



Title	光ヘテロダイン技術を用いたミリ波帯光ファイバ無線アクセスに関する研究
Author(s)	谷口, 友宏
Citation	大阪大学, 2010, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1813
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

光ヘテロダイン技術を用いた
ミリ波帯光ファイバ無線アクセスに関する研究

2010年 1月

谷口 友宏

大阪大学大学院 工学研究科 電気電子情報工学専攻

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教授 小牧省三博士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小牧省三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教授 北山研一博士、同准教授 塚本勝俊博士に深く感謝いたします。

さらに、大阪大学大学院在学中、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 教授 滝根哲哉博士、同教授 馬場口登博士、同教授 三瓶政一博士、同教授 井上恭博士、同教授 河崎善一郎博士をはじめとする大阪大学工学研究科電気電子情報工学専攻情報通信部門の諸先生方、ならびに 大阪大学産業科学研究所 教授 鷲尾隆博士、同教授 溝口理一郎博士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。

さらに、日頃より御指導、御協力を頂きました、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻助教 東野武史博士に深く感謝いたします。

また、NTT アクセスサービスシステム研究所において、これら研究を行う機会を与えて頂き、熱心な励ましを賜った日本電信電話株式会社篠原弘道取締役、NTT アクセスサービスシステム研究所佐久田浩司所長、坪川信企画部長、NTT アクセスサービスシステム研究所佐野浩一プロジェクトマネージャ(現 NTT アドバンステクノロジー)、今井崇雅プロジェクトマネージャ(現 神奈川大学教授)、葉玉寿弥プロジェクトマネージャ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雲崎清美プロジェクトマネージャ(現 三菱電機)、木村秀明グループリーダー、桜井尚也主任研究員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三条広明主任研究員(現 NTT フォトニクス研究所)、吉原修研究主任(現 NTT コミュニケーションズ)、島田達也研究主任、吉田智暁主任研究員、太田憲行研究主任、西原晋社員、山田崇史研究主任(現 NTT 東日本)、成川聖社員、田所将志社員をはじめ、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、日頃から援助、協力を頂いた両親及び妻 有香に心から感謝いたします。

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博士後期課程在学中に行った、光ヘテロダイン技術を用いたミリ波帯光ファイバ無線アクセスに関する研究の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、アクセスネットワークにおいて、今後のキーワードになるであろう光ファイバ通信及び無線通信についてそれぞれ技術動向を述べ、さらに、これらの特徴を組み合わせた光-無線融合通信について述べることで、本研究の位置付けと研究目的を明らかにする。

第2章では、ミリ波帯光ファイバ無線方式の概要について、まず、60GHz ミリ波の特徴と、光ファイバ無線方式の技術概要と研究動向を述べる。また、ミリ波帯光ファイバ無線方式の適用領域として、下り方向にのみデータを伝送し、多チャネルの高品質映像分配などのアプリケーションが想定される放送型アクセスネットワークと、双方向のデータ伝送を行い、現状の光アクセス回線と同等の Gb/s 級のインターネットアクセスに利用される通信型アクセスネットワークがあることを示し、それぞれのネットワーク構成における特徴を述べる。さらに、放送型、通信型それぞれにおける技術課題と、これらの課題に対する外部研究機関の動向についても述べ、本研究の位置付けを述べる。

第3章は、放送型アクセスネットワークに適用する下り伝送方式に関する章である。放送型アクセスネットワークでは、1つのセンタ局、すなわち光送信器が収容する無線端末の数が非常に多いため、無線端末の構成の簡素化が重要な課題である。本章では、無線端末において、ミリ波帯局部発振器が不要な光/電気 2 段ヘテロダイン方式を提案する。まず、センタ局からの光信号の送信方法におけるキャリア対雑音電力比 (Carrier-to-Noise Ratio, CNR) および波長分散耐力について理論解析を行い、CNR に対する光信号の波長数、波長配置、ならびに光電力比の影響を明らかにする。尚、この解析では、従来の、電力を供給する無線基地局に加えて、無給電基地局に提案方式を適用した場合の特性も明らかにする。さらに、以上の解析結果からアクセスにおける有効性が高い光送信方法について、具体的な光送信器の構成を提案し、アクセス区間を想定した 10km シングルモードファイバ (Single Mode Fiber, SMF) の 1.0Gb/s 伝送実験により、有用性を検証する。

第4章は、通信型アクセスネットワークに適用する上り伝送方式に関する章である。光ファイバ無線方式では、無線信号波形の光アナログ伝送を行うため、光区間で発生する雑音が無線区間の伝送品質を劣化させる。この劣化を最小限に抑えるためには、光伝送区間において十分なリンクバジェットを確保する必要がある。本章では、光リンクのロスバジェットを拡大可能な、ループバック型光ヘテロダイン方式を光受信器として用いることを提案する。本方式では、システムの経済性を実現するために、従来、光受信器で行っていた光源の周波数安定化と偏波無依存化の機能を送信側に集約し、複数の光ファイバ無線リンクで共用する。最初に、上り伝送において本方式の原理を述べ、次に、1.0Gb/s 伝送実験によりその有用性を検証し、無線基地局において光源および光アンプを用いることなく、10dB 以上の光リンクバジェットを確保できることを示す。さらに、1 心の光ファイバでループバック伝送を行う場合に、受信品質の劣化要因

となる光伝送路における反射光の影響についても理論解析による定量化を行い、合わせて伝送実験で検証する。

第5章では、第4章で述べたループバック型光ヘテロダイン方式を拡張した、双方向伝送方式を提案する。上り伝送に用いる、センタ局の光源の1つと無線基地局の電界吸収型変調器を下り伝送にも用いることで、上り伝送単体とほぼ同じ構成でシンプルなシステムを実現できることを示す。本提案方式では、伝送品質の劣化要因として上り光信号と下り光信号の間で発生するクロストークが問題となるが、それを抑圧するための波長配置設計法を導出するとともに、1.0Gb/s 伝送実験により、光リンクにおいて BER が 10^{-9} 以下の高品質な受信特性を得ながら、10dB 以上のリンクバジェットを確保できることを示す。

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。

目次

第1章 序論	1
1.1 背景	1
1.1.1 ネットワーク利用のトレンド	1
1.1.2 ネットワークの構成	2
1.2 アクセスネットワーク	3
1.2.1 アクセスネットワークの状況	3
1.2.2 光アクセスネットワーク	5
1.2.3 無線通信	6
1.2.4 光-無線融合技術	8
1.2.4.1 光-無線融合通信	8
1.2.4.2 デジタル・ベースバンド伝送方式とアナログ伝送方式(RoF:Radio on Fiber)	8
1.3 本研究の目的	10
1.4 本論文の構成	11
参考文献	12
第2章 ミリ波帯光ファイバ無線アクセスにおける技術課題	17
2.1 序言	17
2.2 60GHz ミリ波	17
2.2.1 60GHz ミリ波の特徴	17
2.2.2 60GHz ミリ波の伝送能力	18
2.3 光ファイバ無線方式	22
2.3.1 光ファイバ無線方式の概要	22
2.3.2 光ファイバ無線方式の研究開発動向	25
2.4 ミリ波帯光ファイバ無線アクセスの適用領域と技術課題	29
2.4.1 適用領域:放送型アクセスネットワークと通信型アクセスネットワーク	29
2.4.2 放送型アクセスネットワークにおける研究開発動向と課題	30
2.4.3 通信型アクセスネットワークにおける研究開発動向と課題	33
2.5 結言	34
参考文献	35

第3章 放送型アクセスネットワークにおける伝送方式	39
3.1 序言	39
3.2 光/電気2段ヘテロダイン方式	40
3.3 光送信方法の体系化と特性比較	42
3.3.1 光/電気2段ヘテロダインに必要な波長数と波長配置	42
3.3.2 光電力配分と2段ヘテロダイン検波後のCNR特性	44
3.3.2.1 IF信号のCNR	44
3.3.2.2 給電する無線基地局の場合(送信ミリ波電力一定)	48
3.3.2.3 無給電無線基地局の場合(受信光電力一定)	50
3.3.3 波長分散耐力	53
3.4 光送信器構成の提案と伝送実験	56
3.4.1 4波光送信系	56
3.4.2 1.0Gb/s BPSK信号の2段ヘテロダイン方式の伝送実験	58
3.5 結言	60
参考文献	61
第4章 通信型アクセスネットワークにおける上り伝送方式	63
4.1 序言	63
4.2 ループバック型光ヘテロダイン方式	64
4.2.1 システム構成と原理	64
4.2.2 SNRの解析	70
4.2.3 波長配置とIF周波数の設計	72
4.2.3.1 2波のサイドバンド光信号(SSB-1、SSB-2)間の波長分散の影響	72
4.2.3.2 2波のIF信号の周波数間隔	74
4.3 伝送実験とリンクバジェットに関する考察	75
4.3.1 1.0Gb/s 伝送実験	75
4.3.2 光リンクバジェットに関する考察	82
4.4 1心光ファイバ伝送時の反射光の影響	82
4.4.1 上り光信号受信時における反射光の干渉	82
4.4.2 提案方式における反射光干渉とその抑圧効果	83
4.4.3 計算結果	85
4.4.4 検証実験	87
4.5 光アンプを用いた場合とのシステム経済性の比較	90
4.6 結言	92
参考文献	93

第5章 通信型アクセスネットワークにおける双方向伝送方式	95
5.1 序言	95
5.2 双方向伝送方式のシステム設計.....	95
5.2.1 システム構成	95
5.2.2 波長配置とRF/IF 周波数の設計.....	100
5.2.2.1 2サイドバンド光間の波長分散を考慮した波長配置	100
5.2.2.2 3次相互変調ひずみ干渉を考慮した波長配置.....	102
5.3 伝送実験とリンクバジェットに関する考察.....	105
5.3.1 1.0Gb/s 双方向伝送実験.....	105
5.3.2 光リンクバジェットに関する考察	109
5.4 結言	112
参考文献	112
第6章 結論.....	115
原著文献目録.....	117

図目次

- 図1.1 インターネット普及率(総務省 発表資料より)
- 図1.2 トラフィック総量の推移(総務省 発表資料より)
- 図1.3 ネットワーク構成の概念図
- 図1.4 ブロードバンドアクセス回線契約数の推移(総務省 発表資料より)
- 図1.5 光アクセスネットワークのトポロジー
- 図1.6 光アクセスネットワークで用いられる伝送方式
- 図1.7 主な無線通信方式(適用エリアと伝送速度)
- 図1.8 デジタル・ベースバンド伝送方式とアナログ伝送方式(光ファイバ無線方式、RoF (Radio on Fiber))

- 図2.1 60GHz ミリ波の伝送能力計算に用いたモデル
- 図2.2 大気減衰特性
- 図2.3 霧・雲の減衰特性
- 図2.4 降雨量と降雨減衰の関係
- 図2.5 60GHz ミリ波における伝搬距離と CNR の関係
- 図2.6 光ファイバ無線方式の概念図(SCM 方式を用いた場合)
- 図2.7 波長分散の影響によるフェージングの概念図
- 図2.8 SCM 方式を用いた場合のファイバ伝送距離と無線信号電力の関係
- 図2.9 無線周波数とファイバ伝送距離の関係(無線信号電力が1dB 劣化する距離、完全に消失する距離)
- 図2.10 2トーンの光信号を用いた下り伝送方式
- 図2.11 リモートアップコンバージョンを用いた下り伝送方式
- 図2.12 フォトニックダウンコンバージョンを用いた上り伝送方式
- 図2.13 光デバイスの非線形性を用いた上り伝送方式
- 図2.14 光ファイバ無線方式の適用領域(放送型アクセスネットワークと通信型アクセスネットワーク)
- 図2.15 スーパーヘテロダイン方式と自己ヘテロダイン方式
- 図2.16 ミリ波自己ヘテロダイン方式を光ファイバ無線伝送に適用した例
- 図2.17 光ヘテロダイン検波を光ファイバ無線伝送に適用した例

- 図3.1 光ファイバ無線方式を用いた放送型アクセスネットワークの構成
- 図3.2 従来方式と提案方式のシステム構成と光信号および無線信号のスペクトルの例
- 図3.3 光送信方法と生成されるミリ波信号

図3.4 各種光送信方法を実現する光送信器の構成例

図3.5 IF信号のCNR(給電無線基地局の場合)

図3.6 IF信号のCNR(無給電無線基地局の場合)

図3.7 光ファイバ伝送距離とIF信号の電力劣化量の関係

図3.8 提案する4波光送信系を用いたシステム構成

図3.9 1.0Gb/s BPSK 伝送実験系

図3.10 MZM 出力光信号スペクトル

図3.11 ミリ波信号スペクトル

図3.12 受光素子の入力光電力とBERの関係

図4.1 ループバック型光ヘテロダイン方式の概念図

図4.2 システム構成(上り伝送単体)

図4.3 各偏波状態における2波のIF信号

図4.4 偏波状態 $\theta=45^\circ$ における包絡線検波器出力の復調データとビート成分

図4.5 波長配置の候補

図4.6 1.0Gb/s 伝送実験系

図4.7 光スペクトル

図4.8 IF信号のスペクトルと時間波形

図4.9 IF信号電力と偏波状態の関係

図4.10 ダイオード検波器の出力電圧と偏波状態の関係

図4.11 BER特性とアイパターン

図4.12 BERと偏波状態の関係

図4.13 1心光ファイバ伝送のための無線基地局構成の例

図4.14 提案方式における反射光の影響

図4.15 反射光とローカル光の電力比と受信感度ペナルティの関係

図4.16 ローカル光電力と受信感度ペナルティの関係

図4.17 検証実験系

図4.18 光ヘテロダイン検波時の光スペクトル

図4.19 反射光電力と受信感度($BER=10^{-9}$)の関係

図4.20 反射光電力と過剰雑音電力比の関係

図4.21 ローカル光電力と過剰雑音電力比の関係

図4.22 提案方式を用いたシステム構成と無線基地局で光アンプを用いるシステム構成

図5.1 提案する双方向伝送方式のコンセプト

図5.2 システム構成(双方向伝送)

図5.3 波長配置の候補

- 図5. 4 3次歪成分の光周波数
- 図5. 5 上りキャリア光のサイドバンド信号付近の光スペクトル
- 図5. 6 IF 帯における不要成分の干渉
- 図5. 7 1.0Gb/s 双方向伝送実験系
- 図5. 8 送信光スペクトル
- 図5. 9 EAM 出力光信号とローカル光のスペクトル
- 図5. 10 O/E コンバータとバンドパスフィルタの出力における IF 信号スペクトル
- 図5. 11 上りリンクの BER 特性とアイパターン
- 図5. 12 下りリンクの BER 特性とアイパターン
- 図5. 13 双方向伝送システムのレベルダイヤ
- 図5. 14 EA 変調器の通過損失および DC 感度とバイアス電圧の関係
- 図5. 15 EA 変調器の変調効率および受信感度とバイアス電圧の関係
- 図5. 16 算出した光リンクバジェットと EA 変調器のバイアス電圧の関係

表目次

表2. 1 各種変調方式と所要 CNR

表2. 2 光ファイバ無線方式の近年の研究開発動向

表4. 1 2波のサイドバンド信号間の波長間隔を基にした波長配置の分類

表5. 1 波長配置の分類

略語一覽

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AFC	Automatic Frequency Control
AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
B-PON	Broadband Passive Optical Network
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CATV	Community Antenna TeleVision
CDM	Code Division Multiplexing
CNR	Carrier-to-Noise Ratio
CS	Central Station
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSB	Double Side Band
DSB-SC	Double Side Band-Suppressed Carrier
DSP	Digital Signal Processing
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EAM	Electro Absorption Modulator
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
FDD	Frequency Division Duplex
FTTH	Fiber-to-the-Home
FWA	Fixed Wireless Access
G-PON	Gigabit Passive Optical Network
GE-PON	Gigabit Ethernet Passive Optical Network
HD	High Definition
HDTV	High Definition TeleVision
IF	Intermediate Frequency
LAN	Local Area Network
LD	Laser Diode
LN-MZM	Lithium Niobate Mach-Zehnder modulator
LPF	Low Pass Filter
LSB	Lower Side Band

MAN	Metropolitan Area Network
MIMO	Multi-Input Multi-Output
MMF	Multi Mode Fiber
MP-MP	Multi Point-to-Multi Point
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NRZ	Non Return-to-Zero
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLT	Optical Line Terminal
ONU	Optical Network Unit
P-P	Point-to-Point
P-MP	Point-to-Multi Point
PAN	Personal Area Network
PBC	Polarization Beam Coupler
PC	Polarization Controller
PD	Photo Diode
PDC	Photonic Down Conversion
PLC	Planar Lightwave Circuit
PLL	Phase Locked Loop
PON	Passive Optical Network
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	Radio on Fiber
SaaS	Software As A Service
SCM	Sub-Carrier Multiplexing
SDM	Space Division Multiplexing
SDMA	Space Division Multiple Access
SINR	Signal-to-Interference-and-Noise Ratio
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SS	Single Star

SSB	Single Side Band
TDM	Time Division Multiplexing
TLS	Tunable Laser Source
USB	Upper Side Band
UTC-PD	Uni-Traveling-Carrier Photo Diode
UWB	Ultra Wide Band
VHT	Very High Throughput
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WT	Wireless Terminal

第1章 序論

1.1 背景

1.1.1 ネットワーク利用のトレンド

近年、一般世帯および事業者、企業におけるインターネットの利用が広く浸透し(図1. 1[1])、今日では日常の生活や企業活動において無くてはならない社会インフラ基盤の1つになっている。ネットワーク上でやりとりされるデータの内容も、従来の容量の小さなテキストベースのものが大半だったが、映像や動画といった大容量のデータが占める割合が増加しており、総務省の調査報告[2]によると、国内の総トラフィック量は2009年5月現在で、1Tb/sを超えている。また、図1. 2を見ると、トラフィック量はおよそ5年で10倍のペースで成長が継続していることが分かる。今後、データの大部分を映像コンテンツが占めるようになり、さらにその高画質化が進むことが予想されている(例えば、HD(High Definition)画質の動画を安定して送受信するには、圧縮時に～10Mb/sのスループットが必要)。さらに、SaaS(Software As A Service)といった、ネットワークを介して集中設置されたコンピュータリソースを利用する新たなアプリケーションが登場していることを鑑みると、上記のようなトラフィック量の増加傾向は続くものと考えられる。

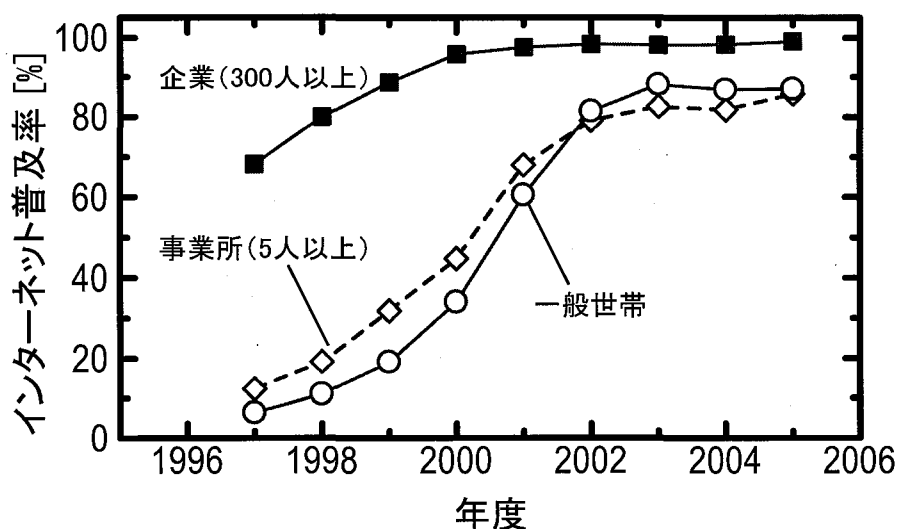


図1. 1 インターネット普及率(総務省 発表資料より[1])

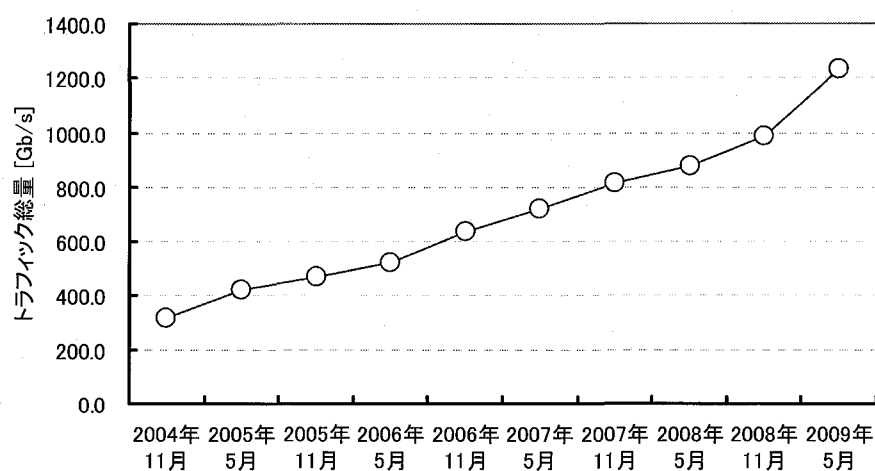


図1. 2 トラフィック総量の推移(総務省 発表資料より[2])

1. 1. 2 ネットワークの構成

本節では、今後も伸び続ける膨大なトラフィックを支えるためのネットワーク構成と伝送技術のトレンドについて述べる。図1. 3に、ネットワーク全体の構成の概念図を示す。ネットワーク全体は大きく2つの階層構造、すなわちコアネットワーク(基幹系)およびメトロネットワークと、アクセスネットワーク(加入者系)に分けることができる。各ネットワークにおける伝送技術は、求められる仕様およびその様態がそれぞれ異なる。

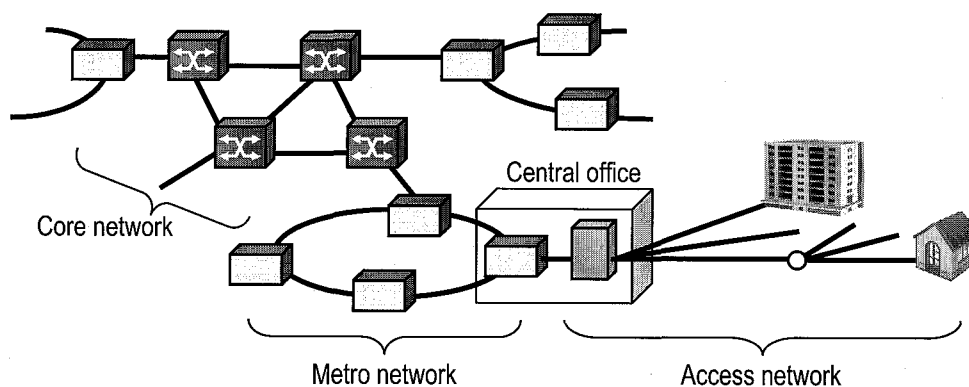


図1. 3 ネットワーク構成の概念図

コア/メトロネットワークでは、多数のネットワーク利用ユーザのトラフィックを多重した大容量のデータを伝送している。現行のネットワークにおいては、伝送路に広帯域かつ低損失という特長を有する光ファイバを用いて、1波当たり 10～40Gb/s の光信号を 50GHz もしくは 100GHz 間隔で波長多重する DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) システムが用いられている。コア/メトロネットワークにおいて主に要求される仕様は、高速性と長距離伝送特性であり、現在、各国の研究機関において1波当たり 100Gb/s で 100km 以上の長距離伝送を実現するための伝送方式が精力的に検討されている。

具体的な技術トレンドとしては、周波数利用効率が高く、分散耐力に優れる変復調方式と、使用する波長資源の拡大の2つが挙げられる。前者に関しては、4値変調の一種である DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) が、既に 40Gb/s システムとして実用化されているが[3]、さらなる周波数利用効率の向上を目指して、QAM (Quadrature Amplitude Modulation) [4] や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [5] の適用が検討されている。また、これらの高度な変復調技術の実現には、近年、コヒーレント受信技術[6]と、数 10G サンプル/s 級の超高速のアナログ/デジタル変換技術の出現と共に著しい進展を見せているデジタル信号処理 (Digital Signal Processing, DSP) を組み合わせた、いわゆるデジタルコヒーレント技術[7]が適用されている点も特徴である。一方で後者については、従来、主に用いられてきた波長域 (C バンド: 1535～1565nm) に加え、より長波帯の L バンドに拡大するために、光アンプの動作波長域を拡大する検討が進められている[8]。これらの方向性をもつ2つの技術を併用することで、光ファイバ 1 心当たりの伝送速度は 10Tb/s 以上にも達したとの報告もある[9]。尚、後述するように、これらの2つの方向性は、無線アクセス技術が進展してきたトレンド [10]と同様であり、伝送技術の進展の基本的なトレンドであることにも注目されたい。最近では、さらに光ファイバの伝送容量の極限を追求するため、光ファイバ伝送中に発生する非線形現象による信号品質劣化の抑圧技術として、送信側で WDM 信号間の位相を制御する手法[11]や、受信側でデジタルコヒーレント受信することで得られた振幅と位相情報を基に補償する手法[12]が検討されている。その他、より多くの波長の光信号を入力した際に問題となるファイバーヒューズ[13]などの高パワー耐力に関する検討も進められている。

一方、アクセスネットワークは、加入者系ネットワークとも呼ばれ、全体のネットワークのうち末端の部分の収容局舎とユーザ間の 10km 程度の区間を指す。実際にユーザがネットワークを利用する際のインタフェースになる部分であり、コアネットワークと比べて伝送装置の数が膨大で、かつその伝送媒体およびトポロジーも多種多様である。また、要求される主な仕様も、コアネットワークとは異なり、まずは経済性と利便性であり、アクセスに特化した技術が必要になる。次節から、アクセスネットワークのトレンドと技術について概説する。

1.2 アクセスネットワーク

1.2.1 アクセスネットワークの状況

近年、アクセスネットワークにおいて、数 Mb/s～数十 Mb/s 級のピーク速度が得られるブロードバンド回線の普及が急速に拡大している。図1.4に総務省の発表資料[14]を基に作成した我が国のブロードバンドアクセスの加入者数の推移を示す。この図から、2000年辺りからブロードバンド回線の総加入者数が増加し始め、2009年6月末には、3,000万回線を超えるまでに成長していることが分かる。回線の媒体の内訳に注目すると、当初は、既設の電話回線を用いて数 Mb/s～数十 Mb/s の回線速度が得られる ADSL (Asymmetric Digital

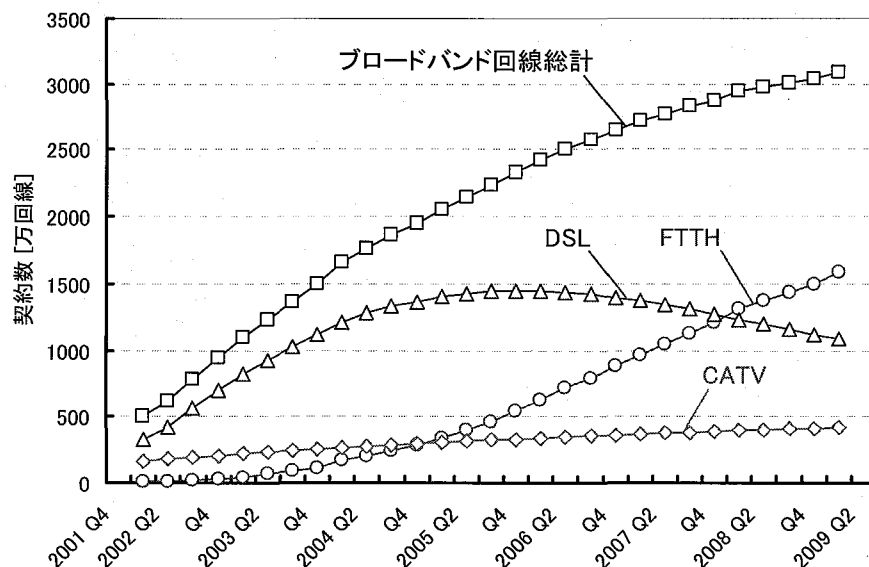


図1. 4 ブロードバンドアクセス回線契約数の推移(総務省 発表資料より[14])

Subscriber Line)を中心としたDSLがブロードバンドアクセス回線の普及を牽引していたが、2004年辺りを境に、光通信機器の低コスト化と、映像情報の普及に伴ってユーザの帯域需要が高まったことがあいまって、光ファイバをユーザ宅まで引き込んで100Mb/s以上の高速通信するFTTH(Fiber-to-the-Home)の普及が進んだことが分かる。2007年には加入者数においてFTTHがADSLを超え、最大数のブロードバンド回線となった。その後も、加入者数が減少するDSLを横目に、FTTHの加入者は伸び続け、2008年6月末にはDSL契約数を抜き去り、さらに2009年6月末には、ブロードバンド回線の総加入者数の半数を超えた(1,589万件)。将来的にも、FTTH回線の最大シェアを有するNTTが、FTTHの更なる加入促進をその事業計画の中心に据えるなど[15]、より一層の普及が予想され、更に、アジアや欧米を中心に、世界各国でも、FTTHの普及が進み始めている[16]ことから、今後、アクセス区間においても光ファイバを媒体としたネットワークが中心となっていくのは疑いないと考えられる。

一方で、アクセス回線としての利用はまだ一部にとどまっているが、ユーザの利便性という点では、電話線や光ファイバ等の有線媒体の配線工事が不要な無線伝送を用いた通信が優れている。後述するように、無線通信においても、伝送速度は既に100Mb/sに達しており、近い将来に現在のFTTHに匹敵する伝送能力を達成すべく、各種伝送方式の開発および標準化、規格化が進められている[10]。

以下、これらの今後のアクセスのキーワードになる光ファイバ通信と無線通信、さらにこれらを融合させた技術について述べる。

1. 2. 2 光アクセスネットワーク

本節では、FTTH 回線のインフラ基盤である光アクセスネットワークについて、そのネットワークポロジと伝送技術について述べる。

まず、光アクセスネットワークのトポロジーについては、収容局舎に設置する収容装置に複数のユーザ宅内装置がスター型で接続された構成になっている。すなわち、コア/メトロネットワークのように両端の伝送装置が1:1の関係にあるわけではなく、1対多数の関係にあるので、通信に必要な機能をなるべく収容局舎側に集約し、複数のユーザで共用することによる割勘効果を得ることで、システム全体の低コスト化を図ることができる。図1. 5に、実際の FTTH 回線で用いられている光アクセスネットワークのトポロジを示す。収容局舎とユーザ宅との間で、光伝送路の分岐をしないシングルスター (Single Star、SS) と、途中でパワースプリッタを用いて複数のユーザを接続する PON (Passive Optical Network) がある。近年は、プレーナ光波回路 (Planar Lightwave Circuit、PLC) 型のパワースプリッタの低コスト化および量産化が進んだこともあって[17]、主に後者の PON が採用されている。

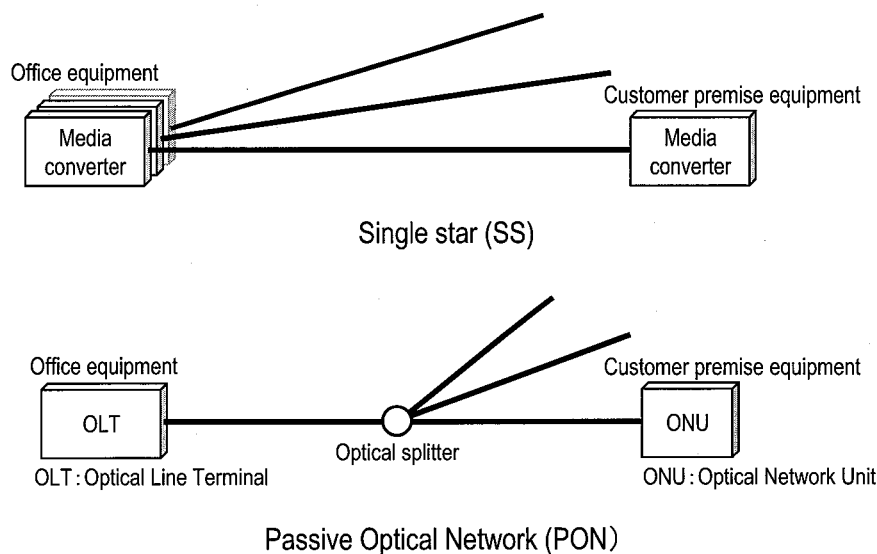


図1. 5 光アクセスネットワークのトポロジー

次に、図1. 6に示す光アクセスネットワークで用いられる伝送方式のトレンドについて説明する。これまでに実用化されている光アクセスシステムでは、上り伝送 (1310nm 帯) および下り伝送 (1490nm 帯) に1波ずつ用いて、それぞれ最大 32 ユーザのデータを時間軸上で多重 (Time Division Multiplexing、TDM) する方式が用いられており、現在は、GE-PON (Gigabit Ethernet PON) や G-PON (Gigabit PON) といった Gb/s 級の伝送速度のシステムが最も普及している。これらのシステムでは、ユーザ当たり平均で数 10Mb/s の伝送速度が実現されるが、前述のような今後の更なる帯域需要を鑑みると、より一層の高速通信が求められる。そこで現在、次世代の光アクセスネットワークの伝送技術として、同じ TDM 方式で、パルス幅を狭めて 10G 級の伝送速度を実現する 10G-EPON[18]等のシステムの研究開発が進められている。また、将来の更なる帯域増加にも対応できるよう、

ユーザ当たり 1Gb/s 以上の伝送速度を実現するため、ユーザに波長を割り当てる WDM-PON 技術[19]や、ユーザにそれぞれ特有の符号を割り当てて多重する CDM(Code Division Multiplexing) 技術[20]のほか、前述のように、コアネットワークのための伝送技術として検討されている多値変復調技術[21]やコヒーレント技術[22]のアクセスネットワークへの適用も研究が進められている。

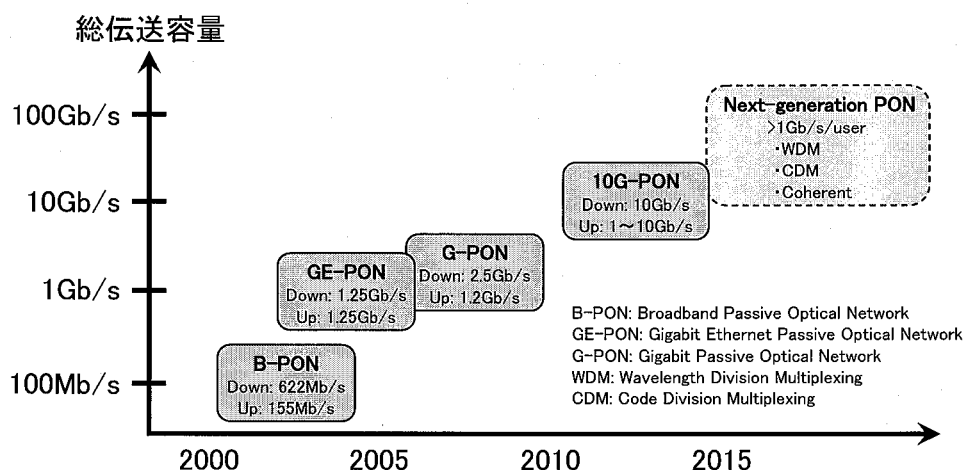


図1.6 光アクセスネットワークで用いられる伝送方式

また、SS 型トポロジーにおいては、既に伝送速度 1Gb/s の伝送装置（メディアコンバータ）を用いたシステムが主にビジネスユーザ向けに提供されている。本トポロジーにおいても、システム全体の低コスト化を図るため、収容装置内で複数のメディアコンバータを高密度に実装する研究報告がある[23]。

1.2.3 無線通信

本節では、今後のアクセスネットワークにおいて、光ファイバ通信と並び、もう1つのキーワードになる無線通信について述べる。

無線通信は、光ファイバや電話線等の有線媒体を用いた通信とは異なり、配線工事が不要で、移動通信も可能であるため、ユーザから見て利便性の面で大きな魅力があり、既に IEEE802.11 系の無線 LAN や、携帯電話をはじめ様々なシステムが社会に広く浸透している。主な無線通信方式について、これらの適用領域と伝送速度を図1.7にまとめた。LAN (Local Area Network)、MAN (Metropolitan Area Network) および携帯電話ネットワークのいずれにおいても、現時点で通信速度が 10~100Mb/s に達しており、また次世代の通信方式の規格である IEEE802.11ac/ad (VHT: Very High Throughput) や第4世代 (4G) 携帯では 1Gb/s 以上に達する見込みで、無線通信でも現在の FTTH と匹敵する広帯域サービスが利用できるようになると予想される。

ここで、このような無線通信の更なる性能向上のため技術開発における2つの方向性について述べる[10]。まず、搬送波の周波数が 10GHz 以下のマイクロ波帯においては、周波数利用効率向上と周波数共有化技術が挙げられる。前者については、OFDM や QAM といった変復調技術と、複数の送受信アンテナを用いて、その

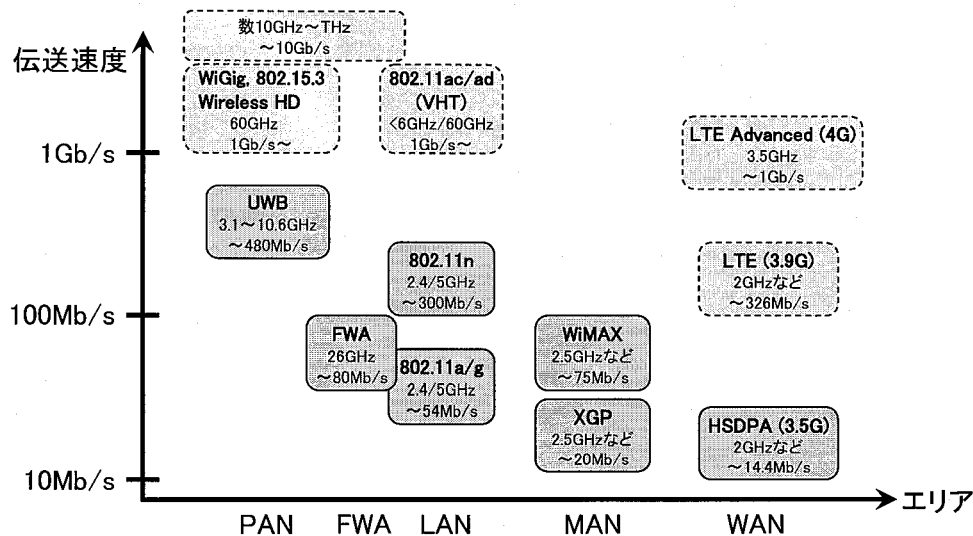


図1. 7 主な無線通信方式(適用エリアと伝送速度)

アンテナ数だけ通信速度を向上させる MIMO (Multi-Input Multi-Output) などの空間多重 (Space Division Multiple Access、SDMA) 技術の活用である。また、後者については、既存の周波数配置の無線システム (ヘテロニアス型)、もしくは空き時間帯 / 周波数帯 (周波数共用型もしくはダイナミックスペクトルアクセス型) を認識し、利用状況に応じてこれらのリソースを柔軟に用いるコグニティブ無線方式が検討されている[24]。

一方、既に複数の無線方式が使われ、周波数資源が相当逼迫しているマイクロ波帯を避け、ミリ波帯やそれより高い周波数帯の新しい電波利用の開拓を行おうという方向性がある。このような新帯域としては、60GHz 帯 [25]、さらに高周波の 70GHz 帯 [26] や 120GHz 帯 [27]、さらには数 100GHz 以上のテラヘルツ波を用いる検討 [28, 29] も進められている。この方向性においては、システムの低コスト化が課題であり、量産化が可能な電子デバイスの開発が求められている。また、これらの帯域は、周波数が非常に高いことから、前述のマイクロ波帯と比べて酸素吸収や降雨減衰による伝搬損失が大きく、指向性が高いため、利用シーンは限られるが、マイクロ波帯と比べて非常に広い GHz 級の帯域を利用できるため、FTTH と同等の数 Gb/s ~ 10Gb/s の伝送速度を実現できるものと期待されている。

中でも、60GHz 帯は、既に日本を含めた世界各国で数 GHz の広い帯域が免許不要バンドとして割り当てられており [30]、上記の高周波帯のうちで有望な帯域として精力的に研究開発が進められている。後述のように、本稿では、この広帯域性に注目し、特に 60GHz 帯の電波を無線アクセスに用いる通信方式について検討を進める。

1. 2. 4 光-無線融合技術

1. 2. 4. 1 光-無線融合通信

広義には、光ファイバのような有線と無線との融合と言うと、ユーザ視点で固定回線でも無線回線でも同一の料金体系および窓口で通信サービスを受けられる、いわゆるワンストップサービスのようなものを指す場合もあるが、本論文では伝送方式の観点で光-無線融合という言葉を用いる。

前述のように、いまや無線通信においても光アクセスネットワークに迫る伝送速度に達しようとしており、ユーザの利便性を考えると、今後、無線伝送もアクセス回線の有力候補になってゆくことが予想される。現在でも既に、固定無線アクセスとして WiMAX[31]や 26GHz 帯準ミリ波[32]等を用いた FWA(Fixed Wireless Access)システムが実用化されている。このような無線アクセス回線を実現するには、今後、無線通信の速度がセル当たり Gb/s 級に達する見込みがあることを鑑みると、無線基地局と収容局舎とを接続するエントランス回線の媒体に光ファイバを用いる必要があり、光-無線融合システムに適した光伝送方式の確立が求められる。

1. 2. 4. 2 デジタル・ベースバンド伝送方式とアナログ伝送方式(RoF:Radio on Fiber)

上記のような無線基地局の光エントランス回線における伝送方式としては、図1. 8に示すようにデジタル・ベースバンド方式とアナログ方式が考えられる。

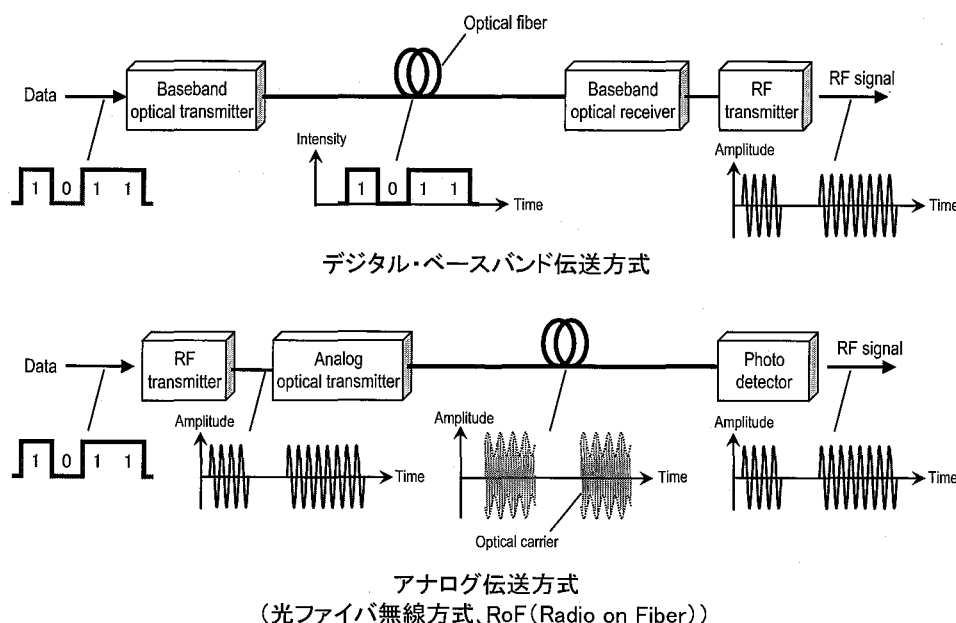


図1. 8 デジタル・ベースバンド伝送方式とアナログ伝送方式(光ファイバ無線方式、RoF(Radio on Fiber))

デジタル・ベースバンド伝送方式では、伝送するデータを、現状の FTTH と同様にベースバンドで伝送し、各無線基地局で一旦データを受信、再生した後に、あらためて無線伝送用の送信器において無線搬送波にデータを乗せ換える。この方式では、光伝送区間において、既に FTTH で用いられている伝送方式をそのまま転用できるという特長がある。また、無線基地局内では、光送受信器と無線送受信器との間で、一旦ネットワークが終端されているため、システム設計の際には、従来通り、光区間および無線区間それぞれで回線設計をすればよく、ネットワーク全体の回線設計が容易であるという特徴がある。しかし、データの送受信処理と無線信号の生成、受信の機能が各無線基地局に分散し、前述のようなアクセスネットワークの特徴である機能集約によるシステムの経済化効果が活用されていないというデメリットがある。この点は、上記のネットワークの回線設計の容易性とのトレードオフの関係にあると言える。

一方、アナログ伝送方式では、所望の信号波形を副搬送波として伝送する SCM (Sub-Carrier Multiplexing) 方式を用いて、電波の信号形式を保ったまま、無線信号を光ファイバで伝送する。尚、SCM 方式の詳細については 2. 3. 1 項で述べることとし、ここでは簡潔に概要を説明する。まず、收容装置においては、伝送データを搬送する無線信号を生成した後に光信号に変換し、無線信号波形を光強度包絡線として光ファイバ伝送する。無線基地局では、受光素子で受信光強度を検出することで、直接、無線信号を得ることができる。このような無線信号の光伝送方式を総じて、光ファイバ無線方式もしくは Radio on (もしくは over) Fiber (RoF) 方式と呼ぶことが多い。無線基地局では光信号を受光素子で電気信号に変換 (上り伝送においては、光変調を用いて電気信号を光信号に変換) するだけで無線信号を生成することができるため、前述のデジタル・ベースバンド伝送方式と異なり、無線基地局にデータの送受信処理および無線信号の生成、受信の機能が不要である。すなわち收容装置への機能集約が可能であり、その分、各無線基地局の構成がシンプルになっている。この特徴によりシステム全体の経済化が可能で、特に、部品コストが高いミリ波帯などの高周波帯を用いる場合や、セルサイズの小型化により無線基地局数が膨大になった場合に効果的である。実際に実用化されたシステムの例としては、屋内のエリアカバーや地下、トンネル内などの不感地対策における小型基地局[33]において用いられており、最近では、台湾新幹線において実用化検討が進んでいる WiMAX サービスの光バックプレーンにも用いられている[34]。

一方、光ファイバ無線方式は、いわば、光ファイバ伝送を用いた中継回線と考えることができ、無線基地局における光信号から無線信号への変換の際にデータを再生して終端しないため、光区間と無線区間両方を含めた全体で回線設計をする必要があり、システム設計が複雑になる。具体的には、中継回線の設計[35]と同様に、收容装置からユーザ宅の装置までのシステム全体の $CNR(CNR_{RoF})$ が、光伝送区間単体における $CNR(CNR_{opt})$ と、無線伝送区間単体における $CNR(CNR_{RF})$ との間に成立する下記の式で表される関係を考慮して設計する必要がある。

$$\frac{1}{CNR_{RoF}} = \frac{1}{CNR_{opt}} + \frac{1}{CNR_{RF}} \quad (1.1)$$

上記の (1. 1) 式は、光伝送区間の雑音 (光受信器の雑音など) の影響により、無線伝送区間における CNR が過剰に必要なことになる、いわゆる伝送ペナルティが発生してしまうことを示唆している。従って、このようなペナルティを抑圧して、無線伝送区間における信号品質を担保するために、光伝送区間で、BER が 10^{-9} 以下といったエラーフリーを保ちつつ、マージンを確保した十分なリンクバジェットを持つ光ファイバ無線システムを構築する課題が生じる。

1.3 本研究の目的

前節までで述べてきた研究背景に基づき、本論文では、広帯域のスペクトル利用が可能な 60GHz ミリ波を用いて、ギガビット級の伝送速度を達成する無線アクセスを実現するため、導入が進む光アクセスネットワークへの適用性が高いミリ波帯光ファイバ無線方式を提案し、その実用性を検証することを目的とする。

提案方式のアクセスネットワークにおける高い実用性として次の2点の両立を目指す。

- (1) 無線基地局および無線端末の構成を簡素化することによる経済的なシステム構成の実現
- (2) 無線伝送区間へ影響を与えない高品質な光伝送区間の実現

(1)については、図1.5で示したように、アクセスネットワークにはスター型トポロジーが用いられることが多く、光ファイバ無線方式を適用した場合、1つのセンタ局内収容装置に多数の無線基地局、ならびにミリ波無線アクセスを介して無線端末が収容される構成になることが想定される。すなわち、個々の無線基地局および無線端末の構成のコストがシステム全体に与える影響が大きいため、これらを簡素化することが重要である。具体的には、高価な光部品およびミリ波帯部品の点数を必要最小限に抑えたシステム構成を実現することを目標とする。

(2)については、1.2.4項で述べたように、光ファイバ無線システムにおいては、無線信号波形を光アナログ伝送し、無線基地局では無線信号を復調するのみで、再生中継を行わないため、光伝送区間における雑音が無線伝送区間における無線信号に重畳し、伝送品質を劣化させる。この劣化を抑えるためには、光伝送区間において高い品質の伝送特性が求められる。具体的には、本論文では、光伝送区間では BER が 10^{-9} 以下というほぼエラーフリーの高受信品質を保ちつつ、10dB 以上の十分な光リンクバジェットを確保することを目指す。

