



Title	無線信号多重光ファイバ伝送システムに関する研究
Author(s)	原田, 博司
Citation	大阪大学, 1995, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3081466
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

無線信号多重光ファイバ伝送システムに関する研究

1995 年 1 月

原 田 博 司

謝 辞

本論文は、大阪大学工学部教授森永規彦博士の御指導のもとに、筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり、森永教授から賜った御懇篤なる御教示、御鞭撻に対し、深甚なる感謝の意を表する次第である。

本論文をまとめるにあたり、筆者は大阪大学工学部教授長谷川晃博士に有益な御教示、御助言を賜った。ここに深く感謝する。

本研究の途上、筆者は、大阪大学工学部教授小牧省三博士より懇切丁寧なご助言と御好意溢れるご支援を賜った。ここに謹んで深謝の意を表す次第である。

筆者の大学院在学中、講義を通じて通信工学全般にわたり御指導を賜わった、大阪大学工学部教授倉藺貞夫博士、同教授前田肇博士、同教授池田博昌博士をはじめとする大阪大学工学部通信工学科の諸先生方ならびに大阪大学産業科学研究所教授北橋忠宏博士に厚く感謝を申し上げる。

また、筆者は研究を行うにあたり、大阪大学工学部助教授三瓶政一博士、大阪大学工学部助手原晋介博士、同助手宮本伸一氏、ならびに同助手岡田実氏に御助言、御激励を頂いた。ここに深く感謝の意を表する。

さらに、卒業研究等を通じて熱心な御討論と有益な御助言を頂いた現 NTT 佐藤嬉珍博士、加治屋哲氏をはじめとする卒業生ならびに大阪大学工学部通信工学科森永研究室ならびに同工学部電気工学科小牧研究室の諸兄に感謝申し上げる。

最後に、常に熱心な御討論と懇切丁寧な御助言を頂いた、大阪大学工学部助手塚本勝俊氏に厚く御礼申し上げる。

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科(通信工学専攻)在学中に行った無線信号を直接、光ファイバによって伝送するシステムに関する研究成果をまとめたもので、以下の8章より構成されている。

第1章は、序論であり、これまで行われてきた無線信号多重光伝送システムに関する研究の経緯について述べると共に、新たに光ファイバを用いた無線仮想空間ネットワークの概念を提案し、本研究の占める位置と意義を明確にする。

第2章では、まず、加入者無線通信系において、加入者-無線基地局の無線伝送路ではミリ波帯を用い、無線基地局-制御局間は光ファイバを用いて無線信号を伝送するミリ波FTTA(Fiber to the Area)システムの提案を行う。次に、無線伝送路の変調方式として周波数利用効率の高い多値直交振幅変調方式(Quadrature Amplitude Modulation: QAM)を、また光伝送路では周波数多重された無線信号を光ファイバによって直接伝送する無線信号周波数分割多重光伝送方式を用い、無線基地局と制御局を1対1に接続した場合の各伝送路の伝送特性と最大伝送容量について検討を行う。最後に、両伝送路を結合した場合、伝送可能な最大容量と最大容量を達成する最適変調多値数が存在することを明らかにしている。更に、無線信号多重光伝送方式において最大容量を増大するための方策を明らかにする。

第3章では、光伝送路における無線信号周波数分割多重光伝送方式と比べ、最大伝送容量を増大することのできる帯域サンプリングを用いた無線信号時分割多重光伝送方式を提案する。まず、無線帯域信号を頭部平坦標本化と自然標本化を行った場合のサンプリングの原理を明らかにし、次に、帯域サンプリングを無線信号時分割多重光伝送方式に適用した場合の受信側における搬送波対雑音電力比について理論的に解析を行う。最後に、本提案方式を第2章で提案したミリ波FTTAシステムに適用した場合の最大伝送容量を無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合と比較し、改善効果と本提案方式の有効性を明らかにする。

第4章では、複数の無線基地局を光ファイバでバス型接続し、無線基地局の収容方法として無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いたシステムについて検討を行う。まず、本方式の受信側において問題となる信号光間ビート雑音について解析を行い、加えて受信側における搬送波対雑音電力比について解析を行う。最後に、信号光間ビート雑音と受信特性の関係を明らかにする。

第5章では、第4章で問題となった信号光間ビート雑音の影響を無くすことのできる無線信号の光多重システムとして、第3章で述べた無線信号時分割多重光伝送方式を利用したシステムを提案する。そして、本提案方式の受信側における搬送波対雑音電力比を導出し、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムとの比較を行い、ビート雑音の低減効

果，バスに接続することができる基地局数の改善度を明らかにする．最後に，光スイッチを用いることにより，さらに受信特性が向上することを明らかにする．

第6章では，第1章で提案した無線仮想空間ネットワークを構成する上で必要となる各無線基地局からの信号に識別子をつけることができる無線信号符号分割多重を利用したバス型光伝送システムを提案する．更に，その受信特性について解析を行い，本提案方式の無線仮想空間ネットワークへの整合性，有効性を明確にする．また，符号分割多重と時分割多重の両方を利用したハイブリッド伝送も検討し，それによる受信設備の軽減化と受信特性の改善効果を明らかにする．

第7章では，第2章から第6章で述べた無線信号多重光伝送システムを適用した無線仮想空間ネットワークの概要とネットワーク内で行われる無線信号の交換・ルーチング方式について述べると共に問題点，検討課題について言及する．

第8章は結論であり，本研究で得られた成果について総括を行う．

目次

第 1 章 序論	1
第 2 章 無線信号周波数分割多重光伝送方式	7
2.1 序言	7
2.2 システム構成	8
2.3 ミリ波伝搬特性と伝送容量	9
2.3.1 許容減衰量	9
2.3.2 降雨による回線瞬断率	10
2.3.3 無線伝送路における伝送容量	13
2.4 光源の非線形性と伝送容量	18
2.4.1 相互変調歪	18
2.4.2 光受信特性と最適変調方式	21
2.5 最大伝送容量と最適変調方式	25
2.6 結言	30
第 3 章 帯域サンプリングを用いた無線信号時分割多重光伝送方式	31
3.1 序言	31
3.2 帯域サンプリングの原理	31
3.2.1 帯域信号の頭部平坦標本化	31
3.2.2 帯域信号の自然標本化	33
3.3 システム構成	34
3.4 受信特性の理論解析	36
3.5 無線信号周波数分割多重光伝送方式との比較	39
3.6 結言	44
第 4 章 無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム	45
4.1 序言	45
4.2 システム構成	45

4.3	信号光間ビート雑音	49
4.4	受信特性の理論解析	52
4.5	結言	55
第 5 章	無線信号時分割多重バス型光伝送システム	57
5.1	序言	57
5.2	システム構成	57
5.3	受信特性の理論的解析	59
5.4	無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムとの特性比較	61
5.5	結言	66
第 6 章	無線信号符号分割多重バス型光伝送システム	67
6.1	序言	67
6.2	システム構成	67
6.3	受信特性の理論的解析	69
6.4	数値計算例	74
6.5	結言	75
第 7 章	無線仮想空間ネットワークの構成概念	79
7.1	序言	79
7.2	無線仮想空間ネットワークの概要	79
7.3	無線仮想空間ネットワークの構成上の問題点	81
7.4	結言	83
第 8 章	結 論	85
	参 考 文 献	87

図 目 次

図 2.1	ミリ波 FTTA システムの概要図	9
図 2.2	許容減衰量と回線瞬断率の関係	15
図 2.3	加入者送信電力と回線瞬断率の関係	16
図 2.4	変調多値数と伝送容量の関係 (無線伝送路)	17
図 2.5	無線信号周波数分割多重光伝送方式	19
図 2.6	受信信号光電力と受信 CNR 特性の関係 (無線信号周波数分割多重光伝送方式)	27
図 2.7	変調多値数と伝送容量の関係 (光伝送路)	28
図 2.8	最大伝送容量と最適変調多値数	29
図 3.1	頭部平坦標本化を用いた帯域サンプリング	32
図 3.2	自然標本化を用いた帯域サンプリング	34
図 3.3	頭部平坦標本化を用いた無線信号時分割多重光伝送方式	35
図 3.4	自然標本化を用いた無線信号時分割多重光伝送方式	35
図 3.5	受信信号光電力と受信 CNR の関係	40
図 3.6	受信 CNR と光リンク多重数の関係	42
図 3.7	最大伝送容量と最適変調多値数の改善効果	43
図 4.1	ICBL の概要図	46
図 4.2	無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム	48
図 4.3	ビート雑音発生の様子	50
図 4.4	接続基地局数と受信 CNR=20dB を得るために必要な受信光電力の関係 (SCFDM-ICBL)	54
図 5.1	無線信号時分割多重バス型光伝送システム	58
図 5.2	接続基地局数と受信 CNR=20dB を得るために必要な受信光電力の関係 (SCTDM-ICBL)	62
図 5.3	光スイッチを用いた無線信号時分割多重バス型光伝送システム	63
図 5.4	無線基地局からの送信信号光電力と受信 CNR の関係 (光増幅器なし)	64

図 5.5	各無線基地局から伝送された信号の受信 CNR(5 局ごとにサブバス構成)	65
図 6.1	無線信号符号分割多重バス型光伝送システム	68
図 6.2	符号分割多重と時分割多重のハイブリッド多重無線信号光伝送方式	70
図 6.3	拡散利得を変えた場合の接続基地局数と受信 CNR 特性	76
図 6.4	ハイブリッド多重による受信特性の改善効果	77
図 7.1	無線仮想空間ネットワークの概要図	80
図 7.2	無線仮想空間ネットワークの構成例	80
図 7.3	無線信号で直接光を変調した場合のスペクトル	82
図 7.4	ファイバの分散特性	82

第 1 章

序論

近年、音声、画像、データなどのあらゆる情報を統合したマルチメディア通信に対する需要が高まっており、今後の多種多様な通信ニーズに柔軟に対応するためには、高信頼性を有する広帯域伝送網の実現が急務とされている。特にその中核となる加入者系は、広帯域・低損失な光ファイバの導入を効率的に進め、加入者分配網の高度化を推進していく必要がある。現在、いくつかの光ファイバ加入者分配システムが提案されているが、それらはすべて有線伝送を前提としているものである^{(1)~(4)}。しかし、将来の加入者系に必要とされるものは、単に広帯域情報の伝送にとどまらず、有線系と無線系の統合が必須であり、固定・移動の区別なくすべての加入者が「いつでも、どこでも、誰とでも、どのようなものでも通信を行う」というパーソナル通信の目標を達成すべく、高柔軟性、高機能を有する必要がある。

このような有線系と無線系を統合したシステムを構成するために、最近、広帯域性、低損失性に富んだ光ファイバネットワークをマイクロ波及びミリ波帯の無線信号の伝送手段として用いる無線通信と光通信の融合通信システムに関する理論的、実用的研究が内外において活発に行われている^{(5)~(28)}。

無線通信と光通信の融合通信技術は、1980年代、主に衛星通信等で用いられるフェーズドアレイアンテナシステムにおいて、膨大なアンテナ素子にマイクロ波、ミリ波無線信号を電磁干渉なく、軽量に、低損失に給電するために導入された^{(5)~(7)}。

そして、この技術はさらに、光ファイバの広帯域性を利用して多くの無線信号をまとめて光ファイバ伝送するCATV(Cable Television)に代表される光ファイバ映像分配システム等の分配ネットワークにも積極的に用いられるようになった^{(8)~(13)}。

一方、1985年以降電気通信事業が自由化され、次第に自動車電話、携帯電話に代表されるパーソナル移動体通信の需要が急速に増加し、多くの移動体通信加入者を効率的に収容するための様々な方策がとられ始めた。それは、加入者を収容する無線ゾーン(セル)を小型化して同一周波数の繰り返し使用回数を増やすことで収容回線数を増大させ、周波数利用効率を上げるマイクロセル化である。マイクロセル化が進むと、携帯端末と無線基地局

間の平均距離が短くなるため、所要通信品質を達成するための送信電力を小さくすることが可能となる。しかし、マイクロセル通信方式では加入者を収容するための無線基地局の数が膨大になり、無線基地局の設備コストの増大、移動端末がセル間を移動した場合の無線基地局間のハンドオーバー制御等の問題がでてくる。

そこで、これらの無線基地局を機能的にかつ効率的に収容するため、1990年代に入って、無線・光融合通信システムを利用したシステムが検討され始めた^{(14)~(21)}。これは、従来、無線基地局にあった無線装置をすべて制御局に集中配備し、制御局と複数の無線基地局の間を光ファイバで接続すると共に、無線基地局には加入者から送信された無線信号をそのまま光信号に変換する機能と制御局から送信された光信号をそのまま無線信号に変換し、マイクロセルゾーンに放射する機能のみをもたせ、無線変復調、交換等を制御局で集中的に行うシステムであり、光ファイバマイクロセル無線通信方式と呼ばれている。

このように無線・光融合通信システムは、様々な分野への応用が考えられ、そして現在、様々な無線信号の光ファイバ伝送方式が検討されている。例えば、伝送される無線信号の変調方式として、1980年代後半は、振幅変調 (Amplitude Modulation)⁽¹¹⁾、周波数変調 (Frequency Modulation : FM)⁽¹²⁾などが多かったが、それが次第に位相変調 (Phase Modulation : PM) や多値直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) のものも伝送が可能であることが明らかになってきた^{(13),(22)~(24)}。特に、64QAM⁽²³⁾、256QAM⁽²⁴⁾などの高い多値 QAM 無線信号の光ファイバ伝送も報告されている。

また、無線信号による光変調方式も様々なものが検討されているが、その中でも現在、無線信号の光伝送方式として最も検討が行われているのは各無線基地局に入力された無線信号で光を直接強度変調し、光ファイバ伝送する強度変調/直接検波 (Intensity Modulation / Direct Detection : IM/DD) 方式である^{(8)~(24)}。

IM/DD 方式は、構成が非常に簡単であるが、レーザダイオード (Laser Diode : LD) に周波数多重された複数の無線信号が入力された場合、LD の非線形性に起因した相互変調歪が発生し、通信品質の大きな劣化要因となる^{(17)~(21)}。また、IM/DD 方式を各無線基地局がバス型接続されたネットワークに適用した場合、各無線基地局が LD をもち、その LD も発振周波数が安定していないため、複数の無線基地局から伝送された光信号を一括して光検波する際に高度な光波長制御を行わないと信号光間ビート雑音が発生して受信特性を大きく劣化させる^{(25)~(27)}。

ところで、無線通信システムについては、多種多様な通信ニーズに柔軟に対応するため広帯域化が望まれるところであり、使用される周波数帯も現在検討されているマイクロ波、準マイクロ波帯から準ミリ波、ミリ波帯が今後用いられ使用情報帯域を大きくしていくと考えられる。特にミリ波帯の無線周波数は、大気伝搬損失が大きいいため無線セルを構成する場合、マイクロ波等と比べセル半径は小さくなるが、逆にセル間干渉が軽減されるために周波数利用効率の向上が期待される。さらに今後の MMIC などのデバイス技術の進歩に

より、ミリ波素子の一層の小型化、軽量化が期待されるので、無線基地局などの設備を飛躍的に小型化することができ、システム設計が容易になるといった利点等がある。従って、無線・光融合通信システムの無線伝送路の周波数帯としてミリ波帯が用いられることが期待できる^{(21),(30)}。

しかし、ミリ波の無線信号を直接光ファイバで伝送する場合、IM/DD方式ではLDとフォトダイオード(Photo Diode: PD)などの受光素子の超高速化が必要になるが、まだそのような素子は研究段階にあり、低コスト化は難しい⁽²⁹⁾。また、外部光強度変調器を用いる場合でも、高電力の無線信号入力が必要となり、挿入損失も大きいという問題がある。

現在、ミリ波無線信号光ファイバ伝送システムとして検討されているものは、

1. 情報信号を低周波の無線信号で光ファイバ伝送し、無線基地局において受光素子の電氣的な非線形性を利用して光検波と同時に周波数変換を行い、ミリ波無線信号を伝送する方式⁽²⁹⁾、
2. LDの非線形性を用い、LDの高調波成分と入力信号を混合させることにより、LDの変調帯域幅を拡大しミリ波信号を伝送する方式⁽³⁰⁾、

などがある。これらの検討はデバイス特性をうまく利用して無線信号による光直接変調を行ってミリ波信号の伝送を行う方式であるが、依然として、相互変調歪、及びビート雑音の問題は残る。そこで、デバイス特性に依存せず原理的に光変調がしやすくかつ相互変調歪およびビート雑音の影響を受けにくい、マイクロ波・ミリ波無線信号の光伝送方式、多重化方式が望まれるところである。

また、ミリ波帯の無線搬送波を用いた光ファイバマイクロセル無線通信方式を構成する場合、無線伝送区間では自由空間損失のみならず降雨による減衰を受け、その減衰量が一定の許容値を越えると回線が瞬断するといった短所もある⁽³¹⁾。また、降雨減衰を受けることにより、レーザへ入力される無線信号電力が小さくなり、光ファイバ伝送された後の受信側における搬送波対雑音電力比も劣化する。従って、無線信号の変調方式を設計する場合、このような無線伝送路の特性と光伝送路の特性の両方を勘案する必要がある。

以上のような背景に基づいて、本論文では、無線伝送路と光伝送路の両方の特性を考慮した新しい無線信号多重光伝送方式について提案・検討し、従来システムとの比較を行い、その有効性を理論的に明らかにしている。

まず、第2章では、「端末に可搬性がない」、「各加入者まで光ファイバを張りめぐらせるために設備コストおよび時間コストがかかる」といった接続方式が有線のための現在検討されている光ファイバ加入者系の問題点を解決でき、かつ大容量加入者系が容易に実現可能となる加入者-無線基地局の無線伝送路ではミリ波帯を用い、無線基地局-制御局間は光ファイバを用いて伝送するミリ波FTTA(Fiber to the Area)システムの提案を行う。次に、無線伝送路の変調方式として周波数利用効率の高い多値直交振幅変調方式を用い、また光伝

送路では無線基地局に伝送された周波数分割多重無線信号をそのまま IM/DD 方式で伝送する無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いて、無線基地局と制御局を 1 対 1 に接続した場合の各通信路での伝送特性と最大伝送容量について検討を行い相互変調歪の影響とミリ波無線信号を用いる上で問題になる降雨減衰の影響を明らかにする。最後に、両伝送路を結合し、総合した伝送可能な最大容量と最大容量を達成する最適変調多値数が存在することを明らかにする。

