



Title	Radio over Fiber技術の無線アクセスネットワークへの統合に関する研究
Author(s)	宮本, 健司
Citation	大阪大学, 2017, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://doi.org/10.18910/61790">https://doi.org/10.18910/61790</a>
rights	
Note	

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士學位論文

Radio over Fiber 技術の

無線アクセスネットワークへの統合に関する研究

宮本 健司

2017年1月

大阪大学 大学院工学研究科 電気電子情報工学専攻



## 内容梗概

本論文は、筆者がNTT アクセスサービスシステム研究所在職中、ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った、RoF (Radio over Fiber) 技術の無線アクセスネットワークへの統合に関する研究成果をまとめたものであり、以下の6章で構成される。

第1章は序論であり、本研究の背景として移動通信サービスの現状と将来に向けた移動通信ネットワークの変化について説明する。そして、本論文における研究対象となる無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network), ならびに無線アクセスネットワークを構成する基地局の親局と子局の間に適用される伝送技術である RoF 技術について概説した上で、本研究の目的を述べる。

第2章では、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題として、光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上について説明する。その上で、RoF 技術の2つのアプローチであるアナログ RoF とデジタル RoF について述べ、アナログ RoF をベースとしたアナログ型無線アクセスネットワークとデジタル RoF をベースとしたデジタル型無線アクセスネットワークについて、RoF 技術の無線アクセスネットワークへの統合に向けた両者の特徴と位置付けを示す。さらに、アナログ型無線アクセスネットワークとデジタル型無線アクセスネットワークに関する先行研究動向について述べ、本研究の位置付けを明らかにする。

第3章は、アナログ型無線アクセスネットワークの伝送性能評価に関する章である。アナログ型無線アクセスネットワークでは、アナログ RoF によって無線信号波形で強度変調された光信号を光ファイバ伝送することで高い柔軟性を実現できる一方で、アナログ伝送であるが故に光送信機で生じる非線形歪みや光伝送区間の雑音に対する耐性が低いという問題がある。本章では、光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上という2つの技術課題解決するため、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) を用いた RoF 分散アンテナシス

テムを提案する。この提案システムは、アナログ RoF を基軸として、基地局毎に異なる波長を用いる WDM, 帯域サンプリングによる複数セクタおよび複数無線システムの信号の光時分割多重 (OTDM: Optical Time Division Multiplexing), 分散アンテナシステムによる空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) という3つの多重技術を組み合わせることで、上記2つの技術課題を横断的に解決できる。まず、提案システムの構成および動作原理について説明した上で、その実現可能性を評価するために行った実証実験について述べ、提案システムの実用化に向けた課題を明らかにする。さらに、本提案システムにおいて伝送される無線信号の伝送特性を劣化させる要因を分析し、その主たる原因と考えられる光強度変調による非線形歪みおよび OTDM と光電力の増幅に起因する光ビート雑音の影響、ならびにそれらの対策方法について述べる。

第4章は、デジタル型無線アクセスネットワークの光伝送性能評価に関する章である。デジタル型無線アクセスネットワークでは、デジタル RoF によって無線信号の IQ (In-phase and Quadrature-phase) データを光伝送することでアナログ RoF において問題になる非線形歪みや雑音に対する耐性を高められる上に、広く普及した光トランシーバを利用可能で汎用性に優れる一方で、光伝送すべき IQ データ量が非常に大きくなるという問題がある。本章では、光伝送データ量を大幅に削減するために、PHY (Physical) 層機能を全て親局に設置する従来の親局-子局間の機能分割を再定義し、PHY 層内の符号化/復号機能と、変調/復調機能の間で機能分割を行う SPP (Split-PHY Processing) を提案する。提案する SPP は、光伝送データ量を削減できるだけでなく、この機能分割点において、下りリンクで光伝送される符号化後のビットデータのマルチキャストを行う JT (Joint Transmission) 手法、ならびに上りリンクで光伝送される LLR (Log Likelihood Ratio) データの合成を行う JR (Joint Reception) 手法を適用することで、PHY 層機能を子局に設置することによって本来は低下してしまう基地局間連携の性能を高く維持することができる。まず、提案する SPP の機能分割点と光伝送データ量および基地局間連携におけ

る提案 JT 手法と提案 JR 手法について説明する．次に，SPP の有用性と実現可能性を確認するために，PHY 層機能の一部を実装して 10GbE (Gigabit Ethernet) で接続した親局と子局の試作装置による上下リンクの実験評価結果について述べる．

第 5 章は，デジタル型無線アクセスネットワークの無線伝送性能評価に関する章である．第 4 章で提案した SPP の上りリンクの基地局間連携性能については，MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) の等化処理を親局で行うことで複数の子局のアンテナを用いた MIMO 伝送を行う従来機能分割における JR 手法と各子局で MIMO の等化処理を行った上で LLR 合成を行う SPP における JR 手法の一般的な条件下での性能比較，ならびにデジタル型無線アクセスネットワークで問題となっている光伝送データ量の増加に直結する LLR 量子化ビット数の削減が課題として残されていた．そこで本章では，LLR 合成を行う SPP における JR 手法の基地局間連携性能について，セル間干渉を考慮した条件下でのシミュレーションによる従来機能分割点の JR 手法との比較評価を行う．さらに，ガウス分布で表される LLR の確率密度分布を用いて SPP の JR におけるビット検出の誤り率を最小化するように量子化閾値を設定することで，LLR 量子化ビット数を削減しつつ，高い基地局間連携性能を維持できる LLR 量子化と JR の統合設計手法を提案し，その無線伝送特性を評価する．

第 6 章では，以上の研究によって得られた成果を総括し，本論文の結論を述べる．

## 謝辞

本論文は、筆者がNTT アクセスサービスシステム研究所在職中ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程および博士後期課程在学中に行った研究を、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻、三瓶政一教授の御指導のもとにまとめたものであり、本研究を遂行するにあたり、終始懇切丁寧なる御指導、御鞭撻を賜りました三瓶政一教授に謹んで深謝の意を表します。

また、論文作成にあたり有益な御指導を頂きました、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻、丸田章博教授、衣斐信介准教授に深く感謝いたします。

また、筆者の大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程在学中における研究遂行にあたり、終始懇切丁寧なる御指導、御鞭撻を賜りました大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻、小牧省三教授(現大阪大学名誉教授)、塚本勝俊准教授(現大阪工業大学教授)、東野武史助教(現奈良先端科学技術大学院大学准教授)に謹んで深謝の意を表します。

また、本研究を行う以前に、関連分野の基礎的な部分で御指導を頂きました同志社大学大学院理工学研究科、戸田裕之教授に深く感謝いたします。

さらに、大阪大学大学院工学研究科在学中、講義等を通じて通信工学全般ならびに本研究に関して多大なるご指導、ご教示を賜った大阪大学大学院工学研究科、滝根哲哉教授、馬場口登教授、宮地充子教授、井上恭教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻情報通信工学部門の諸先生方、ならびに大阪大学産業科学研究所、鷲尾隆教授、駒谷和範教授をはじめとする大阪大学産業科学研究所の諸先生方に厚く感謝申し上げます。

また、NTT アクセスサービスシステム研究所において、これらの研究を行う機会を与えていただき、熱心な励ましを賜ったNTT アクセスサービスシステム研究所、吉本直人プロジェクトマネージャー(現千歳科学技術大学教授)、大高明浩プロジェクトマネージャー、岩月勝美主幹研究員(現東北大学特任教授)に深く感謝

いたします。

また、本研究にあたり、日頃より熱心な御指導、御討論を頂いた、NTT アクセスサービスシステム研究所、寺田純グループリーダー、桑野茂主任研究員（現大同大学准教授）、清水達也主任研究員、田代隆義研究主任（現NTT西日本）に心より感謝いたします。また、NTT アクセスサービスシステム研究所、可児淳一主幹研究員、深田陽一主任研究員、谷口友宏主任研究員、西原晋主任研究員、原一貴研究主任、久保尊広研究主任、柴田直剛研究員（現NTTドコモ）、岩國辰彦研究員（現NTTブロードバンドプラットフォーム）をはじめ、職場の皆様には研究を進めるにあたり多大なる御協力を頂きましたことを、深く感謝いたします。

最後に、日頃からの援助、協力を頂いた家族に心から感謝いたします。

# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.2 本研究の目的	4
1.3 本論文の構成	5
<b>第2章 無線アクセスネットワークと Radio over Fiber 技術</b>	<b>8</b>
2.1 緒言	8
2.2 将来の無線アクセスネットワーク	8
2.2.1 無線アクセスネットワークの構成	8
2.2.2 無線アクセスネットワークにおける技術課題	9
2.3 Radio over Fiber 技術による課題解決	12
2.3.1 アナログ RoF とデジタル RoF	12
2.3.2 アナログ型無線アクセスネットワーク	13
2.3.3 デジタル型無線アクセスネットワーク	14
2.4 先行研究動向	15
2.4.1 アナログ型無線アクセスネットワークの先行研究動向	15
2.4.2 デジタル型無線アクセスネットワークの先行研究動向	16
2.5 結言	18
<b>第3章 アナログ型無線アクセスネットワークの伝送性能評価</b>	<b>19</b>
3.1 緒言	19
3.2 WDM を用いた RoF 分散アンテナシステム	20
3.2.1 提案システムの概要と特徴	20
3.2.2 提案システムの構成と動作原理	22
3.3 提案システムの実証実験	25

3.3.1	実証実験系の構成 . . . . .	25
3.3.2	実証実験の結果 . . . . .	29
3.4	提案システムにおける特性劣化要因の分析 . . . . .	33
3.4.1	アナログ RoF 信号の 2 トーンテスト実験 . . . . .	33
3.4.2	2 トーンテスト実験の理論解析 . . . . .	36
3.5	結言 . . . . .	45
<b>第 4 章</b>	<b>デジタル型無線アクセスネットワークの光伝送性能評価</b>	<b>46</b>
4.1	緒言 . . . . .	46
4.2	Split-PHY Processing . . . . .	48
4.2.1	機能分割点と光伝送データ量 . . . . .	48
4.2.2	上下リンクの提案 JT 手法と提案 JR 手法 . . . . .	52
4.3	SPP を適用した親局と子局の試作機 . . . . .	55
4.4	試作機を用いた実験評価 . . . . .	57
4.4.1	上りリンク伝送実験 . . . . .	57
4.4.2	下りリンク伝送実験 . . . . .	62
4.5	結言 . . . . .	66
<b>第 5 章</b>	<b>デジタル型無線アクセスネットワークの無線伝送性能評価</b>	<b>68</b>
5.1	緒言 . . . . .	68
5.2	LLR 合成による JR 手法 . . . . .	68
5.2.1	システムモデル . . . . .	68
5.2.2	LLR 合成による JR 手法のシミュレーション評価 . . . . .	72
5.3	LLR 量子化と JR の統合設計手法 . . . . .	76
5.3.1	システムモデル . . . . .	76
5.3.2	提案手法のシミュレーション評価 . . . . .	80
5.4	結言 . . . . .	82

第6章 結論	84
参考文献	90
本論文に関する原著論文	99

## 図目次

図 1.1	世界の移動通信トラフィックの推移と予測 . . . . .	1
図 1.2	移動通信と光通信の伝送レートの変化 . . . . .	2
図 1.3	移動通信ネットワーク構成の変化 . . . . .	4
図 1.4	無線アクセスネットワーク . . . . .	5
図 1.5	RoF 技術 . . . . .	5
図 2.1	光張出し基地局構成による無線アクセスネットワーク . . . . .	9
図 2.2	将来に向けた無線アクセスネットワークの課題 . . . . .	10
図 2.3	光エントランス回線の拡張性向上 . . . . .	11
図 2.4	基地局間連携の性能向上 . . . . .	11
図 2.5	アナログ RoF とデジタル RoF . . . . .	12
図 3.1	WDM を用いた RoF 分散アンテナシステムの概要 . . . . .	21
図 3.2	提案システムの構成 . . . . .	23
図 3.3	親局および子局における時間領域の信号遷移 . . . . .	24
図 3.4	親局および子局における周波数領域の信号遷移 . . . . .	24
図 3.5	実証実験の概要 . . . . .	26
図 3.6	実証実験系の構成 . . . . .	27
図 3.7	実験系の外観：(a) 親局，(b) 子局 . . . . .	28
図 3.8	OTDM 光パルスの多重分離 . . . . .	29
図 3.9	2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯の 802.11n 信号の時分割多重伝送結果 . . . . .	29
図 3.10	無線伝送を行わない場合の MIMO 伝送結果 . . . . .	31
図 3.11	マルチパスフェージングの影響を受けた場合の MIMO 伝送結果 . . . . .	32
図 3.12	2 トーンテスト実験の実験系 . . . . .	34
図 3.13	2 トーン信号のスペクトル：RF 電力 (a)-20 dBm, (b)15 dBm . . . . .	35
図 3.14	2 トーンテスト実験の実験結果および理論値 . . . . .	36

図 3.15 PD に入力される光信号と支配的なビート . . . . .	40
図 3.16 EDFA 1 の利得に対する信号光と ASE の光ビート雑音の合計電力値	43
図 4.1 従来機能分割, SPP, MAC-PHY split それぞれの機能分割点 . . .	49
図 4.2 上りリンクの JR 手法 : (a) 従来機能分割, (b)SPP . . . . .	53
図 4.3 下りリンクの JT 手法 : (a) 従来機能分割, (b)SPP . . . . .	54
図 4.4 親局と子局の試作機の構成 . . . . .	55
図 4.5 親局と子局の試作機の外観 . . . . .	57
図 4.6 上りリンクにおける各 MCS index に対する光伝送データ量 . . .	60
図 4.7 上りリンクにおける各 MCS index に対する所要 SNR . . . . .	61
図 4.8 下りリンクにおける各 MCS index に対する光伝送データ量 . . .	65
図 5.1 LLR 合成による JR 手法のシステムモデル . . . . .	69
図 5.2 評価するアンテナ構成 : (a) アンテナ構成 1, (b) アンテナ構成 2	73
図 5.3 アンテナ構成 1 における BLER 特性 . . . . .	75
図 5.4 アンテナ構成 2 における BLER 特性 . . . . .	75
図 5.5 提案手法のシステムモデル . . . . .	77
図 5.6 2 ビット量子化における LLR の確率分布の例 : (a) $d = 0$ , (b) $d = 1$	79
図 5.7 提案手法の BER 特性 : 子局 2 の受信 SNR (a)12 dB, (b)16 dB .	81

## 表目次

表 3.1	本実験で用いたマルチパスモデル . . . . .	31
表 3.2	理論解析の計算諸元 . . . . .	38
表 4.1	上りリンク伝送における実験とシミュレーションの諸元 . . . . .	59
表 4.2	上りリンク伝送実験で用いた MCS . . . . .	60
表 4.3	下りリンク伝送における実験とシミュレーションの諸元 . . . . .	64
表 4.4	下りリンク伝送実験で用いた MCS . . . . .	64
表 5.1	LLR 合成による JR 手法のシミュレーション諸元 . . . . .	74

## 略語一覽

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AWG	Arrayed Waveguide Grating
AWGN	Additive White Gaussian Noise
ASE	Amplified Spontaneous Emission
BER	Bit Error Rate
BLER	Block Error Rate
BPF	Band Pass Filter
CDF	Cumulative Distribution Function
CINR	Carrier to Interference plus Noise power Ratio
CoMP	Coordinated Multipoint
CPRI	Common Public Radio Interface
C-RAN	Centralized-Radio Access Network
CS/CB	Coordinated Scheduling/Coordinated Beamforming
CU	Central Unit
D	Destination
D/A	Digital/Analog
DAS	Distributed Antenna System
DFB	Distributed Feedback
DQF	Decode-Quantize-and-Forward
DU	Distributed Unit
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EHF	Extremely High Frequency
E/O	Electrical/Optical
EPA	Extended Pedestrian A

EVM	Error Vector Magnitude
FBG	Fiber Bragg Grating
FPGA	Field Programmable Gate Array
G	Generation
GbE	Gigabit Ethernet
HSPA	High Speed Packet Access
I	In-phase
IMD	Intermodulation Distortion
INR	Interference to Noise power Ratio
IQ	In-phase and Quadrature-phase
JP	Joint Processing
JR	Joint Reception
JT	Joint Transmission
LAN	Local Area Network
LD	Laser Diode
LLR	Log Likelihood Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
LN-MZM	Lithium Niobate-Mach Zehnder Modulator
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MCS	Modulation and Coding Scheme
MFH	Mobile Fronthaul
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
O/E	Optical/Electrical
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OOK	On-Off Keying
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
PC	Personal Computer
PD	Photo Diode
PDF	Probability Density Function
PHY	Physical
PON	Passive Optical Network
PPG	Pulse Pattern Generator
PPS	Pulse Per Second
Q	Quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
R	Relay
RAN	Radio Access Network
RB	Resource Block
RBW	Resolution Bandwidth
RF	Radio Frequency
RoF	Radio over Fiber
S	Source
SA	Spectrum Analyzer
SCM	Subcarrier Multiplexing
SDM	Space Division Multiplexing
SHF	Super High Frequency
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal to Noise power Ratio
SPP	Split-PHY Processing

SW	Switch
TbE	Terabit Ethernet
TBS	Transport Block Size
TDM	Time Division Multiplexing
TIA	Transimpedance Amplifier
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UHF	Ultra High Frequency
VSA	Vector Signal Analyzer
VSG	Vector Signal Generator
W-CDMA	Wideband-Code Division Multiple Access
WDM	Wavelength Division Multiplexing
ZF	Zero Forcing



# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

近年、スマートフォンやタブレットなどの無線通信機能を備えた高機能端末が多くの人々に利用されるようになり、移動通信によるブロードバンドサービスの利用が一般的となっている。また、動画配信のような大容量のデータをやりとりするサービスの普及によって、移動通信トラフィックは急激に増加している [1, 2]。図 1.1 に世界の移動通信トラフィックの推移と予測を示す [2]。2020 年までに、世界の移動通信トラフィックは1か月あたり 30.6 エクサバイトとなり、2015 年の 8 倍にまで増加すると予測されている。また、固定通信を含めた通信トラフィックにおける移動通信トラフィックの割合も増加すると見込まれている。Cisco 社の調査結果 [2] によれば、全体のトラフィックに占める固定通信トラフィックの割合は 2014 年時点では 55%であったのに対して、2019 年には 34%にとどまり、一方で移動通信トラフィックの割合は 2014 年時点では 7%であったのに対して、2019 年には 29%を占めると予測されている。

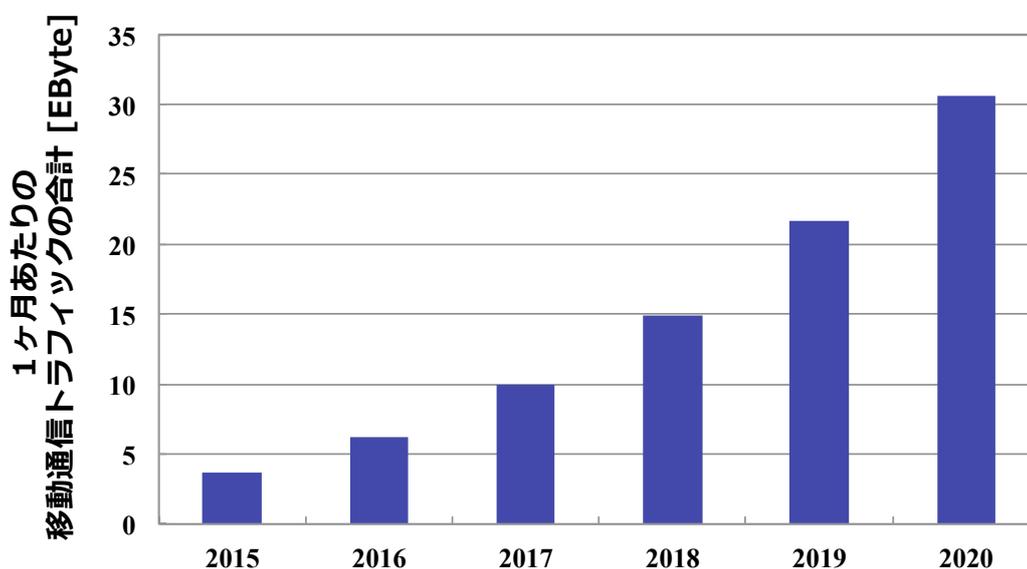


図 1.1: 世界の移動通信トラフィックの推移と予測

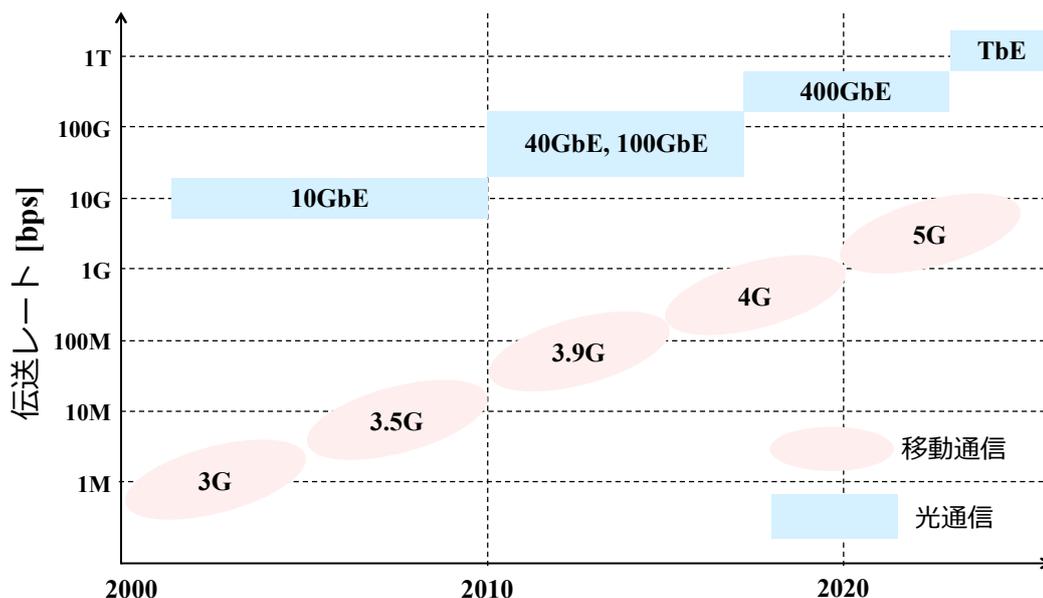


図 1.2: 移動通信と光通信の伝送レートの変化

移動通信トラフィックとその割合が急激に増加する中で、移動通信の伝送レートも急激に高速化が進んでいる。図 1.2 に 2000 年以降の移動通信と光通信の伝送レートの変化を示す [3-6]。移動通信システムは、2000 年代初期に 3G (Generation) と呼ばれる W-CDMA (Wideband-Code Division Multiple Access) による 384 kbps のサービスが開始され、2000 年代後半には 3.5G の HSPA (High Speed Packet Access) による 3.6 Mbps のサービスが開始された。その後、2010 年代には 3.9G に位置づけられる LTE (Long Term Evolution) のサービスが開始され、その伝送レートは 37.5 Mbps から 150 Mbps まで高速化されている。2015 年には 4G に位置付けられる LTE-Advanced による 225 Mbps のサービスが開始され、その伝送レートは今後 1 Gbps に達する見込みである。さらに、現在は 2020 年以降の移動通信システムとして 5G の研究開発が進められており、その伝送レートは 10 Gbps を超えると言われている [3,4]。一方で、伝送距離が数 km から数十 km 程度の市内網に広く用いられている Ethernet 規格の光通信の伝送レートについては、2002 年に標準化された IEEE 802.3ae の 10GbE (Gigabit Ethernet) によって 10 Gbps の光ファイバ伝送が

実現されている。その後、2010年にはIEEE 802.3baが標準化され、40GbEおよび100GbEによる40 Gbpsおよび100 Gbpsの光ファイバ伝送が可能となっている。現在は400 Gbpsを実現するIEEE 802.3bsの400GbEの標準化が進められており、2020年以降にはTbE (Terabit Ethernet) と呼ばれる1 Tbpsを超えるEthernetの実現も見込まれている [5,6]。図1.2から分かる通り、光通信も高速化は進んでいるものの、移動通信の高速化の進展が光通信の場合よりも速く、近い将来に光通信の伝送レートと同等のレベルに達することが推測される。さらに、40GbEや100GbEが積極的に導入されるコアネットワークの光伝送とは対照的に、よりユーザに近いアクセスネットワークの光伝送について言えば、現在一般的に利用されているのは10GbEであり、既に移動通信と光通信の伝送レートが拮抗しつつあると言える。この事実は、将来の移動通信ネットワークでは、特にアクセスネットワークの領域において、無線の伝送レートに対してこれまでは十分な伝送レートを有していた光通信のバックボーンが逆にボトルネックになる可能性があることを意味する。

このような移動通信の高速化に伴い、移動通信ネットワークの構成も変化している。図1.3に移動通信ネットワーク構成の変化を示す。従来の移動通信ネットワークはホモジニアスネットワークと呼ばれ、セルと呼ばれるカバーエリアの広いマクロセル基地局を複数設置することによってサービスエリアを構築してきた。その一方で、近年の移動通信ネットワークでは、従来から構築されているマクロセル基地局のエリア内にカバーエリアの狭いスモールセル基地局を多数重畳配置することにより、例えばトラヒック需要に対応するためのシステム容量の拡大といった、局所的に発生するユーザ要求への対応 [7,8] が検討されており、この構成をヘテロジニアスネットワークと呼ぶ [9,10]。このヘテロジニアスネットワークでの多数のスモールセル基地局の重畳配置は、同時に基地局のバックボーンとして接続される光ファイバ数の増加にもつながる。そのため、こうした将来の移動通信ネットワーク構成の変化に対応するためには、移動通信における無線伝送と光ファイバによる光伝送をこれまで以上に統合的に検討していく必要がある。

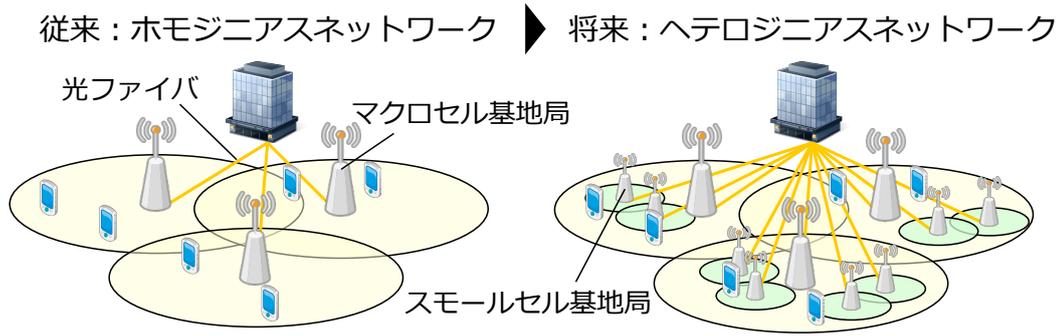


図 1.3: 移動通信ネットワーク構成の変化

## 1.2 本研究の目的

前節で述べた研究背景に基づき、本論文では、移動通信ネットワークの構成要素の中でも無線伝送と光伝送の統合的検討が最も重要となる無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network), ならびに無線アクセスネットワークに適用される伝送技術である RoF (Radio over Fiber) 技術を研究対象とする.

図 1.4 に無線アクセスネットワークの構成を示す. 近年の無線アクセスネットワークは、光張出し基地局あるいは C-RAN (Centralized-Radio Access Network) と呼ばれる構成をとっており、移動通信事業者のビルに設置され、コアネットワークと接続される基地局の親局 (CU: Central Unit), 鉄塔や建物の屋上などのアンテナサイトに設置され、端末 (UE: User Equipment) と無線接続される子局 (DU: Distributed Unit), ならびに親局-子局間を接続する光ファイバの3つがその構成要素となる. こうした親局と子局で構成される無線アクセスネットワークでは、従来1つの装置であった基地局を親局と子局の2つに分けることによって親局での信号処理の集約や子局構成の簡易化が可能である.

図 1.5 に RoF 技術の概要を示す. RoF 技術では、無線アクセスネットワークにおける親局内でベースバンド信号処理を全て行った後の無線信号を E/O (Electrical/Optical) 変換器によって光信号に変換して子局へ光伝送し、子局は光信号を O/E (Optical/Electrical) 変換器で無線信号に変換した上で RF (Radio Frequency)

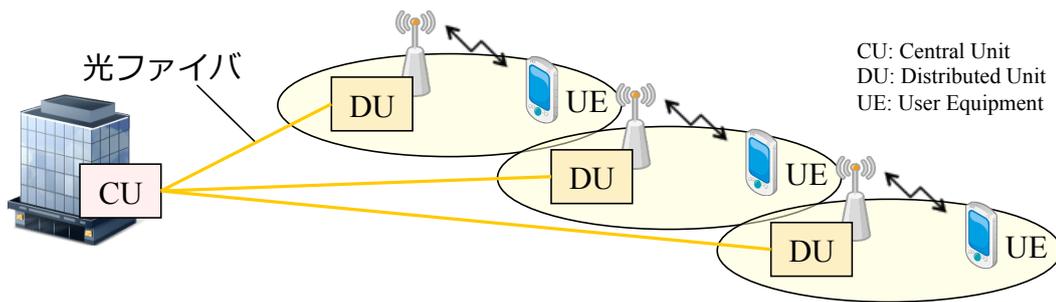


図 1.4: 無線アクセスネットワーク

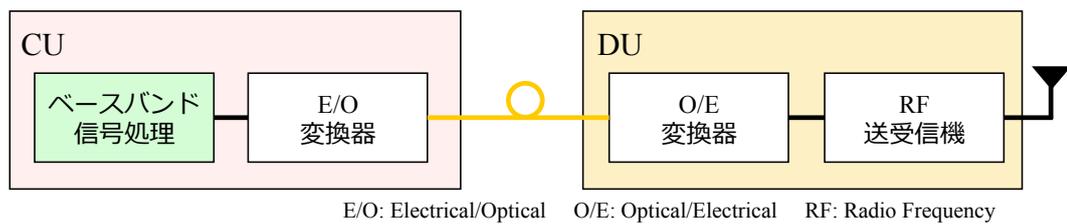


図 1.5: RoF 技術

送受信機による送受信を行う。この RoF 技術にはアナログ RoF とデジタル RoF の 2つのアプローチがあり、それぞれにメリットとデメリットが存在する。

本論文では、将来に向けた無線アクセスネットワークの課題として、親局-子局間を接続する光ファイバ区間である光エントランス回線の拡張性向上と、子局間で無線信号の連携送受信を行う基地局間連携 (CoMP: Coordinated Multipoint) の性能向上という 2 点に着目し、アナログ RoF とデジタル RoF の 2つのアプローチを有する RoF 技術の無線アクセスネットワークへの統合によって、これらの課題の横断的な解決を図ることを目的とする。

### 1.3 本論文の構成

本論文は 6 つの章で構成される。

第 2 章では、まず将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題である光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上について詳細を述べ

る。次に、RoF 技術の 2 つのアプローチであるアナログ RoF とデジタル RoF について述べ、これら 2 つのアプローチの両面から無線アクセスネットワークの技術課題の解決が必要であることを述べる。さらに、アナログ RoF をベースとしたアナログ型無線アクセスネットワークとデジタル RoF をベースとしたデジタル型無線アクセスネットワークについて、両者の特徴と位置付けを述べる。最後に、アナログ型無線アクセスネットワークとデジタル型無線アクセスネットワークに関する先行研究動向について述べ、本研究の位置付けを明らかにする。

第 3 章は、アナログ型無線アクセスネットワークの伝送性能評価に関する章である。本章では、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題をアナログ RoF の特徴を活かすことで横断的に解決する手段として、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) を用いた RoF 分散アンテナシステムを提案する [11–13]。まず、提案システムの構成および動作原理について説明した上で、その実現可能性を評価するために行った実証実験について述べ、提案システムの実用化に向けた課題を明らかにする。さらに、本提案システムにおいて伝送される無線信号の伝送特性を劣化させる要因を分析し、その主たる原因と考えられる光強度変調による非線形歪みおよび光時分割多重 (OTDM: Optical Time Division Multiplexing) と光電力の増幅に起因する光ビート雑音の影響、ならびにそれらの対策方法について述べる。

第 4 章は、デジタル型無線アクセスネットワークの光伝送性能評価に関する章である。本章では、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題を解決するため、光伝送データ量の増大が問題となるデジタル RoF の光エントランス回線において、高い基地局間連携性能を実現しつつ光伝送データ量を大幅に削減可能な新たな基地局の機能分割方式として、PHY (Physical) 層内で機能分割を行う SPP (Split-PHY Processing) を提案する [14–17]。まず、提案する SPP の機能分割点と光伝送データ量および基地局間連携における提案 JT (Joint Transmission) 手法と提案 JR (Joint Reception) 手法について述べる。次に、SPP の有用性と実現可能