次に、上記の目的を達成するための具体的な課題と提案技術について概説する。尚、これらの詳細については、2章で説明する。ミリ波帯光ファイバ無線アクセスの適用領域を考えると、下り方向のみデータ伝送を行う放送型アクセスネットワークと、双方向のデータ伝送を行う通信型アクセスネットワークの2つがある。ここで、それぞれのネットワーク構成において上記の2つの目的、(1)経済的なシステム構成と、(2)高品質な光伝送区間、を満たすための主な課題について述べる。

まず、放送型アクセスネットワークについては、センタ局で光アンプを用いて十分な光電力で光信号を送信することで、(2)の高品質な光伝送区間は比較的容易に達成できるため、(1)システムの経済化が主な課題である。システム全体の構成を考えると、センタ局から無線基地局、無線端末の順に装置の数が乗算的に増えてゆくため、無線端末の装置コストがシステム全体のコストに与える影響が非常に大きい。ここで、無線端末の構成に注目すると、通常、受信側で局部発振器を有しており、受信した無線信号をダウンコンバートする方法(スーパーヘテロダイン方式)が用いられるが、ここで対象とする放送型アクセスネットワークでは、上り方向にデータ伝送を行わないため、無線端末には局部発振機能は必ずしも必要ではない。よって、経済的なシステム構成を実現するには、無線端末における局部発振器が不要化が重要な課題である。

一方、通信型アクセスネットワークについては、上り伝送を含めた双方向伝送が必要になる。(1)システムの経済化という観点では、上りリンクにおいて、無線基地局にレーザ光源を設置した場合には、温度変動時でも安定して動作させるための制御回路等が必要になり、構成が複雑化することから、センタ局からキャリヤ光を供

給するループバック伝送が効果的である。この場合、センタ局と無線基地局間の双方向の光ファイバ伝送が必要であり、大きな伝送損失が生じてしまうという課題が生じる。さらに、無線基地局においては、電界吸収型 (Electro Absorption, EA) 変調器等を用いた単純な強度変調の方が実用性が高いが、それほど高い光変調度が期待できないという問題が残る。このように、上りリンクにおいては、十分なリンクバジェットを確保して、(2) の高品質な光伝送区間を実現することも重要な課題である。

これらの課題に対し、本研究では、光ヘテロダイン技術を用いた光伝送方式を提案する。光ヘテロダイン技術は、複数の光信号を干渉させ、ビートとして取り出した電気信号を用いた信号処理技術の総称であり、光ファイバ無線方式においては、主に①周波数変換、②高感度光受信、という2つの適用方法が考えられる。①については、複数の波長の光信号を受光素子で光電変換することで、光周波数間隔に応じた電気信号を生成できるため、本研究で対象とするミリ波帯といった高周波無線信号を発生する際に有効である。本研究では、この手法を用いて、放送型アクセスネットワークにおける上記の課題を克服できる光伝送方式を新たに提案する。一方、②については、コヒーレント受信方式とも呼ばれる手法であり、受信した光信号を、光受信器で生成させたローカル光と合波させた後に受光素子で検波することで、これらの光信号の周波数差に応じた中間周波数信号に変換し、その後にデータを復調する。ここで、十分に高い光電力で、かつ、低雑音特性を有するローカル光を用いることで、ショット雑音限界に近い高感度受信を実現できるため、光リンクバジェットの拡大に有効である。本研究では、この手法を用いて、通信型アクセスネットワークにおける上記の課題を克服できる光伝送方式を新たに提案する。更に、これらの光ヘテロダイン技術を用いた光ファイバ無線方式の有効性について、それぞれ 1.0Gb/s のミリ波信号の伝送実験により評価する。

1.4 本論文の構成

本論文は6つの章から構成される。

第2章では、ミリ波帯光ファイバ無線方式の概要について述べる。本章ではまず、60GHz ミリ波の特徴と、光ファイバ無線方式の技術概要と研究動向について述べる。次に、ミリ波帯光ファイバ無線方式の適用領域として、下り方向にのみデータを伝送し、多チャネルの高品質映像分配などのアプリケーションが想定される放送型アクセスネットワークと、双方向のデータ伝送を行い、アプリケーションとして、現状の光アクセス回線と同等の Gb/s 級のインターネットアクセスが考えられる通信型アクセスネットワークがあることを示し、それぞれのネットワーク構成における特徴を述べる。さらに、放送型、通信型それぞれにおける技術課題と、これらの課題に対する外部研究機関の動向についても述べ、第3章以降で提案する技術の位置づけを明らかにする。

第3章は、放送型アクセスネットワークに適用する下り伝送方式に関する章である。放送型アクセスネットワークでは、1つのセンタ局、すなわち光送信器が収容する無線端末の数が非常に多いため、無線端末の構成の簡素化が重要な課題である。放送型アクセスネットワークでは、上り方向のデータ伝送が不要で、無線端末にミリ波局部発振機能が必須では無いため、これを不要化することができれば、システム全体で大きな経済効果が得られる。第3章では、無線端末においてミリ波帯局部発振器が不要なシステムを実現する、光/電気2段ヘテロダイン方式を提案する[36, 37]。まず、センタ局からの光信号の送信方法におけるキャリア対雑音電力比 (Carrier-to-Noise Ratio, CNR) および波長分散耐力について理論解析を行い、CNR に対する光信号の波長数、波長配置、ならびに光電力比の影響を明らかにする。尚、この解析では、従来の、電力を供給する無線基地局に加えて、無給電基地局に提案方式を適用した場合の特性も明らかにする。さらに、以上の解析結果が

ら、有効性が高い光送信方法について、具体的な光送信器の構成を提案し、アクセス区間を想定した 1.0Gb/s 伝送実験により有用性を検証する。

第4章は、通信型アクセスネットワークに適用する上り伝送方式に関する章である。光ファイバ無線方式では、無線信号波形の光アナログ伝送を行うため、光区間で発生する雑音が無線区間の伝送品質に与える。この影響を最小限に抑えるためには、光伝送区間において十分なリンクバジェットを確保する必要がある。本章では、光受信器において、光ヘテロダイン検波により上り光信号を高感度受信することで、光リンクのロスバジェットを拡大する、ループバック型光ヘテロダイン方式を提案する[38, 39]。本方式では、システムの経済性を実現するために、従来、光受信器で行っていたローカル光の発生と周波数安定化、および偏波無依存化の機能を送信側に集約し、複数の光ファイバ無線リンクで共用する。最初に上り伝送において、本提案方式の原理を述べ、次に、1.0Gb/s 伝送実験によりその有用性を検証する。さらに、1心の光ファイバでループバック伝送を行う場合に、受信品質の劣化要因となる光伝送路における反射光の影響について理論解析と伝送実験の両方で検証する[40]。

第5章では、第4章で述べるループバック型光ヘテロダイン方式を拡張した、双方向伝送方式を提案する[41-43]。双方向伝送システムを構築するとき、第4章で述べる上り伝送に加えて、下り伝送のために新たに光部品を追加する構成も考えられるが、経済性の観点からは、上り伝送で用いる光部品をなるべく下り伝送でも共用し、必要最小限の光部品でシステムを構成することが望ましい。そこで、本章では、上り伝送に用いるセンタ局の光源の1つと無線基地局の電界吸収型変調器を下り伝送にも用いることで、上り伝送単体とほぼ同じ構成で非常にシンプルなシステムを実現するための光伝送方式を提案する。本提案方式では、伝送品質の劣化要因として上り光信号と下り光信号の間で発生するクロストークが問題となるが、それを抑圧するために波長配置の設計法を導出すると共に、1.0Gb/s 伝送実験により本方式の有用性を示す。

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。

参考文献

- [1] 総務省 情報通信統計データベース, “インターネット普及率の推移,” <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/data/gt010102.xls> (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [2] 総務省, “我が国のインターネットにおけるトラフィック総量の把握,” 2009 年 8 月 6 日, http://www.soumu.go.jp/main_content/000033592.pdf (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [3] 松田 俊哉, 松岡 伸治, “東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発,” NTT 技術ジャーナル, pp.58-61, 2008 年 4 月号.
- [4] M. Nakazawa, “Optical Quadrature Amplitude Modulation (QAM) with Coherent Detection up to 128 States,” *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2009*, OThG1, Mar. 2009.
- [5] T. Kobayashi, A. Sano, E. Yamada, E. Yoshida and Y. Miyamoto, “Over 100 Gb/s Electro-Optically Multiplexed OFDM for High-Capacity Optical Transport Network,” *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol. 27, No. 16, pp.3714-3720, Aug. 2009.
- [6] 大越 孝敬, 菊池 和朗, コヒーレント光通信工学, オーム社, 1989 年.
- [7] K. Kikuchi and S. Tsukamoto, “Evaluation of Sensitivity of the Digital Coherent Receiver,” *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol. 26, No. 13, pp.1817-1822, July 2008.

- [8] H. Masuda and Y. Miyamoto, "Low-noise extended L-band phosphorus co-doped silicate EDFA consisting of novel two-stage gain-flattened gain blocks," *Electron. Lett.*, Vol. 44, No. 18, pp.1082-1083, Aug. 2008.
- [9] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, R. Kudo, K. Ishihara, Y. Takatori, M. Mizuguchi, K. Okada, K. Hagimoto, H. Yamazaki, S. Kamei and H. Ishii, "13.4-Tb/s (134 x 111-Gb/s/ch) No-Guard-Interval Coherent OFDM Transmission over 3,600 km of SMF with 19-ps average PMD," *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2008*, Th.3.E.1, Sep. 2008.
- [10] 総務省, "電波利用の現状と今後の検討の方向性について," 2008 年 10 月 9 日,
http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/policyreports/chousa/denpa_seisaku/pdf/081024_2_si3.pdf
 (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [11] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, A. Takada and M. Koga, "Nonlinear Inter-Channel Crosstalk Compensation in Carrier Phase Locked WDM," *ECOC 2006*, Th3.2.3, Sep. 2006.
- [12] Md. Khairuzzaman, C. Zhang, K. Igarashi, K. Katoh and K. Kikuchi, "Fiber-Nonlinearity Equalization by Maximum-Likelihood-Sequence Estimation (MLSE) in Digital Coherent Receivers," *Opto Electronics and Communications Conference (OECC) 2009*, TuK5, July 2009.
- [13] T. Takara, H. Masuda, H. Kanbara, Y. Abe, Y. Miyamoto, R. Nagase, T. Morioka, S. Matsuoka, M. Shimizu and K. Hagimoto, "Evaluation of Fiber Fuse Characteristics of Hole-Assisted Fiber for High Power Optical Transmission Systems," *ECOC 2009*, P1.12, Sep. 2009.
- [14] 総務省, "ブロードバンドサービスの契約数等," 2009 年 9 月 25 日,
http://www.soumu.go.jp/main_content/000039345.pdf (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [15] NTT, "中期経営戦略 サービス創造グループを目指して～ブロードバンド・ユビキタスサービスの本格展開～," 2008 年 5 月 13 日,
http://www.ntt.co.jp/news/news08/0805qsvh/ljzn080513d_01.html (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [16] <http://www.ftthcouncil.org/en/newsroom/2008/02/27/fiber-to-the-home-deployment-spreads-globally-as-more-economies-show-market-grow> (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [17] 井上 靖之, 石井 元速, 肥田 安弘, 柳澤 雅弘, 榎本 圭高, "FTTH を支える光アクセス用 PLC 技術," NTT 技術ジャーナル, pp.16-19, 2005 年 5 月号.
- [18] IEEE P802.3 av Task force, <http://www.ieee802.org/3/av/> (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [19] B. Kim and B-W. Kim, "WDM-PON Development and Deployment as a Present Optical Access Solution," *OFC 2009*, OThP5, Mar. 2009.
- [20] H. Tamai, M. Sarashina, H. Iwamura, M. Kashima, G. C. Gupta, T. Ushikubo, T. Kamijoh, P. Chanclou, N. Genay, B. Landousies, A. Mosek and M. Gredziak, "First Demonstration of Coexistence of Standard Gigabit TDM-PON and Code Division Multiplexed PON Architectures Toward Next Generation Access Network," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol. 27, No. 3, pp.292-298, Feb. 2009.
- [21] D. Qian, N. Cvijetic, Y-K. Huang, J. Yu and T. Wang, "100km Long Reach Upstream 36Gb/s-OFDMA-PON over a Single Wavelength with Source-Free ONUs," *ECOC 2009*, 8.5.1, Sep. 2009.
- [22] H. Rohde, S. Smolorz, K. Kloppe and E. Gottwald, "Next Generation Optical Access: 1 Gbit/s for Everyone," *ECOC 2009*, 10.5.5, Sep. 2009.

- [23] T. Yoshida, H. Kimura, S. Asakawa, A. Ohki and K. Kumozaki, "A Compact 16-Channel Integrated Optical Subscriber Module for Economical Optical Access Systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 4, pp.816-825, Apr. 2004.
- [24] 三瓶政一, "コグニティブ無線の動向と展開," 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, no. 5, pp.35-45, 2008.
- [25] R. C. Daniels and R. W. Heath, Jr., "60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol. 2, No. 3, 41-50, Sep. 2007.
- [26] 橋本 義浩, 莊司 洋三, 小川 博世, "地上波デジタル信号の広帯域 FM ミリ波配信システムに関する一検討," 住友大阪セメント Technical Report 2006, pp.48-52.
- [27] H. Suzuki, M. Fujiwara, K. Iwatsuki, A. Hirata and T. Nagatsuma, "Photonic Millimetre-wave generator using intensity and phase modulators for 10 Gbit/s wireless link," *Electron. Lett.*, Vol. 41, No. 6, pp.355-356, Mar. 2005.
- [28] T. Nagatsuma, "Generating Millimeter and Terahertz Waves," *IEEE Microw. Magazine.*, Vol. 10, No. 4, pp.64-74, June 2009.
- [29] 日刊工業新聞, "テラヘルツ波情報通信利用 産学官で実証実験," 2009 年 9 月 29 日.
- [30] 60GHz 帯無線設備委員会報告 諮問第 107 号, "60GHz 帯の周波数の電波を使用する無線設備の技術的条件".
- [31] <http://www.uqwimax.jp> (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [32] M. Matuda, K. Watanabe and H. Ichikawa, "Long-Span Quasi-Millimeter-Wave-Band Fixed Wireless Access System Employing Link Adaptation by Symbol Rate," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 1, pp.117-123, Jan. 2004.
- [33] 藤原 雅明, 盛山 拓, 土田 雅司, 小酒井 智, 村山 達也, 山本 敬, "アウトドアソリューション光伝送装置の開発," 日本無線技報, Vol.51, pp.20-24, 2006.
- [34] http://www.wimax.com/commentary/news/wimax_industry_news/april-2008/taiwan-high-speed-rail-to-try-on-wimax (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [35] 野本 真一, ワイヤレス基礎理論, pp.158-159, 社団法人 電子情報通信学会, 2003 年.
- [36] T. Taniguchi and N. Sakurai, "An Optical/Electrical Two-Step Heterodyne Technique for Wideband 60GHz Radio-On-Fiber Access," *OFC 2004*, FE1, Feb. 2004.
- [37] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, "60GHz 光ファイバ無線ダウンリンクにおける光/電気 2 段ヘテロダイン方式," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J89-B, No.2, pp.223-233, Feb. 2006.
- [38] T. Taniguchi and N. Sakurai, "Loop-Back Optical Heterodyne Detection Technique for 60GHz Radio-On-Fibre Uplink," *ECOC 2004*, Tu3.5.3, Sep. 2004.
- [39] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Loop-Back Optical Heterodyne Technique for 1.0-Gb/s Data Transmission Over 60-GHz Radio-On-Fiber Uplink," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.25, No.6, pp.1484-1494, June 2007.
- [40] 谷口 友宏, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, "ループバック型光ヘテロダイン方式を用いた 60GHz ROF 上りリンクにおける反射光干渉の抑圧," 電子情報通信学会 光エレクトロニクス(OPE)研究会 信学技報 vol. 109, no. 159, OPE2009-33, pp. 19-24, 2009 年 7 月.

- [41] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Full-Duplex 1Gbps 60GHz-band Radio-On-Fiber Access based on Loop-Back Optical Heterodyne Technique," *OFC 2006*, OWG5, Mar. 2006.
- [42] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, T. Imai, Y. Shibata, and M. Sugo, "Full-Duplex 60GHz Radio-On-Fibre Access Employing Loop-Back Optical Heterodyne Technique and High Power/Speed SOA," *ECOC 2006*, Tu1.6.2, Sep. 2006.
- [43] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Full-Duplex 1.0 Gbit/s Data Transmission Over 60 GHz Radio-on-Fiber Access System Based on the Loop-Back Optical Heterodyne Technique," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.26, No.13, pp.1765-1776, July 2008.

第2章 ミリ波帯光ファイバ無線アクセスにおける技術課題

2.1 序言

第1章で述べたように、本論文では、60GHz 帯ミリ波でユーザが無線アクセスする光ファイバ無線アクセスを対象とする。本章ではまず、無線電波として用いる 60GHz ミリ波の特徴および伝送能力についての計算結果を示し、Gb/s 級のデータ伝送を実現する際の適用領域について述べる。次に、光ファイバ無線方式に関する、近年の研究動向を説明する。無線電波の周波数(マイクロ波、ミリ波、テラヘルツ波(THz 波))の違いにより技術課題が異なるため、それぞれにおける研究動向を示し、特にミリ波帯光ファイバ無線方式については、基本的な技術課題である光ファイバの波長分散の影響によるフェージングと、これに対してこれまでに報告されてきた主な手法を述べる。

また、本論文では、第3章から第5章において具体的なネットワーク構成として、下り方向にのみデータ伝送を行う放送型アクセスネットワークと、上り方向および下り方向の双方向でのデータ伝送を行う通信型アクセスネットワークを想定した伝送方式を述べる。これに先立ち本章では、それぞれのネットワーク構成における特徴と課題、さらにこれらの課題に対する外部研究機関の動向を述べ、次章以降で述べる提案技術の位置づけを明らかにする。

2.2 60GHz ミリ波

2.2.1 60GHz ミリ波の特徴

60GHz ミリ波は、各国で免許不要の数 GHz もの広帯域が割り当てられた帯域であり[1]、日本では、59～66GHz の 7GHz が割り当てられており、その中で最大 2.5GHz の帯域を占有する信号の伝送が可能である[2]。これにより、シンボルレートを現在の FTTH と同等の 1GBaud 程度にまで高められるため、2値の ASK (Amplitude Shift Keying) や PSK (Phase Shift Keying) といったシンプルな変復調技術を用いても Gb/s 級の伝送速度が実現できる。このような特徴に着目し、既に、無線 LAN の IEEE802.11ad (VHT) や無線 PAN の IEEE802.15.3、Wireless HD コンソーシアム[3]、Wireless Gigabit (WiGig) アライアンス[4]といった複数の規格化団体が設立されており、主に数 m～10m 程度の近距離通信、いわゆる PAN (Personal Area Network) において、数 Gb/s の伝送速度を実現しようとしている。

一方、電波伝搬特性に注目すると、その周波数の高さから、自由伝搬損失が大きくなり、さらに 60GHz 付近は大気中の酸素(O_2)の吸収のピークがあり、伝送距離が制限されるという特徴がある。次項では、60GHz ミリ波における伝送能力について回線設計計算により推定する。

2. 2. 2 60GHz ミリ波の伝送能力

回線設計計算する無線伝送システムとして、図2. 1に示すような構成を考える。ここで、 P_t 、 P_r は送信および受信信号電力、 G_t 、 G_r は送信および受信アンテナ利得を表すものとする。フリスの伝達公式[5]から、送信電力 P_t と受信電力 P_r の間に下記の関係式が成立する。

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t \cdot G_r}{L_p} = G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda_{RF}}{4\pi r} \right)^2 \quad (2. 1)$$

ただし、 L_p は自由空間伝搬損と呼ばれる量で、 λ_{RF} 、 r はそれぞれ波長、送受信間の距離である。

ここで、大気減衰 (L_a [dB/km])、降雨マージン (M_r [dB/km])、システムマージン (M [dB])、受信器の雑音 N [dBm] を考慮すると、受信器におけるキャリア対雑音電力比 (Carrier-to-Noise Ratio, CNR) は、対数表示で下式で表すことができる。

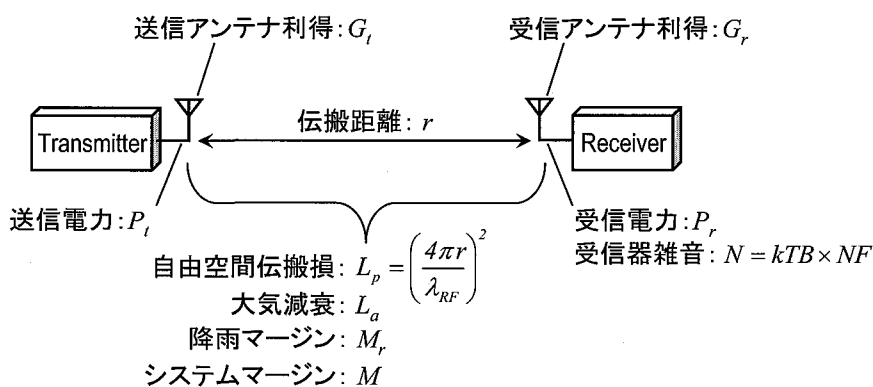


図2. 1 60GHz ミリ波の伝送能力計算に用いたモデル

$$\begin{aligned} \text{CNR [dB]} &= P_r - N \\ &= (P_t + G_t - L_p - L_a - M_r + G_r - M) - N \end{aligned} \quad (2. 2)$$

尚、受信器の雑音 N は、

$$N = kTB \times NF \quad (2. 3)$$

で表すことができ、 k 、 T 、 B および NF はそれぞれ、ボルツマン定数、システム雑音温度、雑音帯域幅および受信器のフロントエンドの雑音指数を表している。

表2. 1に各種変調方式と所定の BER (Bit Error Rate) を達成するために必要な CNR をまとめた[6, 7]。ここで

は、高品質な受信特性である $BER=10^{-9}$ の場合と、既に実用化されている FWA (Fixed Wireless Access) システムにおける設計値である $BER=10^{-4}$ の場合[8]について所要 CNR を示している。これらの所要 CNR と(2. 2)式から、伝送距離を推定できる。以下、シンボルレートを 1GBaud、雑音帯域幅を 2.0GHz と仮定した場合の伝送距離を推定する。システム雑音温度 (T) およびフロントエンドの雑音指数 (NF) をそれぞれ 300K (27℃)、5dB とし、システムのマージン (M) として 10dB を設定する。また、大気減衰 (L_a) については、図2. 2[9]に示すように、60GHz 付近の吸収ピークの値である 15dB/km を用いる。尚、霧・雲による減衰については、図2. 3[9]に示すように、他の減衰に比べて小さいため、ここでは無視する。

表2. 1 各種変調方式と所要 CNR

シンボル当り ビット数	変調方式	所要CNR [dB]	
		BER= 10^{-4}	BER= 10^{-9}
1	ASK	14.4	18.6
	PSK	8.4	12.5
2	QPSK	11.8	15.7
3	8PSK	16.9	20.8
4	16QAM	18.2	22.5
6	64QAM	24.3	28.7

BER= 10^{-4} :FWAシステムでの所要BER[8]

(注)ASKの場合は、ピークCNRを表す

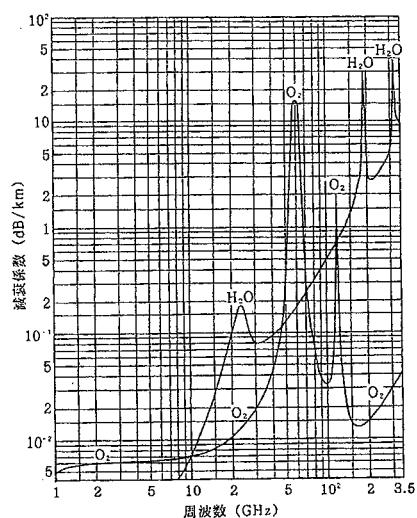


図- 1 大気減衰係数
気圧: 1013mb, 気温: 15℃, 水蒸気密度: 7.5g/m³
[CCIR Rep. 719-3: Report of the CCIR, Annex to V, (1990).]

図2. 2 大気減衰特性[9]

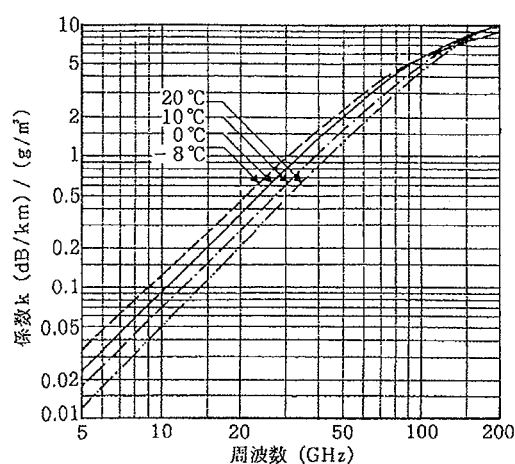


図- 12 霧・雲の減衰の周波数特性
[CCIR Rep. 721-3: Reports of the CCIR, Annex to V, (1990).]

図2. 3 霧・雲の減衰特性[9]

一方、降雨減衰マージン M_r については、降雨量の確率分布と所要の稼働率に基づいて設定する必要がある。日本における降雨量の確率分布については文献[10]、[11]などに、累積時間率 0.1%、0.01%、および 0.001%となる降雨量が、それぞれ 20~30mm/h、50~70mm/h、および約 130mm/h と報告されている。ここで、降雨量 (R [mm/h]) と降雨減衰 (γ [dB/km]) の関係を表す次の近似式が知られている。

$$\gamma = kR^\alpha \quad (2.4)$$

ただし、 k と α は周波数および偏波に依存する量である。図2. 4に、周波数が 60GHz で水平偏波を仮定した場合 ($k = 0.707$, $\alpha = 0.826$ [9]) の、降雨量に対する降雨減衰の数値計算例を示す。

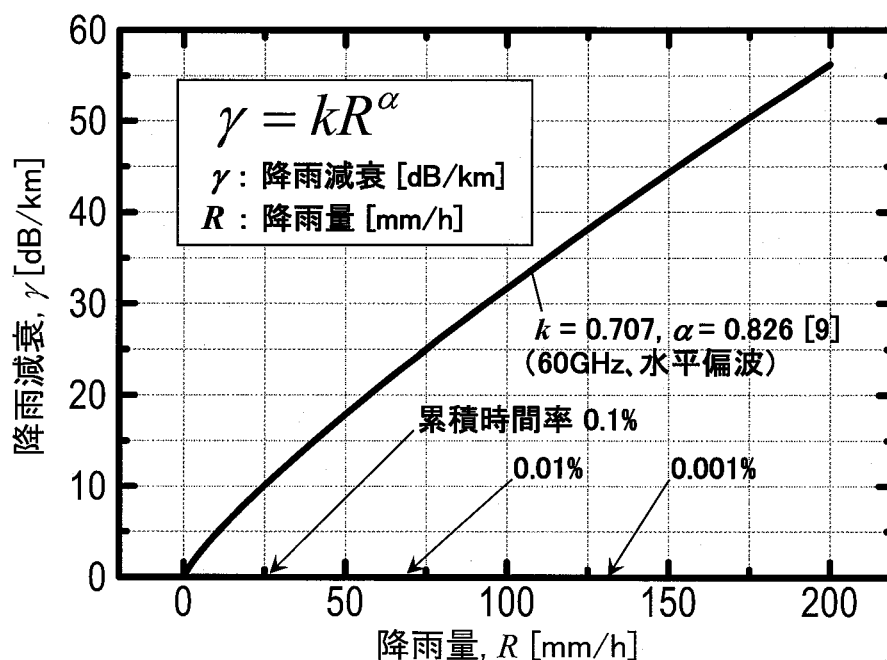


図2. 4 降雨量と降雨減衰の関係

システムの不稼働率を「所要 CNR を満たせない累積時間率」と定義すると、図2. 4から、満たすべき降雨マージン M_r を決定できる。例えば、所要不稼働率が 0.1%以下の場合、上記の通り、文献[10, 11]等から、累積時間率が 0.1%になる降雨量は約 25mm/h と報告されているので、そのとき回線の降雨減衰量は図2. 4から約 10dB/km と見込むことができる。すなわち、降雨減衰量 (10dB/km) を補償できるよう降雨マージンを設定しておけば、降雨減衰に起因した回線不稼働率を 0.1%以下にすることができるわけである。

以上のようにして、所要不稼働率を 0.1%、0.01%および 0.001%と設計するそれぞれの場合について、降雨減衰マージン M_r が 10dB/km、24dB/km、および 40dB/km と求まる。これらの値と、送信電力 $P_t = 10$ dBm、雑音指数 $NF = 5$ dB、システムマージン $M = 10$ dB、前述の大気減衰 15dB/km を仮定して、(2. 2) 式を用いて計算した、伝搬距離 r に対する CNR の数値例を図2. 5に示す。同図では、無線リンクのトポロジーとして、指向性の

高いアンテナを対向で用いる Point-to-Point (P-P) システム ($G_t = G_r = 35\text{dB}$)、送信器においてビーム角がやや大きいアンテナを用いた Point-to-Multi Point (P-MP) システム ($G_t = 15\text{dB}$, $G_r = 35\text{dB}$)、さらに送信器と受信器の両方でビーム角が大きいアンテナを用いた Multi Point-to-Multi Point (MP-MP) システム ($G_t = G_r = 15\text{dB}$) の3つの場合について数値例が示されている。このようなトポロジーの適用例としては、P-P システムでは、ビル間伝送システムや無線システムのエントランス回線、P-MP システムは、アクセス回線の末端の引き込み区間 (例えば、電柱からユーザ宅の間) をユーザ宅の固定端末に対して無線伝送する FWA システム、また MP-MP システムでは、屋内での移動も考えられる端末を対象とした PAN や LAN としての利用が考えられる。図2. 5の結果から、想定するトポロジーによって伝送距離は異なるが、数 m~100m の範囲で Gb/s 級の伝送が可能であることが分かる。例えば、次章以降の実験検証でも述べるように、変調方式として ASK を用いて 1.0Gb/s のデータを伝送し、 $\text{BER}=10^{-9}$ を達成する場合には、P-P システム、P-MP システム、ならびに MP-MP システムにおいて達成できる伝送距離はそれぞれ 200~300m、60~80m、および 8~9m と算出される。

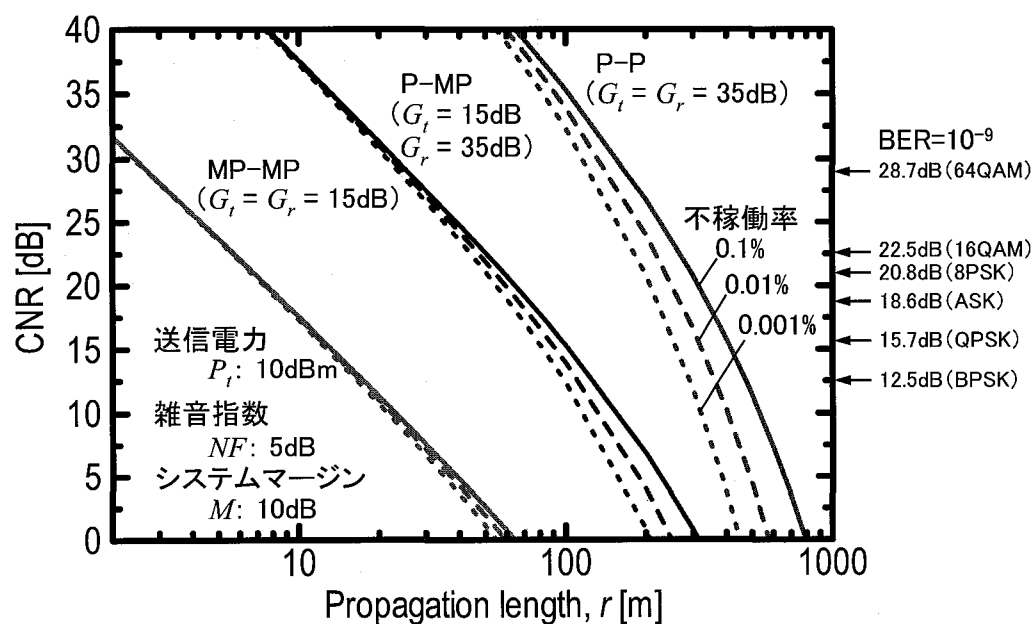


図2. 5 60GHz ミリ波における伝搬距離と CNR の関係

2.3 光ファイバ無線方式

2.3.1 光ファイバ無線方式の概要

本節では、光ファイバ無線方式の概要と近年の研究開発の動向について述べる。図2.6に示すように、光ファイバ無線方式では、無線信号の光アナログ伝送を行う。光ファイバの低損失性と広帯域性を活用することで、前述のように、空間伝搬損失が非常に大きい 60GHz 帯といった高周波の無線信号でも、光ファイバ区間も含めて数 km 以上の長距離伝送を実現できる。また、無線基地局の構成が非常にシンプルになるため、1つの収容装置(以下、センタ局)で複数の無線基地局を収容するスター型トポロジーに適用することで、システム全体として大きな経済化効果が得られる。

さらに、無線基地局では光信号と無線信号の変換をするだけなので、無線基地局の動作に電力を要しない、いわゆる無給電型の無線基地局の実現の可能性もある。これまでに、バイアスを印加しない状態でも高効率かつ広帯域の光電変換を実現できる受光素子である UTC-PD (Uni-Traveling-Carrier Photo Diode) [12]を用いた下りリンク[13]、また電界吸収型変調器 (Electro Absorption Modulator、EAM)を用いた双方向リンク[14]の報告がある。特に、下りリンクについては、センタ局から+20dBm 程度の高い光電力で光信号を送信することで、無線基地局において得られる+10dBm 程度の光信号を、上記の高効率な受光素子で受信して-10dBm 程度のミリ波信号に変換できるため、電気領域での増幅無しで、無線伝送距離が数 m~10m 程度の短距離のアプリケーションに適用できる可能性がある。実際のシステム運用を考えると、無線基地局のような屋外設備に電力供給する環境を整備することは、物品および工事の両面で大きな費用負担になるため、無給電化は光ファイバ無線方式の大きな魅力であると言える。

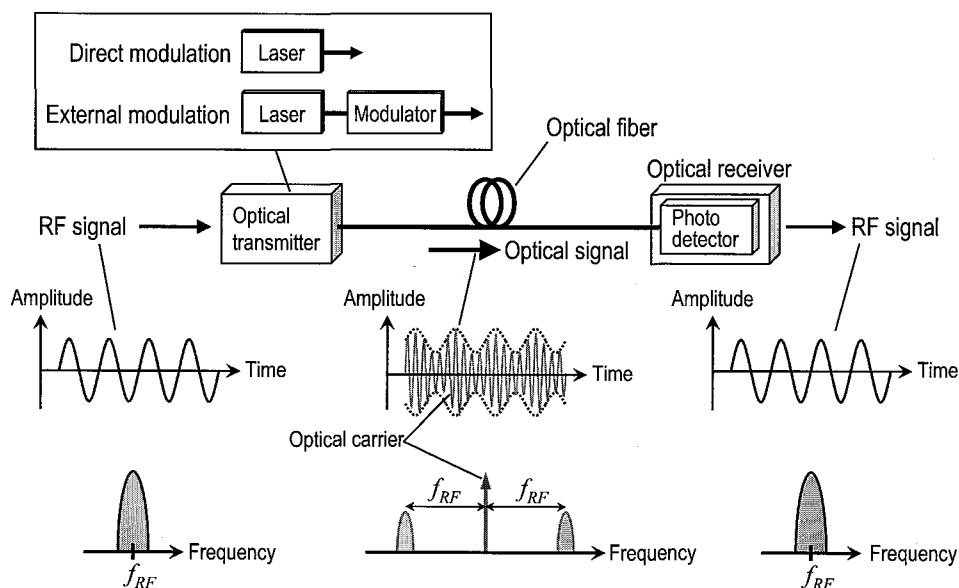


図2.6 光ファイバ無線方式の概念図(SCM方式を用いた場合)

次に、光ファイバ無線システムで用いられる最も基本的な光伝送方式である、SCM (Sub-Carrier Multiplexing) 方式について述べる。この方式は、無線信号で光信号の強度を変調して伝送する方式であり、無線伝送における AM (Amplitude Modulation) 方式に類似している。送信側では、レーザ光源への印加電流を変化させる直接変調方式、もしくはレーザ光源から出力された光信号を光変調器で変調する外部変調方式のいずれかを用いて、光信号の強度を無線信号で変調し、光ファイバ伝送する。受信側では、受光素子で上記の光信号の強度を検波することで、無線信号の波形を再生できる。本方式は、光ファイバ伝送において映像信号のアナログ伝送を行う光 CATV システム[15, 16]をはじめ、古くから検討されており、非常に成熟した技術である。SCM 方式における光信号のスペクトルに注目すると、図2. 6に示すように、キャリアの両側にサイドバンドを有する DSB (Double Side Band) 信号になっている。受光素子の出力における無線信号波形は、図2. 7に示すように、キャリアと両側のサイドバンドとの2つのビートの重ね合わせとして得られると見ることができ、この際、光ファイバの波長分散により、2つのビート信号間に遅延時間差が生じると、その大きさ次第では光検波出力において干渉し合い、再生した無線信号にフェージングが発生する[17]。波長分散とは、屈折率の波長依存性によって、波長ごとに群速度が異なる性質であり、強度変調で発生した2つの側波帯の周波数が大きいと、光ファイバ伝送距離に応じて2つのビート間に大きな位相差(群遅延)が発生するわけである。本論文で扱うミリ波帯のような高周波の搬送波の場合、側波帯間の周波数差は数 10GHz 以上となるため、大きな位相差が発生させ、フェージングの影響が深刻になる。

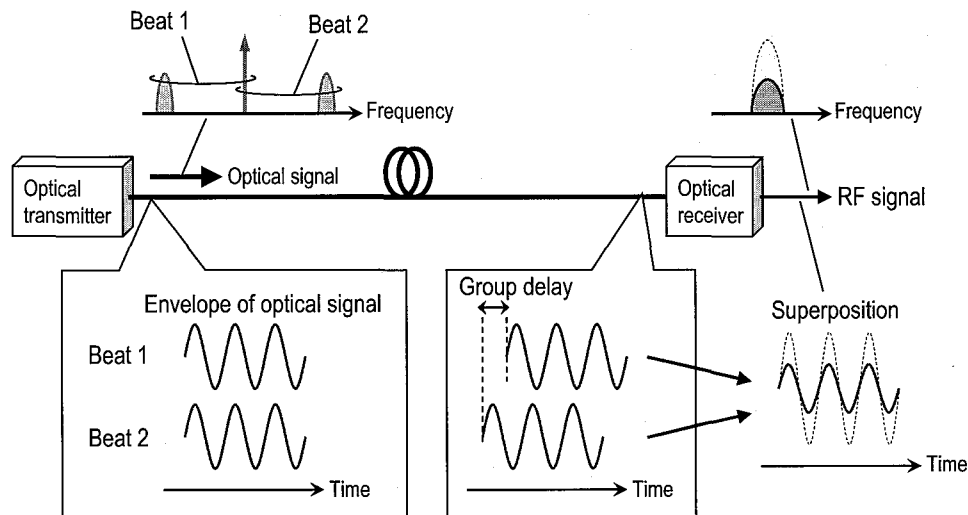


図2. 7 波長分散の影響によるフェージングの概念図

この波長分散に起因した再生無線信号に生じるフェージングの影響を理論解析によって見積もっておく。無線信号の周波数が f_{RF} の場合、分散が D の光ファイバを距離 L だけ伝送させた後、受光素子で検波して得られる無線信号の電力 P_{RF} は、次式で表されるフェージング損失を受ける[18]。

$$P_{RF} \propto \left\{ \cos \left(\frac{\pi L D}{c} \lambda_c^2 f_{RF}^2 \right) \right\}^2 \leq 1 \quad (2.5)$$

(2.5)式において、 c 、 λ_c はそれぞれ光の速度、波長である。また、光ファイバの損失は無視しており、純粋に波長分散の影響による電力変動にのみ注目している。無線信号の周波数が10GHzおよび60GHzの場合について、フェージング損失の数値例を図示したのが、図2.8のグラフである。ここで、分散 D には、アクセス区間で標準的に用いられている1.3 μ m 帯ゼロ分散シングルモードファイバ (Single Mode Fiber, SMF) で1.55 μ m 帯光信号を伝送する際の値である17ps/nm/kmを用いた。

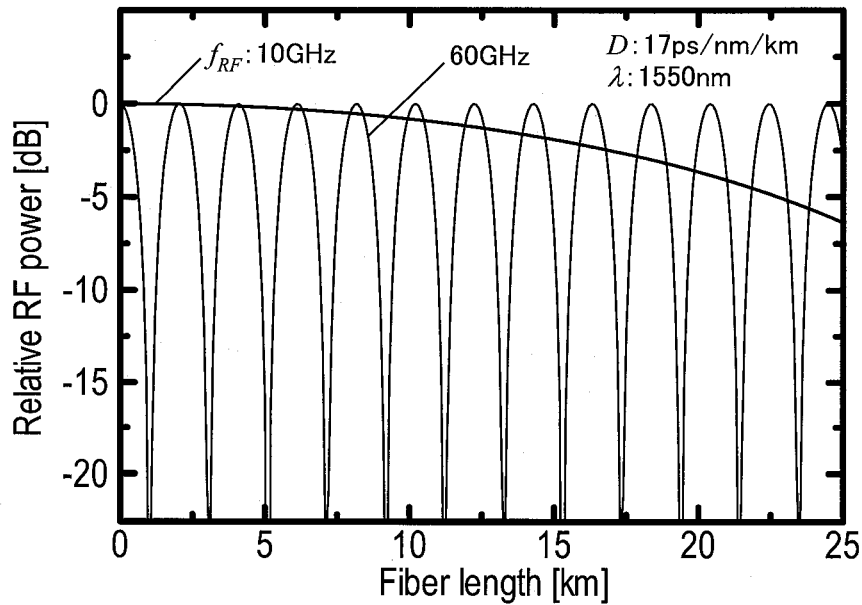


図2.8 SCM方式を用いた場合のファイバ伝送距離と無線信号電力の関係

同図から、無線信号の周波数が高くなるほど、より短い周期の距離でフェージングが生じていることが分かる。

次に、(2.5)式を用いて計算した、無線信号周波数 f_{RF} と波長分散の影響による無線信号電力の劣化が1dBになる光ファイバ伝送距離の結果を図2.9に示す。同図には、上記の群遅延による位相差が π に等しくなり、無線信号が完全に消失する距離(L_{NULL})を破線で示している。この結果から、アクセスネットワークで想定される光ファイバ伝送距離が10km程度の場合、10GHz以下の周波数帯の無線信号であれば、SCM方式を用いてもほとんど波長分散の影響を受けることなく伝送できるのに対して、周波数が高くなるにしたがって、波長分散の影響は顕著になり、特に本論文で対象とする60GHz帯においては、わずか300m伝送した時点で1dB

以上の無線信号の電力低下が始まり、1km 付近では完全に信号が消失してしまうことが分かる。後述するように、ミリ波帯における光ファイバ無線方式に関する研究報告の大半が、この波長分散の影響を克服するための技術についてのものである。

一方、群遅延のばらつきが生じないゼロ分散領域、すなわち、既にアクセスで広く敷設されている SMF を 1.3 μm 帯で伝送すれば波長分散の課題は軽減される。しかし実際上は、伝送損失が最も小さく、さらに、コアネットワーク向けに開発された高速の光デバイスおよび光アンプを転用できる 1.55 μm 帯を用いることが予想されるため、やはりこの課題の解決が重要になる。

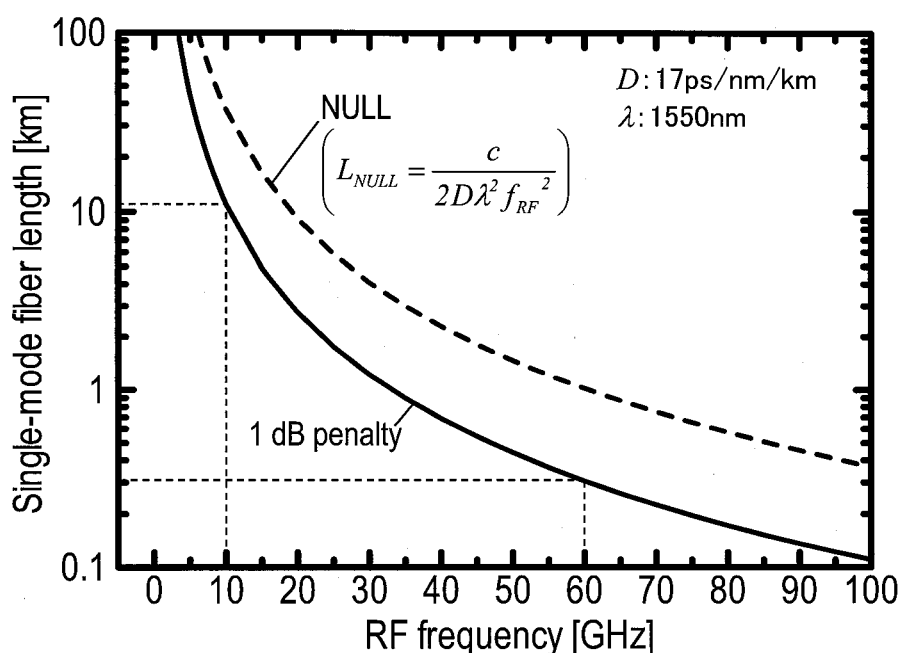


図2. 9 無線周波数とファイバ伝送距離の関係

1dB penalty:無線信号電力が 1dB 劣化する距離

NULL:完全に消失する距離

2. 3. 2 光ファイバ無線方式の研究開発動向

表2. 2に光ファイバ無線方式の、2001 年以降の研究開発動向について、技術分野(デバイス、伝送要素技術、システム化)と無線信号の周波数帯に分類してまとめた。

まず、無線信号の搬送波の周波数が 10GHz 以下(以下、マイクロ波帯)の場合には、既に量産段階にあるレーザ光源および受光素子の動作周波数で十分に対応でき、また、前述のように、既に成熟した SCM 方式が用いられるため、UWB(Ultra Wide Band)信号生成方式の報告[19, 20]があるのを除き、デバイスや無線信号の伝送技術単体としての報告は少ない。

表2. 2 光ファイバ無線方式の近年の研究開発動向

無線周波数帯		マイクロ波 ($< 10\text{GHz}$)	ミリ波帯	THz帯
伝 送 方 式	デバイス	成熟したSCM技術を 適用可能 (UWB信号発生)	・市販品有り ・40Gb/s用部品の利用	高速PD など
	信号発生/検波などの 要素技術		基本課題である 波長分散フェージングの克服	ほぼ 未検討
	システム化	・屋内システム ・SDMシステム(MIMO)	・WDM-RoFシステム ・有線/無線融合 ・10Gb/s級伝送 など	

網掛: 報告が多い分野

報告が多いのは、実際にシステム化した際の性能評価であり、マルチモードファイバ(Multi Mode Fiber、MMF)を用いた屋内システム[21, 22]や、近年の無線通信におけるキーワードの1つである空間多重(SDM)技術と親和性の高いシステム[23, 24]などが検討されている。

一方、ミリ波帯では、光デバイスの量産化は実現されていないが、研究用途向けの市販のデバイス[25]も出てきている。また、今後商用化の進展が予想される 40Gb/s 級の光デバイスを利用できると考えられる。そのためか、光デバイスに関する研究報告はそれほど多くはない。最も報告が多いのは伝送方式の要素技術で、基本課題である前述の波長分散に起因するフェージングを克服して、数 km 以上の長距離のミリ波信号伝送を実現するための手法が依然報告の大半を占めている。以下では、下り伝送および上り伝送における代表的なミリ波帯信号の伝送技術について、それぞれ述べる。

まず、下り伝送方式については、SCM 方式のようなキャリアを中心とした DSB 信号とは異なり、図2. 10に示すように、所望のミリ波信号周波数に等しい波長間隔を有する2波の光信号を送信する方式が知られている[26-31]。本手法は、2トーン光方式とも呼ばれ、ミリ波などの高周波帯のマイクロ波フォトニクス技術において広く用いられる手法である。データを伝送する場合には、2波のうち片方もしくは両方の光信号をデータで変調して光ファイバ伝送する。本手法における近年の報告例としては、ファブリ・ペロレーザの2つのモードを同時に注入同期する方法[26]や、光変調器を用いた方法[27-29]のほか、非線形現象を用いた方法[30, 31]がある。

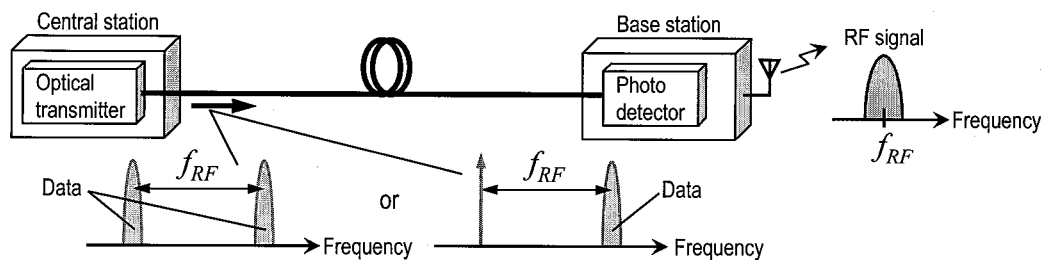


図2. 10 2トーンの光信号を用いた下り伝送方式(2トーン光方式)