第 3 章では、光伝送路において無線信号周波数分割多重光伝送方式に比べ、更に最大伝送容量を増大させることのできる帯域サンプリングを用いた無線信号時分割多重光伝送方式を提案する。提案システムは、周波数多重された無線信号を時分割多重信号に変換して伝送するため、原理的に相互変調歪が発生しないという特長をもつ。まず、無線帯域信号を頭部平坦標本化または自然標本化を行った場合のサンプリングの原理を明らかにし、次に、受信側における搬送波対雑音電力比について理論的に解析を行う。最後に、本提案方式と無線信号周波数分割多重光伝送方式との比較を行い、相互変調歪の抑圧効果を明らかにする。

第 4 章以降では、マイクロセル化が進むにつれてますます増大する無線基地局を光ファイバでバス型接続する無線信号多重バス型光伝送システムの検討を行う。

まず第 4 章では、バス型接続された無線基地局を収容する方式として、第 2 章で述べた無線信号周波数分割多重光伝送方式について検討を行う。本方式では、各基地局から伝送された光信号を一括して受信するため、信号光間ビート雑音が発生する。そこで、信号光間ビート雑音について解析を行い、加えて受信側における搬送波対雑音電力比について解析を行う。最後に、信号光間ビート雑音の受信特性と接続基地局数に及ぼす影響を明らかにする。

第 5 章では、第 4 章で問題となった信号光間ビート雑音の影響をなくすために第 3 章で述べた無線信号時分割多重光伝送方式を用いた無線信号多重バス型光伝送システムを提案する。そして、本提案方式の受信側における搬送波対雑音電力比を導出し、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムとの比較を行い、ビート雑音の低減効果とバスに接続される基地局数の増大化が図れることを明らかにする。最後に、光スイッチを用いることにより、さらに受信特性が向上することを明らかにする。

さて、第 5 章までにおいて様々な無線信号光伝送方式およびシステムを提案したが、これらはいずれにせよ光ファイバを無線信号に対する仮想的な広帯域自由空間伝送路とみなしていることになる。そこで、これを無線仮想空間ネットワークと呼ぶことにする。この概念に従えば、無線信号はただ光ファイバという広帯域な仮想的な自由空間伝送路を伝搬しているにすぎないことになる。更に、この無線仮想空間ネットワークに伝送される無線信号の交換、ルーティング機能を付加すれば、多種多様な無線サービスを無線基地局や制御局を共用しながらそのまま広域に提供することができ、例えば衛星通信と加入者系、移動

体通信と加入者系通信の融合等も可能となる。そこで第6章以降では、この無線仮想空間ネットワークに適合した無線信号多重光伝送システムの検討を行う。

第6章では、無線仮想空間ネットワークにおいて無線信号の交換・ルーチングを実現していく上で必要となる各無線基地局からの信号への識別子の付加を考慮して、さらに無線信号符号分割多重を用いる無線信号多重バス型光伝送システムを提案する。そして、提案方式の受信特性について解析を行い、無線仮想空間ネットワークへの整合性、有効性を明確にする。また、符号分割多重と時分割多重の両方を利用したハイブリッド伝送も検討し、受信設備の簡単化と受信特性の改善効果を明らかにする。

第7章では、2章から6章で述べた無線信号多重光伝送システムを無線仮想空間ネットワークに展開した場合の総括的なまとめを行い、交換・ルーチングの方式について検討する。また、無線仮想空間ネットワークを構成する場合の問題点、検討課題について整理する。

第8章は結論であり、本研究で得られた成果について総括を行う。

第 2 章

無線信号周波数分割多重光伝送方式

2.1 序言

現在加入者系の通信路において、最も検討が行われているのが、制御局から各加入者まで直接光ファイバを敷設し、広帯域通信を行う FTTH(Fiber to the Home) システムである^{(1)~(3)}。このシステムは光加入者の最終段階と考えられており、CATV のような一方向のサービスではなく、双方向対話型のサービスが可能となるシステムである。しかし、各加入者すべてに光ファイバを敷設するため、次のような問題点が生じる。

1. 架設のための土木工事が伴い、設備コスト (金銭面、工事に要する時間) がかかる⁽³²⁾。
2. 加入者数の変動に対し、新たに光ファイバの接続を行う必要があるため柔軟に対応しにくい。
3. 加入者の移動に対する対応が難しい。

そこで、本章では、これら光ファイバを利用した光加入者網に対する問題点を解決し、コストパフォーマンスに優れた広帯域伝送を実現するために加入者-無線基地局の無線伝送路ではミリ波帯の無線搬送波を用い、無線基地局-制御局間は光ファイバを用いて伝送するミリ波 FTTA(Fiber to the Area) システムの提案を行う。そして、無線伝送路の変調方式として周波数利用効率の高い多値直交振幅変調方式 (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) を用い、光伝送路では周波数分割多重された無線信号を光ファイバによって直接伝送する無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合の各通信路での伝送特性と最大伝送容量について検討を行う。最後に、両伝送路を考慮した場合、伝送可能な最大容量と最大容量を達成する最適変調多値数が存在することを明らかにする。

2.2 システム構成

提案するミリ波 FTTA システムの構成を図 2.1 に示す。本システムは、加入者を地域によって半径数百 m 程度のエリアに分け、そのエリアの中心に基地局を設置し、基地局-制御局間は光ファイバ伝送を、加入者-無線基地局間はミリ波帯の無線搬送波を用いた無線通信を使用することによって情報伝送を行う。このようにミリ波無線通信と光ファイバ通信を融合することにより次のような利点がある。

1. 無線搬送波としてミリ波を用いるため、1 加入者あたりの情報帯域を、マイクロ波帯等と比べて大きくすることができる。従って、マイクロ波、準マイクロ波帯で行う場合と比較して、光リンクのみならず無線リンクにおいても大容量通信が可能になり収容加入者数の増大が可能になる。
2. 無線を用いることで加入者への信号の分配・収集が容易になり、加入者の増減にも迅速に対応でき、また移動体端末の収容も期待できる。
3. ミリ波を無線周波数として用いることで、伝搬損失はマイクロ波帯等と比べて大きくなり、セル半径は小さくなるが、逆に、セル間干渉も軽減されるため、同一周波数の繰り返し利用回数が増加し、周波数利用効率の向上が期待できる。
4. 今後の MMIC などのデバイス技術の進歩により、さらにミリ波素子の小型化、軽量化が進み、無線基地局などの設備を飛躍的に小型化することができ、システムの設計が容易になる。
5. 無線基地局は、加入者から送信された無線信号を光信号に変換する機能と制御局から送信された光信号を無線信号に変換し、マイクロセルゾーンに放射する機能のみをもち、変復調等の無線制御は制御局で集中的に行うので、周波数割当の変更、変復調方式の変更等が容易にでき、システムをダイナミックに構成できる。

また、欠点として次のものが挙げられる。

1. 無線リンクにおいてミリ波帯の無線周波数帯を用いて通信を行うため、自由空間損失のみならず降雨による減衰を受け、その降雨減衰量が一定の許容量を越えると回線が瞬断する。
2. 光リンクにおいて、基地局で受信したミリ波無線信号を、LD の強度変調によって、光信号に変換するが、無線信号多重光ファイバ伝送方式として現在最も検討が行われている無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合、LD の入出力特性が非線形であるため、複数の信号が入力された場合、相互変調歪が発生する。また、広帯域無線信号を伝送する場合、光リンク側に高 CNR が要求される。

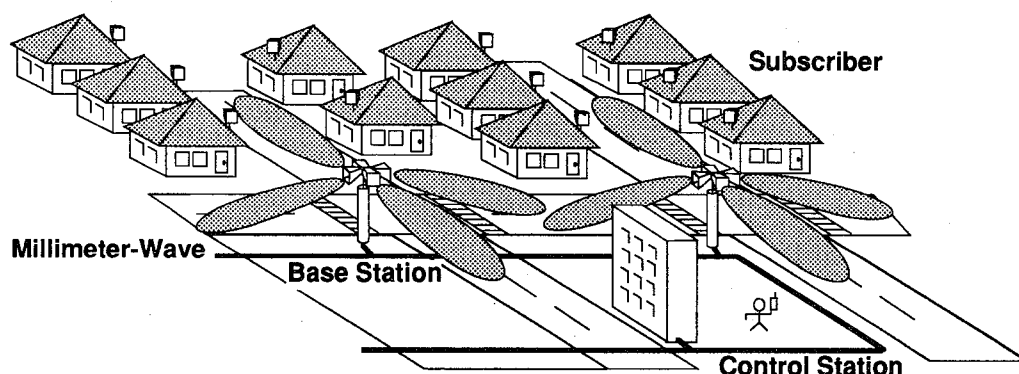


図 2.1 ミリ波 FTTA システムの概要図

ところで、将来の大容量加入者系通信の実現を目指して、ミリ波 FTTA システムでは、加入者-基地局の無線リンクにおいて、数百 Mbps の大容量伝送を可能にする多値 QAM 方式を用いる。しかし、前述のように無線基地局-制御局間の光リンクの劣化要因が広帯域無線信号の光伝送品質を大きく制限してしまう。つまり、光伝送路において加入者から送信された多値 QAM 信号を伝送できるだけの受信特性を確保できるとは限らないわけであり、ひいては伝送できる多値数を制限させてしまう。従って、無線伝送路と光伝送路を総合して検討すると、最大伝送容量が得られる最適変調多値数が存在すると考えられる。

2.3 ミリ波伝搬特性と伝送容量

2.3.1 許容減衰量

無線伝送路において、加入者からの信号を受信した無線基地局における受信信号搬送波対雑音電力比 (Carrier to Noise Power Ratio : CNR) は、その信号がミリ波帯の周波数で伝送されるため降雨により変動する。一般に、その CNR(dB) は次式で表される。

$$C/N = P_T + G_R + G_T - L_f - KTB_{RF}F - Z \quad (2.1)$$

ここで、 P_T は送信信号電力であり、 G_R 、 G_T はそれぞれ加入者アンテナ利得と基地局アンテナ利得であり、開口面の縦、横の長さが a 、 b で、伝送する波長を λ 、アンテナの開口率を η_r 、及び縦、横の半値幅を θ_1 、 θ_2 の角型ホーンアンテナを用いるとすると、利得 G は次式で示される^{(33),(34)}。

$$G = \left(\frac{4\pi ab}{\lambda^2} \right) \eta_r = \frac{3.2 \times 10^4}{\theta_1 \theta_2} \quad (2.2)$$

また, L_f は自由空間損失であり, 加入者-無線基地局間の距離を r とすると, 次式で示される.

$$L_f = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (2.3)$$

また, $KT B_{RF} F$ は受信回路系熱雑音であり, K , T , B_{RF} , F はそれぞれボルツマン定数, 受信回路の等価雑音温度, 伝送する無線信号の帯域幅, および受信回路の雑音指数である. また, Z は降雨による減衰量である. そして, 所要の伝送品質を満たすために必要な CNR を γ_{QAM} とすると, 式 (2.1) で示される受信 CNR がこの所要 CNR を下回ると回線瞬断が生じる. 故に許容減衰量 Z_α (dB) は,

$$Z_\alpha = P_T + G_R + G_T - L_f - KT B_{RF} F - \gamma_{QAM} \quad (2.4)$$

で表される. ここで所要 CNR γ_{QAM} は以下のように求める. 変調方式として 2^{2n} QAM を使用する場合, ビット誤り率は, 高 CNR が得られ, 誤り率の小さい場合には, それぞれ次式で示される⁽³⁵⁾.

$$P_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{K_o}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.5)$$

$$P_{16QAM} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{K_o}{\sqrt{10}} \right) \quad (2.6)$$

$$P_{64QAM} = \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left(\frac{K_o}{\sqrt{42}} \right) \quad (2.7)$$

$$P_{256QAM} = \frac{15}{64} \operatorname{erfc} \left(\frac{K_o}{\sqrt{170}} \right) \quad (2.8)$$

但し, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数, また K_o^2 は, 各信号の平均 CNR の真値である. 以上の式より, 任意のビット誤り率を保証するための所要 CNR が計算される. 任意の多値数における所要 CNR は, QPSK の所要 CNR を用いて次式で示される⁽³⁶⁾.

$$\gamma_{QAM} = \frac{1}{3} (2^{2n} - 1) \gamma_{QPSK} \quad (2.9)$$

但し, γ_{QPSK} は, QPSK の所要 CNR であり, 式 (2.5) を用いて計算され, ビット誤り率が 10^{-3} , 10^{-6} の場合, それぞれ 9.8, 13.8dB である⁽³⁷⁾. 表 2.1 に各変調多値数をビット誤り率 10^{-3} , 10^{-6} で伝送するために必要な所要 CNR (dB) を示す.

2.3.2 降雨による回線瞬断率

降雨強度 R (mm/分) の確率密度関数 $f(R)$ はガンマ分布で近似できることが実験により明らかにされており⁽³¹⁾ 次式で与えられる.

$$f(R) = \frac{\beta^\nu}{\Gamma(\nu)} R^{\nu-1} \exp(-\beta R) \quad (2.10)$$

表 2.1 QAM 信号を送送する場合の所要 CNR

BER	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM
10^{-3}	9.8	16.5	22.5	28.4
10^{-6}	13.8	20.8	27.0	33.1

ν , β は、分布パラメータである。 ν の値は、20GHz 以上を用いる場合の $\nu=0.0075$ を用いる。また、 β の値としては、降雨量の 0.0075%の値 ($R_{0.0075}$ [mm/分]) により次式で表される。

$$\beta = 9.5 \frac{\nu^{0.218}}{R_{0.0075}} \quad (2.11)$$

式 (2.10) における降雨強度 R と降雨減衰量 Z の関係を明らかにすることにより、降雨減衰量の統計的モデルを導出することができる。

降雨と電波の減衰との関係については古くから研究がなされており、実測の雨滴の大きさの分布を用いて、周波数と降雨強度に対する km 当たりの減衰量が理論的に計算されている⁽³¹⁾。それによれば、減衰量は近似的に降雨強度の n 乗に比例する。従って、電波通路にわたって一様に降雨があった場合の減衰量は、周波数と 1 地点における雨量 (地点雨量) が与えられるならば、計算によって求めることが可能になる。また、降雨が電波通路にわたって一様でない場合でも、電波通路上の各点の雨量の n 乗の積分値がわかるならば、この場合も減衰量は計算できる。以下に地点 A から地点 B までの区間において、降雨が一様である場合と、一様でない場合において降雨強度 R と降雨減衰量 Z の関係を求め、降雨減衰量の確率密度関数を導出する。

(1) 降雨が一様な場合

送信点と受信点の間に一様に降雨がある場合、1km 当たりの降雨減衰量 Z_o (dB/km) は、ある雨量 R のとき雨粒の半径 a から da の間にある $1m^3$ 当たりの雨滴数を $n(a)da$ とし、全損失断面積を $Q_t(a)$ とすれば、次式で与えられる⁽³¹⁾。

$$Z_o = 4.343 \times 10^3 \int_0^\infty Q_t(a) \times n(a) da \quad (2.12)$$

この式は次式のように近似される。

$$Z_o = \gamma R^n \quad (2.13)$$

ここで、 γ , n は定数であり、用いる周波数帯により異なる。使用する周波数帯と γ , n との関係を表 2.2 に示す。 R がガンマ分布で表されれば $Y=R^n$ もガンマ分布により表され、 Y の確率密度関数 $f(Y)$ の分布パラメータ ν_y , β_y は次式で与えられる。

$$\nu_y = \frac{[g(1)]^2}{g(2) - [g(1)]^2}, \quad \beta_y = \frac{\nu_y}{g(1)} \beta^n, \quad (2.14)$$

表 2.2 各周波数の γ, n

周波数 (GHz)	γ	n
11.7	2.3	1.189
15.25	3.8	1.116
19.3	5.75	1.073
21.0	6.7	1.063
24.0	8.3	1.044
34.8	13.55	0.948
50.0	18.4	0.848

ただし,

$$g(i) = \frac{\Gamma(\nu + i \times n)}{\Gamma(\nu)}, \quad (2.15)$$

である.

(2) 実区間での減衰量

実区間では, 降雨は一様でないが, 降雨が一様でない場合でも, 実区間上の各点の雨量の n 乗値 $\gamma R^n(x)$ が分かるならば, 地点 A から B までの区間での減衰量 Z は, $\gamma R^n(x)$ を地点 A から B まで積分することで求められる. 従って, 区間 A, B における降雨減衰量は, 次式で与えられる.

$$Z = \gamma \int_A^B R^n(x) dx \quad (2.16)$$

この積分は, d km 離れた地点間の雨量の空間相関が求まれば計算可能である. 空間相関係数 ρ_d は次式で近似される.

$$\rho_d = \exp(-0.25\sqrt{d}) \quad (2.17)$$

相関のあるガンマ変量の和の分布は近似的にガンマ分布となるので, $R(x)$ の距離積分量である Z の分布もまたガンマ分布で近似できる⁽³¹⁾. 降雨減衰量 Z の確率密度関数を $f(Z)$ とすると, $f(Z)$ は式 (2.16), (2.17) を用いて次式で示される.

$$f(Z) = \frac{\beta_z^{\nu_z}}{\Gamma(\nu_z)} Z^{\nu_z-1} \exp(-\beta_z Z) \quad (2.18)$$

で表される. ここで ν_z, β_z は, 分布パラメータでそれぞれ次式で表される.

$$\nu_z = E(d) \times \nu_y, \quad \beta_z = \frac{E(d)}{\gamma \times d} \beta_y \quad (2.19)$$

ここで,

$$E(d) = \frac{(0.25d)^2}{4[d + 2(d + 12\sqrt{d} + 48) \times e^{-0.25\sqrt{d}} - 96]}, \quad (2.20)$$

である.