性を確認するために、PHY 層機能の一部を実装して 10GbE で接続した親局と子局の試作装置による上下リンクの実験評価について述べる。

第5章は、デジタル型無線アクセスネットワークの無線伝送性能評価に関する章である。本章では、第4章で提案した SPP の上りリンクにおける LLR (Log Likelihood Ratio) 合成による JR 手法の基地局間連携性能について、セル間干渉を考慮した条件下でのシミュレーション評価を行う [18]。さらに、SPP の上りリンクで光伝送する LLR の量子化ビット数の削減と基地局間連携性能の向上を両立するため、LLR 量子化と JR の統合設計手法を新たに提案し、その無線伝送特性をシミュレーションで評価した結果を述べる [19]。

第6章では、以上の研究によって得られた成果を総括し、本論文の結論を述べる。

## 第2章 無線アクセスネットワークと Radio over Fiber 技術

### 2.1 緒言

第1章で述べたように、本論文では移動通信ネットワークにおける無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network) と RoF (Radio over Fiber) 技術を研究対象とする。本章では、まず無線アクセスネットワークの構成について述べた上で、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題として、光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携 (CoMP: Coordinated Multipoint) の性能向上について説明する。次に、無線アクセスネットワークに適用される伝送技術である RoF 技術について、その2つのアプローチであるアナログ RoF とデジタル RoF について述べる。本論文では、第3章から第5章において、アナログ RoF をベースとしたアナログ型無線アクセスネットワークとデジタル RoF をベースとしたデジタル型無線アクセスネットワークの両面から将来に向けた無線アクセスネットワークの課題解決を検討する。これに先立ち、アナログ型およびデジタル型の無線アクセスネットワークのメリットとデメリットを整理する。最後に、アナログ型およびデジタル型の無線アクセスネットワークにおける先行研究動向について述べ、第3章以降で述べる提案技術の位置付けを明らかにする。

### 2.2 将来の無線アクセスネットワーク

#### 2.2.1 無線アクセスネットワークの構成

移動通信ネットワークはコアネットワークと無線アクセスネットワークおよび端末で構成される [20]。無線アクセスネットワークはコアネットワークと端末の間に位置し、複数の基地局で構成される。第1章でも述べたように、将来の移動通信ネットワークでは、従来のマクロセルにスモールセルを重畳配置するヘテロジニアスネットワーク構成への変化 [9,10] とともに、スモールセルの高密度化による更なるシステム容量の拡大が進められる [7,8]。そのため、近年では基地局設置の柔軟

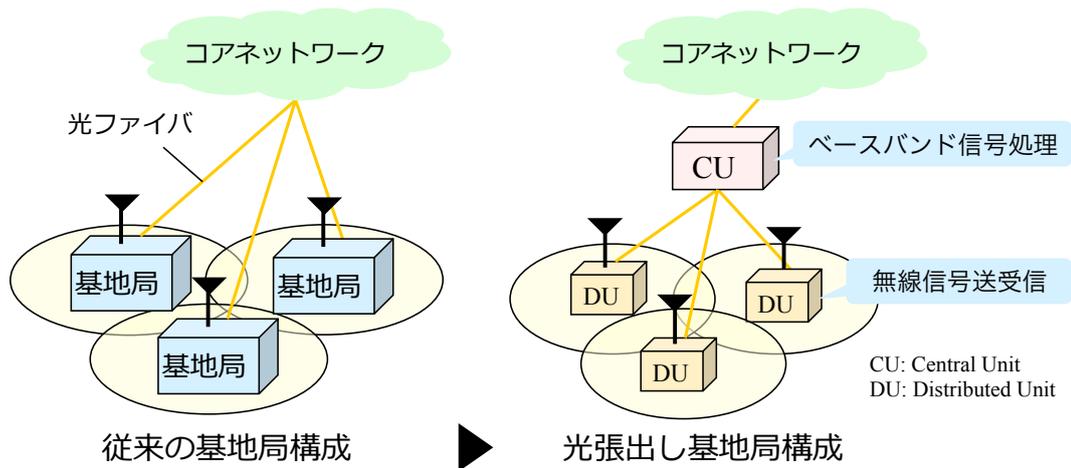


図 2.1: 光張出し基地局構成による無線アクセスネットワーク

性と経済性の向上を目的として、図 2.1 に示すように、従来は 1 つの装置であった基地局を親局 (CU: Central Unit) と子局 (DU: Distributed Unit) の 2 つに分け、親局を集約して子局を光ファイバで複数張り出す光張出し基地局構成の適用が進められている [21]。この構成は C-RAN (Centralized-Radio Access Network) [22, 23] とも呼ばれ、無線信号のベースバンド信号処理を親局に集約し、子局が無線信号の送受信のみを行うことで、親局での信号処理の集約や高度化を進展させる一方、子局構成の簡易化が可能となる。無線アクセスネットワークにおける親局-子局間の光ファイバ区間である光エントランス回線はモバイルフロントホール (MFH: Mobile Fronthaul) とも呼ばれ、RoF 技術を用いてベースバンド信号処理を終えた無線信号が光伝送される。

### 2.2.2 無線アクセスネットワークにおける技術課題

本論文では、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題として、図 2.2 に示すような以下の 2 点に着目し、それらの横断的な解決を目指す。

- (1) 光エントランス回線の拡張性向上
- (2) 基地局間連携の性能向上

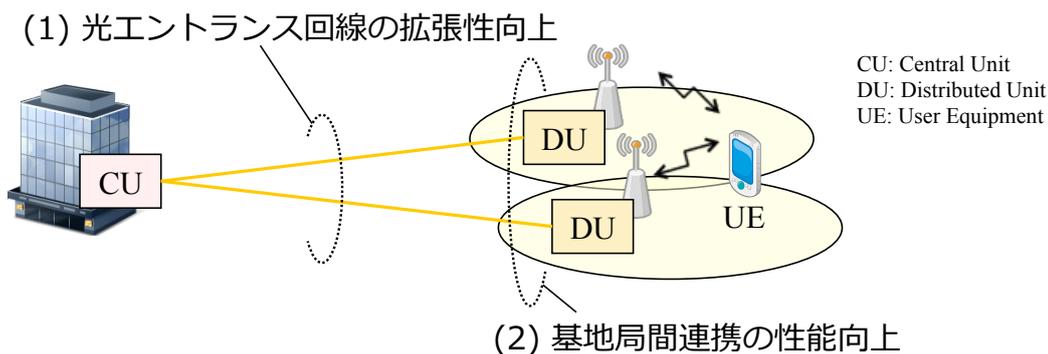


図 2.2: 将来に向けた無線アクセスネットワークの課題

(1) は光伝送に関わる課題であり、将来の無線アクセスネットワークがヘテロジニアスネットワーク構成に変化することに伴い、多数のsmallセル基地局が配置されることに起因する。smallセル基地局では、UHF (Ultra High Frequency) 帯と呼ばれる従来のmacroセル基地局で使用されていた 3 GHz 以下の低い周波数帯ではなく、SHF (Super High Frequency) 帯と呼ばれる 3 GHz から 30 GHz の周波数帯、さらには EHF (Extremely High Frequency) 帯あるいはミリ波帯と呼ばれる 30 GHz 以上の高い周波数帯が使用される。これは、高い周波数帯の電波は減衰が大きく伝搬距離が限られる一方で、従来よりも広い周波数帯域幅を確保でき、無線通信の高速大容量化が可能のためである。こうした多数のsmallセル基地局の配置に伴って、将来は図 2.3 に示すように非常に多くの子局を配置する必要があり、また子局に接続される光ファイバの数も大幅に増加する。したがって、子局を容易に新設するための子局構成の簡易化や親局-子局間における光伝送コストの低減による光エントランス回線の拡張性向上が必要である。

(2) は無線伝送に関わる課題であり、(1) と同じく将来の無線アクセスネットワークがヘテロジニアスネットワーク構成に変化することに伴い、smallセル基地局が高密度に配置されることに起因する。移動通信システムでは、図 2.4 に示すようなセル端に位置する端末は基地局からの受信電力が小さいことや隣接セルからのセル間干渉を受けることが原因で無線伝送特性が劣化するという問題がある。基地局

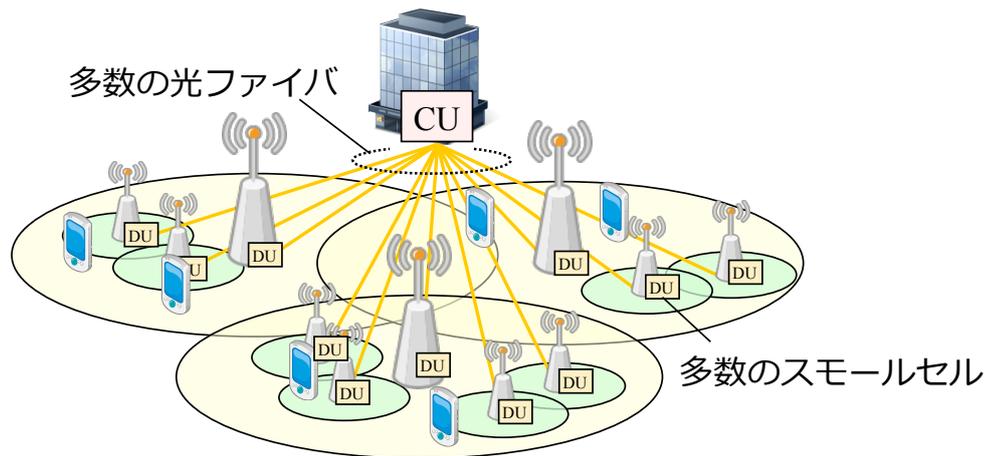


図 2.3: 光エントランス回線の拡張性向上

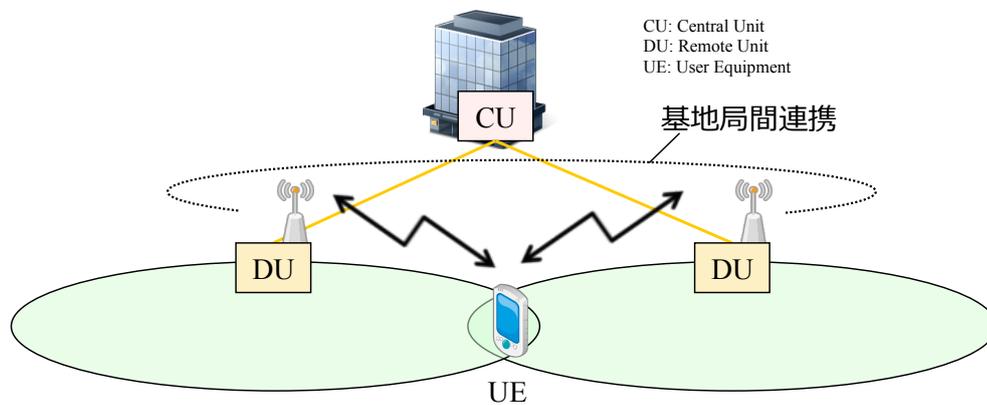


図 2.4: 基地局間連携の性能向上

間連携技術 [24, 25] は隣接する複数の基地局が連携して無線信号を送受信することで、セル端に位置する端末の無線伝送特性を改善することができる技術である。基地局間連携の方式には、主に複数の基地局間で協調してスケジューリングや指向性制御を行う CS/CB (Coordinated Scheduling/Coordinated Beamforming) と複数の基地局から同時に無線信号を送受信する JP (Joint Processing) の2つがあり、下りリンクにおける JP である JT (Joint Transmission) と上りリンクにおける JP である JR (Joint Reception) が最も高い基地局間連携性能を実現できる [24]。将来の無線アクセスネットワークでは、smallセル基地局のセル半径が小さいこととセル

配置の一層の高密度化のため、セル同士の重畳部分が多くなり、セル間干渉による特性劣化がさらに問題となることが推測される。したがって、将来に向けて基地局間連携の重要性がさらに増すため、その性能向上が必要である。

## 2.3 Radio over Fiber 技術による課題解決

### 2.3.1 アナログ RoF とデジタル RoF

本論文では、RoF 技術の無線アクセスネットワークへの統合によって将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題の解決を図る。RoF 技術には、図 2.5 に示すようにアナログ RoF とデジタル RoF の 2 つのアプローチがある [26]。アナログ RoF は D/A (Digital/Analog) 変換器および周波数変換器を親局側に設置し、RF (Radio Frequency) 信号で強度変調された光信号を光エントランス回線で伝送する [27–29]。一方、デジタル RoF は D/A 変換器および周波数変換器を子局側に設置し、ベースバンド信号処理で生成された無線信号の同相 (I: In-phase) 成分と直交

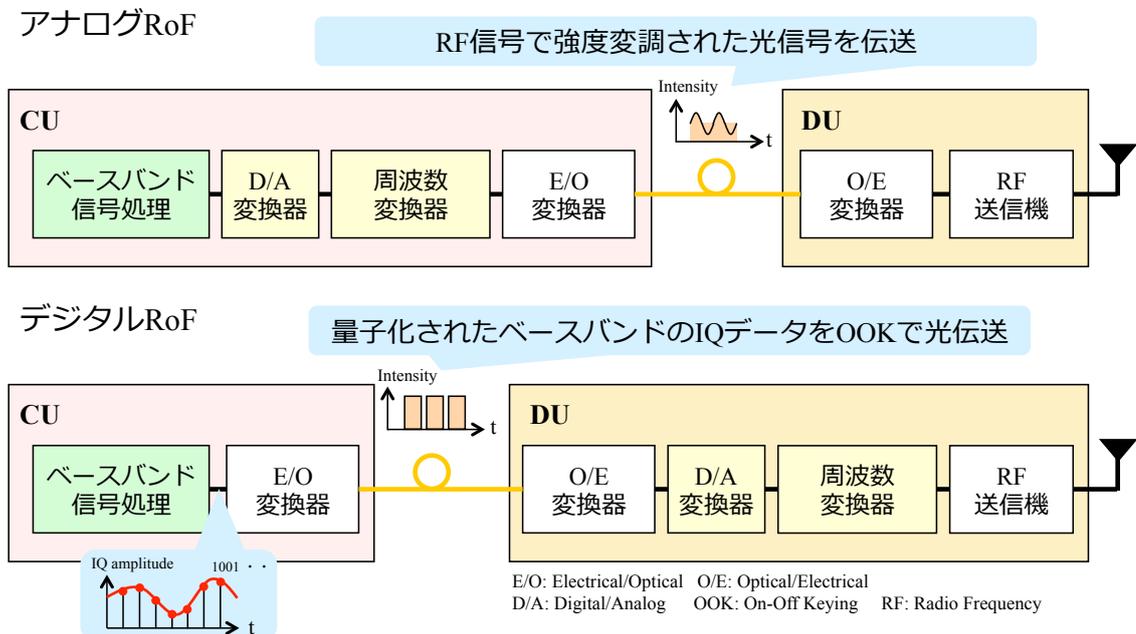


図 2.5: アナログ RoF とデジタル RoF

(Q: Quadrature-phase) 成分の振幅値をサンプリングおよび量子化した IQ (In-phase and Quadrature-phase) データを OOK (On-Off Keying) で変調された光信号によって光エントランス回線で伝送する [30–32]. 以後, アナログ RoF をベースとした無線アクセスネットワークをアナログ型無線アクセスネットワークと呼び, デジタル RoF をベースとした無線アクセスネットワークをデジタル型無線アクセスネットワークと呼ぶことにする. アナログ型およびデジタル型の無線アクセスネットワークにはそれぞれメリットとデメリットがあり, 無線アクセスネットワークの課題解決に向けては, これら 2 つのアプローチの両面からの検討が必要である.

### 2.3.2 アナログ型無線アクセスネットワーク

アナログ RoF をベースとしたアナログ型無線アクセスネットワークの子局は, 図 2.5 に示すように O/E (Optical/Electrical) 変換器と RF 送信機のみから構成される. そのため, 子局の構成を最も簡易化でき, 設備コストの削減や容易な設備変更が可能である. また, 子局における O/E 変換器と RF 送信機はアナログ RoF によって親局から光伝送される無線信号の無線システムに依存しないため, 子局は様々な無線システムを同一の構成で収容することができる. このように, アナログ型無線アクセスネットワークにおいては, 子局を簡易化できることによって高い柔軟性を実現可能なことがメリットである.

その一方で, アナログ型無線アクセスネットワークでは光伝送区間においてアナログ信号を伝送するため, 光送信機で生じる非線形歪みや光伝送区間の雑音の影響を受けやすい. 特に E/O (Electrical/Optical) 変換器で行われる光強度変調において, 直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号のようなマルチキャリア信号で光搬送波を変調する場合には, PAPR (Peak to Average Power Ratio) が大きくなり, 相互変調歪の影響を受けやすくなるというアナログ RoF 特有の現象が発生する [33, 34]. このように, アナログ型無線アクセスネットワークでは, こうした光強度変調で生じる非線形歪みや光伝送区間の雑音

の影響によって、子局で送受信される無線信号に対して光エントランス回線でのアナログ光伝送に起因する特性劣化が発生してしまうことがデメリットである。

### 2.3.3 デジタル型無線アクセスネットワーク

デジタル RoF をベースとしたデジタル型無線アクセスネットワークにおいては、図 2.5 に示すようにデジタルデータに変換された無線信号の IQ データを OOK によって光伝送する。そのため、アナログ RoF で問題となるような非線形歪みや雑音に対する耐性を高めることができる。また、デジタルデータの光伝送を行う場合、第 1 章で述べたような Ethernet に代表される既存の光伝送インタフェースの光トランシーバを E/O 変換器として用いることができる。このように、デジタル型無線アクセスネットワークにおいては、広く普及している光トランシーバを光エントランス回線に用いることで高い汎用性を実現可能なことがメリットである。

その一方で、デジタル型無線アクセスネットワークでは、光エントランス回線における IQ データの光伝送に必要なデータ量が非常に大きくなる。現行の無線アクセスネットワークでは、CPRI (Common Public Radio Interface) [30] と呼ばれるデジタル RoF のインタフェースによって無線信号の IQ データが光伝送されているが、この IQ データの光伝送には子局と端末で送受信される無線伝送レートの 10 倍以上の光伝送データ量を必要とする [35]。将来の移動通信システムの無線伝送レートが 10 Gbps を超えることを考えた場合、光エントランス回線の光伝送データ量は 100 Gbps を超えることが推測される。そのため、現在アクセスネットワークで一般的に利用されている 10GbE (Gigabit Ethernet) では対応できなくなり、コアネットワークで使用される 40GbE や 100GbE の高コストな光トランシーバを使用しなければならず、光エントランス回線の光伝送コストが大幅に増加してしまう。このように、デジタル型無線アクセスネットワークでは、IQ データの光伝送に非常に大きな光伝送データ量を必要とし、光エントランス回線の光伝送コストが大幅に増加してしまうことがデメリットである。

## 2.4 先行研究動向

### 2.4.1 アナログ型無線アクセスネットワークの先行研究動向

将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題である光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上に関して、アナログ型無線アクセスネットワークのアプローチでの先行研究動向を述べる。

アナログ型無線アクセスネットワークにおける光エントランス回線の拡張性向上については、アナログ RoF と波長分割多重 (WDM: Wave Division Multiplexing) を組み合わせて高い拡張性を実現するシステムが提案されている [36-39]。これらの検討では、複数の子局に別々の波長を割り当てた上で、親局において複数波長の光信号を多重して光伝送し、親局と子局の間に設置された光フィルタによって各子局に割り当てられた波長を分離する。このような光伝送における Point-to-Multipoint の接続で、光フィルタのように光信号の分離に電源を必要としないデバイスを用いるネットワーク構成を PON (Passive Optical Network) と呼び、WDM を光信号の多重分離に用いる PON を WDM-PON と呼ぶ。WDM-PON は時分割多重 (TDM: Time Division Multiplexing) を用いる TDM-PON に比べて、親局-子局を仮想的に Point-to-Point 接続とみなすことができる上に、波長チャネルを追加するだけで新しい子局を収容することができるため、多数の子局を収容する高い拡張性が得られる。また、アナログ RoF と WDM を組み合わせることで、副搬送波多重 (SCM: Subcarrier Multiplexing) と呼ばれる方式によって、周波数軸上で複数種類の信号を束ねて1つの波長チャネルで伝送することができる。例えば、文献 [36] では移動通信に使用する無線信号と固定通信に使用する光信号を SCM で多重している。

一方、アナログ型無線アクセスネットワークにおける基地局間連携の性能向上については、複数アンテナを用いて無線伝送レート的高速化を図る MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) [40, 41] のアンテナをアナログ RoF を用いて分散配置する MIMO 分散アンテナシステム (DAS: Distributed Antenna System) が提案されて

いる [42–44]. このシステムでは, アナログ RoF によって複数の子局が送受信する無線信号に対して親局でベースバンド信号処理を行う際に, MIMO のプリコーディングあるいは等化処理を集約して行うことで, 複数の子局に設置された全てのアンテナを仮想的に 1 グループの MIMO アンテナとみなすことができる. この手法はネットワーク MIMO [45] と呼ばれ, 基地局間連携の JT および JR に相当するものである. 親局での集約処理に加えてアンテナが各子局に分散配置されていることによって, セル端を含む広いエリアで高い受信電力を得ることができ, セル間干渉も低減することができる.

以上に述べたように, アナログ型無線アクセスネットワークにおける光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上については既に多くの研究が進められているものの, 光伝送と無線伝送のそれぞれに関わる 2 つの課題の解決は独立に検討が進められている. しかし, 第 1 章で述べたように将来の無線アクセスネットワークの実現に向けては, 光伝送と無線伝送を統合的に検討していく必要があり, 2 つの課題を横断的に解決しなければならない.

そこで本論文では, 第 3 章において, アナログ型無線アクセスネットワークで光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上を両立する手段として, WDM を用いた RoF 分散アンテナシステムを提案し, 提案システムの実証実験を通して光伝送および無線伝送の性能を評価する.

#### 2.4.2 デジタル型無線アクセスネットワークの先行研究動向

将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題である光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上に関して, デジタル型無線アクセスネットワークのアプローチでの先行研究動向を述べる.

デジタル型無線アクセスネットワークにおける光エントランス回線の拡張性向上については, 親局で全てのベースバンド信号処理を行っている従来の基地局の機能分割を再定義することで, デジタル RoF で問題となっている光伝送データ量を削

減することが検討されている [46–49]。これらの検討では、従来の機能分割では親局にベースバンド信号処理を設置しているが故に非常にデータ量の大きな IQ データを光伝送する必要があること、およびベースバンド信号処理の機能は物理的に小さい信号処理チップで実装されるため、子局の構成に大きな影響を与えないことの 2 点に着目し、ベースバンド信号処理の一部あるいは全てを子局に移すことで、光伝送される IQ データ量自体を削減する、あるいは IQ データに変換される前のビットデータを光伝送することで光エントランス回線の光伝送データ量を削減する。例えば PHY (Physical) 層に相当するベースバンド信号処理を全て子局に設置し、親局はベースバンド信号処理よりも上位の MAC (Medium Access Control) 層以上の処理のみを行う MAC-PHY split と呼ばれる機能分割では、無線信号の IQ データではなく、移動通信システムの MAC フレームのデータを光伝送することになるため、従来は無線伝送レートの 10 倍以上に増加していた光エントランス回線の光伝送データ量を本来の無線伝送レートと同程度にまで削減することができる。こうした検討を行うことは、無線通信の伝送レートの急激な高速化にアクセスネットワークにおける光通信の伝送レートが対応できなくなりつつある現状に対し、光伝送装置の設備更改による光通信の高速化で対応するのではなく、機能分割の再定義という無線通信の基地局側の設備更改で対応することを意味している。これは、従来無線通信よりも遥かに高速な伝送レートを有していた光通信では、これまで比較的長い周期で設備更改が行われてきたことに対し、近年急激に高速化が進んでいる無線通信ではソフトウェアによる機能変更や機能更新を活用した短い周期での設備更改を意図してシステム構築がこれまで行われてきた背景があるためである。

一方で、デジタル型無線アクセスネットワークにおける基地局間連携の性能向上については、JT や JR に必要なプリコーディングや等化処理を親局のベースバンド信号処理で行った後の IQ データを子局に光伝送することを前提とした基地局間連携の検討が行われている [50–52]。これらの検討は、親局-子局間の光エントランス回線を伝送容量の十分大きい理想的な光回線と仮定した上で基地局間連携を行っ

た場合の無線伝送特性を評価している。

以上に述べたように、デジタル型無線アクセスネットワークにおける光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上については既に多くの研究が進められているものの、アナログ型無線アクセスネットワークと同様に2つの課題の解決は光伝送と無線伝送で独立に検討が進められている。しかし、デジタル型無線アクセスネットワークにおいても将来に向けて光伝送と無線伝送を統合的に検討していく必要があり、2つの課題を横断的に解決しなければならない。

そこで本論文では、第4章および第5章において、デジタル型無線アクセスネットワークで光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上を両立する手段として、機能分割をPHY層内における符号化/復号機能と変調/復調機能の間で行うSPP (Split-PHY Processing) を提案し、試作機を用いた光伝送性能の評価とSPPでの新たなJT手法およびJR手法の無線伝送性能の評価を行う。

## 2.5 結言

本章では、まず本論文で研究対象とする無線アクセスネットワークの構成について述べた上で、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題として、光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上が必要であることを述べた。

次に、RoF技術の無線アクセスネットワークへの統合によって2つの技術課題の解決を図るにあたり、RoF技術における2つのアプローチであるアナログRoFとデジタルRoFについて述べ、アナログRoFをベースとしたアナログ型無線アクセスネットワークとデジタルRoFをベースとしたデジタル型無線アクセスネットワークのそれぞれについてメリットとデメリットを整理した。

最後に、アナログ型無線アクセスネットワークとデジタル型無線アクセスネットワークのそれぞれにおける先行研究動向について述べ、光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上の2つの課題を横断的に解決することの必要性を明確にしたことで、第3章以降で述べる提案技術の位置付けを明らかにした。

## 第3章 アナログ型無線アクセスネットワークの伝送性能評価

### 3.1 緒言

無線アクセスネットワークにおける基地局の親局 (CU: Central Unit) と子局 (DU: Distributed Unit) を結ぶ光エントランス回線を構築するアプローチの1つとして、アナログ RoF (Radio over Fiber) を用いたアナログ光伝送が考えられる。アナログ RoF は、無線信号波形で強度変調された光信号を光ファイバ伝送する技術であり、子局は O/E (Optical/Electrical) 変換器と RF (Radio Frequency) 送受信機のための簡易な構成となる。このため、子局の設備コストの軽減や容易な設備変更が可能となる上に、様々な信号形式の無線信号を同一装置の子局を用いて送受信でき、柔軟性の高い無線アクセスネットワークが構築可能となるというメリットがある。しかし、一方で、アナログ伝送であるが故に光送信機で生じる非線形歪みや光伝送区間の雑音に対する耐性が低いというデメリットがある。

第2章で述べたように、将来の移動通信システムにおいては、カバーエリアの狭い基地局を多数配置することによるシステム容量の高速化が進められる [7, 8]。こうした基地局数の増大が見込まれる将来の無線アクセスネットワークにおいては、多数の光エントランス回線が必要となるため、光エントランス回線の拡張性向上が課題となる。また、基地局数の増大に伴い、隣接セル間の干渉が問題になるため、基地局間連携 (CoMP: Coordinated Multipoint) の性能向上も重要な課題となる。

本章では、アナログ RoF の特徴を活かすことで光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上を解決する手段として、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) を用いた RoF 分散アンテナシステムを提案する [11–13]。本提案システムは、アナログ RoF を基軸として、基地局の子局毎に異なる波長を用いる WDM、帯域サンプリング [53] による光時分割多重 (OTDM: Optical Time Division Multiplexing)、分散アンテナの MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送による空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) という3つの多重

技術を用いて上記の2つの課題を横断的に解決する。これまでに、アナログ RoF と WDM の組み合わせによる光エントランス回線の拡張性向上 [36–39] やアナログ RoF と分散アンテナシステムの組み合わせによる基地局間連携の性能向上 [42–44] が検討されているが、いずれも光エントランス回線の拡張性向上あるいは基地局間連携の性能向上のいずれかに限られた検討であり、これらの課題を横断的に解決するものではない。本章では、まず提案システムの構成および動作原理について説明する。次に提案システムの実現可能性を評価するための実証実験について述べ、提案システムの実用化に向けた課題を明らかにする。最後に、本提案システムにおける無線信号の伝送特性を劣化させる要因を分析し、その主たる原因と考えられる光強度変調による非線形歪みおよび OTDM と光電力の増幅に起因する光ビート雑音の影響、ならびにそれらの対策方法について述べる。

## 3.2 WDM を用いた RoF 分散アンテナシステム

### 3.2.1 提案システムの概要と特徴

本章で提案する WDM を用いた RoF 分散アンテナシステムの概要を図 3.1 に示す。本提案システムでは、多数の子局が WDM を用いた光エントランス回線を介して親局と接続され、各子局に設置されたアンテナが分散アンテナシステムを構成する。また、本提案システムではアナログ RoF と帯域サンプリングを組み合わせた OTDM を適用する。ここで、帯域サンプリングは帯域信号に対してサンプリングを行う場合において、従来のサンプリング定理に基づいて信号が持つ最高周波数の2倍以上の周波数でサンプリングを行うのではなく、サンプリングによって発生するエイリアスが元の信号のスペクトルに干渉しないようなサンプリング周波数を選択してサンプリングを行う手法である。OTDM の適用により、親局-子局間の光エントランス回線において様々な無線システムの無線信号を複数多重して光伝送することができる。ただし、分散アンテナシステムに関しては、図 3.1 のように子局あたりのアンテナ数およびセルあたりのアンテナ数を2に限定する必要はない。

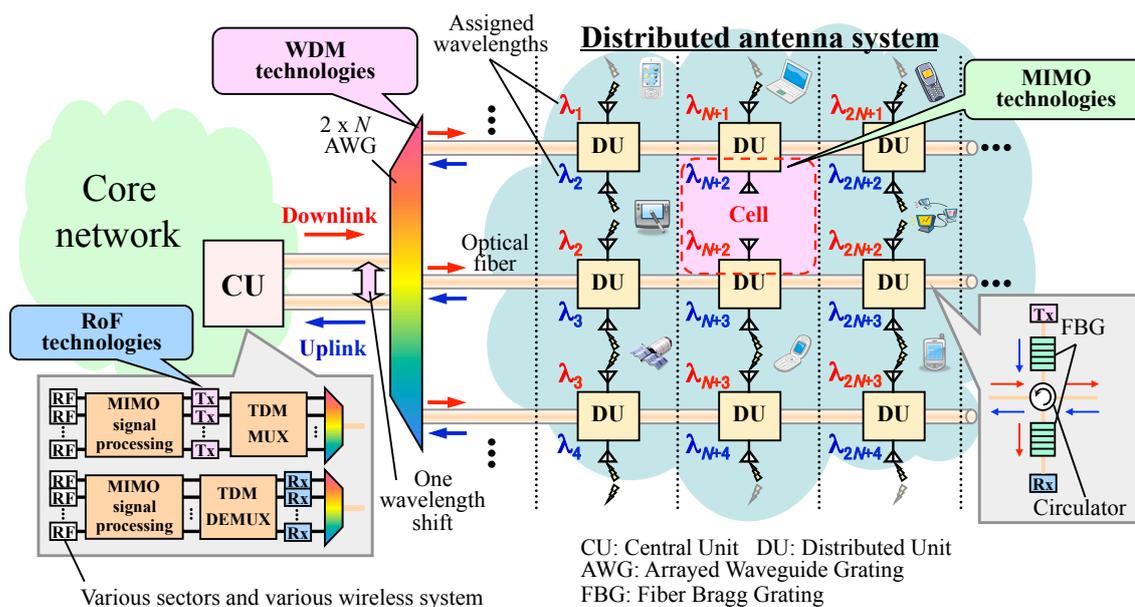


図 3.1: WDM を用いた RoF 分散アンテナシステムの概要

本提案システムには、「基地局波長多重」、「セクタ・システム時間多重」、「分散アンテナ空間多重」という3つの多重技術を組み合わせることに特徴がある。

- 基地局波長多重

図3.1に示すように、本提案システムではWDMを用いて、子局毎に別々の波長を割り当てる基地局波長多重を採用している。合分波器であるAWG (Arrayed Waveguide Grating) の周回性を利用して波長を割り当てることで、多数の子局を収容する高い拡張性が得られる。これは第2章で述べたWDM-PONに相当する。また、各子局ではサーキュレータとFBG (Fiber Bragg Grating) を用いて上り光信号と下り光信号の分離・多重を行うことで、将来的な波長チャンネルの増加にも柔軟に対応できるようになっている。

- セクタ・システム時間多重

図3.1の親局部分に示すように、親局においてはアナログRoFにより異なる無線システムの複数のMIMO信号が1つの波長チャンネル上に多重される。本提

案システムでは、各 MIMO 信号を帯域サンプリングすることで、1つの子局に送られる2つの隣接セルへの信号の多重（セクタ多重）と様々な無線システムに対応する無線信号の多重（システム多重）を OTDM で実現する方式を採用している。本方式を用いることで、互いに独立な異なるセクタ・システムの無線信号を容易に多重することができる。