異なる下り伝送方式として、図2. 11に示すような、無変調の2トーン光と、波長帯が異なるデータ変調された光信号を同時に送信し、無線基地局において非線形性を有する光デバイスに入力することで、データをミリ波帯にアップコンバートする手法(リモートアップコンバージョン)がある。具体的なアップコンバータとして動作する非線形光デバイスとして EA 変調器等の半導体光デバイスを用いる方法[32]や、データを含む光信号だけを分離、受信して、一旦再生したデータにより光変調器を用いて2トーン光を変調する方法[33]の報告例がある。

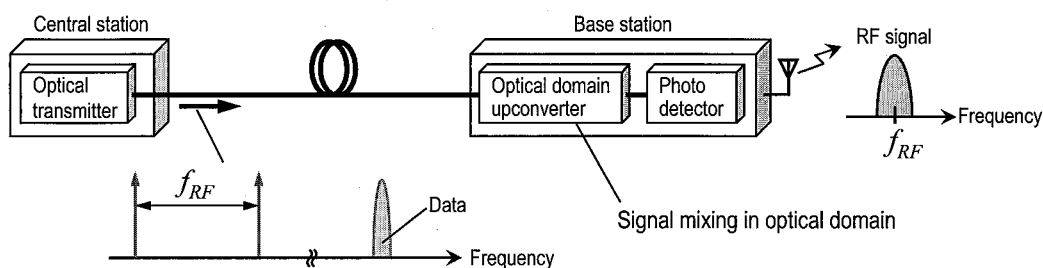


図2. 11 リモートアップコンバージョンを用いた下り伝送方式(リモートアップコンバージョン方式)

次に、上り伝送方式について述べる。上り伝送においては、無線基地局において受信した上り無線信号を光信号に変換して、センタ局に向けて送信するが、無線基地局にレーザ光源を設置する場合には、波長および出力の安定化のための温度制御回路が必要になり、構成が複雑かつ高価になる。そこで、無線基地局には光源を設置せず、センタ局からキャリア光を供給する、いわゆるループバック伝送を用いる研究報告が多い。このようなループバック伝送においても前述の波長分散の影響は避けられないため、これを克服するため、光領域でのダウンコンバート、すなわち、光信号の包絡線をミリ波帯から、波長分散の影響が小さい低周波数の IF 帯に変換する手法が報告されている。

図2. 12は、光変調器を用いた周波数シフトによりダウンコンバートする手法であり、その他にも変換を行うデバイスや設置場所により様々な種類の報告があるが、総じてフォトニックダウンコンバージョン (Photonic Down Conversion, PDC) 方式[34, 35]と呼ばれている。図2. 12に示す例では、無線基地局において上り無線信号 (f_{RF}) で強度変調された光 DSB 信号に対して、センタ局内の光受信器において、光変調器を用いて周波数が $(f_{RF} - f_{IF})/2$ のミリ波キャリアで強度変調する。この結果、周波数シフトされたキャリア成分とサイドバンド成分が接近するが、光フィルタでこの2波だけを抽出し、それらのビートにより生成される包絡線に注目すると、周波数間隔 f_{IF} にダウンコンバートされていることが分かる。

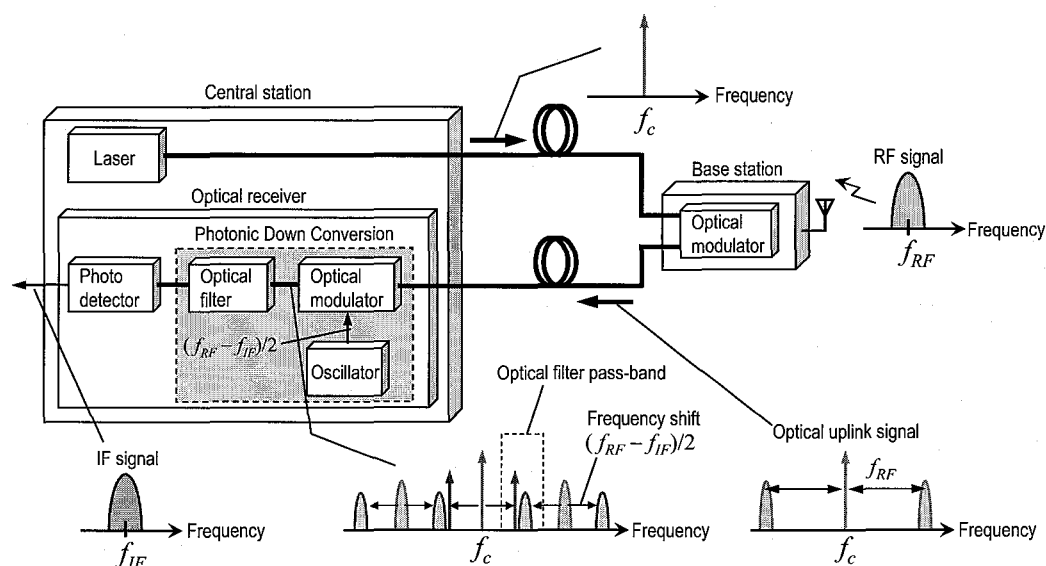


図2. 12 フォトニックダウンコンバージョンを用いた上り伝送方式

もう1つのダウンコンバート手法としては、図2. 13に示すように、無線基地局においてEA変調器などの非線形性を有する光変調器を利用する報告がある[32, 36]。この手法では、図2. 10に示す下り伝送方式と同様に、キャリア光と同時に、別の波長帯で周波数間隔が $f_{RF} \pm f_{IF}$ の2トーン光を同時に無線基地局に向けて送信し、非線形性を有する光変調器に入力する。この結果、光領域で上り無線信号 (f_{RF}) と、周波数が $f_{RF} \pm f_{IF}$ のキャリアとの乗算処理が行われ、その結果、同図に示すように、周波数 f_{IF} のサブキャリアを有する光 DSB 信号が生成される。この IF 周波数 f_{IF} を十分に低い周波数に設定することで、波長分散の影響を抑圧することができる。

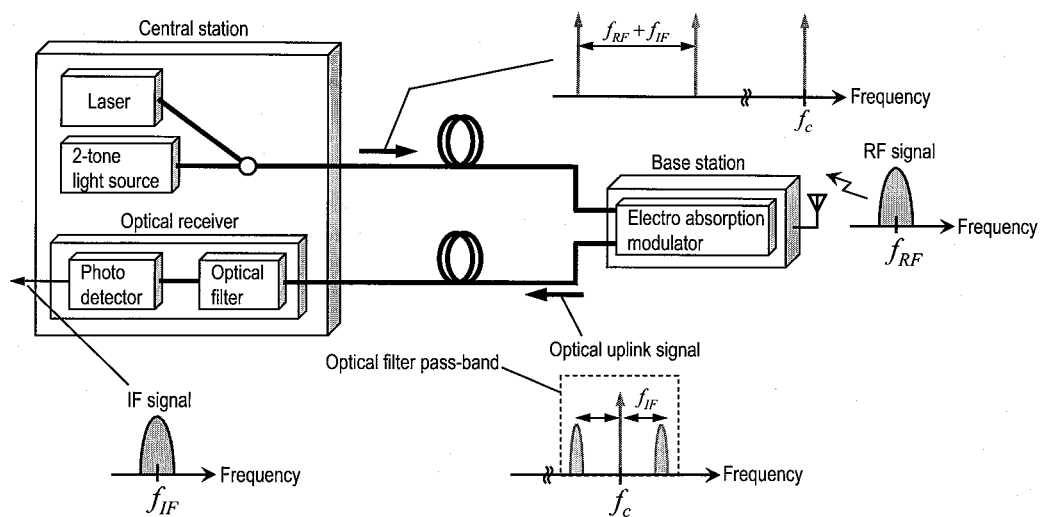


図2. 13 光デバイスの非線形性を用いた上り伝送方式

さらに、これらの伝送技術を利用したシステムの報告も増えてきており、代表的なものとしては、無線基地局毎に異なる波長を割り当てて、複数の無線基地局を収容する WDM (Wavelength Division Multiplexing) システム[37, 38]や有線系のデータと無線信号を同時に送信する有線・無線融合ネットワーク[39-41]の報告がある。また、QAM などの多値変調方式や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を適用した伝送実験の報告も増えてきており、数 Gb/s～10Gb/s の伝送速度が実現されている[42-44]。

ミリ波帯以上の周波数については、光領域の技術を用いて、数 100GHz 級のテラヘルツと呼ばれる高周波信号を扱う技術が近年出てきている。現在のところ、研究のターゲットは、電波を発生させるデバイス[45, 46]に集中しているが、今後、データ通信への応用やシステム化への展開が期待される[47]。

2. 4 ミリ波帯光ファイバ無線アクセスの適用領域と技術課題

2. 4. 1 適用領域:放送型アクセスネットワークと通信型アクセスネットワーク

60GHz ミリ波を無線アクセスで用いる光ファイバ無線アクセスの適用領域には、図2. 14に示すように、下り方向のみデータ伝送を行う放送型アクセスネットワークと、双方向のデータ伝送を行う通信型アクセスネットワークの2つがある。

放送型アクセスネットワークについては、本研究では、時間軸上で多重された複数チャネルの映像信号のデジタルデータを、シングルキャリア伝送することを想定しているが、この場合、Gb/s 級の伝送速度により、多チャネルの高品質映像信号を同報するアプリケーションが考えられる(例えば、伝送速度が 1Gb/s の場合、10～20Mb/s の圧縮 HDTV 信号を 50～100ch 程度伝送可能)。

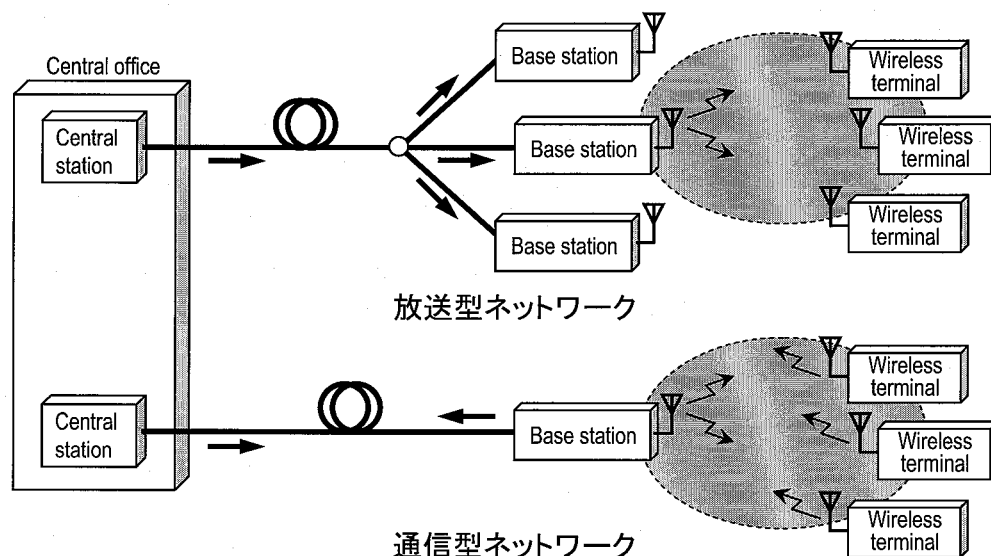


図2. 14 光ファイバ無線方式の適用領域
(放送型アクセスネットワークと通信型アクセスネットワーク)

このようなネットワーク構成は、1つのセンタ局から同一のデータを複数の無線基地局に分配するため、収容ユーザ数が非常に大きいという特徴を持っている。また、上り方向のデータ伝送を行わないため、受信端末に必ずしもミリ波帯の発振機能が必要ではないことも特徴である。

一方、通信型アクセスネットワークでは、双方向で Gb/s 級の伝送速度を達成することで、現在の光アクセスと同等の高速インターネットアクセスサービスを提供できる。通信型では、全ての無線基地局に同一のデータを送信する前述の放送型ネットワークとは異なり、各無線基地局と別々のデータをやりとりする必要があるのは言うまでもない。

以下に、それぞれのネットワーク構成における特徴と課題、さらにこれらの課題に関する研究開発動向を述べる。

2. 4. 2 放送型アクセスネットワークにおける研究開発動向と課題

放送型アクセスネットワークでは、図2. 14に示すように、センタ局から無線基地局、受信端末の順に装置の数が乗算的に増えてゆくため、受信端末の装置コストがシステム全体のコストに与える影響が非常に大きい。すなわち、システム構成の経済化のためには、受信端末の装置構成を簡素化することが重要な課題である。

無線通信においては、受信の際に通常、スーパーヘテロダイン方式と呼ばれる方法が使われる。スーパーヘテロダイン方式では、図2. 15に示すように、フロントエンドにおいて無線周波数帯の局部発振器を有しており、この出力信号をミキサを用いて、受信した無線信号と乗算処理させることで、中間周波数帯信号と呼ばれる取

り扱いが容易な低周波数帯の信号に変換(ダウンコンバート)した後に、復調処理を行う。ここで、中間周波数帯での復調処理において良好なデータ再生品質を得るためには、上記の無線周波数帯の局部発振器には、高い周波数安定性と低位相雑音特性が求められる。しかし、60GHz ミリ波のように非常に周波数が高い場合には、このような高品質の発振器の実現は技術的な困難を伴い、結果として受信端末が高価なものになってしまうという課題がある。また、放送型アクセスネットワークでは、上り方向にデータ伝送を行わないため、受信端末において必ずしも局部発振機能は必要ではない。

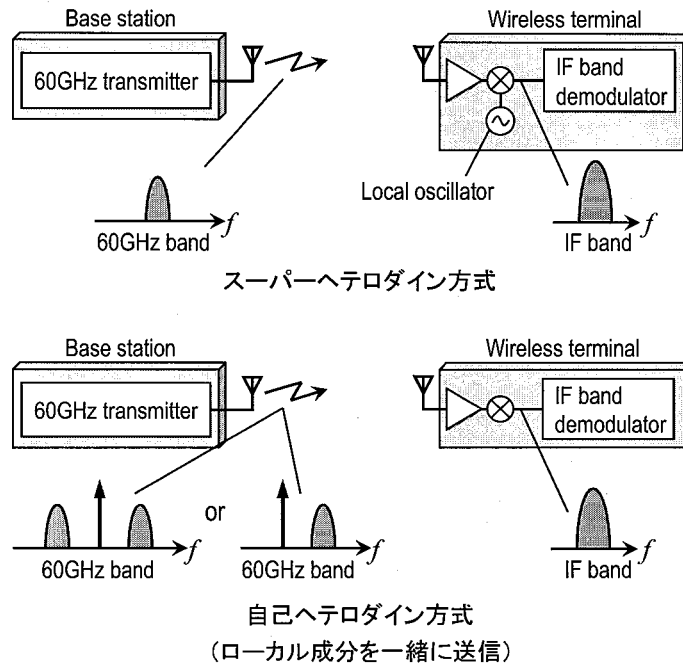


図2. 15 スーパーヘテロダイン方式と自己ヘテロダイン方式

このような観点で、受信端末においてミリ波帯の発振器を用いることなく、受信した無線信号を中間周波数信号へのダウンコンバートを行う伝送方式として、ミリ波自己ヘテロダイン方式と呼ばれる技術が提案されている[48]。図2. 15に、ミリ波自己ヘテロダイン方式の概念図を示す。この方式では、無線送信器から、無線信号と同時に、周波数が所望の中間周波数だけ異なるキャリアも同時に送信する。受信側では、これらの信号を自乗検波することで、ミリ波帯の局部発振器を用いることなく、中間周波数信号を得ることができる。さらに、この自乗検波の過程において、ミリ波帯信号が有する位相揺らぎが相殺されるという効果が得られる。これにより、ミリ波帯信号の位相揺らぎに影響を受けることなく、低位相雑音の中間周波数を生成できるため、M-PSK や QAM といった位相揺らぎに敏感な変調方式にも適用できる。このように本方式では、従来、受信端末が担っていた局部発振機能を送信側に移したと考えることができ、放送型ネットワークのように、下り方向にのみデータ伝送を行う、非対称のシステムにおいて大きな経済化効果が得られる。本論文で対象とする、光ファイバ無線方式を用いた放送型アクセスネットワークにおいても、同様の技術を適用することでシステムの経済化を実現できる

と考えられる。

光ファイバ無線方式への適用にあたっては、複数波長の光信号間のビートから、これらの波長間隔に応じた周波数の電気信号を生成する、光自己ヘテロダイン検波が有効である。具体的には、所望の無線信号形式、すなわち波長数(2波もしくは3波)及び周波数間隔に応じて、複数の波長の光信号を送信し、無線基地局においてこれを光自己ヘテロダイン検波することで、自己ヘテロダイン方式に必要な無線信号を生成することができる。このような観点で、既に、上記の自己ヘテロダイン方式を光ファイバ無線システムに適用した報告があり[49, 50]、例えば、図2. 16に示すように多チャネルの映像信号伝送の検証結果などが報告されている。

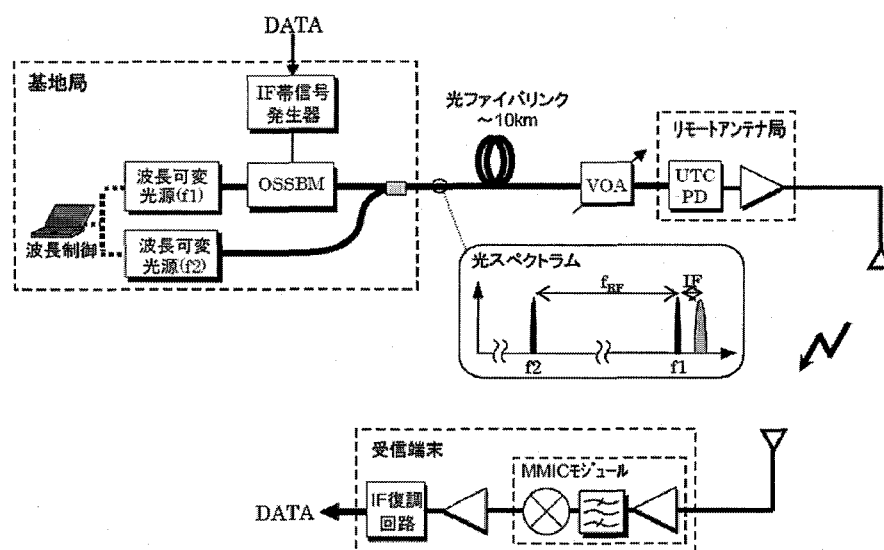


図2. 16 ミリ波自己ヘテロダイン方式を光ファイバ無線伝送に適用した例(文献[49]より引用)

さて、以上のような受信無線端末にミリ波帯発振器を不要とするシステム構成については、文献[49, 50]等、いくつかの具体的な構成の報告があるものの、受信端末においてミリ波帯発振器が不要なシステムを実現するための光伝送方式に関する体系的な議論、すなわち送信する光信号と波長数とその間隔、およびそれぞれの波長の光信号の電力比についての設計論、および、CNR や波長分散耐力の面での比較検討に関する報告はまだされておらず、光リンクの伝送品質を最適化するための検討は不十分だと言える。また、前述のように下りリンクでは、無線基地局において無バイアス時でも高効率の光電変換が可能な受光素子[12]を用いることで、電力を供給しない無給電基地局の実現性が高まるが、このような無給電基地局を実現するための最適な光伝送方式に関する検討も見当たらない。さらに、Gb/s 級のデータ伝送に関する評価の報告もほとんど見られない。

そこで本論文では、第3章において、受信端末においてミリ波帯発振器が不要なシステムを実現するための光伝送方式を新たに提案し[51]、その伝送品質について、給電および無給電の無線基地局の両方を想定することができる体系的な理論解析を行うと共に、1.0Gb/s の伝送実験を行い、提案方式の有用性を検証する。

2. 4. 3 通信型アクセスネットワークにおける研究開発動向と課題

通信型アクセスネットワークでは、放送型とは異なり、上り方向にもデータ伝送を行うため、無線基地局において、受信した上り無線信号を光信号に変換して、センタ局に向けて光ファイバ伝送する必要がある。ここで、無線基地局にレーザ光源を設置した場合、出力される光信号の出力および波長を安定化するための温度調整回路が必要になり、装置の構成が複雑化し、かつ、消費電力が増大するという課題がある。そのため、通信型アクセスネットワークにおいては、図2. 12および図2. 13に示すように、無線基地局にレーザ光源を設置せず、センタ局から無変調のキャリア光を無線基地局に供給するループバック伝送の適用効果が高く、実際に研究報告のほとんどがループバック伝送を想定している。

このようなループバック伝送を適用した光ファイバ無線システムにおける課題として、光リンクにおいて十分なロスバジェットを確保することが挙げられる。光ファイバ無線はアナログ伝送であり、無線基地局においてデータの再生を行わないため、光リンクの雑音が無線リンクへそのまま放射され、結果として伝送ペナルティの一因となる。具体的には、(1. 1)式で表されるように、無線リンクにおける伝送ペナルティを抑えるためには、光リンクで十分にロスバジェットを確保して無線リンクのためのマージンを稼いでおく必要がある。

前節の放送型アクセスネットワークでは、下り伝送だけを想定しており、光リンクの損失、すなわち光ファイバの伝送損失は、センタ局から無線基地局への片方向だけで生じ、また、搬送波抑圧型変調(Double Side Band-Suppressed Carrier, DSB-SC)[52]等を用いることで、非常に高い光変調度で無線信号を伝送できるため、十分なリンクバジェット確保はそれほど困難ではない。しかし、図2. 12や図2. 13に示したループバック伝送を用いた上り伝送では、センタ局から無線基地局へのキャリア供給(下り)と、変調された信号のセンタ局への送信(上り)の双方向で光ファイバの伝送損失が発生する。さらに、無線基地局において無線信号を光信号へ変換する際に、EA変調器などを用いたシンプルな強度変調を用いると、光変調度が小さい値になってしまう。このため、光リンクにおけるロスバジェットの確保が非常に困難になる。これに対し、多くの研究報告においては、無線基地局および光受信器において、希土類添加ファイバを用いたファイバアンプなどの光アンプを用いて、光リンクにおける伝送損失を補償している。しかし、光アンプは回路構成が複雑で、かつ消費電力も大きい。そのため、全ての無線基地局および光受信器で光アンプを用いることはシステム構成の経済性の観点で望ましくない。

光アンプと同様に、光リンクのロスバジェットの拡大が可能な技術として、コヒーレント受信方式が知られている[53]。コヒーレント受信方式は、上記の無線通信におけるスーパーヘテロダイン方式と同じく、受信光信号を光受信器で生成させたローカル光と合波させた後に受光素子で検波することで、これらの光信号の周波数差に応じた中間周波数信号に変換し、その後にデータを復調する。ここで、十分に高い光電力(0dBm以上)で、かつ、低雑音特性を有するローカル光を用いることで、ショット雑音限界に近い高感度受信を実現できるため、光アンプを用いることなくロスバジェットの拡大が可能である。

これまでに、ミリ波帯光ファイバ無線システムにおいて、図2. 17に示すように、光ヘテロダイン検波を適用した受信方式が報告されている[54]。光ヘテロダイン検波では、受信した光信号とローカル光の周波数差を一定に保つ必要があるが、通常、ローカル光の周波数安定化により受信光の周波数揺らぎに追従させるには技術的困難を伴う。この方式では、ローカル光に2トーンの光信号を用いて、コヒーレントSCM方式で用いられていた位相雑音キャンセル手法[55]と同様の効果を得ることで、ローカル光と受信光信号間の周波数揺らぎ、位相雑音に影響されない受信を実現している。

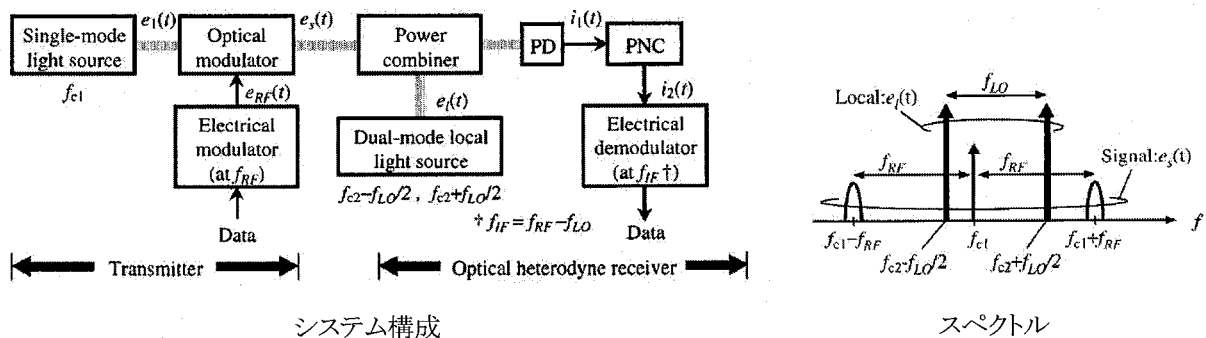


図2. 17 光ヘテロダイン検波を光ファイバ無線伝送に適用した例(文献[54]より引用)

さらに、光ヘテロダイン検波のようなコヒーレント受信は偏波依存性を有するため、受信する光信号とローカル光の偏波状態を一致させなければならない。光ファイバ伝送された上り光信号の偏波状態はランダムに変動するため、受信側において、ローカル光の偏波状態を追従させるか、偏波ダイバーシティ受信[53]を用いる必要があるが、いずれの方法を用いても光受信器の部品点数が増えてしまい、構成が複雑になる。このため、光受信器において光ヘテロダイン検波を用いる場合には、上記の周波数安定化に加えて、この偏波依存性についても経済化技術が求められるが、そのような報告はまだ無い。また、無線基地局において光アンプを用いない場合の、実際的な光リンクバジェットに関する議論もされていない。

そこで本論文では、第4章および第5章で、周波数安定化に加えて偏波依存性についても経済化が可能な光ヘテロダイン検波方式を提案し[56-58]、それぞれ上り伝送単体、双方向伝送の場合について有用性を検証する。さらに、1.0Gb/s 伝送実験結果を用いて、無線基地局において光アンプを用いない場合の実際的な光リンクバジェットを導出する。

2. 5 結言

本章では、まず、本研究で対象とする 60GHz ミリ波を無線アクセスで用いる光ファイバ無線アクセスに関する基礎情報として、60GHz ミリ波と光ファイバ無線方式の概要について述べた。60GHz ミリ波については、特徴ならびに伝送能力の計算結果例を示し、Gb/s 級のデータ伝送を実現可能な適用領域について述べた。また、近年の光ファイバ無線方式に関する研究動向をまとめ、特に、ミリ波帯光ファイバ無線方式については、一番問題となる光ファイバの波長分散に起因したフェージングと、これを抑圧するためにこれまでに報告されてきた主な手法を整理し、本論文で解決すべき課題を明らかにした。

次に、本論文で対象とするネットワーク構成である、下り方向にのみデータ伝送を行う放送型アクセスネットワークと、上り方向および下り方向の双方向でのデータ伝送を行う通信型アクセスネットワークについて、それぞれのネットワーク構成における特徴と、これまでに行われた研究開発動向をまとめ、未解決となっている課題を明らかにすると共に本論文の目的を詳細に述べ、本研究の位置づけを明らかにした。

参考文献

- [1] R. C. Daniels and R. W. Heath, Jr., "60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol. 2, No. 3, 41-50, Sep. 2007.
- [2] 60GHz帯無線設備委員会報告 諮問第107号, "60GHz帯の周波数の電波を使用する無線設備の技術的条件".
- [3] <http://www.wirelesshd.org> (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [4] <http://wirelessgigabitalliance.org> (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [5] 野本 真一, ワイヤレス基礎理論, p155, 社団法人 電子情報通信学会, 2003 年.
- [6] 滑川 敏彦, 奥井 重彦, 通信方式, pp.158-190, 森北出版株式会社, 1990 年.
- [7] 斉藤 洋一, デジタル無線通信の変復調, p125, 社団法人 電子情報通信学会, 1996 年.
- [8] M. Matuda, K. Watanabe and H. Ichikawa, "Long-Span Quasi-Millimeter-Wave-Band Fixed Wireless Access System Employing Link Adaptation by Symbol Rate," *IEICE Trans. Commun.*, Vo. E87-B, No. 1, pp.117-123, Jan. 2004.
- [9] 上瀧 實編, ミリ波技術の手引きと展開, pp.3-9, リアライズ社, 1993 年.
- [10] 秋元 守, 原田 耕一, 渡邊 和, 市川 敬章, "短時間降雨の経年変化と日本全国を対象とする 1 分間降雨強度分布の推定法への反映," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J86-B, No. 10, pp.2166-2173, Oct. 2003.
- [11] 小野 健一, 西村 安由, 中間 浩一, 斉藤 研次, 野本 真一, 唐沢 好男, "気象庁 1 分間降水量データを用いた 1 分間降雨強度累積分布の高精度推定法," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J88-B, No. 8, pp.1509-1518, Aug. 2005.
- [12] 伊藤 弘, 石橋 忠夫, "超高速単一走行キャリアホトダイオードとその応用," 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J85-C, No. 7, pp.505-519, July 2002.
- [13] 福島 誠治, 深野 秀樹, 吉野 薫, 松岡 裕, 三田地 成幸, 高畑 清人, "5.8GHz 帯ファイバ無線用無線電無線アクセスポイントモジュール," 電子情報通信学会 高度交通システム(ITS)研究会 信学技報 vol. 99, no. 662, ITS99-114, pp. 43-48, 2000 年 3 月.
- [14] D. Wake, D. Johansson and D. G. Moodie, "Passive picocell: a new concept in wireless network infrastructure," *Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 5, pp.404-406, Feb. 1997.
- [15] R. Olshansky, V. A. Lanzisera and P. M. Hill, "Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems for Broad-Band Distribution," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol. 7, No. 9, pp.1329-1342, Sep. 1989.
- [16] W. I. Way, "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations For Subscriber Loop Applications," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol. 7, No. 11, pp.1806-1818, Nov. 1989.
- [17] U. Gliese, S. Nørskov and T. N. Nielsen, "Chromatic Dispersion in Fiber-Optic Microwave and Millimeter-Wave Links," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol. 44, No. 10, pp.1716-1724, Oct. 1996.
- [18] G. H. Smith, D. Novak and Z. Ahmed, "Overcoming Chromatic-Dispersion Effects in Fiber-Wireless Systems Incorporating External Modulators," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol. 45, No. 8, pp.1410-1415, Aug. 1997.
- [19] F. Zeng and J. Yao, "An Approach to Ultrawideband Pulse Generation and Distribution Over Optical

- Fiber," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 18, No. 7, pp.823-825, Apr. 2006.
- [20] A. Pizzinat, I. Louriki, B. Charbonnier, F. Payoux, S. Meyer, M. Terré, C. Algani, A-L. Billabert, J-L. Polleux, C. Sillans, H. Jaquinot, S. Bories, Y. Le Guennec and G. Froc, "Low Cost Transparent Radio-over-Fibre System for UWB Based Home Network," *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2008*, Tu.3.F.1, Sep. 2008.
- [21] C. Lethien, C. Loyez and J-P. Vilcot, "Potentials of Radio over Multimode Fiber Systems for the In-Buildings Coverage of Mobile and Wireless LAN Applications," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 17, No. 12, pp.2793-2795, Dec. 2005.
- [22] M. G. Larrodé, and A. M. J. Koonen, "Theoretical and Experimental Demonstration of OFM Robustness Against Modal Dispersion Impairments in Radio Over Multimode Fiber Links," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol. 26, No. 12, pp.1722-1728, June 2008.
- [23] R. Katayama, K. Tsukamoto and S. Komaki, "Multi-user Detection Schemes for Co-channel Heterogenous Radio Signals Based on Ubiquitous Antennas," *International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT) 2004*, pp.714-719, Oct. 2004.
- [24] A. Kobayakov, D. Thelen, A. Chamarti, M. Sauer and J. Winters, "MIMO radio signals over fiber in picocells for increased WLAN coverage," *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2008*, JWA113, Mar. 2008.
- [25] http://www.ciphotonics.com/cip_electroabsorption_2.htm (最終アクセス 2009 年 12 月 18 日).
- [26] M. Ogusu, K. Inagaki, Y. Mizuguchi and T. Ohira, "Carrier Generation and Data Transmission on Millimeter-Wave Bands Using Two-Mode Locked Fabry-Perot Slave Lasers," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.51, No.2, pp.382-391, Feb. 2003.
- [27] T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Yoshiara, T. Sakamoto, S. Shinada and M. Izutsu, "Low Noise Photonic Millimeter-Wave Generation Using an Integrated Reciprocating Optical Modulator," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.17, No.3, pp.669-671, Mar. 2005.
- [28] J. Yu, Z. Jia, L. Yi, Y. Su, G-K. Chang and T. Wang, "Optical Millimeter-Wave Generation or Up-Conversion Using External Modulators," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.18, No.1, pp.265-267, Jan. 2006.
- [29] C-T. Lin, P-T. Shih, J. Chen, W-Q. Xue, P-C. Peng and S. Chi, "Optical Millimeter-Wave Signal Generation Using Frequency Quadrupling Technique and No Optical Filtering," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.20, No.12, pp.1027-1029, June 2008.
- [30] T. Schneider, D. Hannover and M. Junker, "Investigation of Brillouin Scattering in Optical Fibers for the Generation of Millimeter Waves," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.24, No.1, pp.295-304, Jan. 2006.
- [31] T. Wang, M. Chen, H. Chen, J. Zhang and S. Xie, "Millimeter-Wave Signal Generation Using Two Cascaded Optical Modulators and FWM Effect in Semiconductor Optical Amplifier," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.19, No.16, pp.1191-1193, Aug. 2007.
- [32] J-H. Seo, C-S. Choi, Y-S. Kang, Y-D. Chung, J. Kim and W-Y. Choi, "SOA-EAM Frequency Up/Down-Converters for 60-GHz Bi-Directional Radio-on-Fiber Systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.54, No.2, pp.959-966, Feb. 2006.

- [33] H-C. Chien, A. Chowdhury, Z. Jia, Y-T. Hsueh and G-K. Chang, "Long-Reach, 60-GHz Mm-Wave Optical-Wireless Access Network Using Remote Signal Regeneration and Upconversion," *ECOC 2008*, Tu.3.F.3, Sep. 2008.
- [34] T. Kuri and K. Kitayama, "Novel Photonic Downconversion Technique With Optical Frequency Shift for Millimeter-Wave-Band Radio-on-Fiber Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.14, No.8, pp.1163-1165, Aug. 2002.
- [35] G. Zhou, X. Zhang, J. Yao, K. Wu and R. Kashyap, "A Novel Photonic Frequency Down-Shifting Technique for Millimeter-Wave-Band Radio-Over-Fiber Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.17, No.8, pp.1728-1730, Aug. 2005.
- [36] I. T. Monroy, J. Seoane and P. Jeppesen, "All-Optical Envelope Detection for Wireless Photonic Communication," *ECOC 2007*, 7.4.4, Sep. 2007.
- [37] T. Kuri, H. Toda and K. Kitayama, "Dense Wavelength-Division Multiplexing Millimeter-Wave-Band Radio-on-Fiber Signal Transmission With Photonic Downconversion," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.21, No.6, pp.1510-1517, June 2003.
- [38] J. Yu, Z. Jia and G-K. Chang, "A Novel Optical Frontend for Ultra-high Capacity of 32x2.5Gbit/s Data Delivery in Radio-over-fiber systems," *ECOC 2005*, Th4.5.4, Sep. 2005.
- [39] T. Kamisaka, T. Kuri and K. Kitayama, "Simultaneous Modulation and Fiber-Optic Transmission of 10-Gb/s Baseband and 60-GHz-Band Radio Signals on a Single Wavelength," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.49, No.10, pp.2013-2015, Oct. 2001.
- [40] C. Lim, K-L. Lee, A. Nirmalathas, D. Novak and R. Waterhouse, "Optical Interface for IMD Reduction in Fiber-Radio Systems with Simultaneous Baseband Transmission for Heterogeneous Access Networks," *OFC 2007*, OWN4, Mar. 2007.
- [41] Z. Jia, J. Yu, A. Chowdhury, G. Ellinas and G-K. Chang, "Simultaneous Generation and Delivery of Independent Wired and Wireless Services in Radio-over-Fiber Systems Using a Single Modulator," *ECOC 2007*, 3.3.2, Sep. 2007.
- [42] R. Sambaraju, M. Á. Piqueras, V. Polo, J. L. Corral and J. Martí, "Generation of Multi-Gigabit-per-Second MQAM/MPSK-Modulated Millimeter-Wave Carriers Employing Photonic Vector Modulator Techniques," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.25, No.11, pp.3350-3357, Nov. 2007.
- [43] J. Yu, J. Hu, D. Qian, Z. Jia, G-K. Chang and T. Wang, "Transmission of microwave-photonics generated 16Gbit/s super broadband OFDM signals in radio-over-fiber system," *OFC 2008*, OThP2, Mar. 2008.
- [44] Y. Zhang, K. Xu, R. Zhu, J. Li, J. Wu, X. Hong and J. Lin, "Photonic Generation of M-QAM/M-ASK Signals at Microwave/Millimeter-Wave Band Using Dual-Drive Mach-Zehnder Modulators With Unequal Amplitudes," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.26, No.15, pp.2604-2610, Aug. 2008.
- [45] I. Hosako, "Terahertz Quantum-cascade Laser and Its Applicability to Ultra-high Bit-rate Wireless Access System," *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2009*, Session 1P1, Mar. 2009.
- [46] Y. Kado, T. Nagatsuma, "Exploring Sub-THz Waves for Communications, Imaging, and Gas Sensing," *PIERS 2009*, Session 1P1, Mar. 2009.
- [47] 日刊工業新聞, "テラヘルツ波情報通信利用 産学官で実証実験," 2009年9月29日.

- [48] Y. Shoji, M. Nagatsuka, K. Hamaguchi and H. Ogawa, "60 GHz Band 64QAM/OFDM Terrestrial Digital Broadcasting Signal Transmission by Using Millimeter-Wave Self-Heterodyne System," *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.47, No.3, pp.218-227, Sep. 2001.
- [49] 橋本 義浩, 莊司 洋三, 小川 博世, "光 SSB 変調器を用いたミリ波自己ヘテロダイン伝送方式と光ファイバ無線伝送方式の融合システムに関する一検討," 2003 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-14-4, 2003 年 9 月.
- [50] M. Maeda, T. Nakatogawa and K. Oyamada, "Optical Fiber Transmission Technologies for Digital Terrestrial Broadcasting Signals," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.25, pp.1853-1860, May 2005.
- [51] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, "60GHz 光ファイバ無線ダウンリンクにおける光/電気 2 段ヘテロダイン方式," 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J89-B, No.2, pp.223-233, Feb. 2006.
- [52] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann and R. Hofstetter, "Optical Generation of Very Narrow Linewidth Millimetre Wave Signals," *Electron. Lett.*, Vol. 28, No. 25, pp.2309-2311, Dec. 1992.
- [53] 大越 孝敬, 菊池 和朗, コヒーレント光通信工学, オーム社, 1989 年.
- [54] T. Kuri and K. Kitayama, "Optical Heterodyne Detection of Millimeter-Wave-Band Radio-on-Fiber Signals With a Remote Dual-Mode Local Light Source," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol.49, No.10, pp.2025-2029, Oct. 2001.
- [55] S. Watanabe, T. Terahara, I. Yokota, T. Naito, T. Chikama and H. Kuwahara, "Optical Coherent Broad-Band Transmission for Long-Haul and Distribution Systems using Subcarrier Multiplexing," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.11, No.1, pp.116-127, Jan. 1993.
- [56] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Loop-Back Optical Heterodyne Technique for 1.0-Gb/s Data Transmission Over 60-GHz Radio-On-Fiber Uplink," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.25, No.6, pp.1484-1494, June 2007.
- [57] 谷口 友宏, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, "ループバック型光ヘテロダイン方式を用いた 60GHz ROF 上りリンクにおける反射光干渉の抑圧," 電子情報通信学会 光エレクトロニクス(OPE)研究会 信学技報 vol. 109, no. 159, OPE2009-33, pp. 19-24, 2009 年 7 月.
- [58] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Full-Duplex 1.0 Gbit/s Data Transmission Over 60 GHz Radio-on-Fiber Access System Based on the Loop-Back Optical Heterodyne Technique," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.26, No.13, pp.1765-1776, July 2008.

第3章 放送型アクセスネットワークにおける 伝送方式

3.1 序言 [1]

光ファイバ無線 (Radio on Fiber, RoF) 方式はマイクロ波フォトニクス技術を用いて、無線信号の光アナログ変復調を行う伝送方式であり、無線基地局に無線周波数帯の発振器、変復調回路などの部品が不要であるため、無線基地局の構成を簡素化できるという特長がある。特に、60GHz ミリ波のような高周波無線信号を用いて Gb/s 級の映像配信サービスを行う放送型アクセスネットワークに適用した場合には、数多くの無線基地局に代わって単一の光送信器に無線信号の発生機能を集約できるため、大きな経済化効果が期待できる。また、無バイアス動作でも広帯域・高効率の光電変換が可能な単一走行キャリア・フォトダイオード (Uni-Traveling-Carrier PhotoDiode, UTC-PD) [2]を用いた無線基地局の無給電化が提案されていることから分かるように[3]、受光素子とアンテナのみで構成される極めて簡易な基地局を実現できることも光ファイバ無線方式の特長の1つと言える。

さて、映像配信サービスを提供する放送型アクセスネットワークは、図3.1に示すように、センタ局 (Central Station, CS) -無線基地局 (Base Station, BS) -無線端末 (Wireless Terminal, WT) と乗算的に装置数が増えるため、各々の装置コストがシステム全体に与える影響は、受信端末-無線基地局-センタ局の順に大きく、特に受信端末の影響は重大である。ここで、無線端末の構成に注目すると、通常、受信側で局部発振器を有しており、受信した無線信号をダウンコンバートする方法 (スーパーヘテロダイン方式) が用いられるが、ここで対象とする放送型アクセスネットワークでは、上り方向にデータ伝送を行わないため、無線端末には局部発振機能は必ずしも必要ではない。よって、無線端末における局部発振器が不要なシステムを実現することができれば、システムの大幅な経済化を実現できるものと考えられる。

本章では、このように無線端末における局部発振機能を不要化するための光伝送方式として、新しい光/電気2段ヘテロダイン方式を提案する[1]。2章で述べたように、同様の方式が、既に多チャネル映像信号分配を目的として提案されているが[4, 5]、受信端末の局部発振器を不要にする光信号形式、波長数や配置については最適化されたものではない。本章では、新しい光/電気2段ヘテロダイン方式を提案し、理論解析によって、受信端末における中間周波数帯 (Intermediate Frequency, IF) 信号のキャリア対雑音電力比 (Carrier-to-Noise Ratio, CNR) 特性、波長分散耐力を最大化するための送信方法 (波長数、波長配置)、ならびに各波長における光信号への電力配分法を明らかにする。光電力配分法については、通常の給電が必要な基地局だけでなく無給電基地局に適用する場合についても最適な光送信方法を明らかにし、その具体的な光送信器として、単一の光源を光変調することで発生させた4波光信号を送信して、周波数が安定した3波ミリ波の発生を実現する光送信系を新しく提案し、1.0Gb/s BPSK 信号伝送実験によって、本提案方式の有用性を実証する。

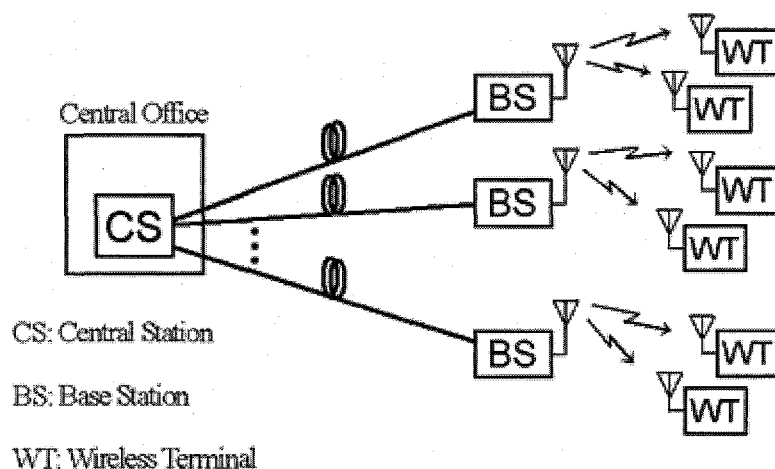
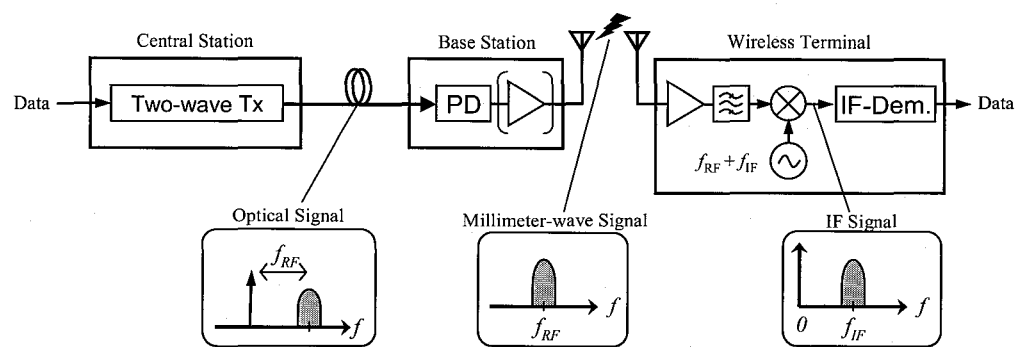


図3. 1 光ファイバ無線方式を用いた放送型アクセスネットワークの構成

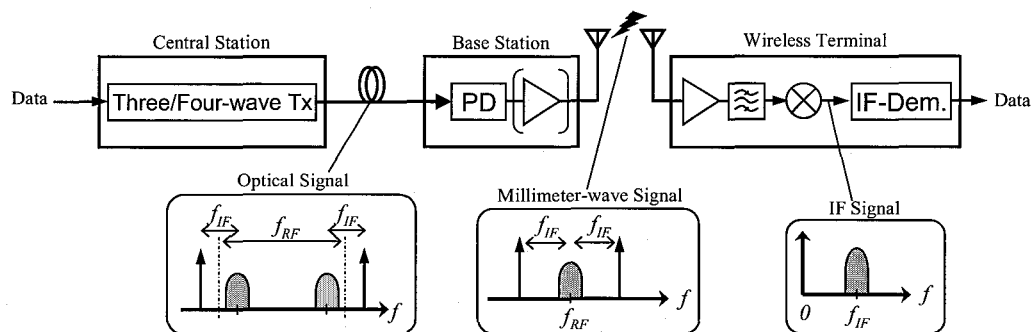
3. 2 光／電気2段ヘテロダイン方式

図3. 2に従来技術の代表的な例である2トーン光信号の光ヘテロダイン方式と、提案方式である光／電気2段ヘテロダイン方式のシステム構成図と信号スペクトルの一例を示す。2章でも述べたように、60GHz ミリ波のような高周波無線信号の光ファイバ無線伝送においては、光キャリアの両側波帯を有する通常の SCM (Sub-Carrier Multiplexing) 方式では、影響が大きい光ファイバの波長分散によるフェージング[6]に対して、図3. 2(a)のように2トーン光信号を送信し、無線基地局の受光素子で光自己ヘテロダイン検波を行い、ミリ波信号を生成する方式が有効であり、種々の方式が提案されている[7-10]。2トーン光を送信する場合には、受信端末では、受信したミリ波信号をミリ波帯局部発振器の出力信号とミキシングして、低周波域の IF 帯にダウンコンバートして復調する、いわゆるスーパーヘテロダイン方式が用いられる。しかし、ミリ波帯においては周波数安定性の高い局部発振器の開発が困難であるため、特に PSK (Phase Shift Keying) 同期検波のように、被復調信号に高い周波数安定性が求められる場合に受信端末の高コスト化を引き起こすという課題があり、放送型アクセスネットワークでは無線端末における局部発振機能はできる限り無くしたいという要求がある。

新しく提案する光／電気2段ヘテロダイン方式は、センタ局から3波以上の複数波長の光信号を送信し、無線基地局においてこれらの光信号を1つの受光素子で光自己ヘテロダイン検波することで、ミリ波信号と共に IF 周波数に相当する分離調した無変調ミリ波搬送波を発生させる伝送方式である。受信端末においては、これらのミリ波信号をダイオードなどの非線形素子で自乗検波（電気自己ヘテロダイン検波）することで、ミリ波帯局部発振器を用いることなく IF 信号が得られるため、受信端末の低コスト化が実現できる。



(a) 従来方式 (2トーン光方式)



(b) 提案方式 (光/電気2段ヘテロダイン方式)

図3. 2 従来方式と提案方式のシステム構成と光信号および無線信号のスペクトルの例

しかし、センタ局から無作為に複数波長の光信号を送信すると、無線基地局における光自己ヘテロダイン検波時に、受信端末での電気自己ヘテロダイン検波に必要な無い信号がスプリアスとして発生してしまう。これらのスプリアスが電波法による占有帯域幅の規制 ($\leq 2.5\text{GHz}$ [11]) に収まらない場合には、無線基地局においてスプリアスを除去するためのミリ波帯フィルタが必要となるが、受信側のフィルタと異なり、上記の規制を満たすために急峻な遮断特性が要求されるため、無線基地局の構成が複雑になってしまう。さらに、後述する無給電基地局においては、受光素子の出力を増幅することなくそのままアンテナから送出するため、このフィルタの挿入損失分だけ伝送特性が劣化してしまう。