降雨減衰量が, 式 (2.4) で与えられた許容減衰量 Z_α を越える確率 P は, ガンマ分布 $f(Z)$ を次式により積分して求められる.

$$P = \int_{Z_\alpha}^{\infty} f(Z) dZ \quad (2.21)$$

式 (2.21) の積分は不完全ガンマ関数と呼ばれ, Z が比較的大きい場合は連分数による近似式が適用でき, 次式により求めることができる.

$$P \simeq \frac{1}{\Gamma(\nu_z)} \cdot \frac{\exp(-t) \cdot t^{\nu_z}}{t + \frac{1 - \nu_z}{1 + \frac{1}{t + \frac{2 - \nu_z}{1 + \frac{2}{t + \dots}}}}}, \quad (2.22)$$

ただし, $t = \beta_z Z_\alpha$ である. なお, この推定式は, 降雨が集中する夏期 3 カ月のデータから求められたものである. 他の月では降雨により回線断が発生することがないため, 年間の回線瞬断率は, P の 1/4 とする必要がある.

図 2.2 に許容減衰量と回線瞬断率の関係を示す. ここで無線搬送波周波数として 50GHz を用いている. この図より, 例えば許容減衰量を 6.8dB になるように設定すれば, 降雨減衰における回線瞬断率は 10^{-4} にすることができる. また, 図 2.3 に式 (2.4), (2.21) を用いて計算した加入者からの送信電力と回線瞬断率の関係を示す. また, 計算に用いたパラメータを表 2.3 に示す. この図より, 送信電力 P_T を固定した場合, 変調多値数が増大するにつれ瞬断率は増大する. これは変調多値数の増大につれ所要 CNR が増大するためである.

2.3.3 無線伝送路における伝送容量

加入者-基地局間の無線伝送路において, 変調方式として多値 QAM 方式を用いることにより, 一波当たりの伝送容量を帯域幅を変えずに増大させることが可能になり, 周波数利用効率の高いシステムが構成できる. そして, キャリア一波当たりの帯域幅, 単位帯域幅当たりの伝送ビット数, そして伝送キャリア数が与えられると, 無線リンクにおける伝送可能な容量 $C_{radio}(\text{bps})$ は次式で示される.

$$C_{radio} = 2n \times \frac{B_{RF}}{1 + \alpha} \times N_c (\text{bps}) \quad (2.23)$$

B_{RF} : キャリア一波当たりの帯域幅 N_c : 伝送キャリア数
 $2n$: 単位帯域幅当たりの伝送ビット数 α : ロールオフ率

表 2.3 計算に用いたパラメータ

加入者側アンテナ利得	G_R	37.4dB
縦の長さ	a	15cm
横の長さ	b	15cm
開口効率	η_r	70 %
基地局側アンテナ利得	G_T	15.5dB
半値幅 (縦)	θ_1	30°
半値幅 (横)	θ_2	30°
ボルツマン定数	K	$1.38 \times 10^{-23} J \cdot K$
絶対温度	T	290K
帯域幅	B_{RF}	150MHz
雑音指数	F	10dB
セル半径	r	300m
無線搬送波周波数	f_c	50GHz

表 2.4 無線側における伝送可能なキャリア数

無線全帯域幅	2GHz	3GHz	4GHz	5GHz
伝送キャリア数	13	20	26	33

但し、この伝送容量は、加入者-基地局間が十分な送信電力で伝送されている場合に達成できる。以上の結果を用いて、伝送キャリア数をパラメータとして、変調多値数と伝送容量 C_{radio} の関係を図 2.4 に示す。本解析においてキャリア一波当たりの最大帯域幅を 150MHz と仮定する。これは現在検討されている ATM 伝送において伝送容量は 150Mbps が検討されているため、これを QPSK で達成しようとする使用帯域幅で換算すると 75MHz が必要であるがロールオフ等を考えるとその倍の帯域幅が必要であるためである。また α は、ロールオフ率であり、本解析では、ロールオフ率を 0.5 であるとする。そして、伝送可能なキャリア数は、無線搬送波周波数として 50GHz を想定し、50GHz 帯において使用できる無線全帯域幅を 2GHz-5GHz とすると、キャリア一波当たりの帯域幅と無線側全帯域幅を用いて表 2.4 に示される。

図より変調方式として 16QAM を用いた場合、20 キャリア (無線側占有帯域幅 3GHz) を伝送すると伝送容量が 8bps, また、33 キャリア (無線側占有帯域幅 5GHz) の場合は伝送容量が 13.2Gbps が達成でき、伝送キャリア数の増加とともに伝送容量は増大する。また、伝送キャリア数を 20 キャリアと固定した場合、QPSK を用いると伝送容量が 4Gbps, 256QAM では 16Gbps が達成可能であり、変調多値数の増加と共に伝送容量は増大する。

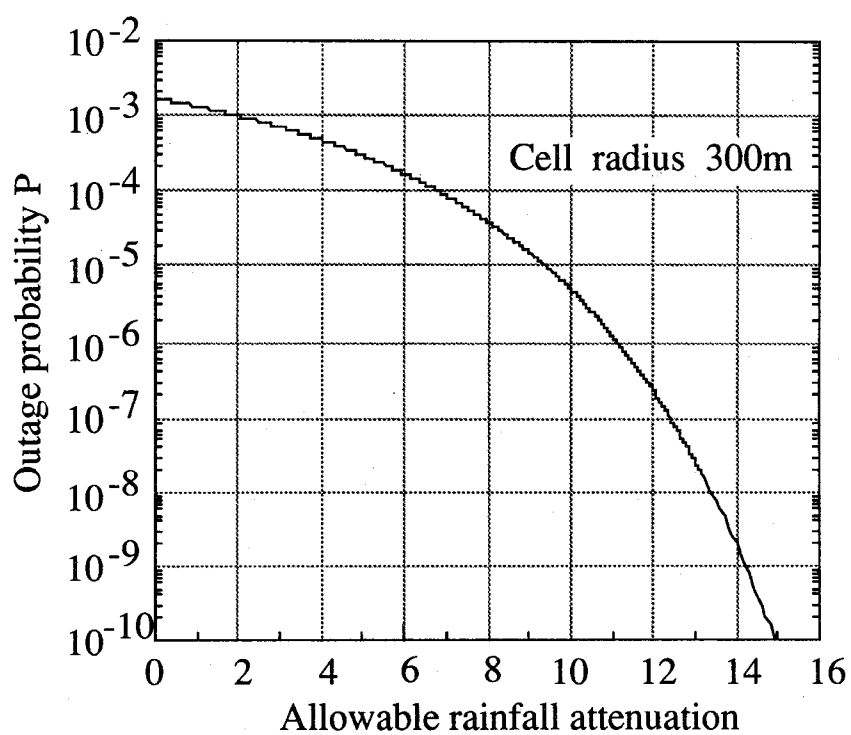


図 2.2 許容減衰量と回線瞬断率の関係

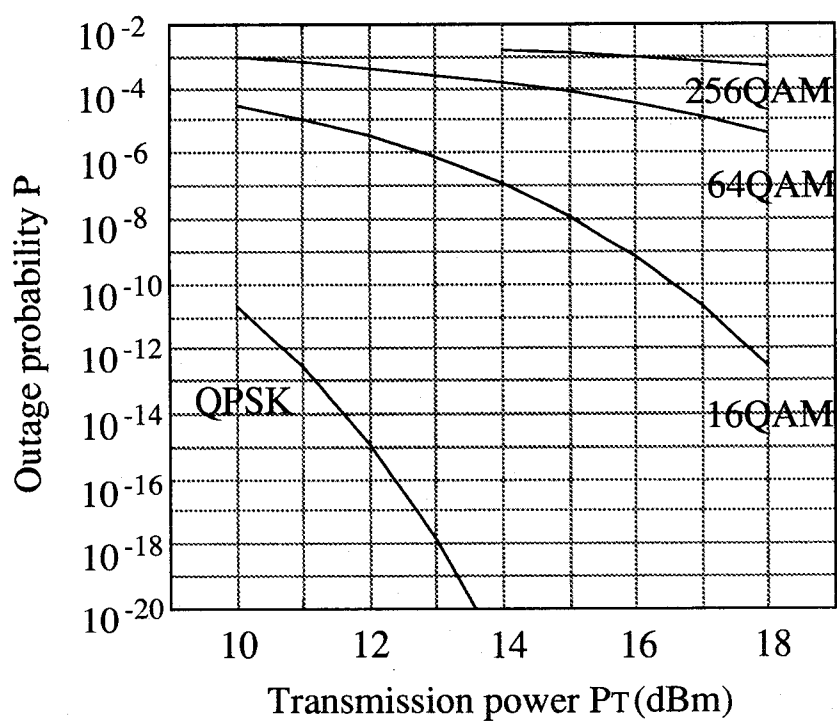


図 2.3 加入者送信電力と回線瞬断率の関係

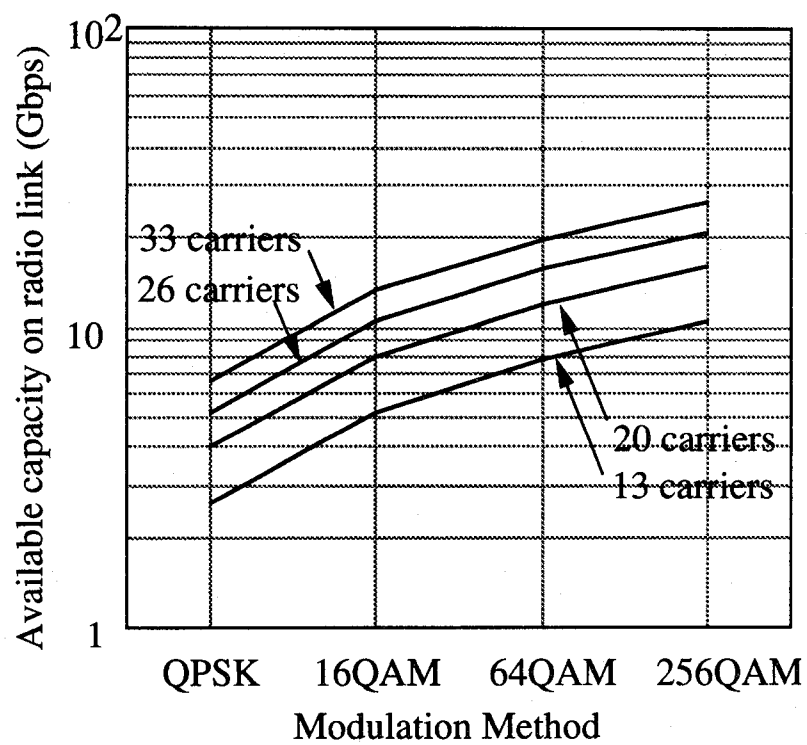


図 2.4 変調多値数と伝送容量の関係 (無線伝送路)

2.4 光源の非線形性と伝送容量

2.4.1 相互変調歪

本章では、無線信号の光ファイバ伝送方式として、周波数分割多重された無線信号を光ファイバによって直接伝送する無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いる。そのシステムモデル(端末→無線基地局→制御局)を図2.4に示す。ここではレーザダイオード(Laser Diode: LD)がミリ波帯でも十分動作すると仮定し、その非線形性のみを問題点として考慮することにする。アンテナは、セクタアンテナを用いることとし、各セクタアンテナは1つの無線信号を受信する。そして各アンテナからの無線信号を周波数多重した信号でLDを直接強度変調する。光ファイバを伝送された強度変調信号光は、制御局光受信機のフォトダイオード(Photo Diode: PD)で直接検波され、バンドパスフィルタ(Bandpass Filter: BPF)によって各チャンネルに分離され、復調される。下り回線(制御局→無線基地局→端末)ではこの逆の操作を行う。このシステムは、構成が簡単である反面、複数の周波数多重された無線信号でLDを直接強度変調すると、LDの非線形性に起因して相互変調歪(Intermodulation Distortion: IMD)が発生し、受信機で再生した無線信号のCNR特性を劣化させる。IMDには、2次から高次のものが存在するが、多重無線信号の周波数配置を1オクターブ以内に制限した場合に特に影響を及ぼすのが、3次のIMD(IM3)である。以下に無線信号周波数分割多重光伝送方式の受信CNR特性を示し、IM3の影響を明らかにする。

LDの入出力特性には、次式で示す非線形特性がある^{(17),(41)}。

$$P(t) = P_o [1 + v(t) + a_2 v^2(t) + a_3 v^3(t) + \dots] \quad (2.24)$$

但し、 P_o は平均送信光電力[†]、 $a_i (i = 2, 3, \dots)$ はLDの入出力特性を表す定数である。また、 $v(t)$ はLDを直接強度変調する周波数多重された無線信号であり、次式で与えられる。

$$v(t) = \sum_{k=1}^{N_c} m_k \cos 2\pi f_k t \quad (2.25)$$

ここで、 k 番目の信号は、周波数 f_k と帯域幅 B_{RF} をもち、 N_c 個の信号が周波数軸上で等間隔に配置されているものと仮定する。また、 $m_k (k = 1, 2, \dots)$ は、各信号の振幅である。式(2.24)、(2.25)より、出力光強度は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P(t) = & P_o [1 + (m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t + \dots) \\ & + a_2 (m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t + \dots)^2 \\ & + a_3 (m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t + \dots)^3 \\ & + \dots] \end{aligned} \quad (2.26)$$

[†]ここでは無変調時 ($v(t) = 0$) の送信光電力を平均送信光電力と呼ぶ

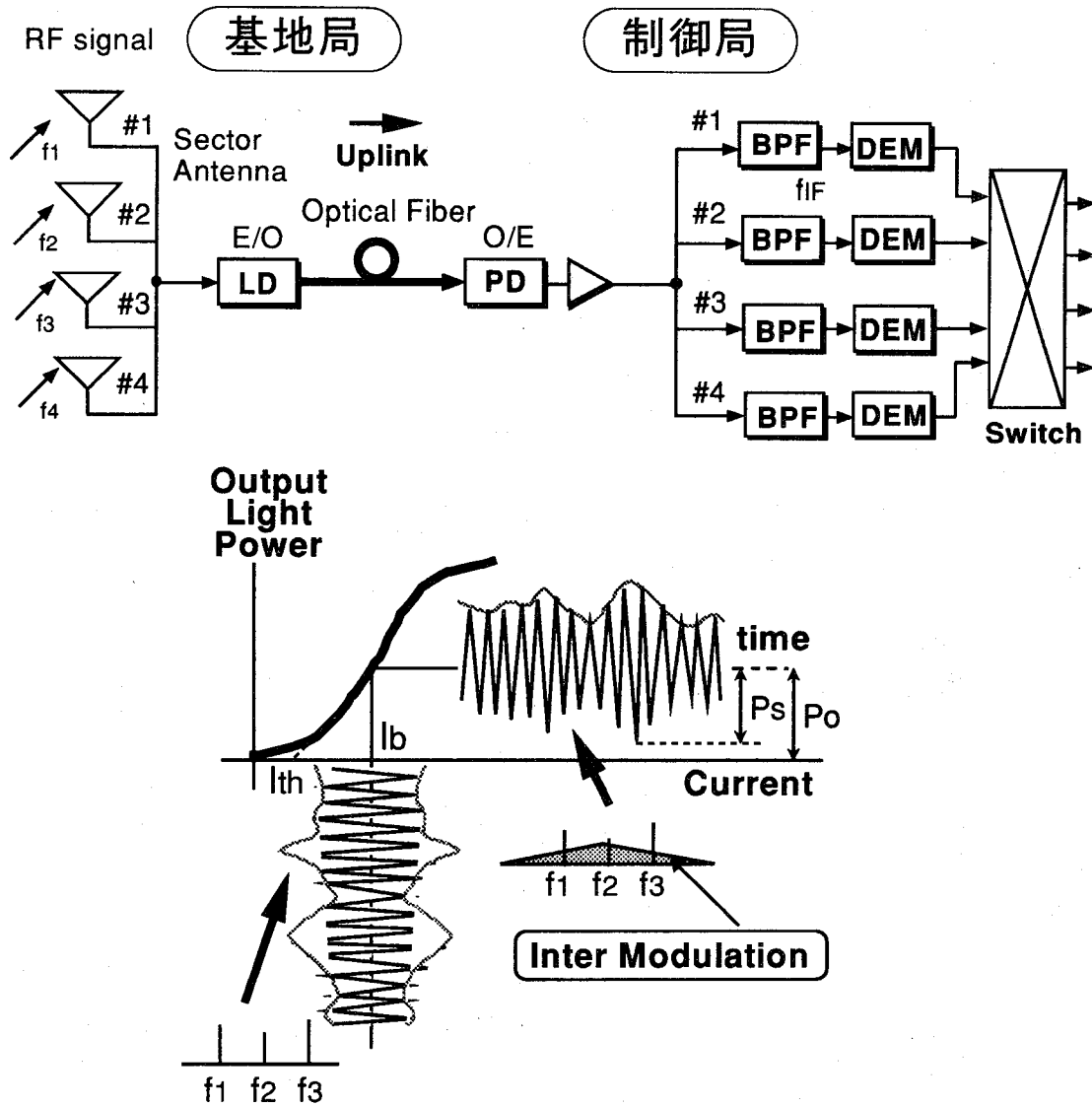


図 2.5 無線信号周波数分割多重光伝送方式

ここで $\omega_k = 2\pi f_k t$ とおく．相互変調歪とは，式 (2.26) の 2 次以上の高次の項において，それぞれの信号の相互作用によって生じる不要成分のことである．偶数次の相互変調歪からは 2, 4, 6, 8... 倍の周波数とベースバンドのものしか発生しないため特に問題はないが，奇数次の相互変調歪は帯域内に落ち込んでくる．特に問題になるのが 3 次の相互変調歪 (IM3) である．IM3 の電力は式 (2.26) の 3 乗の項を展開することで求められる．例えば，キャリア数が 3 波の場合，式 (2.26) より，出力光強度 $P(t)$ は，

$$\begin{aligned} P(t) = & P_o[1 + (m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t) \\ & + a_2(m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t)^2 \\ & + a_3(m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t)^3 \\ & + \dots] \end{aligned} \quad (2.27)$$

となり，この場合 IM3 は，式 (2.27) の 3 乗の項を展開することにより得られ，それは，

$$\begin{aligned} & a_3(m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t)^3 \\ = & a_3 [m_1^3 \cos^3 \omega_1 t + m_2^3 \cos^3 \omega_2 t + m_3^3 \cos^3 \omega_3 t \\ & + \frac{3}{4} m_1^2 m_2 \{ \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \} \\ & + \frac{3}{4} m_1^2 m_3 \{ \cos(2\omega_1 + \omega_3)t + \cos(2\omega_1 - \omega_3)t \} \\ & + \frac{3}{4} m_2^2 m_3 \{ \cos(2\omega_2 + \omega_3)t + \cos(2\omega_2 - \omega_3)t \} \\ & + \frac{3}{4} m_2^2 m_1 \{ \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \} \\ & + \frac{3}{4} m_3^2 m_1 \{ \cos(2\omega_3 + \omega_1)t + \cos(2\omega_3 - \omega_1)t \} \\ & + \frac{3}{4} m_3^2 m_2 \{ \cos(2\omega_3 + \omega_2)t + \cos(2\omega_3 - \omega_2)t \} \\ & + \frac{3}{2} m_1 m_2 m_3 \{ \cos(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t + \cos(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)t \\ & + \cos(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3)t + \cos(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3)t \}] \end{aligned} \quad (2.28)$$