- 分散アンテナ空間多重

図 3.1 に示すように、本提案システムでは、1つのセルのまわりに配置されている2つのアンテナから MIMO 信号が送信される分散アンテナ空間多重を採用している。従来の MIMO システムでは、複数アンテナで送受信され、無線チャネルで互いに干渉した無線信号を分離するために、無線チャネルにおけるマルチパスフェージングの空間相関を低くしなければならず、この空間相関は MIMO に用いる複数アンテナ素子間の距離に依存する。分散アンテナ配置による基地局間連携を行った場合、MIMO に用いる複数アンテナが分散配置されアンテナ素子間の距離が遠くなるため、マルチパスフェージングの空間相関を低減することができる。さらに、分散アンテナ配置は1箇所に複数のアンテナを設置するよりも、セル端を含むセル全体で高い受信電力を得ることができるというメリットもある。

これら3つの特徴をもつ提案システムは、様々な無線システムに対する汎用性に富み、光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上が課題となる将来の無線アクセスネットワークの実現に適したシステムである。

### 3.2.2 提案システムの構成と動作原理

本項では、簡単のため図 3.1 のように子局あたり、セルあたりのアンテナ数が2であり、2つの波長  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  を用いる場合において、システム A とシステム B の2種類の無線システムに対応する MIMO 信号で  $2 \times 2$  の MIMO 伝送を行うと仮定する。図 3.2 に提案システムの構成を示し、図 3.2 における時間領域の信号遷移を図

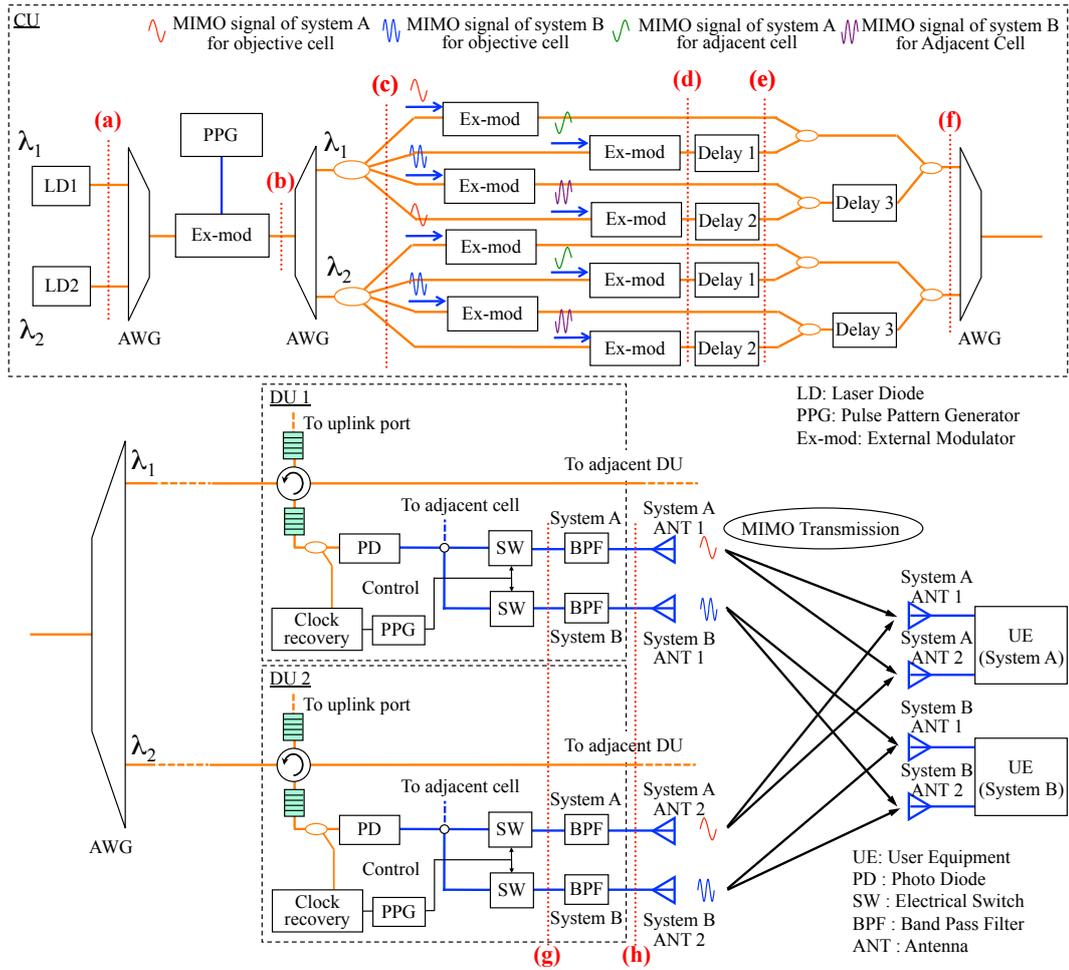


図 3.2: 提案システムの構成

3.3 に示す。また、図 3.4 に光信号  $\lambda_1$  における周波数領域の信号遷移を示す。なお、簡単のため、図 3.4 は光領域での  $\lambda_1$  の上側サイドバンドのみを示している。

まず、親局において、レーザーダイオード (LD: Laser Diode) で発生させた 2 つの波長  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  の光信号を AWG で波長多重する (図 3.2 の (a)). そしてパルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) と外部光変調器を用いて、2 つの波長の光信号をパルス変調する (図 3.2 の (b)). このとき、周波数領域では、波長  $\lambda_1$  に対応する周波数  $f_{\lambda_1}$  の光信号のまわりに、パルス変調に伴うエイリアシングが発生する。AWG を用いて各波長を分波した後、それぞれの波長の信号を 4 分岐光カプラ

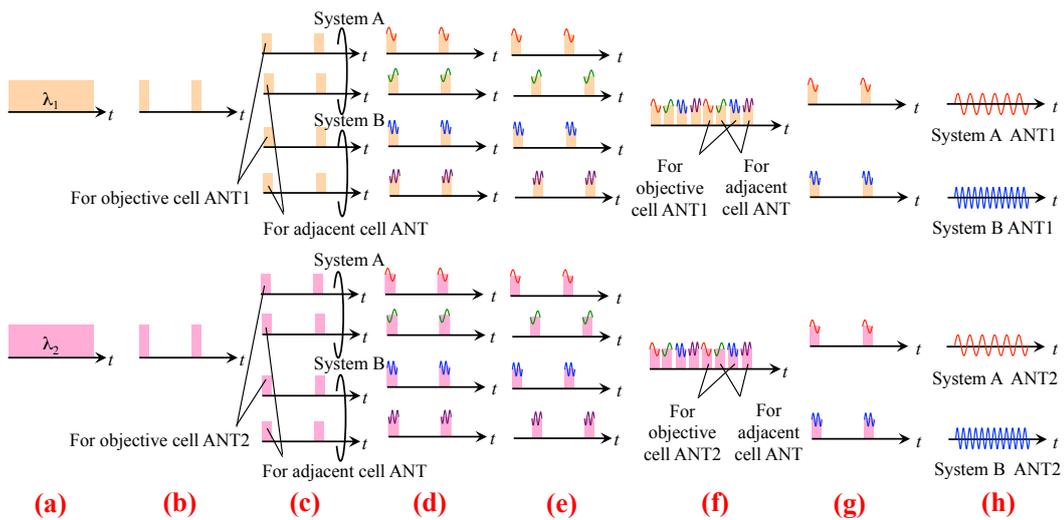


図 3.3: 親局および子局における時間領域の信号遷移

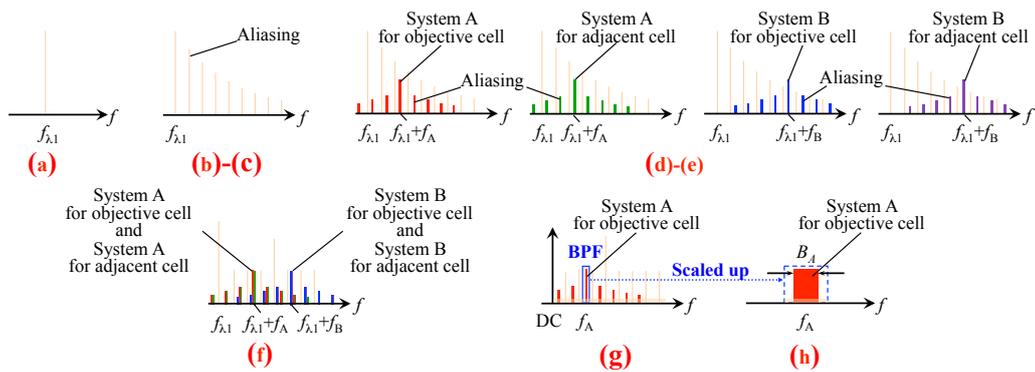


図 3.4: 親局および子局における周波数領域の信号遷移

により，目的セルへ送信するシステム A の MIMO 信号，隣接セルへ送信するシステム A の MIMO 信号，目的セルへ送信するシステム B の MIMO 信号，隣接セルへ送信するシステム B の MIMO 信号の 4 つの光信号用に分割し (図 3.2 の (c))，それぞれの無線信号で変調する (図 3.2 の (d))．このとき，帯域サンプリングされた 4 種類の無線信号で変調された光パルス信号を得ることができる．すなわち，周波数領域ではシステム A およびシステム B に対応する周波数  $f_A$  および  $f_B$  のスペクトルが光パルス信号と同様のエイリアシングを伴って発生する．その後，隣接セル

へ送信するシステム A とシステム B の無線信号で変調された光パルス信号を遅延線 (図 3.2 中の Delay 1, および Delay 2) により遅延させ, 目的セルへ送信する信号と隣接セルへ送信する信号を時間領域で多重する (図 3.2 の (e)). さらに, システム A とシステム B の信号を遅延線 (図 3.2 中の Delay 3) により遅延させ, 時間領域で多重する.  $\lambda_2$  においても同様の過程を経て  $\lambda_1$  と  $\lambda_2$  の OTDM 信号を AWG で合波し, 光伝送路に送出する (図 3.2 の (f)).

親局から届いた光信号は, AWG で分波され, それぞれ子局 1 および子局 2 に送られる. 各子局で波長選択を行うサーキュレータおよび FBG を通過し, それぞれの子局に届いた光信号はカプラでクロック抽出用の信号とメイン伝送信号に分けられる. クロック抽出用の信号はクロック抽出回路で OTDM の同期をとるために利用され, 各子局の電気スイッチ (SW: Switch) を制御する PPG に同期信号を供給する. メイン伝送信号はフォトダイオード (PD: Photo Diode) で検波された後, 目的セルへ送信するシステム A とシステム B のパルス信号をそれぞれ電気スイッチによって取り出す (図 3.2 の (g)). その後, 帯域通過フィルタ (BPF: Band Pass Filter) によって帯域サンプリング信号から無線信号を復元し, アンテナから送信する (図 3.2 の (h)). なお, 本来は各子局にさらに隣接セルへ送信されるシステム A とシステム B のパルス信号を処理する電気スイッチ, BPF およびアンテナが存在しているが, 図 3.2 では省略している. 無線伝送路では, 各子局で分離され, 復元された MIMO 信号で  $2 \times 2$  の MIMO 伝送が行われる.

### 3.3 提案システムの実証実験

#### 3.3.1 実証実験系の構成

本節では, 提案システムの実現可能性を評価するために行った実証実験について述べる. まず, 実証実験の概要を図 3.5 に示す. 本実証実験では, 図 3.1 における 1 つのセルに着目したダウンリンクの  $2 \times 2$  MIMO 伝送を想定し, 2.4 GHz 帯および 5 GHz 帯の 802.11n 無線 LAN (Local Area Network) の MIMO 信号を OTDM で多

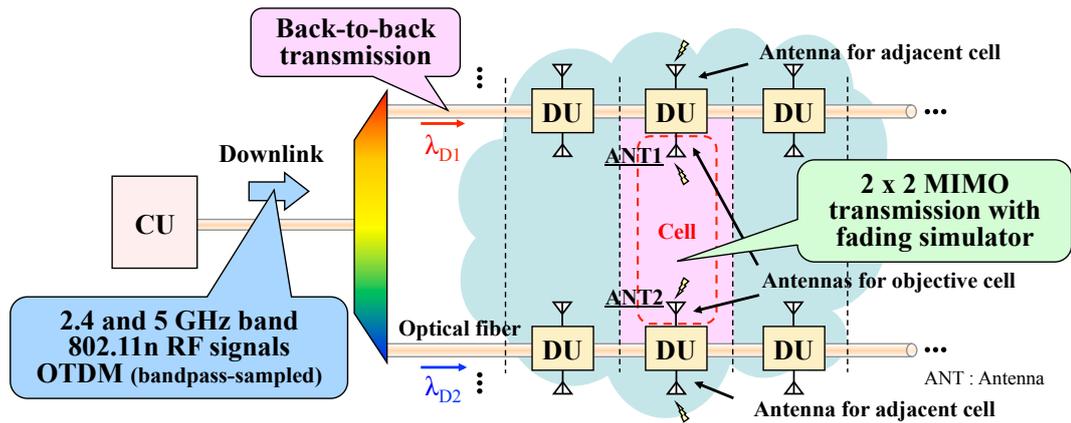


図 3.5: 実証実験の概要

重して伝送した．2.4 GHz 帯および 5 GHz 帯の信号を OTDM で多重したのは，異なる周波数の無線システムによるシステム多重を同じ無線 LAN の信号で模擬するためである．また，本実証実験ではフェージングシミュレータを用いて無線伝送を模擬して MIMO 伝送を行った．

実際に構築した実験系の構成を図 3.6 に示す．この構成は，3.2.2 項で説明したシステム構成をもとに構築したものである．まず，親局の実験系では，2 つの波長の光信号を DFB (Distributed Feedback) レーザで発生させて波長多重を行う (図 3.6(a))．そして PPG と光強度変調器である LN-MZM (Lithium Niobate-Mach Zehnder Modulator) を用いてパルス幅 100 ps，繰り返し周波数 1 GHz の光パルス信号を生成する (図 3.6(b))．この繰り返し周波数 1 GHz は OTDM の帯域サンプリングにおけるサンプリング周波数に対応する．2 つの波長の光パルス信号をエルビウム添加光ファイバ増幅器 (EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier) で増幅した後，25 GHz 周波数間隔の AWG で分波する．それぞれの波長の光パルス信号をさらに 2.4 GHz 帯用と 5 GHz 帯用に分割し，信号源であるベクトル信号発生器 (VSG: Vector Signal Generator) と LN-MZM によってそれぞれ 2.422 GHz，5.23 GHz の 40 MHz 帯域幅の 802.11n 信号で変調する (図 3.6(c))．LN-MZM の出力では 2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯の帯域サンプリングされた信号が得られる．なお，本実験に

おける 802.11n の RF 信号は MCS (Modulation and Coding Scheme) 15 [54] に対応する変調方式が 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) , 符号率が 5/6 の直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号としている. 次に, 無線信号で変調した光パルス信号を 3 dB カプラと遅延線を用いて遅延させ, 隣接セルへ送信することを想定したダミー信号を生成する (図 3.6(d)). 次に, 2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯それぞれで生成した主信号とダミー信号を時間多重し, さらに,  $\lambda_{D1}$  と  $\lambda_{D2}$  それぞれの OTDM 信号を波長多重し, 再び EDFA で増幅した後, 光伝送路に送出する (図 3.6(e)).

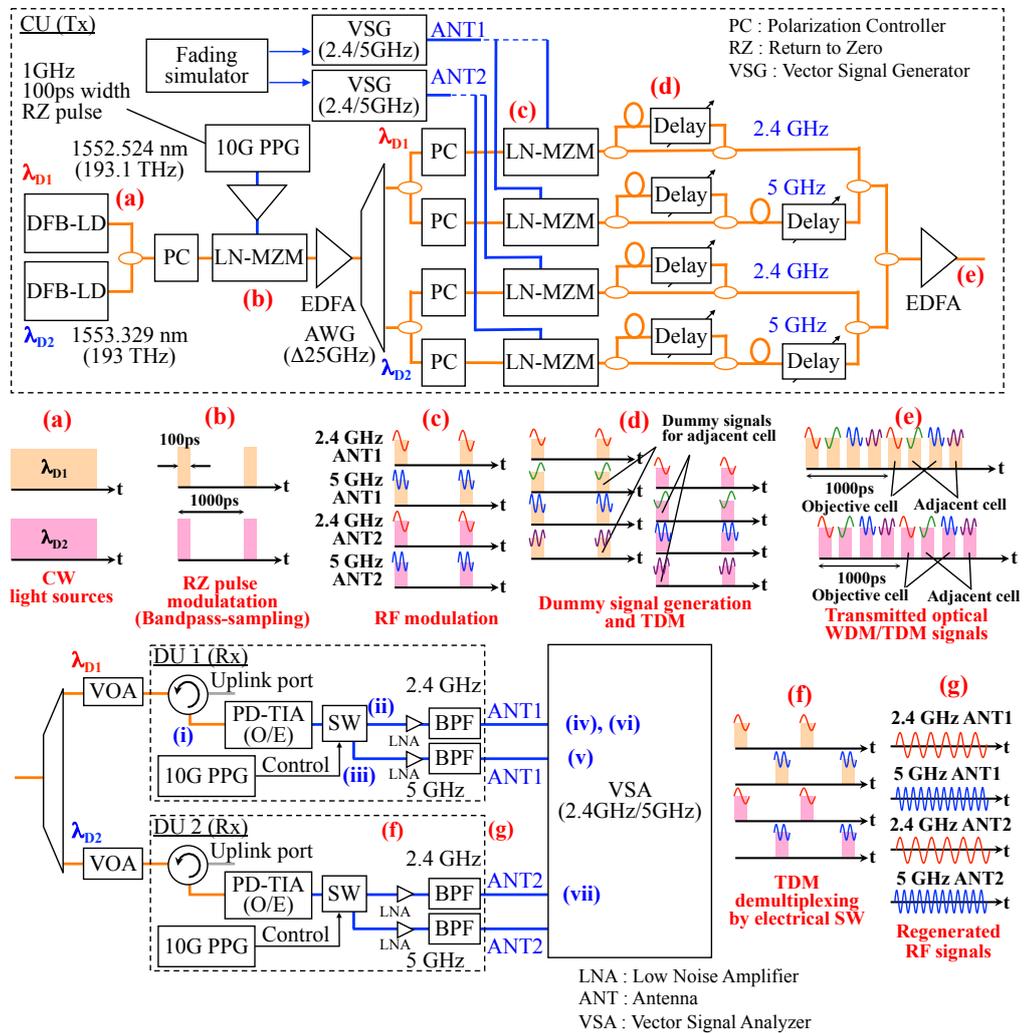


図 3.6: 実証実験系の構成

子局の実験系では、親局から届いた光信号から AWG によって所定の波長信号がそれぞれの子局に分波され、サーキュレータを通った後、PD-TIA (Transimpedance Amplifier) で検波される。その後、検波した電気信号のパルス列から電気スイッチを用いて所望のパルスのみを切り出す (図 3.6(f))。このとき、電気スイッチを制御するパルス幅 100 ps, 繰り返し周波数 10 GHz のパルス信号は親局でパルス変調を行う PPG と同期している。次に、低雑音増幅器 (LNA: Low Noise Amplifier) によって、分離したパルス信号を増幅する。最後に、増幅したパルス信号から BPF によって元の無線信号を復元し、同軸ケーブルで伝送した後、ベクトル信号解析器 (VSA: Vector Signal Analyzer) で解析する (図 3.6(g))。なお、本実験の親局では、VSG で 802.11n の無線 LAN 信号を符号化、変調の処理も含めて生成しているが、VSA では ZF (Zero Forcing) [55] によって MIMO の等化処理を行った後、すなわち復調前におけるコンスタレーションの解析のみを行った。なお、本実験ではフェージングシミュレータを用いて無線伝送空間のマルチパスフェージングを模擬し、フェージングを受けた 802.11n 信号を光伝送する構成となっている。親局と子局の実験系の外観を図 3.7 (a), (b) に示す。

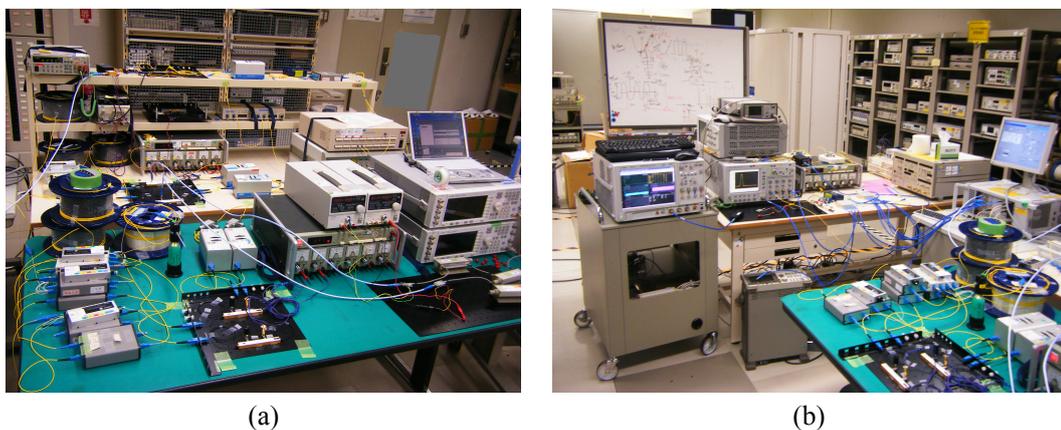


図 3.7: 実験系の外観 : (a) 親局, (b) 子局

### 3.3.2 実証実験の結果

まず、本提案システムにおける OTDM 信号の信号波形を確認するため、 $\lambda_{D1}$  の光伝送系のみを用いて無変調光パルス信号を伝送し、時間領域における光パルス信号の多重と分離が行われている様子をオシロスコープで観測した。図 3.8 に実験結果を示す。図 3.8 の (i)~(iii) は図 3.6 における各測定ポイントに対応している。本実験では、サンプリング周期 1000 ps の中にパルス幅 100 ps の光パルスを保トタイム 150 ps で 4 パルス多重している。図 3.8 より、本実験系における時分割多重および所望パルスの分離が正常に行われていることが分かる。

次に、実際に時間多重して送信された無線信号のコンスタレーションと EVM (Error Vector Magnitude) を評価するため、 $\lambda_{D1}$  の光伝送系のみを用いて、フェージングを受けていない 2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯の 802.11n 信号で光パルスを変調し、時間多重およびその分離を行った後、電気スイッチ出力を BPF に通して復元した信号を VSA で解析した。図 3.9 に VSA で受信した 2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯の 802.11n

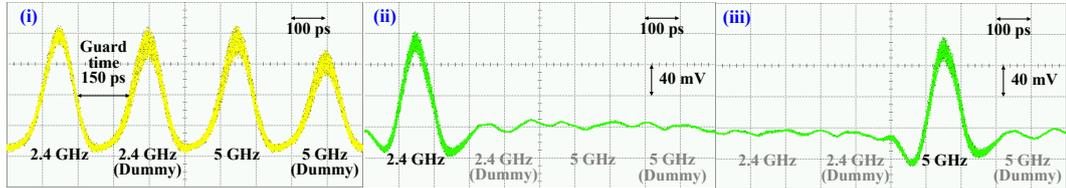


図 3.8: OTDM 光パルスの多重分離

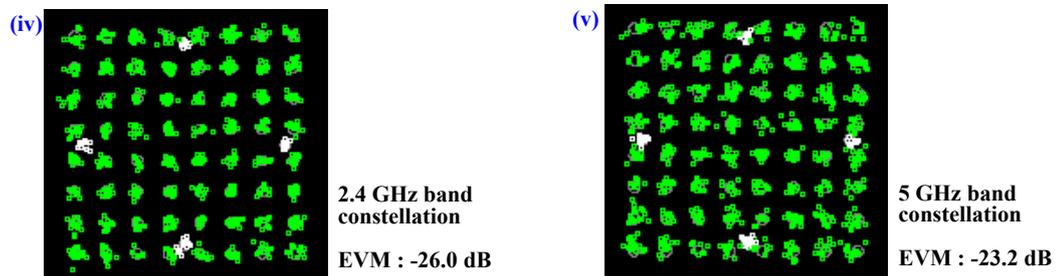


図 3.9: 2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯の 802.11n 信号の時分割多重伝送結果

信号のコンスタレーションおよびEVMの値を示す。図3.9の(iv), (v)は図3.6における各測定ポイントに対応している。この時のVSG出力RF電力とPD入力光電力は(iv)の結果においてそれぞれ5 dBm, -3 dBmであり, (v)の結果においてはそれぞれ10 dBm, -3 dBmである。こおとき, 2.4 GHz帯で-26.0 dB, 5 GHz帯で-23.2 dBのEVMが得られた。以上の結果から, 本提案システムを用いた異なる周波数帯の802.11n信号の時分割多重伝送と送受信が可能であることが実証された。しかしながら, 802.11nの標準規格[54]によれば, 無線伝送前で無線信号が満たすべきEVMの要求条件は-28 dBとなっており, この要求条件を達成するためには, VSAに入力される無線信号のEVMを2.4 GHz帯で2 dB, 5 GHz帯で5 dB改善することが課題となる。

最後に, 2 x 2のMIMO伝送を行った場合の無線信号のコンスタレーションとEVMを評価するため,  $\lambda_{D1}$ と $\lambda_{D2}$ の光伝送系を同時に用いて2.4 GHz帯の802.11n MIMO信号を伝送した。この時, 5 GHz帯の無線信号による変調は行わず, 図3.6(c)の2段目および4段目のLN-MZMは無変調光パルスを通過させている。本実験では, フェージングシミュレータを用いて無線伝送空間のマルチパスフェージングを模擬し, フェージングを受けたMIMO信号の光伝送を行っている。まず, 比較対象として, 無線伝送を行わず, 実証実験系の出力RF信号をそのままVSAに入力し, 無線伝送を行う直前のアンテナ出力におけるコンスタレーションとEVMおよび受信スペクトルを評価する。次に, 無線信号が表3.1に示すような, Mobile WiMAXのマルチパスモデルをもとにしたマルチパスフェージング[56]の影響を受けた場合におけるMIMO伝送を行い, 無線端末で受信されるRF信号のコンスタレーションとEVMおよび受信スペクトルを評価する。

図3.10に無線伝送を行わず, 実証実験系の出力RF信号をそのままVSAに入力した場合において, VSAで受信した2.4 GHz帯の2つのMIMO信号の伝送結果を示す。図3.10の(vi), (vii)は, 図3.6における(vi), (vii)の測定ポイントに対応している。図3.10の(a)および(b)は $\lambda_{D1}$ と $\lambda_{D2}$ の光伝送系それぞれで伝送された

表 3.1: 本実験で用いたマルチパスモデル

Path number	Delay [ns]	Relative power [dB]
1	0	0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

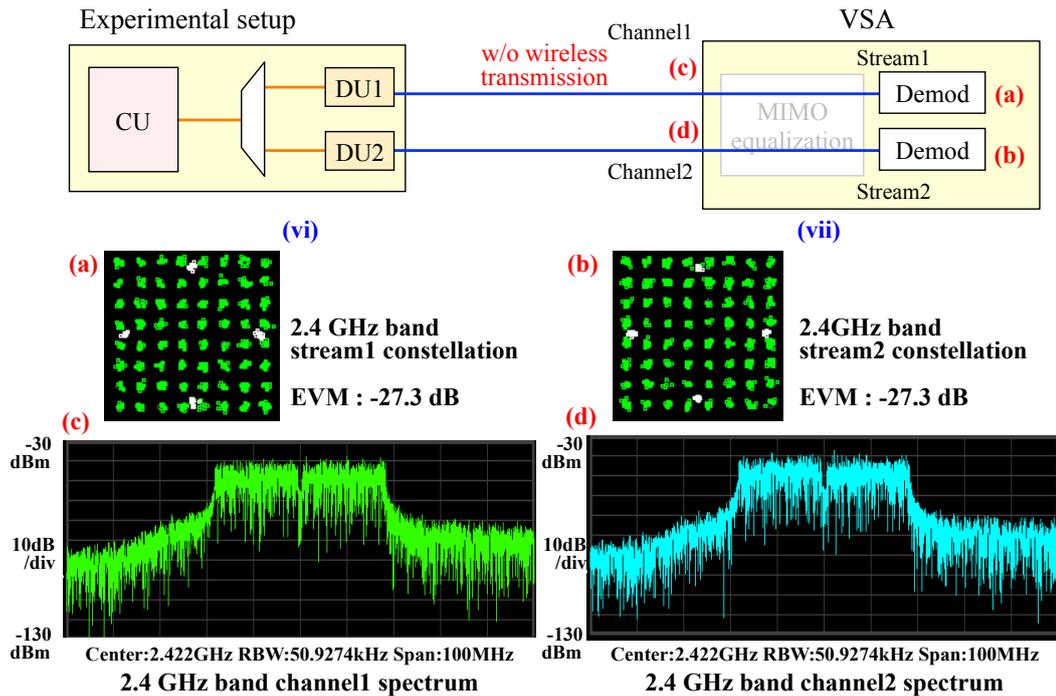


図 3.10: 無線伝送を行わない場合の MIMO 伝送結果

各 MIMO 信号のコンスタレーションおよび EVM を示しており、ともに -27.3 dB の EVM が得られた。図 3.10 の (c) および (d) は各 MIMO 信号の受信スペクトルを示しており、帯域幅 40 MHz の 802.11n 信号のスペクトルが確認できる。これらのスペクトルは 802.11n におけるアンテナ出力のスペクトルマスク [54] の要求条件を満たしている。なお、この時の VSG 出力 RF 電力と PD 入力光電力はそれぞれ 6 dBm, -5 dBm である。

図 3.11 にマルチパスフェージングの影響を受けた場合の MIMO 伝送において、

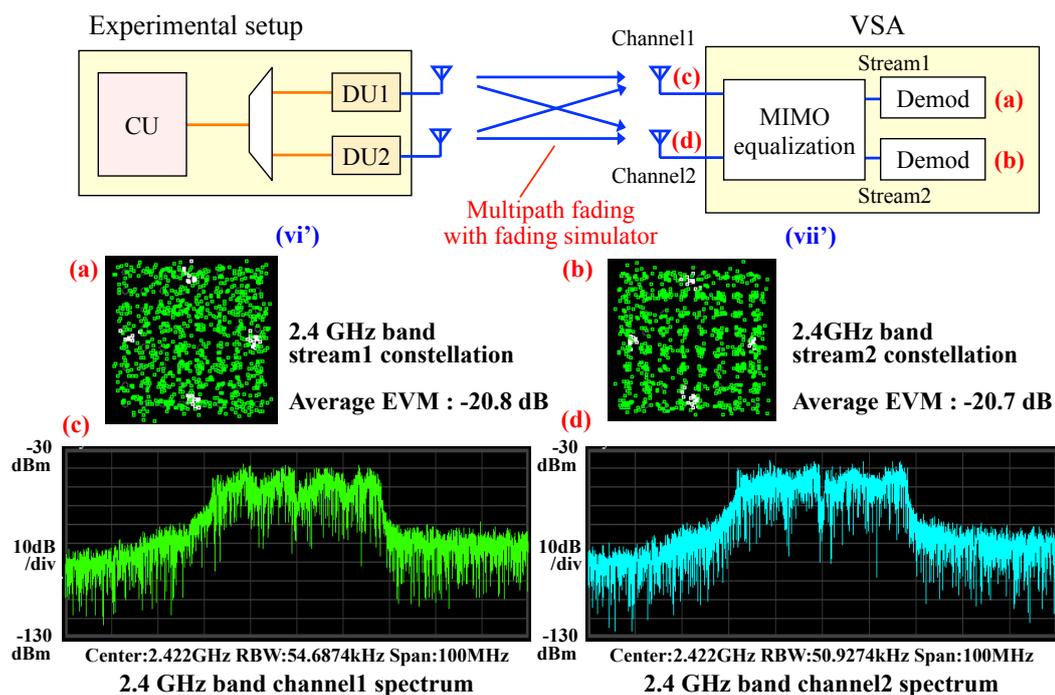


図 3.11: マルチパスフェージングの影響を受けた場合の MIMO 伝送結果

VSA で受信した 2.4 GHz 帯の 2 つの MIMO 信号の伝送結果を示す。図 3.11 の (vi'), (vii') は、図 3.10 と同じく図 3.6 における (vi), (vii) の測定ポイントに対応している。図 3.11 の (a) および (b) は各 MIMO 信号のコンスタレーションのスナップショットおよび EVM の平均値を示している。各ストリームについて -20.8 dB, -20.7 dB の平均 EVM が得られ、図 3.10 と比べてマルチパスフェージングによる無線伝送特性の劣化が確認できる。図 3.11 の (c) および (d) はマルチパスフェージングを受けた各 MIMO 信号の受信スペクトルを示しており、フェージングシミュレータによって模擬した周波数選択性フェージングの影響が確認できる。なお、この時の VSG 出力 RF 電力と PD 入力光電力はそれぞれ 6 dBm, -5 dBm である。

以上の結果から、本提案システムを用いた 802.11n 信号の MIMO 伝送がアナログ RoF を用いた光伝送区間およびフェージングシミュレータで模擬した無線伝送区間の両方を通して可能なことが実証された。実際のシステムでは、マルチパスフェージングを含む無線チャネルの状況に応じた適応変調が行われるため、本提案