そこで、受信端末のミリ波帯局部発振器の不要化に加えて、無線基地局のミリ波フィルタ不要化も実現するための、送信光信号の信号形式、すなわち波長数、波長配置および光電力配分についての設計法が必要である。次節では、このように無線基地局での光自己ヘテロダイン検波においてスプリアスを発生させずに、受信端末の電気自己ヘテロダイン検波に必要な最低限のミリ波信号のみを発生させるための光信号の送信方法について考察し、それぞれの光送信方法における複数波長光信号への光電力配分、IF信号のCNR特性、波長分散耐力について解析する。

3.3 光送信方法の体系化と特性比較

3.3.1 光/電気2段ヘテロダインに必要な波長数と波長配置

受信端末における電気自己ヘテロダイン検波でIF信号を得るためには、ミリ波帯においてIF信号をサブキャリアヤ伝送する必要がある。よって、ミリ波信号としては、図3.3に示すように所望のIF周波数だけ離調した{2-1, 2-2}2波のミリ波信号、もしくは、{3-1, 3-2}3波のミリ波信号を伝送すれば良い。一方、光信号については、光自己ヘテロダイン検波時にミリ波帯においてスプリアスを発生させることなく、このような2波/3波ミリ波信号を発生させるためには、図3.3に示すような3波光信号{2-1}、もしくは4波光信号{2-2, 3-1, 3-2}を送信する必要がある。すなわち、2波ミリ波信号を生成する光送信方法としては、 f_{RF} および $f_{RF} + f_{IF}$ の光周波数間隔を有する3波{2-1}ならびに4波{2-2}の光信号を送信する方法、また、3波ミリ波信号を生成する光送信方法としては、 $f_{RF} - f_{IF}$ 、 f_{RF} および $f_{RF} + f_{IF}$ の光周波数間隔を有する2種類の4波{3-1, 3-2}の光信号を送信する方法がある。図3.3には比較対象として、従来技術である2トーン光信号を送信する方法[1]も示している。図3.4には、これらの光送信方法を実現する具体的な光送信器構成の例を示す(文献[4]、[12]、[13]など)。尚、同図では、対称な光スペクトルを有する{2-2}、{3-1}については、搬送波抑圧型の光変調を用いた構成例を示している。以下、これらの光送信方法について、それぞれの波長の光信号への光電力配分と受信端末で得られるIF信号のCNR特性、光ファイバ伝送における波長分散耐力について解析する。

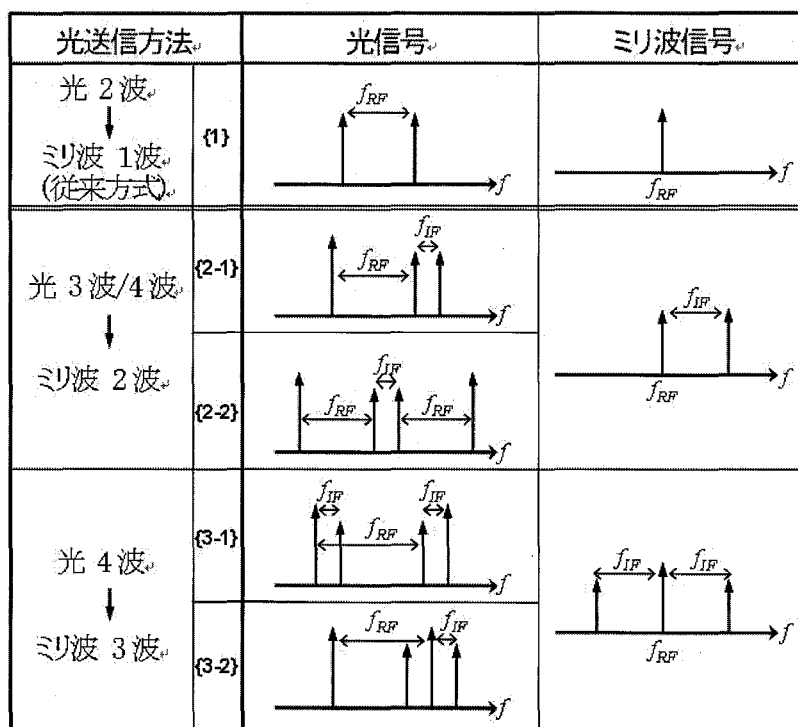
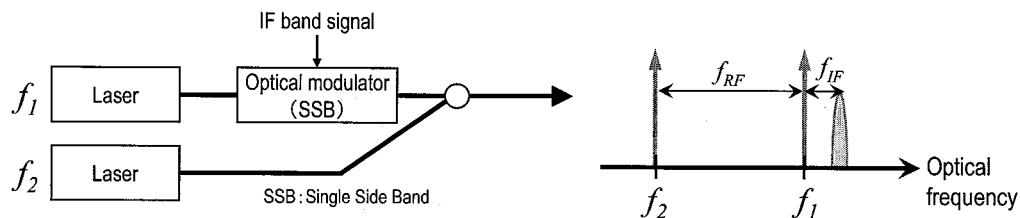
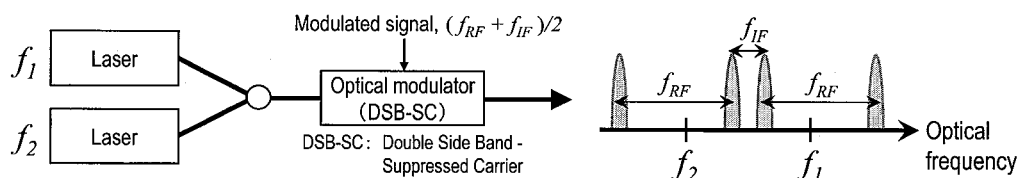


図3.3 光送信方法と生成されるミリ波信号*

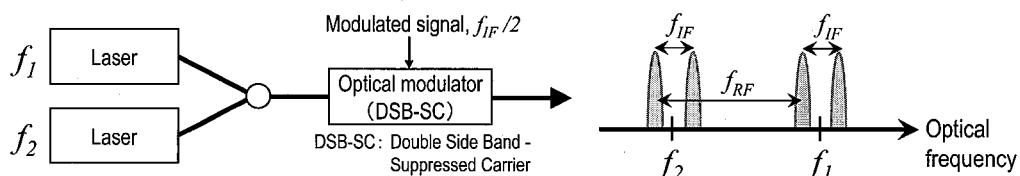
*受信端末における自乗検波で無変調IF帯搬送波を発生する場合を示している



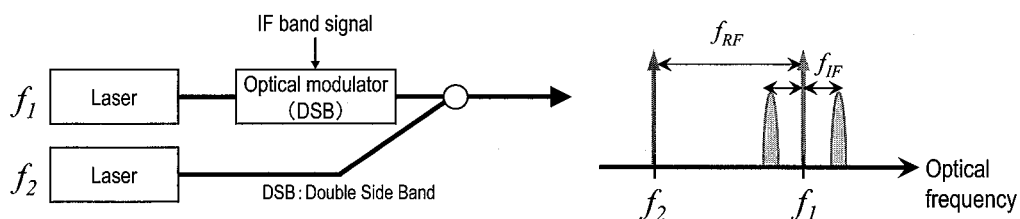
{2-1}を実現する光送信器構成例(文献[4]など)



{2-2}を実現する光送信器構成例



{3-1}を実現する光送信器構成例(文献[12]など)



{3-2}を実現する光送信器構成例(文献[13]など)

図3.4 各種光送信方法を実現する光送信器の構成例(いずれも $f_1 - f_2 = f_{RF}$)

3. 3. 2 光電力配分と2段ヘテロダイン検波後の CNR 特性

3. 3. 2. 1 IF 信号の CNR

通常の SCM 方式においては、受光素子の光電変換で得られるサブキャリア信号電力は、光 SCM 信号の光変調度、すなわち光キャリア信号とサイドバンド信号(光変調信号)の光電力配分に大きく左右される。同様に、光自己ヘテロダイン検波により生成される無線信号の信号電力も、光信号の光電力配分に依存しており、従来の2トーン光方式では、後述のように2波の光電力が等しいときに光電変換効率が最大になるのは明らかである。本節では、前節で分類した光送信方法における複数波長光信号への光電力配分と、2段ヘテロダイン検波後に得られる IF 信号の CNR の関係について理論解析する。

まず、それぞれの光送信方法について、受光素子の入力光信号の電界 E_{opt} は(3. 1)～(3. 5)式のように表される。 A, f_c, f_{RF}, f_{IF} はそれぞれ光信号の電界振幅、光周波数、無線周波数、中間周波数を表し、 α は光キャリア信号の光変調信号に対する電界振幅比を表す係数である。また、それぞれの数式で、図3. 4に示すそれぞれの光送信方法における最も低周波の光信号の周波数を f_c とした。尚、本解析では信号の電界振幅と電力に注目するため、送信データによる変調成分や光信号の周波数揺らぎおよび位相雑音成分は無視しており、また、全ての光送信方法において、光ファイバ伝送損失は等しいとしている。

$$\begin{aligned} E_{opt(1)}(t) &= \alpha A_{(1)} \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + A_{(1)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF})t) \end{aligned} \quad (3. 1)$$

$$\begin{aligned} E_{opt(2-1)}(t) &= \alpha A_{(2-1)} \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + A_{(2-1)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF})t) \\ &\quad + A_{(2-1)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF} + f_{IF})t) \end{aligned} \quad (3. 2)$$

$$\begin{aligned} E_{opt(2-2)}(t) &= \alpha A_{(2-2)} \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + A_{(2-2)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF})t) \\ &\quad + A_{(2-2)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF} + f_{IF})t) \\ &\quad + \alpha A_{(2-2)} \cos(2\pi(f_c + 2f_{RF} + f_{IF})t) \end{aligned} \quad (3. 3)$$

$$\begin{aligned} E_{opt(3-1)}(t) &= \alpha A_{(3-1)} \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + A_{(3-1)} \cos(2\pi(f_c + f_{IF})t) \\ &\quad + A_{(3-1)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF})t) \\ &\quad + \alpha A_{(3-1)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF} + f_{IF})t) \end{aligned} \quad (3. 4)$$

$$\begin{aligned}
E_{opt(3-2)}(t) = & \alpha A_{(3-2)} \cos(2\pi f_c t) \\
& + A_{(3-2)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF} - f_{IF})t) \\
& + \alpha A_{(3-2)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF})t) \\
& + A_{(3-2)} \cos(2\pi(f_c + f_{RF} + f_{IF})t)
\end{aligned}
\tag{3.5}$$

受光素子の光電変換効率を S_{PD} で表すと、受信端末で受信されるミリ波信号の電界 E_{RF} は、

$$E_{RF}(t) = \Gamma \cdot S_{PD} \{E_{opt}(t)\}^2 + n(t) \tag{3.6}$$

で表される。ここで、 $n(t)$ は受信端末の雑音を表し、 Γ^2 はフリスの伝達公式((2.1)式)[14]で与えられる送信信号電力と受信信号電力の比であり、 G 、 λ_{RF} 、 L_{RF} をそれぞれ送受信アンテナの総利得、無線信号波長、無線伝送距離とすると、

$$\Gamma^2 = G \cdot \left(\frac{\lambda_{RF}}{4\pi L_{RF}} \right)^2 \tag{3.7}$$

で与えられる。よって、各光送信方法における受信ミリ波信号の電界は以下のように表すことができる。

$$E_{RF(1)}(t) = \Gamma S_{PD} \cdot \alpha A_{(1)}^2 \cos(2\pi f_{RF} t) + n(t) \tag{3.8}$$

$$\begin{aligned}
E_{RF(2-1)}(t) = & \Gamma S_{PD} \{ \alpha A_{(2-1)}^2 \cos(2\pi f_{RF} t) \\
& + \alpha A_{(2-1)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t) \} + n(t)
\end{aligned}
\tag{3.9}$$

$$\begin{aligned}
E_{RF(2-2)}(t) = & \Gamma S_{PD} \{ 2\alpha A_{(2-2)}^2 \cos(2\pi f_{RF} t) \\
& + 2\alpha A_{(2-2)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t) \} + n(t)
\end{aligned}
\tag{3.10}$$

$$\begin{aligned}
E_{RF(3-1)}(t) = & \Gamma S_{PD} \{ A_{(3-1)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} - f_{IF})t) \\
& + 2\alpha A_{(3-1)}^2 \cos(2\pi f_{RF} t) \\
& + \alpha^2 A_{(3-1)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t) \} + n(t)
\end{aligned}
\tag{3. 11}$$

$$\begin{aligned}
E_{RF(3-2)}(t) = & \Gamma S_{PD} \{ \alpha A_{(3-2)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} - f_{IF})t) \\
& + \alpha^2 A_{(3-2)}^2 \cos(2\pi f_{RF} t) \\
& + \alpha A_{(3-2)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t) \} + n(t)
\end{aligned}
\tag{3. 12}$$

これらのミリ波信号を自乗検波することにより得られる IF 信号の CNR を導出する。光送信方法{1}については、受信端末でミリ波帯局部発振器の出力信号を用いて、ミリ波信号を IF 信号にダウンコンバートするが、このダウンコンバート後の IF 信号の CNR は(3. 8)式のミリ波信号の CNR と同じである。(3. 8)式から、比例定数 R を用いて、ミリ波信号電力を(3. 13)式で表す。

$$P_{RF(1)} = R \cdot \Gamma^2 S_{PD}^2 \alpha^2 A_{(1)}^4 \tag{3. 13}$$

従って、雑音 $n(t)$ の電力スペクトル密度を n_0 、信号帯域幅を B とすると、光送信方法{1}における信号対雑音比 $CNR_{(1)}$ は(3. 14)式となる。

$$CNR_{(1)} = \frac{P_{RF(1)}}{N_{RF(1)}} = \alpha^2 \frac{R \Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(1)}^4}{n_0 B} \tag{3. 14}$$

光送信方法{2-1}については、ミリ波信号の自乗検波、すなわち自己ヘテロダイン検波過程が、検波器の変換効率 S_{det} を用いて、(3. 15)式のように表されたとすると、IF 信号の電界 $E_{IF(2-1)}$ は(3. 16)式で表すことができる。

$$E_{IF}(t) = S_{det} \{ E_{RF}(t) \}^2 \tag{3. 15}$$

$$\begin{aligned}
E_{IF(2-1)}(t) = & S_{\text{det}} [\Gamma^2 S_{PD}^2 \alpha^2 A_{(2-1)}^4 \cos(2\pi f_{IF} t) \\
& + \Gamma S_{PD} \{2\alpha A_{(2-1)}^2 \cos(2\pi f_{RF} t) \cdot n(t) \\
& + 2\alpha A_{(2-1)}^2 \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t) \cdot n(t)\} + \{n(t)\}^2]
\end{aligned}
\tag{3.16}$$

(3.16)式において、第1項はミリ波信号同士のビートとして得られる IF 信号成分であり、第2項、第3項はミリ波信号と雑音とのビートで得られる雑音成分、第4項は雑音同士のビートによる雑音成分である。

よって、IF 信号電力 $P_{IF(2-1)}$ は、(3.17)式で表される。

$$P_{IF(2-1)} = R \cdot S_{\text{det}}^2 \Gamma^4 S_{PD}^4 \alpha^4 A_{(2-1)}^8 \tag{3.17}$$

一方、IF 帯における雑音成分電力については、受信端末においてミリ波帯自乗検波器の前段で用いるミリ波帯フィルタの通過帯域幅が IF 周波数に比べて十分に大きく、さらに雑音成分のうち、ミリ波信号と雑音のビート成分の電力に比べて、雑音同士のビート成分の電力が十分に小さく、無視できるものとする、(3.18)式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
N_{IF(2-1)} &= 2 \int^B (S_{\text{det}}^2 \Gamma^2 S_{PD}^2 \alpha^2 A_{(2-1)}^4 \cdot n_0 + S_{\text{det}}^2 \Gamma^2 S_{PD}^2 \alpha^2 A_{(2-1)}^4 \cdot n_0) df \\
&= 4 S_{\text{det}}^2 \Gamma^2 S_{PD}^2 \alpha^2 A_{(2-1)}^4 n_0 B
\end{aligned}
\tag{3.18}$$

よって、光送信方法[2-1]における IF 信号の $CNR_{(2-1)}$ は(3.19)式のように表すことができる。

$$CNR_{(2-1)} = \frac{P_{IF(2-1)}}{N_{IF(2-1)}} = \frac{\alpha^2 R \Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(2-1)}^4}{4 n_0 B} \tag{3.19}$$

以下、光送信方法[2-2]、[3-1]、[3-2]に関しても同様に IF 信号の CNR の計算を行うことで、(3.20)～(3.22)式の結果が得られる。

$$CNR_{(2-2)} = \alpha^2 \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(2-2)}^4}{n_0 B} \quad (3.20)$$

$$CNR_{(3-1)} = \frac{2\alpha^2(\alpha^2 + 1)^2}{\alpha^4 + 4\alpha^2 + 1} \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(3-1)}^4}{n_0 B} \quad (3.21)$$

$$CNR_{(3-2)} = \frac{2\alpha^4}{\alpha^2 + 2} \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(3-2)}^4}{n_0 B} \quad (3.22)$$

ところで、1章で述べたように、光ファイバ無線システムでは無線信号を光アナログ伝送するため、光区間の雑音が無視できない場合、すなわち、無線基地局において受光素子で受信する光信号の電力が小さく、受光素子の出力において十分な CNR が得られない場合には、受光素子の出力における雑音が IF 信号の CNR に与える影響も考慮した解析が必要である。しかし、光送信器においてエルビウム添加ファイバ増幅器 (Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA) 等の高出力の光アンプを用いることで、光信号を 10mW(+10dBm) 以上といった高い電力で光ファイバに送出して、十分高い光 CNR の受信光を得ることができる。従って、受光素子の出力において十分に大きな CNR を得ることができ、無線区間への影響を非常に小さくすることができる。EDFA 等の光アンプは、ポンプ光源や希土類添加ファイバなど複数の光部品を必要とするため構成が複雑で、高価なものであるが、図3. 1に示すように、放送型アクセスネットワークでは、1つの光送信器を複数の無線基地局で共用できる。よって、光送信器の出力において光アンプを用い、更に光アンプの出力光をパワースプリッタで分岐し、複数の無線基地局に分配することができるため、実用上も経済性の面での問題が小さいと考えられる。このような考察から、本章の理論解析は受信光電力が十分に大きく、光区間の雑音の影響が無視できるほど小さいと仮定する。

3. 3. 2. 2 給電する無線基地局の場合(送信ミリ波電力一定)

無線基地局が給電設備を持ち、十分な電力を利用できる場合には、いずれの光送信方法においても、無線エリア拡大と通信品質の向上を目的として、受光素子の出力として得られるミリ波信号を、電波法規制による上限値($\leq 10\text{mW}$ [11])付近の電力まで増幅して送信することが想定される。そこで、前節で得られた CNR を用いて、方式間で同じ送信ミリ波電力、すなわち同じ受信ミリ波信号電力(P_{RF})が得られると仮定して、IF 信号の CNR を比較する。

まず、光送信方法[1]については、

$$\alpha^2 R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(1)}^4 = P_{RF} \quad (3.23)$$

であるから、(3. 14)式に代入して、

$$CNR_{(1)} = \frac{P_{RF}}{n_0 B} \quad (3. 24)$$

が得られる。

他の光送信方法についても同様に

$$2\alpha^2 R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(2-1)}^4 = P_{RF} \quad (3. 25)$$

$$8\alpha^2 R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(2-2)}^4 = P_{RF} \quad (3. 26)$$

$$(\alpha^4 + 4\alpha^2 + 1)R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(3-1)}^4 = P_{RF} \quad (3. 27)$$

$$\alpha^2(\alpha^2 + 2)R\Gamma^2 S_{PD}^2 A_{(3-2)}^4 = P_{RF} \quad (3. 28)$$

であるから、これらを(3. 19)式～(3. 22)式に代入することで、

$$CNR_{(2-1)} = \frac{1}{8} \frac{P_{RF}}{n_0 B} = \frac{1}{8} CNR_{(1)} \quad (3. 29)$$

$$CNR_{(2-2)} = \frac{1}{8} \frac{P_{RF}}{n_0 B} = \frac{1}{8} CNR_{(1)} \quad (3. 30)$$

$$CNR_{(3-1)} = 2 \left(\frac{\alpha(\alpha^2 + 1)}{\alpha^4 + 4\alpha^2 + 1} \right)^2 \frac{P_{RF}}{n_0 B} = 2 \left(\frac{\alpha(\alpha^2 + 1)}{\alpha^4 + 4\alpha^2 + 1} \right)^2 CNR_{(1)} \quad (3. 31)$$

$$CNR_{(3-2)} = 2 \left(\frac{\alpha}{\alpha^2 + 2} \right)^2 \frac{P_{RF}}{n_0 B} = 2 \left(\frac{\alpha}{\alpha^2 + 2} \right)^2 CNR_{(1)} \quad (3. 32)$$

が得られる。

これらを比較するために図3. 5に数値計算例を示す。同図では、光送信方法{1}の CNR を基準(0dB)にして示している。同図から、2波ミリ波を生成する方式{2-1、2-2}はともに、受信端末においてミリ波帯局部発振器を用いる従来方式{1}と比較して、光電力配分の値 α に関わらず約 9dB の劣化が見られるが、3波ミリ波を生成する方式{3-1、3-2}では、それぞれ $\alpha = 1$ 、 $\sqrt{2}$ として送信光信号の光電力配分を最適化することで CNR を最大化でき、そのときの劣化量はそれぞれ約 6.5dB、約 6dB に留まることが分かる。これらの結果から、2段ヘテロダイン検波方式を給電する無線基地局に適用する場合、2波のミリ波信号を生成する方式{2-1、2-2}に比べて、3波のミリ波信号を生成する方式{3-1、3-2}の方が、受信端末で得られる IF 信号の CNR が大きく、受信感度に優れていると言える。

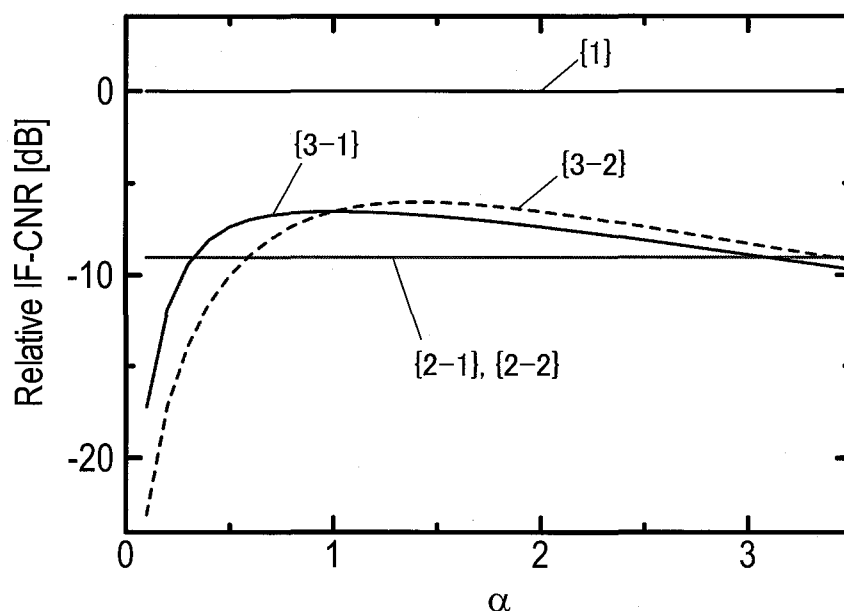


図3. 5 IF 信号の CNR (給電無線基地局の場合)

3. 3. 2. 3 無給電無線基地局の場合(受信光電力一定)

実際のシステム運用を考えると、3. 3. 2. 2において想定したような、屋外の設備である無線基地局に電力を供給(給電)する環境を整えるには、物品および工事両面での経済的負担が大きい。実際にこのような観点から、1章で述べたように、実用化されている FTTH (Fiber-to-the-Home) システムでは主に、SS (Single Star) や PON (Passive Optical Network) といった屋外の光伝送路内に給電設備を持たないシステム構成が採用されている。光ファイバ無線システムにおいても同様に、給電を要しない無線基地局が理想的である。特に下り伝送の場合、前述のように EDFA などの高出力光アンプを用いることで、かなり高い電力の光信号を送出でき、また、バイアスを印加しない(無バイアス)状態でも十分な広帯域性および変換効率を実現できる UTC-PD[2]も開発されていることから、無線通信エリアを狭い領域に限定したアプリケーションであれば十分実用的なミリ波信号電力が得られると考えられる。本項では、このような無線基地局が給電設備を持たない場合、すなわち無

給電無線基地局の場合について3. 3. 1で分類した4つの光送信方法の比較を行う。

無給電無線基地局の場合には、受信した光信号を無バイアス動作の受光素子で光自己ヘテロダイン検波し、得られたミリ波信号をそのままアンテナから送出することになる。この場合、十分なミリ波信号電力を得るため、センタ局からなるだけ大きな電力の光信号を送信する必要があるが、送信できる光信号電力の上限は安全基準で定められているため(1550nm では、+21.3dBm[15])、無線基地局において受信する光信号電力の上限値はいずれの光送信方法でも同一である。よって、3. 3. 2. 1項の解析で得られた CNR を、受信光信号電力一定(P_{opt})の条件下で比較することで、各光送信方法を無給電無線基地局に適用した場合の IF 信号の CNR を比較できる。

光送信方法(1)における受信光信号の電力は、(3.1)式から、

$$(\alpha^2 + 1)RA_{(1)}^2 = P_{opt} \quad (3.33)$$

であるから、(3.14)式に代入して、

$$CNR_{(1)} = \left(\frac{\alpha}{\alpha^2 + 1} \right)^2 \frac{\Gamma^2 S_{PD}^2 P_{opt}^2}{Rn_0 B} \quad (3.34)$$

が得られる。

他の光送信方法についても同様に、

$$(\alpha^2 + 2)RA_{(2-1)}^2 = P_{opt} \quad (3.35)$$

$$2(\alpha^2 + 1)RA_{(2-2)}^2 = P_{opt} \quad (3.36)$$

$$2(\alpha^2 + 1)RA_{(3-1)}^2 = P_{opt} \quad (3.37)$$

$$2(\alpha^2 + 1)RA_{(3-2)}^2 = P_{opt} \quad (3.38)$$

であるから、これらを(3.19)式～(3.22)式に代入することで、次の式が得られる。

$$CNR_{(2-1)} = \frac{\alpha^2}{4} \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2}{n_0 B} \left(\frac{P_{opt}}{(\alpha^2 + 2)R} \right)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{\alpha}{\alpha^2 + 2} \right)^2 \frac{\Gamma^2 S_{PD}^2 P_{opt}^2}{Rn_0 B} \quad (3.39)$$

$$CNR_{(2-2)} = \alpha^2 \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2}{n_0 B} \left(\frac{P_{opt}}{2(\alpha^2 + 1)R} \right)^2 = \frac{1}{4} \left(\frac{\alpha}{\alpha^2 + 1} \right)^2 \frac{\Gamma^2 S_{PD}^2 P_{opt}^2}{R n_0 B} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} CNR_{(3-1)} &= \frac{2\alpha^2(\alpha^2 + 1)^2}{\alpha^4 + 4\alpha^2 + 1} \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2}{n_0 B} \left(\frac{P_{opt}}{2(\alpha^2 + 1)R} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{\alpha^2}{\alpha^4 + 4\alpha^2 + 1} \frac{\Gamma^2 S_{PD}^2 P_{opt}^2}{R n_0 B} \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} CNR_{(3-2)} &= \frac{2\alpha^4}{\alpha^2 + 2} \frac{R\Gamma^2 S_{PD}^2}{n_0 B} \left(\frac{P_{opt}}{2(\alpha^2 + 1)R} \right)^2 \\ &= \frac{\alpha^4}{2(\alpha^2 + 2)(\alpha^2 + 1)^2} \frac{\Gamma^2 S_{PD}^2 P_{opt}^2}{R n_0 B} \end{aligned} \quad (3.42)$$

図3. 6は、これらと比較して示したものである。ここでは、光送信方法[1]の $\alpha = 1$ における最大の CNR を基準(0dB)にしている。

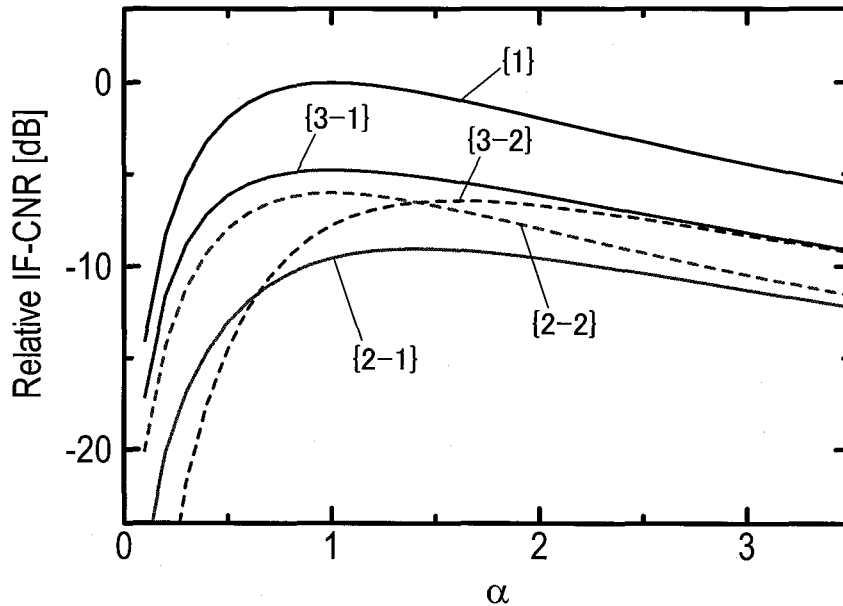


図3. 6 IF 信号の CNR(無給電無線基地局の場合)

無線電基地局に適用する場合には、光送信方法[3-1]において、 $\alpha = 1$ として光電力配分を最適化したときに、最も CNR 特性が優れており、受信端末においてミリ波帯局部発振器を用いる従来方式の最適値と比べて 4.8dB 程度の劣化に抑えられることが分かる。次いで、光送信方法[2-2]と[3-2]がほぼ同等の特性を持っており、光送信方法[2-1]が最も特性が劣る。

3.3.3 波長分散耐力

無線基地局における光自己ヘテロダイン検波では、波長間隔がミリ波信号周波数に等しい光信号同士のビートを抽出することで、ミリ波信号を生成する。ここで、光自己ヘテロダイン検波の際に、複数のビートから同一周波数のミリ波信号が生成されて合成される場合には、光ファイバの波長分散に起因する群遅延により各々のビートの包絡線の間に位相差が生じるため、生成されるミリ波信号の電力が光ファイバ伝送距離に応じて変動する、いわゆるフェージングが生じ[6]、受信端末で生成される IF 信号電力も影響を受けることが懸念される。例えば、10GHz 以下の無線信号の光ファイバ無線システムで用いられる SCM 方式を用いて、1550nm 帯で 60GHz ミリ波をシングルモードファイバ (Single Mode Fiber, SMF) 伝送する場合、2章で計算したように、1km 程度で無線信号が消失してしまう。このような波長分散によるフェージングについて評価するため、それぞれの光送信方法により光ファイバ伝送させた後、2段ヘテロダイン検波して得られる IF 信号電力について解析する。尚、光送信方法[2-1]は、上述のような複数のビートの包絡線の重畳が生じず、原理的に波長分散の影響は無いため、本節の解析では扱わない。また、3波のミリ波信号を生成する方式においては、受信端末で自己ヘテロダイン検波により IF 信号を生成する際に2つのビートの包絡線が重畳するため、空間伝搬中のマルチパス等の影響による周波数選択性フェージングの特性や、受信端末で用いるミリ波部品の位相特性によっては、無線伝送区間の影響による IF 信号電力のフェージングが生じる可能性がある。しかし、ミリ波帯のような高周波電波は指向性が非常に高く、減衰も大きいため、マルチパスの影響は顕著ではなく、また、設定する IF 周波数が高々 1~2GHz であり、キャリア周波数 (60GHz) に対する信号帯域幅の比帯域も小さいため、位相特性の優れたミリ波部品を用いることで、2つのビート間の位相ずれを無視できる程度に抑えられると期待できる。よって、本論文では、無線伝送区間の影響による IF 信号電力のフェージングは無いものとして解析を行う。

{2-2}、{3-1}、{3-2}の光送信方法において、(2. 5)式で用いた光ファイバ分散モデルを同様に用いて解析した、2段ヘテロダイン検波後の IF 信号電力 P_{IF} は(3. 43)~(3. 45)式で表すことができる。ここで、 λ_{opt} は光信号波長、 L_{opt} は光ファイバ伝送距離、 D は分散を表すものとする。

$$P_{IF(2-2)} \propto \left[1 + \cos \left\{ \frac{2\pi\lambda_{opt}^2 f_{RF} (f_{RF} + f_{IF}) D}{c} L_{opt} \right\} \right]^2 \quad (3. 43)$$

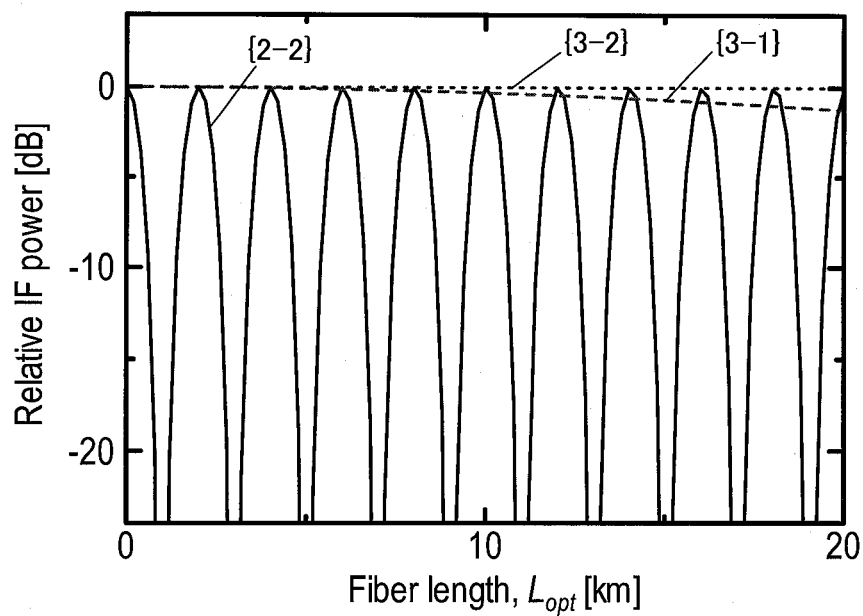
$$P_{IF(3-1)} \propto 1 + \cos \left(\frac{2\pi\lambda_{opt}^2 f_{RF} f_{IF} D}{c} L_{opt} \right) \quad (3. 44)$$

$$P_{IF(3-2)} \propto 1 + \cos\left(\frac{2\pi\lambda_{opt}^2 f_{IF}^2 D}{c} L_{opt}\right)$$

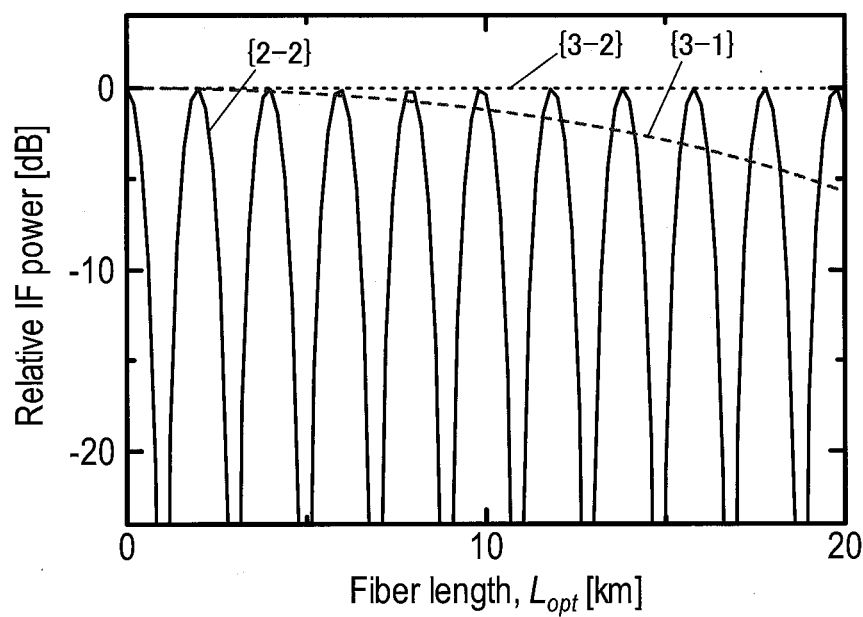
(3. 45)

(3. 43)式～(3. 45)式から、これらの光送信方法では、IF 信号電力がファイバ伝送距離に応じて変動することが分かる。[3-2]については、ミリ波信号生成時には波長分散の影響を受けないが、電気自己ヘテロダイン検波により IF 信号を生成する際に、2組のミリ波信号のビートの包絡線が重畳されるため、IF 周波数信号を SCM 方式で伝送した場合と同じ特性のフェージングが生じる。

実際のアクセスネットワークにおける影響を調べるため、(3. 43)式～(3. 45)式において、 $\lambda_{opt} = 1550\text{nm}$ 、 $f_{RF} = 60\text{ GHz}$ 、 $f_{IF} = 1.0\text{ GHz}$ 、 2.0 GHz 、 $D = 17\text{ps/nm/km}$ とした場合の、IF 信号電力 P_{IF} と光ファイバ伝送距離 L_{opt} との関係を図3. 7に示す。純粹に波長分散の影響のみを比較するため、いずれの送信方法においても光ファイバ伝送距離 0km での IF 信号電力を基準(0dB)にしている。光送信方法[2-2]については、通常の SCM 方式と同様に波長分散によるフェージングが大きいため、アクセスネットワークへの適用性に乏しいが、光送信方法[3-1]は、アクセスネットワークで想定する 10km 以内においては、IF 信号電力の劣化量が $f_{IF} = 1.0\text{GHz}$ で 0.3dB 以下、 $f_{IF} = 2.0\text{GHz}$ で 1.2dB 以下に抑えられていることから、影響が小さいことが分かる。また、光送信方法[3-2]では、アクセスネットワークにおける影響はほとんど見られない。



(a) $f_{IF} = 1.0\text{GHz}$ の場合



(a) $f_{IF} = 2.0\text{GHz}$ の場合

図3.7 光ファイバ伝送距離とIF信号の電力劣化量の関係

3.4 光送信器構成の提案と伝送実験

3.4.1 4波光送信系

前節の解析により、光送信方法[3-1]が、給電基地局/無給電基地局に適用した場合の両方においてIF信号のCNRに優れ、アクセスネットワークにおける波長分散耐力も有することが明らかとなった。しかし、具体的な光送信器構成および伝送特性の評価結果については、光送信方法[2-1]や[3-2]についてはこれまでも報告例が見られる[4, 13]が、光送信方法[3-1]については、これまでに報告が無い。本節では、この[3-1]の光送信方法を実現する具体的な光送信系の構成を提案し、伝送実験により有用性を実証する。

60GHz帯ミリ波は、周波数安定性が電波法で規制[11]されており(周波数許容偏差 $\leq \pm 500\text{ppm}$ 、 $f_{RF}=60\text{GHz}$ のとき $\pm 30\text{MHz}$)、また、IF信号の周波数が不安定な場合には復調特性の劣化が生じるため、光送信系の構成にあたっては、ミリ波およびIF信号の周波数安定性を考慮する必要がある。光送信系において複数の光源を用いて、光自己ヘテロダイン検波によりミリ波信号を発生すると、それぞれの光源の出力光信号の中心周波数揺らぎと位相雑音が、ミリ波信号およびIF信号に残留してしまうため、光源に狭線幅レーザを用いて、かつAFC(Automatic Frequency Control)やPLL(Phase Locked Loop)により各々のレーザの中心周波数と位相を精密に制御して、ミリ波およびIF信号の周波数を安定化する必要があり、多大な技術的困難が伴う。

そこで、このような課題を解決できる具体的な光送信器構成を提案し、図3.8に示す。同構成で、中心周波数の差周波数が所望のIF周波数(f_{IF})に等しく、和周波数が所望の無線周波数(f_{RF})に等しい30GHz帯の2値PSK(BPSK)信号(f_1)、キャリア信号(f_2)を生成し、これらを合波して得られた信号により、レーザの出力光信号を搬送波抑圧両側波帯(Double Side Band - Suppressed Carrier, DSB-SC)変調[16]することで4波光信号を得る。無線基地局においては、この4波光信号を1つの受光素子で一括して光自己ヘテロダイン検波することで3波の60GHz帯ミリ波信号を生成する。さらに受信端末においては、この3波ミリ波信号を電気自己ヘテロダイン検波した後、不要な信号成分($2f_{IF}$)を除去することで、IF帯のBPSK信号が得られる。

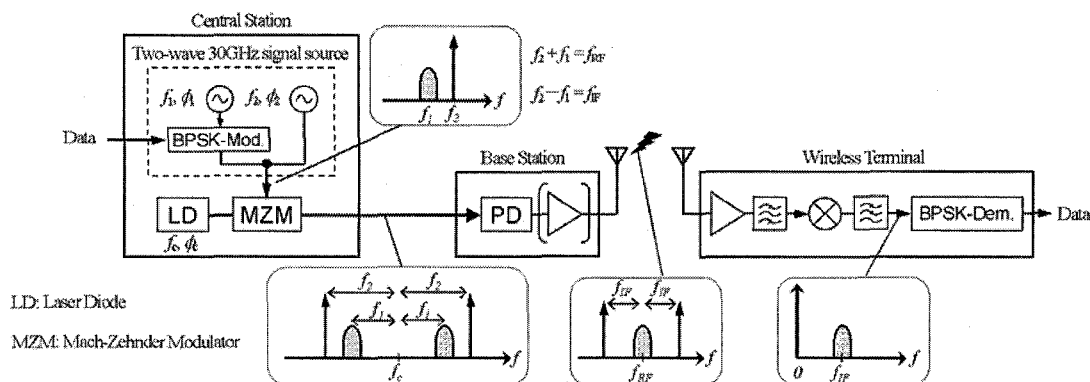


図3.8 提案する4波光送信系を用いたシステム構成

この光送信系により、IF 信号の CNR が最大になるよう、4波の光信号を全て等しい電力 ($\alpha = 1$) で伝送するとき、光信号、ミリ波信号、IF 信号の電界 E_{opt} 、 E_{RF} 、 E_{IF} は (3. 46) ~ (3. 48) 式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
E_{opt}(t) \propto & \cos(2\pi(f_c - f_2)t + \phi_c - \phi_2) \\
& + \cos(2\pi(f_c - f_1)t - \pi a_i + \phi_c - \phi_1) \\
& + \cos(2\pi(f_c + f_1)t + \pi a_i + \phi_c + \phi_1) \\
& + \cos(2\pi(f_c + f_2)t + \phi_c + \phi_2)
\end{aligned} \tag{3. 46}$$

$$\begin{aligned}
E_{RF}(t) \propto & \cos(2\pi(f_{RF} - f_{IF})t + 2\phi_1) \\
& + 2\cos(2\pi f_{RF}t + \pi a_i + \phi_1 + \phi_2) \\
& + \cos(2\pi(f_{RF} + f_{IF})t + 2\phi_2)
\end{aligned} \tag{3. 47}$$

$$E_{IF}(t) \propto \cos(2\pi f_{IF}t + \pi a_i + \phi_2 - \phi_1) \tag{3. 48}$$

ここで、 f_c はレーザの出力光信号の中心周波数、 ϕ_c 、 ϕ_1 、 ϕ_2 はそれぞれレーザの出力光信号および2波の 30GHz 帯信号の位相雑音成分、 a_i は2値のデジタル信号 (= 0, 1) を表すものとする。

これらの式から、この光送信系では、単一の光源の出力光信号を光変調することで4波光信号を生成しており、光自己ヘテロダイン検波時に元の光信号の中心周波数揺らぎと位相雑音が相殺されるため、光送信器において上記の2つの 30GHz 帯信号 (f_1 、 f_2) を生成する際に周波数安定度の高い信号源を用いることで、非常に安定したミリ波信号を得られることが分かる。一方で、図3. 4に示したように2つのレーザ光源を用いた場合には、光自己ヘテロダイン検波して得られるミリ波信号に、これらの光源の周波数揺らぎならびに位相雑音が残留するため、電波法規制を満たす周波数安定性を得るために、2つの光源の周波数差が $\pm 30\text{MHz}$ 以内に収まるようこれらの光源の出力光の周波数を精密に制御する必要があるが、このような高精度の光周波数安定化は容易ではない。このように、本提案方式は、生成するミリ波信号の周波数安定性の観点で、従来の2つのレーザ光源を用いる方式に比べて優位性がある。

また、電気自己ヘテロダイン検波によって得られる IF 信号の周波数も非常に安定するため、復調時の感度に優れる PSK 同期検波にも適用可能である。さらに、変調方式として BPSK を用いることで、ミリ波帯において、1波の BPSK 信号が2波の搬送波信号に挟まれた3波信号が得られ、IF 信号として BPSK 信号が得られることが分かる。このように本方式は、ミリ波信号として両側波帯にサブキャリアを持つ3波の信号を生成するが、変調方式として BPSK を用いた場合に限り、通常の DSB-AM (Double Side Band-Amplitude Modulation) 信号に比べて占有帯域幅がベースバンド信号帯域分だけ小さく、周波数利用効率の高いサブキャリア伝送ができるという利点も持っている。

3. 4. 2 1.0Gb/s BPSK 信号の2段ヘテロダイン方式の伝送実験

図3. 9に実験系を示す。2つの 30GHz 帯信号の周波数については、 $f_1=29.875\text{GHz}$ 、 $f_2=31.125\text{GHz}$ ($f_{IF}=1.25\text{GHz}$)とし、ミキサを用いて、29.875GHz のキャリア信号を 1.0Gb/s NRZ 信号 (PRBS (Pseudo Random Bit Sequence) $2^{31}-1$) で AM 過変調することで BPSK 信号を得た。60GHz 帯受光素子としては UTC-PD を用い、無給電基地局を想定して無バイアスで動作させた。UTC-PD の出力信号は 60GHz 帯アンプ (増幅帯域: 59~68GHz) で増幅した後にミリ波ディテクタを用いて電気自己ヘテロダイン検波した。尚、今回の実験では、BPSK 同期検波時に送信側の局部発振器を共用しており、送信側と受信側で独立の発振器を用いる実際のシステムとは異なる構成であるが、(3. 48) 式から分かるように、光送信系において周波数安定度の高い 30GHz 帯信号を用いることで IF 信号の安定性を確保でき、受信端末において IF 帯の PLL 等を用いて容易に同期捕捉できるため、実際のシステムにおいても今回の実験と同等の受信特性が得られると考えられる。

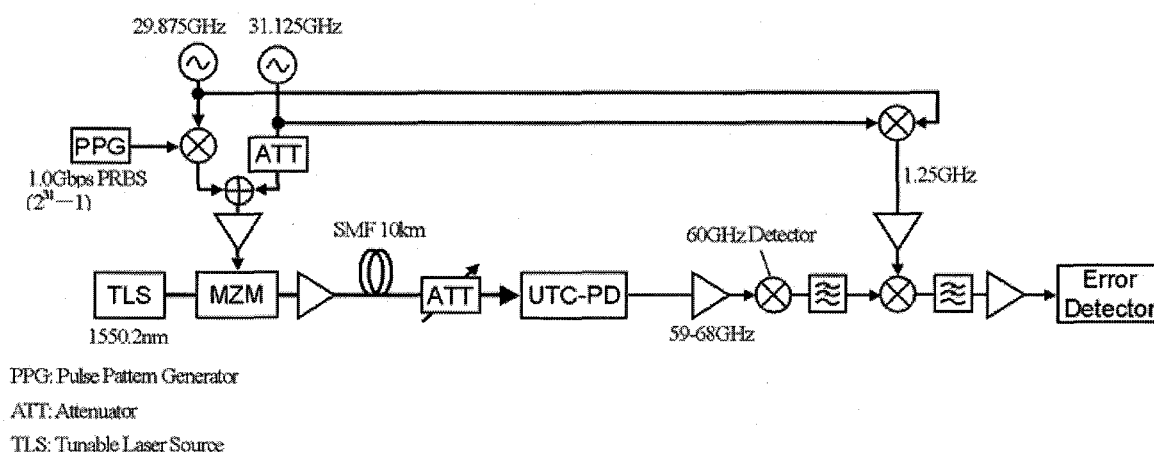


図3. 9 1.0Gb/s BPSK 伝送実験系

図3. 10、図3. 11に、それぞれマッハツェンダ光変調器 (Mach-Zehnder Modulator、MZM) の出力光信号、UTC-PD の出力ミリ波信号のスペクトルを示す。図3. 10から、30GHz 帯信号による光 DSB-SC 変調の1次の側波帯成分として、BPSK 信号を含む4波の光信号が発生していることが分かる。尚、光変調度の不足および MZM の2つの光路間の不整合[17]に起因する0次成分と、MZM の非線形に起因する2次成分が不要な信号として一部残留しているが、これらの信号による影響は見られなかった。また、図3. 11から、60GHz 帯においてスプリアスを発生させることなく、61.0GHz BPSK 信号と 59.75GHz、62.25GHz 搬送波信号の3波信号が得られたことが分かる。図3. 12に受光素子の入力光信号電力と、Back-to-Back、10km SMF 伝送後の BER (Bit Error Rate) の関係を示す。前節の検討結果の通り、アクセスネットワークで想定する光ファイバ伝送距離 10km 程度の範囲であれば、波長分散の影響が小さいことが分かる。さらに、いずれの場合も、受光素子が無バイアスで動作させた場合でも、-11dBm の入力光電力において 10^{-9} 以下の BER が得られている。このことから、送信光の光電力として -1dBm という非常に小さい値でも、10dB 以上の光リンクバジェットを確保できることも明らかになった。