で示される．これより，周波数 $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ の 3 つ正弦波の相互作用によって周波数 ω_1 には $2\omega_2 - \omega_3$ ，周波数 ω_2 には $\omega_1 - \omega_2 + \omega_3$ ，周波数 ω_3 には $2\omega_2 - \omega_1$ ，という形で信号以外の歪成分が出てくる．これが相互変調歪である．このように IM3 には，2 波の相互作用による Two-Tone タイプと 3 波の相互作用による Three-tone タイプがある． n 波のキャリアが周波数軸上に等間隔に配置されているとしたとき r 番目のキャリアの周波数に落ち込む Two-Tone タイプ IM3 の数 $D_2(n, r)$ と Three-Tone タイプ IM3 の数 $D_3(n, r)$ は，それぞれ次式で与えられる⁽³⁸⁾．

$$D_2(n, r) = \frac{1}{2} [n - 2 - \frac{1}{2} \{ 1 - (-1)^n \} (-1)^r] \quad (2.29)$$

$$D_3(n, r) = \frac{r}{2}(n - r + 1) + \frac{1}{4}\{(n - 3)^2 - 5\} - \frac{1}{8}\{1 - (-1)^n\}(-1)^{n+r} \quad (2.30)$$

Two-Tone タイプの IM3 の大きさと Three-Tone タイプの IM3 の振幅は、各振幅 m_k がすべて等しい (m) と仮定すると、次式で表される⁽³⁸⁾。

$$\frac{3}{4}a_3m^3 : \text{Two-Tone} \quad \frac{3}{2}a_3m^3 : \text{Three-Tone}$$

また、周波数軸上に等間隔に並べられた複数のキャリアが LD で強度変調された場合生じる相互変調歪 D の数は、中央のキャリアが最も大きい⁽³⁹⁾。従って、CNR を考える場合、中央のキャリアの CNR が最も小さい。以下解析は中央のキャリアの CNR について行う。

2.4.2 光受信特性と最適変調方式

本節では、ミリ波 FTTA システムの上り回線 (加入者 $\Rightarrow$ 無線基地局 $\Rightarrow$ 制御局) において、制御局における受信 CNR を導出する。本解析では無線基地局はそれぞれ周波数の異なる N_c 個の等電力の無線信号を各セクタアンテナで受信するものと仮定する。この場合、LD を直接強度変調するミリ波帯周波数多重無線信号は、

$$v(t) = \sum_{k=1}^{N_c} s_k(t) = \sum_{k=1}^{N_c} b_k \cos 2\pi f_k t \quad (2.31)$$

で与えられる。ここで、 b_k は $s_k(t)$ の最大振幅であり、また N_c は伝送キャリア数である。そして k 番目の信号の LD 入力電力は次式で与えられる。

$$P_{in/k} = \int_{-T}^T \frac{s_k^2(t)}{R_{LD}} dt = \frac{1}{2} \frac{b_k^2}{R_{LD}} \quad (2.32)$$

ここで、 R_{LD} は LD の入力インピーダンスである。また、LD に入力される全電力 P_{in} は次式で示される。

$$P_{in} = \sum_{k=1}^{N_c} P_{in/k} = \frac{2}{R_{LD}} \sum_{k=1}^{N_c} b_k^2 \quad (2.33)$$

次に、基地局に入力される信号 $v(t)$ は、バイアス電流 I_b が加えられ、次式で示す LD への入力電流になる。

$$\begin{aligned} I_{in}(t) &= I_b + \frac{1}{R_{LD}} \sum_{k=1}^{N_c} s_k(t) \\ &= I_b + \frac{1}{R_{LD}} \sum_{k=1}^{N_c} b_k \cos 2\pi f_k t \end{aligned} \quad (2.34)$$

LD の入力電流と出力光電力との関係は図 2.5 に示されている。LD はスレッショルド電流 I_{th} 以上の電流が入力された場合に光出力がでる。そして $I_b - I_{th}$ の入力に対して、出力 P_o が出力される。この図より、出力光電力 $P_{out}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_{out}(t) &\propto I_b - I_{th} + \frac{1}{R_{LD}} \sum_{k=1}^{N_c} b_k \cos 2\pi f_k t \\
 &\propto I_b - I_{th} \left(1 + \frac{1}{R_{LD}(I_b - I_{th})} \sum_{k=1}^{N_c} b_k \cos 2\pi f_k t \right) \\
 &= P_o \left(1 + \frac{1}{R_{LD}(I_b - I_{th})} \sum_{k=1}^{N_c} b_k \cos 2\pi f_k t \right) \quad (2.35)
 \end{aligned}$$

この式においては LD の非線形項を無視している。ここで、光変調指数 (Optical Modulation Index : OMI) を次式で定義する。

$$[\text{光変調指数 : } m_{total}] = \frac{[\text{光強度の変調振幅 : } P_s]}{[\text{平均送信光電力 : } P_o]} \quad (2.36)$$

図 2.5, 式 (2.33), (2.35) を参照すると、この光変調指数は、具体的に、キャリア入力レベル P_{in} , LD の入力インピーダンス R_{LD} , LD のしきい値電流 I_{th} , LD のバイアス電流 I_b を用いて次式で表される。

$$m_{total} = \frac{P_s}{P_o} = \sum_{k=1}^{N_c} \frac{b_k}{R_{LD}(I_b - I_{th})} = \frac{\sqrt{2P_{in}/R_{LD}}}{I_b - I_{th}} \quad (2.37)$$

また、式 (2.37) は、各信号の変調指数 m_k を

$$m_k = \frac{b_k}{R_{LD}(I_b - I_{th})} \quad (2.38)$$

と定義すると、次式で表される。

$$m_{total} = \sum_{k=1}^{N_c} m_k \quad (2.39)$$

また、 m_k を用いることにより式 (2.35) を書き直すと、次式で表される。

$$P(t) = P_o \left(1 + \sum_{k=1}^{N_c} m_k \cos 2\pi f_k t \right) \quad (2.40)$$

本論文において、これ以降はこの $m_k \cos 2\pi f_k t$ を k 番目の加入者から LD に入力される信号とする。ここで、各信号の変調指数 m_k は LD が過変調にならないように次式の制限を受ける。

$$m_{total} = \sum_{k=1}^{N_c} m_k \leq 1 \quad (2.41)$$

しかし、キャリア数が多く (およそ $N_c \geq 10$), 各キャリア間に相関がない場合には, OMI の実効値を考慮すればよく, 次式が成り立てばよい⁽¹⁸⁾.

$$m_k \cdot \left(\frac{N_c}{2}\right)^{\frac{1}{2}} \leq A \quad (2.42)$$

上式の A は, 許容される過変調歪レベルによって決まる定数で, 例えば, 過変調歪を -70dBc におさえる場合, $A=0.274$ であると報告されている⁽¹⁸⁾.

また, レーザへの入力 $v(t)$ と LD の出力光強度 $P(t)$ の関係は, 式 (2.40) で示される線形項のみではなく, 式 (2.24) で表される非線形項がある.

光ファイバ伝送後の制御局受信機における PD 出力電流は次式で与えられる.

$$I_{out}(t) = I_{ph} \left(1 + m \sum_{k=1}^{N_c} \cos 2\pi f_k t\right) + I_{RIN}(t) + I_{shot}(t) + I_{th}(t) + I_{im3}(t) \quad (2.43)$$

ここで, I_{ph} は平均受信電流であり,

$$I_{ph} = \frac{e\eta}{h\nu} \cdot P_r = \alpha P_r \quad (2.44)$$

で与えられる. 但し, e は電子電荷, h はプランク定数, ν は光周波数, η は PD の量子効率であり, $\frac{e\eta}{h\nu}$ はまとめて α と書け, これを PD の変換効率と呼ぶ. また, P_r は受信信号光電力であり, 光ファイバの伝送損失 (コネクタロスも含む) を F_{loss} とすると P_o/F_{loss} で与えられる. また, $I_{RIN}(t)$, $I_{shot}(t)$, $I_{th}(t)$ は, それぞれ LD の相対強度雑音電流, 信号光ショット雑音電流, 受信回路系熱雑音電流であり, 白色ガウス雑音にモデル化でき, 1 無線チャンネルあたりの雑音電力はそれぞれ

$$\langle i_{RIN}^2 \rangle = RIN I_{ph}^2 B_{RF} \quad (2.45)$$

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2eI_{ph} B_{RF} \quad (2.46)$$

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kT}{R} F B_{RF} \quad (2.47)$$

で与えられる. ここで, RIN は相対強度雑音の電力密度スペクトルレベル, k はボルツマン定数, T は等価雑音温度, R は負荷抵抗, F は受信回路系の雑音指数である. また, $I_{im3}(t)$ は 3 次の相互変調歪成分 (IM3) である. ところで基地局において, 各セクタアンテナが受信する信号レベルに差がある場合には, 復調後, 低レベルの信号に高レベルの信号から発生した IMD が影響を与えるためさらに CNR 特性を劣化させる. 本論文においては, $m_k = m(k = 1, 2, \dots)$ とする. つまり本解析で導く無線信号周波数分割多重光伝送方式の CNR 特性は, 無線リンクで発生するアンテナ間の受信信号レベル差を無視した上限値を与えることになる.

PD 出力電流は、BPF によって各信号に分離されるが、 k 番目のミリ波信号を通過させる BPF 出力は、

$$i_k(t) = i_{sk}(t) + i_{RIN}(t) + i_{shot}(t) + i_{th}(t) + i_{im3}(t) \quad (2.48)$$

となり、信号成分 $i_{sk}(t)$ とその平均電力は、

$$i_{sk}(t) = mI_{ph} \cos 2\pi f_k t, \quad \langle i_{sk}^2 \rangle = \frac{1}{2} m^2 I_{ph}^2 \quad (2.49)$$

で与えられ、雑音成分 $i_{RIN}(t)$, $i_{shot}(t)$, $i_{th}(t)$ のそれぞれの電力は、式 (2.45)~(2.47) で与えられる。また、 $i_{im3}(t)$ は、 N_c 個のキャリア周波数帯の中で k 番目に生じる IM3 であり、式 (2.29), (2.30) で示されるように LD の非線形性によって生じる 2 波の混合積に起因する $D_2(N_c, k)$ 個の Two-Tone タイプ IM3 と 3 波の混合積に起因する $D_3(N_c, k)$ 個の Three-Tone タイプ IM3 の 2 つの成分をもつが、それぞれの振幅が、 $\frac{3}{4}a_3m^3$, $\frac{3}{2}a_3m^3$ であるため、

$$i_{im3}(t) = \left(\frac{3}{4}a_3m^3 D_2(N_c, k) + \frac{3}{2}a_3m^3 D_3(N_c, k) \right) I_{ph} \cos 2\pi f_k t \quad (2.50)$$

で表される。従って、その相互変調歪雑音電力 $\langle i_{im3}^2 \rangle$ は、

$$\langle i_{im3}^2 \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4}a_3m^3 D_2(N_c, k) + \frac{3}{2}a_3m^3 D_3(N_c, k) \right)^2 I_{ph}^2 \quad (2.51)$$

で表される。故に式 (2.45)~(2.47), (2.49), (2.51) より、制御局での受信 CNR は次式で表される。

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N} \right)_{FDM} &= \frac{\langle i_{sk}^2 \rangle}{\langle i_{RIN}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle + \langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{im3}^2 \rangle} \\ &= \frac{\frac{1}{2} m^2 I_{ph}^2}{\{ RIN \cdot I_{ph}^2 + 2 \cdot e \cdot I_{ph} + \frac{4kT}{R} F \} \cdot B_{RF} + \langle i_{im3}^2 \rangle} \end{aligned} \quad (2.52)$$

式 (2.44), (2.52) を用いて受信信号光電力 P_r と受信 CNR 特性の関係を図 2.6 に示す。同図では、平成 4 年電気通信審議会答申⁽⁴⁰⁾で定められた準ミリ波帯高速無線 LAN の占有帯域幅 (17MHz 以内) を参考にして 1 無線チャネル帯域幅を $B_{RF}=15\text{MHz}$ と仮定している。そして数値計算には、表 2.5 の諸定数を用いている。また、 a_3 は、LD の非線形性が強い場合 ($a_3 = 10^{-2}$)⁽¹⁷⁾ と弱い場合 ($a_3 = 10^{-6}$)^{(18),(20)} を仮定して、それぞれの場合について CNR 特性を明らかにしている。また、本解析において変調指数 m は、CNR(式 (2.52)) を最大化する m_{opt} を用いるとすると、

$$m_{opt} = \left(\frac{\left[RIN I_{ph}^2 + 2e I_{ph} + \frac{4kT}{R} F \right] B_{RF}}{\left[\frac{3}{4} D_2(N_c, k) + \frac{3}{2} D_3(N_c, k) \right]^2 a_3^2 I_{ph}^2} \right)^{\frac{1}{6}} \quad (2.53)$$

表 2.5 解析で用いたパラメータ

キャリア数	N_c	6,12,18
設計瞬断率	P	0.01%
許容減衰量	Z_α	6.8dB
ファイバロス (含コネクタロス)	F_{loss}	6dB
PD の受光感度	η	0.8A/W
電子の電荷	e	$1.6 \times 10^{-19} \text{C}$
等価入力雑音密度	$\langle I_{th}^2 \rangle$	$4.0 \times 10^{-22} \text{W/Hz}$
相対強度雑音	RIN	-152dB/Hz
LD の入出力特性の 3 次の係数	a_3	$10^{-2}, 10^{-6}$

で与えられる⁽²¹⁾. 但し, 過変調が起こらないように m_{opt} は式 (2.41), または式 (2.42) で決まる上限値を有し,

$$m_{opt} \leq \begin{cases} \frac{1}{N_c} & ; N_c < 8 \\ 0.274 \left(\frac{2}{N_c} \right)^{\frac{1}{2}} & ; N_c \geq 8 \end{cases} \quad (2.54)$$

のように制限されているものとする. 図 2.6 に示されているように P_r が小さい場合, 熱雑音に支配され非線形性の違いは CNR に現れないが, P_r が大きくなると相対強度雑音, 相互変調歪が支配的になり受信 CNR は飽和する. またその飽和値は非線形性が強くなる程 ($a_3 = 10^{-6} \rightarrow 10^{-2}$) 劣化する. いずれにしても無線信号周波数分割多重光伝送方式は, 伝送キャリア数, すなわち光リンク多重数が増大するにつれ, 各チャネル当たりの変調指数低下と相互変調歪が増大するため受信 CNR は劣化する. 従って, 劣化を補償しさらに高い受信 CNR を得ることのできるミリ波無線信号の光ファイバ伝送システムを検討することが肝要である.

2.5 最大伝送容量と最適変調方式

光リンクで伝送可能な最大の帯域幅は, 式 (2.52) で与えられる CNR が, ある一定の BER を保証して 2^{2n} QAM を伝送するために必要な所要 CNR γ_{QAM} となるときの帯域幅 $B_{RF/FDM}(\text{Hz})$ であり, 次式で示される.

$$B_{RF/FDM} = \frac{\frac{1}{2} m_{opt}^2 I_{ph}^2 - \langle i_{im3}^2 \rangle \cdot \gamma_{QAM}}{\{RIN \cdot I_{ph}^2 + 2 \cdot e \cdot I_{ph} + \frac{4kT}{R} F\} \cdot \gamma_{QAM}} \quad (2.55)$$

従って, 光リンクで伝送可能な最大容量 $C_{opt/FDM}(\text{bps})$ は, 次式で表される.

$$C_{opt/FDM} = 2n \times \frac{B_{RF/FDM}}{1 + \alpha} \times N_c \quad (2.56)$$

しかし、降雨により LD に入力される RF 信号電力は減衰を受ける。降雨による減衰量を Z とすると、RF 信号電力は、 $\frac{1}{Z}$ となりまた式 (2.37) より光変調指数 m は定常時の $\frac{1}{\sqrt{Z}}$ となる。

図 2.7 に降雨減衰を受けた場合と受けない場合の光伝送路における変調多値数と伝送可能な 1 無線キャリア当たりの伝送容量の関係を示す。ただし、この図には、降雨減衰を受けない場合と、瞬断率が 10^{-4} である降雨減衰を受けた場合のものを解析している。この図において、13 キャリアを伝送する場合、16QAM では、1 キャリア当たり 1.1Gbps を伝送することが可能である。そしてその伝送容量は降雨減衰がなければ 1 キャリア当たり最大 5.1Gbps まで伝送可能である。また、13 キャリアを伝送する場合、16QAM では 1 キャリア当たり最大 5.1Gbps まで伝送可能である。しかし、256QAM では、1 キャリア当たり最大 596Mbps まで伝送可能である。このように、多値数を増大させると、1 キャリア当たり伝送容量が減少する。これは、多値数を増大すると、所要 CNR が増大するため、1 キャリア当たり大きな容量を伝送できないためである。また、16QAM で伝送する場合、13 キャリアを伝送する場合、1 キャリア当たり最大 5.1Gbps 伝送できるが、33 キャリアでは、1 キャリア当たり最大 1.9Gbps しか伝送できない。このように、伝送キャリア数が増大すると、相互変調歪が増大するため、所要 CNR を満たすためには、1 キャリア当たりの伝送容量を減少する必要があるためである。