システムにおいては、アナログ RoF による光伝送後のアンテナ出力の EVM が要求条件を満たすことが課題となる。本実験の条件下で考えれば、先に述べたように 802.11n 標準における MCS15 の EVM 要求条件は -28 dB であるため、2.4 GHz 帯および 5 GHz 帯の両方で要求条件を満たすためには、アンテナ出力の EVM を 5 dB 改善することが必要である。EVM を改善する方法として、VSG 出力 RF 電力を上げることが考えられるが、次節で示すように VSG 出力 RF 電力を上げることは RF 変調を行う LN-MZM における非線形歪みを増大させるため、非線形歪み補償を行わない限りは EVM の改善は困難である。したがって、提案システムにおける親局-子局間のアナログ RoF 伝送に起因する無線信号の特性劣化要因を分析し、それを改善するというアプローチをとる必要がある。

### 3.4 提案システムにおける特性劣化要因の分析

#### 3.4.1 アナログ RoF 信号の 2 トーンテスト実験

3.3 節では、提案システムの実証実験を行った結果、無線伝送特性の指標である EVM が要求条件を 5dB 下回っていることが確認され、無線伝送特性のさらなる向上を図ることが次の課題として明らかになった。そこで本節では、提案システムにおいて伝送される無線信号の伝送特性を劣化させる要因を明らかにするための 2 トーンテスト実験およびその実験結果の理論解析について述べる。

まず、本提案システムにおけるアナログ RoF 信号に対する光強度変調による非線形歪みおよび光伝送区間の雑音の影響を明らかにするため、3.3 節の図 3.6 に示した実証実験の実験系を用いた予備実験として、無変調 RF 搬送波を用いた 2 トーンテスト実験を行った。2 トーンテスト実験の実験系を図 3.12 に示す。この 2 トーンテスト実験では、 $\lambda_{D1}$  の光伝送系のみを用いており、図 3.12(c) の 1 段目の LN-MZM に 2.412 GHz と 2.432 GHz の無変調 RF 搬送波を合波した 2 トーン信号を入力し、2 段目の LN-MZM は無変調光パルスを通過させている。光伝送系を通過した後の 2 トーン信号をスペクトルアナライザ (SA: Spectrum Analyzer) で観測し、VSG か

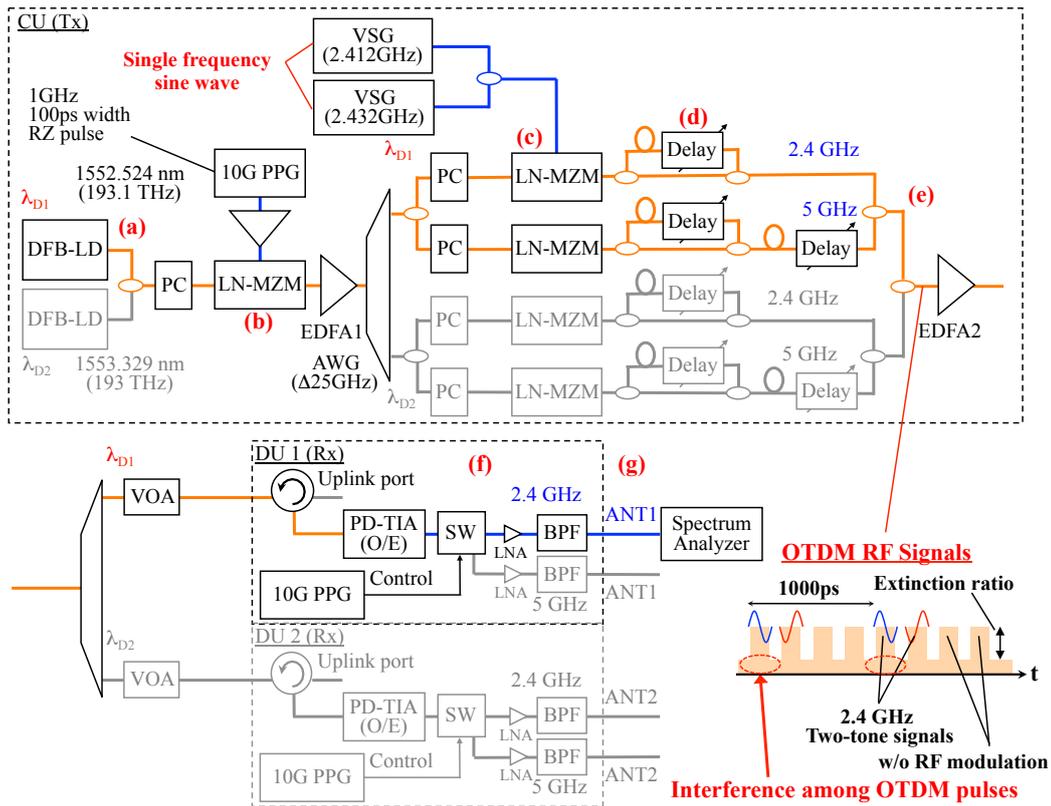


図 3.12: 2 トーンテスト実験の実験系

らの 1 トーンあたりの RF 電力に対する出力 RF 搬送波電力，相互変調歪み (IMD: Intermodulation Distortion) 電力および雑音電力を測定した。

図 3.13(a), (b) に VSG 出力 RF 電力がそれぞれ -20 dBm, 15 dBm の場合に SA で観測された 2 トーン信号のスペクトルを示す。SA のスペクトル分解能 (RBW: Resolution Bandwidth) は 10 kHz であり，PD 入力光電力は -6 dBm である。図 3.13 において，図の左側の雑音スペクトルが抑圧されているのは通過帯域が 2.4 GHz から 2.5 GHz である BPF を用いているためである。VSG 出力 RF 電力が小さい図 3.13(a) の場合は 2.412 GHz と 2.432 GHz の周波数に搬送波のスペクトルのみが確認できる。その一方で，VSG 出力の RF 電力が大きい図 3.13(b) の場合には，搬送波のスペクトルに加えて IMD のスペクトルが 2.392 GHz と 2.452 GHz の周波数に発生していることが確認できる。さらに，図 3.13 では，2.412 GHz と 2.432 GHz の

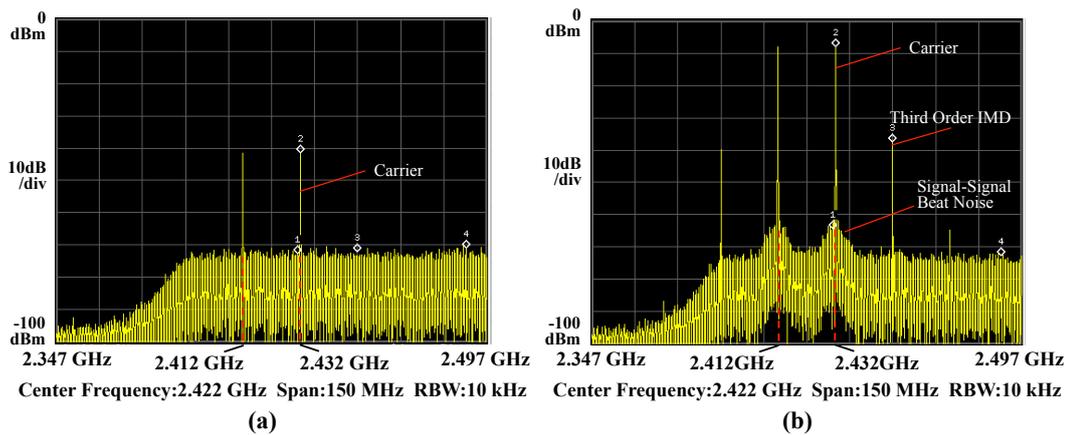


図 3.13: 2 トーン信号のスペクトル : RF 電力 (a)-20 dBm, (b)15 dBm

搬送波のスペクトルを中心に山型の雑音スペクトルが確認できる。これは、後述するように OTDM における光パルス間の干渉に起因する信号光同士の光ビート雑音 (Signal-Signal Beat Noise) によるものであり、本提案システム特有の雑音である。本提案システムでは、様々なアンテナセクタや無線システムに属する複数の MIMO 信号が 1 つの波長チャンネル上に時分割多重されている。しかし、図 3.12(e) の部分に示すように、他の時間スロットの光信号が所望の時間スロット内の光信号と干渉し、シンボル間干渉を引き起こす。この干渉を含んだ光信号が PD で受信されることによって、2 乗検波の過程で光ビート雑音が発生する。シンボル間干渉の原因は図 3.12(b) に示す光パルス変調用の LN-MZM の消光比に応じて他の時間スロットの信号が所望の時間スロットに漏れ込むことによる。

図 3.14 に VSG 出力 RF 電力に対する出力 RF 搬送波電力, IMD 電力, 雑音電力の測定結果を示す。IMD 電力は 2.452 GHz の周波数に発生している 3 次歪みのスペクトルの電力を測定し, 雑音電力は信号光同士の光ビート雑音電力の増加を確認するために搬送波スペクトルの近傍である 2.431 GHz のスペクトルの電力を測定した。図 3.14 より, 出力 RF 搬送波電力は VSG 出力 RF 電力に比例して増加するが, IMD 電力は 3 次歪みを主要因として測定しているために 3 倍の傾きで増加することが分かる。この非線形歪みは図 3.12(c) の LN-MZM における光強度変調で

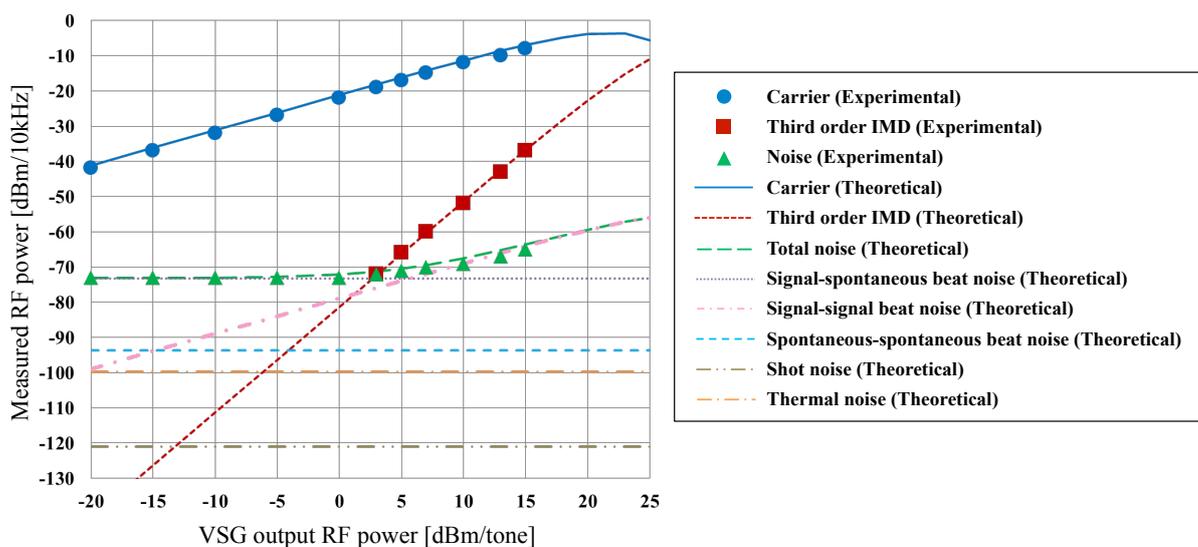


図 3.14: 2 トーンテスト実験の実験結果および理論値

発生する。一方で、雑音電力も VSG 出力 RF 電力に比例して増加することが分かる。アナログ RoF による光伝送後の 2 トーン信号に含まれる雑音には、ショット雑音、熱雑音、EDFA による光電力の増幅に起因する ASE (Amplified Spontaneous Emission) と信号光との光ビート雑音 (Signal-Spontaneous Beat Noise) , ASE 同士の光ビート雑音 (Spontaneous-Spontaneous Beat Noise) が挙げられるが、これらは VSG 出力 RF 電力によらず一定であるはずなので、VSG 出力 RF 電力に比例して電力が増加する雑音は OTDM に起因する信号光同士の光ビート雑音であると考えられる。これは、後述するように、信号光同士の光ビート雑音電力が RF 信号の電圧振幅の関数として表されるからである。

### 3.4.2 2 トーンテスト実験の理論解析

本項では、図 3.14 に示された出力 RF 搬送波電力、IMD 電力、および雑音電力の理論解析を行う。ただし、本理論解析においては、帯域サンプリングによってパルス化された光信号を厳密には取り扱うことはせず、連続光を仮定した上でパルス化による光電力の減少のみを考慮した解析を行う。これは、帯域サンプリングによ

るエイリアシングは無視できるほど小さく、このように仮定しても解析結果に影響しないからである。

まず、出力 RF 搬送波電力と IMD 電力について解析する。LN-MZM を用いて連続光が 2 トーン信号で変調される時、LN-MZM の出力光電力  $P_{LN,out}$  は入力光電力  $P_{LN,in}$  を用いて次式で表される。

$$P_{LN,out} = \frac{P_{LN,in}}{2} \left\{ 1 + \sin\left(\frac{\pi V_M}{V_\pi}\right) \right\} \quad (3.1)$$

ここで、 $V_M = V_b + V_{RF}(\sin \omega_{RF1}t + \sin \omega_{RF2}t)$  であり、 $V_\pi$ 、 $V_b$ 、 $V_{RF}$  はそれぞれ半波長電圧、LN-MZM に印加するバイアス電圧、VSG 出力 RF 電力から計算される 1 トーン信号の振幅を示している。また、 $f_{RF1} = \omega_{RF1}/2\pi$  と  $f_{RF2} = \omega_{RF2}/2\pi$  は各トーン信号の周波数を表しており、 $f_{RF1} = 2.412$  GHz、 $f_{RF2} = 2.432$  GHz である。式 (3.1) より、周波数  $f_{RF2}$  の上側トーン信号の光電力  $P_S$  は次式で表される。

$$P_S = P_{LN,in} J_0\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) J_1\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right) \sin(\omega_{RF2}t) \quad (3.2)$$

ここで、 $J_n(*)$  は  $n$  次の第 1 種ベッセル関数を表す [57]。また、 $2f_{RF2} - f_{RF1} = 2.452$  GHz の周波数に現れる上側の 3 次歪みの IMD 電力  $P_{IMD}$  は次式で表される。

$$P_{IMD} = P_{LN,in} J_1\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) J_2\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right) \sin\{(2\omega_{RF2} - \omega_{RF1})t\} \quad (3.3)$$

本実験では、バイアス電圧  $V_b$  は常に適切な値に保たれており、次式の条件が満たされているものとする。

$$\cos\left(\frac{\pi V_b}{V_\pi}\right) = 1 \quad (3.4)$$

これらの光信号はパルス化および時間多重が行われて光伝送された後、PD で検波されて電気スイッチで分離される。OTDM 信号における所望のパルスのみに着目し、パルス化による光電力の減少を考慮すると、SA で観測される出力 RF 搬送波電力  $P_{S,r}$  および IMD 電力  $P_{IMD,r}$  は次式のように導出される。

$$P_{S,r} = \frac{1}{2} \left\{ \alpha P_r J_0\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) J_1\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) \right\}^2 L_{RF} \quad (3.5)$$

$$P_{IMD,r} = \frac{1}{2} \left\{ \alpha P_r J_1 \left( \frac{\pi V_{RF}}{V_\pi} \right) J_2 \left( \frac{\pi V_{RF}}{V_\pi} \right) \right\}^2 L_{RF} \quad (3.6)$$

ここで、 $\alpha$ 、 $P_r$ 、 $L_{RF}$  はそれぞれ O/E 変換効率、パルス化による電力減少を考慮した PD 入力光電力、PD-SA 間の RF 損失を表す。実際の PD 入力光電力は -6 dBm であるが、OTDM 信号における 4 つの光パルスのうちの所望パルスのみに着目した場合、その電力は 1/4 となるため  $P_r = -12$  dBm となる。

本理論解析による出力 RF 搬送波電力と IMD 電力の計算値を図 3.14 に示す。理論解析に用いた計算諸元は表 3.2 の通りである。図 3.14 より、出力 RF 搬送波電力と IMD 電力の実験値と理論値が一致していることが分かる。IMD 電力が理論値と一致していることから、本提案システムにおける非線形歪みは無線信号によって信号光の変調を行う LN-MZM に起因するものが支配的であるということが言える。

次に、雑音電力について解析する。観測された雑音にはショット雑音、熱雑音、

表 3.2: 理論解析の計算諸元

Parameter	Symbol	Value
Half-wave voltage	$V_\pi$	5 V
O/E conversion gain of PD-TIA	$\alpha$	500 V/W
Received optical power at PD-TIA	$P_r$	-12 dBm
RF loss between PD-TIA and SA	$L_{RF}$	26 dB
Temperature	$T$	300 K
Load resistance	$R$	50 $\Omega$
Noise figure of LNA	$F$	2 dB
Optical carrier frequency	$f_{opt}$	193.2 THz
Spontaneous emission factor	$\eta_{sp}$	2
Bandwidth of AWG	$B_{opt}$	25 GHz
Measured bandwidth of noise power	$B_{RF}$	10 kHz
Optical gain of EDFA 1	$G_1$	21 dB
Optical gain of EDFA 2	$G_2$	29 dB
Optical loss between EDFA 1 and PD-TIA	$L_{opt1}$	21 dB
Optical loss between EDFA 2 and PD-TIA	$L_{opt2}$	13 dB
Extinction ratio of LN-MZM	$R_{EX}$	33 dB
Linewidth of DFB-LD	$\Delta f$	1 MHz

信号光と ASE の光ビート雑音，ASE 同士の光ビート雑音，そして信号光同士の光ビート雑音が含まれる．信号光と ASE の光ビート雑音および ASE 同士の光ビート雑音は図 3.12 に示す EDFA 1 と EDFA 2 の 2 箇所が発生する．信号光同士の光ビート雑音を除くショット雑音，熱雑音，EDFA 1 に起因する信号光と ASE の光ビート雑音，EDFA 2 に起因する信号光と ASE の光ビート雑音，EDFA 1 に起因する ASE 同士の光ビート雑音，EDFA 2 に起因する ASE 同士の光ビート雑音それぞれの電力， $N_{sh}$ ， $N_{th}$ ， $N_{s-sp1}$ ， $N_{s-sp2}$ ， $N_{sp-sp1}$ ， $N_{sp-sp2}$  は次式で与えられる [58,59]．

$$N_{sh} = 2e\alpha P_r B_{RF} L_{RF} \quad (3.7)$$

$$N_{th} = 4kTRFB_{RF}L_{RF} \quad (3.8)$$

$$N_{s-sp1} = 4\alpha^2 h f_{opt} P_r \eta_{sp} (G_1 - 1) B_{RF} L_{opt1} L_{RF} \quad (3.9)$$

$$N_{s-sp2} = 4\alpha^2 h f_{opt} P_r \eta_{sp} (G_2 - 1) B_{RF} L_{opt2} L_{RF} \quad (3.10)$$

$$N_{sp-sp1} = 2e^2 \eta_{sp}^2 (G_1 - 1)^2 L_{opt1}^2 (2B_{opt} - B_{RF}) B_{RF} L_{RF} \quad (3.11)$$

$$N_{sp-sp2} = 2e^2 \eta_{sp}^2 (G_2 - 1)^2 L_{opt2}^2 (2B_{opt} - B_{RF}) B_{RF} L_{RF} \quad (3.12)$$

ここで， $e$ ， $k$ ， $T$ ， $R$ ， $F$ ， $h$ ， $f_{opt}$ ， $\eta_{sp}$ ， $B_{opt}$ ， $B_{RF}$  は，それぞれ電気素量，ボルツマン定数，抵抗温度，負荷抵抗，LNA の雑音指数，プランク定数，光搬送波の周波数，自然放出係数，AWG の帯域幅，測定した雑音電力の帯域幅すなわち SA の RBW を表す．また， $G_1$ ， $G_2$ ， $L_1$ ， $L_2$  は，それぞれ EDFA 1 および EDFA 2 の利得，EDFA 1 および EDFA 2 と PD-TIA の間それぞれの光損失を表す．

次に，提案システム特有の信号光同士の光ビート雑音について解析する．光搬送波が単一周波数の無変調 RF 搬送波で光強度変調されているとすると，周波数  $f_{RF2}$  の上側トーン信号で変調された光搬送波の電界  $E(t)$  は次式で表される [60]．

$$\begin{aligned} E(t) = & \frac{A_{opt}}{\sqrt{2}} J_0 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \cos(\omega_{opt} t) \\ & + \frac{A_{opt}}{\sqrt{2}} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n} \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \{ \cos(\omega_{opt} + 2n\omega_{RF2})t + \cos(\omega_{opt} - 2n\omega_{RF2})t \} \\ & + \frac{A_{opt}}{\sqrt{2}} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1} \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \{ \sin[\omega_{opt} + (2n-1)\omega_{RF2}]t + \sin[\omega_{opt} - (2n-1)\omega_{RF2}]t \} \end{aligned} \quad (3.13)$$

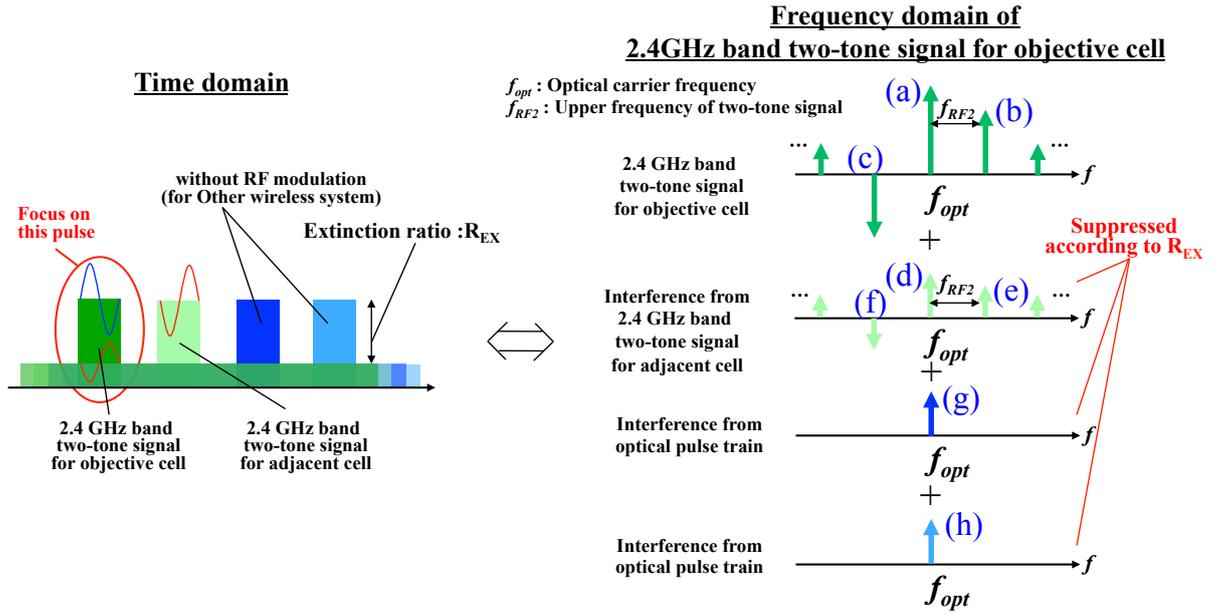


図 3.15: PD に入力される光信号と支配的なビート

ここで,  $A_{opt}$ ,  $f_{opt} = \omega_{opt}/2\pi$  は, それぞれ光搬送波の電界振幅, 光搬送波周波数を表す. OTDM 信号における所望のパルスのみに着目すると, PD に入力される光信号は図 3.15 に示すように目的セルへ送信される所望の RF 信号と, LN-MZM の消光比  $R_{EX}$  に応じて抑圧された隣接セルへのダミー信号および 5 GHz 帯の信号用の光搬送波からの干渉を含んでいる. その結果, PD における 2 乗検波の過程で多くの光信号同士のビートが生成される. しかし, その中でも支配的なものは図 3.15 の (a)~(h) に示すような光搬送波と第 1 次側帯波によって生成される (a)-(e), (a)-(f), (b)-(d), (c)-(d), (b)-(g), (c)-(g), (b)-(h), (c)-(h) の組み合わせによる 8 つのビートである. (a)-(e) の組み合わせの光ビート雑音を例として計算すると, まず (a) に相当する所望 RF 信号の光搬送波  $E_1(t)$  は次式で表される.

$$E_1(t) = \frac{A_{opt}}{\sqrt{2}} J_0 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_{\pi}} \right) \cos(\omega_{opt}t) \quad (3.14)$$

また, 所望 RF 信号およびダミー信号の光強度変調指数が同じであると仮定すると,

(e) に相当するダミー信号の第1次側帯波  $E_2(t)$  は次式で表される.

$$E_2(t) = \frac{A'_{opt}}{\sqrt{2}} J'_1 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \sin\{(\omega_{opt} + \omega_{RF2})t + \phi\} \quad (3.15)$$

ここで,  $A'_{opt}$  および  $J'_1$  における  $*$  は光パルス変調に用いる LN-MZM の消光比に応じた抑圧を受けたことを表し,  $\phi$  は隣接パルスの遅延時間に応じた位相変動を表す. これら  $E_1(t)$  と  $E_2(t)$  が PD で 2 乗検波された時に出力される電圧  $V_D(t)$  は次式で表される.

$$\begin{aligned} V_D(t) &= \alpha \left[ \frac{A_{opt}}{\sqrt{2}} J_0 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \cos \omega_{opt} t + \frac{A'_{opt}}{\sqrt{2}} J'_1 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \sin\{(\omega_{opt} + \omega_{RF2})t + \phi\} \right]^2 \\ &= \alpha \left[ \frac{A_{opt}^2}{2} J_0^2 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \cos^2 \omega_{opt} t \right. \\ &\quad + \frac{A'_{opt}{}^2}{2} J_1'^2 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \sin^2\{(\omega_{opt} + \omega_{RF2})t + \phi\} \\ &\quad + \frac{1}{2} A_{opt} A'_{opt} J_0 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) J'_1 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \sin\{(2\omega_{opt} + \omega_{RF2})t + \phi\} \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} A_{opt} A'_{opt} J_0 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) J'_1 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \sin(\omega_{RF2} t + \phi) \right]^2 \end{aligned} \quad (3.16)$$

ここで,  $\alpha$  は PD の変換利得である. 式 (3.16) の中で RF 信号の周波数帯域に落ち込むものは下線部のみとなる. これが信号光同士の光ビート雑音に相当し, この部分から計算した光ビート雑音電力  $P_E$  は次式で表わされる.

$$P_E = \frac{1}{8} R_{EX} \alpha^2 A_{opt}^4 J_0^2 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) J_1'^2 \left( \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \right) \quad (3.17)$$

式 (3.17) において, 次の関係式を用いた.

$$A'_{opt}{}^2 = R_{EX} A_{opt}^2 \quad (3.18)$$

無変調光信号の搬送波の電界振幅と変調された光信号の搬送波の電界振幅がほぼ等しいという近似のもとでは, 乗算の性質上, (a)-(e) の組み合わせを含む 8 つのビートによって生成される光ビート雑音電力の値は等しくなる. 光ビート雑音のスペクトルはビートを成す光信号のスペクトル同士の畳み込みで表され [61], 光搬送波が

位相雑音を含んでいる場合、光ビート雑音のスペクトルは特定の形を持つ。本解析においては、実験でDFBレーザを用いたことからガウス型のスペクトルを仮定した。この仮定のもと、全てのビートから生成される全光ビート雑音の電力スペクトル密度  $S(f)$  は次式で表される。

$$S(f) = 8P_E \left( \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(f + f_{RF2})^2}{2\sigma^2} \right] + \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(f - f_{RF2})^2}{2\sigma^2} \right] \right) \quad (3.19)$$

ここで、

$$\sigma = \sqrt{2} \cdot \frac{\Delta f}{2\sqrt{2\log 2}} \quad (3.20)$$

であり、 $\Delta f$  はDFBレーザのスペクトル線幅を表す。式(3.19)より、所定の帯域幅  $B_{RF}$  内に落ち込む信号光同士の光ビート雑音の電力  $N_{s-s}$  は次式で表される。

$$N_{s-s} = \int_{-f_m - \frac{B_{RF}}{2}}^{-f_m + \frac{B_{RF}}{2}} S(f) df + \int_{f_m - \frac{B_{RF}}{2}}^{f_m + \frac{B_{RF}}{2}} S(f) df \quad (3.21)$$

ここで、 $f_m$  は光ビート雑音電力を見積もる周波数を示しており、その値は2トーンテスト実験で雑音電力を測定した 2.431 GHz となる。

以上の解析に基づいて計算したそれぞれの雑音電力および雑音電力の合計値を図 3.14 に示す。計算諸元は表 3.2 に示した通りである。なお、信号光と ASE の光ビート雑音と ASE 同士の光ビート雑音は EDFA 1 と EDFA 2 に起因するものの合計値である。図 3.14 より、雑音電力の合計値について実験値と理論値が一致していることが分かり、また雑音電力の中で支配的な要素が信号光と ASE の光ビート雑音および信号光同士の光ビート雑音であることが分かる。2トーンテスト実験では、消光比  $R_{EX}$  の高い LN-MZM を用いたために、信号光同士の光ビート雑音が抑圧され、非線形歪みが支配的にならない VSG 出力 RF 電力が 3 dBm 以下の領域では CINR (Carrier to Interference plus Noise power Ratio) に影響を及ぼさない。そのため、雑音の中で最も CINR に影響を及ぼしているのは VSG 出力 RF 電力によらず一定な信号光と ASE の光ビート雑音である。したがって、この信号光と ASE の光ビート雑音の抑圧が無線伝送特性を向上させる上で最も重要となる。

最後に、本提案システムにおける2つのEDFA利得の最適化による信号光とASEの光ビート雑音の抑圧について述べる。2トーンテスト実験では、親局-子局間の光電力損失を補償するように2つのEDFAの利得を設定しているが、信号光とASEの光ビート雑音を最小化するように設定されてはいない。光ビート雑音を最小化する2つのEDFAの利得の最適値は本理論解析における式(3.9)、(3.10)から求めることができる。この利得最適化において、2つのEDFAの利得の合計は親局-子局間の光電力損失の合計値に相当する50 dBとする。図3.16に2つのEDFAの利得の合計値を50 dBとした場合におけるEDFA 1の利得に対する信号光とASEの光ビート雑音の合計電力値を示す。図3.16から分かるように、EDFA 1の利得が28 dB、すなわちEDFA 2の利得が22 dBの時、信号光とASEの光ビート雑音の合計電力値は最小値である-78 dBmとなる。一方、2トーンテスト実験で設定したEDFA 1およびEDFA 2の利得はそれぞれ21 dB、29 dBであり、信号光とASEの光ビート雑音の合計電力値は-73 dBmである。したがって、EDFAの利得の最適化

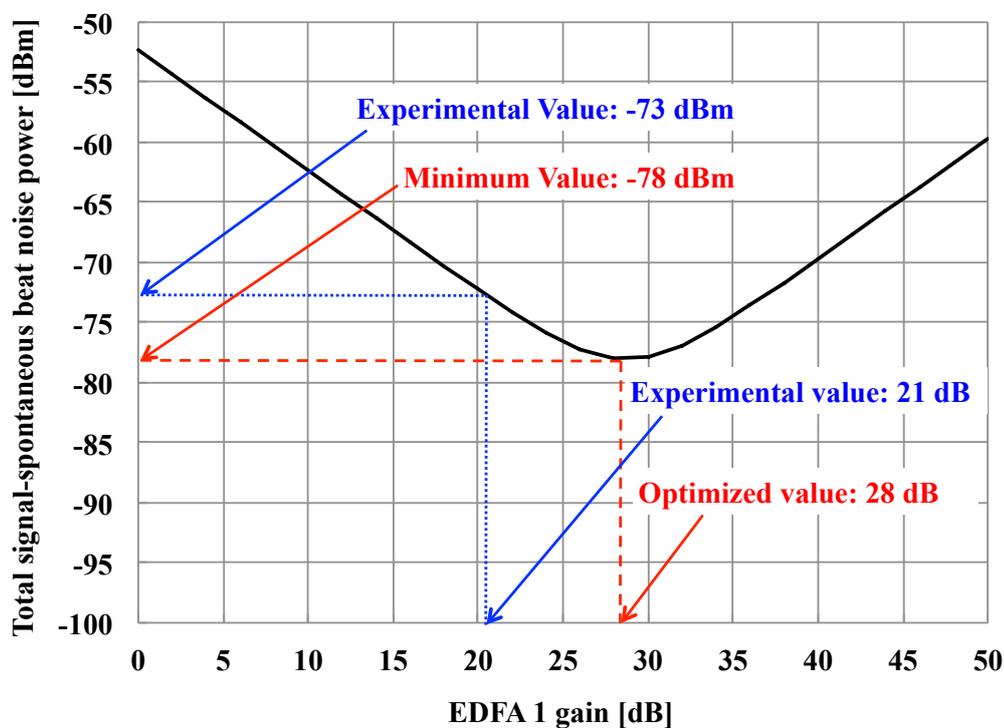


図 3.16: EDFA 1 の利得に対する信号光と ASE の光ビート雑音の合計電力値

を行うことで信号光と ASE の光ビート雑音を抑圧することができるため、図 3.14 の非線形歪みが支配的にならない領域において 5 dB の CINR 改善が見込めることになる。式 (3.9), (3.10) より、信号光と ASE の光ビート雑音は受信光電力に依存するが、RF 信号におけるサブキャリアの数には依存しない。したがって、2 つの EDFA の利得を最適化することによる CINR 改善は、2 トーン信号だけでなく実証実験で用いた 802.11n の OFDM 信号でも有効となる。