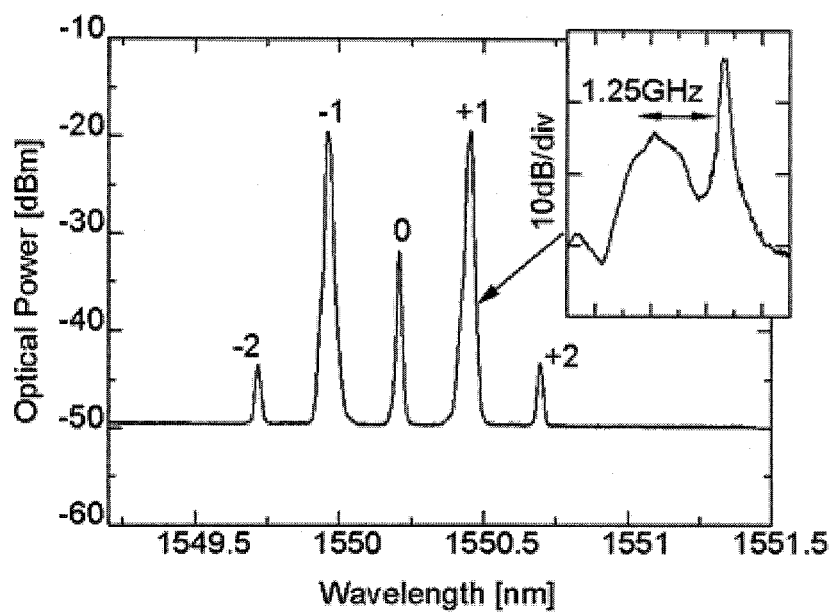


図3. 10 MZM 出力光信号スペクトル

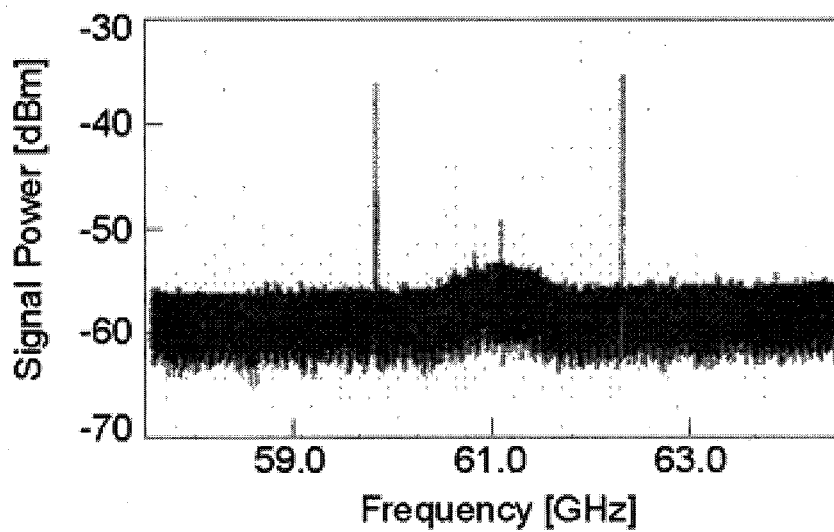


図3. 11 ミリ波信号スペクトル

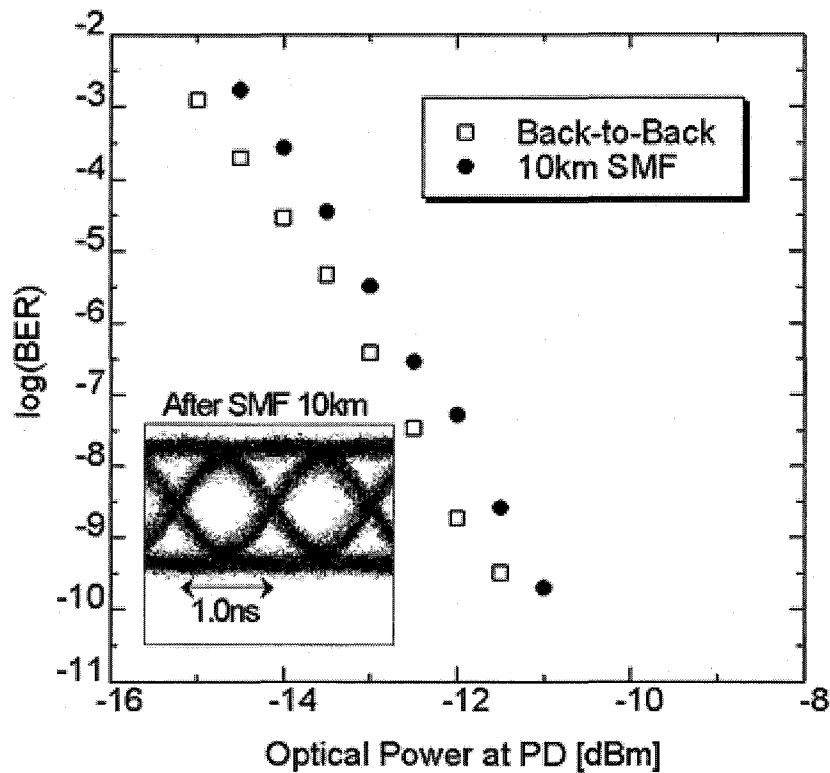


図3. 12 受光素子の入力光電力と BER の関係

3. 5 結言

本章では、放送型アクセスネットワークにおいて用いる下り方向の光ファイバ無線方式として、無線端末のミリ波帯局部発振器と、無線基地局のミリ波帯フィルタを不要化することにより経済的なシステム構成を実現できる、新しい光／電気2段ヘテロダイン方式を提案した。まず、従来方式も含め、送信光信号の波長数と波長配置の観点から体系的に整理し、これらの光送信方法における光電力配分と IF 信号の CNR 特性、波長分散耐力の解析を行った。

CNR 特性に関しては、3波および4波光信号から2波ミリ波を生成する方式(光送信方法{2-1、2-2})と4波光信号から3波ミリ波を生成する方式(光送信方法{3-1、3-2})について、複数光信号への光電力配分と IF 信号の CNR の関係を解析し、光電力配分の最適化手法を見出した。比較結果から、4波光信号から3波ミリ波を生成する方式{3-1}において、4波の光信号に送信光電力を等分配して伝送する方法が、通常の給電設備を有する基地局に適用した場合と、究極の簡易基地局である無給電基地局に適用した場合の両方において優れた特性を持ち、2トーン光信号から1波ミリ波を生成し、受信端末でミリ波帯局部発振器を用いて IF 信号にダウンコンバートする従来方式の最適値と比べて、IF 信号の CNR の劣化がそれぞれ約 6.5dB、約 4.8dB に抑えられることが分かった。また、光ファイバの波長分散に起因する IF 信号電力のフェージングについても、上記

{3-1}の4波光信号を、 $\lambda = 1550\text{nm}$ 、 $f_{RF} = 60\text{GHz}$ 、 $f_{IF} = 1.0\text{GHz}$ 、 2.0GHz としてSMFで10km伝送した際のIF信号電力の劣化量が、それぞれ約0.3dB、約1.2dBであることを示し、アクセスネットワークにおいては波長分散の影響が小さいことを明らかにした。

以上の解析結果を基に、4波光-3波ミリ波方式を実現する新しい構成として、単一の光源の出力から4波光信号を生成し、光自己ヘテロダイン検波することで、1波のBPSK変調信号が2波のキャリア信号に挟み込まれた3波ミリ波信号を生成する光送信系を提案した。この方法によれば、生成されるミリ波およびIF信号の周波数はレーザ光源の周波数揺らぎと位相雑音に不感応であるため安定度が高く、かつ、ミリ波帯の占有帯域幅を通常のDSB-AM信号と比較してベースバンド信号帯域分だけ小さくすることができる。この光送信系を用いて1.0Gb/s BPSK信号伝送実験を行い、Back-to-Back、10kmSMF伝送後ともに、受光素子の入力時に-11dBmの入力光電力において 10^{-9} 以下のBERが得られ、アクセスネットワークで想定する光ファイバ伝送距離10km以内において良好な受信特性が得られることを示した。また、このことから、送信時に光電力を-1dBmという比較的小さな値に設定することで、10dB以上の光リンクバジェットを確保できることが示された。

参考文献

- [1] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, “60GHz光ファイバ無線ダウンリンクにおける光/電気2段ヘテロダイン方式,” 電子情報通信学会論文誌B, Vol.J89-B, No.2, pp.223-233, Feb. 2006.
- [2] H. Ito, T. Nagatsuma and T. Ishibashi, “Recent development on uni-traveling-carrier photodiodes and their applications,” *IEEE Lasers and Electro-Optics Society (LEOS) 2001*, vol.1, pp.12-13, Nov. 2001.
- [3] 福島 誠治, 深野 秀樹, 吉野 薫, 松岡 裕, 三田地 成幸, 高畑 清人, “5.8GHz帯ファイバ無線用無給電無線アクセスポイントモジュール,” 電子情報通信学会 高度交通システム(ITS)研究会 信学技報 vol. 99, no. 662, ITS99-114, pp. 43-48, 2000年3月.
- [4] 橋本 義浩, 荏司 洋三, 小川 博世, “光ヘテロダイン法/自己ヘテロダイン法を用いた60GHz帯ファイバ無線システムに関する検討,” 住友大阪セメント Technical Report 2005, pp.25-30.
- [5] M. Maeda, T. Nakatogawa and K. Oyamada, “Optical Fiber Transmission Technologies for Digital Terrestrial Broadcasting Signals,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.25, pp.1853-1860, May 2005.
- [6] U. Gliese, S. Nørskov and T. N. Nielsen, “Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol.44, No.10, pp.1716-1724, Oct. 1996.
- [7] R. Hofstetter, H. Schmuck and R. Heidemann, “Dispersion effects in optical millimeter-wave systems using self-heterodyne method for transport and generation,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol.43, No.9, pp.2263-2269, Sep. 1995.
- [8] T. Kuri, K. Kitayama, A. Stöhr and Y. Ogawa, “Fiber-optic millimeter-wave downlink system using 60 GHz-band external modulation,” *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol.17, No.5, pp.799-806, May. 1999.
- [9] Y. Ozeki, M. Kishi and A. Tsuchiya, “Fiber-optic transmission of 60 GHz DBPSK signal employing the dual-mode PSK modulation (DMPM) method,” *Int. Topical Meeting on Microwave Photonics 2001 Technical Digest*, pp.65-68, Jan. 2002..
- [10] M. Ogusu, K. Kishi, Y. Mizuguchi and T. Ohira, “Carrier generation and data transmission on millimeter-wave bands using two-mode locked Fabry-Perot slave lasers,” *IEEE Trans. Microwave Theory*

Techn., vol.51, No.2, pp.382-391, Feb. 2003.

[11] 60GHz 帯無線設備委員会報告 諮問第 107 号, “60GHz 帯の周波数の電波を使用する無線設備の技術的条件”.

[12] T. Taniguchi and N. Sakurai, “An Optical/Electrical Two-Step Heterodyne Technique for Wideband 60GHz Radio-On-Fiber Access,” *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2004*, FE1, Feb. 2004.

[13] 荘司 洋三, 小川 博世, “ミリ波自己ヘテロダイン伝送方式とアナログ光ファイバリンクの融合システムに関する一検討,” 2002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-14-16, 2002年9月.

[14] 野本 真一, ワイヤレス基礎理論, p155, 社団法人 電子情報通信学会, 2003 年.

[15] JIS C 6803:2006, レーザ製品の安全—光ファイバ通信システムの安全(IEC 60825-2:2004, Safety of laser products – Part 2: Safety of optical fibre communication systems (OFCS)).

[16] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann and R. Hofstetter, “Optical Generation of Very Narrow Linewidth Millimetre Wave Signals,” *Electron. Lett.*, Vol. 28, No. 25, pp.2309-2311, Dec. 1992.

[17] T. Kawanishi, T. Sakamoto, M. Tsuchiya and M. Izutsu, “High Extinction Ratio Optical Modulator Using Active Intensity Trimmers,” *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2005*, Th.1.6.6, Sep. 2005.

第4章 通信型アクセスネットワークにおける 上り伝送方式

4.1 序言 [1, 2]

広帯域な 60GHz 帯ミリ波を用いた光ファイバ無線伝送方式は、基地局の構成を簡易にできるため、経済的な Gb/s 級の無線アクセス実現に有効な技術であり、前章でも述べたように下り伝送方式について様々な提案方式が報告されている[3-9]。通信型アクセスネットワークを実現するためには、上り伝送を含めた双方向伝送が必要になるが、下り伝送と同様に、システム構成の簡素化と波長分散耐力[10]が課題であるとともに、十分な光リンクバジェットを確保することも重要な課題である。

光ファイバ無線システムはアナログ伝送システムであるため、光伝送区間において付加される雑音を信号伝送中に除去することができず、この影響により無線伝送区間において伝送ペナルティが生じる。このペナルティをなるべく抑制して、通常の無線システムと同等の品質の伝送を実現するためには、1. 2. 4項で述べたように、光伝送区間において十分なリンクバジェットを確保しておく必要がある。下りリンクにおいては、光伝送区間の損失、すなわちファイバ伝送損失は、センタ局から無線基地局への片方向だけで生じ、また、搬送波抑圧型変調(Double Side Band-Suppressed Carrier, DSB-SC)[11]等を用いることで、非常に高い光変調度で無線信号を送信できるため、十分なリンクバジェットを確保することは、それほど困難ではない。

一方で、上りリンクにおいては、無線基地局にレーザ光源を設置した場合には、温度変動時でも安定して動作させるための制御回路等が必要になり、構成が複雑化することから、センタ局からキャリア光を供給するループバック伝送を想定した報告が多い[12 など]。この場合、センタ局と無線基地局間の双方向の光ファイバ伝送が必要であり、大きな伝送損失が生じる。さらに、無線基地局においては、上記の DSB-SC のような複雑な光変調方式より、電界吸収型(Electro Absorption, EA)変調器等を用いた単純な強度変調の方が実用性が高いが、それほど高い光変調度が期待できないという問題が残る。このように、上りリンクにおいては、十分なリンクバジェットを確保することは、重要な課題である。

この課題を解決する方法の1つとして、光伝送区間において EDFA(Erbium-Doped Fiber Amplifier)等の光アンプを用いて、光信号電力を補償することが考えられるが、各無線基地局及び光受信器に光アンプを設置すると、構成が複雑かつ高価になり、また、消費電力も増大してしまうため、実際のシステム運用の観点からは望ましくない。これに対し、既に、光受信感度に優れるコヒーレント検波技術の1つである光ヘテロダイン検波[13]を用いる方式が報告されている[14-16]。しかし、偏波無依存化を含めて経済化手法を示した報告はいまだ無く、また、前述のように無線基地局および光受信器に光アンプを用いない場合の光リンクバジェット、および、光アンプを用いた場合と比較したシステム経済化効果についての考察は十分になされていない。

本章では、簡素なシステム構成で、十分な光リンクバジェットを有し、さらに波長分散耐力を有する 60GHz 帯光ファイバ無線アクセスの上りリンクを実現するため、ループバック型光ヘテロダイン方式を提案する[1, 2]。本方式においては、高感度光受信法として知られる光ヘテロダイン検波により、光リンクバジェットを拡大することができ、また、無線基地局において発生する光 DSB(Double Side Band)信号のうち、いずれかのサイドバンド(Single Side Band, SSB)信号だけを光ヘテロダイン検波することで、光領域でミリ波信号を IF 帯にダウンコンバ

ージョンするため、上述の波長分散の影響をほとんど受けない。さらに、本提案では、光ヘテロダイン検波に必要な全ての要素、すなわち、ローカル光／キャリア光の光源、これらの光源の周波数安定化回路、さらに偏波ダイバーシティ受信回路を送信側の光キャリア発生部に集約し、各光受信器は、単一の間周波数帯 (Intermediate Frequency, IF) 帯の受光素子と復調回路だけで構成することができる。これにより、システム全体の構成の簡素化を実現する。

以下、本提案方式のシステム構成と原理について説明した後、アクセスネットワークを模擬した 10km の SMF (Single Mode Fiber) の 1.0Gb/s 伝送実験を行ない、本方式の有用性を示す。また、得られた結果から、無線基地局において、光源および光アンプを用いない構成で、どの程度の光リンクバジェットが得られるか考察する。さらに、センタ局からキャリア光を供給するループバック伝送を実際のシステムで運用する際に課題となる、光伝送路中の反射光の影響についても解析、実験の両面で検証する。

4.2 ループバック型光ヘテロダイン方式

4.2.1 システム構成と原理

光ヘテロダイン検波は高感度特性を有するコヒーレント受信方式の1つとして知られており、受信側でこの技術を用いることで、直接検波方式と比べて 15～20dB 程度の感度改善が得られる。これにより、最小受信感度を引き下げ、リンクバジェットを拡大することが可能である。ミリ波帯光ファイバ無線アクセスシステムにおいても、光受信器に適用することで、双方向のファイバ伝送損失と 60GHz 帯光変調器の不十分な変調効率を補填し、光アンプを用いることなく、十分な上り光リンクバジェットを確保できることが期待される。

光ヘテロダイン検波を適用する場合、従来の方法によると、各光受信器において下記の3つの機能が必要になる。

- (1) 高い周波数安定性を有するローカル光／キャリア光用の光源
- (2) IF 帯信号の周波数を安定化する周波数安定化機能 (Automatic Frequency Control, AFC)
- (3) 上り光信号の偏波変動に依存することなく一定の受信品質を維持するための偏波無依存化機能
(偏波追尾機能、ダイバーシティ受信回路など)

しかしながら、通信型アクセスネットワークにおいては、光受信器は無線基地局と1:1で接続されるため、無線基地局の数に応じて上記の構成が必要になり、システムが非常に複雑になる。2章でも述べたように、これまでに提案された方式の中で、文献[15, 16]で報告されている方式では、コヒーレント SCM 方式において用いられていた位相雑音キャンセル技術[17]を適用することで、光源の位相雑音と周波数ドリフトを相殺する機能を有するため、上記のうち(1)高い周波数安定性を有する光源、および(2)周波数安定化回路は不要である。しかしながら、(3)の偏波無依存化を含めて経済化手法を提案した報告は見られず、偏波追尾機能や偏波ダイバーシティ受信を必要とする。

このような課題を克服する方式として、本論文で提案するループバック型光ヘテロダイン方式のコンセプトを図4. 1に示す。本方式においては、センタ局に1つの共用型光キャリア発生部が設置され、収容する全ての無線基地局と光受信器に、上りキャリア光とローカル光をそれぞれ供給する。光ヘテロダイン検波に必要な機能

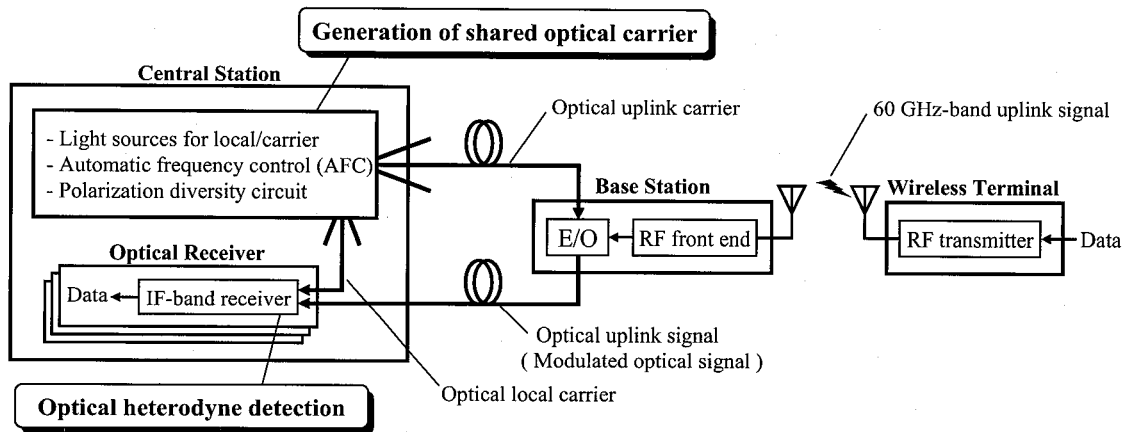


図4. 1 ループバック型光ヘテロダイン方式の概念図

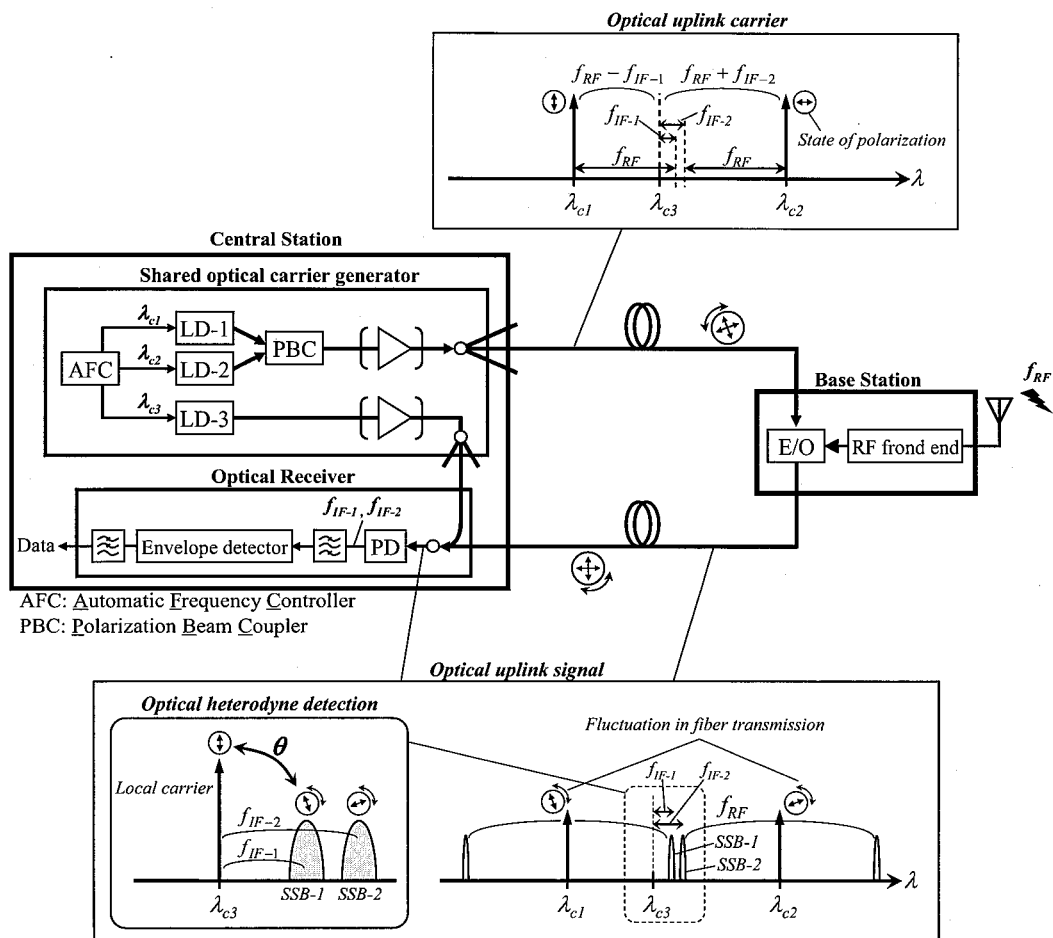


図4. 2 システム構成(上り伝送単位)

すなわち、上述の(1)ローカル光／キャリア光用の光源、(2)AFC 機能、(3)偏波無依存化機能は全て、この送信側モジュールに集約されており、収容する複数の無線基地局と光受信器で共用することが可能である。これにより、各光受信器において、上述の(1)～(3)の複雑な構成や 60GHz 帯部品を用いることなく、光ヘテロダイン検波を実現できるため、システム全体の構成を簡素にできる。

図4. 2に、本方式におけるシステム構成を示す。光キャリア発生部には3つの光源(LD-1、LD-2、LD-3)が設置され、必要に応じて AFC を用いて、それぞれの波長(λ_{c1} 、 λ_{c2} 、 λ_{c3} ($=c/f_{c1}$ 、 c/f_{c2} 、 c/f_{c3} 、 c : 光速)が(4. 1)式で表される配置になるよう制御されている。

$$\begin{aligned} |f_{c1} - f_{c3}| &= f_{RF} \pm f_{IF-1} \\ |f_{c3} - f_{c2}| &= f_{RF} \pm f_{IF-2} \\ \left(f_{ci} = \frac{c}{\lambda_{ci}}, i=1, 2, 3 \right) \end{aligned} \quad (4. 1)$$

(4. 1)式において、 f_{RF} は上り無線信号のキャリア周波数であり、 f_{IF-1} 、 f_{IF-2} は IF 信号のキャリア周波数を表している。(4. 1)式を満たす3波の光信号の波長についてはいくつかの組み合わせがあり、この波長配置に関する議論は4. 2. 3項(図4. 5参照)で述べる。図4. 2では例として、下記の(4. 2)式で表される波長配置を示している。

$$\begin{aligned} f_{c1} - f_{c3} &= f_{RF} - f_{IF-1} \\ f_{c3} - f_{c2} &= f_{RF} + f_{IF-2} \end{aligned} \quad (4. 2)$$

LD-3(λ_{c3} ($=c/f_{c3}$))の出力光信号はローカル光として光受信器に分配される。このローカル光の電界は、下記の(4. 3)式で表される。

$$E_{LO}(t) = \sqrt{2P_{LO}} \cos\{2\pi f_{c3}t + \phi_3(t)\} \quad (4. 3)$$

(4. 3)式において、 P_{LO} と $\phi_3(t)$ はそれぞれ光電力と位相雑音成分を表している。

一方、LD-1 (λ_{c1} ($=c/f_{c1}$)) と LD-2 (λ_{c2} ($=c/f_{c2}$))の出力光信号を偏波ビームカプラ(Polarization Beam Coupler、PBC)で合波し、互いに偏波が直交し、かつ等しい光電力を有する2トーンのキャリア光を生成し、必要に応じて光アンプで光電力を増幅した後に、無線基地局に上り光キャリアとして分配する。尚、上記の内容とは逆に、波長 λ_{c3} ($=c/f_{c3}$)の光信号を無線基地局に上りキャリア光として分配するとともに、直交偏波合成した2波(λ_{c1} ($=c/f_{c1}$))、 λ_{c2} ($=c/f_{c2}$))のキャリア光をローカル光として光受信器に分配しても、同様の信号処理を行える。このような偏波直交状態の光信号を用いることで、文献[18]の報告と同様に、後述するように偏波ダイバーシティ受信を実現する。以下では、(4. 3)式で表される波長 λ_{c3} ($=c/f_{c3}$)の光信号をローカル光として光受信器に分配し、直交偏波合成した2波(λ_{c1} ($=c/f_{c1}$))、 λ_{c2} ($=c/f_{c2}$))のキャリア光を無線基地局に供給する場合について説明する。

ところで、本提案方式の構成では3波の光信号を生成するLD-1、LD-2およびLD-3に高出力特性の光源を用いるか、図4. 2に示すようにPBCとLD-3の両方、もしくはいずれかの後段において高利得および低雑音特性を有するEDFA等の光アンプを用いることで、1つの光キャリア発生部が収容できる無線基地局、光受信器の数を増やせるため、光キャリア発生部の共用効果を高められることに注意されたい。

さて、無線基地局においては、偏波依存性の小さい光変調器を用いて、2トーンの上りキャリア光を60GHz帯上り無線信号により一括して変調する。光変調器の出力光信号は、上り光信号として光ファイバを介して光受信器に送信される。上り無線信号における変調方式に2値ASK (Amplitude Shift Keying)を用いた場合、上記の変調光信号の電界は下記の(4. 4)式で表すことができる。

$$E_{\text{mod}}(t) = \sqrt{2P_u(1 + ma_i \cos 2\pi f_{RF} t)} [\cos\{2\pi f_{c1}t + \phi_1(t,0)\} + \cos\{2\pi f_{c2}t + \phi_2(t,0)\}] \quad (4. 4)$$

(4. 4)式において、 P_u 、 m 、 a_i 、ならびに $\phi_i(t, L)$ はそれぞれ光電力、光変調度、データのシンボル値 (= 0 もしくは 1)、ならびに上り光ファイバ伝送距離 L における位相成分を表すこととする。ここで、光変調度 m が非常に小さいことから、(4. 5)式に示すテイラー展開を適用し、2次以上の項を無視すると、上記の変調光信号の電界は(4. 6)式で近似することができる。

$$(1+x)^k = 1 + kx + \frac{1}{2}k(k-1)x^2 + \dots \quad (|x| < 1) \quad (4. 5)$$

$$E_{\text{mod}}(t) \cong \sqrt{2P_u} \left(1 + \frac{1}{2}ma_i \cos 2\pi f_{RF} t \right) [\cos\{2\pi f_{c1}t + \phi_1(t,0)\} + \cos\{2\pi f_{c2}t + \phi_2(t,0)\}] \quad (4. 6)$$

長さ L の光ファイバを伝送した後、光受信器で検波される上り光信号の電界は、下記の(4. 7)式で表すことができる。

$$\begin{aligned} E_u(t) \propto & \sqrt{2P_u} \cos\{2\pi f_{c1}t - \beta(f_{c1}) \cdot L + \phi_1(t, L)\} \\ & + \frac{1}{4}ma_i \sqrt{2P_u} \cos\{2\pi(f_{c1} - f_{RF})t - \beta(f_{c1} - f_{RF}) \cdot L + \phi_1(t, L)\} \\ & + \frac{1}{4}ma_i \sqrt{2P_u} \cos\{2\pi(f_{c1} + f_{RF})t - \beta(f_{c1} + f_{RF}) \cdot L + \phi_1(t, L)\} \\ & + \sqrt{2P_u} \cos\{2\pi f_{c2}t - \beta(f_{c2}) \cdot L + \phi_2(t, L)\} \\ & + \frac{1}{4}ma_i \sqrt{2P_u} \cos\{2\pi(f_{c2} - f_{RF})t - \beta(f_{c2} - f_{RF}) \cdot L + \phi_2(t, L)\} \\ & + \frac{1}{4}ma_i \sqrt{2P_u} \cos\{2\pi(f_{c2} + f_{RF})t - \beta(f_{c2} + f_{RF}) \cdot L + \phi_2(t, L)\} \end{aligned} \quad (4. 7)$$

ここで、 $\beta(f)$ は伝搬定数である。

光受信器においては、受信した上り光信号をローカル光と合波した後、受光素子に入力することで、光ヘテロダイン検波を行う。この検波において、ローカル光と、図4. 2に示す第1のサイドバンド光信号(SSB-1)及び第2のサイドバンド光信号(SSB-2)との間のビートとして、周波数が f_{IF-1} と f_{IF-2} の2波の IF 信号が出力される。この IF 信号の電界は、次の(4. 8)式で表される。

$$E_{IF}(t) \propto m a_i \sqrt{P_{LO} \cdot P_u} \{ \cos \theta \cdot \cos(2\pi f_{IF-1} t + \phi_1) + \sin \theta \cdot \cos(2\pi f_{IF-2} t + \phi_2) \}$$

$$\begin{cases} \phi_1 = -\beta(f_{c1} - f_{RF}) \cdot L + \phi_1(t, L) - \phi_3(t) \\ \phi_2 = -\beta(f_{c2} - f_{RF}) \cdot L + \phi_2(t, L) - \phi_3(t) \end{cases} \quad (4. 8)$$

ここで、 θ はローカル光と第1のサイドバンド光信号の偏波方向の角度差、また ϕ_1 、 ϕ_2 は2波の IF 信号の位相成分を表す。

(4. 8)式は、図4. 3に示すように、偏波ダイバーシティ効果により2波の IF 信号の信号振幅がそれぞれ $\cos \theta$ および $\sin \theta$ に比例して変化することを示している。また、光キャリア発生部において3波の光信号の波長を制御することで、全ての光受信器における IF 信号の周波数安定性を担保していることに注目されたい。

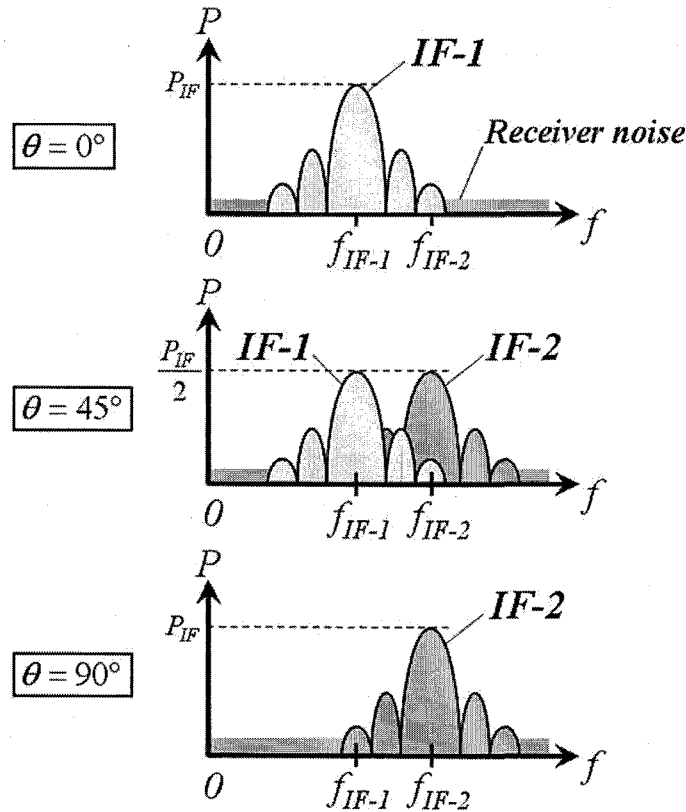


図4. 3 各偏波状態における2波の IF 信号

これらの2波の IF 信号は、変調方式として ASK を用いている場合には、二乗検波特性を有する単一の包絡線検波器で検波し、ローパスフィルタを通過することで、送信データを再生することができる。包絡線検波器の出力信号の電界は、次の (4. 9) 式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 E_{BB}(t) &\propto \{E_{IF}(t)\}^2 \\
 &= m^2 a_i^2 P_{LO} \cdot P_u \cdot \\
 &\quad [\cos^2 \theta \cdot \cos^2(2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1) + \sin^2 \theta \cdot \cos^2(2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2) + 2 \cos \theta \sin \theta \cdot \cos(2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1) \cdot \cos(2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2)] \\
 &= \frac{1}{2} m^2 a_i^2 P_{LO} \cdot P_u \cdot \\
 &\quad [1 + \sin 2\theta \cdot \cos\{2\pi(f_{IF-2} - f_{IF-1})t + \varphi_2 - \varphi_1\} + \sin 2\theta \cdot \cos\{2\pi(f_{IF-1} + f_{IF-2})t + \varphi_1 + \varphi_2\} \\
 &\quad + \cos^2 \theta \cdot \cos 2(2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1) + \sin^2 \theta \cdot \cos 2(2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2)]
 \end{aligned}
 \tag{4. 9}$$

(4. 9) 式の第1項は所望の復調信号を表している。一方、他の項については、第2項は2波の IF 信号のビート成分、第3項は和周波成分、第4項ならびに第5項は2次高調波成分を表しており、図4. 4に示すように、これらをローパスフィルタで除去することで、送信された上りデータを抽出できる。(4. 9) 式の第1項に注目すると、上り光信号の偏波状態を表す変数 θ を含まないことから、復調されるデータ信号の振幅は、上り光信号の偏波状態に依存せず、一定の値になることが分かる。さらに (4. 9) 式は、包絡線検波を用いた場合には、IF 信号の周波数変動および位相雑音が復調信号に影響を与えないことを示している。ただし、IF 信号の周波数変動が大きく、IF 信号スペクトルの一部が包絡線検波器の前段のバンドパスフィルタで除去され、電力が変動する場合には受信感度の劣化が生じる。この受信感度の劣化を抑えるために許される IF 信号の周波数変動は、Gb/s 級の伝送速度の場合、数 100MHz 以内であることが知られている[13]。尚、バンドパスフィルタの帯域を広めに設定すれば、上記の周波数変動の影響は小さくなるが、雑音帯域幅が広がることによる感度劣化が生じるため、実際にはバンドパスフィルタの帯域は必要最低限に小さく設定することが予想される。本提案方式では、2波の IF 信号を生成するため、IF 信号帯域幅としては、通常の IF 信号が1波の場合の2倍の帯域を必要とし、例えば、シンボルレート of 概ね 5~10 倍辺りの周波数帯において、シンボルレートの4倍程度の信号帯域を確保することになる。後述するように、変調方式として 2 値 ASK を用いた 1.0Gb/s の伝送実験系においては、IF 周波数を 5.0GHz、7.5GHz に設定し、IF 信号帯域幅、すなわちバンドパスフィルタの通過帯域は 4.5GHz 程度に設定した。

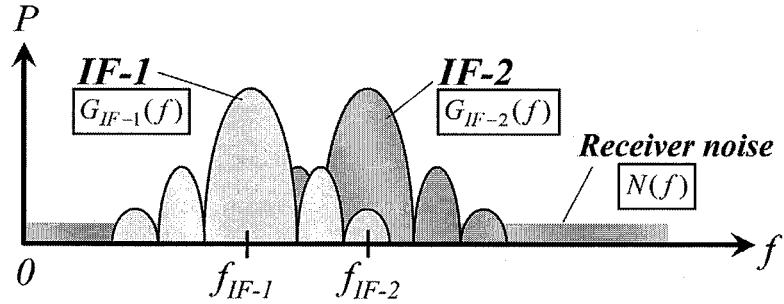
また、以上の説明においては、単一の包絡線検波器を用いて、2波の IF 信号をまとめて検波することを想定していたが、2波の IF 信号をフィルタで分離し、それぞれ別の包絡線検波器で検波するという別の方法も考えられる。後者の場合、2波の IF 信号のビート成分は発生しないが、検波回路が2つ必要になるため、光受信器の構成は複雑になる。このように、復調器については2つの構成法があり、構成の簡素さと 4. 2. 3. 2 で詳しく考察するビートによる干渉というトレードオフがあるが、本稿では、構成の簡素化を優先し、単一の包絡線検波だけを用いる構成について解析と検証を行う。

4. 2. 2 SNR の解析

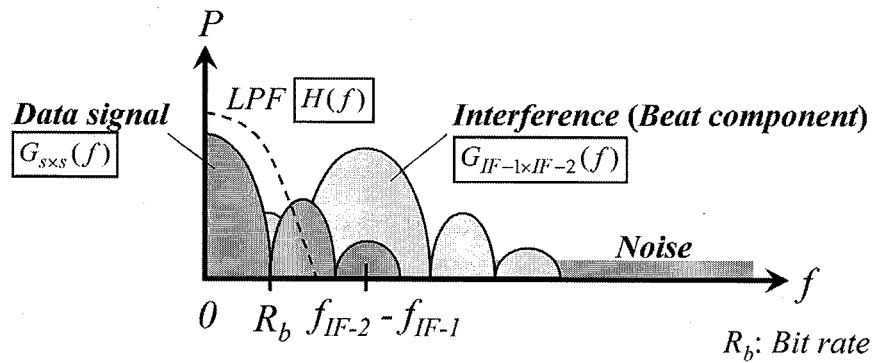
復調されたデータ信号の信号対雑音電力比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) について解析する。本節の解析では、(4. 9) 式で示した不要成分 (主に周波数 $f_{IF-2} - f_{IF-1}$ のビート成分) の干渉は無視し、主にローカル光のショット雑音と、熱雑音等の IF 帯回路雑音から成る光受信器の雑音だけを考慮して SNR を定式化する。周波数 $f_{IF-2} - f_{IF-1}$ のビート成分の干渉も考慮した信号対干渉雑音電力比 (Signal-to-Interference-and-Noise Ratio, SINR) の解析については、3波の光信号の波長配置の設計論と合わせて4. 2. 3項で述べる。

まず、受光素子の出力信号、すなわち第1の IF 信号 (IF-1)、第2の IF 信号 (IF-2) および受信器雑音、の振幅スペクトルについて下記のように表す (図4. 4参照)。

$$\text{Outputs of the IF - band photo - detector : } \begin{cases} \cdot G_{IF-1}(f) : \text{IF - 1 signal } (f_{IF-1}) \\ \cdot G_{IF-2}(f) : \text{IF - 2 signal } (f_{IF-2}) \\ \cdot N(f) : \text{receiver - noise} \end{cases}$$



(a) IF signal at $\theta = 45^\circ$



(b) Output of envelope detector

図4. 4 偏波状態 $\theta=45^\circ$ における包絡線検波器出力の復調データとビート成分

包絡線検波器の出力信号は、それぞれの入力信号同士のビート成分であり、それぞれのスペクトルを下記に示すように表す。

$$\text{Outputs of the envelope - detector : } \left\{ \begin{array}{l} \cdot G_{IF-1 \times IF-1}(f) : \text{IF - 1 and IF - 1} \\ \cdot G_{IF-2 \times IF-2}(f) : \text{IF - 2 and IF - 2} \end{array} \right\} \text{ signal}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \cdot G_{IF-1 \times N}(f) : \text{IF - 1 and noise} \\ \cdot G_{IF-2 \times N}(f) : \text{IF - 2 and noise} \\ \cdot G_{N \times N}(f) : \text{noise and noise} \end{array} \right\} \text{ noise}$$

上記の成分のうち、(4. 9)式で示したように $G_{IF-1 \times IF-1}(f)$ および $G_{IF-2 \times IF-2}(f)$ の重ね合わせが復調データを構成し、他の項は雑音である。

復調データ信号の SNR は、復調器後段のローパスフィルタ (Low Pass Filter, LPF) を通過するデータ信号の電力 (P_s) と雑音成分の電力 (P_n) の比である。まず、復調データ信号の電力については、LPF の伝達関数 $H(f)$ を用いて下記のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P_s &= \int_{-\infty}^{\infty} |G_{IF-1 \times IF-1}(f) + G_{IF-2 \times IF-2}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |\cos^2 \theta \cdot G_{S \times S}(f) + \sin^2 \theta \cdot G_{S \times S}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |G_{S \times S}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df \end{aligned} \quad (4. 10)$$

ここで、 $G_{S \times S}(f)$ は、2波のサイドバンド (SSB-1, SSB-2) のいずれかの偏波方向が、ローカル光の偏波方向と一致した場合の、包絡線検波器の出力における復調データの振幅スペクトルである。

次に、雑音成分について、下記的前提を置くと、

- (1) 包絡線検波器の入力において IF 信号の電力が、雑音電力に比べて十分大きく、
雑音-雑音のビート成分、 $G_{N \times N}(f)$ を無視できる
- (2) 受信器雑音、 $N(f)$ (主にローカル光のショット雑音と受信回路の熱雑音) が、
全周波数域で一様な白色雑音特性を有する[19]

雑音成分の電力 P_n は下記のように表すことができる。

$$\begin{aligned} P_n &= \int_{-\infty}^{\infty} |G_{IF-1 \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df + \int_{-\infty}^{\infty} |G_{IF-2 \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df + \int_{-\infty}^{\infty} |G_{N \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df \\ &\cong \int_{-\infty}^{\infty} |\cos \theta \cdot G_{S \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df + \int_{-\infty}^{\infty} |\sin \theta \cdot G_{S \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |G_{S \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df \end{aligned} \quad (4. 11)$$

ここで、 $G_{SN}(f)$ は、2波のサイドバンド(SSB-1、SSB-2)のいずれかの偏波方向が、ローカル光の偏波方向と一致した場合の、包絡線検波器の出力における IF 信号-雑音間のビート成分の振幅スペクトルである。以上から、復調データの SNR は、下記のように表すことができる。

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{S \times S}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{S \times N}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df} \quad (4.12)$$

以上の結果から、SNR が偏波方向を表す変数 θ に依存しないことが分かり、本方式においては、上り光信号の偏波状態に依存せず、一定の受信品質が得られることが明らかになった。また、本方式においては、偏波ダイバーシティ受信を実現するために、光受信器において等しい信号電力を有する2波のサイドバンド光信号を検波する必要がある。これに対して、光受信器で偏波追尾機能を有しており、上り光信号とローカル光の偏波状態が常に一致するという理想の状態を仮定すると、1波のサイドバンド光信号を検波するだけで(4.12)式と同じ SNR が得られる。すなわち、このような理想状態と比較すると、本方式では同等の受信品質を得るために2倍の光電力の上り光信号を必要とする。言い換えると、本方式は 3dB の受信感度のペナルティを犠牲にして、全く偏波追尾機能を必要とせずにデータを復調することができる。

以上説明したように、本方式では、光ヘテロダイン検波に必要な主な機能が送信側の光キャリア発生部に集約されており、それぞれの光受信器において、単一の IF 帯の受光素子と包絡線検波器だけの構成で、AFC 機能と偏波無依存化機能を有する高感度光受信を実現することができる。このような機能の集約のために、センタ局には精密に波長が制御された3波の光源を設置する必要があるが、複数の無線基地局で共用することが可能であり、これらの光源がシステム全体のコストに与える影響は極めて小さい。尚、本方式と、無線基地局で光アンプを用いる従来の構成とのシステムコストの比較については、4.5節で議論する。

4.2.3 波長配置と IF 周波数の設計

本節では、本提案方式を実現するための光信号形式、すなわち3波の光信号の波長配置について整理し、波長分散耐力、および、前節の SNR に関する解析では省略した、2波の変調信号同士の干渉の観点から利害得失を論じる。

4.2.3.1 2波のサイドバンド光信号(SSB-1、SSB-2)間の波長分散の影響

ローカル光、上り無線信号の中心周波数および2波の IF 周波数をそれぞれ λ_{c3} 、 f_{RF-u} 、 f_{IF-1} 、 f_{IF-2} で表すと、(4.1)式から、波長 λ_{c1} と λ_{c2} についてそれぞれ4つの候補が考えられる(図4.5)。光受信器において、SSB-1およびSSB-2として、2波のキャリア(波長 λ_{c1} 、 λ_{c2})の上側波帯信号(Upper Side Band、USB)と下側波帯信号(Lower Side Band、LSB)のいずれのサイドバンド光信号が検波されるかは、採用する波長配置によって異なる。例えば、図4.5で表される波長配置のうち、波長 λ_{c1} に1a、波長 λ_{c2} に2cを選択した場合(以下、このような波長配置を[1a-2c]と表す)には、波長 λ_{c1} のキャリア光の LSB と波長 λ_{c2} のキャリア光の USB がそれぞれ SSB-1、SSB-2 として検波される。2波のサイドバンド光信号(SSB-1、SSB-2)の間の波長間隔に注目すると、図4.5に示した波長配置の候補は表4.1に示す2つのグループ(グループ A、グループ B)に分類できる。

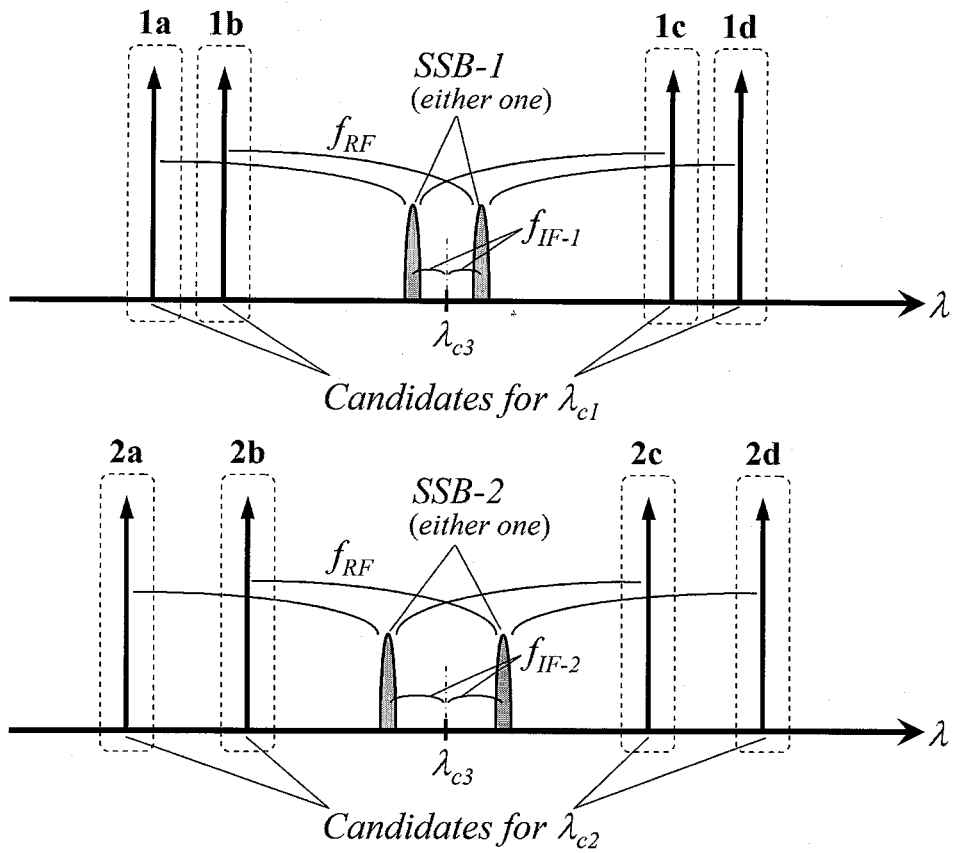


図4. 5 波長配置の候補

表4. 1 2波のサイドバンド信号間の波長間隔を基にした波長配置の分類

Group	Wavelength allocation	Wavelength difference Δ_{SSB}
A	1a-2a 1c-2a	$\frac{\lambda^2(f_{IF-2} - f_{IF-1})}{c - \lambda(f_{IF-2} - f_{IF-1})} \cong \frac{\lambda^2}{c}(f_{IF-2} - f_{IF-1})$
	1b-2b 1d-2b	
	1a-2c 1c-2c	
	1b-2d 1d-2d	
B	1b-2a 1d-2a	$\frac{\lambda^2(f_{IF-2} + f_{IF-1})}{c - \lambda(f_{IF-2} + f_{IF-1})} \cong \frac{\lambda^2}{c}(f_{IF-2} + f_{IF-1})$
	1a-2b 1c-2b	
	1b-2c 1d-2c	
	1a-2d 1c-2d	