図 2.8 に無線占有帯域幅を 3GHz、すなわち 20 キャリア伝送時の無線伝送路と光伝送路における変調多値数と 20 キャリア全体の伝送容量との関係を示す。無線伝送路では、変調多値数の増加とともに伝送容量は増加し、光伝送路では、変調多値数の増加とともに伝送容量は減少するため、例えば、降雨減衰下で QPSK 伝送を行う場合、光伝送路においては 34.4Gbps まで伝送可能であるが、無線伝送路においては 4.0Gbps までしか伝送できないため無線伝送路で制限を受け両回線においては 4.0Gbps のみ伝送可能である。一方、256QAM で伝送を行う場合、無線伝送路において 16.0Gbps まで伝送可能であるが、光伝送路では 1.6Gbps までしか伝送できないため、光伝送路で制限を受け両回線においては 1.6Gbps のみ伝送可能である。このようにミリ波 FTTA システムにおける伝送可能な容量は、両者の伝送可能な容量の小さい方で制限される。従って図 2.8 に示すように、最大伝送容量が存在し、最大伝送容量が達成可能な変調多値数をもつ QAM 方式を最適変調方式と考えることができる。2ⁿQAM のみ伝送可能であるならばミリ波 FTTA システム全体で伝送可能な容量は、図中の棒グラフで表すことができる。この場合は、16QAM を用いることで最大伝送容量 8.0Gbps が達成できる。また、この最大伝送容量は降雨減衰のない場合ではさらに増大し、20 キャリアの場合最大 12.0Gbps まで達成可能である。

以上は、20 キャリア伝送時について述べたが、同様の解析をキャリア数を可変して、行い最大伝送容量と最適変調多値数を求めたのが表 2.6 である。表 2.6 より、キャリア数を増加するにつれて、全キャリアで伝送可能な最大容量は増加する。

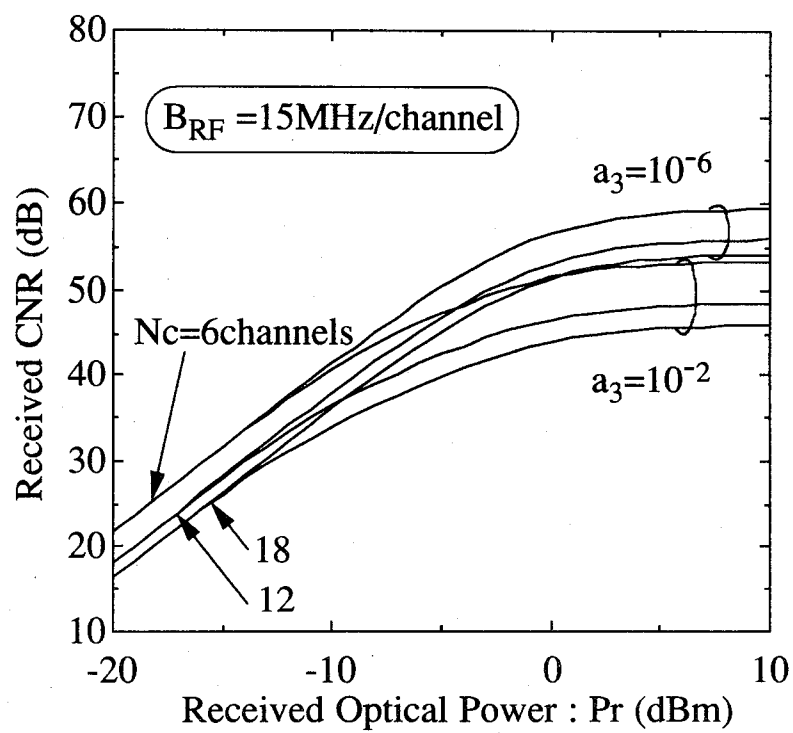


図 2.6 受信信号光電力と受信 CNR 特性の関係 (無線信号周波数分割多重光伝送方式)

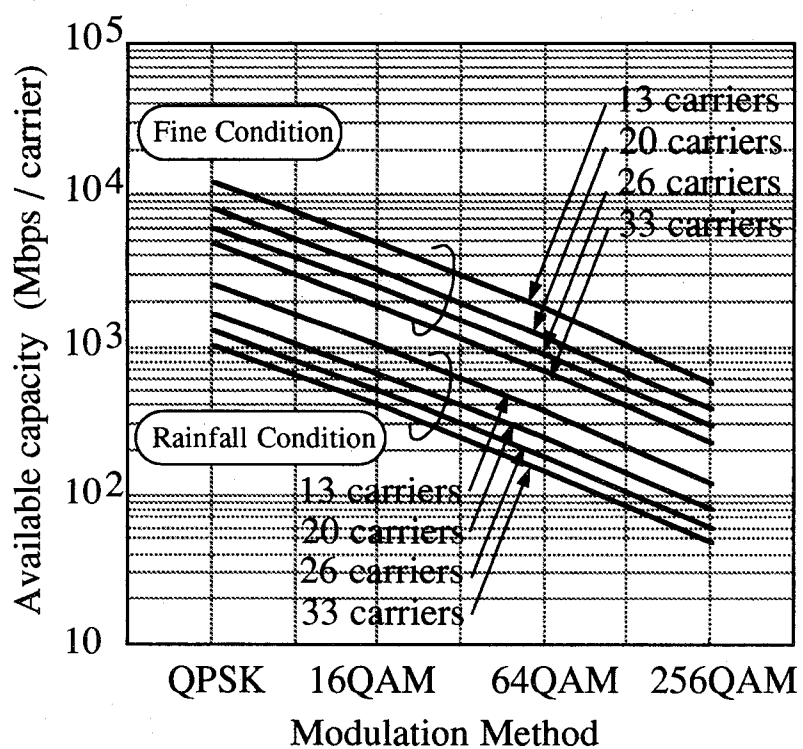


図 2.7 変調多値数と伝送容量の関係 (光伝送路)

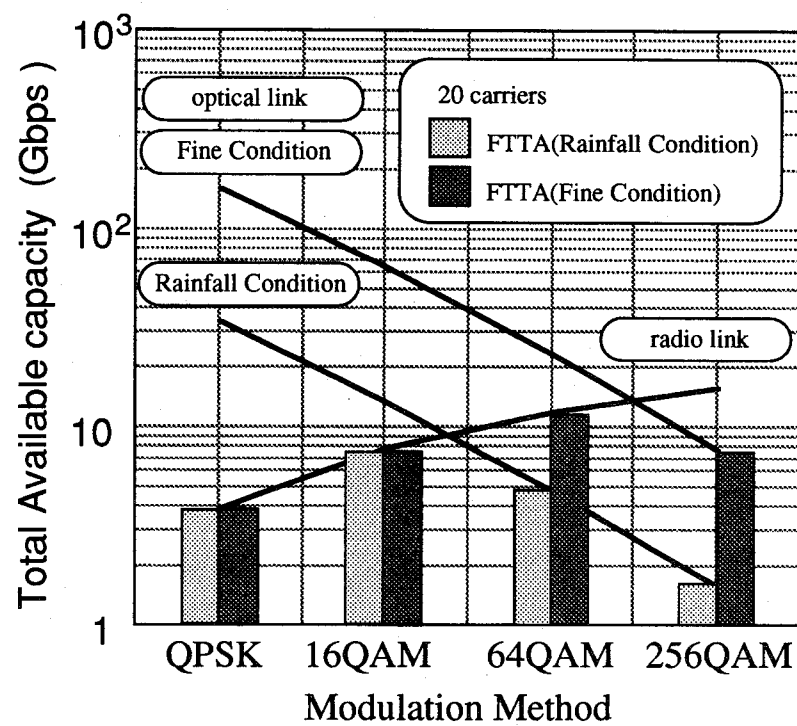


図 2.8 最大伝送容量と最適変調多値数

表 2.6 キャリア数を可変した場合の最大伝送容量

キャリア数	13		20		26		33	
降雨減衰	なし	あり	なし	あり	なし	あり	なし	あり
最適変調多値数	16	64	16	64	16	64	16	64
伝送容量 (Gbps)	5.2	7.8	8.0	12.0	10.4	15.6	13.2	19.8

2.6 結言

本章では、まず、加入者-無線基地局の無線伝送路ではミリ波帯を用い、無線基地局-制御局間は光ファイバを用いて伝送するミリ波 FTTA(Fiber to the Area) システムの提案を行った。次に FTTA システムにおける加入者-基地局間の無線伝送路において、ミリ波帯の無線周波数を用いて伝送を行う場合の降雨時における許容減衰量、信号の降雨減衰特性について述べ、許容減衰量と回線瞬断率の関係を明らかにした。そして加入者-基地局間において伝送可能な容量について述べた。その結果、加入者からの送信電力を増加させた場合、降雨瞬断率は減少し、また、送信電力を固定した場合、変調多値数が増大するにつれ、所要 CNR が増大するため、降雨瞬断率は増大することが明らかになった。また、伝送容量は伝送キャリア数の増加と共に増大し、伝送帯域幅を固定すると変調多値数が増加すると共に増大することが明らかになった。

次に、FTTA システムの無線基地局-制御局間において、無線信号多重光ファイバ伝送方式として無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合のシステムモデルを述べ、光ファイバリンクを形成する上での問題点となる相互変調歪、降雨による LD への入力電力の低下について述べた。そして、制御局における受信 CNR を導出し、光伝送路側における伝送可能な容量について述べた。その結果、光伝送路側における 1 キャリア当たりの最大伝送容量は、同一キャリア数伝送で多値数を増大すると、所要 CNR の増大のため減少し、同一多値数でキャリア数を増大させると、相互変調歪の影響のため減少することが明らかになった。

最後に、無線伝送路、及び光伝送路でのそれぞれの伝送可能最大容量に関する解析結果に基づいて、両回線において伝送可能な最大容量と伝送可能最適変調多値数を求めた。その結果、20 キャリアにおいて、瞬断率 10^{-4} の降雨減衰をうける場合、最適変調多値数 16QAM を用いることで最大伝送容量 8.0Gbps が達成可能になることが明らかになった。また、降雨減衰がない場合は 20 キャリアにおいて最適変調多値数 64QAM を用いることで 12.0Gbps が達成でき、光伝送路の受信特性が両回線を考慮した場合の伝送容量に影響を与えることが明らかになった。

第 3 章

帯域サンプリングを用いた無線信号時分割多重光伝送方式

3.1 序言

ミリ波 FTTA システムの光伝送路において、周波数分割多重された広帯域ミリ波信号を無線信号周波数分割多重光伝送方式により伝送する場合、光伝送路での雑音、特に相互変調歪の影響が顕著になるため十分な受信 CNR を得ることは難しく、加えて現状では LD の変調帯域が制限されるためミリ波信号で LD を直接光強度変調することは容易ではない。そこで本章では、光伝送路において無線信号周波数分割多重光伝送方式に比べ、さらに最大伝送容量を増大できる帯域サンプリングを用いた無線信号時分割多重光伝送方式を提案する。提案システムは、周波数分割多重広帯域ミリ波信号を時分割多重無線信号に変換して光ファイバ伝送するため、原理的に相互変調歪が発生しないという特長をもつ。まず、無線帯域信号の頭部平坦標本化および自然標本化による帯域サンプリングの原理を明らかにし、次に、帯域サンプリングを無線信号時分割多重光伝送方式に適用した場合の搬送波対雑音電力比について理論的に解析を行う。最後に、本提案方式と無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合との比較を行い、相互変調歪の抑圧効果と本提案方式の有効性を明らかにする。

3.2 帯域サンプリングの原理

3.2.1 帯域信号の頭部平坦標本化

提案システムでは、基地局で受信した加入者からの複数の無線信号を情報帯域によって決まる速度でサンプリング(帯域サンプリング)し、時分割多重で伝送する。本節では帯域サンプリングの原理について頭部平坦標本化と自然標本化の 2 種類を用いて述べる。帯域信号の頭部平坦標本化の手順を図 3.1 に示す。まず帯域信号は次式で表される。

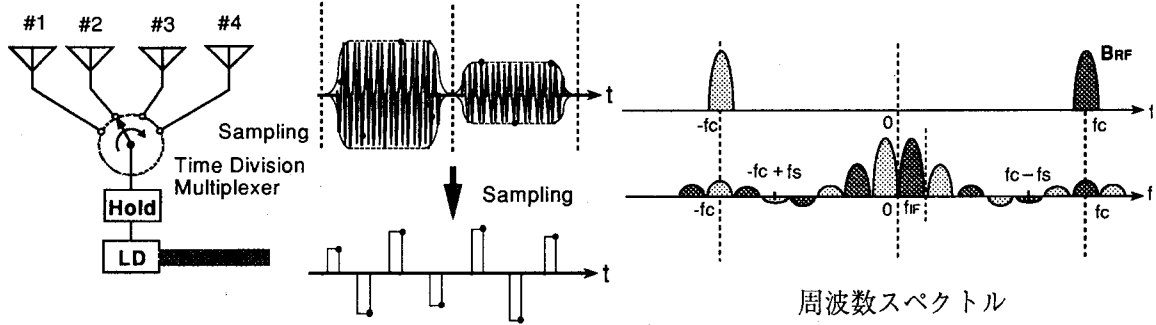


図 3.1 頭部平坦標本化を用いた帯域サンプリング

$$g(t) = \text{Re}[a(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (3.1)$$

$$G(f) = \frac{1}{2}[A(f - f_c) + A^*(-f - f_c)] \quad (3.2)$$

ここで、 f_c は無線搬送波周波数で、 $a(t)$ は $g(t)$ の複素包絡線であり、 $-\frac{B_{RF}}{2} \leq f \leq \frac{B_{RF}}{2}$ に帯域制限されたベースバンド情報信号である。この信号は、まず、次式で示される周期 T_s をもつインパルス列でサンプリングされる。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (3.3)$$

サンプリングされた信号は、振幅1で幅 T をもつ矩形パルス $p(t)$ と畳み込まれパルス振幅変調(Pulse Amplitude Modulation: PAM)信号となる。PAM信号 $v_{PAM}(t)$ とその周波数スペクトル $V_{PAM}(f)$ は次式で与えられる。

$$v_{PAM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g(nT_s)p(t - nT_s) \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} V_{PAM}(f) &= [G(f) \otimes S(f)]P(f) \\ &= \frac{T}{T_s} \text{Sinc}(\pi T f) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G(f - kf_s) \end{aligned} \quad (3.5)$$

この $V_{PAM}(f)$ の周波数スペクトルは、図3.1で示される。同図より明らかなように $V_{PAM}(f)$ は、 $G(f)$ のスペクトルが $\frac{T}{T_s} \text{Sinc}(\pi T f)$ で重みづけられ、サンプリング周波数間隔 $f_s = \frac{1}{T_s}$ で並んだものとなる。この場合、 f_c から発生したスペクトルと、 $-f_c$ から発生したスペクトルが重なり合うとエイリアシングとなり、復調した信号はひずむ。エイリアシングが起こらないためのサンプリング周波数 f_s の条件は、次式が成り立てばよい⁽⁴²⁾。

$$\frac{2}{m+1}(f_c + \frac{B_{RF}}{2}) \leq f_s \leq \frac{2}{m}(f_c - \frac{B_{RF}}{2}) \quad (3.6)$$

ここで m は $0 \leq m \leq \frac{f_c}{B_{RF}} - \frac{1}{2}$ を満たす非負の整数である。また、 m の最大値を M とすると、最小のサンプリング周波数は次式で与えられる。

$$f_{smin} = \frac{2}{M+1}(f_c + \frac{B_{RF}}{2}) \quad (3.7)$$

帯域サンプリングすることの特長は、サンプリング周波数を帯域信号の最高周波数の2倍でなく、さらに低い周波数でサンプリングを行うことができることにある。加えて頭部平坦化による帯域サンプリングを行うことにより、図3.1に示すように情報信号と同じ形のスペクトルがサンプリング周波数間隔に並び、特にそのスペクトルが低域部分に集中しているものとなる。従って、最も低域の部分をフィルタリングすることで受信側においてダウンコンバートすることなく低域の情報信号を取り出すことができる。

しかし、受信側で送信された搬送波周波数が必要である場合、図3.1より明らかなように頭部平坦標本化では搬送波周波数帯の成分はほとんど残っていない。従って、搬送波帯域の情報信号が必要な場合には受信側で搬送波を供給する必要がある。

また、無線端末で発振する搬送波の周波数は時間的に変動する可能性があるので、この変動も考慮に入れた無線信号の帯域 B'_{RF} を定義して、この B'_{RF} と式(3.7)を用いてサンプリング周波数を決定しておく必要がある。例えば、 $f_c = 50\text{GHz}$ 、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ 、搬送波周波数の変動を f_c の $\pm 10 \times 10^{-6}$ とすると f_{smin} は 301.7MHz となる。

加えて、サンプリングの精度について検討を行う必要がある。帯域サンプリングのサンプリング周波数は前述のように無線信号の帯域幅で決まり搬送波そのものをサンプリングする場合と比べ大幅に減少するが、サンプリング時刻には非常に高精度なものが必要であり、そのゆらぎ、すなわち時間ジッタはミリ波の1周期に比べ十分小さくなければならない。この点に関しては、現在周波数帯域 31GHz のサンプリングオシロスコープ(二乗平均時間ジッタ 3psec / 時間分解能 0.2psec)が開発されている⁽⁴³⁾等、サンプリングの精度は本提案システムの実用化に十分に対処できる技術が開発されつつあるものと考えられる。

3.2.2 帯域信号の自然標本化

次に帯域信号の自然標本化について述べる。帯域信号の自然標本化の手順を図3.2に示す。まず、式(3.1)で与えられる帯域信号は、以下で示される振幅1、幅 T 、周期 T_s のパルス列 $s_p(t)$ が掛け合わされPAM信号になる。

$$s_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} p(t - nT_s) \quad (3.8)$$

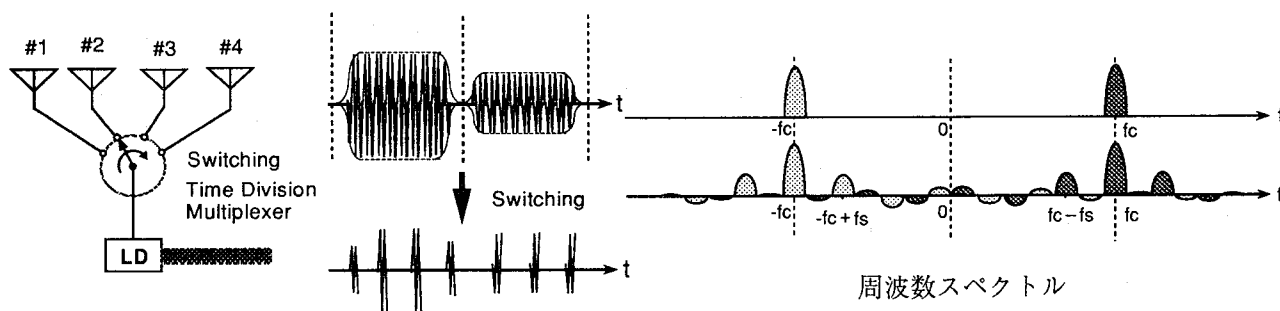


図 3.2 自然標本化を用いた帯域サンプリング

そして、PAM 信号 $v_{PAM}(t)$ とその周波数スペクトル $V_{PAM}(f)$ は次式で与えられる。

$$v_{PAM}(t) = g(t) \times s_p(t) \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} V_{PAM}(f) &= G(f) \otimes S_p(f) \\ &= \frac{T}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{Sinc}(n\pi f_s T) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x - nf_s) G(f - x) dx \\ &= \frac{T}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{Sinc}(n\pi f_s T) G(f - nf_s) \end{aligned} \quad (3.10)$$