以上の結果から、本提案システムで無線伝送特性の劣化要因となるのは、無線信号による光搬送波の変調を行う LN-MZM に起因する非線形歪み、信号光同士の光ビート雑音および信号光と ASE の光ビート雑音であることを確認した。信号光同士の光ビート雑音については、高い消光比を有する LN-MZM [62] を光パルス変調に使用することが抑圧手段として有効であることを示した。また、信号光と ASE の光ビート雑音については、EDFA 利得の最適化を行うことで CINR を 5 dB 改善できることを確認した。3.3 節で述べた提案システムの実証実験では、EVM が要求条件を 5 dB 下回っていることが課題であったが、EVM を SNR、ひいては CINR と等価なものと考えれば、EDFA 利得の最適化による 5 dB の特性改善でこの EVM の要求条件を満たすことができる。しかしながら、この EDFA 利得の最適化による特性改善は本実験の条件下に限られたものであり、また将来は実証実験で用いた 64QAM よりも変調次数が高く、より高い無線伝送特性を求められる変調方式が適用される可能性があることを考慮すれば、さらなる特性改善が必要である。そのためには、EDFA に起因する光ビート雑音の抑圧よりも光強度変調に起因する非線形歪みの補償がより重要な課題となる。アナログ RoF における非線形歪みを補償する手段として、デジタル信号処理によるプレディストーションあるいはポストプロセッシングが検討されている [63–65]。しかし、非線形歪みをデジタル信号処理で補償するためには、親局あるいは子局に新たなデジタル信号処理機能を具備する必要があり、処理遅延の増大や装置コストの増加といった問題が生じる。そのため、最も子局を簡易化できるというアナログ RoF のメリットを維持しつつ非線形歪み

の補償を行うためには、デバイス技術の成熟が要求されるような高性能かつ低コストな信号処理デバイスが必要となる。

### 3.5 結言

本章では、アナログ型無線アクセスネットワークにおいて、アナログ RoF を用いて拡張性の高い光エントランス回線と基地局間連携の性能向上を両立するための手段として、WDM を用いた RoF 分散アンテナシステムを提案した。本提案システムが基地局波長多重、セクタ・システム時間多重、分散アンテナ空間多重という 3 つの多重技術の組み合わせで様々な無線システムに対する柔軟性を実現できる。

まず、802.11n の無線 LAN 信号を用いた提案システムの実証実験を行った。その結果、本提案システムにおける OTDM 光パルスの多重分離、802.11n 信号の時分割多重伝送、802.11n 信号の MIMO 伝送が実証され、無線伝送前における要求条件を満たすためには、VSA に入力される無線信号の EVM を 2.4 GHz 帯で 2 dB、5 GHz 帯で 5 dB 改善する必要があるということが課題として明らかになった。

次に、親局-子局間のアナログ RoF 伝送に起因する無線信号の特性劣化要因を分析するために、実証実験系を用いた 2 トーンテスト実験およびその実験結果の理論解析を行った。その結果、本提案システムで無線伝送特性の劣化要因となるのは、無線信号による光搬送波の変調を行う LN-MZM に起因する非線形歪み、信号光同士の間での光ビート雑音および信号光と ASE の光ビート雑音であることを確認した。信号光同士の間での光ビート雑音については、高い消光比を有する LN-MZM を光パルス変調に使用することが抑圧手段として有効であることを示した。また信号光と ASE の光ビート雑音については、EDFA 利得の最適化を行うことで CINR を 5 dB 改善できることを確認した。しかしながら、さらなる特性改善を図るためには非線形歪みの補償が重要な課題となり、アナログ RoF のメリットを維持しつつデジタル信号処理による非線形歪みの補償を行うためには、デバイス技術の成熟が要求されるような高性能かつ低コストな信号処理デバイスが必要となることを示した。

## 第4章 デジタル型無線アクセスネットワークの光伝送性能評価

### 4.1 緒言

無線アクセスネットワークにおける基地局の親局 (CU: Central Unit) と子局 (DU: Distributed Unit) を結ぶ光エントランス回線を構築するもう1つのアプローチとして、デジタル RoF (Radio over Fiber) を用いたデジタル光伝送が考えられる。デジタル RoF はベースバンド信号処理を終えた無線信号の IQ (In-phase and Quadrature-phase) データを光伝送する技術であり、子局は D/A (Digital to Analog) 変換器およびベースバンド信号を RF (Radio Frequency) に変換する周波数変換器を必要とする。第3章で述べたアナログ RoF に比べて子局に必要な機能は多くなるが、デジタル伝送であるため非線形歪みや雑音に対する耐性が高く、既存の光伝送装置が流用可能で汎用性に優れるといったメリットがある。基地局数の増大が見込まれる将来の無線アクセスネットワークにおいては、第3章で議論したアナログ光伝送の場合と同様に、光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携 (CoMP: Coordinated Multipoint) の性能向上が課題となる。

現行の無線アクセスネットワークでは、CPRI (Common Public Radio Interface) [30] と呼ばれるデジタル RoF の伝送インタフェースにより、無線信号の IQ データが光伝送されている。しかし、この IQ データの光伝送には、無線データレートの10倍以上の光伝送データ量を必要とする。例えば、現在サービスが開始されている LTE (Long Term Evolution) -Advanced のサービスを想定し、無線データレートを 300 Mbps とすると、それに対応する CPRI による光伝送データ量は 4.9 Gbps となる。将来の移動通信システムにおいても CPRI が使用され続けると仮定した場合、無線データレートの高速化に伴って光伝送データ量が爆発的に増加する。例えば、将来の移動通信システムにおける無線データレートを 10 Gbps とした場合に光エントランス回線の光伝送データ量は 100 Gbps 以上となる。しかし、こうした 100 Gbps クラスの光伝送は高コストな光トランシーバを必要とし、光エントランス回

線における光伝送コストが大幅に増加してしまう。このため、将来の無線アクセスネットワークに向けた光伝送データ量の削減が課題となる。もし光伝送データ量を 10 Gbps 以下にできた場合、光トランシーバが広く普及している 10GbE (Gigabit Ethernet) [66] に代表される光伝送インタフェースの低コストな光トランシーバを用いることで、低コストで拡張性の高い光エントランス回線の構築が可能となる。なお、本章では親局-子局間を 10GbE を用いるような Point-to-Point 接続と仮定して議論を進めていくが、第 2 章や第 3 章で示したような PON (Passive Optical Network) のネットワーク形態で光エントランス回線を構築することも可能である。

光エントランス回線の光伝送データ量を削減する手法として、基地局の親局-子局間における機能分割の再定義が検討されている [46–49]。これは、親局でベースバンド信号処理を行い、子局で無線送受信のみを行うという従来の親局-子局間の機能分割を見直すことで光伝送データ量を削減する手法である。こうした検討が進められているのは、ベースバンド信号処理の機能は物理的に小さい信号処理チップで実装可能となり、その一部あるいは全てを子局に移動させたとしても子局の構成に大きな影響を与えない一方で、無線伝送レートが高まったとしても、それに伴って増加する光エントランス回線の光伝送データ量の削減によって無線アクセスネットワーク全体でのコストを低減できるからである。基地局の機能分割点の候補として、例えば MAC (Media Access Control) 層と PHY (Physical) 層の間で機能分割を行う MAC-PHY split が挙げられる。MAC-PHY split では従来は親局にあったベースバンド信号処理を子局に設置し、IQ データの代わりに LTE の MAC フレームデータを光伝送することで光伝送データ量を無線データレートと同等にまで削減することができる。しかしながら、MAC-PHY split は従来親局に集約されていたベースバンド信号処理を子局に分散させてしまうため、JT (Joint Transmission) や JR (Joint Reception) [24] のような親局で集約処理を行うことで高い基地局間連携性能が実現できる基地局間連携方式が適用できなくなるというデメリットがある。これまでに、無線アクセスネットワークにおける基地局間連携の無線伝送特性評価

に関する検討が数多く報告されている [50–52]. しかし, これらの検討では, 光エントランス回線を光伝送容量の十分大きい理想的なものとし, 光伝送データ量の削減を考慮していない. そのため, 光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上という 2 つの課題を横断的に解決するものではない.

本章では, 光エントランス回線にデジタル光伝送を用いた無線アクセスネットワークにおいて, 高い基地局間連携性能を実現しつつ光エントランス回線の光伝送データ量を大幅に削減するため, 親局と子局の機能分割を PHY 層内における符号化/復号機能と変調/復調機能の間で行う SPP (Split-PHY Processing) を提案する [14–17]. SPP では, 機能分割を PHY 層内で行うだけでなく, PHY 層機能が子局に分散していても親局で集約処理を行う従来機能分割と同等の基地局間連携性能を維持する新しい JT 手法, JR 手法を適用する. 本章では, まず SPP の機能分割点と光伝送データ量および JT 手法, JR 手法について述べる. 次に, LTE における PHY 層機能の一部を FPGA (Field Programmable Gate Array) ボードで実装し, 10GbE で接続した親局と子局の試作装置について述べる. 最後に, SPP の有用性と実現可能性を確認するために, 親局と子局の試作装置を用いて行った上下リンクの光伝送データ量と無線伝送特性の実験評価とその結果について述べる.

## 4.2 Split-PHY Processing

### 4.2.1 機能分割点と光伝送データ量

図 4.1 に, 従来機能分割, SPP, MAC-PHY split における親局と子局の機能分割点をそれぞれ示す. 機能分割点の候補は他にもあるが, 本章では光伝送データ量と基地局間連携性能に大きな違いのある上記 3 つの機能分割点に絞って検討を行う.

まず, 従来機能分割の機能分割点は図 4.1 に示すように, 全てのベースバンド信号処理機能と無線送受信機能の間である. ベースバンド信号処理には, 無線の符号化, 変調, プリコーディングや等化といった MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 処理, マルチキャリア伝送を行う直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal

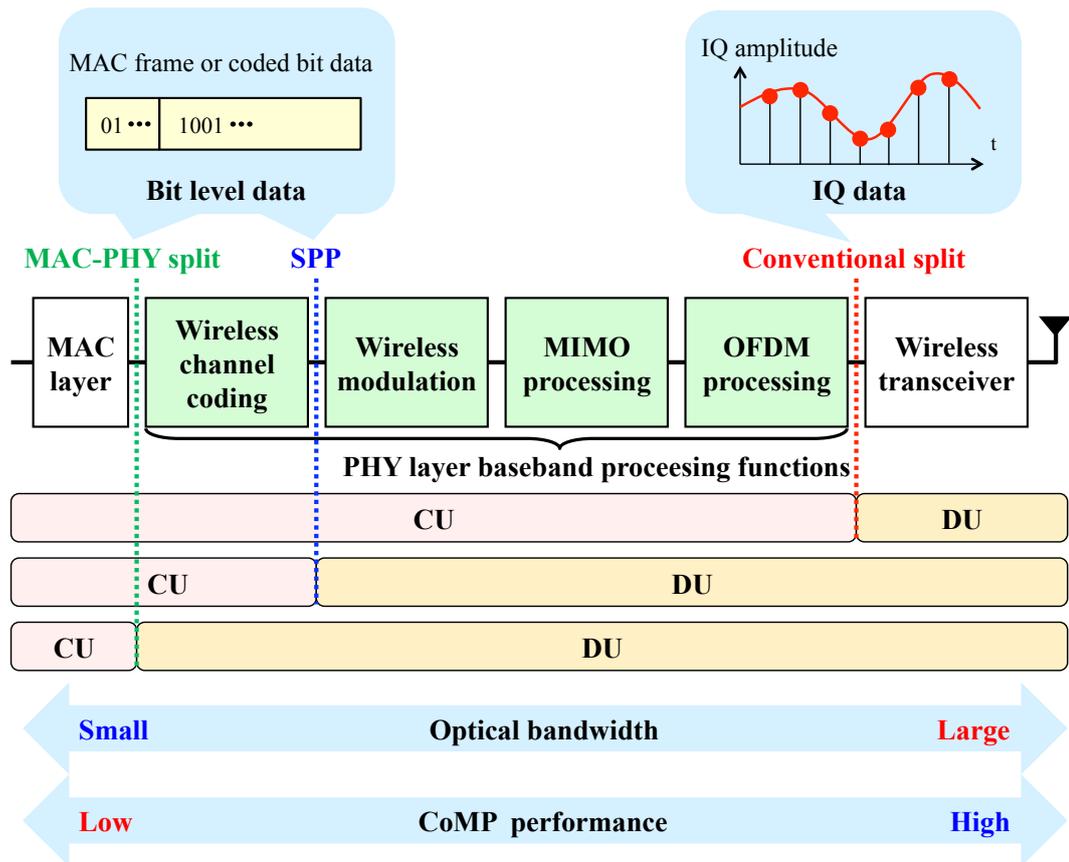


図 4.1: 従来機能分割, SPP, MAC-PHY split それぞれの機能分割点

Frequency Division Multiplexing) の処理などが含まれる。従来機能分割における CPRI による光エントランス回線の光伝送データ量  $B_C$  は次式で与えられる。

$$B_C = 2f_s N_{q-IQ} N_{ant} R_{OH} \quad (4.1)$$

ここで,  $f_s$ ,  $N_{q-IQ}$ ,  $N_{ant}$ ,  $R_{OH}$  は, それぞれサンプリング周波数, IQ データの量子化ビット数, 子局のアンテナ数, CPRI におけるオーバーヘッドを含む全体のデータ量とメインデータ量の比で表される CPRI のオーバーヘッド比率を表す。式 (4.1) から分かるように, 従来機能分割における CPRI による光伝送データ量は子局-端末 (UE: User Equipment) 間の無線トラフィックによらず一定の値となる。

次に, MAC-PHY split は図 4.1 に示すように親局-子局間の機能分割を MAC 層機能と PHY 層機能の間で行う。そのため, 光エントランス回線で光伝送されるデー

タは従来機能分割のような IQ データではなく、LTE の MAC フレームのデータとなる。MAC-PHY split では、光エントランス回線の光伝送データ量が少ないこともあり、IQ データの伝送に特化した CPRI ではなく、10GbE のような汎用性の高い光伝送インタフェースを光エントランス回線に用いることができる。1つの端末が無線のシステム帯域幅を専有すると仮定すると、MAC-PHY split における上りリンクおよび下りリンクの光エントランス回線の光伝送データ量  $B_{MP-UL}$ ,  $B_{MP-DL}$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$B_{MP-UL} = \frac{1}{T_{TTI}} S_{TB-UL} N_{lay-UL} \quad (4.2)$$

$$B_{MP-DL} = \frac{1}{T_{TTI}} S_{TB-DL} N_{lay-DL} \quad (4.3)$$

ここで、 $T_{TTI}$ ,  $S_{TB-UL}$ ,  $S_{TB-DL}$ ,  $N_{lay-UL}$ ,  $N_{lay-DL}$  は、TTI (Transmission Time Interval), 上りリンクの TBS (Transport Block Size), 下りリンクの TBS, 上りリンクの MIMO レイヤ数, 下りリンクの MIMO レイヤ数を表す。 $S_{TB-UL}$  と  $S_{TB-DL}$  は端末に割り当てられた RB (Resource Block) 数と MCS (Modulation and Coding Scheme) で決まる [67]。従来機能分割は、MIMO のプリコーディングや等化の集約処理を行うことでネットワーク MIMO [45] とも呼ばれる JT および JR による高い基地局間連携性能を実現できるが、IQ データの伝送が光伝送データ量を大幅に増加させてしまう。その一方で、MAC-PHY split は LTE の MAC フレームのデータを伝送することで光伝送データ量を無線データレートと同等にまで削減することができるが、PHY 層機能が各子局に分散してしまうためにプリコーディングや等化の集約処理が行えず JT, JR が適用できなくなってしまう。

その一方で、提案方式である SPP では図 4.1 に示すように親局-子局間の機能分割を PHY 層内の符号化/復号機能と変調/復調機能の間で行う。符号化機能は下りリンクにおける PHY 層の最初の処理であり、LTE の MAC フレームのデータに冗長ビットを付与する誤り訂正符号化を行う。復号機能は上りリンクにおける PHY 層の最後の処理であり、軟判定復調を行う復調機能から出力される LLR (Log Likelihood

Ratio) [68] を用いて誤り訂正符号の復号を行い、MAC フレームのデータを出力する。LLR は端末から送信された情報ビットが 0 であるか 1 であるかの確からしさを示す実数値であり、より負の大きい値であるほど送信された情報ビットが 0 である確率が高く、より正の大きい値であるほど送信された情報ビットが 1 である確率が高いことを示す。SPP の光エントランス回線では、下りリンクで符号化後のビットデータを光伝送し、上りリンクでは量子化された LLR を光伝送する。SPP の光エントランス回線においても、MAC-PHY split と同様に 10GbE のような汎用性の高い光伝送インタフェースを用いることができる。1 つの端末が無線のシステム帯域幅を専有すると仮定すると、SPP における上りリンクおよび下りリンクの光エントランス回線の光伝送データ量  $B_{SPP-UL}$ ,  $B_{SPP-DL}$  は次式で与えられる。

$$B_{SPP-UL} = \frac{1}{T_{TTI}} N_{mod-UL} N_{sym} N_{SC} N_{RB} N_{lay-UL} N_{q-LLR} \quad (4.4)$$

$$B_{SPP-DL} = \frac{1}{T_{TTI}} N_{mod-DL} N_{sym} N_{SC} N_{RB} N_{lay-DL} \quad (4.5)$$

ここで、 $N_{mod-UL}$ ,  $N_{mod-DL}$ ,  $N_{sym}$ ,  $N_{SC}$ ,  $N_{RB}$ ,  $N_{q-LLR}$  は、上りリンクの変調次数、下りリンクの変調次数、1TTI あたりの OFDM シンボル数、RB あたりのサブキャリア数、端末に割り当てられた RB 数、LLR の量子化ビット数を表す。SPP における光伝送データ量では、 $N_{q-LLR}$  だけが上下リンクにおける相違点となる。MAC-PHY split と SPP の下りリンクにおける光伝送データ量の違いは、符号化による冗長ビットによる違いのみとなる。光エントランス回線でどのような光伝送データ量の光トランシーバを用いるかは、光伝送データ量の最大値で決まるが、高い伝送レートの無線伝送で用いられる MCS の符号化率は高く、冗長ビットの数は少ないため、MAC-PHY split と SPP における光伝送データ量の最大値はほぼ同等になる。また、SPP では符号化/復号の機能を親局に配置することで、光エントランス回線で発生する誤りも補償することが可能となる。さらに、上りリンクにおける LLR の量子化に起因する光伝送データ量の増加は課題となるものの、LLR の量子化手法を最適化することで抑えることができる。したがって、光エントランス回

線の光伝送データ量について、SPP は MAC-PHY split と比較してはさほど増加させないため、従来機能分割に比べて大幅に削減できると言える。

#### 4.2.2 上下リンクの提案 JT 手法と提案 JR 手法

符号化/復号機能と変調/復調機能の間で機能分割を行う SPP においても、MIMO 処理の機能は各子局に分散しているため、プリコーディングや等化の集約処理が行えず JT, JR を適用することができない。そこで、SPP において MIMO 処理の機能が各子局に分散していても従来機能分割と同等の基地局間連携性能を実現できる新しい JT 手法および JR 手法を提案する。

図 4.2 に、上りリンクの提案 JR 手法を示す。図 4.2(a), (b) にそれぞれ従来機能分割における JR 手法と SPP における提案 JR 手法を示す。図 4.2 には描かれていないが、PHY 層のベースバンド信号処理には OFDM 処理なども含まれる。簡単のため、図 4.2 では 2 アンテナの端末 1 つと 2 アンテナの子局 2 つによる JR を仮定している。まず、図 4.2(a) に示す従来機能分割の場合には、各子局の RF 受信機で得られた全ての受信信号  $r_1, r_2, r_3, r_4$  が IQ データとして親局に伝送される。親局では、これらの 4 つの受信信号を用いた  $2 \times 4$  MIMO の等化処理が行われ、その後、復調および復号の処理を経て MAC フレームのビット系列  $b_1, b_2$  が得られる。一方、提案する SPP では、図 4.2(b) に示すように、それぞれの子局で得られる 2 つの受信信号を用いて  $2 \times 2$  MIMO の等化処理が行われる。従来機能分割は親局内で等化処理を行うことで実質的に 4 つの受信アンテナを用いるため、2 つの受信アンテナを各子局で用いる SPP よりも高い基地局間連携性能が得られる。そこで、SPP の提案 JR 手法では、少ない受信アンテナ数を用いることによる基地局間連携性能の劣化を親局における LLR の合成によって補う。この LLR の合成方法については第 5 章で詳細を述べるが、本章における LLR 合成は同じ送信ビットに対応する複数の LLR を足し合わせることを意味するものとする。各子局における  $2 \times 2$  MIMO の等化処理の後に行う復調処理により、端末の 2 つのアンテナから送信され

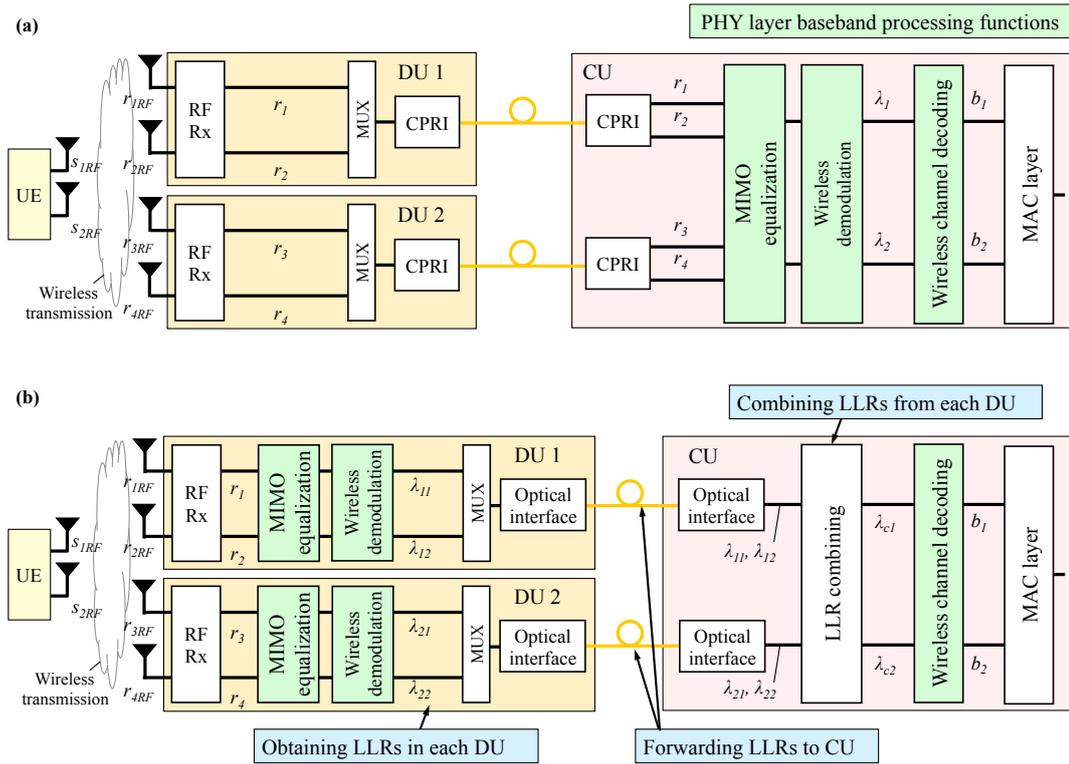


図 4.2: 上りリンクの JR 手法 : (a) 従来機能分割, (b)SPP

た送信信号  $s_{1RF}$ ,  $s_{2RF}$  に対応する LLR が得られる. 図 4.2 における  $\lambda_{11}$ ,  $\lambda_{12}$  は子局 1 で得られた送信信号  $s_{1RF}$ ,  $s_{2RF}$  に対応する LLR を示しており,  $\lambda_{21}$ ,  $\lambda_{22}$  は子局 2 で得られた送信信号  $s_{1RF}$ ,  $s_{2RF}$  に対応する LLR を示している. これらの LLR は各子局から親局に伝送され, 親局では送信信号  $s_{1RF}$ ,  $s_{2RF}$  に対応する LLR 同士が合成される. 例えば, 送信信号  $s_{1RF}$  に対応する LLR  $\lambda_{c1}$  は  $\lambda_{11}$  と  $\lambda_{21}$  を足し合わせることで得られる. 最後に, 親局では合成された LLR を用いて復号が行われ, MAC フレームのビット系列  $b_1$ ,  $b_2$  が得られる.

図 4.3 に, 下りリンクの提案 JT 手法を示す. 図 4.3(a), (b) はそれぞれ従来機能分割における JT 手法と SPP における提案 JT 手法を示す. 上りリンクの場合と同様に, 図 4.3 には描かれていないが, PHY 層のベースバンド信号処理には OFDM 処理なども含まれる. 簡単のため, 図 4.3 では 2 アンテナの子局 2 つによる 2 アンテナの端末 1 つに対する JT を仮定している. まず, 図 4.3(a) に示すように, 従来

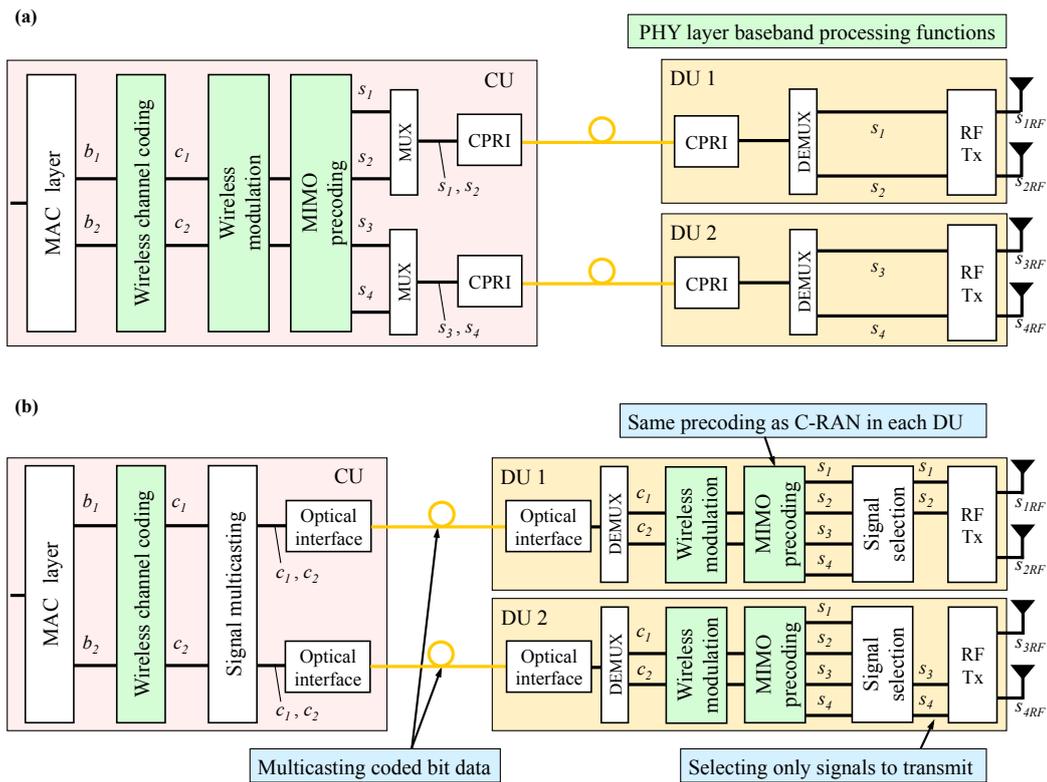


図 4.3: 下りリンクの JT 手法 : (a) 従来機能分割, (b)SPP

機能分割における親局において符号化，変調および  $4 \times 2$  MIMO のプリコーディングが行われ，変調シンボル  $s_1, s_2, s_3, s_4$  の IQ データが生成される．その後， $s_1$  と  $s_2$  は子局 1 に光伝送され， $s_3, s_4$  は子局 2 に光伝送され，RF 送信機から RF 信号  $s_{1RF}, s_{2RF}, s_{3RF}, s_{4RF}$  として出力される．一方で，図 4.3(b) に示すように，SPP における提案 JT 手法では，親局において符号化後のビットデータ  $c_1, c_2$  が各子局にマルチキャストされる．その後，各子局では，マルチキャストされた  $c_1$  と  $c_2$  を用いて従来機能分割の親局で行われる処理と同一の変調， $4 \times 2$  MIMO のプリコーディングが行われる．プリコーディングの後，各子局で変調シンボル  $s_1, s_2, s_3, s_4$  が得られるが，信号選択により子局 1 は  $s_1$  と  $s_2$  を選択してそれ以外を破棄し，その一方で，子局 2 は  $s_3$  と  $s_4$  を選択してそれ以外を破棄する．最終的に，子局 1 の送信機からは  $s_{1RF}, s_{2RF}$  が出力され，子局 2 の送信機からは  $s_{3RF}, s_{4RF}$  が出力さ

れる。SPP の各子局における出力 RF 信号は従来機能分割の場合と全く同一の RF 信号となるため、提案 JT 手法によって MIMO のプリコーディングを含む PHY 層機能が分散している SPP においても従来機能分割と同一の基地局間連携性能を実現することができる。なお、提案 JT 手法は MAC-PHY split にも適用でき、その場合における SPP との違いは符号化後のビットデータではなく、MAC フレームのデータをマルチキャストすることである。

### 4.3 SPP を適用した親局と子局の試作機

SPP の機能分割方式と提案 JT 手法および提案 JR 手法を実験的に評価するため、親局と複数の子局で構成される試作機を開発した。これらの試作機は、FPGA ボードを用いて親局と子局における LTE の PHY 層機能の一部を実装したものである。図 4.4 に親局と子局の試作機の構成を示す。

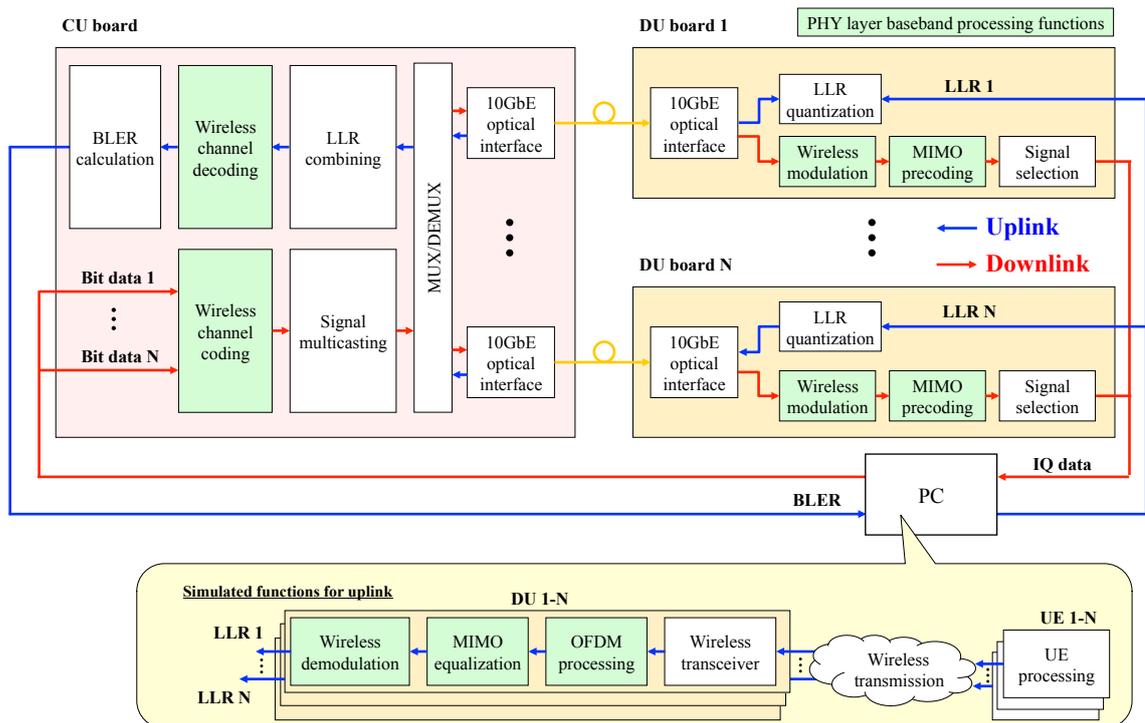


図 4.4: 親局と子局の試作機の構成

上りリンクにおいては、各子局ボードには LLR の量子化ビット数を削減した量子化を行い、光エントランス回線の光伝送データ量を削減するための LLR 量子化機能が実装されており、一方で親局ボードには LLR 合成機能、LTE で用いられるターボ符号 [69] の復号機能および BLER (Block Error Rate) 計算の機能が実装されている。端末における LTE の処理、無線伝送および OFDM 処理、MIMO 等化、復調といった子局における LTE の処理の一部はオフラインシミュレーションによって模擬されている。PC (Personal Computer) によるオフラインシミュレーションで生成された LLR のデータが各子局ボードに入力され、子局ボードの処理、光伝送、および親局の処理を終えた後、出力された BLER の値を PC でモニタリングする。下りリンクにおいては、親局ボードにはターボ符号による符号化機能と信号のマルチキャスト機能が実装されており、一方で各子局ボードには変調、MIMO プリコーディング、信号選択の機能が実装されている。PC で生成したランダムなビット系列が親局ボードに入力され、親局ボードの処理、光伝送、および各子局の処理を終えた後、出力される IQ データを PC で IQ コンスタレーションとしてモニタリングする。親局ボードと子局ボードは 10GbE の光伝送インターフェースによって接続されている。親局-子局間で光伝送されるデータはいくつかの Ethernet フレームに分割されて伝送され、1ms の TTI 毎の 1 番最初の Ethernet フレームにおけるペイロード領域の先頭には、親局ボード、子局ボードに実装された PHY 層の処理を制御するための制御パラメータが書き込まれている。なお、親局ボードと子局ボードは 15.36 MHz の基準クロックと 1PPS (Pulse Per Second) のタイミングパルスによって同期されている。図 4.5 に親局と子局の試作機の外観を示す。