λ : wavelength of sideband signal
 c : velocity of light

本方式においては、偏波ダイバーシティ効果を得るために、互いに直交した偏波状態にある2波のサイドバンド光信号 (SSB-1、SSB-2) によりデータを伝送するが、ファイバの波長分散の影響で、この2波の包絡線の間に下記の (4. 13) 式で表される時間差 ΔT が生じる。

$$\Delta T = DL \cdot \Delta_{SSB} \quad (4. 13)$$

ここで、 D と L はそれぞれファイバの分散、上りファイバ伝送距離を表している。また、 Δ_{SSB} は SSB-1 と SSB-2 の間の波長間隔を表しており、グループ A およびグループ B でそれぞれ下記の式で得られる値になる。

$$\begin{aligned} \text{グループ A} \quad \Delta_{SSB} &\cong \frac{\lambda^2}{c} (f_{IF-2} - f_{IF-1}) \\ \text{グループ B} \quad \Delta_{SSB} &\cong \frac{\lambda^2}{c} (f_{IF-2} + f_{IF-1}) \end{aligned}$$

この包絡線の時間差が大きくなると、復調データの符号間干渉を引き起こすことで伝送品質を劣化させる、分散ペナルティが発生することが懸念される。例えば、数 GBaud のシンボルレートで数 Gb/s の伝送を行う場合には、IF 周波数として 10GHz 以上の周波数を設定する必要があるが、グループ B の波長配置を用いると、2つのサイドバンド光間の光周波数間隔が数 10GHz になる。この状態で 1.55 μ m 帯を用いて SMF を伝送する際には、(4. 13) 式で示す時間差が数 10ps になり、シンボルレートの 1 割以上になってしまうため、受信品質への影響が懸念される。(4. 13) 式に示すように、この時間差は SSB-1 と SSB-2 の間の波長間隔に比例するため、上記の波長分散による受信品質の劣化を抑えるためには、表 4. 1 でグループ A で表す波長配置を選択するのが望ましい。

4. 2. 3. 2 2波の IF 信号の周波数間隔

光受信器において光ヘテロダイン検波後に得られる2波の IF 信号を、偏波ダイバーシティ効果を得るために包絡線検波することで、(4. 9) 式に示すように、所望の復調データ信号に加えて、周波数 $f_{IF-2} - f_{IF-1}$ のビート成分を含む不要な成分を生成する。2波の IF 信号の周波数間隔を十分に確保しておかないと、図 4. 4 に示すように、包絡線検波器出力において、上記のビート成分のスペクトルの一部がデータ信号のスペクトルに干渉し、受信品質が劣化する。一方、周波数間隔を広くすることでこの干渉を抑えることができるが、前項で述べた波長分散の影響が大きくなることで受信品質の劣化が起こる可能性があり、さらに光受信器で用いる受光素子と包絡線検波器に広帯域性が要求されるので、システム構成が複雑になることが懸念される。

ここで、このビート成分による干渉に起因する受信感度劣化を定式化する。復調データの BER (Bit Error Rate) 特性は、主に上記のビート成分 ($f_{IF-2} - f_{IF-1}$) による干渉と、ローカル光のショット雑音を含む受信器雑音で決定される信号対干渉雑音電力比 (SINR) に依存する。復調後のデータ信号と干渉成分の電力比を信号対干渉電力比 (Signal-to-Interference Ratio, SIR) と定義すると、これら SINR、SIR と (4. 12) 式に示した信号対雑音比 (SNR) の関係は、下記の (4. 14) 式で表すことができる。

$$SINR^{-1} = \frac{(\text{干渉成分電力}) + (\text{雑音成分電力})}{(\text{信号成分電力})} = SIR^{-1} + SNR^{-1} \quad (4.14)$$

所定の受信品質 (BER) を満たすシステムを実現するための所望 SINR を γ とすると (例えば、 10^{-9} の BER を実現するための所要 SINR は、 $\gamma \cong 36 = 15.6$ dB である)、ビート成分の干渉による受信感度ペナルティは、SNR の γ に対する比と考えることができるため、(4.14) 式から、対数表示で下記の式で表すことができる。

$$penalty[\text{dB}] = -10 \log_{10} \left(\frac{\gamma}{SNR} \right) = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{\gamma}{SIR} \right) \quad (4.15)$$

ここで、干渉成分は主にビート成分 ($f_{IF-2} - f_{IF-1}$) で構成されたと考えると、SIR は下記の (4.16) 式で表すことができる (図4.4 参照)。

$$SIR = \frac{P_s}{P_i} \cong \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{S \times S}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{IF-1 \times IF-2}(f)|^2 \cdot |H(f)|^2 df} \quad (4.16)$$

ここで、 P_s と P_i はそれぞれデータ信号と干渉成分の電力であり、 $G_{S \times S}(f)$ 、 $G_{IF-1 \times IF-2}(f)$ はそれぞれデータ信号と2波の IF 信号のビート成分 ($f_{IF-2} - f_{IF-1}$) のスペクトルである。また、 $H(f)$ はローパスフィルタの伝達関数である。

(4.9) 式に示すように、ビート成分を表す項は偏波角の差 θ を含み、その振幅が $\sin 2\theta$ に比例するため、受信感度劣化は上り光信号の偏波状態に依存し、 $\theta = 45^\circ$ で最大になる。IF 周波数の設定の際には、これらトレードオフの関係にある、ビート成分の干渉による受信感度劣化と、前述の波長分散の影響、受信器構成の複雑化を考慮する必要がある。尚、図4.4では、データが矩形パルスで伝送され、信号スペクトルがサイドローブを有する様子が示されているが、実際の無線伝送では、コサインロールオフ等のフィルタリングによりサイドローブが無い状態でデータ伝送を行うことが予想されるため、図4.4の状態に比べて、ビート成分の干渉の影響は小さくなるものと考えられる。

4.3 伝送実験とリンクバジェットに関する考察

4.3.1 1.0Gb/s 伝送実験

本提案方式の有用性を検証するために行った、1.0Gb/s の伝送実験結果を示す。

実験系を図4.6に示す。60GHz 帯上り信号と2波の IF 信号の中心周波数をそれぞれ 61.0GHz と、5.0GHz、7.5GHz に設定した。3波の光信号の生成には波長可変光源 (Tunable Laser Source、TLS) を用いて、図4.2

に示す波長配置(図4. 5の[1b-2d])になるよう、それぞれ 1538.01、1538.99、1538.45nm(=195.058、194.933、195.002THz)に設定した。尚、今回の実験では、3つの光源をフリーランの状態で作動させ、AFC を用いた安定化は行わなかったが、波長安定性に優れたTLSを用いたため、実験において大きな周波数変動は見られなかった。波長 λ_{c1} 、 λ_{c2} の2波の光信号を偏波ビームカップラ(PBC)で合波し、互いに偏波が直交した2トーンの上りキャリア光を生成した。この上りキャリア光は、偏波依存性の小さい(1.0dB 以下)電界吸収型(Electro Absorption、EA)変調器に入力し、61.0GHz のミリ波キャリアと 1.0Gb/s の PRBS(Pseudo Random Bit Sequence)信号をミキシングして生成した61.0GHz のASK 信号で変調した。EA 変調器のバイアス電圧は-1.8V で、61.0GHz の変調信号の平均電力は+10dBmとした。

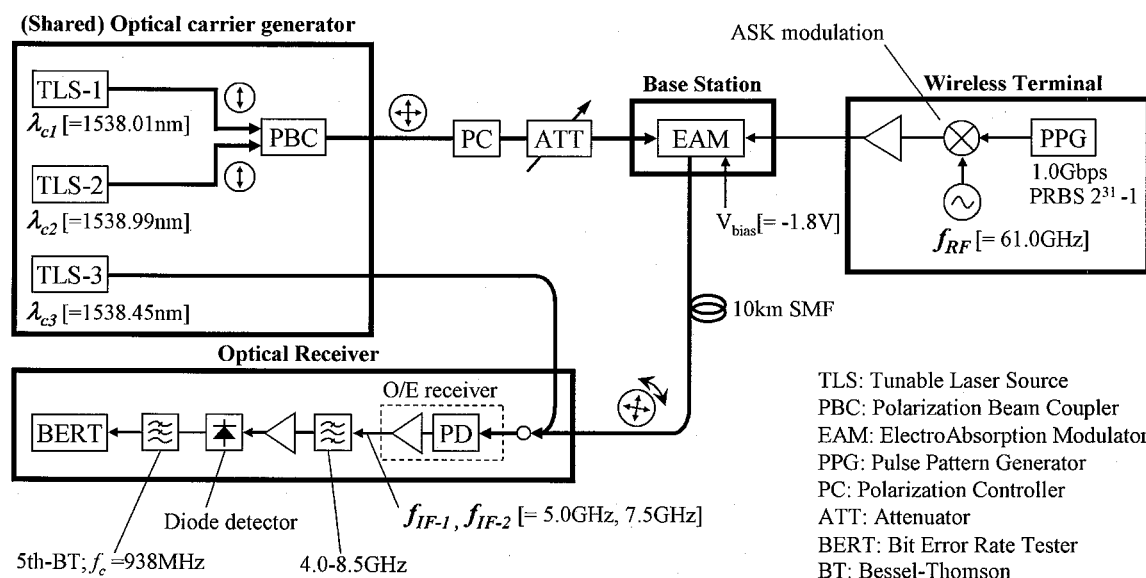


図4. 6 1.0Gb/s 伝送実験系

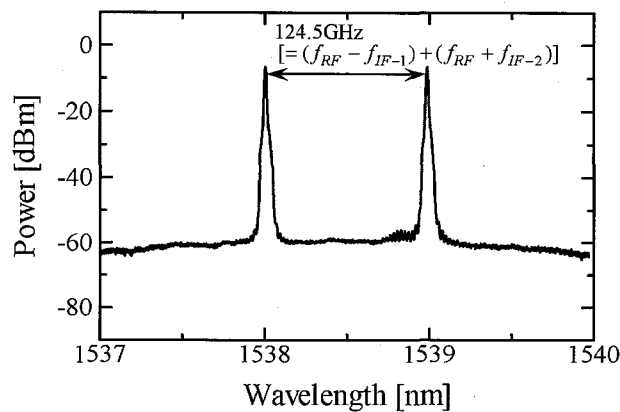
EA 変調器から出力された変調光信号は 10km の SMF (Single Mode Fiber) を伝送させた後、上り光信号として光受信器に入力した。光受信器においては、上記の上り光信号を TLS-3 から出力したローカル光(λ_{c3})と合波させた後、受光素子と 20dB ゲインのアンプで構成される O/E レシーバ(Agilent/HP 11982A)に入力して、光電力が+2.8dBm のローカル光を用いた光ヘテロダイン検波により、2波のサイドバンド光信号、SSB-1、SSB-2、を検波した。

O/E レシーバの出力信号(f_{IF-1} 、 f_{IF-2})については、1dB 帯域が 4.0GHz から 8.5GHz であるバンドパスフィルタを通過させた後、二乗検波特性を有するダイオード検波器で検波した。ダイオード検波器の出力信号は、カットオフ周波数が 938MHz のベッセルトムソンフィルタを通過させた後、BER を測定した。

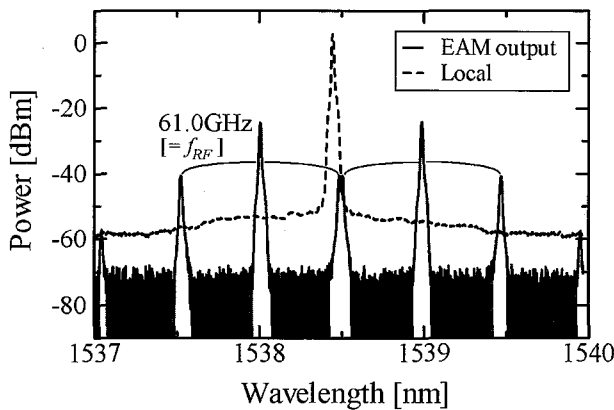
図4. 7に、EA 変調器の入出力光信号とローカル光のスペクトルを測定した結果を示す。図4. 7(a)は、EA 変調器の入力光信号が2トーン光であり、光周波数間隔が 124.5GHz(= ($f_{RF} - f_{IF-1}$) + ($f_{RF} + f_{IF-2}$))であることを示している。実際には、この2トーンは互いに直交した偏波状態にある。図4. 7(b)は、EA 変調器の変調作用によ

り、入力光信号に 61.0GHz 離調のサイドバンド光信号が発生したことを示している。図4. 7(c)はローカル光波長 λ_{c3} 付近の光スペクトルを詳細に示しており、2波のサイドバンド光信号がほぼ等しい光電力を有し、またローカル光との光周波数差がそれぞれ所定の 5.0GHz($=f_{IF-1}$)と 7.5GHz($=f_{IF-2}$)になっていることを示している。

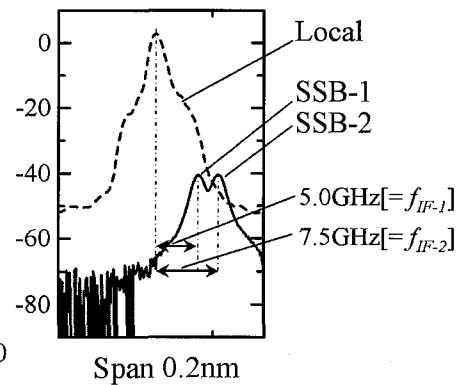
図4. 8は、3つの偏波状態、すなわち $\theta = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 、において O/E レシーバから出力された IF 信号のスペクトルと波形を示している。図4. 7(c)で示した光信号の光ヘテロダイン検波により、中心周波数が 5.0GHz($=f_{IF-1}$)と 7.5GHz($=f_{IF-2}$)の2波の IF 信号が生成されたことが分かり、また偏波状態によってそれぞれの信号電力が変化することも見て取れる。図4. 9に、2波の IF 信号(IF-1、IF-2)の信号電力を規格化した値および測定結果から算出した2波の IF 信号電力の合計値と θ の関係を示している。(4. 8)式で示したように、2波の IF 信号電力がそれぞれ偏波状態(θ)に応じて変化しており、また、2波の合計値は偏波状態に依存せず、ほぼ一定の値になっていることが分かる。



(a) EAM input



(b) EAM output and local carrier



(c) Fine spectrum near λ_{c3}

図4. 7 光スペクトル

また、図4. 8から、上り光信号を10km のSMFを伝送させた後でも、IF信号は上り信号の偏波状態に関わらずほぼ同様の包絡線を有することが分かる。この結果は、2波のサイドバンド光信号、SSB-1、SSB-2、の波長間隔がわずか0.02nm(この波長帯において $2.5\text{GHz}(=f_{IF-2}-f_{IF-1})$)に相当)であるため、アクセス区間における波長分散の影響が非常に小さいことを示している。4. 2. 3. 1の(4. 13)式を用いて、光ファイバの分散 $D = 17 \text{ ps/km/nm}$ として計算すると、2波のサイドバンド光信号間の包絡線の時間差、 ΔT 、はわずか3.4psと算出され、伝送速度1.0Gb/s のデータのパルス幅1.0ns に比べて十分に小さいことが分かる。尚、図4. 8の結果では、測定器が有する雑音の影響が見えているが、同図の信号スペクトルや後に図4. 11で示す受信特性にも見られるように、実際には十分な CNR が得られている。

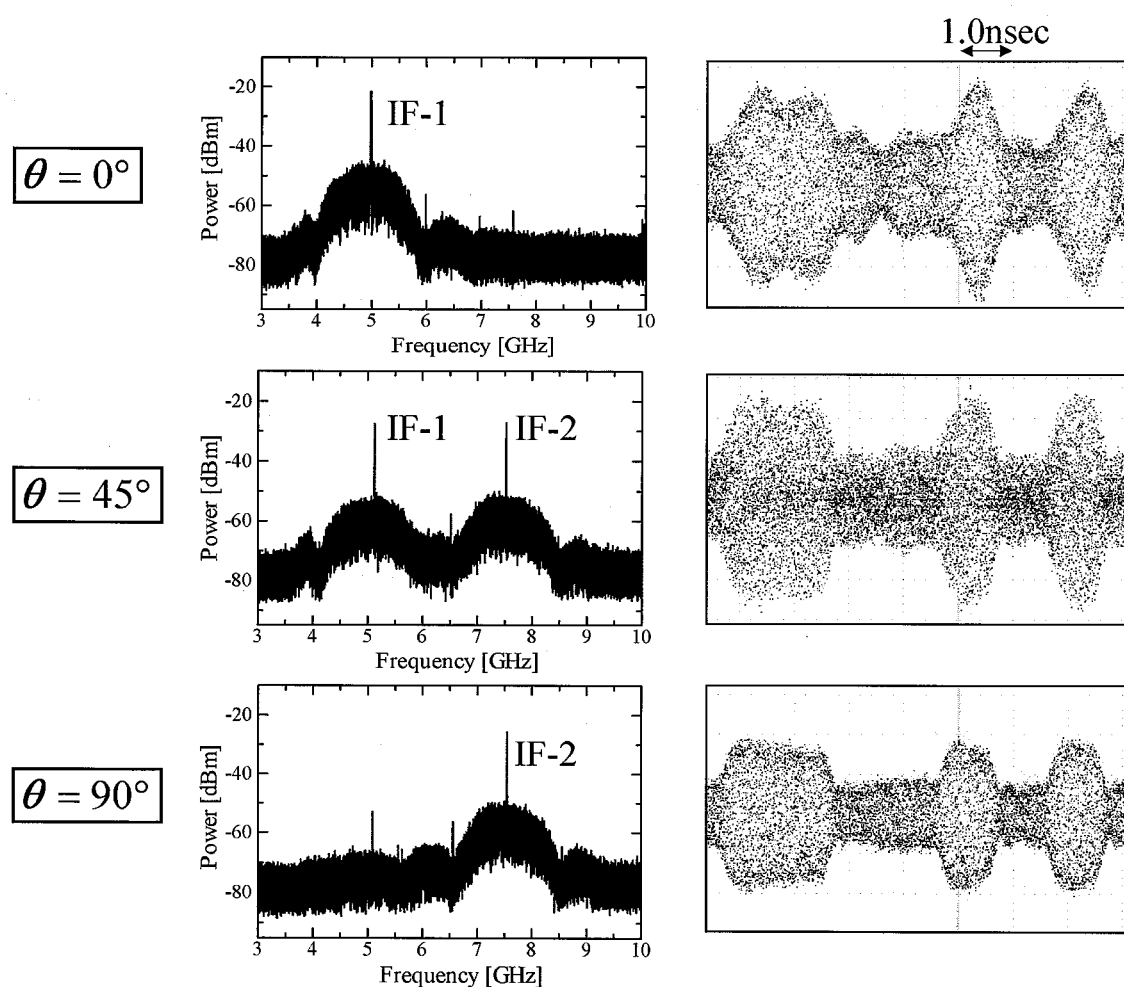


図4. 8 IF 信号のスペクトルと時間波形

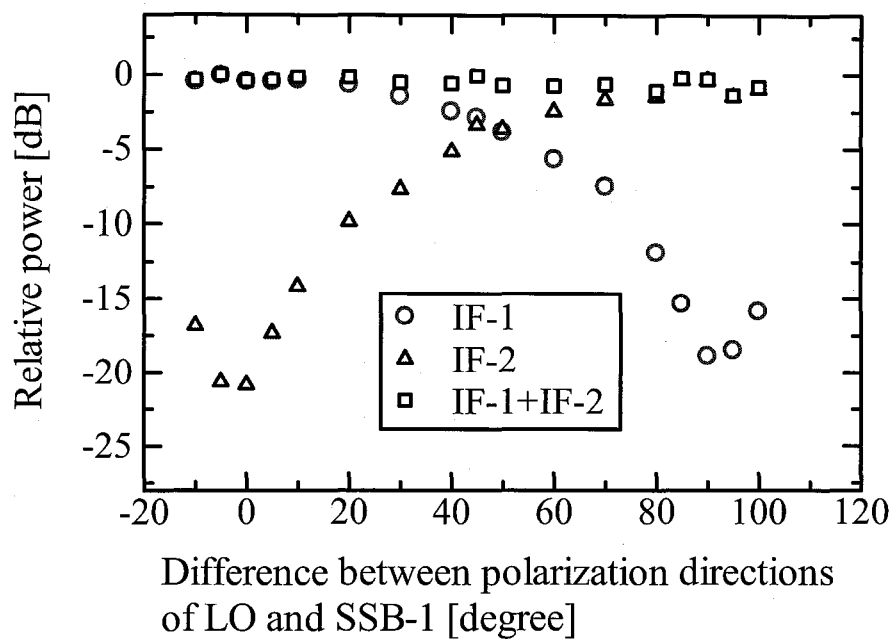


図4. 9 IF 信号電力と偏波状態の関係

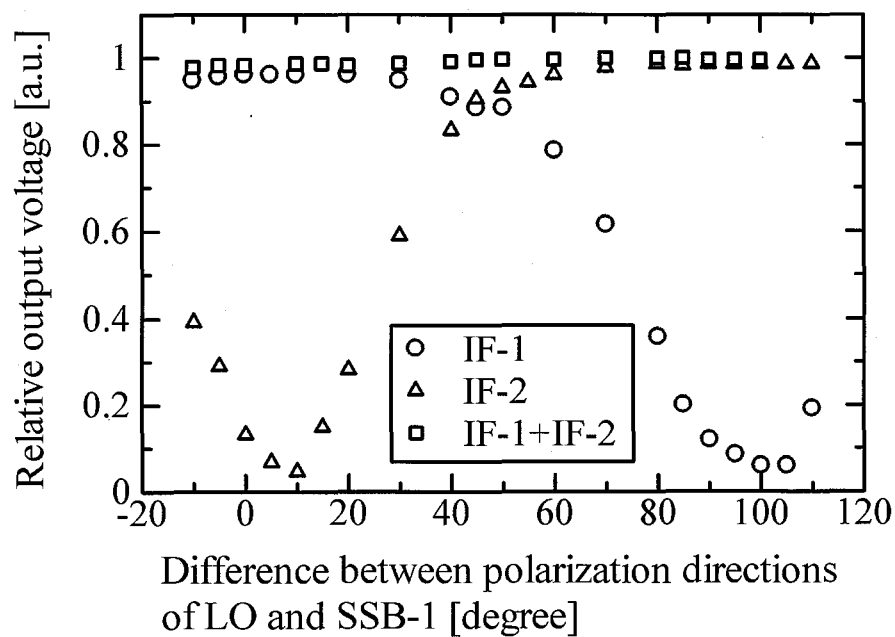


図4. 10 ダイオード検波器の出力電圧と偏波状態の関係

図4. 10に、ダイオード検波器の出力電圧を規格化した値と偏波方向の差 θ の関係を示す。ダイオード検波器の二乗検波特性により、図4. 10の結果も、図4. 9に示すIF信号電力と偏波状態の関係を示す結果と同様に、非常に良好な偏波状態無依存性を示していることに注目されたい。図4. 10は、2波のIF信号(IF-1、IF-2)をまとめて検波することで、ダイオード検波器出力の電圧が、上り光信号の偏波状態に依らず一定の値になることを示している。

図4. 11は上り光信号のサイドバンドの電力とBERの関係を、また図4. 12はサイドバンド光信号の電力が-40dBmにおける、偏波状態とBERの関係を示している。図4. 11は、いずれの偏波状態においても十分なアイ開口が得られ、また、10kmのSMF伝送後もBER特性の劣化は見られず、-40dBmのサイドバンド光信号電力において偏波状態にかかわらず 10^{-9} 以下のBERが得られたことを示している。ここで、ローカル光のショット雑音が十分に大きく、他の雑音成分の影響を無視できると仮定し、復調データの信号帯域を1.0Gb/s信号のメインローブに等しい1.0GHzとすると、(4. 12)式で示すSNRを基に、 10^{-9} のBERが得られる受信感度は-46.3dBmと算出できる。よって、本実験結果においては、ショット雑音限界に比べておよそ6dBの受信感度劣化が生じている。受信系で用いた光・電子部品の特性を測定した結果から、O/Eレーザの雑音に起因しておよそ3.7dBのペナルティが生じ、残りのペナルティについては、ローカル光の相対強度雑音(Relative Intensity Noise、RIN)とバンドパスフィルタ、アンプ、ダイオード検波器の特性によると推定している。

また、図4. 12の測定結果から、復調データ信号のSINRの変動は、back-to-backと10km SMF伝送においてそれぞれ0.6dB、0.8dBと算出できる。一方、(4. 15) (4. 16)式を用いて、本実験で設定した、伝送速度1.0Gb/s、IF信号の周波数間隔2.5GHzのときの数値計算を行うと、 10^{-9} のBERにおけるビート干渉によるSINRの変動は0.53dBであった。これにより、実験結果と計算結果の両面から、本提案方式において、偏波無依存の高感度光受信を実現できることが示された。

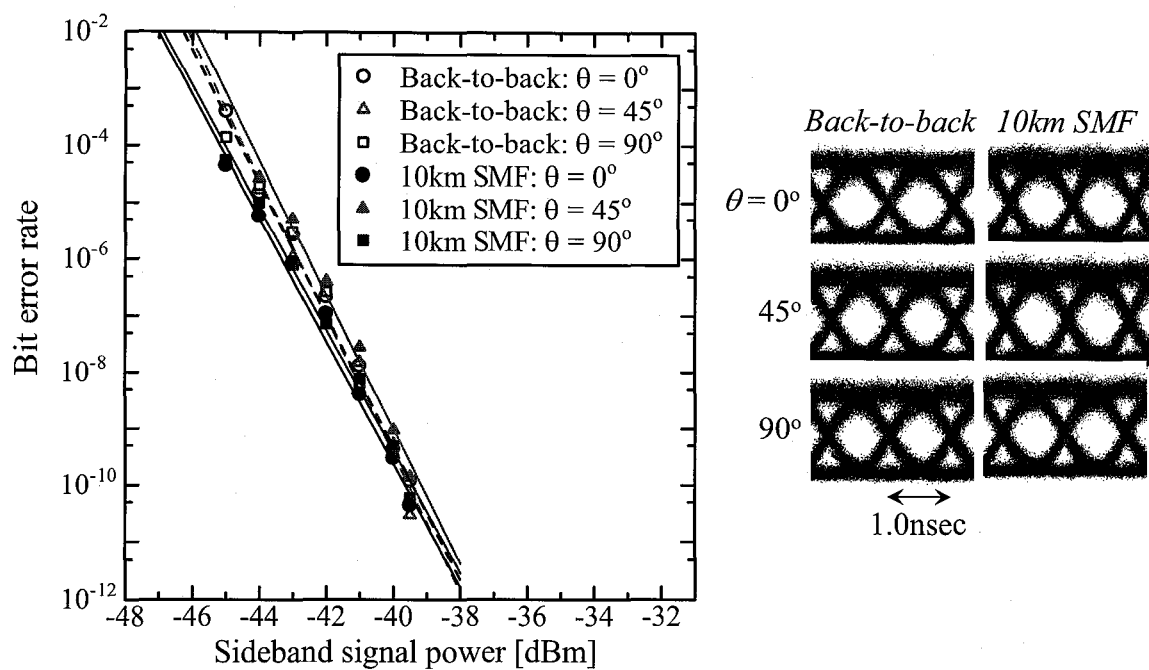


図4. 11 BER 特性とアイパターン

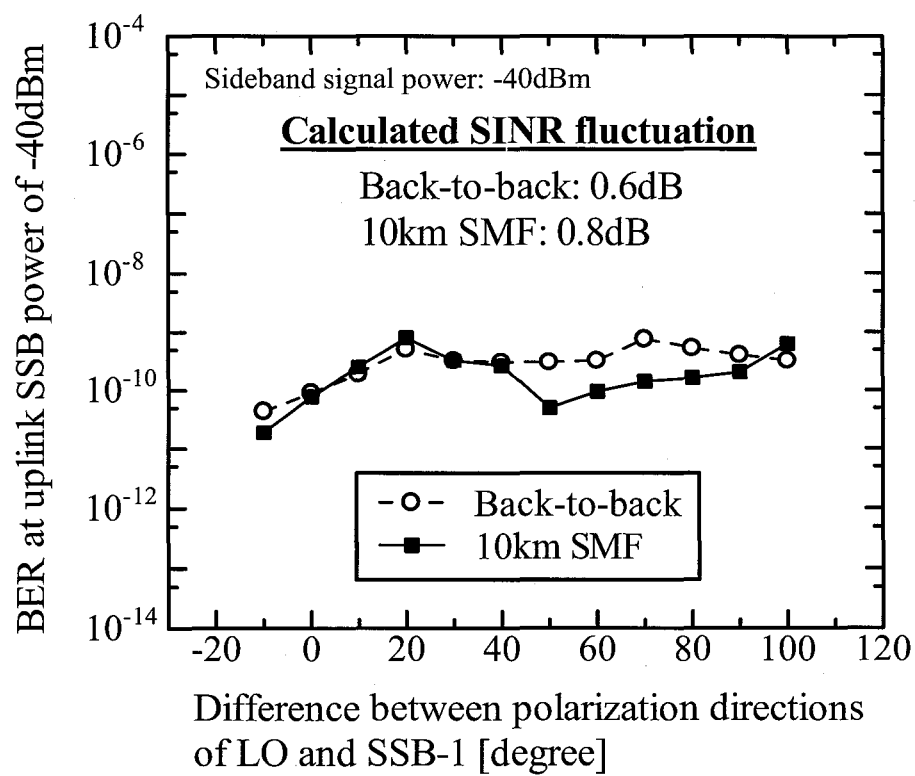


図4. 12 BERと偏波状態の関係

4.3.2 光リンクバジェットに関する考察

本項では、本提案方式を用いたシステムの光リンクバジェットについて考察する。システムにおけるパラメータを対数表示で定義すると、レベルダイアの要求条件は、次の(4.17)式で表すことができる。

$$P_{cw} - L_{down} + M_{EAM} - L_{up} \geq S_{RX} \quad [\text{dB}] \quad (4.17)$$

P_{cw} : センタ局から送信する各キャリア光の電力 [dBm]

M_{EAM} : EA 変調器出力のサイドバンド光信号と入力キャリア光の電力比 [dB]

L_{up}, L_{down} : 上り伝送、下り伝送における光伝送路損失 [dB]

S_{RX} : 光ヘテロダイン検波の感度 (サイドバンド光信号の電力) [dBm]

上り伝送、下り伝送における光伝送路損失はほぼ等しいので、光リンクバジェット L は下記のように表すことができる。

$$L = \frac{L_{up} + L_{down}}{2} = \frac{1}{2}(P_{cw} + M_{EAM} - S_{RX}) \quad [\text{dB}] \quad (4.18)$$

(4.18) 式から、例えば、センタ局から送信する上りキャリア光の電力(P_{cw})を+10dBmとすると、本節で述べた実験系では、 $M_{EAM} = -28\text{dB}$ 、 $S_{RX} = -40\text{dBm}$ (BER=10⁻⁹)であり、これらを例にとると光リンクバジェットは 11dB と算出される。

これらの結果により、提案方式により偏波無依存の高感度光受信を行い、無線基地局で光アンプを用いない経済的なシステム構成で、1.3節で本研究の目的として掲げた 10dB 以上の十分な光リンクバジェットを有する 60GHz 帯光ファイバ無線上りリンクを実現できることが示された。

4.4 1心光ファイバ伝送時の反射光の影響 [20]

4.4.1 上り光信号受信時における反射光の干渉

これまでの 60GHz 帯光ファイバ無線アクセスの上りリンクに関する報告の多く、また、4.3節で述べた検証実験においても、センタ局から無線基地局へのキャリア光の光ファイバ伝送と、変調された上り光信号の逆方向への伝送に別の光ファイバ心線を用いる、いわゆる2心伝送を想定していた。しかし、光伝送区間の設備費用は使用する光ファイバの心線数に応じて増加するため、システムを経済的に構成するためには、1心の光ファイバで伝送できることが望ましい。また、有限の光ファイバ心線数を有効に用いるためにも、少ない心線数でデータ伝送を行うことは重要な課題である。

1心の光ファイバによりループバック伝送する場合には、無線基地局において、図4.13に示すように反射型 EA 変調器[21]などの反射型の光変調器を用いた構成、または、透過型の光変調器と光サーキュレータを組み合わせた構成を用いて、一方、センタ局においては、光サーキュレータを用いて、センタ局から無線基地局へ

供給するキャリア光と、無線基地局からセンタ局へ送信されてくる上り光信号とを分離する構成が考えられる。このような、ループバックシステムにおける1心光ファイバ伝送においては、2心伝送の場合と比較して新たに考慮すべき課題として、光伝送路中における反射光の影響が知られている[22]。すなわち、光伝送路内に存在する複数の接続点の影響およびレイリー散乱等で、センタ局から無線基地局に供給するキャリア光の一部が反射され、上り光信号と共に光受信器に入力されることで干渉となり、受信品質を劣化させることが懸念されている。これまでに主に、光アクセスの代表的な構成であるPON(Passive Optical Network)において、ループバック型の上り伝送を実現する際の反射光の影響について、盛んに検証結果が報告されている[23]。

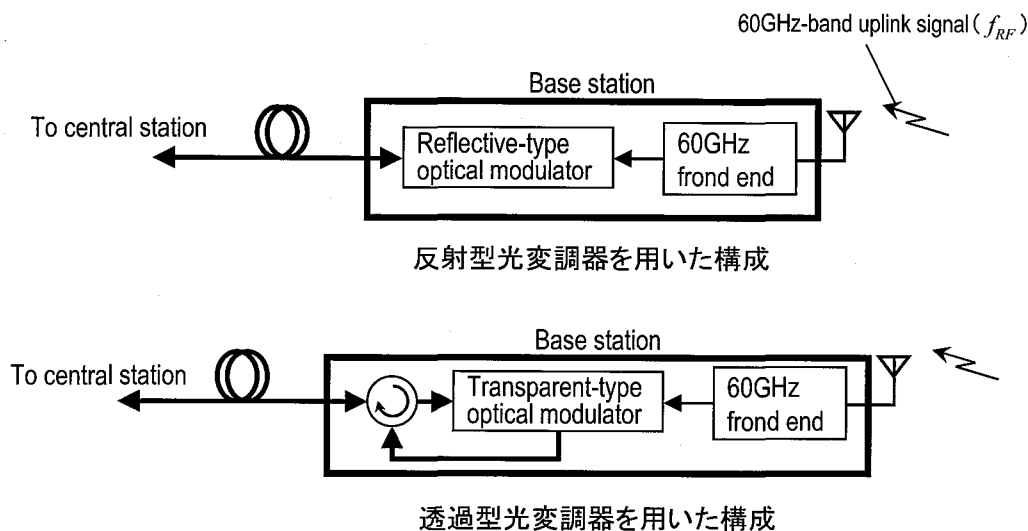


図4. 13 1心光ファイバ伝送のための無線基地局構成の例

反射光の干渉は、受光素子の出力において所望の信号への影響の仕方により、①反射光の存在そのものが与える影響(ショット雑音、RIN 等)と、②上り光信号との相互作用による影響(ビート雑音等)の2つに分類できる。文献[22, 23]で対象としているシステムでは、反射光と上り光信号の波長がほぼ等しいため、①と②の両方の影響を受ける。

4. 4. 2 提案方式における反射光干渉とその抑圧効果

ループバック型光ヘテロダイン方式を適用した 60GHz 帯光ファイバ無線アクセスの上りリンクに、反射光が影響を与える様子を図4. 14に示す。図4. 14(a)は、光受信器の受光素子に入力される光信号、すなわち、上り信号光(キャリア光とサイドバンド)と2波のローカル光、反射光の波長配置を示している。ここでは、反射光の影響を簡明に説明するために、4. 2節において数式を展開して説明した光信号の分配手法とは逆に、1波のキャリアを無線基地局に供給し、2波の直交偏波状態の光信号をローカル光として光受信器に分配する手

法を取り上げ、その方式における反射光干渉について検討する。

反射光は、センタ局から無線基地局に供給するキャリア光の一部が反射された光信号であり、受光素子の入力時点で、キャリア光とほぼ等しい波長を有している。図4. 14(b)は、受光素子から出力される電気信号のスペクトルを示している。尚、ここでは、受信回路で発生する熱雑音、及び各光信号の RIN 等の強度雑音については無視している。反射光が存在しない場合には、サイドバンド信号とローカル光のビート成分である2波の IF 信号と、ローカル光のショット雑音だけが生成され、(4. 12)式で示したように、これらの電力比である SNR で受信品質が決まる。

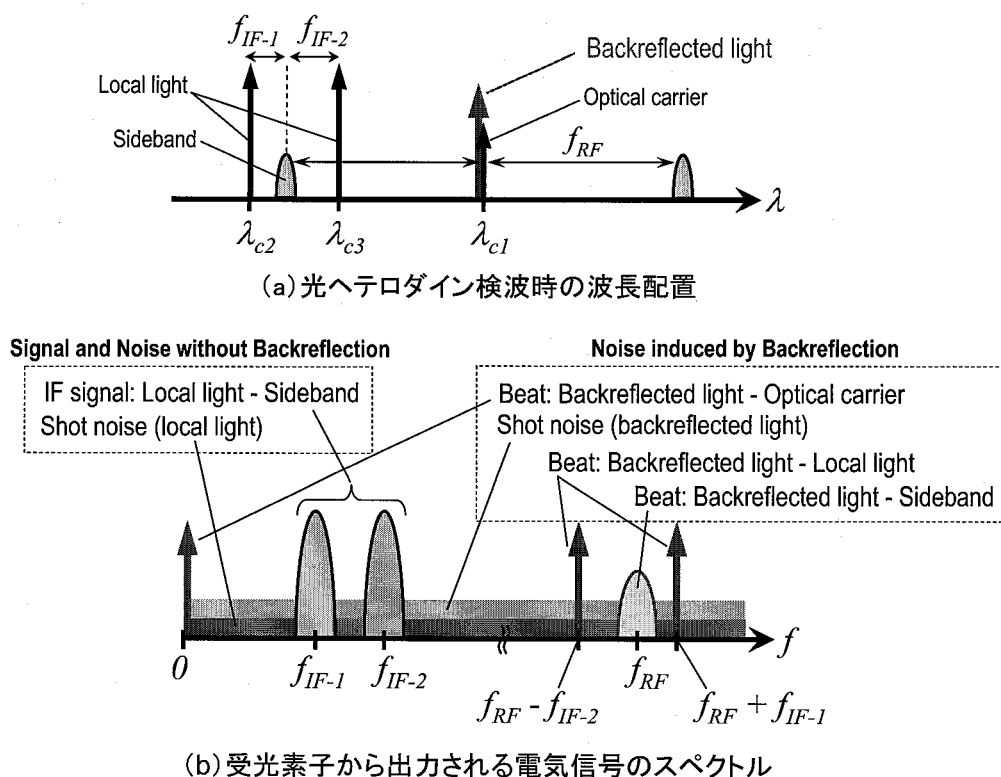


図4. 14 提案方式における反射光の影響

一方、反射光が存在する場合には、前項で述べた①に該当する成分として、主に反射光のショット雑音が発生し、また、前項②に該当する成分としては、キャリア光とのビート成分、サイドバンド信号とのビート成分、及び、2波のローカル光とのビート成分がそれぞれ発生する。ここで、これらの干渉成分の周波数の関係に注目すると、まず、反射光のショット雑音については、全周波数領域に一様に広がっており、IF 信号に干渉することが分かる。

ビート成分については、反射光とキャリア光とのビート成分は直流付近に、また、サイドバンド信号及びローカル光とのビートはいずれも 60GHz 帯と、所望の IF 信号とは異なる周波数帯に発生することが分かる。よって、IF 信号の周波数を、上記のビート成分から十分離れた帯域(数 GHz~10GHz)に設定し、さらに、復調器の前

段において、IF 信号の周波数帯だけを抽出するような通過特性を有するバンドパスフィルタを用いることで、ビート成分による干渉を抑圧できる。

このように、提案方式においては、前節で述べた反射光の影響のうち、主にビート雑音からなる②の相互作用による影響を抑圧できるため、①の反射光によるショット雑音(及び RIN などの強度雑音)だけを考慮すれば良く、両方の影響を考慮する必要がある従来方式に比べて、反射光干渉耐力に優れることが分かる。加えて、①の反射光によるショット雑音についても、反射光の光電力に比べて、ローカル光の電力を十分に高く設定することで、相対的に IF 信号の電力を高め、かつローカル光のショット雑音限界状態にすることで、干渉の影響を抑圧できる。

4. 4. 3 計算結果

本項では、前節の考察に基づいて、反射光による干渉が上り光信号の受信品質に与える影響を解析する。

前節で述べたように、反射光と上り光信号及びローカル光とのビート成分を十分に抑圧できた場合、受光素子の出力における SNR は下記の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{2S^2 P_{SSB} (P_{LO1} + P_{LO2})}{2eS \{ (P_{LO1} + P_{LO2}) + P_c \times RL \} B} \\ &= \frac{SP_{SSB}}{eB} \times \frac{1}{1 + (P_c \times RL) / (P_{LO1} + P_{LO2})} \end{aligned} \quad (4. 19)$$

ここで、 S 、 e 、 P_{SSB} 、 P_{LO1} 、 P_{LO2} 、 P_c 、 B はそれぞれ、受光素子の感度、電子電荷、サイドバンドの光電力、2波のローカル光の電力、キャリア光電力、及び信号帯域幅を表している。また、 RL は光伝送路の反射減衰量 (Return loss) を表しており、光伝送区間の構成に依存する値である。現状の光アクセスネットワークの接続点では、メカニカルスプライス及び融着接続や光コネクタ[24]が用いられており、例えば、B-PON (Broadband Passive Optical Network) の規格では最大-32dB と規定されている[25]。(4. 19) 式から、反射光が無い場合と比べた受信感度のペナルティは下記の式で表すことができる。

$$\text{penalty} = 10 \log_{10} (1 + \alpha) \quad [\text{dB}] \quad (4. 20)$$

$$\alpha = \frac{P_c \times RL}{P_{LO1} + P_{LO2}} \quad (4. 21)$$

ここで、 α は反射光とローカル光との電力比であり、この値により受信感度ペナルティが決定される。この関係について計算した結果を図4. 15に示す。この結果から、所望の受信品質を得るために必要なローカル光電力の条件が分かる。例えば、反射光の干渉によるペナルティを1.0dB 以下に抑えたい場合には、ローカル光の光電力を反射光のおよそ 3.9 倍(5.9dB) 以上に設定する必要がある。センタ局から送信する光キャリアの光電力が+10dBm、+20dBm の場合の、ローカル光電力と受信感度ペナルティの関係を図4. 16に示す。反射減衰

量として、前述の PON の規定値である-32dB に加え、ファイバ端面が開放された場合に、空気層との間に生じるフレネル(Fresnel)反射の値(-14dB 程度[24])を設定した。図4. 16から、PON の規定内では、いずれの送信光パワーの場合でも、ローカル光電力を-5dBm 以上に設定することで、受信感度ペナルティを1.0dB 以下に抑圧できることが分かる。また、非常に大きな電力の反射光が発生するフレネル反射の場合でも、それぞれ +2dBm、+12dBm 以上の高い電力のローカル光を用いることで、ペナルティを抑圧できることが分かる。

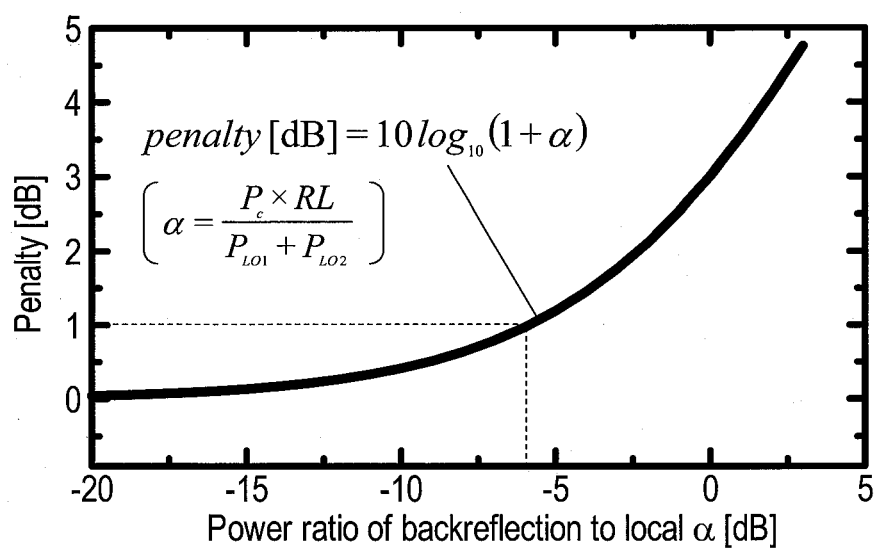


図4. 15 反射光とローカル光の電力比と受信感度ペナルティの関係

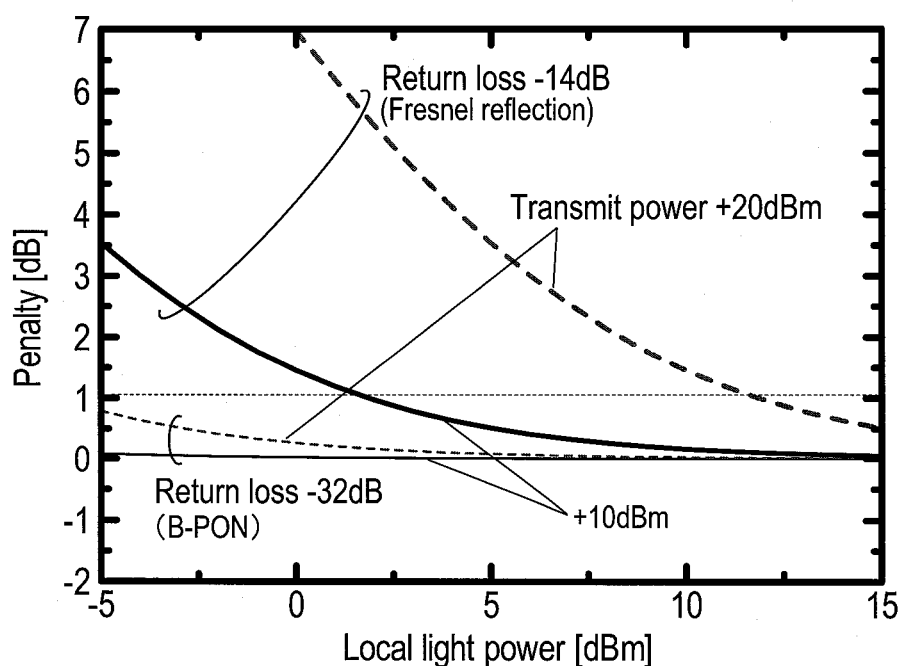


図4. 16 ローカル光電力と受信感度ペナルティの関係

4. 4. 4 検証実験

提案方式を用いて1心光ファイバ伝送した場合の反射光の影響について検証するため、1.0Gb/s 伝送実験を行った。図4. 17に検証実験系を示す。キャリア光源である LD-1(1550.67nm)の出力を分岐し、一方は上り伝送用のキャリア光として用いて、EA変調器により60.5GHzの1.0Gb/s ASK信号で変調した後、上り光信号として10kmのSMFを伝送させた。もう一方の光信号は反射光として用いて、図中の偏光子(Pol)と偏波コントローラ(PC)により、上り光信号とのビートが最大になるよう設定した。反射光と上り光信号の合波光を、互いに偏波が直交した2波のローカル光により光ヘテロダイン検波した際の光スペクトルを図4. 18に示す。図示するように、検波するサイドバンドと2波のローカル光との周波数差がそれぞれ6.5GHz、8.3GHzになるよう3台のレーザ光源の波長を設定した。