この $V_{PAM}(f)$ の周波数スペクトルは、図 3.2 で示される。同図より明らかなように $V_{PAM}(f)$ は、 $G(f)$ のスペクトルが $\frac{T}{T_s} \text{Sinc}(n\pi f_s T)$ で重みづけられ、サンプリング周波数間隔 f_s で並んだものとなる。特に自然標本化による帯域サンプリングを行うことにより、情報信号のスペクトルが搬送波周波数帯を中心として分布していることがわかる。従って、受信側で搬送波周波数が必要な場合、この方式は適当であることがわかる。また、この方式においても、サンプリング周波数 f_s の条件は、頭部平坦標本化と同じである。

3.3 システム構成

帯域信号の頭部平坦標本化を用いた無線信号時分割多重光伝送方式を図 3.3⁽⁴⁴⁾に、自然標本化を用いた無線信号時分割多重光伝送方式を図 3.4⁽⁴⁵⁾に示す。上り回線においては、各セクタアンテナで受信された加入者からの無線信号は、順番に無線信号のもつ情報帯域幅で決まる速度でサンプリング（帯域サンプリング⁽⁴²⁾）され、保持回路によりパルス化されて、時分割多重（Time Division Multiplex：TDM）された PAM 信号となる。次にこの時分割多重信号で直接強度変調された光信号は、光ファイバ伝送後に、制御局受信機の PD で直接検波され、その光検波出力は、各セクタの信号に分離され、BPF で無線信号に戻し

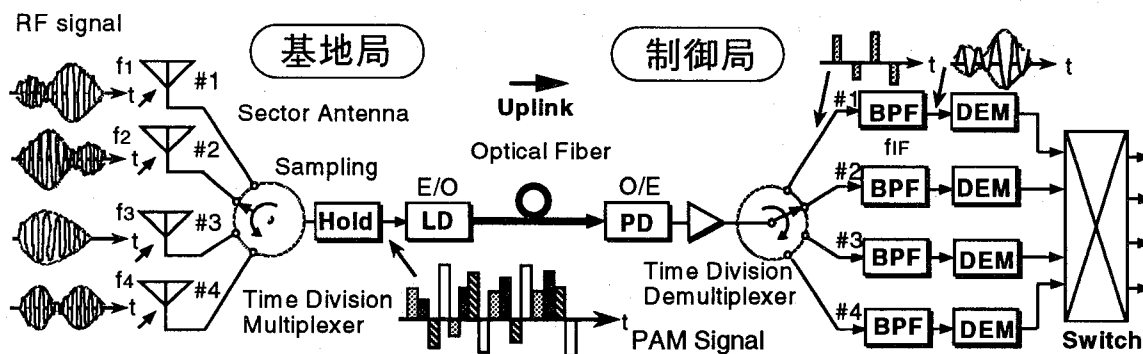


図 3.3 頭部平坦標本化を用いた無線信号時分割多重光伝送方式

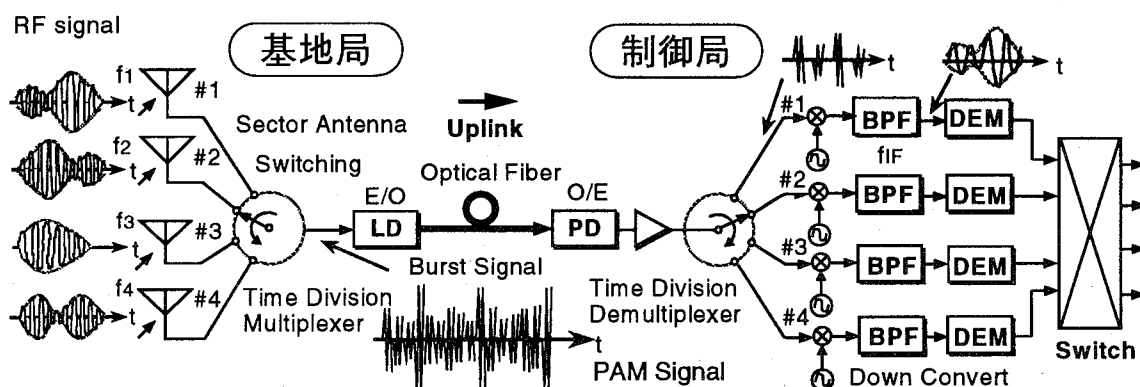


図 3.4 自然標本化を用いた無線信号時分割多重光伝送方式

てから元の情報信号に復調される。一方、下り回線では逆の操作を行う。本システムには、無線信号周波数分割多重光伝送方式と比べ次のような利点がある。

1. 帯域サンプリングで発生した PAM 信号を時分割多重で伝送するため、PAM 信号の伝送速度はサンプリングレートと多重数に依存する。これは、無線搬送波周波数に比べると低速であり、LD の直接強度変調が行いやすい。
2. 帯域サンプリングは、ベースバンド信号のサンプリングと同様に、ベースバンド情報スペクトルがサンプリング周波数間隔で並んだ信号スペクトルを発生する。すなわち受信側において所望の周波数帯を帯域フィルタリングすることで、別の周波数帯の無線信号を発生できるという周波数変換機能をもつわけであり、これは無線信号周波数分割多重光伝送方式では得られない大きな特徴である。
3. 複数の周波数分割多重された無線信号を光伝送路側で時分割多重伝送するため、無線信号周波数分割多重光伝送方式で問題となる相互変調歪が発生しない。

3.4 受信特性の理論解析

本節では、ミリ波 FTTA システムの上り回線 (加入者→無線基地局→制御局) において、前節で提案した無線信号時分割多重光伝送方式を用いた場合の制御局における受信 CNR を導出する。

上り回線において基地局のセクタアンテナで受信された広帯域ミリ波無線信号は、それぞれ式 (3.7) で示された f_{smin} 以上の繰り返し周波数でサンプリング後、PAM 信号となり時分割多重される。無線信号周波数分割多重光伝送方式と比較するため条件を等しくし、 N_c 個のセクタから入力される無線信号のうち k 番目のセクタから入力される信号を $g_k(t)$ とし、 $g_k(t)$ を振幅 1 の無変調キャリア $\cos 2\pi f_k t$ とする。

無線信号 $g_k(t)$ は、式 (3.4), (3.9) で示された頭部平坦標本化、または自然標本化によりサンプリング周期 T_s でサンプリングされ、無線 PAM 信号 $v_k(t)$ となり、他のセクタからの信号と時分割多重される。上り回線においては、受信側において無線信号の搬送波は必要でないため、標本化方法として頭部平坦標本化を用いるものとする。PAM 信号 $v_k(t)$ は次式で表される。

$$v_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_k(nT_s) \times p(t - nT_s) \quad (3.11)$$

ここで $p(t)$ は振幅 1 で幅 T をもつ矩形パルスである。この信号は他のセクタからの信号と時分割多重される。この場合、パルス幅とサンプリング周期との関係から、無線信号時分割多重光伝送方式の多重数 N_c は次式で示される。

$$N_c = \frac{T_s}{T} \quad (3.12)$$

パルスの伝送レート $\frac{1}{T}$ は, LD, PD の応答速度によって制限を受け, そのために多重数の上限が決まる. LD, PD を総合した伝送帯域幅を f_{max} とおくと $\frac{1}{T} \leq f_{max}$ より, 最大多重数 N_{max} は次式で与えられる.

$$N \leq N_{max} = \frac{f_{max}}{f_s} = f_{max} \cdot T_s \quad (3.13)$$

また, f_{smin} は式 (3.7) で示されるため N_{max} は,

$$N_{max} = \frac{f_{max}}{f_s} \leq \frac{f_{max}}{\frac{2}{M+1} \left(f_c + \frac{BW}{2} \right)} \quad (3.14)$$

となる. 例えば搬送波周波数 $f_c=50\text{GHz}$, $B_{RF}=150\text{MHz}$, $f_{max}=10\text{GHz}$ の場合, 最大 38 チャンネル程度の伝送が可能となる. そして $v_k(t)$ の時分割多重信号 $v_{IM}(t)$ は次式で示される.

$$\begin{aligned} v_{IM}(t) &= \sum_{k=0}^{N_c} v_k(t - kT) \\ &= \sum_{k=0}^{N_c} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_k(nT_s) \times p(t - nT_s - kT) \end{aligned} \quad (3.15)$$

$v_{IM}(t)$ で式 (2.24) の特性をもつ LD を直接強度変調すると, 光ファイバ伝送後, 制御局受信機の PD 出力電流は,

$$I_{out}(t) = I_{ph}(1 + v_{IM}(t)) + i_{RIN}(t) + i_{shot}(t) + i_{th}(t) \quad (3.16)$$

となる. ここで $v_{IM}(t)$ は LD の非線形性により, 振幅歪を受ける. しかし, 以降の解析では, 無線信号周波数分割多重光伝送方式の CNR 解析と同じく LD の入出力特性を示す定数が $a_3 = 10^{-6}$ の LD を用いると仮定すると, a_2 は 10^{-4} のオーダーである⁽²⁰⁾ ため最も大きい 2 次の歪電力でも基本波に比べて 80dBc 低いものとなる. 従って振幅歪は十分小さいとして無視するものとする. また, 平均電流 I_{ph} は, 式 (2.44) で与えられ, 相対強度雑音電流 $i_{RIN}(t)$, ショット雑音電流 $i_{shot}(t)$, 熱雑音電流 $i_{th}(t)$ は白色ガウス雑音であり 1 無線チャンネル当たりの雑音電力は, 式 (2.45)~(2.47) で与えられる.

次に $I_{out}(t)$ は, スイッチにより各セクタの無線 PAM 信号に分離される. 分離された k 番目の PAM 信号は,

$$\begin{aligned} I_k(t) &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} i_{out}(t) p(t - lT_s - kT) \\ &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} I_{ph}(1 + g_k(lT_s)) \times p(t - lT_s - kT) + \\ &\quad \sum_{l=-\infty}^{+\infty} (i_{shot}(lT_s) + i_{RIN}(lT_s) + i_{th}(lT_s)) \times p(t - lT_s - kT) \end{aligned} \quad (3.17)$$

で与えられる。\$I_k(t)\$ は帯域サンプリングされた信号であるので、次式に示す伝達関数をもった BPF で所望の周波数帯に現れている帯域信号を分離することにより、元々の無線信号とは異なる周波数の無線信号が取り出せる。

$$H_{IF}(f) = \begin{cases} 1 & ; \quad |f - f_{IF}| \leq \frac{B_{RF}}{2} \\ 0 & ; \quad \text{otherwise,} \end{cases} \quad (3.18)$$

そして、\$I_k(t)\$ をこの BPF に通過させると、信号成分 (式 (3.17) の第一項) は、次式で示される。

$$i_k(t) = \frac{T}{T_s} \text{Sinc}(\pi f_{IF} T) I_{ph} \cos 2\pi f_{IF} t \quad (3.19)$$

ここで、\$\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)\$ は、式 (3.7), (3.12) より次式で表される。

$$\text{Sinc}(\pi f_{IF} T) = \text{Sinc}\left(\pi f_{IF} \frac{1}{N_c \cdot \frac{2}{M+1} \left(f_c + \frac{B_{RF}}{2}\right)}\right) \quad (3.20)$$

式 (3.20) より、例えば、\$f_c=50\text{GHz}\$, \$B_{RF}=150\text{MHz}\$ で受信側でサンプリングレート付近 (\$f_{IF}=300\text{MHz}\$) の帯域信号を BPF で取り出す場合、\$\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)\$ の値は \$N_c = 2\$ で 0.64, \$N_c = 3\$ で 0.83, \$N_c = 4\$ で 0.90 と 4 以上ではほぼ 1 と見なせ、\$\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)\$ による振幅低下は無視できる。よって、\$\text{Sinc}(\pi f_{IF} T) \cong 1\$ と仮定できる範囲で BPF する場合、平均信号電力は

$$\langle i_k^2 \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{T_s} \right)^2 I_{ph}^2 \quad (3.21)$$

となる。一方、雑音成分 (式 (3.17) の第 2 項) をまとめて \$n_{PAM}(t)\$ と表すと、これは、直接検波後の相対強度雑音電流、信号光ショット雑音電流、受信回路系熱雑音電流という白色雑音の総和 \$n(t)\$ を振幅 1, 周期 \$T_s\$, 幅 \$T\$ の矩形パルス列 \$s_p(t)\$ でサンプリングしたものとなり次式で表される。

$$\begin{aligned} n_{PAM}(t) &= n(t) \times \sum_{l=-\infty}^{+\infty} p(t - lT_s) \\ &= n(t) \times s_p(t) \end{aligned} \quad (3.22)$$

また、\$n_{PAM}(t)\$ の自己相関関数 \$R(\tau)\$ は

$$\begin{aligned} R(\tau) &= E[n_{PAM}(t)n_{PAM}(t+\tau)] \\ &= E[n(t)s_p(t)n(t+\tau)s_p(t+\tau)] \\ &= R_{sp}(\tau)E[n(t)n(t+\tau)] \end{aligned} \quad (3.23)$$

で与えられる。ここで、\$s_p(t)\$ の自己相関関数 \$R_{sp}(\tau)\$ は、次式で与えられる周期三角パルス列となる。

$$R_{sp}(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(\tau - kT_s) \quad (3.24)$$

但し, $f(t)$ は次式で示される三角波である.

$$f(\tau) = \begin{cases} \frac{T-|\tau|}{T_s} & ; \quad |\tau| \leq T \\ 0 & ; \quad \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.25)$$

また, $E[n(t)n(t+\tau)]$ は, $\frac{n_o}{2}\delta(\tau)$ で与えられる. 但し, $\frac{n_o}{2}$ は $n(t)$ の電力スペクトル密度であり, それは, 式 (2.45)~(2.47) で示された電力スペクトル密度の総和である. 以上より, $R(\tau)$ とその電力スペクトル密度 $S(f)$ は,

$$R(\tau) = \frac{T-|\tau|}{T_s} \cdot \frac{n_o}{2} \delta(\tau), \quad S(f) = \frac{T}{T_s} \cdot \frac{n_o}{2} \quad (3.26)$$

となる. よって, BPF 出力におけるショット雑音電力, 相対強度雑音電力, 熱雑音電力は式 (2.45)~(2.47) で示された無線信号周波数分割多重光伝送方式の BPF 出力雑音電力の $\frac{T}{T_s}$ 倍となることがわかる. 以上より制御局において再生された無線信号の CNR は式 (3.12) を用いて次式で示される.

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N}\right)_{TDM} &= \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{T}{T_s}\right)^2 I_{ph}^2}{[\langle i_{RIN}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle + \langle i_{th}^2 \rangle] \frac{T}{T_s}} \\ &= \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{N_c}\right) I_{ph}^2}{\left[RIN I_{ph}^2 + 2eI_{ph} + \frac{4kTF}{R}\right] B_{RF}} \end{aligned} \quad (3.27)$$

また, この, 式 (3.27) で示される CNR が, 無線側で伝送した多値数に対応した所要 $CNR \gamma_{QAM}$ を満たす帯域 $B_{RF/TDM}$ まで伝送可能である. それは, 次式で示される.

$$B_{RF/TDM} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{N_c}\right) I_{ph}^2}{\left[RIN I_{ph}^2 + 2eI_{ph} + \frac{4kTF}{R}\right] \gamma_{QAM}} \quad (3.28)$$

従って, 光リンクで伝送可能な最大容量 $C_{opt/TDM}$ は, 次式で示される.

$$C_{opt/TDM} = 2n \times \frac{B_{RF/TDM}}{1 + \alpha} \times N_c \quad (3.29)$$

3.5 無線信号周波数分割多重光伝送方式との比較

式 (3.27) を用いて受信信号光電力 P_r と受信 CNR 特性の関係を図 3.5 に示す. ここで, 諸定数は表 2.5 の場合と同じものを使う. 同図には図 2.6 で示した無線信号周波数分割多重光伝送方式の受信 CNR 特性も示している. 同図より, 無線信号時分割多重光伝送方式は, 光リンク多重数 N_c の増加につれて受信 CNR が劣化している. これは, 式 (3.27) より受信 CNR は光リンク多重数 N_c と逆比例の関係にあるからである. また, 無線信号周波数分割