SPP と従来機能分割および MAC-PHY split を比較評価するため、親局ボードと子局ボードに実装する機能の位置を変えることで従来機能分割と MAC-PHY split の試作機についても開発を行った。従来機能分割の試作機は親局ボードのみで構成され、その親局ボードには全てのベースバンド信号処理機能が実装されている。親局-子局間の IQ データの伝送は CPRI によって誤りなく行われると仮定し、下り

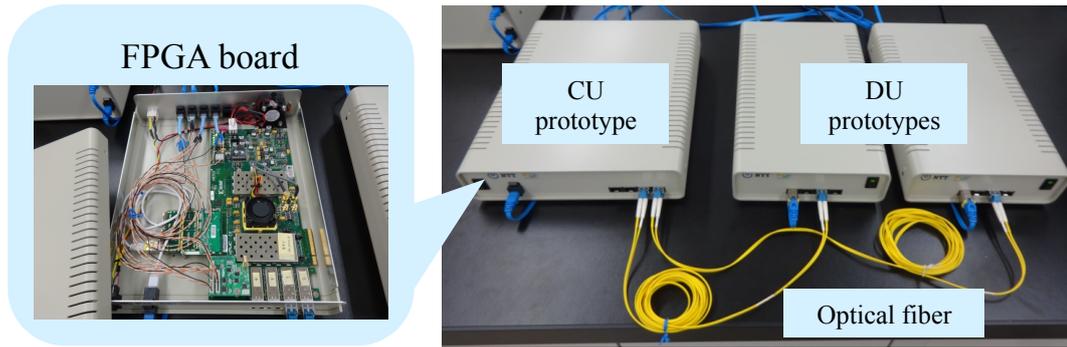


図 4.5: 親局と子局の試作機の外観

リンクにおける IQ コンスタレーションと上りリンクにおける BLER のモニタリングを行う。また、MAC-PHY split の試作機は SPP の試作機とは異なり、符号化/復号の機能が子局ボードに実装されている。なお、MAC-PHY split の試作機では、提案 JT 手法に用いる親局での信号のマルチキャスト機能と子局での信号選択の機能は実装されているが、LLR 合成機能は実装されていない。

#### 4.4 試作機を用いた実験評価

##### 4.4.1 上りリンク伝送実験

SPP の機能分割方式と提案 JR 手法を評価するための上りリンク伝送実験を試作機を用いて行った。本実験では、複数の MCS [67] での子局ボード-親局ボード間における光伝送データ量と無線伝送における所要 SNR (Signal to Noise power Ratio) を評価した。所要 SNR はオフラインシミュレーション内での子局の平均受信 SNR を 0.1 dB ずつ変化させて BLER を実験で測定し、BLER の要求値である BLER=0.1 [70] を満たす最小の平均受信 SNR と定義した。ここでの平均受信 SNR は、端末が同一の MCS を使用し続けると仮定した上でチャンネル行列をランダムに変化させた場合について求めたものである。本実験では、2 アンテナの端末 2 つと 8 アンテナの子局 2 つが上りリンクの JR を行う状況を仮定した。なお、2 つの端末は 2 つの子局それぞれに帰属しているものとする。また、2 つの端末はいずれも

2つの子局から同じ距離に位置するものとし、各子局における平均受信 SNR は等しいと仮定した。2つの端末は各子局の 20 MHz の無線システム帯域幅を専有するものとする。これらの前提条件を定めることで、2つの端末と2つの子局が JR を行った場合における各 MCS での光伝送データ量の最大値を評価した。より現実的な条件下では、JR を行わない端末を含む複数の端末が様々な MCS を用いて無線システム帯域幅を共有するため、光エントランス回線の光伝送データ量は小さくなることが見込まれる。

上りリンク伝送実験では、様々な平均受信 SNR での LLR がオフラインシミュレーションで生成され、子局ボードに入力される。各子局ボードでは、LLR の量子化が行われるが、本実験での LLR 量子化には LLR の量子化閾値を LLR の統計分布に基づいて定める非線形量子化手法を適用した [71]。その後、量子化された LLR が各子局ボードから 10GbE を用いて親局ボードに伝送される。親局ボードでは、伝送された LLR の合成および復号が行われ、最後に BLER が算出される。光伝送データ量と所要 SNR の測定は同様の方法で従来機能分割および MAC-PHY split の試作機についても行った。3つの機能分割点においてはオフラインシミュレーションにおける MIMO の等化処理がそれぞれ異なる。従来機能分割のオフラインシミュレーションでは、2つの端末が持つ 4 アンテナ全てと2つの子局が持つ 16 アンテナ全てを用いて、親局で 4 x 16 MIMO における MMSE (Minimum Mean Square Error) [72] の等化処理が行われる。SPP と MAC-PHY split のオフラインシミュレーションでは、2つの端末が持つ 4 アンテナ全てと各子局が持つ 8 アンテナを用いて、子局で 4 x 8 MIMO における MMSE の等化処理が行われる。ただし、SPP では各子局で得られた2つの端末の LLR を全て親局に伝送し、親局において LLR 合成が行われるが、MAC-PHY split では各子局に帰属する端末の LLR のみに対して復号処理が各子局ボードで行われ、復号されたビットデータが親局ボードに伝送される。表 4.1 に 3GPP (3rd Generation Partnership Project) の標準規格 [67] に基づいたシミュレーションおよび実験の諸元を示す。チャンネルモデルは 3GPP EPA

表 4.1: 上りリンク伝送における実験とシミュレーションの諸元

Parameter	Value
Wireless system bandwidth	20 MHz
Sampling frequency ( $f_s$ )	30.72 MHz
Number of quantization bits for IQ data ( $N_{q-IQ}$ )	15 bits each for I and Q, respectively
CPRI overhead factor ( $R_{OH}$ )	16/15
TTI ( $T_{TTI}$ )	1 ms
Number of symbols within TTI ( $N_{sym}$ )	12
Number of subcarriers per RB ( $N_{SC}$ )	12
Number of RBs ( $N_{RB}$ )	100
Number of DU antennas ( $N_{ant}$ )	8
Number of UE antennas	2
Number of layers in uplink ( $N_{lay-UL}$ )	2
Channel model	3GPP EPA model
Channel estimation	Ideal
Number of LLR quantization bits for conventional split and MAC-PHY split	8 bits
Number of LLR quantization for SPP ( $N_{q-LLR}$ )	3 bits

(Extended Pedestrian A) [73] によるマルチパスフェージングチャネルとした。従来機能分割および MAC-PHY split の試作機における LLR の量子化ビット数は 8 ビットとした。これは、8 ビットが LLR を親局ボードあるいは子局ボード内で処理する上で十分に大きい値であり、またこれらの機能分割点においては、LLR のビット数が光伝送データ量に影響を与えないからである。本実験では、表 4.2 に示す QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM のそれぞれについて、異なる 2 つの符号化率を適用した合計 6 つの MCS について評価を行った。これらの MCS における TBS は、本実験では 100 に設定した RB 数と表 4.2 に示す MCS index から定められる [67]。

図 4.6 に上りリンクにおける各 MCS index に対する光エントランス回線の光伝送データ量を示す。従来機能分割における光伝送データ量は CPRI の標準規格 [30] に基づいて式 (4.1) を用いて求めた計算値であり、7.86 Gbps の固定値となる。SPP と MAC-PHY split における光伝送データ量は子局ボード-親局ボード間の 10GbE

表 4.2: 上りリンク伝送実験で用いた MCS

MCS index	Modulation	Coding rate	TBS [bits]
5	QPSK	0.30	8,760
10	QPSK	0.61	17,568
16	16QAM	0.53	30,576
19	16QAM	0.68	39,232
25	64QAM	0.66	57,336
28	64QAM	0.87	75,376

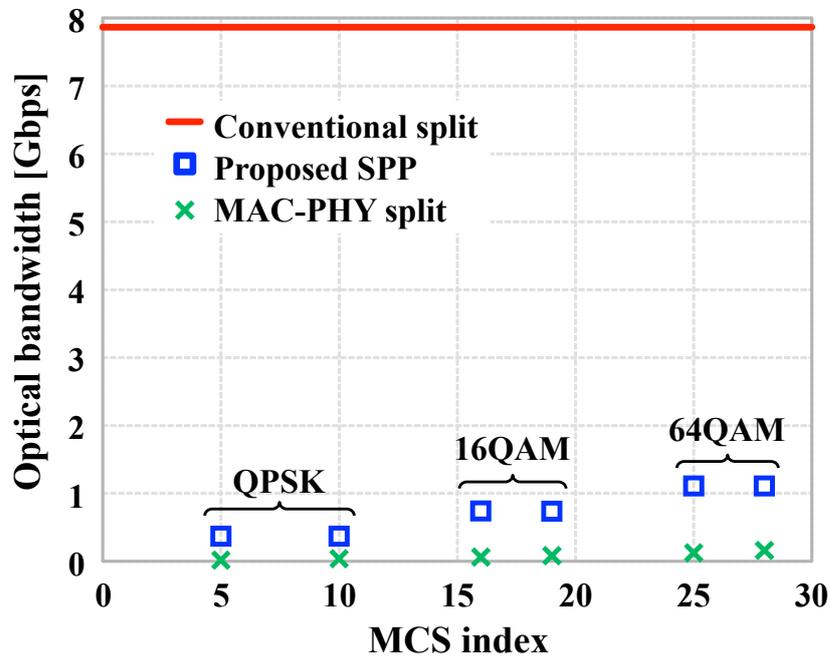


図 4.6: 上りリンクにおける各 MCS index に対する光伝送データ量

における測定値であり，これらの値は 10GbE のヘッダおよび PHY 層機能の制御パラメータを含んだ値である．SPP における光伝送データ量は，QPSK (MCS index: 5, 10), 16QAM (MCS index: 16, 19), 64QAM (MCS index: 25, 28) のそれぞれの場合において，従来機能分割に比べて 95%, 90%, 85%削減されていることが分かる．基地局間連携を必要とするようなセル端に位置する端末は，一般に低い MCS index を選択する傾向があるため，光伝送データ量は基地局間連携が必要な

状況では多くの場合に 90%以上削減できると言える．式 (4.1), (4.4) に示すように，従来機能分割における光伝送データ量が子局のアンテナ数  $N_{ant}$  に依存するのに対して，SPP における光伝送データ量は MIMO レイヤ数  $N_{lay-UL}$  に依存する．そのため，MIMO レイヤ数  $N_{lay-UL}$  が一定のまま子局のアンテナ数  $N_{ant}$  が増加した場合，従来機能分割と SPP における光伝送データ量の差はさらに大きくなる．一方で，SPP と MAC-PHY split における光伝送データ量の差は 1 Gbps 以下である．この差は符号化率，LLR 量子化および SPP における提案 JR 手法において 2 端末分の LLR をそれぞれの光エントランス回線で伝送していることに起因している．

図 4.7 に上りリンクにおける各 MCS index に対する所要 SNR を示す．プロットされた実験値に加えて，オフラインシミュレーションを用いて試作機で行っている処理も全て行った場合のシミュレーション結果の値を破線で示している．図 4.7 より，実験値とシミュレーション値がほぼ一致していることが分かる．QPSK と 16QAM の場合において，従来機能分割と比較した SPP の SNR 劣化は 2 dB 以下

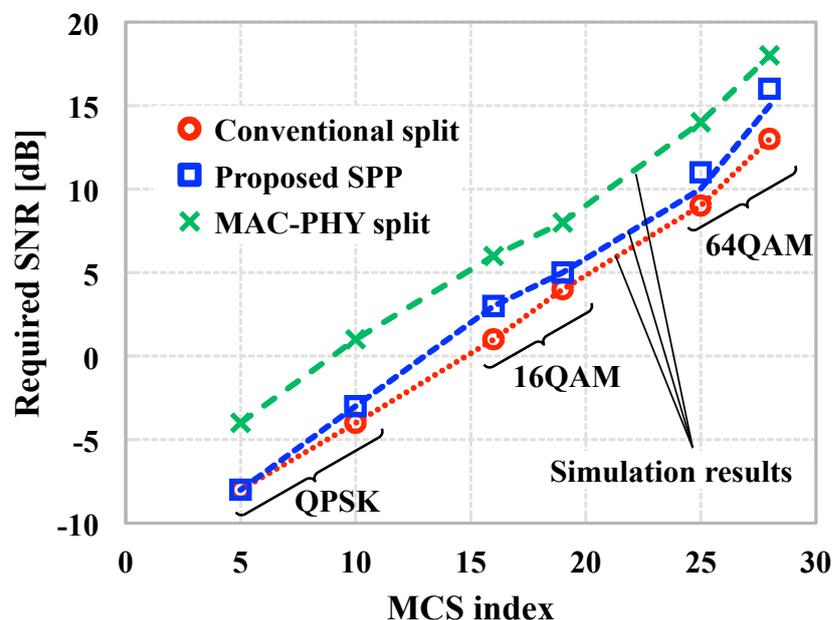


図 4.7: 上りリンクにおける各 MCS index に対する所要 SNR

であり、一方で MAC-PHY split と比較した SPP の SNR 利得は 3 dB 以上であることが分かる。また、64QAM の場合において、従来機能分割と比較した SPP の SNR 劣化は 3 dB 以下であるが、基地局間連携が必要な状況では多くの場合において、従来機能分割と比較した SPP の SNR 劣化は 2 dB 以下であると言える。

以上の結果から、上りリンク伝送において、特に基地局間連携が必要な状況下でより多く用いられる QPSK および 16QAM の場合について、SPP は MIMO の等化処理を含む PHY 層機能が分散していても従来機能分割と同等の無線伝送特性を維持しつつ光エントランス回線の光伝送データ量を従来機能分割に比べて大幅に削減できることを確認した。また、MAC-PHY split は SPP よりも光伝送データ量を削減できるものの、無線伝送特性の観点からは SPP が MAC-PHY split よりも優れているということを確認した。さらに、SPP による光伝送データ量の削減効果を 10GbE のヘッダや PHY 層機能の制御パラメータの伝送を考慮した装置実装レベルで確認することができた。

なお、上りリンク伝送については、光伝送データ量が LLR の量子化ビット数に応じて増加してしまうことが依然として課題となっている。また上りリンク伝送における基地局間連携性能については、限られた条件での評価であることから、より一般的な条件下での評価や LLR の量子化ビット数を小さく抑えつつ基地局間連携性能を向上させるための検討が必要となる。また本実験では、親局-子局間の光エントランス回線におけるユーザデータの光伝送にのみ着目して評価を行ったが、基地局の機能分割は制御データに関わるベースバンド信号処理にも影響を及ぼすため、LTE における制御系チャネルも含めた検討が今後必要である。

#### 4.4.2 下りリンク伝送実験

SPP の機能分割方式と提案 JT 手法を評価するための下りリンク伝送実験を試作機を用いて行った。本実験では、3GPP の標準規格で下りリンクのみに用いられる 256QAM を含む複数の MCS における光エントランス回線の光伝送データ量と出力

IQ コンスタレーションを評価した。本実験では、2 アンテナの端末3つと8 アンテナの子局3つが下りリンクの JT を行うものと仮定した。なお、3つの端末は3つの子局それぞれに帰属しているものとする。また、上りリンクと同様に、3つの端末は各子局の 20MHz のシステム帯域幅を専有するものとし、各 MCS における光伝送データ量の最大値を評価した。

下りリンク伝送実験では、複数種類のランダムなビット系列が PC で生成され、それらが親局ボードに入力される。親局ボードでは、まず符号化が行われ、符号化後のビットデータがマルチキャストされて 10GbE 経由で各子局ボードへ伝送される。各子局ボードでは、マルチキャストされた符号化後のビットデータを用いた同一の変調および 24 x 6 MIMO のプリコーディングが行われる。その後、各子局における信号選択によって、各子局で送信すべき送信シンボルが選択される。具体的には、子局ボード 1 はプリコーディング出力の 24 アンテナ分の送信シンボルのうち最初の 8 つを選択し、子局ボード 2 は次の 8 つを、子局ボード 3 は最後の 8 つを選択する。プリコーディングに用いられるサイズ 24 x 6 のプリコーディング行列は 3GPP の標準規格で定められた 8 x 2 MIMO のプリコーディング行列 [67] をもとに行列要素を複製して拡張したものを使用した。各子局ボードで選択された送信シンボルは IQ データとして出力され、PC において IQ コンスタレーションとして観測される。光伝送データ量と IQ コンスタレーションの測定は同様の方法で従来機能分割および MAC-PHY split の試作機でも行った。なお、MAC-PHY split の試作機では、SPP と同様に提案 JT 手法を適用して評価を行った。表 4.3 に 3GPP の標準規格 [67] に基づいたシミュレーションおよび実験の諸元を示す。本実験では、表 4.4 に示す QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM のそれぞれで、異なる 2 つの符号化率を適用した合計 8 つの MCS について評価を行った。これらの MCS における TBS は、上りリンクと同様に本実験では 100 に設定した RB 数と表 4.4 に示す MCS index から定められる [67]。

図 4.8 に下りリンクにおける各 MCS index に対する光エントランス回線の光伝

表 4.3: 下りリンク伝送における実験とシミュレーションの諸元

Parameter	Value
Wireless system bandwidth	20 MHz
Sampling frequency ( $f_s$ )	30.72 MHz
Number of quantization bits for IQ data ( $N_{q-IQ}$ )	15 bits each for I and Q, respectively
CPRI overhead factor ( $R_{OH}$ )	16/15
TTI ( $T_{TTI}$ )	1 ms
Number of symbols within TTI ( $N_{sym}$ )	12
Number of subcarriers per RB ( $N_{SC}$ )	12
Number of RBs ( $N_{RB}$ )	100
Number of DU antennas ( $N_{ant}$ )	8
Number of UE antennas	2
Number of layers in downlink ( $N_{lay-DL}$ )	2

表 4.4: 下りリンク伝送実験で用いた MCS

MCS index	Modulation	Coding rate	TBS [bits]
2	QPSK	0.25	7,224
4	QPSK	0.49	14,112
8	16QAM	0.44	25,456
10	16QAM	0.53	30,576
15	64QAM	0.54	46,888
19	64QAM	0.71	61,664
24	256QAM	0.68	78,704
27	256QAM	0.85	97,896

送データ量を示す。従来機能分割の光伝送データ量は上りリンクと同様に CPRI の標準規格に基づく計算値であり、7.86 Gbps の固定値である。SPP における光伝送データ量は、QPSK (MCS index: 2, 4), 16QAM (MCS index: 8, 10), 64QAM (MCS index: 15, 19), 256QAM (MCS index: 24, 27) のそれぞれの場合において、従来機能分割に比べて 97%, 95%, 93%, 91% 削減されていることが分かる。上りリンクの場合と同様の理由で、もし MIMO レイヤ数  $N_{lay-DL}$  が一定のまま子局のアンテナ数  $N_{ant}$  が増加した場合、従来機能分割と SPP における光伝送データ量の

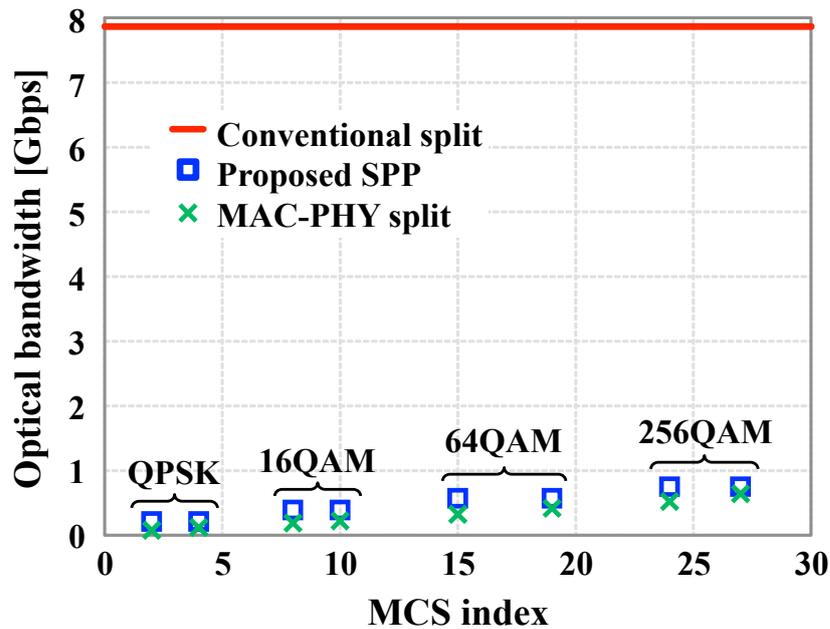


図 4.8: 下りリンクにおける各 MCS index に対する光伝送データ量

差はさらに大きくなる。一方で、SPP と MAC-PHY split における光伝送データ量の差は、上りリンクでの結果とは異なり 0.3 Gbps 以下である。これは LLR を光伝送している上りリンクとは異なり、光伝送データ量の差が符号化率のみに起因しており、また SPP だけではなく MAC-PHY split においても提案 JT 手法を行うために信号のマルチキャストを行っているからである。また、各機能分割点における出力 IQ コンスタレーションの評価を行った。4.2.2 項で述べた提案 JT 手法の処理に従い、従来機能分割、SPP、MAC-PHY split において同一の IQ コンスタレーションが出力されることを確認した。

以上の結果から、下りリンク伝送において、SPP は MIMO のプリコーディングを含む PHY 層機能が分散していても従来機能分割と同一の RF 信号を出力し、高い基地局間連携性能を維持しつつ光エントランス回線の光伝送データ量を従来機能分割に比べて大幅に削減できることを確認した。下りリンク伝送においては、提案 JT 手法により、MAC-PHY split でも SPP と同様の光伝送データ量削減が実現でき

るものの、上りリンクにおける無線伝送特性の観点から SPP は MAC-PHY split よりも優れていると言える。また、SPP による光伝送データ量の削減効果を 10GbE のヘッダや PHY 層機能の制御パラメータの伝送を考慮した装置実装レベルで確認することができた。上りリンクと同様に、本実験では親局-子局間の光エントランス回線におけるユーザデータの光伝送にのみ着目して評価を行ったが、基地局の機能分割は制御データに関わるベースバンド信号処理にも影響を及ぼすため、下りリンクにおいても LTE における制御系チャンネルも含めた検討が今後必要である。

#### 4.5 結言

本章では、デジタル型無線アクセスネットワークにおいて、デジタル RoF での IQ データの光伝送によって光伝送データ量が爆発的に増加するという課題を解決しつつ、光エントランス回線の拡張性向上と基地局間連携の性能向上を両立する方式として、新たな基地局の機能分割方式である SPP を提案した。SPP は基地局の機能分割を符号化/復号と変調/復調の間で行うことで光伝送データ量を大幅に削減し、さらに PHY 層機能が子局に分散され、集約処理が行えなくても適用可能な新たな JT 手法、JR 手法によって基地局間連携性能を従来機能分割と同等に維持することができる。

SPP の有用性と実現可能性を確認するため、LTE における PHY 層機能の一部を FPGA ボードで実装し、10GbE で接続した親局と子局の試作機による上下リンクの伝送実験を行った。上りリンク伝送実験の結果、SPP は特に基地局間連携が必要な状況下において、MIMO の等化処理を含む PHY 層機能が分散していても従来機能分割に比べて SNR 劣化を 2dB 以下に抑えつつ、光エントランス回線の光伝送データ量を 90%以上削減できることを確認した。下りリンク伝送実験の結果、SPP は MIMO のプリコーディングを含む PHY 層機能が分散していても従来機能分割と同一の IQ コンスタレーションを出力しつつ光エントランス回線の光伝送データ量を従来機能分割に比べて 90%以上削減できることを確認した。また、基地局機能分

割を MAC 層と PHY 層の間で行う MAC-PHY split でも SPP と同様の光伝送データ量削減が実現できるものの，上りリンク伝送実験において MAC-PHY split と比較した SPP の SNR 利得が 3 dB 以上であることを実験的に示し，上りリンク伝送における無線伝送特性の観点から SPP は MAC-PHY split よりも優れていることを確認した．さらに，SPP による光伝送データ量の削減効果を 10GbE のヘッダや PHY 層機能の制御パラメータの伝送を含む装置実装レベルで確認した．

## 第5章 デジタル型無線アクセスネットワークの無線伝送性能評価

### 5.1 緒言

第4章では、無線アクセスネットワークにおける基地局の親局 (CU: Central Unit) と子局 (DU: Distributed Unit) を結ぶ光エントランス回線にデジタル光伝送を用いた場合において、高い基地局間連携 (CoMP: Coordinated Multipoint) の性能を実現しつつ光伝送データ量を大幅に削減する新たな基地局の機能分割方式である SPP (Split-PHY Processing) を提案し、試作機による上下リンク伝送実験を通してその有用性と実現可能性を確認した。その中で、上りリンク伝送については、光エントランス回線の光伝送データ量が LLR (Log Likelihood Ratio) の量子化ビット数に応じて増加してしまうことが依然として課題であり、また基地局間連携性能については、端末 (UE: User Equipment) が複数の子局から同じ距離に位置するといった限定的な条件で評価を行っていた。そのため、上りリンク伝送における基地局間連携性能について、より一般的な条件下での評価や LLR の量子化ビット数を小さく抑えつつ基地局間連携性能を向上させるための検討が必要である。

本章では、第4章で提案した SPP の上りリンクにおける JR (Joint Reception) 手法の基地局間連携性能について、セル間干渉を考慮した条件下でのシミュレーション評価を行う [18]。さらに、LLR の量子化ビット数の削減と基地局間連携性能の向上を両立するため、LLR 量子化と JR の統合設計手法を新たに提案し、その無線伝送特性をシミュレーションで評価した結果を述べる [19]。

### 5.2 LLR 合成による JR 手法

#### 5.2.1 システムモデル

まず、4.2.2 項で述べた SPP における LLR 合成による JR 手法のシステムモデルを図 5.1 に示す。簡単のため、4.2.2 項の図 4.2 と同様に、2 アンテナの端末 1 つと 2 アンテナの子局 2 つによる JR を仮定している。ある TTI (Transmission Time

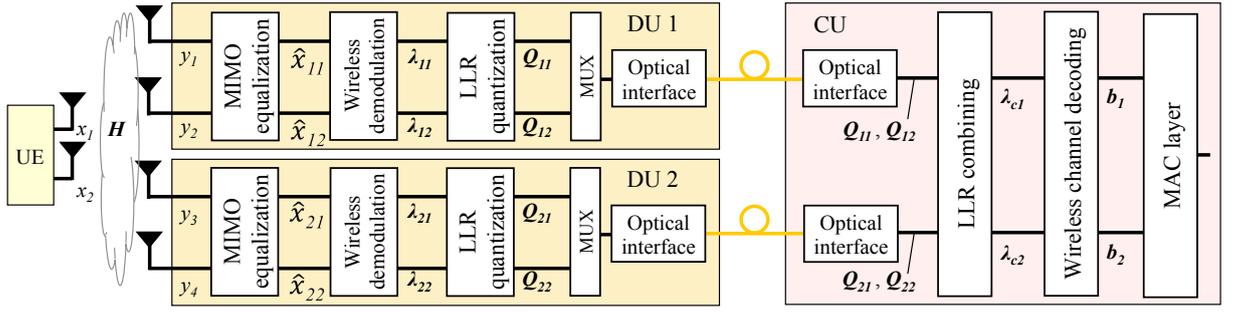


図 5.1: LLR 合成による JR 手法のシステムモデル

Interval) における 1 つのサブキャリアに着目し，変調方式がグレイ符号化された QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) である場合を考えると，2 アンテナの端末における 2 つの MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) レイヤで送信される送信シンボルベクトル  $\mathbf{x}$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{E_s}{2}} \{(2d_1^{(I)} - 1) + j(2d_1^{(Q)} - 1)\} \\ \sqrt{\frac{E_s}{2}} \{(2d_2^{(I)} - 1) + j(2d_2^{(Q)} - 1)\} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

ここで， $d_1^{(I)}$ ， $d_1^{(Q)}$ ， $d_2^{(I)}$ ， $d_2^{(Q)}$  は各 MIMO レイヤの QPSK シンボルにおける IQ 軸に対応する情報ビットを表す。また， $E_s$  はシンボルエネルギー， $j$  は虚数単位を表す。これらの送信シンボルは次式のチャネル行列  $\mathbf{H}$  で表される無線チャンネルを通じて子局に無線伝送される。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

ここで， $h_{ij}$  ( $1 \leq i \leq 4$ ， $1 \leq j \leq 2$ ) は各送受信アンテナ間のチャネル係数を表す。 $i$  は子局側の 4 つの受信アンテナの番号であり， $j$  は端末の 2 つの送信アンテナの番

号である。各子局における受信シンボルベクトル  $\mathbf{y}$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

ここで、 $y_i$  は子局側の各受信アンテナにおける受信シンボルであり、受信シンボルベクトル  $\mathbf{y}$  は次式で導出される。

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + z_1 \\ h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + z_2 \\ h_{31}x_1 + h_{32}x_2 + z_3 \\ h_{41}x_1 + h_{42}x_2 + z_4 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

ここで、 $\mathbf{z}$  は雑音ベクトルを表し、 $z_i$  は平均 0、複素分散  $N_0$  の複素ガウス雑音  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  である。

SPP の各子局では、受信した 2 つの受信シンボルおよび推定チャネル行列を用いて 2 x 2 MIMO における等化処理が行われる。ここでは等化処理として MMSE (Minimum Mean Square Error) [72] を仮定する。チャネル推定が理想的に行われていると仮定すると、子局 1 では  $y_1, y_2$  および次式で表されるチャネル行列  $\mathbf{H}$  の上側半分の部分行列  $\mathbf{H}_1$  を用いた等化処理が行われる。

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

一方で、子局 2 では、 $y_3, y_4$  および次式で表されるチャネル行列  $\mathbf{H}$  の下側半分の部分行列  $\mathbf{H}_2$  を用いた等化処理が行われる。

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

MIMO の等化処理が行われた後、推定送信シンボル  $\hat{x}_{kl}$  ( $1 \leq k, l \leq 2$ ) が得られる。ここで、 $k$  は 2 つの子局の番号であり、 $l$  は端末から送信される 2 つの MIMO レイヤ、すなわち送信シンボルの番号である。したがって、 $\hat{x}_{11}$ ,  $\hat{x}_{12}$  は子局 1 で得られた送信シンボル  $x_1$ ,  $x_2$  の推定送信シンボルであり、 $\hat{x}_{21}$ ,  $\hat{x}_{22}$  は子局 2 で得られた送信シンボル  $x_1$ ,  $x_2$  の推定送信シンボルである。

次に、これらの推定送信シンボルに対して軟判定復調が行われる。ここでは、軟判定復調において LLR を IQ (In-phase and Quadrature-phase) 軸からの距離として計算する近似 [74] を用いる。送信シンボル  $x_1$ ,  $x_2$  の変調方式は変調次数が 2 の QPSK と仮定しているため、次式で表される LLR ベクトル  $\lambda_{kl}$  が軟判定復調の出力として得られる。

$$\lambda_{kl} = \begin{bmatrix} \lambda_{kl}^I \\ \lambda_{kl}^Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re\{\hat{x}_{kl}\} \\ \Im\{\hat{x}_{kl}\} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

ここで、 $\Re\{\cdot\}$ ,  $\Im\{\cdot\}$  は複素数の実数部と虚数部を表す。

その後、LLR ベクトル  $\lambda_{kl}$  に対して量子化が行われる。量子化を行なう上では、量子化閾値と量子化レベルを定める必要があるが、ここでは量子化閾値と量子化レベルを LLR の統計分布に基づいて定める非線形量子化手法を適用する [71]。 $q$  ビット、 $M$  レベル ( $M = 2^q$ ) の量子化を考えた場合、量子化閾値  $t_m$  ( $m = 1, \dots, M - 1$ ) は次式で表される。

$$t_m = F_\lambda^{-1} \left( \frac{m}{M} \right) \quad (5.8)$$

ここで、 $F_\lambda^{-1}$  は軟判定復調の出力で得られる LLR の累積分布関数 (CDF: Cumulative Distribution Function) の逆関数を示す。すなわち、式 (5.8) は LLR の量子化閾値を百分位の値で定めることを意味しており、例えば 2 ビット、4 レベルの量子化 ( $q = 2, M = 4$ ) の場合、LLR の統計分布における 25% 値、50% 値、75% 値が量子化閾値となる。量子化レベルについては各量子化閾値の間隔に基づいて等間隔に設定する。以上の量子化手法を用いて LLR ベクトル  $\lambda_{kl}$  に対して量子化が行われ、量子化 LLR ベクトル  $\mathbf{Q}_{kl}$  が得られ、 $\mathbf{Q}_{kl}$  の要素となる量子化 LLR は光エンタランス