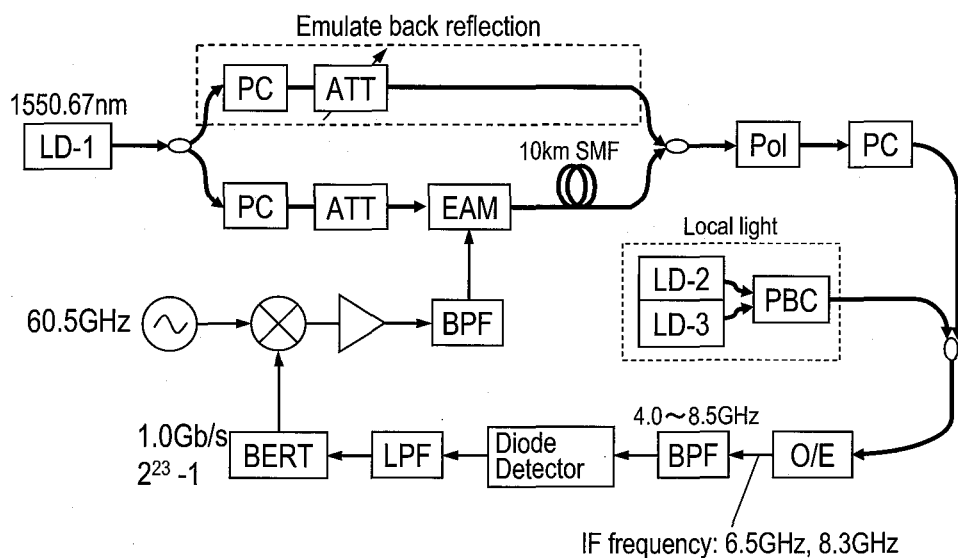


図4. 17 検証実験系

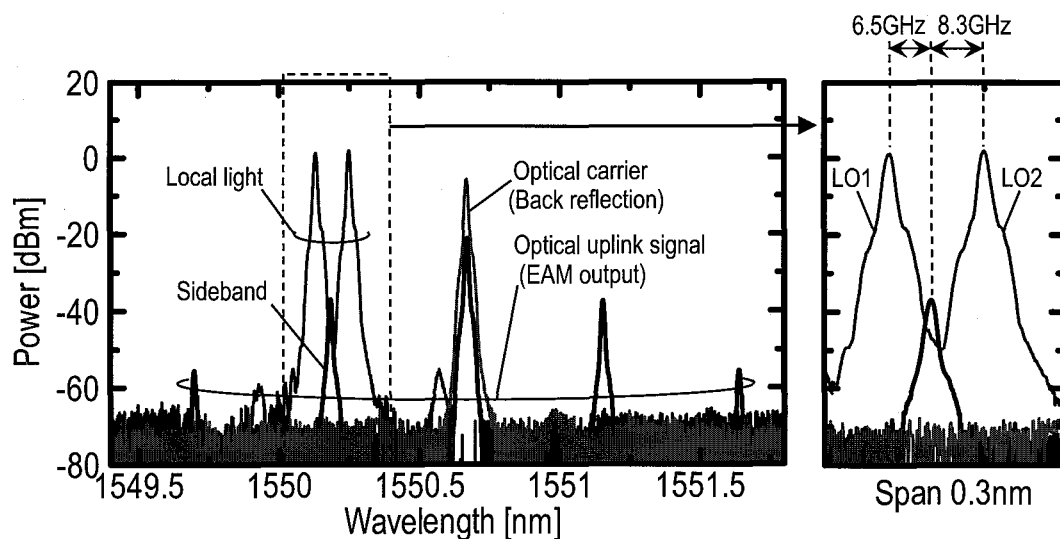


図4. 18 光ヘテロダイン検波時の光スペクトル

光ヘテロダイン検波により発生した2波の IF 信号(6.5GHz、8.3GHz)は、まとめてダイオードで検波し、出力信号の BER を測定した。図4. 19に、反射光電力と、 10^{-9} の BER で定義する受信感度(サイドバンド信号の光電力)の関係の測定結果を示す。測定は、ローカル光の電力(+0.0dBm、+1.5dBm、+4.8dBm)と反射光と短波側のローカル光(LO1)の偏波方向の角度差(θ : 0° 、 45° 、 90°)をそれぞれ変化させて行った。

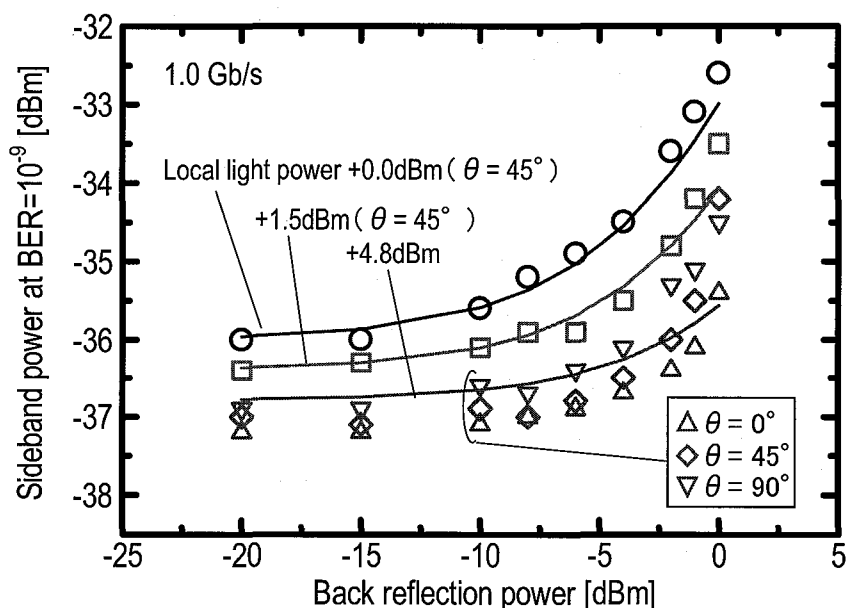


図4. 19 反射光電力と受信感度(BER= 10^{-9})の関係

図4. 19の結果から、いずれの条件においても、反射光電力を-6dBmまで高めても、反射光干渉による受信感度ペナルティが 1.0dB 以下に抑えられていることが分かる。この結果は、光伝送区間の反射減衰量として -32dB を想定した場合には、センタ局から送信するキャリア光の電力を+26dBm という非常に大きな値に高められることを示唆しており、前節で述べたように、提案方式が反射光干渉耐力に優れることを示している。また、図4. 19には、それぞれのローカル光電力において、(4. 20)式を基に計算した受信感度ペナルティについても曲線で示している。これらのペナルティは、反射光が無い場合の測定結果と比べた値である。いずれの場合も、反射光電力が小さい場合は、実験結果と計算結果がほぼ一致していることから、ビート成分による影響の抑圧が実現されていると考えられる。

一方で、反射光電力が-2dBm を超えるあたりから、実験において計算結果より大きなペナルティが発生していることが分かる。この乖離の要因を確かめるために、この乖離量の反射光及びローカル光電力への依存性を調べた。具体的には、実験において計算結果より過剰に発生したペナルティ(P_x)が、反射光及びローカル光のショット雑音以外の過剰雑音(N_x)による SNR の劣化により生じ、これらの関係が下記の式で表されることが考えられた。

$$\begin{aligned}
SNR &= \frac{2S^2 P_{SSB} (P_{LO1} + P_{LO2})}{[2eS\{(P_{LO1} + P_{LO2}) + P_c \times RL\} + N_x]B} \\
&= \frac{SP_{SSB}}{eB} \times \frac{1}{1+\alpha} \times \frac{1}{1+\alpha_x} \\
&\left[\alpha_x = \frac{N_x}{2eS(P_{LO1} + P_{LO2} + P_c \times RL)} \right]
\end{aligned} \tag{4.22}$$

$$\text{excess penalty, } P_x = 10 \log_{10}(1 + \alpha_x) \text{ [dB]} \tag{4.23}$$

これらの式は、(4.19)式、(4.20)式と同様に導出できるものであり、ショット雑音成分(分母)と過剰雑音成分(分子)の比 α_x により決定される過剰ペナルティが生じることを意味している。図4.19に示す測定結果から得られた過剰ペナルティの値を基に、過剰雑音電力比 α_x と、反射光及びローカル光のパワーとの関係を算出した結果をそれぞれ図4.20、図4.21に示す。

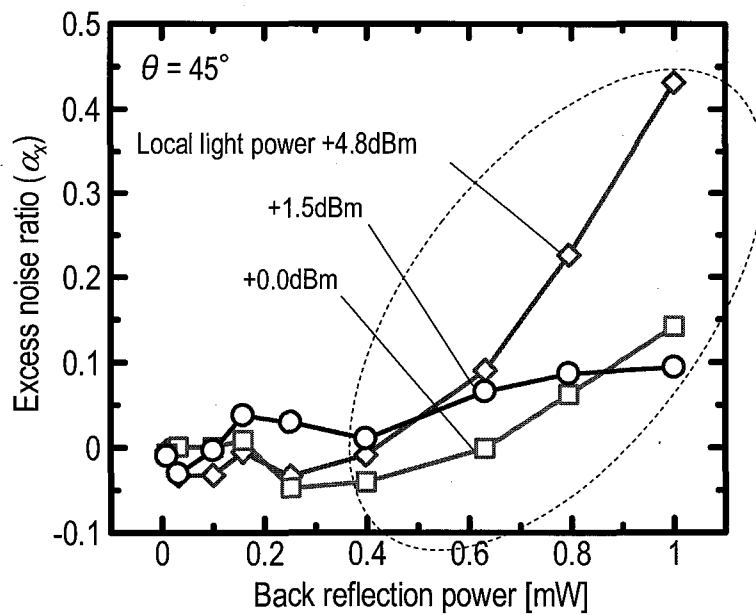


図4.20 反射光電力と過剰雑音電力比の関係

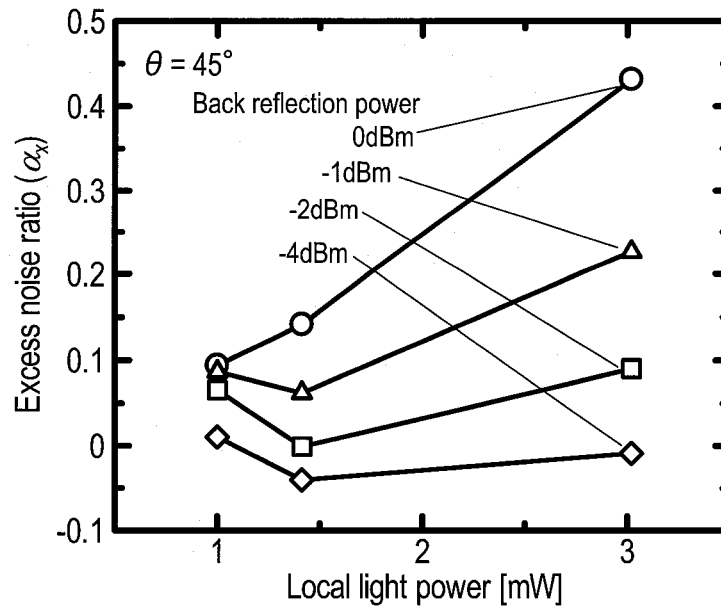
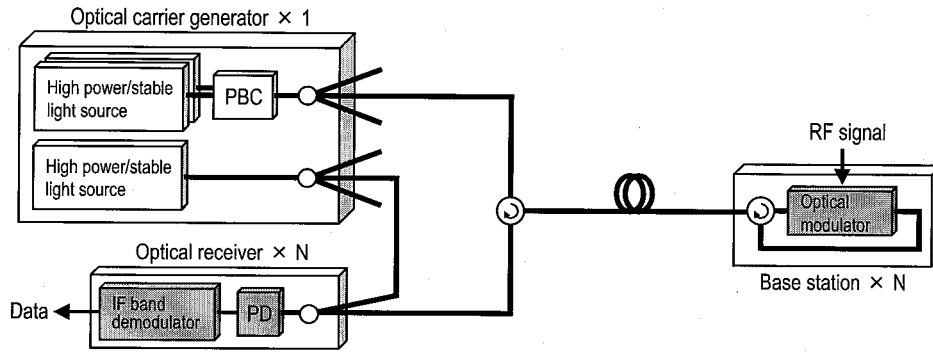


図4. 21 ローカル光電力と過剰雑音電力比の関係

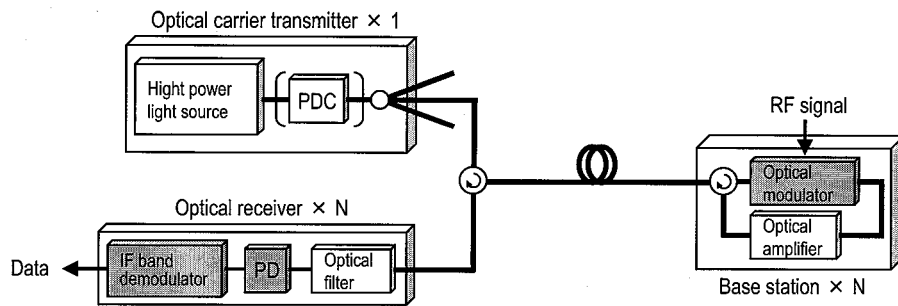
図4. 20、図4. 21のいずれにおいても、横軸の光電力と過剰雑音電力比 α_x が正の相関を有しており、過剰雑音成分 N_x が、反射光電力とローカル光電力の両方に依存することを示唆している。このような雑音成分の生成プロセスとしては、反射光およびローカル光の強度雑音成分によるものに加えて、反射光(キャリア光)の RIN 等の強度雑音成分とローカル光とのビートによるものが考えられる。これらのビート成分による過剰な受信感度ペナルティを避けるためには、強度雑音が小さい光源を用いてキャリア光とローカル光を生成し、さらに、これらの光電力を過剰に大きな値に設定しないよう考慮して設計する必要がある。

4. 5 光アンプを用いた場合とのシステム経済性の比較

本節では、システム構成の経済性の観点から有用性について議論する。図4. 22に、提案方式を用いたシステム構成と、従来の研究報告に多く見られる、無線基地局において光アンプを用いた構成を示す。提案方式では、光キャリア発生部において高出力および高い周波数安定特性を有する3つの光源を設置し、これらの出力を上りキャリア光およびローカル光として、複数の光ファイバ無線リンクに供給する構成になっており、各光受信器において光ヘテロダイン検波を行うことで、光リンクバジェットの拡大を実現する。一方、従来の研究報告にみられる代表的な構成例として、センタ局からキャリア光を供給し、各無線基地局において EDFA 等の低雑音特性の光アンプを用いて、光電力の損失を補償する構成がある。ただし、同図(b)の構成で直接検波型の光受信器を用いる場合には、2章で述べたように、光ファイバの波長分散によって生じるフェージングの影響を抑圧するために、フォトニックダウンコンバージョン(Photonic Down Conversion, PDC)技術を用いる必要がある。図4. 22では、PDC のための光信号処理を送信側で一括で行う構成を示している。



(a) 提案方式(ループバック型光ヘテロダイン方式)を用いたシステム構成



(b) 無線基地局で光アンプを用いるループバック型システム構成

図4. 22 提案方式を用いたシステム構成と無線基地局で光アンプを用いるシステム構成

ここで、両者の構成部品について比較すると、図中で灰色で示した構成部品は両者共通のものであるから、提案方式(a)における偏波合成部品、および、無線基地局で光アンプを用いたシステム(b)におけるキャリア光送信器(Optical carrier transmitter)および光受信器の光フィルタのコストを無視すると、本提案方式と光アンプを用いた従来方式の経済性を比較するには、おおむね、上記の3つの光源と、各無線基地局に設置される光アンプのコストの総計を比較すれば良いことになる。ここで、提案方式において光キャリア発生部で用いる3つの光源、および、無線基地局で用いる光アンプのコストをそれぞれ C_{LS} 、 C_{AMP} で表すと、本提案方式が経済性の面で優位であるための条件は、

$$3 \cdot C_{LS} \leq N \cdot C_{AMP}$$

$$\Leftrightarrow \frac{C_{LS}}{C_{AMP}} \leq \frac{N}{3}$$

(4. 24)

で表すことができる。同式において、 N は提案方式において1つの光キャリア発生部を用いて収容できる無線

基地局の数である。

(4. 24)式を用いて経済性を比較してみる。まず、提案方式において1つの光キャリア発生部が収容できる無線基地局の数(N)については、3つの光源で出力できる光電力と、それぞれの光ファイバ無線リンクにおいて必要なキャリア光電力およびローカル光電力の比で決定される。本提案方式では、4. 3. 2項で述べた議論から、+10dBm(10mW)程度の電力でキャリア光を送信し、+3dBm(2mW)程度のローカル光を用いることで、十分な光リンクバジェットを確保できる。よって、光キャリア発生部において数100mWから数Wの出力が得られる光源を用いることで、数10から数100の無線基地局を収容できることになる。従って、(4. 24)式から、提案方式で用いる光源と光アンプとのコスト比、 C_{LS}/C_{AMP} 、が10~100以下であれば、システムの経済性は提案方式が優れていることになる。

このような高出力が得られ、かつ周波数安定性が数10MHz程度と非常に高い光源を用意する方法として、例えば、狭線幅ファイバレーザ[26]を用いて、必要に応じて光アンプを用いて更に光電力を1W以上に増幅する構成が考えられる。現時点で、量産レベルにある光アンプであるEDFAと、研究用途に限定されているファイバレーザを比べたところ、そのコスト比、 C_{LS}/C_{AMP} は、10から数10程度の値であった。この値は、上記の提案方式が経済面で優位になる範囲内の値である。ファイバレーザは今後、量産化による低廉化が予想されることから、無線基地局において光アンプを用いる構成に比べて、本提案方式がシステム構成の経済性の面で優位性を示すことが期待できる。

4. 6 結言

本章では、通信型アクセスネットワークの上り伝送方式の光リンクバジェット拡大技術に関する検討を加え、高感度受信法である光ヘテロダイン検波を用いたループバック型光ヘテロダイン方式を提案した。本方式は、無線基地局において発生する両側のサイドバンド信号のうち、いずれかのサイドバンド信号だけを光ヘテロダイン検波することで、光領域でミリ波信号をIF帯にダウンコンバージョンするため、波長分散の影響をほとんど受けない。さらに、本提案では、光ヘテロダイン検波に必要な要素、すなわち、ローカル光/キャリア光の光源、これらの光源の周波数安定化回路、および偏波ダイバーシティ受信回路を送信側の光キャリア発生部に集約することで、各光受信器は、IF帯の受光素子と復調回路だけで構成することができる。これにより、システム全体の構成の簡素化を実現した。

本提案方式のシステム構成と原理について説明し、アクセスネットワークを模擬した10kmのSMFの1.0Gb/s伝送実験を行ない、上り光信号の偏波状態に依存することなく、-40dBmの上りサイドバンド光信号電力において 10^{-9} 以下のBERが得られ、また、波長分散による受信感度劣化がほぼ無いことを確認した。また、得られた結果から、無線基地局において光アンプを用いない構成でも、10dB以上の光リンクバジェットを確保できることを示した。さらに、センタ局からキャリア光を供給するループバック伝送を実際のシステムで運用する際に課題となる、光伝送路中の反射光の影響についても解析、実験の両面で検証し、受信光電力よりも高い-6dBm程度の反射光が存在した場合でも、受信感度ペナルティを1dB以下に抑圧できることを示した。最後に、システムの経済性の面でも、無線基地局で光アンプを用いる構成に比べて優位性を有することを示唆した。

参考文献

- [1] T. Taniguchi and N. Sakurai, "Loop-Back Optical Heterodyne Detection Technique for 60GHz Radio-On-Fibre Uplink," *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2004*, Tu3.5.3, Sep. 2004.
- [2] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Loop-Back Optical Heterodyne Technique for 1.0-Gb/s Data Transmission Over 60-GHz Radio-On-Fiber Uplink," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.25, No.6, pp.1484-1494, June 2007.
- [3] D. Wake, C. R. Lima and P. A. Davies, "Optical generation of millimeter-wave signals for fiber-radio systems using a dual-mode DFB semiconductor laser," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2270-2276, Sep. 1995.
- [4] T. Ohno, K. Sato, S. Fukushima, Y. Doi and Y. Matsuoka, "Application of DBR mode-locked lasers in millimeter-wave fiber-radio system," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 1, pp. 44-49, Jan. 2000.
- [5] Y. Doi, S. Fukushima, T. Ohno, Y. Matsuoka and H. Takeuchi, "Phase shift keying using optical delay modulation for millimeter-wave fiber-optic radio links," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 3, pp. 301-307, Mar. 2000.
- [6] C. Lim, A. Nirmalathas, D. Novak, R. Waterhouse and G. Yoffe, "Millimeter-wave broad-band fiber-wireless system incorporating baseband data transmission over fiber and remote LO delivery," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 10, pp. 1355-1363, Oct. 2000.
- [7] Y.-K. Seo, C.-S. Choi and W.-Y. Choi, "All-optical signal up-conversion for radio-on-fiber applications using cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 10, pp. 1448-1450, Oct. 2002.
- [8] M. Ogusu, K. Inagaki, Y. Mizuguchi and T. Ohira, "Multiplexing of millimeter-wave signals for fiber-radio links by direct modulation of a two-mode locked Fabry-Perot laser," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 498-507, Feb. 2004.
- [9] T. Kuri, T. Nakasyotani, H. Toda and K. Kitayama, "Characterizations of supercontinuum light source for WDM millimeter-wave-band radio-on-fiber systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 1274-1276, June 2005.
- [10] U. Gliese, S. Nørskov and T. N. Nielsen, "Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 10, pp. 1716-1724, Oct. 1996.
- [11] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann and R. Hofstetter, "Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 25, pp. 2309-2311, Dec. 1992.
- [12] J-H. Seo, C-S. Choi, Y-S. Kang, Y-D. Chung, J. Kim and W-Y. Choi, "SOA-EAM frequency up/down-converters for 60-GHz bi-directional Radio-on-Fiber systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 959-966, Feb. 2006.
- [13] 大越 孝敬, 菊池 和朗, コヒーレント光通信工学, p47, オーム社, 1989 年.
- [14] Y. Ishii, K. Tsukamoto, S. Komaki and N. Morinaga, "Coherent fiber-optic microcellular radio communication system using a novel RF-to-optic conversion scheme," *IEEE Trans. Microwave Theory*

Tech., vol. 43, no. 9, pp. 2241–2248, Sep. 1995.

- [15] T. Kuri and K. Kitayama, “Optical heterodyne detection of millimeter-wave-band radio-on-fiber signals with a remote dual-mode local light source,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 10, pp. 2025–2029, Oct. 2001.
- [16] T. Kuri and K. Kitayama, “Optical heterodyne detection technique for densely multiplexed millimeter-wave-band radio-on-fiber systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 12, pp. 3167–3179, Dec. 2003.
- [17] S. Watanabe, T. Terahara, I. Yokota, T. Naito, T. Chikama and H. Kuwahara, “Optical Coherent Broad-Band Transmission for Long-Haul and Distribution Systems using Subcarrier Multiplexing,” *J. Lightw. Technol.*, Vol.11, No.1, pp.116–127, Jan. 1993.
- [18] A. D. Kersey, A. M. Yurek, A. Dandridge and J. F. Weller, “New Polarisation-Insensitive Detection Technique for Coherent Optical Fibre Heterodyne Communications,” *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 18, pp. 924–926, Aug. 1987.
- [19] 米津 宏雄, 光通信素子工学—発光・受光素子—4 版, pp.353–355, 工学図書株式会社, 1991 年.
- [20] 谷口 友宏, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, “ループバック型光ヘテロダイン方式を用いた 60GHz ROF 上りリンクにおける反射光干渉の抑圧,” 電子情報通信学会 光エレクトロニクス(OPE)研究会 信学技報 vol. 109, no. 159, OPE2009-33, pp. 19–24, 2009 年 7 月.
- [21] K. Yamada, K. Nakamura and Y. Ogawa, “Improvement of bandwidth-to-drive-voltage of an electroabsorption modulator employing a double-pass configuration,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 8, pp. 1021–1023, Aug. 1996.
- [22] R. K. Staubli and P. Gysel, “Crosstalk penalties due to coherent Rayleigh noise in bidirectional optical communication systems,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 9, no. 3, pp. 375–380, Mar. 1991.
- [23] M. Fujiwara, J. Kani, H. Suzuki and K. Iwatsuki, “Impact of backreflection on upstream transmission in WDM single-fiber loopback access networks,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 2, pp. 740–746, Feb. 2006.
- [24] 安東泰博, “光コネクタ技術,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol.J83-C, no.5. pp.365–379, May 2000.
- [25] ITU-T Recommendation G. 983.3, Broadband Optical Access Systems Based on Passive Optical Networks.
- [26] Y. Hu, C. Spiegelberg, J. Geng, T. Luo, Y. Kaneda, J. Wang, S. Hocde and S. Jiang, “High power single-frequency narrow-linewidth erbium-doped fiber laser,” *Lasers and Electro-Optics Society (LEOS)* 2003, ThD2, pp.794–795., Arizona USA, Oct. 2003.

第5章 通信型アクセスネットワークにおける 双方向伝送方式

5.1 序言 [1-3]

通信型アクセスネットワークの構築には、上り伝送および下り伝送の両方を実現する必要があり、前章においては、経済的なシステム構成で、上り光信号を光ヘテロダイン検波により高感度受信する手法として、ループバック型光ヘテロダイン方式を提案し、その上り伝送について有用性を検証した。

これに下り伝送を加えて双方向伝送を実現する場合、波長多重技術を用いて、センタ局には別波長帯の下り伝送用光源、無線基地局には別の受光素子を設置する構成が考えられる。しかし、アクセスネットワークの簡素化という観点では、部品点数をなるべく低減することが求められるため、前章で述べた上り伝送で用いた光部品を下り伝送でも共用できる伝送方式が望ましい。特に、数多く必要となる無線基地局は、ユーザに近いネットワーク装置であり、センタ局に比べてシステム全体に与える影響が大きいため、必要最小限の光部品で構成することが求められる。このような観点から、これまでに、無線基地局で単一の電界吸収型 (Electro Absorption, EA) 変調器を、下り光信号の検波と上り光信号の変調の両方に用いるシステムが報告されている [4-6]。一方、センタ局で上り伝送および下り伝送で光源を共用することは、経済性だけでなく、同一波長域で上りおよび下りの双方向伝送を実現することになり、波長利用効率の観点からも望ましい。

本章では、前章で提案したループバック型光ヘテロダイン上り伝送方式をベースとした双方向通信型アクセスネットワークを実現することを目的として、上り伝送に用いる光部品の一部を下り伝送にも共用可能な新しい双方向伝送方式を提案する。提案方式のシステム構成では、上り伝送においてセンタ局で用いる3つの光源のうちの1つを下り光信号の生成に用い、さらに、無線基地局の EA 変調器を下り光信号の検波にも用いる。これにより、上り伝送のみの場合とほぼ同じシンプルな構成を実現できる。

以下では、まず、上り光信号と下り光信号の間のクロストークを抑圧できる波長配置の設計法ならびに RF/IF 周波数を明らかにする。次に、1.0Gb/s 伝送実験を行い、双方向伝送の場合の受信特性を評価して提案方式の有効性を検証する。最後に、光受信器において、上り光信号とローカル光を合波する光カプラの合波比を調整することで、上りリンク、下りリンク共に同時に 10dB 以上のリンクバジェットを確保できることを明らかにする。

5.2 双方向伝送方式のシステム設計

5.2.1 システム構成

図5.1に、本章で述べる双方向伝送方式のコンセプトを示す。センタ局は、1つの共用型光キャリア発生部と、無線基地局と1:1で接続され、データの送受信を行う光送信器および光受信器で構成される。本システムにおけるコンセプトは、上り伝送および下り伝送それぞれにおいて必要となる主な機能を、光キャリア発生部に集約し共用する点にある。上り伝送においては、前章で述べたように、各光受信器で光ヘテロダイン検波を実

行するための、ローカル光/キャリア光発生と周波数安定化機能および偏波無依存化機能を光キャリア発生部が一括で担う。これにより、各光受信器は光検波器と中間周波数帯 (Intermediate Frequency, IF) の部品だけで構成することができる。一方、下り伝送においては、2章で述べたように、光ファイバの波長分散の影響によるフーゼィングを抑圧するために、所望の下り無線周波数に等しい周波数間隔を有する2トーン光信号を送送する手法が有効である。提案する双方向伝送方式では、光キャリア発生部が持つ2トーン光キャリアの発生機能を複数の下りリンクで共用し、各光送信器はベースバンド変調と上りリンク用にループバックするキャリア光との多重だけを行う。尚、ミリ波無線リンクは、上りリンク周波数 f_{RF-u} 、下りリンク周波数 $f_{RF-d} (\neq f_{RF-u})$ とした FDD (Frequency Division Duplex) を用いるものと仮定する。

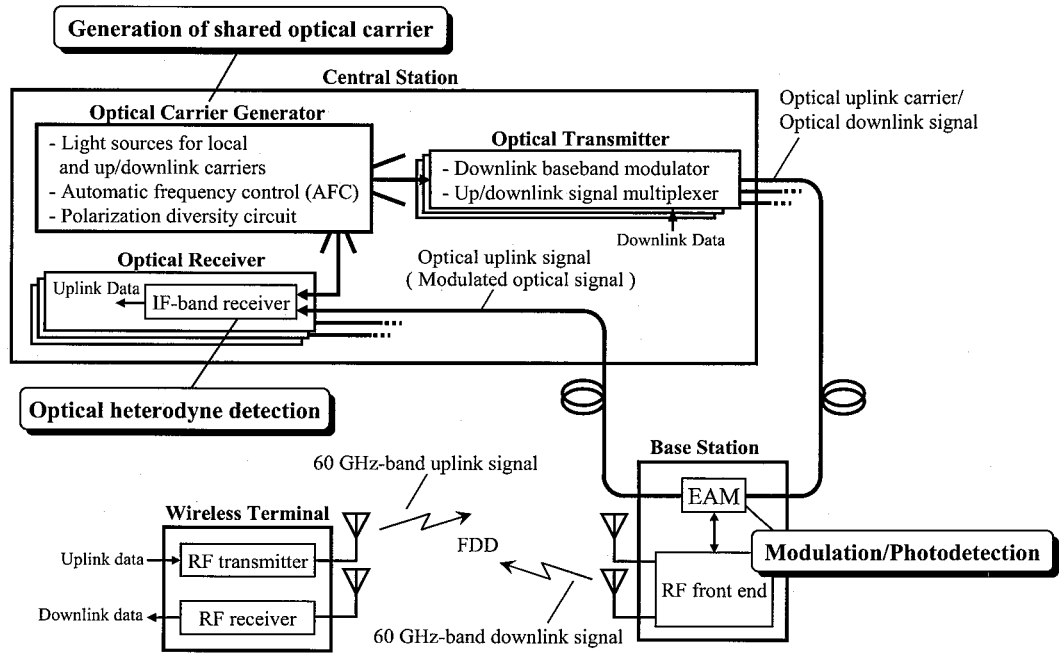


図5.1 提案する双方向伝送方式のコンセプト

図5.2にシステム構成を示す。光キャリア発生部には3つの光源が設置され、それぞれ波長が λ_{c1} 、 λ_{c2} 、 λ_{c3} ($=c/f_{c1}$ 、 c/f_{c2} 、 c/f_{c3} 、 c : 光速)となるよう周波数安定化回路 (Automatic Frequency Controller, AFC) で精密に制御されている。これらの波長の配置は、

$$\begin{aligned} |f_{c2} - f_{c1}| &= f_{RF-u} \pm f_{IF-1} \\ |f_{c3} - f_{c1}| &= f_{RF-u} \pm f_{IF-2} \\ \left(f_{ci} &= \frac{c}{\lambda_{ci}}, i = 1, 2, 3 \right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

となるように設定する。ここで、 f_{RF-u} 、 f_{IF-1} 、 f_{IF-2} はそれぞれ上りリンクの無線周波数と IF 周波数である。

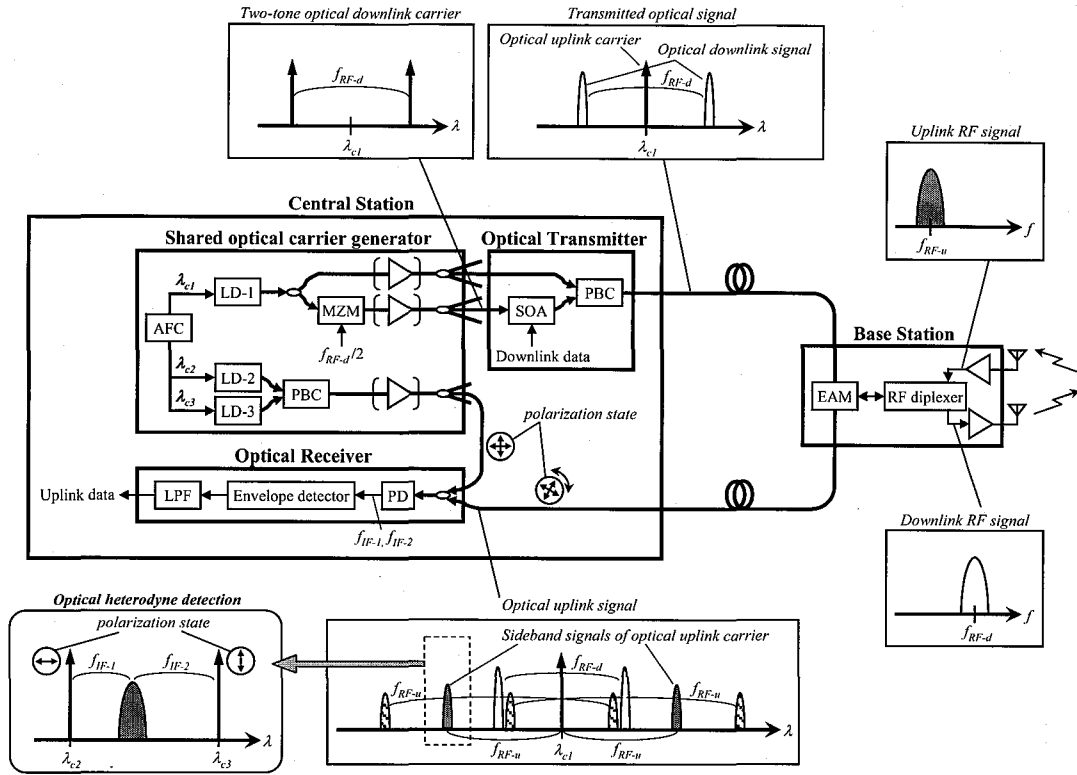


図5. 2 システム構成(双方向伝送)

図5. 2には、次式で表される波長配置例を示している。

$$\begin{aligned} f_{c2} - f_{c1} &= f_{RF-u} + f_{IF-1} \\ f_{c3} - f_{c1} &= f_{RF-u} - f_{IF-2} \end{aligned} \quad (5. 2)$$

LD-2($\lambda_{c2} = c / f_{c2}$)とLD-3($\lambda_{c3} = c / f_{c3}$)の出力光信号は、偏波ビームカプラ(Polarization Beam Coupler、PBC)で直交偏波合波され、光電力が等しく、直交した偏波状態を有する2トーンのローカル光を生成する。このローカル光の電界 $E_{LO}(t)$ は、

$$E_{LO}(t) = \sqrt{2P_{LO}} \cos\{2\pi f_{c2}t + \phi_2(t)\} + \sqrt{2P_{LO}} \cos\{2\pi f_{c3}t + \phi_3(t)\} \quad (5. 3)$$

で表すことができる。ここで、 P_{LO} はローカル光電力であり、 $\phi_2(t)$ 、 $\phi_3(t)$ はそれぞれ LD-2、LD-3 の位相成分である。この2トーンローカル光は、光ヘテロダイン検波のため光受信器に分配される。

LD-1 の出力光信号は、図5. 2に示すように、光スプリッタを用いて上りリンクおよび下りリンクの双方で用いられる。一方は、そのまま上りキャリア光として光送信器に分配され、もう一方の光信号は、下り無線周波数の半値($f_{RF-d}/2$)の搬送波でDSB-SC(Double Side Band-Suppressed Carrier)変調して、 f_{RF-d} のビートを持つ2トーンキャリア光に変換された後、下りキャリア光として光送信器に分配される。上りキャリア光と下りキャリア光の電界 $E_{c-u}(t)$ 、 $E_{c-d}(t)$ はそれぞれ、

$$E_{c-u}(t) = \sqrt{2P_{c-u}} \cos\{2\pi f_{cl}t + \phi_1(t)\} \quad (5.4)$$

$$E_{c-d}(t) = \sqrt{2P_{c-d}} \cos\{2\pi(f_{cl} - f_{RF-d}/2)t + \phi_1(t) - \phi_{RF-d}(t)\} + \sqrt{2P_{c-d}} \cos\{2\pi(f_{cl} + f_{RF-d}/2)t + \phi_1(t) + \phi_{RF-d}(t)\} \quad (5.5)$$

で表すことができる。ここで、 P_{c-u} 、 P_{c-d} は光電力、 $\phi_1(t)$ 、 $\phi_{RF-d}(t)$ はそれぞれ LD-1 と中心周波数 $f_{RF-d}/2$ の変調信号の位相成分である。

各光送信器は、下りキャリア光を下りデータで変調した後、上りキャリア光と合波し、まとめて無線基地局に送信する。この送信光信号の電界 $E_{TX}(t)$ は、

$$E_{TX}(t) = \sqrt{2P_{c-u}} \cos\{2\pi f_{cl}t + \phi_1(t)\} + \sqrt{2m_d a_d P_{c-d}} [\cos\{2\pi(f_{cl} - f_{RF-d}/2)t + \phi_1(t) - \phi_{RF-d}(t)\} + \cos\{2\pi(f_{cl} + f_{RF-d}/2)t + \phi_1(t) + \phi_{RF-d}(t)\}] \quad (5.6)$$

と表すことができる。ここで、 m_d 、 a_d はそれぞれ光変調度、2値の下りデータのシンボル値(= 0 or 1)である。

ここで、簡素なシステム構成と高い光リンクバジェットを実現するためには、各光送信器において光部品点数を低減し、かつ、光電力の劣化を極力抑えることが重要である。まず、光電力の劣化を抑えるには、上りキャリア光と下り光信号の合波に PBC を用いることが有効である。この直交偏波合成により、3dB(50:50)光カプラを用いて合波する場合に比べて合波損失を低減できる。また、下り光変調器には、高速変調と光電力の増幅を同時に実現可能な半導体光増幅器(Semiconductor Optical Amplifier, SOA)の適用が、各光送信器の構成簡素化に効果が高いと考えられる。

無線基地局では、上りキャリア光(f_{cl})と2トーンの下り光信号($f_{cl} - f_{RF-d}/2$ 、 $f_{cl} + f_{RF-d}/2$)が、光変調と光検波の同時動作[4-6]をする単一の EA 変調器に入力される。EA 変調器の光検波の際には、上りキャリア光と下り光信号は直交偏波状態にあるためこれらの間のビート($f_{RF-d}/2$)は発生せず、下り無線信号(f_{RF-d})だけが光自己ヘテロダイン検波により抽出される。この下り無線信号の電界 $E_{RF-d}(t)$ は、下記の(5. 7)式で表すことができる。

$$E_{RF-d}(t) \propto a_d \cos\{2\pi f_{RF-d}t + 2\phi_{RF-d}(t)\} \quad (5.7)$$

ここで、光自己ヘテロダイン検波によりLD-1の出力光信号の位相成分 $\phi_l(t)$ が相殺されており、非常に周波数安定度が高い下り無線信号が生成されていることに注目されたい[7]。また、光送信器においてSOAにより下りデータ変調を行うことで、下り無線信号の変調方式としては、ASK (Amplitude Shift Keying)を用いることになる。

一方、EA変調器の光変調作用により、中心周波数 f_{RF-u} の上り無線信号により、入力光信号が一括して変調される。上り無線信号の変調方式として2値ASKを用いた場合、変調された光信号の電界 $E_{mod}(t)$ は、

$$E_{mod}(t) = \sqrt{1 + m_u a_u \cos 2\pi f_{RF-u} t} \cdot E_{TX}'(t) \\ \cong \left(1 + \frac{1}{2} m_u a_u \cos 2\pi f_{RF-u} t \right) \cdot E_{TX}'(t) \quad (5.8)$$

で表すことができる。ここで、 m_u 、 a_u 、 $E_{TX}'(t)$ はそれぞれ光変調度、2値の上りデータのシンボル値(= 0 or 1)、無線基地局で受信した光信号の電界であり、最後の式は、テイラー展開を適用し、2次以上の項を無視した。この一括光変調により、それぞれの入力光信号に対し、周波数離調 f_{RF-u} のサイドバンド光信号が発生するため、図5.2に示すように、EA変調器の出力光信号は下記周波数の成分を有する。

上りキャリア光とそのサイドバンド : f_{cl} 、 $f_{cl} - f_{RF-u}$ 、 $f_{cl} + f_{RF-u}$

下り光信号とそのサイドバンド : $f_{cl} - f_{RF-d}/2$ 、 $f_{cl} - f_{RF-d}/2 - f_{RF-u}$ 、 $f_{cl} - f_{RF-d}/2 + f_{RF-u}$ 、
 $f_{cl} + f_{RF-d}/2$ 、 $f_{cl} + f_{RF-d}/2 - f_{RF-u}$ 、 $f_{cl} + f_{RF-d}/2 + f_{RF-u}$

上記の成分のうち、上りリンクの光受信器で検波されるのは、上りキャリア光の2つのサイドバンド光信号($f_{cl} - f_{RF-u}$ 、 $f_{cl} + f_{RF-u}$)の内どちらかだけであり、その他の成分は不要成分である。無線基地局の簡素化のため、光フィルタによる除去をすることなく、これら全ての成分は上り光信号として光受信器に送信される。

センタ局の光受信器では、上り光信号が2トーンローカル光、 $E_{Lo}(t)$ 、と合波された後、光ヘテロダイン検波される。ここで、IF周波数 f_{IF-1} 、 f_{IF-2} が10GHz以下であり、受光素子がIF帯域しか持っていないと仮定し、上り光信号に含まれる成分の周波数関係に注目すると、図5.2に示すように、光ヘテロダイン検波に不要な成分は、所望のサイドバンド光信号($f_{cl} - f_{RF-u}$ 、 $f_{cl} + f_{RF-u}$)から30GHz以上離れているため、光ヘテロダイン検波の波長選択性により、所望の成分だけを抽出することができる。ローカル光として互いに直交偏波状態の2トーンの光信号を用いているため、光ヘテロダイン検波により

$$E_{IF}(t) \propto a_u \cos \theta \cdot \cos \{2\pi f_{IF-1} t + \phi_1(t)\} + a_u \sin \theta \cdot \cos \{2\pi f_{IF-2} t + \phi_2(t)\} \quad (5.9)$$

で表される2波のIF信号が生成される。ここで、 θ は波長 λ_{co} のローカル光と上りキャリア光のサイドバンド光信号との偏波方向の角度差であり、 $\phi_1(t)$ 、 $\phi_2(t)$ はそれぞれ2波のIF信号の位相成分である。ここで、光キャリア発生部での周波数安定化により、IF信号の周波数の安定性が担保されていることに注目されたい。

この2波のIF信号は、単一の包絡線検波器で二乗検波され、包絡線検波器の出力信号の電界 $E_{dem}(t)$ は、

$$\begin{aligned}
E_{dem}(t) &\propto \{E_{IF}(t)\}^2 \\
&= [a_u \cos \theta \cdot \cos\{2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1(t)\} + a_u \sin \theta \cdot \cos\{2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2(t)\}]^2 \\
&= a_u^2 \cos^2 \theta \cdot \cos^2\{2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1(t)\} + a_u^2 \sin^2 \theta \cdot \cos^2\{2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2(t)\} \\
&\quad + 2a_u^2 \cos \theta \sin \theta \cdot \cos\{2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1(t)\} \cdot \cos\{2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2(t)\} \\
&= \frac{1}{2} a_u^2 [1 + \sin 2\theta \cdot \cos\{2\pi(f_{IF-2} - f_{IF-1})t + \varphi_2(t) - \varphi_1(t)\} + \sin 2\theta \cdot \cos\{2\pi(f_{IF-2} + f_{IF-1})t + \varphi_2(t) + \varphi_1(t)\} \\
&\quad + \cos^2 \theta \cdot \cos 2\{2\pi f_{IF-1}t + \varphi_1(t)\} + \sin^2 \theta \cdot \cos 2\{2\pi f_{IF-2}t + \varphi_2(t)\}].
\end{aligned} \tag{5. 10}$$

が得られる。(5. 10)式において、第1項は復調された上りデータを表し、他の項は不要な成分である。すなわち、第2項及び第3項はそれぞれ2波の IF 信号のビート成分と和周波成分であり、第4項及び第5項は2次高調波成分である。ローパスフィルタ(Low Pass Filter、LPF)を用いて、これらの不要成分を除去することで、無線端末から送信された上りデータを再生することができる。ここで、(5. 10)式の第1項が上り光信号の偏波状態を表す変数 θ を含んでおらず、LPF の出力電圧が光アクセス区間における偏波変動に不感応であることに注目されたい。このことは、直交偏波の2トーンローカル光を用いたことにより、偏波ダイバーシティ効果が得られることを示している。

以上説明したように、光キャリア発生部と、無線基地局の EA 変調器を上りリンクおよび下りリンクの双方で共用することにより、非常に簡素なシステム構成で双方向伝送を実現することができる。

5. 2. 2 波長配置と RF/IF 周波数の設計

5. 2. 2. 1 2サイドバンド光間の波長分散を考慮した波長配置

(5. 1)式に示すように、2トーンローカル光の波長 λ_{c2} 、 λ_{c3} 、に対しては4つの候補が考えられる。上りリンクの光受信器で検波されるサイドバンド光信号、すなわち下側波帯(Lower Side Band、LSB)信号もしくは上側波帯(Upper Side Band、USB)、は図5. 3に示すように選択する波長配置(1a~1d、2a~2d)に依存する。例えば、波長 λ_{c2} に関しては、[1a]もしくは[1b]を選択した場合は USB 信号が、一方、[1c]もしくは[1d]を選択した場合は LSB 信号がそれぞれ光受信器で光ヘテロダイン検波されることになる。

光ヘテロダイン検波されるサイドバンド光信号の数に注目すると、図5. 3に示す波長配置の候補は、表5. 1に示すように、片方のサイドバンド光信号だけが受信されるグループ A と、両方が受信されるグループ B の2つのグループに分類される。ここで、グループ B においては、2つのサイドバンド光信号がおおよそ 120GHz(= 60GHz $\times$ 2)の周波数間隔を持っているため、光ファイバの波長分散が2つの包絡線の間の時間差を生成し、受信感度を劣化させることが懸念される。このように、波長分散の観点からは、明らかにグループ A の波長配置が望ましい。

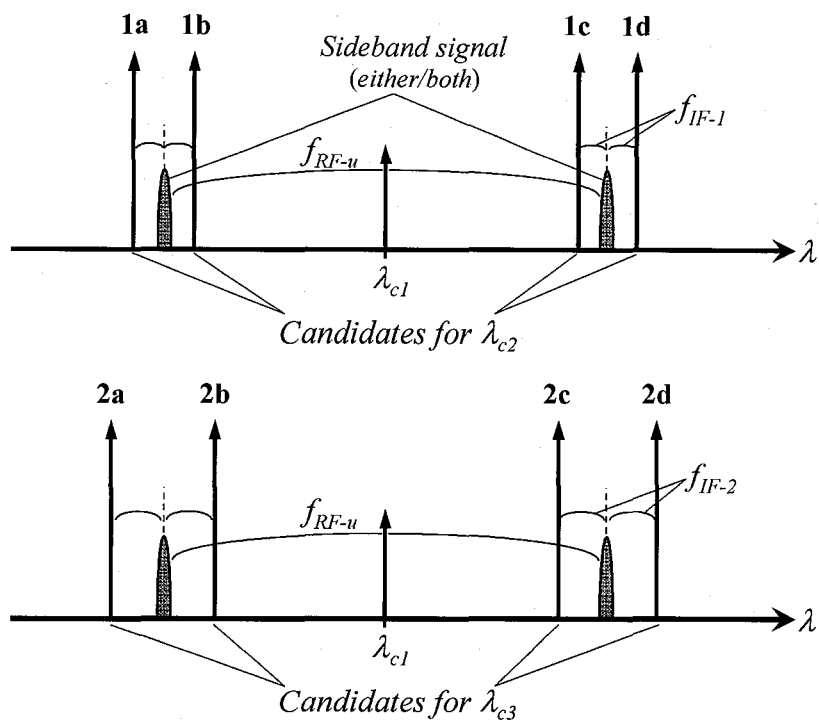


図5. 3 波長配置の候補

表5. 1 波長配置の分類

Group	Wavelength allocation	Wavelength difference Δ_{SSB}
A	1a-2a 1b-2a 1a-2b 1b-2b 1c-2c 1d-2c 1c-2d 1d-2d	None
B	1c-2a 1d-2a 1c-2b 1d-2b 1a-2c 1b-2c 1a-2d 1b-2d	$\frac{\lambda^2 \cdot 2f_{RF-u}}{c - \lambda \cdot 2f_{RF-u}} \cong \frac{2\lambda^2 f_{RF-u}}{c}$

λ : wavelength of sideband signal
 c : velocity of light

5. 2. 2. 2 3次相互変調ひずみ干渉を考慮した波長配置

本提案方式においては、光キャリアと変調信号が複数の非線形過程、すなわち、(a)光キャリア発生部におけるマッハツェンダ変調器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM)、(b)光送信器における SOA、(c)無線基地局における EA 変調器、を経る。それぞれの過程における相互変調により不要な3次成分が発生し、光受信器における光ヘテロダイン検波後に所望の信号、すなわち上りキャリア光のサイドバンド光信号に干渉することが懸念される。ここで、上記の3次の相互変調成分 (IM3) の周波数は選択する波長配置に依存するため、この光 IM3 に起因する干渉を抑圧するための波長配置条件について明らかにする。

