Conference 2019 (IPC 2019)	2019 年 9 月
【国際会議】Low Cost C-RAN and Fronthaul Design with WDM-PON and Multi-hopping Wireless Link	IEEE Consumer Communications & Networking Conference (CCNC)	2020年1月
【国内学会】マルチホップ無線システ ムと PON システムを併用したフロント ホールリンク設計	FIT2019 第 18 回情報科学技術 フォーラム	2019年9月
【国内学会】一波長双方向型WDM-PONに おけるリンクバジェット拡大を実現す る波長割当て方法の提案	電子情報通信学会ソサイエテ ィ大会	2019年9月
【国内学会】PD-NOMA-PON システムにお ける ADC 量子化ビット数の影響解析	電子情報通信学会総合大会	2020年3月

〈発表資料〉

【国内研究会】一波長双方向WDM-PON伝送におけるカプラ反射光の補償技術に 関する実験的検討	信学技報, Vol. 119, No. 101, CS2019-19, pp. 37-40	2019 年 7 月
【国内研究会】波長スワップ方式を適 用した一波長双方向 WDM-PON における 冗長化に関する検討	信学技報, Vol. 119, No. 365, CS2019-96, pp. 45-50	2020 年 1 月
【国内研究会】一波長双方向WDM-PON伝送における戻り光の補償技術に関する 実験的検討	信学技報, Vol. 119, No. 365, CS2019-97	2020年1月