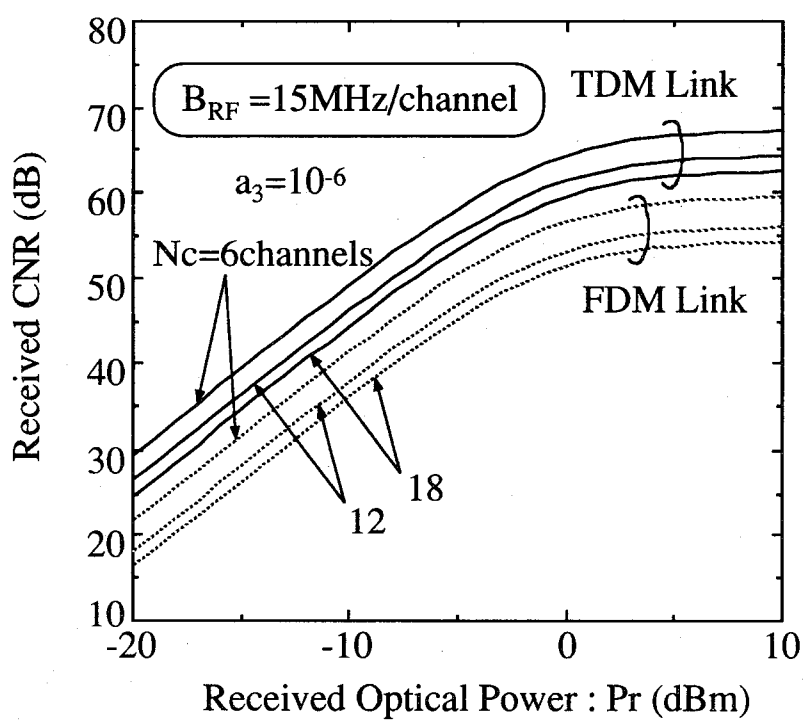


図 3.5 受信信号光電力と受信 CNR の関係

多重方式と比べて、無線信号時分割多重光伝送方式は、約 7~10dB の受信 CNR の改善が得られている。これには 2 つの理由があり、まず 1 つは、無線信号時分割多重光伝送方式の場合、相互変調歪の影響を受けないためである。もう 1 つは、チャンネル数とチャンネル当たりの受信信号光電力との間の関係が、両伝送方式で異なるためである。すなわち 1 つの光源を複数のチャンネルで使用しているため、1 チャンネル当たりの受信信号光電力は、無線信号周波数分割多重光伝送方式の場合 m^2 に比例する。すなわち、式 (2.41), (2.42) より、 N_c^2 、あるいは $N_c \geq 8$ の場合でも $\frac{N_c}{0.38}$ に反比例するわけであるが、これに対して、無線信号時分割多重光伝送方式は、 N_c に反比例するので無線信号周波数分割多重光伝送方式に比べ同じチャンネル数で比較すると受信光電力が高くなるためである。

次に、 $P_r = -5\text{dBm}$ とした場合、受信側における所要 CNR と光リンク多重数の関係を図 3.6 に示す。同図には、 $B_{RF} = 15\text{MHz}$ の場合と併せて、B-ISDN を想定して、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ の場合も解析している。同図より、一定の受信 CNR を得るためには、光リンク多重数は制限され、無線信号時分割多重光伝送方式を用いることにより、その光リンク多重数は増大する。例えば、 $B_{RF} = 150\text{MHz}$ で受信 CNR = 40dB を得るためには、無線信号周波数分割多重光伝送方式は最大 6 チャンネルまで、無線信号時分割多重光伝送方式では最大 38 チャンネルまで多重できる。ところで、これらの多重数は、両伝送システム共に CNR をもとにして計算されたものであり、実際は式 (3.14) に示した光デバイスによる帯域制限も考慮しなければならない。つまり式 (3.14) に示した数値例から分かるように 38 チャンネルの時分割多重伝送には約 12GHz の総合伝送帯域幅が光デバイスに要求されるわけである。

また、無線信号周波数分割多重光伝送方式と無線信号時分割多重光伝送方式を用いて 20 キャリア伝送する場合の無線・光両伝送路の伝送容量を図 3.7 に示す。但し、降雨による減衰は考慮していないものとする。同図から明らかなように無線信号時分割多重光伝送方式の方が無線信号周波数分割多重光伝送方式に比べ制御局における受信 CNR が大きいいため、光伝送路側の伝送容量は大幅に増大する。従って、伝送可能な多値数も増大し、最大伝送容量の改善が得られる。例えば無線信号周波数分割多重光伝送方式の場合、64QAM が最適変調多値数で最大伝送容量は 12Gbps であったが、無線信号時分割多重光伝送方式による伝送を行うことによって、伝送可能な多値数は 256QAM まで向上し、最大伝送容量は 18Gbps まで改善されることがわかる。すなわち、無線信号時分割多重光伝送方式を用いることで、伝送可能な容量は無線信号周波数分割多重光伝送方式と比べて増大する。

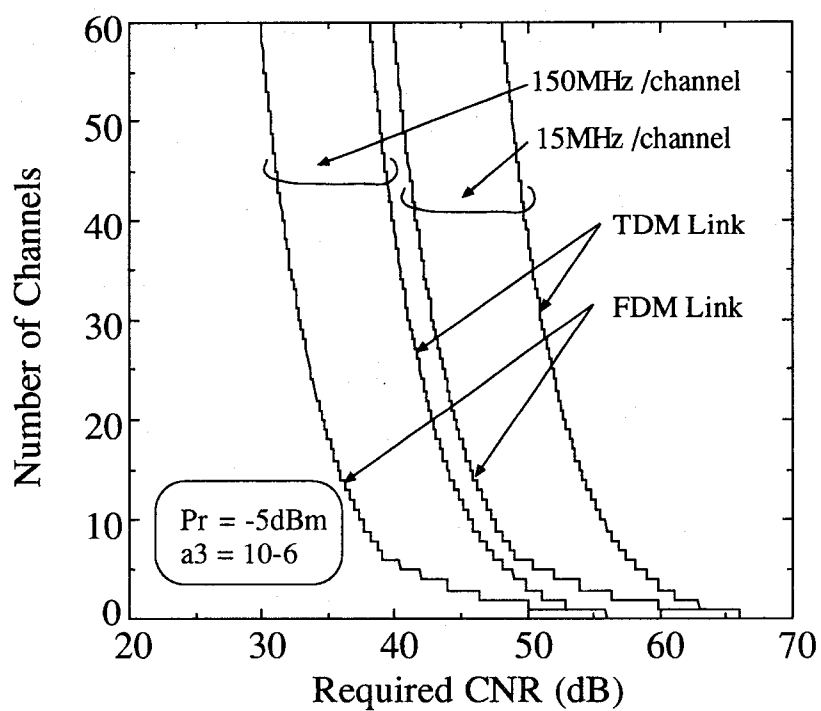


図 3.6 受信 CNR と光リンク多重数の関係

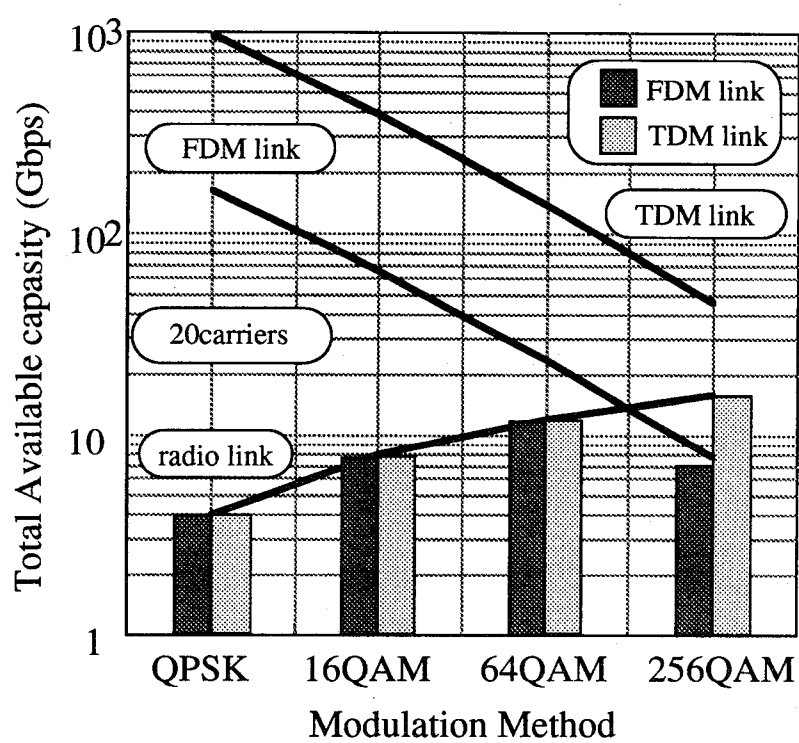


図 3.7 最大伝送容量と最適変調多値数の改善効果

3.6 結言

本章では原理的に相互変調歪の影響をなくし、受信端において無線信号周波数分割多重光伝送方式に比べ、高い CNR を得ることができる無線信号時分割多重光伝送方式を提案した。まず、無線信号時分割多重光伝送方式を行う上で必要な要素技術である帯域サンプリングについて述べた。次に、ミリ波 FTTA システムに提案システムを用いた場合、制御局における受信 CNR を導出し、両回線における伝送可能な容量を求め、無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合との比較検討を行った。その結果、提案システムを用いることにより、受信 CNR が改善されることが明らかになった。また、最大伝送容量も、受信 CNR が増大するため、増大することが明らかになった。また、変調多値数も無線信号周波数分割多重光伝送方式に比べ高い多値数で伝送できることが明らかになった。従って、提案システムを用いることでより高品質な大容量伝送が期待できることが明らかになった。

第 4 章

無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム

4.1 序言

前章までは、無線基地局と制御局との間は1対1に接続されることが前提条件であった。しかし、今後マイクロセル化に伴いますセル数は増大する。本章では、マイクロセル化に伴うセル数増大に経済的に対処するため複数の無線基地局を光ファイバでバス型接続するICBL(Intercell Connection fiber-optic Bus Link) システムを提案する。特に本章では、無線信号の多重光伝送方式として、無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム (Subcarrier Frequency Division Multiplexing Intercell Connection fiber-optic bus link : SCFDM-ICBL) について検討を行う。まず、本方式の受信側において問題となる信号光間ビート雑音について解析を行い、加えて受信側における搬送波対雑音電力比について解析を行う。最後に、この解析を用い、信号光間ビート雑音と受信特性の関係を明らかにする。

4.2 システム構成

ICBL(Intercell Connection fiber-optic Bus Link) の概要図を図 4.1 に示す。ICBL では、複数の無線基地局 (Radio Base Station : RBS) 間をバス型の光ファイバリンクで接続する。そして、各無線基地局は一つの LD と LD に入力する信号に前処理を行なう設備が備え付けられている。そして、セル内の加入者から伝送された無線信号は、前処理を施され、その後 LD の強度変調により光カップラ、バス型光ファイバリンクを経由して制御局に伝送される。ICBL においては、光カップラおよびファイバの損失を補うために一定の間隔ごとに光増幅器を挿入する。この光増幅器間の一定の間隔のことをサブバスと呼ぶ。図 4.2 にサブバスの構成を示す。ここで、各サブバスには M 個の基地局が接続されているものとする。まず、サブバスの始点において1つ前のサブバスから伝送される光増幅後の各無線基地局あたりの信号光電力を P_s とする。そして、サブバス内の各無線基地局からの送信信

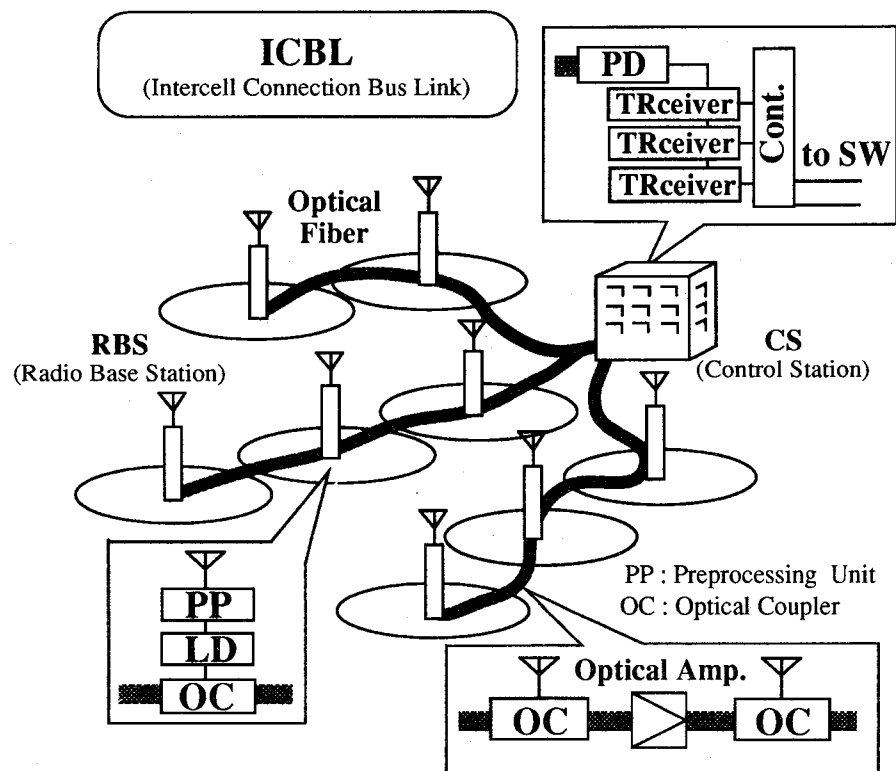


図 4.1 ICBL の概要図

号光電力も P_s とする。本提案方式では、これらすべての送信信号光電力がサブバス出力において同じ出力電力を示すように光カップラの結合係数を定める。 k 番目の無線基地局に対する光カップラの結合係数を β_k 、光カップラの損失と光カップラ間の伝送損失をまとめて $L_c[\text{dB}]$ とすると、サブバス出力における i 番目の基地局からの信号光電力は次式で与えられる。

$$P_{r_i} = P_s 10^{-iL_c/10} \prod_{k=1}^{i-1} (1 - \beta_k) \beta_i \quad (i = 1 \cdots M) \quad (4.1)$$

そして、一つ前のサブバスから入射してきた信号光のこのサブバス出力での電力は次式で与えられる。

$$P_{\text{through}} = P_s \Lambda_s, \quad (4.2)$$

$$\Lambda_s = 10^{-ML_c/10} \prod_{k=1}^M (1 - \beta_k) \quad (4.3)$$

これらより、サブバス出力での各信号光電力を等しくする結合係数は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \beta_M &= \frac{10^{-\alpha_L/10}}{1 + 10^{-\alpha_L/10}} \\ \beta_i &= \frac{\beta_{i+1} 10^{-\alpha_L/10}}{1 + \beta_{i+1} 10^{-\alpha_L/10}} \quad (i = 1 \cdots M - 1) \end{aligned} \quad (4.4)$$

また、本論文において各サブバスに設置されている光増幅器は、自然放出光 (Amplified Spontaneous Emission: ASE) 源と利得 G_a の無雑音理想増幅器でモデル化する。ここで、ASE 源は平均 0 の加法性白色雑音光と仮定でき、その電力スペクトル密度 N_{sp} は次式で与えられる^{(46),(47)}。

$$N_{sp} = \frac{\eta_{sp}}{\eta_a} \frac{G_a - 1}{G_a} h\nu \quad (4.5)$$

ここで、 η_{sp} は自然放出光係数、 η_a は光増幅器の量子効率、 $h\nu$ は光子のエネルギーである。本論文では、光増幅器の利得をサブバス全体の光電力損失 Λ_s に等しく設定するので、 G_a は次式で与えられる。

$$G_a = \frac{1}{\Lambda_s} \quad (4.6)$$

例えば光増幅器の最大利得を 30[dB] として $L_c = 1[\text{dB}]$ とすると、サブバスに接続できる最大基地局数は 12 局となる。

本章では特にこの ICBL に無線信号多重方式として無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム (SCFDM-ICBL) システムを検討する。ICBL に無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた場合の基地局、制御局の構成およびセル間の接続の構成を図 4.2 に示す。まず上り回線において、各無線基地局では加入者から伝送された無線信号で直接 LD を強度変調する。そして、この変調信号は光カッ

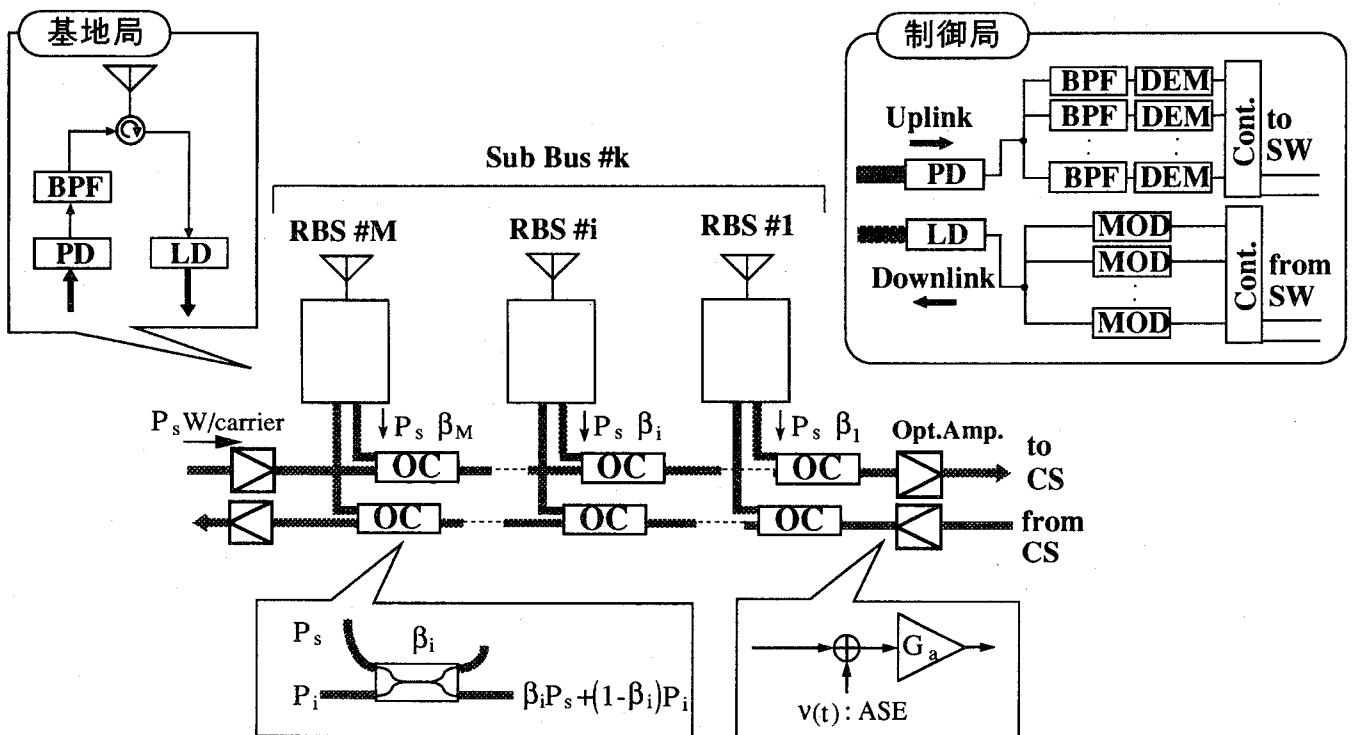


図 4.2 無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム

プラを介して光ファイバに入射され、他の基地局からの信号と多重される。制御局に伝送された信号光は、光学フィルタによって光帯域ろ波された後に光検波器で直接検波し、バンドパスフィルタによって各基地局からの無線信号に分離され、復調される。下り回線においては逆の操作を行なう。