図5. 4に示すように、 $f_{RF-u} < f_{RF-d}$ のとき、IM3 成分の周波数は LD-1 の出力光信号の周波数 (f_{cl}) と、RF 周波数 (f_{RF-u} 、 f_{RF-d}) を用いて、下記のように表すことができる。

$$\text{MZM: } f_{cl}, f_{cl} - f_{RF-d}, f_{cl} + f_{RF-d}$$

$$\text{SOA: } f_{cl} - \frac{3}{2}f_{RF-d}, f_{cl} + \frac{3}{2}f_{RF-d}$$

$$\text{EAM: } f_{cl} - \frac{3}{2}f_{RF-d}, f_{cl} - f_{RF-d}, f_{cl} + f_{RF-d}, f_{cl} + \frac{3}{2}f_{RF-d}$$

上記のほとんどの成分は、所望のサイドバンド光信号 ($f_{cl} - f_{RF-u}$ 、 $f_{cl} + f_{RF-u}$) から周波数が十分に離れているが、周波数 $f_{cl} - f_{RF-d}$ 、 $f_{cl} + f_{RF-d}$ の IM3 成分は近接している。よって、これらの IM3 成分とローカル光とのビート成分も受光素子出力において IF 帯に発生することが懸念される。

次に、この受光素子出力における不要ビート成分の周波数について定式化する。図5. 5には、表5. 1の [1a-2b] の波長配置を選択した際の、上りキャリア光の USB 信号付近の光スペクトルを詳細に示している。図5. 5から、上記の不要ビート成分の周波数について、下記の (5. 11) 式で表されることが分かる。

$$\begin{aligned} f_{LO-IM1} &= |\Delta f_{RF} \pm f_{IF-1}| \\ f_{LO-IM2} &= |\Delta f_{RF} \pm f_{IF-2}| \\ (\Delta f_{RF} &= f_{RF-u} - f_{RF-d}) \end{aligned} \quad (5. 11)$$

ここで、IF 周波数 f_{IF-1} 、 f_{IF-2} の正負符号 (“+” or “-”) は、(5. 1) 式の符号と一致している。

これらのビート成分の干渉を抑圧するためには、図5. 3の候補の中から適した波長配置を選択する必要がある。

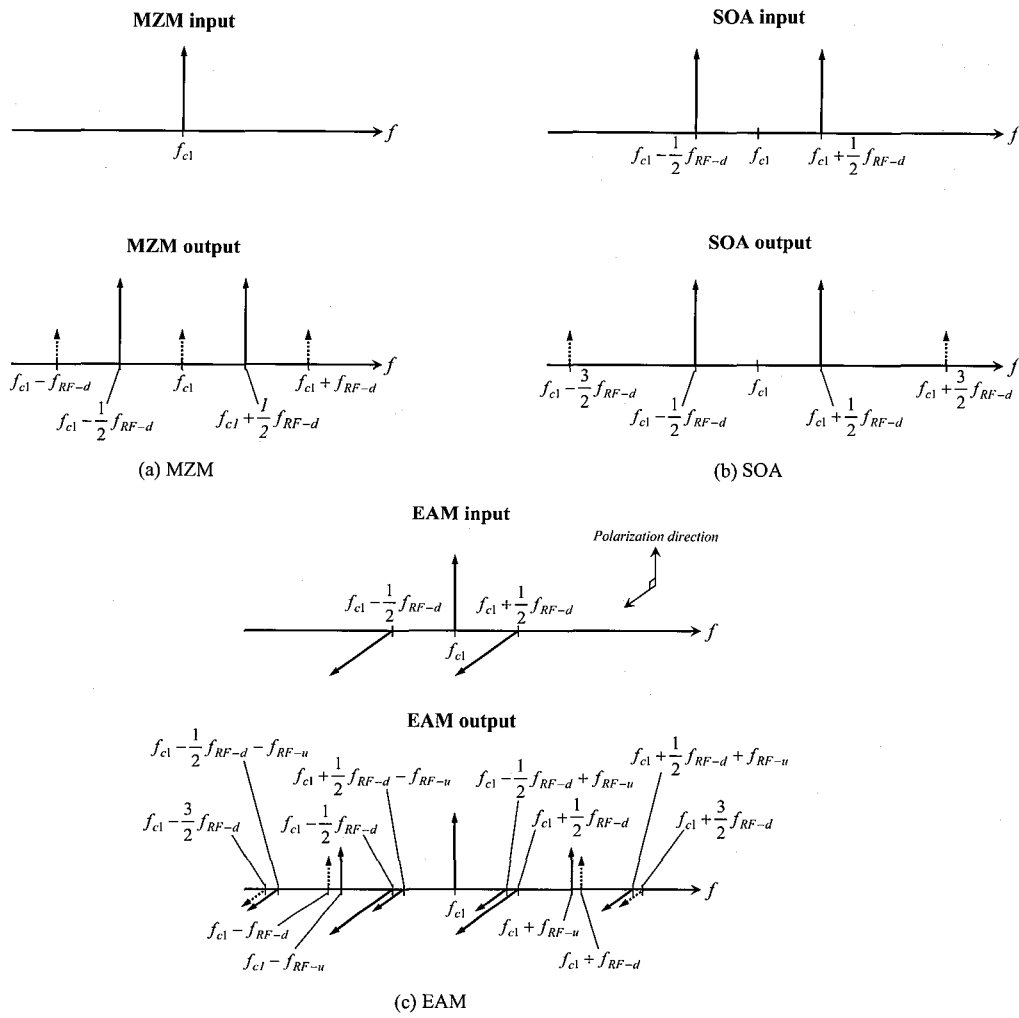


図5.4 3次歪成分の光周波数

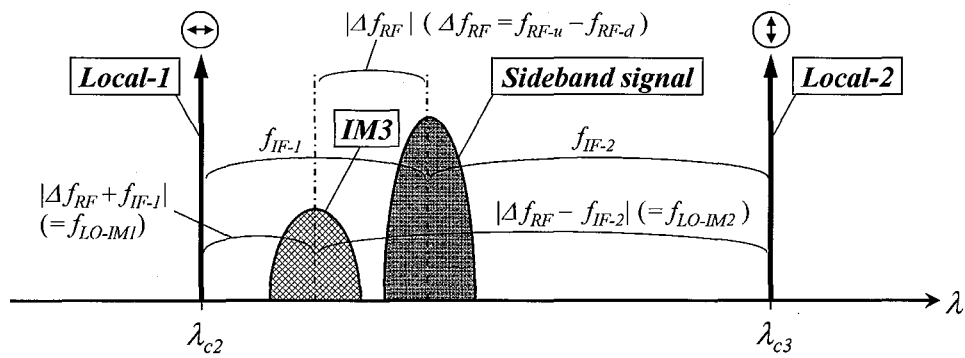


図5.5 上りキャリア光のサイドバンド信号付近の光スペクトル

ここで、後述の実験系の周波数の諸元 ($f_{RF-u} = 60.5\text{GHz}$ 、 $f_{RF-d} = 63.2\text{GHz}$ 、 $f_{IF-1} = 6.5\text{GHz}$ 、 $f_{IF-2} = 8.3\text{GHz}$) を仮定して IM3 成分により発生するビート成分の周波数を計算すると、(5. 11) 式から下記の結果が算出される(図5. 6参照)。

$$\begin{aligned} f_{LO-IM1} &= \begin{cases} 3.8\text{GHz} & (1a, 1d) \\ 9.2\text{GHz} & (1b, 1c) \end{cases} \\ f_{LO-IM2} &= \begin{cases} 5.6\text{GHz} & (2a, 2d) \\ 11.0\text{GHz} & (2b, 2c) \end{cases} \end{aligned} \quad (5. 12)$$

(5. 12) 式と図5. 6から、波長 λ_{c2} について[1b]もしくは[1c]、波長 λ_{c3} について[2a]もしくは[2d]を選択した場合には、ビート成分が IF 信号に干渉してしまうが、波長 λ_{c2} 、 λ_{c3} についてそれぞれ[1a, 1d]、[2b, 2c](表5. 1において斜体、太字で強調)を選択した場合には、バンドパスフィルタによりビート成分を分離できることが分かる。

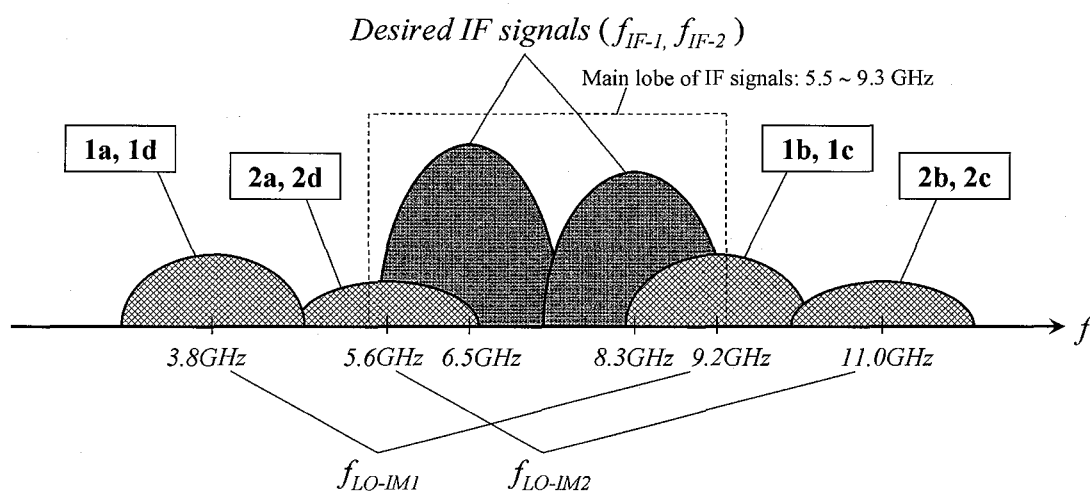


図5. 6 IF 帯における不要成分の干渉

5.3 伝送実験とリンクバジェットに関する考察

5.3.1 1.0Gb/s 双方向伝送実験

双方向の全二重伝送を行った実験系を図5.7に示す。光キャリア発生部に相当する部分では、上りキャリア光と 63.2GHz ($= f_{RF-d}$ 、下り無線周波数)のビートを有する下りキャリア光を生成する。LD の波長はそれぞれ、1550.67nm ($= 193.465\text{THz}$)、1550.13nm ($= 193.533\text{THz}$)、1550.25nm ($= 193.518\text{THz}$)になるよう設定した。LD-1 の出力光信号を分岐した一方は、直接、上りキャリア光として用い、もう一方は LN-MZM (Lithium Niobate Mach-Zehnder modulator)を用いて、下り無線周波数の半値 ($f_{RF-d}/2 = 31.6\text{GHz}$)のキャリアで DSB-SC 変調した。LN-MZM の出力光信号は、マッハツェンダ干渉型フィルタ (Mach-Zehnder Interferometer, MZI) を通過させ、不要な高次成分を抑圧した後、1.0Gb/s の下りデータ信号で変調、増幅し、下り光信号を生成した。

上りキャリア光と下り光信号を PBC で直交偏波合成し、可変アッテネータと 10km の SMF (Single Mode Fiber) を介して EA 変調器に入力した。一方、LD-2 と LD-3 の出力光信号は、PBC で合波し直交偏波状態の 2トーンキャリア光を生成し、ローカル光として 3dB 光カプラに入力した。

図5.8に、送信側の各点における光スペクトルを示す。PBC の合波損失は 1.0dB 以下であり、上りキャリア光と下り光信号の光電力の劣化を抑圧できていることが分かる。また、5.2.2.2で述べたように、MZM と SOA の非線形性により不要な成分が発生していることが分かる。

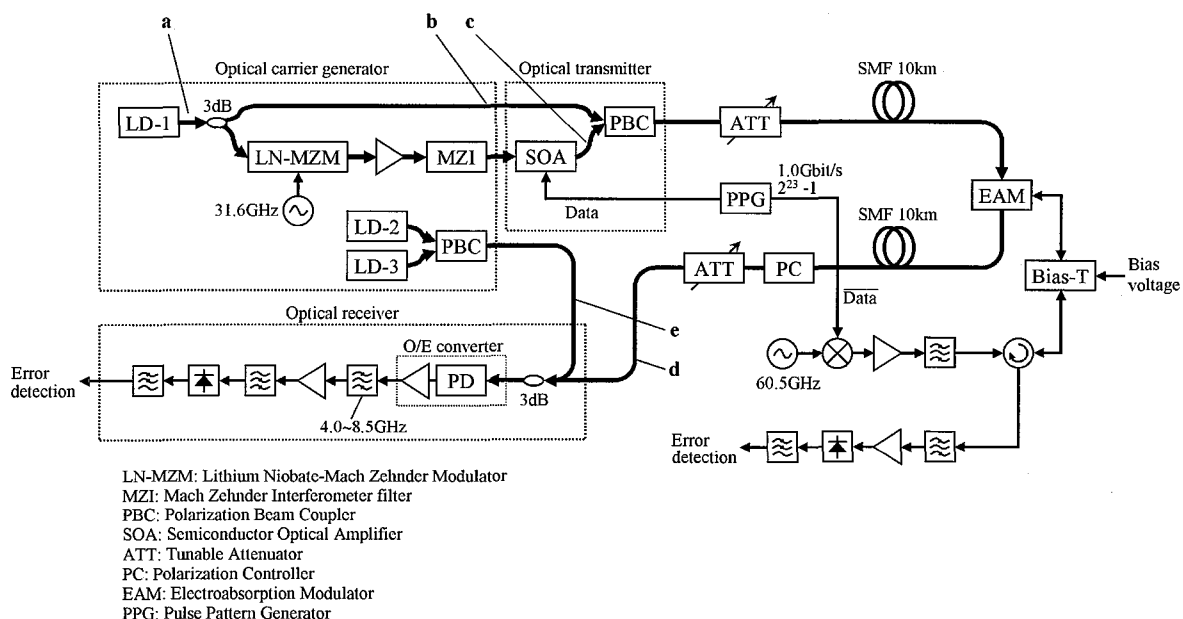


図5.7 1.0Gb/s 双方向伝送実験系

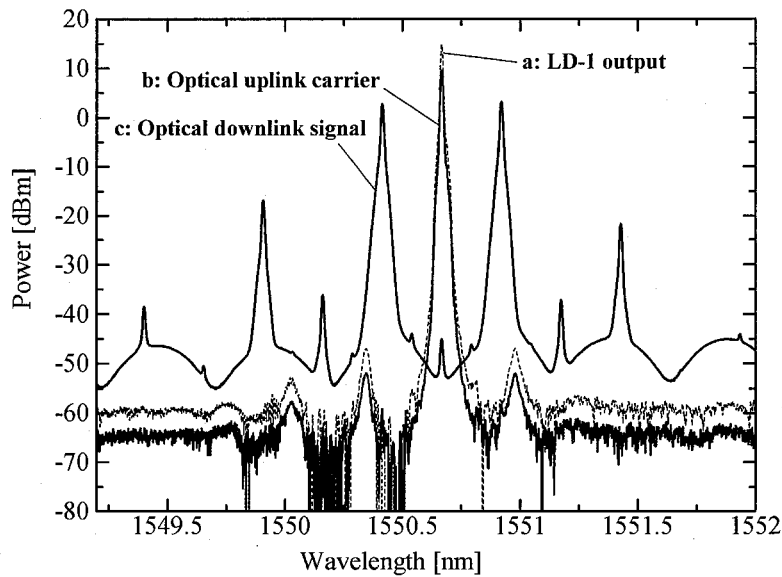


図5. 8 送信光スペクトル

EA 変調器の RF 端子は、バイアスTを介して 60GHz 帯サーキュレータに接続し、60.5GHz の ASK 信号を上り無線信号として入力すると同時に、63.2GHz の ASK 信号を下り無線信号として抽出した。抽出された 63.2GHz 信号は、ダイオード検波器で検波した後、エラーディテクタに入力した。

EA 変調器の出力光信号は、10km の SMF を伝送後、2トーンローカル光と合波し、受光素子とアンプから成る O/E コンバータ(HP/Agilent 11982A)で検波した。図5. 9に、光カプラに入力されたローカル光と上り光信号の光スペクトルを示す。図5. 9から、検波されたサイドバンド光信号(1550.18nm(= 193.526THz))、すなわち上りキャリア光の USB 信号、と2トーンローカル光との周波数差がそれぞれ 6.5GHz、8.3GHz であることが分かる。

図5. 10は、偏波状態 θ が 0° 、 45° 、 90° の際の、O/E コンバータと 1dB 帯域が 4.0GHz~8.5GHz のバンドパスフィルタの出力信号、すなわち IF 信号のスペクトルを示す。この結果から、IF 信号は 6.5GHz(= f_{IF1})と 8.3GHz(= f_{IF2})の2波を含み、(5. 9)式で示したように偏波状態に応じてそれぞれ信号電力が変化することが分かる。ここで、5. 2. 2. 2で述べたように、ローカル光と IM3 成分のビート成分も発生しているが、これらの周波数(3.8GHz、11.0GHz)が所望の IF 信号から十分に離れているため、バンドパスフィルタを用いて容易に抑圧できていることに注目されたい。

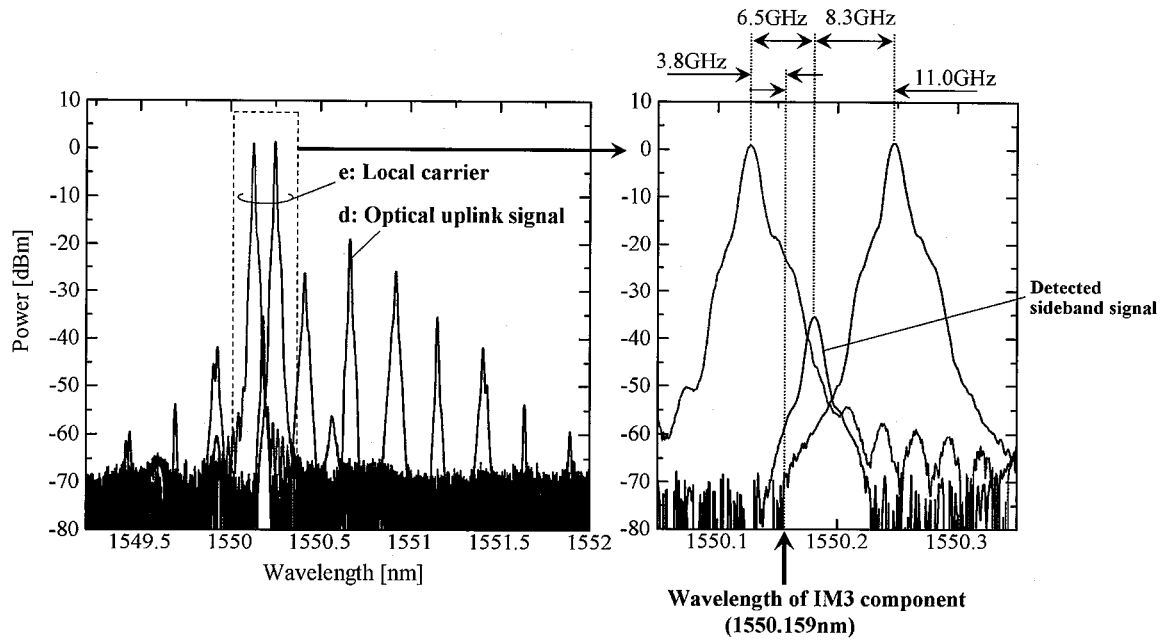


図5. 9 EAM 出力光信号とローカル光のスペクトル

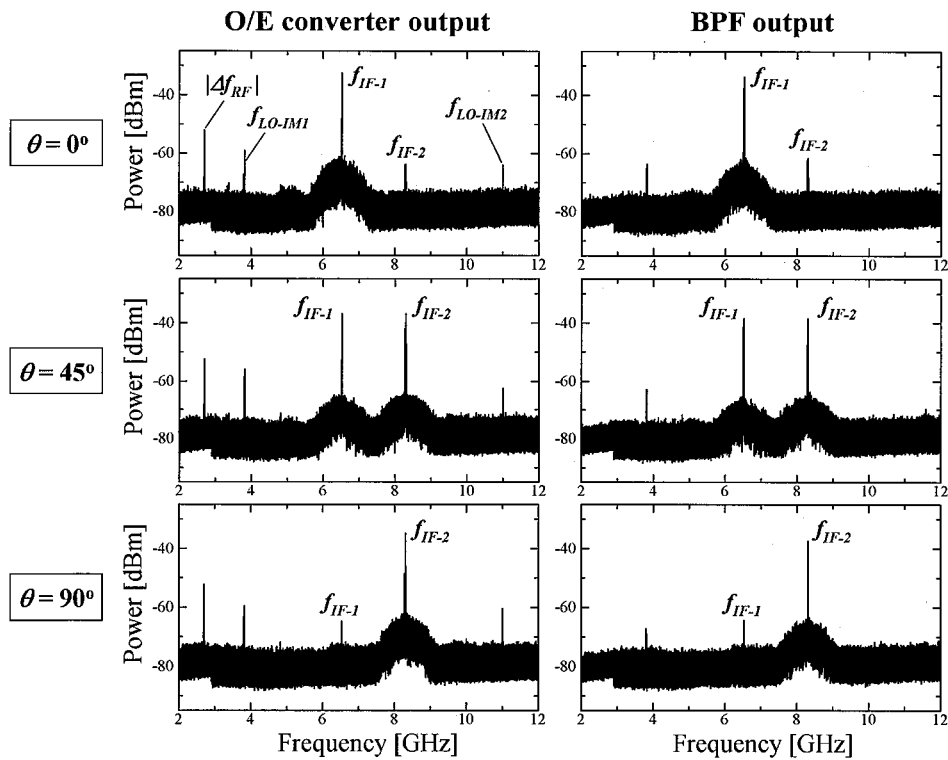


図5. 10 O/E コンバータとバンドパスフィルタの出力における IF 信号スペクトル

2波のIF信号は、ダイオード検波器でまとめて検波した後、エラーディテクタに入力して上りデータのBERを測定した。図5. 11に、それぞれの偏波状態における上りデータの BER 特性と、サイドバンド光信号電力が -34dBm、偏波状態 θ が 45° の際のアイパターンを示す。図5. 11から、それぞれの偏波状態において、-35dBm のサイドバンド光信号電力に対して 10^{-9} 以下の BER が得られており、また偏波ダイバーシティ効果により、BER= 10^{-9} で定義する受信感度の変動が 0.54dB 以内に抑えられたことが分かる。さらに、下り光信号の有無によって、アイパターンがほとんど変化してないことから、下り光信号の存在が上りデータの受信品質に大きな影響を与えていないことが分かる。

図5. 12には、EAMに加えたバイアスが-1.2、-1.5、-2.0 V のときの下りデータの BER 特性と、アイパターンを示す。吸収特性が変化するため、バイアスに応じて BER 特性も変化してはいるが、いずれの条件下においてもフロアが発生することなく 10^{-9} 以下の BER が得られている。尚、バイアス電圧の最適化については次節で検討を加える。また、下り光信号は 63.2GHz 間隔の2波の変調信号を含むため、波長分散の影響により2波の包絡線間に時間差が発生するにもかかわらず、back-to-backと10km のSMF 伝送後でほぼ同等の BER 特性が得られたことが分かる。この結果から、アクセス区間においては、上記の時間ずれは 1.0ns のパルス長に比べて非常に小さく、波長分散の影響が無視できることが分かった(例えば、分散 $D = 17$ ps/km/nm、ファイバ長 $L = 10$ km、波長間隔 $\Delta\lambda_{RF-d} = 0.51$ nm (1550nm において 63.2GHz に相当)の場合、時間ずれ $\Delta T (=DL\Delta\lambda_{RF-d})$ は86.7psと算出される)。さらに、図5. 12に示すように、上りキャリア光と60.5GHzの上り無線信号の有無によるアイパターンの変化が見られないことから、これらの上り信号の存在が下り光信号にほとんど影響を与えていないことが分かる。

このように、LD-1とEA変調器を上りリンクおよび下りリンクの双方で共用したにもかかわらず、相互の干渉を大きく受けることなく、双方向の1.0Gb/s伝送が実現できることを示した。

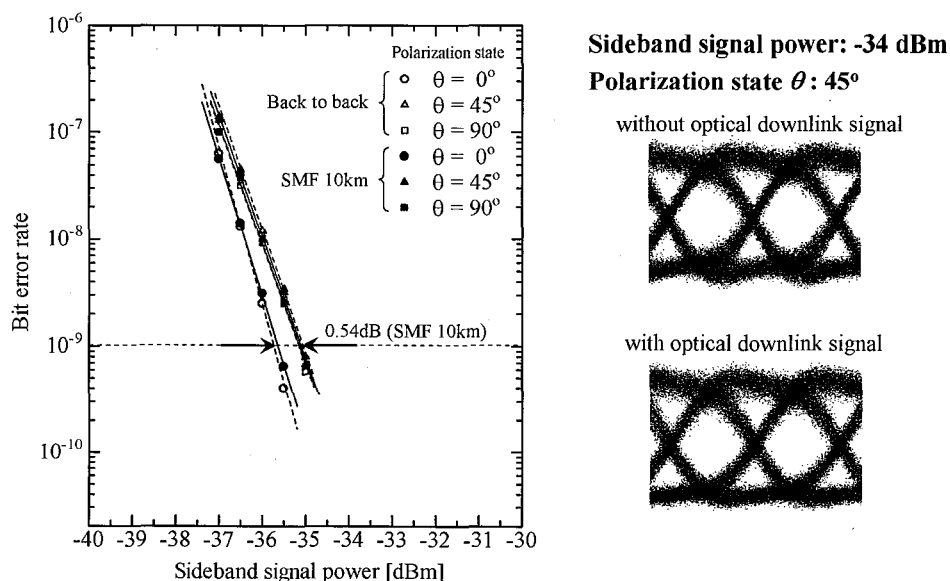


図5. 11 上りリンクの BER 特性とアイパターン

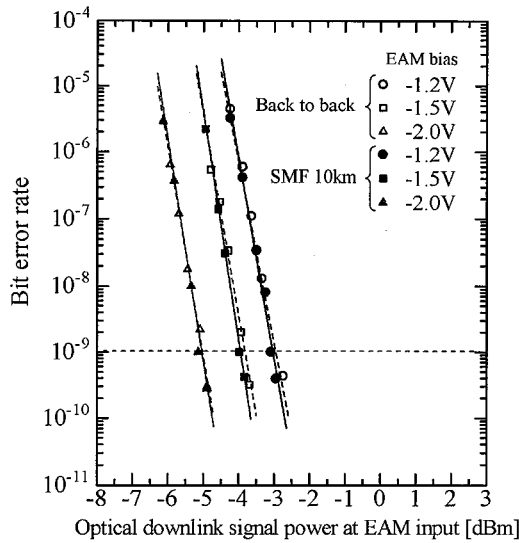


図5.12 下りリンクの BER 特性とアイパターン

5.3.2 光リンクバジェットに関する考察

図5.13に示すように本システムのレベルダイヤを考えると、それぞれのリンクにおいて光リンクバジェットは下記の式を満たす必要がある。

$$\text{Uplink: } P_{TX-u} - L_{opt} + M_{EAM} - L_{opt} - L_{co} \geq S_{RX} \quad [\text{dB}] \quad (5.13)$$

$$\text{Downlink: } P_{TX-d} - L_{opt} \geq S_{EAM} \quad [\text{dB}] \quad (5.14)$$

上式において各パラメータは対数表示であり、 P_{TX-u} 、 P_{TX-d} はそれぞれ上りキャリア光と下り光信号の送信光電力、 S_{RX} 、 S_{EAM} はそれぞれ光ヘテロダイン検波と EA 変調器の光検波の感度、 M_{EAM} は EA 変調器の光変調効率(図5.13に示すように、入力キャリア光と出力サイドバンド光信号の電力比と定義)であり、 L_{co} は光受信器でローカル光と合波する際の、上り光信号の合波損失を表している。また、上りリンクと下りリンクの光伝送路長はほぼ等しいため、それぞれの光リンクバジェットを等しく L_{opt} としている。

下りデータ伝送および上りデータ伝送それぞれにおいて達成できる光リンクバジェットは、上記(5.13)(5.14)式を満たす L_{opt} のうち最大の値であるが、システムのリンクバジェットはこれらの小さい方の値で規定されるため、下記の(5.15)式で表すことができる。

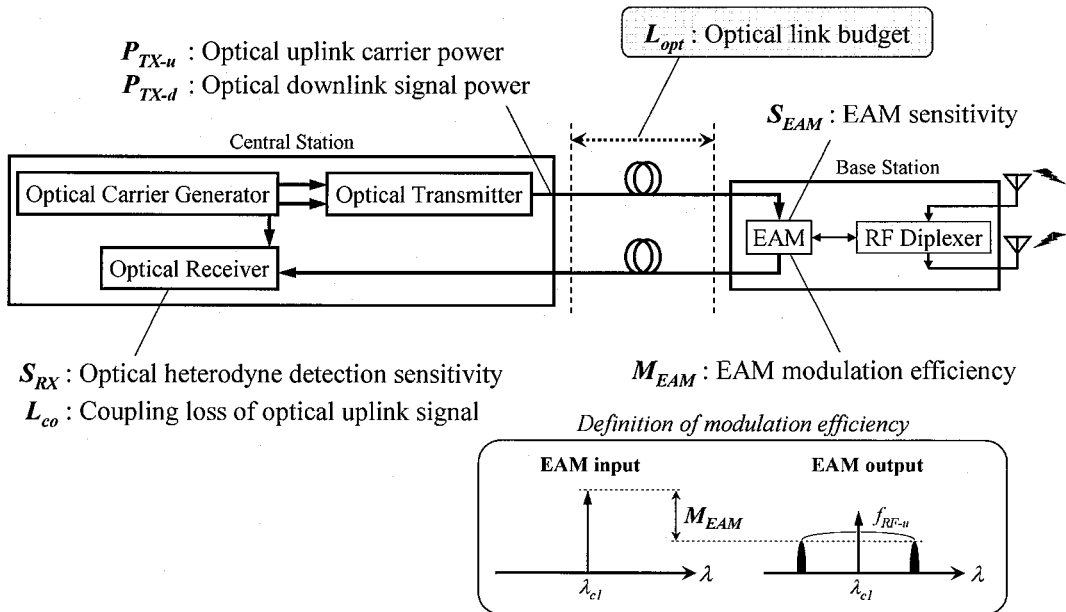


図5. 13 双方向伝送システムのレベルダイヤ

$$L_{opt} = \min(L_{up}, L_{down}) \quad (5.15)$$

$$L_{up} = \frac{1}{2} (P_{TX-u} + M_{EAM} - L_{co} - S_{RX}), \quad (5.16)$$

$$L_{down} = P_{TX-d} - S_{EAM}, \quad (5.17)$$

以下に、(5.15)式を基に、前節の実験結果から得られる計算結果を示す。ここで、EA 変調器の動作に注目する。図5.14には、EA 変調器の 1550nm 帯における消光特性と DC 感度特性を示しているが、この図に示すように光変調、光検波の効率はそれぞれバイアス電圧に依存することが分かる。よって、バイアス電圧により、下りリンクにおける EA 変調器の受信感度(S_{EAM})と、上りリンクにおける変調効率(M_{EAM})が大きく変化する。

図5.15には、上記の実験系で測定した、光変調効率(M_{EAM})と EA 変調器の受信感度(S_{EAM})、すなわち、 10^{-9} の BER が得られる下り光信号電力、とバイアス電圧の関係を示している。図5.15から、光変調効率と受信感度がそれぞれバイアス電圧に依存しており、また光リンクバジェットが最大となるバイアス電圧も異なることが分かる。よって、光リンクバジェットを最適化するためには、このトレードオフを勘案してバイアス電圧を設定する必要がある。図5.16に、図5.15の結果と上記実験系の値、 $P_{TX-u} = +10\text{dBm}$ 、 $P_{TX-d} = +7.1\text{dBm}$ 、 $S_{RX} = -35\text{dBm}$ 、を基にして、(5.15)式により算出した光リンクバジェットとバイアス電圧の関係を示す。尚、今回の実験では、上り光信号とローカル光を合波する際に、3dB カプラを用いたため、 $L_{co} = 3\text{dB}$ であった。図5.16から、今回の実験構成では、光リンクバジェットは上りリンク特性に律則されており、EA 変調器のバイアス電圧を -1.5V に設定した際に、最大値 9.2dB となることが分かる。

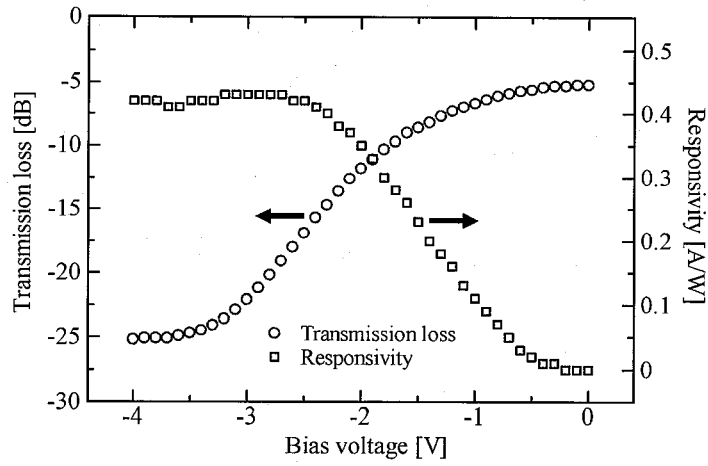


図5. 14 EA 変調器の通過損失および DC 感度とバイアス電圧の関係

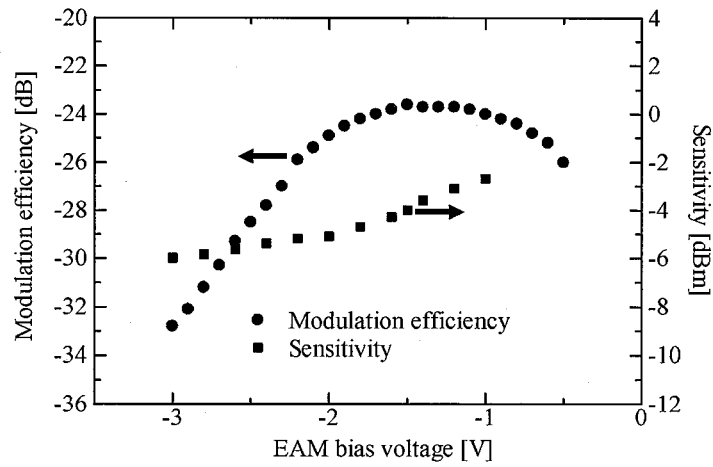


図5. 15 EA 変調器の変調効率および受信感度とバイアス電圧の関係

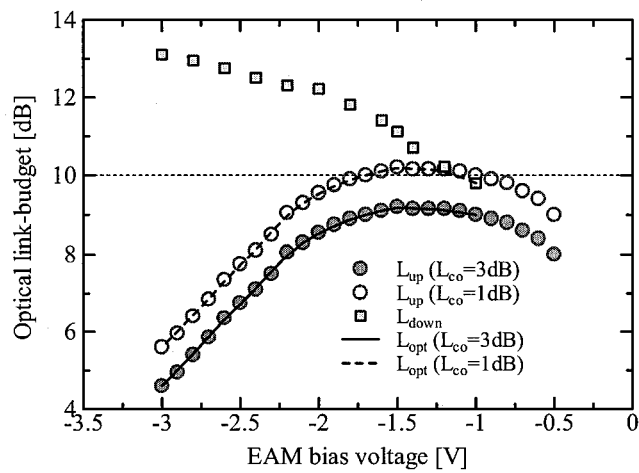


図5. 16 算出した光リンクバジェットとEA 変調器のバイアス電圧の関係

図5. 16には、合波損失が 1.0dB の際の光リンクバジェットも示している。今回の実験においては、上り光信号とローカル光を 3dB (50:50) カプラで合波したが、実際のシステムでは、光リンクバジェットを拡大するため、このような非対称光カプラを用いることで、上り光信号の合波損失を抑えることが想定される。例えば合波比が 20:80 の非対称光カプラを用いることで、ローカル光の合波損失は 7dB 程度発生してしまうが、上り光信号の合波損失を 1.0dB 以下に抑圧することができる。このような合波損失 1.0dB の光カプラを用いた場合、図5. 16 から、EAM バイアス電圧を-1.5V と設定することで、最大 10.2dB の光リンクバジェットを確保でき、さらに-1.6V から-1.2V の EAM バイアス電圧に対して 10dB 以上の光リンクバジェットが得られることが分かる。

以上をまとめると、光ヘテロダイン検波の高感度受信特性と、光送信器における光電力劣化の抑圧により、無線基地局が単一の EA 変調器だけを有し、さらに光送信器、光受信器がそれぞれベースバンド、IF 帯域の処理だけを行う本提案システムにおいて、上り光信号とローカル光を非対称カプラで合波する構成により、上り光信号の合波損失を抑圧すれば、上りと下りの双方において 10dB 以上の十分な光リンクバジェットが得られることが示された。

5. 4 結言

本章では、前章で述べた上り伝送方式である、ループバック型光ヘテロダイン方式をベースとした通信型アクセスネットワークを実現する手法として、上り伝送に用いる光部品の一部を下り伝送にも共用可能な双方向伝送方式を提案した。本提案方式によれば、上り伝送においてセンタ局で用いる3つの光源のうちの1つを下り光信号を生成する際にも用い、さらに、無線基地局の EA 変調器を下り光信号の検波にも用いることで、上り伝送単体とほぼ同じ構成の、非常にシンプルなシステムを実現できる。

上り光信号と下り光信号の間で発生するクロストークを抑圧するための波長配置と RF/IF 周波数の設計法を明らかにし、また、1.0Gb/s 伝送実験による検証結果を述べ、上りリンク、下りリンクともに相互干渉や分散の影響を受けることなく、 10^{-9} 以下の BER が得られることを確認した。また、この実験結果を基に、光リンクバジェットについて考察し、実験結果から、EAM に印加するバイアス電圧の最適化を行い、上りリンクで最大 9.2dB、下りリンクではそれ以上の光リンクバジェットが得られることを示した。さらに、上り光信号とローカル光を非対称カプラで合波する構成により上り光信号の合波損失を抑圧すれば、更にリンクバジェットの改善が図れ、10dB 以上の光リンクバジェットが得られることも示した。以上により、本提案方式を双方向通信型アクセスネットワークに適用することで、簡素なシステム構成で十分な光リンクバジェットを確保できることを明らかにした。

参考文献

- [1] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Full-Duplex 1Gbps 60GHz-band Radio-On-Fiber Access based on Loop-Back Optical Heterodyne Technique," *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2006*, OWG5, Mar. 2006.
- [2] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, T. Imai, Y. Shibata, and M. Sugo, "Full-Duplex 60GHz Radio-On-Fibre Access Employing Loop-Back Optical Heterodyne Technique and High Power/Speed SOA," *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2006*, Tu1.6.2, Sep. 2006.
- [3] T. Taniguchi, N. Sakurai, K. Kumozaki, and T. Imai, "Full-Duplex 1.0 Gbit/s Data Transmission Over 60

GHz Radio-on-Fiber Access System Based on the Loop-Back Optical Heterodyne Technique," *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.26, No.13, pp.1765-1776, July 2008.

[4] D. Wake, D. Johansson and D. G. Moodie, "Passive picocell: a new concept in wireless network infrastructure," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 404-406, Feb. 1997.

[5] K. Kitayama, K. Ikeda, T. Kuri, A. Stöhr and Y. Takahashi, "Full-duplex demonstration of single electroabsorption transceiver basestation for mm-wave fiber-radio systems," in *Proc. Int. Topical Meeting Microwave Photonics (MWP)* 2001, Tu-2.7, pp. 73-76, CA USA, Jan. 2002.

[6] T. Kuri, K. Kitayama and Y. Takahashi, "60-GHz-Band Full-Duplex Radio-On-Fiber System Using Two-RF-Port Electroabsorption Transceiver," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 419-421, Apr. 2004.

[7] J. J. O'Reilly, P.M. Lane, R. Heidemann and R. Hofstetter, "Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals," *Electron. Lett.*, vol. 28, no. 25, pp. 2309-2311, Dec. 1992.

第6章 結論

本論文は、広帯域のスペクトル利用が可能な 60GHz ミリ波を用いて、ギガビット級の伝送速度を達成する無線アクセスを実現するため、光ヘテロダイン技術を用いた各種の送受信方式構成法を新たに考案し、それぞれに対し理論解析を加え装置の特性を明らかにするとともに、それを用いた設計法を確立し、実験的検討を加えその実現性を検証した成果をまとめたものである。以下に、第3章から第5章で得られた成果を総括して述べ、結論とする。

1. 放送型アクセスネットワークにおける伝送方式

放送型アクセスネットワークにおいて用いる下り方向の光ファイバ無線方式として、無線端末のミリ波帯局部発振器と、無線基地局のミリ波帯フィルタを不要化することにより経済的なシステム構成を実現できる、新しい光／電気2段ヘテロダイン方式を提案し、以下の結論を得た。

- ・ 従来方式も含め、各種の光送信方法における IF 信号の CNR 特性、波長分散耐力の理論解析を行った。
- ・ 比較結果から、4波光信号から3波ミリ波を生成する方式において、4波の光信号に送信光電力を等分配して伝送する方法が、通常の給電設備を有する基地局に適用した場合と、無給電基地局に適用した場合の両方において優れた特性を持つことを示した。
- ・ 以上の解析結果を基に、4波光－3波ミリ波方式を実現する新しい構成として、単一の光源の出力から4波光信号を生成する光送信系を提案した。
- ・ この光送信系を用いて 1.0Gb/s BPSK 信号伝送実験を行い、Back-to-Back、10kmSMF 伝送後ともに、受光素子の入力時に-11dBm の入力光電力において 10^{-9} 以下の BER が得られることを示した。
- ・ また、このことから、送信時に光パワーを-1dBm という比較的小さな値に設定することで、10dB 以上の光リンクバジェットを確保できることが示された。

2. 通信型アクセスネットワークにおける上り伝送方式

通信型アクセスネットワークにおける上り伝送方式において、光受信器の高感度受信法として知られる光ヘテロダイン検波を用いて光リンクバジェットを拡大するための技術として、ループバック型光ヘテロダイン方式を提案し、以下の結論を得た。

- ・ 本提案方式のシステム構成と原理について説明し、ローカル光／キャリア光の光源、これらの光源の周波数安定化回路、および偏波ダイバーシティ受信回路を送信側の光キャリア発生部に集約することで、各光受信器は、IF 帯の受光素子と復調回路だけで構成可能であることを明らかにした。
- ・ アクセスネットワークを模擬した 10km の SMF の 1.0Gb/s 伝送実験を行ない、上り光信号の偏波状態に依存することなく、-40dBm の上りサイドバンド光信号電力において 10^{-9} 以下の BER が得られることを明らかにした。
- ・ この結果から、無線基地局において光アンプを用いない構成でも、10dB 以上の光リンクバジェットを確保できることを明らかにした。

- ・ ループバック伝送を実際のシステムで運用する際に課題となる、光伝送路中の反射光の影響について理論解析、実験の両面で検証し、受信光電力よりも高い-6dBm 程度の反射光が存在した場合でも、受信感度ペナルティを 1dB 以下に抑圧できることを明らかにした。
- ・ システムの経済性の面でも、無線基地局で光アンプを用いる構成に比べて優位性を有することを示唆した。

3. 通信型アクセスネットワークにおける双方向伝送方式

上述の、上り伝送方式であるループバック型光ヘテロダイン方式をベースとした通信型アクセスネットワークを実現する手法として、上り伝送に用いる光部品の一部(センタ局で用いる3つの光源のうちの1つと、無線基地局の EA 変調器)を下り伝送にも共用可能な双方向伝送方式を提案し、下記の結論を得た。

- ・ 上り光信号と下り光信号の間で発生するクロストークを抑圧するための波長配置と RF/IF 周波数の設計法を明らかにした。
- ・ 1.0Gb/s 伝送実験を行い、上りリンク、下りリンクともに相互干渉や分散の影響を大きく受けることなく、 10^{-9} 以下の BER が得られることを確認した。
- ・ この実験結果から、EAM に印加するバイアス電圧を最適化を行い、上りリンクで最大 9.2dB、下りリンクではそれ以上の光リンクバジェットが得られることを明らかにした。
- ・ さらに、上り光信号とローカル光を非対称カプラで合波する構成により上り光信号の合波損失を抑圧すれば、更にリンクバジェットの改善が図れ、10dB 以上の光リンクバジェットが得られることも明らかにした。

様々な通信サービスの出現により今後も伸び続ける膨大なトラフィックを支えるため、アクセス区間においても、高速な FTTH 方式が普及し、その伝送速度は Gb/s 級に達している。一方で、アクセス回線としての利用はまだ一部にとどまっているが、ユーザの利便性という点では、電話線や光ファイバ等の有線媒体の配線工事が不要な無線伝送を用いた通信が優れている。今後は、既に広くアクセス区間に浸透した光ファイバ網を広帯域のエントランス回線として用いて、広いスペクトル資源を有するミリ波帯無線信号を伝送することで、Gb/s 級の伝送速度の無線アクセスを実現する、光-無線融合ネットワークの実現が望まれる。本研究成果は、このように、将来の需要が見込まれる Gb/s 級の光ファイバ無線アクセスを支える基盤技術になるものと期待できる。

原著文献目録

論文

- [1] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, “60GHz光ファイバ無線ダウンリンクにおける光/電気2段ヘテロダイン方式,” 電子情報通信学会論文誌B, Vol.J89-B, No.2, pp.223-233, Feb. 2006.
- [2] Tomohiro Taniguchi, Naoya Sakurai, Kiyomi Kumozaki, and Takamasa Imai, “Loop-Back Optical Heterodyne Technique for 1.0-Gb/s Data Transmission Over 60-GHz Radio-On-Fiber Uplink,” *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.25, No.6, pp.1484-1494, June 2007.
- [3] Tomohiro Taniguchi, Naoya Sakurai, Kiyomi Kumozaki, and Takamasa Imai, “Full-Duplex 1.0 Gbit/s Data Transmission Over 60 GHz Radio-on-Fiber Access System Based on the Loop-Back Optical Heterodyne Technique,” *IEEE J. Lightw. Technol.*, Vol.26, No.13, pp.1765-1776, July 2008.

国際会議(査読付き)

- [1] Tomohiro Taniguchi and Naoya Sakurai, “An Optical/Electrical Two-Step Heterodyne Technique for Wideband 60GHz Radio-On-Fiber Access,” *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2004*, FE1, Feb. 2004.
- [2] Tomohiro Taniguchi and Naoya Sakurai, “Loop-Back Optical Heterodyne Detection Technique for 60GHz Radio-On-Fibre Uplink,” *European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2004*, Tu3.5.3, Sep. 2004.
- [3] Tomohiro Taniguchi, Naoya Sakurai, Kiyomi Kumozaki, and Takamasa Imai, “Full-Duplex 1Gbps 60GHz-band Radio-On-Fiber Access based on Loop-Back Optical Heterodyne Technique,” *OFC 2006*, OWG5, Mar. 2006.
- [4] Tomohiro Taniguchi, Naoya Sakurai, Kiyomi Kumozaki, Takamasa Imai, Yasuo Shibata, and Mitsuru Sugo, “Full-Duplex 60GHz Radio-On-Fibre Access Employing Loop-Back Optical Heterodyne Technique and High Power/Speed SOA,” *ECOC 2006*, Tu1.6.2, Sep. 2006.
- [5] Tomohiro Taniguchi, Naoya Sakurai, Hideaki Kimura, and Kiyomi Kumozaki, “Technical Trends in Millimeter-wave Band Radio-On-Fiber Access System,” *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2009 in Beijing*, 1P1-6, Mar. 2009.

国内講演

- [1] 谷口 友宏, 桜井 尚也, “光/電気2段ヘテロダイン方式による光ファイバ無線アクセスシステムの検討,” 2002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-14-15, 2002年9月.
- [2] 谷口 友宏, 桜井 尚也, “光/電気2段ヘテロダインROFシステムにおけるSBS抑制効果のある光PSK変調方式の検討,” 2003年 電子情報通信学会 総合大会, C-14-4, 2003年3月.
- [3] 谷口 友宏, 桜井 尚也, “2段直列光DSB-SC方式による光/電気2段ヘテロダインROFシステム,” 2003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-14-5, 2003年9月.
- [4] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, “60GHz ROFアップリンクシステムにおけるループバック型光ヘテロダイン検波方式,” 2005年 電子情報通信学会 総合大会, C-14-9, 2005年3月.
- [5] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, “ループバック型光ヘテロダインによる上りリンクを用いた双方向60GHz-ROFシステム,” 2005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-14-5, 2005年9月.
- [6] 谷口 友宏, 桜井 尚也, 雲崎 清美, “ループバック型光ヘテロダイン検波方式を用いた双方向60GHz-ROF伝送システムにおけるIM3成分による干渉低減のための波長配置法,” 2006年 電子情報通信学会 総合大会, C-14-15, 2006年3月.
- [7] 谷口 友宏, 桜井 尚也, “ループバック型光ヘテロダイン方式を用いた双方向60GHz-ROF伝送システムにおけるレベルダイヤ設計法,” 2006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-14-4, 2006年9月.
- [8] 谷口 友宏, 桜井 尚也, “ループバック型光ヘテロダイン方式を用いた60GHz-ROFアップリンクにおける反射光干渉の抑圧,” 2007年 電子情報通信学会 総合大会, C-14-14, 2007年3月.
- [9] 谷口 友宏, 東野 武史, 塚本 勝俊, 小牧 省三, “ループバック型光ヘテロダイン方式を用いた60GHz ROF上りリンクにおける反射光干渉の抑圧,” 電子情報通信学会 光エレクトロニクス(OPE)研究会 信学技報 vol. 109, no. 159, OPE2009-33, pp. 19-24, 2009年7月.