回線を介して子局から親局に光伝送される。LLR 合成による JR 手法では、親局において各子局から集められた量子化 LLR を対応する情報ビットごとに足し合わせることで、次式で表される合成 LLR  $\lambda_{c1}$ ,  $\lambda_{c2}$  が得られる。

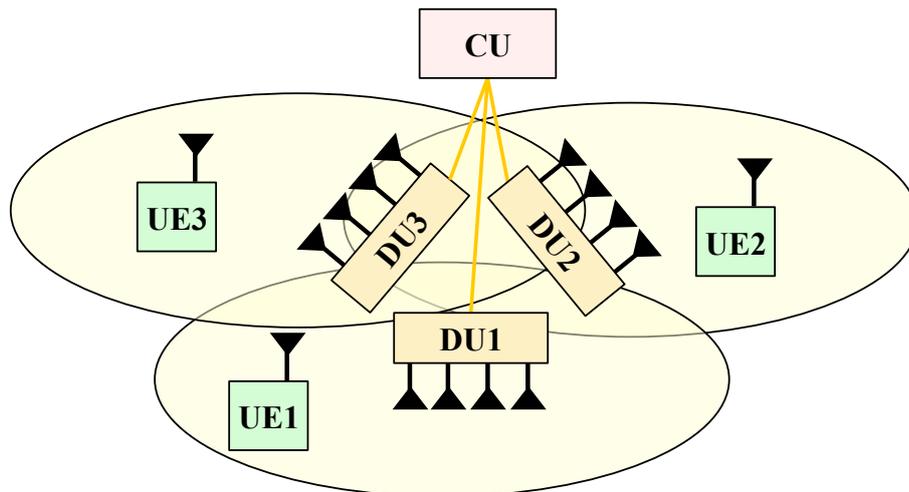
$$\lambda_{c1} = Q_{11} + Q_{21} \quad (5.9)$$

$$\lambda_{c2} = Q_{12} + Q_{22} \quad (5.10)$$

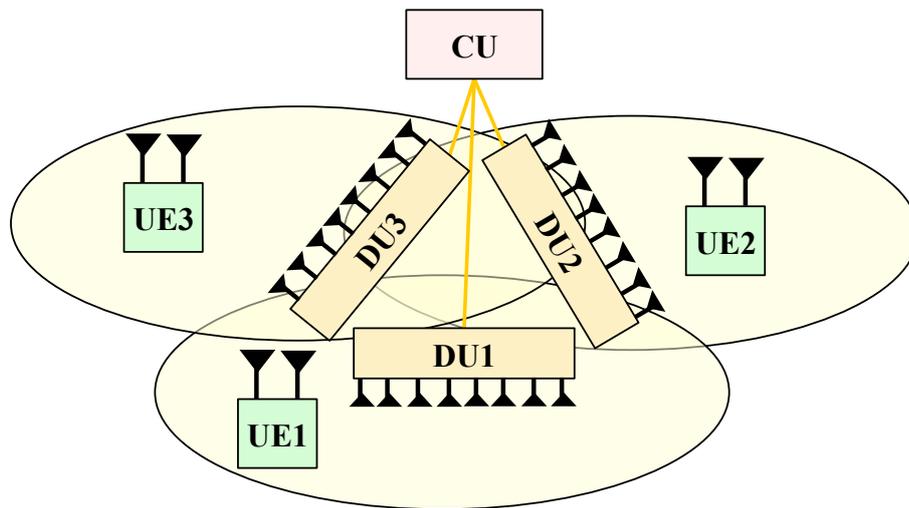
最後に、親局においてこれらの合成 LLR  $\lambda_{c1}$ ,  $\lambda_{c2}$  を用いて誤り訂正符号の復号処理が行われ、情報ビットベクトル  $\mathbf{b}_1$ ,  $\mathbf{b}_2$  が得られる。以上のように、LLR 合成による JR 手法では、複数の子局で得られた LLR を親局で集めて合成し、合成された LLR を用いて復号処理を行うことで無線伝送特性を向上させることができる。

### 5.2.2 LLR 合成による JR 手法のシミュレーション評価

LLR 合成による JR 手法の無線伝送特性を第 4 章での評価よりも一般的な条件下で評価するため、セル間干渉を考慮した条件下で誤り訂正符号化や MIMO、直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を含む LTE (Long Term Evolution) のベースバンド信号処理を行った上りリンク無線伝送におけるブロック誤り率 (BLER: Block Error Rate) のシミュレーション評価を行った。本シミュレーションでは、3 つの子局で形成される 3 セクタのセルを考え、各セクタに 1 つずつ合計 3 つの端末が同じ無線周波数帯を使用していると仮定した。図 5.2(a) に示すように、各端末のアンテナ数が 1 で各子局のアンテナ数が 4 のアンテナ構成 1 と、図 5.2(b) に示すように、各端末のアンテナ数が 2 で各子局のアンテナ数が 8 のアンテナ構成 2 の 2 つのアンテナ構成を考える。端末 1 の信号を所望信号とみなし、端末 2 と端末 3 の信号は干渉信号とみなして端末 1 の BLER を評価した。各子局における平均受信電力は、SNR (Signal to Noise power Ratio), INR (Interference to Noise power Ratio) および雑音電力から定めるものとした。本シミュレーションにおいて、SNR は端末 1 の信号の受信電力と雑音電力の比で



(a)



(b)

図 5.2: 評価するアンテナ構成 : (a) アンテナ構成 1, (b) アンテナ構成 2

あるとし, INR は端末 2 あるいは端末 3 の信号の受信電力と雑音電力の比であるとした上で, 端末 2 と端末 3 の信号による INR は等しいものとした. 表 5.1 にシミュレーション諸元を示す. MCS (Modulation and Coding Scheme) は MCS index 6 における符号化率が  $1/3$  の QPSK とし, 3 つの端末は同じ MCS を用いるものと

表 5.1: LLR 合成による JR 手法のシミュレーション諸元

Parameter	Value
MCS index	6
Modulation scheme	QPSK
Coding scheme	Turbo coding
Coding rate	1/3
Number of RBs	6
TBS	600 bits
MIMO equalization scheme	MMSE
Channel model	3GPP EPA model
Channel estimation	Ideal
Noise power spectral density	-174 dBm/Hz
Noise figure at DU	5 dB
Number of LLR quantization bits for SPP	2 bits

した。TBS (Transport Block Size) は、本シミュレーションでは6に設定したRB (Resource Block) 数と MCS index から定められる [67]。チャネルモデルは3GPP EPA (Extended Pedestrian A) [73] によるマルチパスフェージングチャネルとした。また、SPP の JR 手法における LLR 量子化ビット数は2とした。

本シミュレーション評価では、端末1の BLER 特性を第4章での評価と同様に、従来機能分割、LLR 合成による JR 手法を適用した SPP、MAC-PHY split を想定した JR を用いない場合で比較した。従来機能分割と SPP の JR 手法では MIMO の等化処理が異なり、例えば図5.2(a)のアンテナ構成1では、従来機能分割の JR 手法では  $3 \times 12$  MIMO の等化処理を親局で行うことになるが、SPP の JR 手法では  $3 \times 4$  MIMO の等化処理を子局で行い、さらに親局で LLR 合成を行う。

図5.3, 5.4にアンテナ構成1, 2それぞれにおける  $\text{INR} = 0 \text{ dB}$ ,  $20 \text{ dB}$  の時の BLER 特性を示す。LTEにおける BLER 要求値である  $\text{BLER} = 0.1$  [70] の特性に着目すると、いずれのアンテナ構成に対しても従来機能分割と比較した SPP の SNR 劣化は  $\text{INR} = 20 \text{ dB}$  の場合においても  $3 \text{ dB}$  以下であることが分かる。また、JR を用いない場合の BLER 特性は INR の増加に伴って大きく劣化しており、JR を用

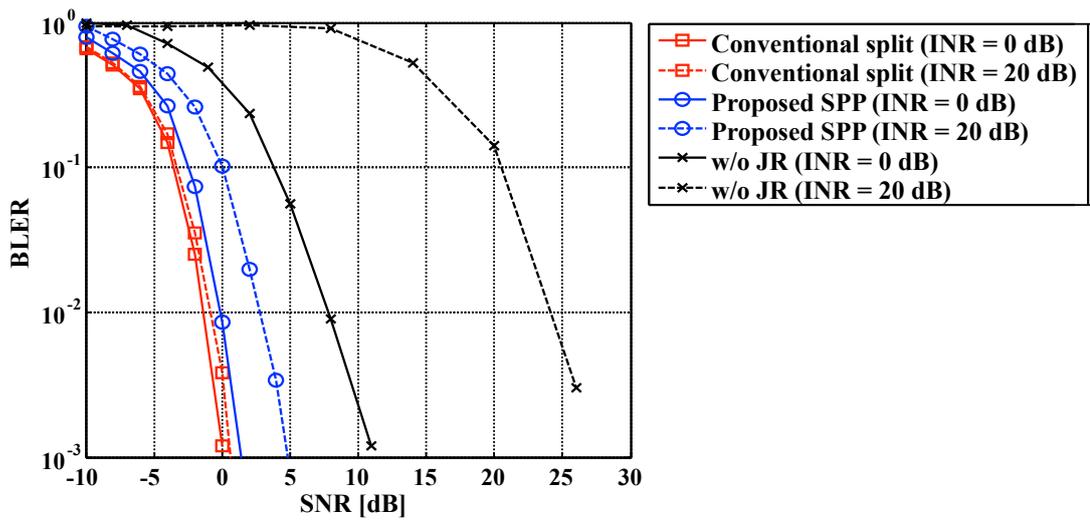


図 5.3: アンテナ構成 1 における BLER 特性

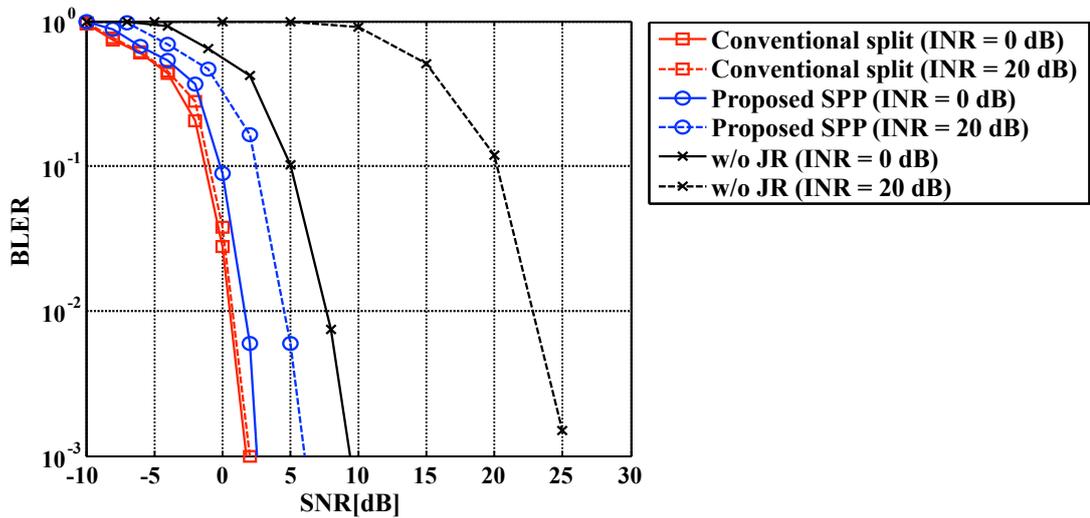


図 5.4: アンテナ構成 2 における BLER 特性

いない場合と比較した SPP の SNR 利得は  $\text{INR} = 0 \text{ dB}$  の場合においても 5 dB 以上であることが分かる。これらの特性改善は受信アンテナ数が送信アンテナ数よりも多い、すなわちアンテナ自由度が高い条件下での MIMO の等化処理と親局での LLR 合成によるものである。以上の結果から、セル間干渉を考慮した条件下においても SPP における LLR 合成による JR 手法が有効であることを確認にした。

## 5.3 LLR 量子化と JR の統合設計手法

### 5.3.1 システムモデル

5.2 節では，複数の子局で得られた LLR を足し合わせる LLR 合成による JR 手法の無線伝送特性について，QPSK での評価を行った．この LLR の足し合わせはビット誤り率を小さくし，無線伝送特性を向上させるために有効な手法ではあるものの，変調次数の高い 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) や 64QAM の変調方式ではより高い無線伝送特性が要求されるため，より高度な JR 手法の検討が必要となる．また，LLR を用いた JR 手法を適用する上では，16QAM や 64QAM においても少ない量子化ビット数で量子化を行い，光エントランス回線の光伝送データ量を削減することも含めて検討する必要がある．

そこで，本節では，SPP を適用した無線アクセスネットワークにおいて，LLR の量子化ビット数削減による光エントランス回線の光伝送データ量削減と，ビット誤り率の低減による基地局間連携性能の向上を両立する手段として，中継伝送技術の 1 つである再生量子化中継伝送 (DQF: Decode-Quantize-and-Forward) [75–77] を応用した LLR 量子化と JR の統合設計手法を提案する．再生量子化中継伝送は，複数の無線ノードが存在する環境において，送信 (S: Source) ノードから受信した無線信号をもとに複数の中継 (R: Relay) ノードで検出した LLR を量子化して受信 (D: Destination) ノードに転送する中継伝送手法である．これらの送信，中継，受信ノードは，中継-受信ノード間を有線接続の光伝送と考えれば，同じく光エントランス回線で LLR を光伝送する SPP の上りリンクにおける端末，子局，親局と捉えることができる．

図 5.5 に，端末 (送信ノード) が 1 つ，子局 (中継ノード) が 2 つ，親局 (受信ノード) が 1 つの場合における再生量子化中継伝送に基づく提案手法のシステムモデルを示す．なお，本節では，提案手法の潜在的な特性を評価するため，5.2 節のような符号化や MIMO，OFDM を含む LTE のベースバンド信号処理を全て行うのでは

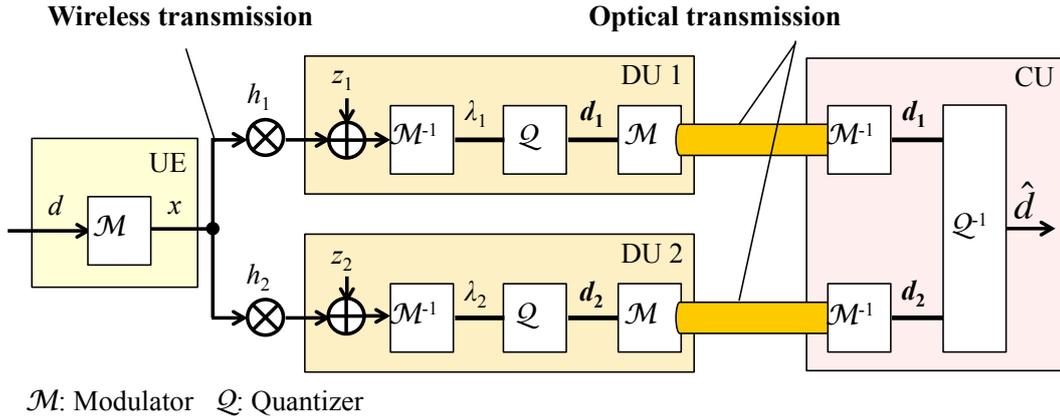


図 5.5: 提案手法のシステムモデル

なく、変復調と LLR 量子化のみに着目したシステムモデルとしている。

図 5.5 のシステムモデルに基づき、2 つの子局で検出した LLR を量子化して転送し、親局で JR を行うことを考える。まず、端末が送信する情報ビットを  $d \in \{0, 1\}$  とする。QPSK の場合を考えると、この情報ビットは次式で表されるように変調器 ( $\mathcal{M}$ ) においてグレイ符号化された QPSK シンボル  $x$  にマッピングされる。

$$x = \sqrt{\frac{E_s}{2}} [(2d^{(I)} - 1) + j(2d^{(Q)} - 1)] \quad (5.11)$$

ここで、 $d^{(I)}$ 、 $d^{(Q)}$  は QPSK シンボルにおける IQ 軸に対応する情報ビット  $d$  を表す。また、5.2 節と同様に  $E_s$  はシンボルエネルギーを示しており、 $j$  は虚数単位を表す。実際の移動通信システムにおける情報ビット  $d$  は誤り訂正符号化を行った後のビットデータとなるが、先に述べたように本節では誤り訂正符号化を行わない情報ビットを取り扱う。

各子局は無線の変調器 ( $\mathcal{M}^{-1}$ )、量子化器 ( $\mathcal{Q}$ ) および光の変調器を備えている。端末と子局のアンテナ数を 1 とした SISO (Single-Input Single-Output) を仮定し、端末-子局間の無線チャネルをフラットフェージングと仮定すると、 $i$  番目の子局 ( $i \in \{1, 2\}$ ) における受信シンボル  $y_i$  は次式で与えられる。

$$y_i = h_i x + z_i \quad (5.12)$$

ここで、 $h_i$  と  $z_i$  は端末-子局間のチャネル係数と平均 0、複素分散  $N_0$  の複素ガウス雑音  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  を表す。この受信シンボルを用いた軟判定復調が行われることで復調器の出力において次式で定義される LLR  $\lambda_i$  が出力される。

$$\begin{aligned}\lambda_i &= \ln \frac{\Pr[d = 1|y_i]}{\Pr[d = 0|y_i]} \\ &= \ln \frac{p(y_i|d = 1)}{p(y_i|d = 0)} + \ln \frac{\Pr[d = 1]}{\Pr[d = 0]}\end{aligned}\quad (5.13)$$

ここで、 $\Pr[a|b]$  と  $p(a|b)$  は事象  $b$  で条件付けられた確率および確率密度関数 (PDF: Probability Density Function) を表す。情報ビット  $d$  の 0, 1 の出現確率が等しい、すなわち  $\Pr[d = 1] = \Pr[d = 0] = 1/2$  と仮定すると、式 (5.13) の第 2 項は 0 になり、最終的に LLR  $\lambda_i$  は次式で表される。

$$\lambda_i = \ln \frac{p(y_i|d = 1)}{p(y_i|d = 0)} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2E_s}}{N_0} \Re\{h_i^* y_i\} & \text{for } d^{(I)} \\ \frac{2\sqrt{2E_s}}{N_0} \Im\{h_i^* y_i\} & \text{for } d^{(Q)} \end{cases}\quad (5.14)$$

式 (5.14) で得られた LLR は 5.2 節の式 (5.7) とは異なり、近似を用いない厳密な LLR である。式 (5.12) を式 (5.14) に代入することで、LLR  $\lambda_i$  は次式で表されるようなガウス分布に従う実数値としてモデル化される。

$$\lambda_i = \mu_i(2d - 1) + \nu_i\quad (5.15)$$

このとき、ガウス分布の平均値  $\mu_i$  と分散  $\sigma_i^2$  は次式のように導出される。

$$\mu_i = 2 \frac{E_s}{N_0} |h_i|^2\quad (5.16)$$

$$\sigma_i^2 = E\{|\nu_i|^2\} = 2\mu_i\quad (5.17)$$

式 (5.17) はガウス分布で表される LLR の確率密度関数の分散  $\sigma_i^2$  が平均  $\mu_i$  の 2 倍になることを表しており、この関係は一貫性条件と呼ばれる [78]。

次に、子局  $i$  で得られた LLR  $\lambda_i$  の量子化が行われる。ここで、LLR 量子化ビット数を最小化するため、2 ビットの LLR 量子化を考える。子局  $i$  における量子化閾

値を  $\pm\eta_i$  とすると、量子化器出力の量子化情報ビット  $\mathbf{d}_i$  は次式で表される。

$$\mathbf{d}_i = [d_i(1), d_i(2)] = \begin{cases} [0, 0] & (\lambda_i \leq -\eta_i) \\ [0, 1] & (-\eta_i \leq \lambda_i < 0) \\ [1, 0] & (0 \leq \lambda_i < \eta_i) \\ [1, 1] & (\eta_i \leq \lambda_i) \end{cases} \quad (5.18)$$

図 5.6 に 2 ビット量子化における LLR の確率密度分布の例を示す。LLR の確率密度関数となるガウス分布の平均  $\mu_i$  および分散  $\sigma_i^2$  に基づいて、送信された情報ビット  $d$  による量子化情報ビット  $\mathbf{d}_i$  の条件付き確率  $\Pr[\mathbf{d}_i|d]$  は次式で表される。

$$\Pr[\mathbf{d}_i = [0, 0]|d = \{0, 1\}] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta_i \mp \mu_i}{2\sqrt{\mu_i}}\right) \quad (5.19)$$

$$\Pr[\mathbf{d}_i = [0, 1]|d = \{0, 1\}] = 1 - \frac{1}{2} \left[ \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta_i \mp \mu_i}{2\sqrt{\mu_i}}\right) + \frac{\pm\mu_i}{2\sqrt{\mu_i}} \right] \quad (5.20)$$

$$\Pr[\mathbf{d}_i = [1, 0]|d = \{0, 1\}] = 1 - \frac{1}{2} \left[ \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta_i \pm \mu_i}{2\sqrt{\mu_i}}\right) + \frac{\mp\mu_i}{2\sqrt{\mu_i}} \right] \quad (5.21)$$

$$\Pr[\mathbf{d}_i = [1, 1]|d = \{0, 1\}] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta_i \pm \mu_i}{2\sqrt{\mu_i}}\right) \quad (5.22)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$  は相補誤差関数を表す。量子化情報ビット  $\mathbf{d}_i$  は光の変調器により親局に光伝送される。子局-親局間の接続では誤りの無い光伝送が行われるものと

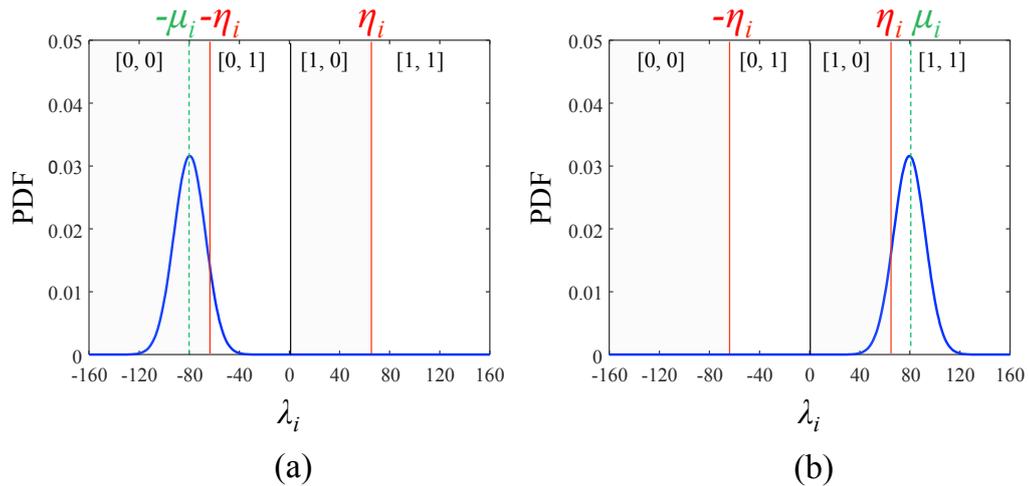


図 5.6: 2 ビット量子化における LLR の確率分布の例 : (a)  $d = 0$ , (b)  $d = 1$

し、親局における光の復調器により量子化情報ビット  $\mathbf{d}_i$  が誤りなく受信される。

親局では、各子局から受信された量子化情報ビット  $\mathbf{d}_i$  をもとにビット検出 ( $Q^{-1}$ ) が行われる。このビット検出は、量子化情報ビット  $\mathbf{d}_1$  と  $\mathbf{d}_2$  を観測した上で、次式のように事後確率  $\Pr[d = 0|\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2]$  と  $\Pr[d = 1|\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2]$  の大小を比較して行われる。

$$\hat{d} = \arg \max_{d \in \{0,1\}} \Pr[d|\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2] \quad (5.23)$$

情報ビット  $d$  の 0, 1 の出現確率が等しいと仮定し、ベイズの定理を適用することで、事後確率  $\Pr[d|\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2]$  は次式のように表される。

$$\Pr[d|\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2] = \frac{\Pr[\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2|d] \Pr[d]}{\Pr[\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2]} \propto \prod_{i=1}^2 \Pr[\mathbf{d}_i|d] \quad (5.24)$$

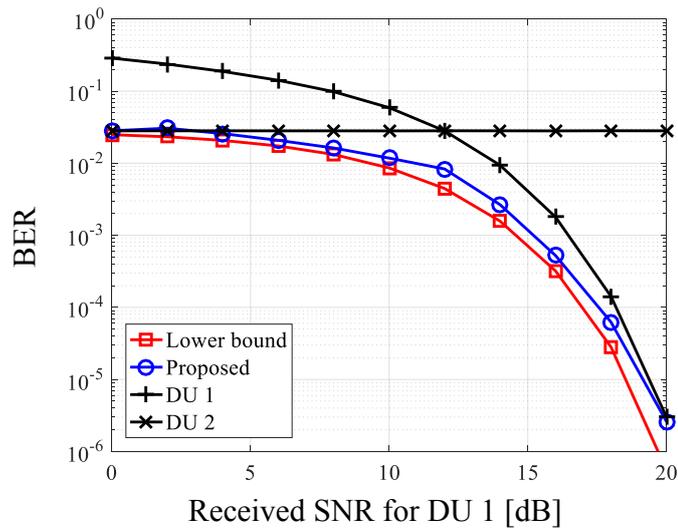
式 (5.24) は式 (5.19)-(5.22) を用いて求めることができる。本提案手法において重要となるのが式 (5.19)-(5.22) の計算結果に影響を及ぼす量子化閾値  $\eta_i$  を、式 (5.23) で表されるビット検出の誤り率を最小化するように設定することである。提案手法では、LLR の確率密度関数となるガウス分布の平均  $\mu_i$  と量子化閾値  $\eta_i$  で決まる次式の評価関数を用いる。

$$f(\mu_1, \mu_2, \eta_1, \eta_2) = \sum_{\mathbf{d}_i: (d=1)} \Pr[\mathbf{d}_i|d=0] \Pr[\mathbf{d}_i] \quad (5.25)$$

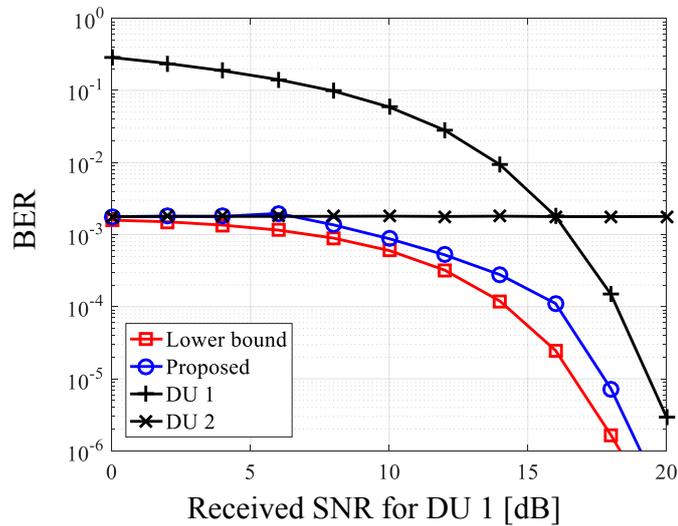
式 (5.25) を用いることで、情報ビット  $d = 0$  が送信された場合における図 5.6(a) の  $\mathbf{d}_i = [1, 0]$  および  $\mathbf{d}_i = [1, 1]$  の領域の確率  $\Pr[\mathbf{d}_i|d=0]$  を計算し、 $\mathbf{d}_i = [0, 0]$  および  $\mathbf{d}_i = [0, 1]$  の出現確率  $\Pr[\mathbf{d}_i]$  でそれぞれ重み付けし、誤り率を計算することができる。確率分布の対称性から情報ビット  $d = 1$  が送信された場合も評価関数は同じであるため、評価関数の導出は式 (5.25) の計算だけで十分である。この評価関数が最小の値となる量子化閾値  $\eta_i$  を設定することにより、少ない量子化ビット数で上りリンクの JR におけるより高い基地局間連携性能が実現可能となる。

### 5.3.2 提案手法のシミュレーション評価

提案手法の有効性を確認するため、ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を評価するシミュレーションを行った。図 5.5 に示したシステムモデルを用いて、子



(a)



(b)

図 5.7: 提案手法の BER 特性 : 子局 2 の受信 SNR (a)12 dB, (b)16 dB

局数は 2, 変調方式は 16QAM, チャンネルモデルは SISO - AWGN (Additive White Gaussian Noise), LLR 量子化ビット数は 2 とした。また, 子局-親局間の光伝送には判定誤りは無いものとし, 子局 2 の受信 SNR を 12 dB, 16 dB で固定したまま, 子局 1 の受信 SNR を変化させて BER を評価した。

図 5.7(a), (b) に子局 2 の受信 SNR が 12 dB, 16 dB の場合における BER 特性を

示す。下界 (Lower bound) は LLR を量子化せずアナログ値として JR を行った場合の特性であり、子局 1 (DU 1), 子局 2 (DU 2) は JR を用いずに各子局でビット検出を行った場合の特性である。また、子局 1, 子局 2 のうち低い BER 値, すなわち受信 SNR が高い子局の BER 値を繋げた BER 特性は 2 つの子局による選択合成の特性に相当する。提案手法は、例えば  $BER = 10^{-5}$  において、下界の BER 特性に比べて SNR 劣化を子局の受信 SNR が 12 dB の場合で 1 dB, 子局の受信 SNR が 16 dB の場合で 2 dB まで抑えられることが分かる。また、選択合成の BER 特性に対して、提案手法は  $BER = 10^{-5}$  において、子局の受信 SNR が 12 dB の場合で 1 dB, 子局の受信 SNR が 16 dB の場合で 2 dB の SNR 利得が得られることが分かる。以上の結果から、2 ビットの LLR 量子化を前提として、提案した LLR 量子化と JR の統合設計手法により、LLR の量子化ビット数削減による光伝送データ量の削減と、BER の低減による基地局間連携の性能向上を両立できることが分かった。

なお、実際の移動通信システムでは、本節で評価したシステムモデルに加えて誤り訂正符号化や MIMO, OFDM の処理が行われる。特に誤り訂正符号化を行う場合には、さらなる無線特性向上に向けて情報ビットと LLR の時系列を考慮した最適化を行う必要がある。これらを含めて、5.2 節と同様に LTE における全てのベースバンド信号処理を行った上で、従来機能分割と SPP の提案手法における基地局間連携性能の比較検討を行っていく必要がある。

#### 5.4 結言

本章では、無線アクセスネットワークの光エントランス回線にデジタル光伝送を用いた場合において、基地局の新たな機能分割方式として第 4 章で提案した SPP における LLR を用いた JR 手法の基地局間連携性能について、より一般的な条件下での評価ならびに LLR の量子化ビット数を小さく抑えつつ基地局間連携性能を向上させるための検討を行った。

第 4 章で提案した LLR 合成による JR 手法の無線伝送特性を第 4 章での評価より

も一般的な条件下で評価するため、セル間干渉を考慮した条件下で QPSK 信号の上リンク伝送における BLER のシミュレーション評価を行った。その結果、端末と子局のアンテナ数が異なる 2 つのアンテナ構成のいずれにおいても、BLER 要求値である  $BLER = 0.1$  の特性において、従来機能分割と比較した SPP の SNR 劣化は  $INR = 20$  dB の時においても 3 dB 以下であることが分かった。また、JR を用いない場合の BLER 特性は  $INR$  の増加に伴って大きく劣化し、JR を用いない場合と比較した SPP の SNR 利得は  $INR = 0$  dB の時でも 5 dB 以上であることが分かった。以上の結果から、セル間干渉を考慮した条件下においても SPP における LLR 合成による JR 手法が有効であることを確認した。

さらに、SPP を適用した無線アクセスネットワークにおいて、LLR の量子化ビット数削減による光エントランス回線の光伝送データ量の削減と、BER の低減による基地局間連携性能の向上を両立するため、中継伝送技術の 1 つである再生量子化中継伝送を応用した LLR 量子化と JR の統合設計手法を提案し、SISO-AWGN チャンネルにおける 16QAM 無線信号の上リンク伝送における BER のシミュレーション評価を行った。その結果、 $BER = 10^{-5}$  において、LLR を量子化せずにアナログ値として JR を行った下界の BER 特性に比べて SNR 劣化を、子局の受信 SNR が 12 dB の場合で 1 dB、子局の受信 SNR が 16 dB の場合で 2 dB まで抑えられることが分かった。また、選択合成の BER 特性に対して、提案手法は  $BER = 10^{-5}$  において、子局の受信 SNR が 12 dB の場合で 1 dB、子局の受信 SNR が 16 dB の場合で 2 dB の SNR 利得が得られることが分かった。以上の結果から、2 ビットの LLR 量子化を前提として、提案した LLR 量子化と JR の統合設計手法により、LLR の量子化ビット数削減による光伝送データ量の削減と、BER の低減による基地局間連携性能の向上を両立できることを確認した。

## 第6章 結論

本論文は、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題である光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上を RoF (Radio over Fiber) 技術の無線アクセスネットワーク (RAN: Radio Access Network) への統合によって解決することを目的とし、アナログ RoF をベースとしたアナログ型無線アクセスネットワークとデジタル RoF をベースとしたデジタル型無線アクセスネットワークの両面から課題解決を可能とする伝送システムを提案した上で、それらの伝送性能を明らかにした成果をまとめたものである。以下に、第3章から第5章で得られた知見を総括して述べ、結論とする。

### 1. アナログ型無線アクセスネットワークの伝送性能評価

アナログ型無線アクセスネットワークでは、アナログ RoF によって無線信号波形で強度変調された光信号を光ファイバ伝送することで高い柔軟性を実現できる一方で、アナログ伝送であるが故に光送信機で生じる非線形歪みや光伝送区間の雑音に対する耐性が低いという問題がある。このアナログ型無線アクセスネットワークにおいて、光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上という2つの技術課題を解決するため、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) を用いた RoF 分散アンテナシステムを提案した。この提案システムは、アナログ RoF を基軸として、基地局毎に異なる波長を用いる WDM, 帯域サンプリングによる複数セクタおよび複数無線システムの信号の光時分割多重 (OTDM: Optical Time Division Multiplexing), 分散アンテナシステムによる空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) という3つの多重技術を組み合わせることで、上記2つの技術課題を横断的に解決できる。第3章で取り組んだ提案システムの実証実験ならびにアナログ RoF 伝送における特性劣化要因の解析を通して、以下の結論を得た。

- 2.4 GHz 帯および 5 GHz 帯の 802.11n 無線 LAN (Local Area Network) 信号を用いた提案システムの実証実験を行った結果、時分割多重光パルスの多重分離、802.11n 信号の時分割多重伝送、802.11n 信号の MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送が実証され、アンテナ出力の無線伝送特性における要求条件を満たすためには EVM (Error Vector Magnitude) を 5 dB 改善する必要があることを明らかにした。
- 提案システムにおける無線伝送特性の要求条件を達成するため、アナログ RoF 伝送に起因する特性劣化要因を解析し、光強度変調に起因する非線形歪み、信号光同士の光ビート雑音および信号光と ASE (Amplified Spontaneous Emission) の光ビート雑音が主な劣化要因であることを明らかにした。
- 特性劣化要因の解析結果から、信号光同士の光ビート雑音は OTDM における光パルス間干渉に起因することを示し、高い消光比を有する LN-MZM (Lithium Niobate-Mach Zehnder Modulator) を光パルス変調に使用することがその抑圧手段として有効であることを明らかにした。また、信号光と ASE の光ビート雑音は EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) の利得に応じて電力が変化することが分かり、親局-子局間の光電力損失を補償可能な範囲内で EDFA 利得の最適化を行うことで EVM と等価な指標とみなせる CINR (Carrier to Interference plus Noise power Ratio) を 5 dB 改善できることを明らかにした。
- さらに特性改善のためにはデジタル信号処理による非線形歪みの補償が重要な課題となり、最も子局を簡易化できるというアナログ RoF のメリットを維持しつつ非線形歪みの補償を行うためには、デバイス技術の成熟によってもたらされる高性能かつ低コストな信号処理デバイスが必要となることを示した。

以上のことから、非線形歪みの補償がデバイス技術の成熟によって解決されることで、最も子局を簡易化できるというアナログ RoF のメリットを最大限に活かすことができるため、提案システムを用いたアナログ型無線アクセスネットワークは将来に向けた技術課題の長期的な解決策であることを明らかにした。

## 2. デジタル型無線アクセスネットワークの光伝送性能評価

デジタル型無線アクセスネットワークでは、デジタル RoF によって無線信号の IQ (In-phase and Quadrature-phase) データを光伝送することでアナログ RoF において問題になる非線形歪みや雑音に対する耐性を高められる上に、既に広く普及している光トランシーバを利用可能で汎用性に優れる一方で、光エントランス回線における IQ データの光伝送に非常に大きな光伝送データ量が必要になるという問題がある。このデジタル型無線アクセスネットワークにおいて、光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上という 2 つの技術課題を解決するため、PHY (Physical) 層機能を全て親局に設置して IQ データを光伝送する従来の親局-子局間の機能分割を再定義し、PHY 層内の符号化/復号機能と変調/復調機能の間で機能分割を行うことで光伝送データ量を大幅に削減する新たな基地局の機能分割方式として SPP (Split-PHY Processing) を提案した。SPP は、光伝送データ量を大幅に削減できるだけでなく、下りリンクで光伝送される符号化後のビットデータのマルチキャストを行う JT (Joint Transmission) 手法、ならびに上りリンクで光伝送される LLR (Log Likelihood Ratio) の合成を行う JR (Joint Reception) 手法を適用し、PHY 層機能の子局への移設によって本来は低下してしまう基地局間連携の性能を高く維持することで、光エントランス回線の拡張性向上および基地局間連携の性能向上を横断的に解決できる。第 4 章で取り組んだ SPP の試作装置による上下リンクの実験評価を通して、以下の結論を得た。

- PHY 層機能の一部を FPGA (Field Programmable Gate Array) ボードで実装し、10GbE (Gigabit Ethernet) で接続した親局と子局の試作機による伝送実験を行った結果、SPP は PHY 層機能が分散していても従来機能分割に比べて光エントランス回線の光伝送データ量を 85%以上削減できることを示した。
- 親局-子局間の機能分割を MAC (Medium Access Control) 層と PHY 層の間で行う MAC-PHY split でも SPP と同様の光伝送データ量削減が実現できるも

のの、上りリンク伝送実験において MAC-PHY split と比較した SPP の SNR (Signal to Noise power Ratio) 利得が 3 dB 以上であることが分かり、上りリンクにおける無線伝送特性の観点から SPP は MAC-PHY split よりも優れていることを明らかにした。

- SPP による光伝送データ量の削減効果を 10GbE のヘッダや PHY 層機能の制御パラメータの伝送を含む装置実装レベルで確認した。

### 3. デジタル型無線アクセスネットワークの無線伝送性能評価

第 4 章で提案した SPP の上りリンクの基地局間連携性能について、MIMO の等化処理を親局で行うことで複数の子局のアンテナで MIMO 伝送を行う従来機能分割の JR 手法と各子局で MIMO の等化処理を行った上で LLR 合成を行う SPP の JR 手法の一般的な条件下での性能比較、ならびにデジタル型無線アクセスネットワークで問題となる光伝送データ量の増加に直結する LLR 量子化ビット数の削減が課題として残されていた。そこで、LLR 合成による SPP の JR 手法の基地局間連携性能について、セル間干渉を考慮した条件下でのシミュレーションによる従来機能分割点における JR 手法との比較評価を行った。さらに、ガウス分布で表される LLR の確率密度分布を用いて SPP の JR におけるビット検出の誤り率を最小化するように量子化閾値を設定することで、LLR 量子化ビット数を削減しつつ高い基地局間連携性能を維持できる LLR 量子化と JR の統合設計手法を提案した。第 5 章で取り組んだ従来機能分割と SPP の JR 手法の比較評価、および LLR 量子化と JR の統合設計手法の提案および無線伝送特性の評価を通して、以下の結論を得た。

- INR (Interference to Noise power Ratio) で定義されたセル間干渉を考慮した条件下でのシミュレーション評価を行った結果、従来機能分割の JR 手法と比較した SPP の JR 手法の SNR 劣化は  $\text{INR} = 20 \text{ dB}$  の時においても 3 dB 以下であり、JR を適用しない場合と比較した SPP の SNR 利得は  $\text{INR} = 0 \text{ dB}$  の時でも 5 dB 以上であることが分かり、セル間干渉を考慮した条件下においても LLR 合成による SPP の JR 手法が有効であることを確認した。

- 提案した LLR 量子化と JR の統合設計手法について、2 ビットの LLR 量子化を前提とした上りリンクの JR における無線伝送特性をシミュレーションで評価した結果、LLR を量子化せずにアナログ値として JR を行った下界の特性に比べて SNR 劣化を 2 dB 以下に抑えられることが分かり、少ない LLR の量子化ビット数の場合でも、高い基地局間連携性能を維持できることを確認した。

以上のことから、提案システムを用いたデジタル型無線アクセスネットワークは、RoF 技術のメリットを維持しつつ光エントランス回線の光伝送データ量を削減することで、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題に速やかに対応できる解決手段であると結論付けられた。

第3章から第5章で得られた以上の研究成果に基づき、アナログ型無線アクセスネットワークにおいて提案した WDM を用いた RoF 分散アンテナシステムは、光強度変調に起因する非線形歪みの補償が技術課題として残されているが故に、長期的な解決策となる一方で、デジタル型無線アクセスネットワークにおいて提案した SPP は、RoF 技術のメリットを維持しつつ技術課題に速やかに対応できる解決手段であることを示した。以上を踏まえて、移動通信の伝送レートが急激に高速化する中で、将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題を早急に解決する必要があるため、下記2点の特徴を持ち、速やかに対応可能な技術と位置付けられたデジタル型無線アクセスネットワークの SPP が課題解決の手段として有効であることが本論文全体を総括した結論として明らかになった。

- 信号処理チップで実装されるが故に装置構成への影響が小さいベースバンド信号処理機能を子局に移設する基地局機能分割の再定義により、デジタル RoF のデメリットとなる光伝送データ量の増加を抑制し、汎用性の高い光伝送インタフェースの活用による光エントランス回線の拡張性向上を実現できる。
- 基地局機能分割の再定義と基地局間連携技術の関係に着目して確立された、符号化後のビットデータのマルチキャストを行う JT 手法および LLR の合成を

行う JR 手法を適用することで，光エントランス回線の光伝送データ量を削減しつつ基地局間連携の性能向上を実現できる．

移動通信の伝送レートが急激に高速化し，アクセスネットワークの領域における光通信の伝送レートに迫りつつある中，無線アクセスネットワークにおける無線通信と光通信の統合的検討がこれまで以上に必要となる．デジタル型無線アクセスネットワークで実現され，将来に向けた無線アクセスネットワークの技術課題を横断的かつ速やかに解決できることが本論文の検討を通して示された SPP は，光通信と無線通信が最良の形で共存する無線アクセスネットワークを実現するための基盤技術になるものと期待できる．

## 参考文献

- [1] 総務省, “情報通信白書,” 平成 28 年版, 2016 年 7 月.
- [2] Cisco, “Cisco Visual Networking Index : 全世界のモバイルデータ トラフィックの予測、2015~2020 年アップデート,” 2016 年 2 月.
- [3] ベンジャブール アナス, 齋藤 敬佑, 齋藤 裕也, 岸山 祥久, “5G 無線アクセス技術,” NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, vol. 23, no. 4, pp. 18-29, 2016 年 1 月.
- [4] 北川 真清, 音 洋行, 二方 敏之, 安澤 和哉, “豊かな生活に役立つ社会基盤となる LTE システム・サービス概要,” NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, vol. 19, no. 1, pp. 6-10, 2011 年 4 月.
- [5] 石田 修, “100 ギガビット Ethernet 関連技術の最新動向,” 映像情報メディア学会誌, vol. 65, no. 12, pp. 1705-1711, 2011 年 12 月.
- [6] Ethernet Alliance, “2015 Ethernet Roadmap,” Apr. 2015.
- [7] NTT DOCOMO, Inc., “DOCOMO 5G White Paper, 5G Radio Access: Requirements, Concept and Technologies,” July 2014.
- [8] X. Ge, S. Tu, G. Mao, C. X. Wang, and T. Han, “5G Ultra-Dense Cellular Networks,” IEEE Wireless Communications, vol. 23, no. 1, pp. 72-79, Feb. 2016.
- [9] J. G. Andrews, “Seven Ways that HetNets are a Cellular Paradigm Shift,” IEEE Communications Magazine, vol. 51, no. 3, pp. 136-144, Mar. 2013.
- [10] H. Li, J. Hajipour, A. Attar, and V. C. M. Leung, “Efficient HetNet Implementation Using Broadband Wireless Access with Fiber-Connected Massively Distributed Antennas Architecture,” IEEE Wireless Communications, vol. 18, no. 3, pp. 72-78, June 2011.
- [11] 宮本 健司, 西海 達也, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, 田代 隆義, 原 一貴, 谷

- 口 友宏, 可児 淳一, 吉本 直人, 岩月 勝美, “ブロードバンド光伝送を適用したユビキタスアンテナシステム -AP 波長多重/セクタ・サービス時間多重実験,” 電子情報通信学会マイクロ波フォトンクス (MWP) 研究会, MWP10-04, 2010年11月.
- [12] K. Miyamoto, T. Takayoshi, T. Higashino, K. Tsukamoto, S. Komaki, K. Hara, T. Taniguchi, J. Kani, N. Yoshimoto, and K. Iwatsuki, “Experimental Demonstration of MIMO RF Signal Transmission in RoF-DAS over WDM-PON,” MWP2011, pp. 25-28, Oct. 2011.
- [13] K. Miyamoto, T. Takayoshi, Y. Fukada, J. Kani, J. Terada, N. Yoshimoto, T. Iwakuni, T. Higashino, K. Tsukamoto, S. Komaki, and K. Iwatsuki, “Transmission Performance Investigation of RF Signal in RoF-DAS over WDM-PON with Bandpass-Sampling and Optical TDM,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 22, pp. 3477-3488, Nov. 2013.
- [14] K. Miyamoto, S. Kuwano, J. Terada, and A. Otaka, “Split-PHY Processing Architecture to Realize Base Station Coordination and Transmission Bandwidth Reduction in Mobile Fronthaul,” OFC2015, M2J.4, Mar. 2015.
- [15] K. Miyamoto, S. Kuwano, J. Terada, and A. Otaka, “Analysis of Mobile Fronthaul Bandwidth and Wireless Transmission Performance in Split-PHY Processing Architecture,” *Optics Express*, vol. 24, no. 2, pp. 1261-1268, Jan. 2016.
- [16] K. Miyamoto, S. Kuwano, J. Terada, and A. Otaka, “Performance Evaluation of Mobile Fronthaul Optical Bandwidth Reduction and Wireless Transmission in Split-PHY Processing Architecture,” OFC2016, W1H.4, Mar. 2016.
- [17] K. Miyamoto, S. Kuwano, T. Shimizu, J. Terada, and A. Otaka, “Performance Evaluation of Ethernet-Based Mobile Fronthaul and Wireless CoMP in Split-PHY Processing,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 9, no. 1, pp. A46-A54, Jan. 2017.

- [18] K. Miyamoto, S. Kuwano, J. Terada, and A. Otaka, "Uplink Joint Reception with LLR Forwarding for Optical Transmission Bandwidth Reduction in Mobile Fronthaul," VTC2015-Spring, 6E-1, May 2015.
- [19] 宮本 健司, 衣斐 信介, 清水 達也, 寺田 純, 大高 明浩, 三瓶 政一, "物理層機能分割基地局のモバイルフロントホール光伝送における LLR 量子化閾値決定に関する一検討," 2016 年 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-28, 2016 年 9 月.
- [20] 森田 清司, 前田 隆宏, 藤井 孝弘, 片本 裕樹, "伝送路の All-IP 化に向けたイーサネット伝送装置 (ERP-SW) の開発," NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, vol. 18, no. 3, pp. 52-56, 2010 年 10 月.
- [21] 島津 義嗣, 諏訪 真悟, 茂木 誠幸, 渡辺 貴之, "W-CDMA/LTE システム共用の光張出し無線装置の開発," NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, vol. 18, no. 1, pp. 33-37, 2010 年 4 月.
- [22] China Mobile Research Institute, "C-RAN: The Road Towards Green RAN," White Paper v3.0, Dec. 2013.
- [23] NGMN, "Suggestions on Potential Solutions to C-RAN," Technical Report, Jan. 2013.
- [24] 3GPP, "Coordinated Multi-point Operation for LTE Physical Layer Aspects," 3GPP TR 36.819, v11.2.0, Sept. 2013.
- [25] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, V. Braun, M. Lossow, M. Sternad, R. Apelfröjd, and T. Svensson, "The Role of Small Cells, Coordinated Multipoint, and Massive MIMO in 5G," IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 5, pp. 44-51, May 2014.
- [26] D. Wake, A. Nkansah, and N. J. Gomes, "Radio over Fiber Link Design for Next Generation Wireless Systems," Journal of Lightwave Technology, vol. 28, no. 16, pp. 2456-2464, Aug. 2010.

- [27] C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, P. Gamage, K. Lee, Y. Yang, D. Novak, and R. Waterhouse, "Fiber-Wireless Networks and Subsystem Technologies," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 390-405, Feb. 2010.
- [28] P. K. Tang, L. C. Ong, A. Alphones, B. Luo, and M. Fujise, "PER and EVM Measurements of a Radio-over-Fiber Network for Cellular and WLAN System Applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 11, pp. 2370-2376, Nov. 2004.
- [29] X. N. Fernando and A. B. Sesay, "Adaptive Asymmetric Linearization of Radio over Fiber Links for Wireless Access," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 6, pp. 1576-1586, Nov. 2002.
- [30] CPRI, "CPRI Specification," v7.0, Oct. 2015.
- [31] T. Li, R. V. Penty, and I. H. White, "Novel Digital Radio over Fibre for 4G-LTE," *ICC2015*, pp. 312-317, June 2015.
- [32] A. Nirmalathas, P. A. Gamage, C. Lim, D. Novak, R. Waterhouse and Y. Yang, "Digitized RF Transmission over Fiber," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 75-81, June 2009.
- [33] P. Horvath and I. Frigyes, "Effects of the Nonlinearity of a Mach-Zehnder Modulator on OFDM Radio-over-Fiber Transmission," *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 921-923, Oct. 2005.
- [34] 村越 昭彦, 塚本 勝俊, 小牧 省三, "光ファイバ無線アクセスネットワークにおける非線形補償方式を用いた SCM/OFDM 方式の提案," *電子情報通信学会マイクロ波 (MW) 研究会, 信学技報*, vol. 104, no. 208, pp. 87-92, 2004 年 7 月.
- [35] 3GPP, TR 38.801, v0.4.0, "Study on New Radio Access Technology; Radio Access Architecture and Interfaces," Aug. 2016.
- [36] L. Chen, J. G. Yu, S. Wen, J. Lu, Z. Dong, M. Huang, and G. K. Chang, "A Novel Scheme for Seamless Integration of RoF with Centralized Lightwave

- OFDM-WDM-PON System,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 14, pp. 2786-2791, July 2009.
- [37] X. Sun, K. Xu, X. Shen, Y. Li, Y. Dai, J. Wu, and J. Lin, “New Hierarchical Architecture for Ubiquitous Wireless Sensing and Access with Improved Coverage Using CWDM-RoF Links,” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 3, no. 10, pp. 790-796, Oct. 2011.
- [38] K. M. Maamoun and H. T. Mouftah, “Survivability Models for Radio-over-Fiber Passive Optical Networks (RoF-PON)/PON,” *ICENCO2011*, pp. 13-18, Dec. 2011.
- [39] G.-K. Chang, A. Chowdhury, Z. Jia, H.-C. Chien, M.-F. Huang, J. Yu, and G. Ellinas, “Key Technologies of WDM-PON for Future Converged Optical Broadband Access Networks [Invited],” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 1, no. 4, pp. C35-C50, Sept. 2009.
- [40] I. E. Telatar, “Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, Nov./Dec. 1999.
- [41] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [42] G. S. D. Gordon, M. J. Crisp, R. V. Penty, and I. H. White, “Experimental Evaluation of Layout Designs for  $3 \times 3$  MIMO-Enabled Radio-over-Fiber Distributed Antenna Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 2, pp. 643-653, Feb. 2014.
- [43] K. Zhu, M. J. Crisp, S. He, R. V. Penty, and I. H. White, “MIMO System Capacity Improvements Using Radio-over-Fibre Distributed Antenna System Technology,” *OFC2011, OTuO2*, Mar. 2011.

- [44] A. Hekkala, M. Lasanen, I. Harjula, L. C.Vieira, N. J. Gomes, A. Nkansah, S. Bittner, F. Diehm, and V. Kotzsch, “Analysis of and Compensation for Non-Ideal RoF Links in DAS [Coordinated and Distributed MIMO],” *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 52-59, June 2010.
- [45] M. Ding, J. Zou, Z. Yang, H. Luo, and W. Chen, “Sequential and Incremental Precoder Design for Joint Transmission Network MIMO Systems with Imperfect Backhaul,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 6, pp. 2490-2503, July 2012.
- [46] T. Pfeiffer, “Next Generation Mobile Fronthaul and Midhaul Architectures [Invited],” *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 7, no. 11, pp. B38-B45, Nov. 2015.
- [47] China Mobile Research Institute, “White Paper of Next Generation Fronthaul Interface,” White Paper v1.0, June 2015.
- [48] A. Maeder, M. Lalam, A. De Domenico, E. Pateromichelakis, D. Wübben, J. Bartelt, R. Fritzsche, and P. Rost, “Towards a Flexible Functional Split for Cloud-RAN Networks,” *EuCNC2014*, pp. 1-5, June 2014.
- [49] U. Dötsch, M. Doll, H.-P. Mayer, F. Schaich, J. Segel, and P. Sehier, “Quantitative Analysis of Split Base Station Processing and Determination of Advantageous Architectures for LTE,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 18, no. 1, pp. 105-128, June 2013.
- [50] J. Lee, Y. Kim, H. Lee, B. L. Ng, D. Mazzaresse, J. Liu, W. Xial, and Y. Zhou, “Coordinated Multipoint Transmission and Reception in LTE-Advanced Systems,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 11, pp. 44-50, Nov. 2012.
- [51] A. Davydov, G. Morozov, I. Bolotin, and A. Papathanassiou, “Evaluation of Joint Transmission CoMP in C-RAN based LTE-A HetNets with Large

- Coordination Areas,” IEEE Globecom Workshops, pp. 801-806, Dec. 2013.
- [52] L. Li, J. Liu, K. Xiong, and P. Butovitsch, “Field Test of Uplink CoMP Joint Processing with C-RAN Testbed,” Chinacom2012, pp. 753-757, Aug. 2012.
- [53] A. Kohlenberg, “Exact Interpolation of Band-limited Functions,” Journal of Applied Physics, vol. 24, no. 12, pp. 1432-1436, Dec. 1953.
- [54] IEEE, “IEEE Standard for Information Technology– Local and Metropolitan Area Networks– Specific Requirements– Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput,” IEEE Standard 802.11n, Oct. 2009.
- [55] T. Paul and T. Ogunfunmi, “Wireless LAN Comes of Age: Understanding the IEEE 802.11n Amendment,” IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 8, no.1, pp. 28-54, Mar. 2008.
- [56] ITU, “Recommendation ITU-R - Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000,” 1997.
- [57] A. S. Daryoush, E. Ackerman, N. Samant, S. Wanuga, and D. Kasemset, “Interfaces for High-Speed Fiber-Optic Links: Analysis and Experiment,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, no. 12, pp. 2031-2044, Dec. 1991.
- [58] N. A. Olsson, “Lightwave Systems with Optical Amplifiers,” Journal of Lightwave Technology, vol. 7, no. 7, pp. 1071-1082, July 1989.
- [59] E. Desurvire, “Erbium-Doped Fiber Amplifiers,” Wiley, pp. 195-197, 1994.
- [60] W. K. Pratt, “Laser Communication Systems,” Wiley, pp. 29-31, 1969.
- [61] C. Desem, “Optical Interference in Subcarrier Multiplexed Systems with Multiple Optical Carriers,” IEEE Journal of Selected Areas in Communications, vol. 8, no. 7, pp. 1290-1295, Sept. 1990.

- [62] Y. Ogiso, Y. Tsuchiya, S. Shinada, S. Nakajima, T. Kawanishi, and H. Nakajima, "High Extinction-Ratio Integrated Mach-Zehnder Modulator with Active Y-Branch for Optical SSB Signal Generation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 12, pp. 941-943, June 2010.
- [63] X. Zhang, B. Hraimel, R. Zhu, D. Shen, and T. Liu, "Linearization Techniques for Broadband Radio over Fiber Transmission," *PIERS2013*, pp. 1315-1320, Aug. 2013.
- [64] Y. Pei, K. Xu, A. Zhang, Y. Dai, Y. Ji, and J. Lin, "Complexity-Reduced Digital Predistortion for Subcarrier Multiplexed Radio over Fiber Systems Transmitting Sparse Multi-Band RF Signals," *Optics Express*, vol. 21, no. 3, pp. 3708-3714, Feb. 2013.
- [65] D. Lam, A. M. Fard, B. Buckley, and B. Jalali, "Digital Broadband Linearization of Optical Links," *Optics Letters*, vol. 38, no. 4, pp. 446-448, Feb. 2013.
- [66] IEEE, "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications," *IEEE Standard 802.3ae*, 2002.
- [67] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Layer Procedures," *3GPP TS 36.213, v13.1.1*, Mar. 2016.
- [68] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Bit-Interleaved Coded Modulation," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927-946, May 1998.
- [69] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and Channel Coding," *3GPP TS 36.212, v13.3.0*, Sept. 2016.
- [70] 3GPP, "Feasibility Study for Future Advancements for E-UTRA (LTE-

- Advanced),” 3GPP TR 36.912, v13.0.0, Dec. 2015.
- [71] C. Novak, P. Fertl, and G. Matz, “Quantization for Soft-Output Demodulators in Bit-Interleaved Coded Modulation Systems,” ISIT2009, pp. 1070-1074, June 2009.
- [72] D. Jiang, Q. Wang, J. Liu, G. Liu, and C. Cui, “Uplink Coordinated Multi-Point Reception for LTE-Advanced Systems,” WiCom2009, pp. 1-4, Sept. 2009.
- [73] “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) Radio Transmission and Reception,” 3GPP TS 36.104, v13.3.0, Mar. 2016.
- [74] F. Tosato and P. Bisaglia, “Simplified Soft-Output Demapper for Binary Interleaved COFDM with Application to HIPERLAN/2.” ICC2002, vol. 2. pp. 664-668, Apr. 2002.
- [75] 衣斐信介, 三瓶政一, “再生量子化中継伝送における量子化しきい値の最適化に関する一検討,” 電子情報通信学会 RCS 研究会, 信学技報, vol. 113, no. 456, RCS2013-336, pp. 181-186, 2014 年 3 月.
- [76] A. Sengupta, S. Brahma, A. Özgür, C. Fragouli, and S. Diggavi, “Graph-based Codes for Quantize-Map-and-Forward Relaying,” ITW2011, pp. 140-144, Oct. 2011.
- [77] D. Wubben and M. Wu, “Decode-Quantize-Forward for OFDM-Based Relaying Systems,” VTC2011-Spring, 1C-4, May 2011.
- [78] J. Hagenauer, “The EXIT Chart - Introduction to Extrinsic Information Transfer in Iterative Processing,” EU-SIPCO2014, pp. 1541-1548, Sept. 2014.

## 本論文に関する原著論文

### 論文

1. Kenji Miyamoto, Takayoshi Tashiro, Youichi Fukada, Jun-ichi Kani, Jun Terada, Naoto Yoshimoto, Tatsuhiko Iwakuni, Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, Shozo Komaki, and Katsumi Iwatsuki, "Transmission Performance Investigation of RF Signal in RoF-DAS over WDM-PON with Bandpass-Sampling and Optical TDM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 22, pp. 3477-3488, Nov. 2013.
2. Kenji Miyamoto, Shigeru Kuwano, Jun Terada, and Akihiro Otaka, "Analysis of Mobile Fronthaul Bandwidth and Wireless Transmission Performance in Split-PHY Processing Architecture," *Optics Express*, vol. 24, no. 2, pp. 1261-1268, Jan. 2016.
3. Kenji Miyamoto, Shigeru Kuwano, Tatsuya Shimizu, Jun Terada, and Akihiro Otaka, "Performance Evaluation of Ethernet-Based Mobile Fronthaul and Wireless Performance in Split-PHY Processing," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 9, no. 1, A46-A54, Jan. 2017.

### 査読付き国際会議

1. Kenji Miyamoto, Takayoshi Tashiro, Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, Shozo Komaki, Kazutaka Hara, Tomohiro Taniguchi, Jun-ichi Kani, Naoto Yoshimoto, and Katsumi Iwatsuki, "Experimental Demonstration of MIMO RF Signal Transmission in RoF-DAS over WDM-PON," *Microwave Photonics (MWP) 2011*, pp. 25-28, Oct. 2011.
2. Kenji Miyamoto, Shigeru Kuwano, Jun Terada, and Akihiro Otaka, "Split-PHY Processing Architecture to Realize Base Station Coordination and Trans-

- mission Bandwidth Reduction in Mobile Fronthaul,” Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2015, M2J.4, Mar. 2015.
3. Kenji Miyamoto, Shigeru Kuwano, Jun Terada, and Akihiro Otaka, “Uplink Joint Reception with LLR Forwarding for Optical Transmission Bandwidth Reduction in Mobile Fronthaul,” Vehicular Technology Conference (VTC) 2015-Spring, 6E-1, May 2015.
  4. Kenji Miyamoto, Shigeru Kuwano, Jun Terada, and Akihiro Otaka, ”Performance Evaluation of Mobile Fronthaul Optical Bandwidth Reduction and Wireless Transmission in Split-PHY Processing Architecture,” Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2016, W1H.4, Mar. 2016.

## 研究会

1. 宮本 健司, 西海 達也, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, 田代 隆義, 原 一貴, 谷口 友宏, 可児 淳一, 吉本 直人, 岩月 勝美, “ブロードバンド光伝送を適用したユビキタスアンテナシステム -AP 波長多重/セクタ・サービス時間多重実験-,” 電子情報通信学会マイクロ波フォトンクス (MWP) 研究会, MWP10-04, 2010年11月.
2. 宮本 健司, 岩國 辰彦, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, 田代 隆義, 深田 陽一, 可児 淳一, 吉本 直人, 岩月 勝美, “WDM-PON を用いた RoF 分散アンテナシステムにおける無線セル構成の検討,” 電子情報通信学会マイクロ波フォトンクス (MWP) 研究会, MWP2011-88, 2012年1月.
3. 宮本 健司, 桑野 茂, 寺田 純, 木村 秀明, “PON を適用した将来モバイルフロントホールの光伝送容量に関する一検討,” 電子情報通信学会通信方式 (CS) 研究会, CS2014-18, 2014年7月.
4. 宮本 健司, 桑野 茂, 寺田 純, 大高 明浩, “将来無線アクセスに向けた基地局機能分割方式の提案,” 電子情報通信学会通信方式 (CS) 研究会, CS2015-15, 2015年7月.

## 国内会議

1. 宮本 健司, 西海 達也, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, 谷口 友宏, 可児 淳一, 吉本 直人, 木村 秀明, 岩月 勝美, “RoF-MIMO 遍在アンテナシステムにおけるフェムトセル形状と通信路容量に関する一検討,” 2010 年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会, C-14-3, 2010 年 9 月.
2. 宮本 健司, 田代 隆義, 桑野 茂, 寺田 純, 吉本 直人, “将来モバイルフロントホールにおける光伝送方式の提案,” 2013 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-8-39, 2013 年 9 月.
3. 宮本 健司, 田代 隆義, 桑野 茂, 寺田 純, 吉本 直人, “モバイル光ネットワークに向けた光伝送方式の伝送容量削減効果の考察,” 2014 年電子情報通信学会総合大会, B-8-50, 2014 年 3 月.
4. 宮本 健司, 桑野 茂, 寺田 純, 木村 秀明, “モバイル光ネットワークに向けた光伝送方式における無線制御信号の光伝送容量に関する一検討,” 2014 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-8-17, 2014 年 9 月.
5. 宮本 健司, 桑野 茂, 寺田 純, 大高 明浩, “基地局の PHY 層機能を分割するモバイルフロントホールの提案,” 2015 年電子情報通信学会総合大会, B-8-12, 2015 年 3 月.
6. 宮本 健司, 桑野 茂, 寺田 純, 大高 明浩, “LTE 物理層機能を分割する基地局アーキテクチャにおける上りリンク CoMP 方式の提案,” 2015 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-28, 2015 年 9 月.
7. 宮本 健司, 桑野 茂, 寺田 純, 大高 明浩, “Split-PHY Processing アーキテクチャの上りリンクにおけるモバイルフロントホール光伝送容量と無線伝送特性の実験評価,” 2016 年電子情報通信学会総合大会, B-8-31, 2016 年 3 月.
8. 宮本 健司, 衣斐 信介, 清水 達也, 寺田 純, 大高 明浩, 三瓶 政一, “物理層機能分割基地局のモバイルフロントホール光伝送における LLR 量子化閾値決定に

関する一検討,” 2016年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-5-28, 2016年9月.