本システムは、無線基地局の装備がLDのみと簡易になる反面、制御局において、各無線基地局から伝送される光信号を一括して復調するために、光を強度変調している無線信号の周波数は各基地局ですべて違うものを用いなければならない。そして、もし、各セルで同じ周波数を使うためには基地局において周波数を変換する必要がある。また、本システムにおいて各基地局から伝送される光信号の光源の周波数は常に変動しているため、PDの2乗検波の際、この複数の光信号の周波数差成分がビート雑音として発生し信号を劣化させる。

4.3 信号光間ビート雑音

提案システムにおいては、各無線基地局がレーザをもつ。そして、各基地局のレーザの中心周波数は、温度等によりランダムに変動する。従って、制御局において複数の光搬送波をホトダイオードの2乗検波によって一括して受信する場合、光搬送波間に周波数差があるとその差成分がビート雑音として発生する。本節ではこの信号光間ビート雑音の理論的解析を行なう。ビート雑音の発生の様子を図4.3に示す。

ビート雑音電力は、以下のように導出できる。 i 番目の基地局から制御局に伝送された受信信号光電界 $f_i(t)$ は、次式で与えられる。

$$f_i(t) = \text{Re}[s_i(t) \exp\{j2\pi f_o t\}] \quad (4.7)$$

$$s_i(t) = |s_i(t)| \exp\{j(2\pi\delta f_i t + \lambda\phi_i(t) + \theta_{o_i})\} \quad (4.8)$$

但し、 $s_i(t)$ は受信信号光電界の複素包絡線、 $f_o + \delta f_i$, $\lambda\phi_i(t)$, θ_{o_i} は、 i 番目の基地局の光搬送波の中心周波数、位相雑音、初期位相である。これより、制御局においてすべての基地局から信号光を受信した場合の総受信光電界は、次式で与えられる。

$$f(t) = \text{Re}[g(t) \exp\{j2\pi f_o t\}] \quad (4.9)$$

$$g(t) = \sum_{i=1}^{N_c} s_i(t) + \sum_{j=1}^m \nu_j(t) \quad (4.10)$$

ここで、 N_c は全基地局数で、 m はバスに接続されている光増幅器の総数である。また、 $\nu_j(t)$ は、 j 番目の光増幅器から発生する自然放出光の包絡線である。さらに、この受信信号光の平均強度は次式で表される。

$$i(t) = \frac{e\eta}{h\nu} I(t) = \alpha I(t) \quad (4.11)$$

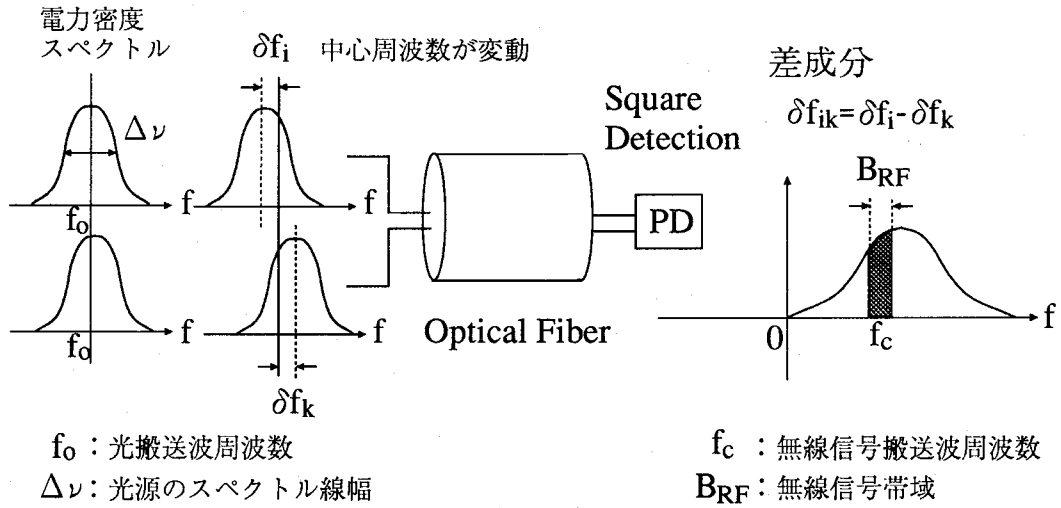


図 4.3 ビート雑音発生の様子

ここで $I(t)$ は、次式で与えられる。

$$I(t) = \text{Re}[\bar{f}^2(t)] \quad (4.12)$$

$$= \text{Re} \left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_c} s_i^2(t) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \nu_j^2(t) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i \neq k}}^{N_c} s_i(t) s_k(t) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{\substack{k=1 \\ j \neq k}}^m \nu_j(t) \nu_k(t) + \sum_{i=1}^{N_c} s_i(t) \times \sum_{j=1}^m \nu_j(t) \right] \quad (4.13)$$

ここで第1, 2項は信号光の強度和, 第3項は信号光間ビート雑音, 第4項は光増幅器の自然放出光間ビート雑音, 第4項は信号光と光増幅器の自然放出光間ビート雑音である。無線帯域に生じる信号光間ビート雑音の雑音強度 $I_{s-s}(t)$ は、初期位相 θ_{ok} を0とすると、次式で与えられる。

$$I_{s-s}(t) = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i \neq k}}^{N_c} s_i(t) s_k(t) \right] \\ = \text{Re} \left[\sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i < k}}^{N_c} |s_i(t)| |s_k(t)| e^{j\lambda(\phi_i(t) - \phi_k(t))} e^{j2\pi(\delta f_i - \delta f_k)t} \right] \quad (4.14)$$

ここで、 $\delta_{ik} = \delta f_i - \delta f_k$ として、雑音強度 $I_{s-s}(t)$ の自己相関関数は次式で与えられる。

$$R_{s-s}(t, u) = E[I_{s-s}(t) I_{s-s}(u)]$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i < k}}^{N_c} E[|s_i(t)||s_i(u)|] E[|s_k(t)||s_k(u)|] \\
&\quad \cdot E[e^{j\lambda(\phi_i(t)-\phi_k(t))}] \cdot E[e^{j\lambda(\phi_i(u)-\phi_k(u))}] \cdot e^{j2\pi\delta_{ik}(t-u)} \\
&\quad + \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i < k}}^{N_c} E[|s_i(t)||s_i(u)|] E[|s_k(t)||s_k(u)|] \\
&\quad \cdot E[e^{-j\lambda(\phi_i(t)-\phi_k(t))}] \cdot E[e^{-j\lambda(\phi_i(u)-\phi_k(u))}] \cdot e^{-j2\pi\delta_{ik}(t-u)} \quad (4.15)
\end{aligned}$$

光源のスペクトル線幅 $\Delta\nu$ が $\Delta\nu \gg B_{RF}$ の関係がある場合、すなわち光搬送波の相関時間が信号の相関時間より短く、また、直接変調時の光搬送波の電力密度スペクトルをガウス型にした場合、式(4.15)は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
R_{s-s}(\tau) &= \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i < k}}^{N_c} E[|s_k(0)|^2] E[|s_k(0)|^2] R_i(\tau) R_k(\tau) [e^{j2\pi\delta_{ik}\tau} + e^{-j2\pi\delta_{ik}\tau}] \\
&= \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i < k}}^{N_c} P_{r_i} P_{r_k} e^{-\frac{\tau^2 \sigma_i^2}{2}} e^{-\frac{\tau^2 \sigma_k^2}{2}} [e^{j2\pi\delta_{ik}\tau} + e^{-j2\pi\delta_{ik}\tau}] \\
&= \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i \neq k}}^{N_c} P_{r_i} P_{r_k} e^{-\frac{\tau^2 \sigma_{ik}^2}{2}} \cos 2\pi\delta_{ik}\tau \quad (4.16)
\end{aligned}$$

ここで、

$$\sigma_{ik}^2 = \sigma_i^2 + \sigma_k^2 \quad \sigma_i = \frac{\Delta\nu_i}{2\sqrt{2}\log 2} \quad (4.17)$$

である。また、 P_{r_k} は、 k 番目の無線基地局から送信された光信号を制御局で受信したときの信号光電力である。故に信号光間ビート雑音電力の電力スペクトル密度は次式で与えられる。

$$S_{s-s}(f) = \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{\substack{k=1 \\ i \neq k}}^{N_c} P_{r_i} P_{r_k} \left[\frac{1}{2\sigma_{ik}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f-\delta_{ik})^2}{2\sigma_{ik}^2}} + \frac{1}{2\sigma_{ik}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(f+\delta_{ik})^2}{2\sigma_{ik}^2}} \right] \quad (4.18)$$

また、無線信号周波数帯に落ち込むビート雑音電力は次式で与えられる。

$$\langle i_{s-s}^2 \rangle = \left(\frac{e\eta}{h\nu} \right)^2 \left[\int_{-f_c-B_{RF}/2}^{-f_c+B_{RF}/2} S_{ss}(f) df + \int_{f_c-B_{RF}/2}^{f_c+B_{RF}/2} S_{ss}(f) df \right] \quad (4.19)$$

式(4.18)から i 番目と k 番目の基地局の光搬送波間の中心周波数差 δf_{ik} によってビート雑音電力は変わることが分かる。そこで、各基地局の光搬送波の中心周波数がランダムに変動し、すべて中心周波数 f_c を中心として周波数帯域 Δf にわたって一様に分布すると仮定す

る. この場合 i 番目と k 番目の基地局の光搬送波間の中心周波数差 δf_{ik} の確率密度関数は,

$$p(\delta f_{ik}) = \begin{cases} \frac{1}{(\Delta f)^2} (\Delta f - |\delta f_{ik}|) & (|\delta f_{ik}| \leq \Delta f) \\ 0 & (|\delta f_{ik}| > \Delta f) \end{cases} \quad (4.20)$$

で与えられ, 式 (4.19), (4.20) を用いると, 制御局における平均受信 CNR は, 次式で表される.

$$\overline{\langle i_{s-s}^2 \rangle} = \int_{-\Delta f}^{\Delta f} \langle i_{s-s}^2 \rangle p(\delta f_{ik}) d\delta f_{ik} \quad (4.21)$$

以上を用いて信号光間ビート雑音の平均値が求められる.

4.4 受信特性の理論解析

本節では無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムを用いた場合, 上り回線の制御局での各基地局から伝送された無線信号の受信 CNR を導出する. 本節では, バス上には N_c 個の無線基地局と m 個の光増幅器があるものと仮定する. まず, 光検波した k 番目の基地局からの無線信号の電力は次式で与えられる.

$$\langle i_k^2 \rangle = \frac{1}{2} m_k^2 (\alpha P_{r_k})^2 \quad (4.22)$$

ここで, m_k は k 番目の無線基地局の光変調指数である. 次に雑音について述べる. まず, 信号の相対強度雑音は, 制御局においては N_c 局の無線基地局からの光信号が受信されるので, 次式で示される.

$$\langle i_{RIN}^2 \rangle = \sum_{k=1}^{N_c} RIN (\alpha P_{r_k})^2 B_{RF} \quad (4.23)$$

また, 信号光と自然放出光によるショット雑音電力は, N_c 個の無線基地局からの信号と m 個の光増幅器から放出される自然放出光が制御局で受信されるので次式で与えられる.

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2e\alpha \left\{ \sum_{k=1}^{N_c} P_{r_k} + m N_{sp} B_o \right\} B_{RF} \quad (4.24)$$

但し, B_o は光学フィルタの帯域幅である. 更に, 電気回路系熱雑音は次式で与えられる

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kTB_{RF}}{R} \quad (4.25)$$

次に, 信号光と自然放出光のビート雑音電力は, 光学フィルタの帯域が信号光の帯域幅より十分大きいと仮定すると次式で与えられる⁽⁴⁷⁾.

$$\langle i_{s-sp}^2 \rangle = 4\alpha^2 \sum_{k=1}^{N_c} P_{r_k} m N_{sp} B_{RF} \quad (4.26)$$

表 4.1 解析で用いた諸定数

無線信号の搬送波周波数	f_c	1.5GHz
無線信号の情報帯域幅	B_{RF}	2MHz
光搬送波の波長	λ	1.53 μm
受信回路の等価雑音抵抗	R	50 Ω
受信回路の等価雑音温度	T	300K
PD の受信感度	α	0.8A/W
光学フィルタの帯域幅	B_o	1THz
相対強度雑音	RIN	-152dB/Hz
光増幅器の量子効率	η_a	0.5
自然放出光係数	η_{sp}	2.0
光増幅器の利得	G_a	20.5dB
光カップラの伝送損失	L_c	1dB

また，光増幅器の自然放出光間ビート雑音電力は次式で与えられる⁽⁴⁷⁾．

$$\langle i_{sp-sp}^2 \rangle = 2\alpha^2(mN_{sp})^2(B_o - f_o) \quad (4.27)$$

以上より，制御局での j 番目の無線基地局からの無線信号の CNR は次式で与えられる．

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{SCFDM} = \frac{\langle i_k^2 \rangle}{\langle i_{RIN}^2 \rangle + \langle i_{shot}^2 \rangle + \langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{s-sp}^2 \rangle + \langle i_{sp-sp}^2 \rangle + \langle i_{s-s}^2 \rangle} \quad (4.28)$$

そして，各無線基地局からの信号光電力 P_{r_k} はすべて等しいもの (P_r) と仮定した場合，バスに接続している基地局数と制御局で所要 CNR=20dB を得るために必要な受信信号光電力 P_r との関係を図 4.4 に示す．ここでパラメータとして光搬送波周波数の揺らぎ Δf と光源のスペクトル線幅 $\Delta \nu$ を用いている．また，解析に用いた諸定数を表 4.1 に示す．図より接続無線基地局数が少ない場合，ある一定の受信信号光電力を得ることができると CNR=20dB が達成できる．しかし，接続無線基地局数が増大すると信号光間ビート雑音が系の特性を支配するので，急激に制御局で必要となる受信信号光電力 P_r は増大する．従って，ある一定の無線基地局数以上は接続できなくなる．例えば， $(\Delta f, \Delta \nu) = (1, 5)$ の場合，6 局以上接続しようとするとき，必要となる制御局における受信信号光電力は無限大となり，接続できないことがわかる．また，この接続基地局数の制限は，光搬送波周波数の揺らぎの大きさ Δf が小さくなるにつれ，あるいは光源のスペクトル線幅 $\Delta \nu$ が小さくなるほど更に厳しくなる．これは，平均ビート雑音電力を求めているためであり，光搬送波周波数の揺らぎ Δf が小さくなるにつれ，ビート雑音が無線信号帯域に落ち込む確率が高くなるため，また，光

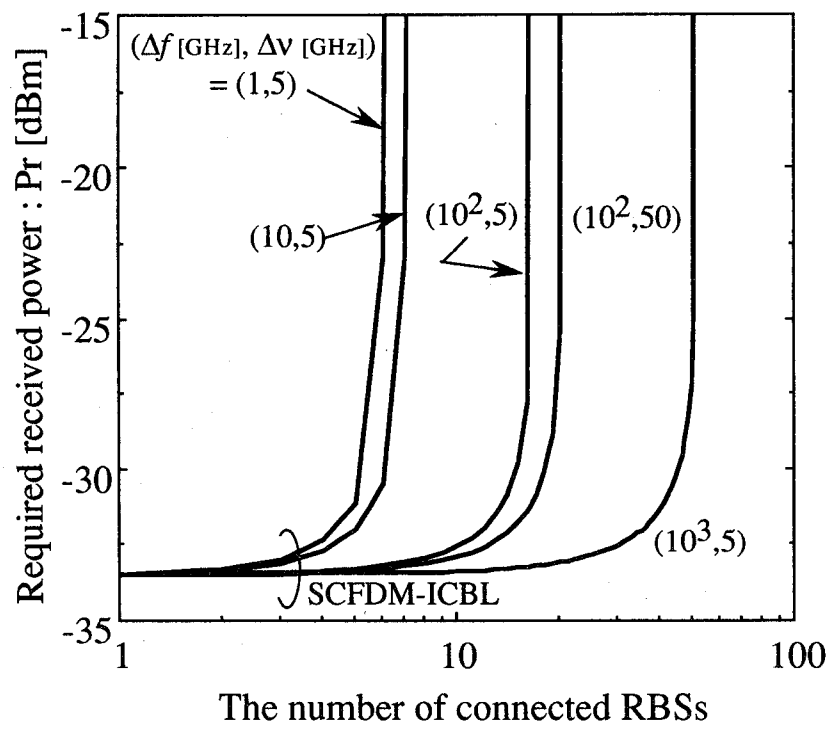


図 4.4 接続基地局数と受信 $\text{CNR}=20\text{dB}$ を得るために必要な受信光電力の関係 (SCFDM-ICBL)

源のスペクトル線幅 $\Delta\nu$ が小さくなるほど、ビート雑音が発生したときの雑音電力が大きくなるため、式(4.21)で示される平均ビート雑音電力が大きくなるためである。この影響はレーザを式(4.21)で示される値が0になるよう波長制御しない限りは問題になる。いずれにせよより多くの無線基地局をバス型光ファイバリンクに接続するためには、ビート雑音を軽減することが必要となる。

4.5 結言

本章では、今後ますます増大するマイクロセル無線基地局を効率的に収容するため複数の無線基地局を光ファイバでバス型接続する ICBL システムを提案し、特に無線信号周波数分割多重光伝送方式を用いた SCFDM-ICBL を提案した。そして、提案システムの受信特性の解析を行った。その結果、本システムは各無線基地局がレーザをもつため、制御局で光検波する際、複数の光信号間の干渉によって生じる光信号光間ビート雑音が発生し、このビート雑音が受信特性を著しく劣化させ、ひいてはバス型光ファイバリンクに接続される無線基地局数にも制限を与えることが明らかになった。

第 5 章

無線信号時分割多重バス型光伝送システム

5.1 序言

本章では、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムにおいて問題となった信号光間ビート雑音の影響を無くすことのできるシステムを提案する。これは第3章で述べた無線信号時分割多重光伝送方式を利用して各無線基地局から伝送される光信号を光ファイバ上で時分割多重して伝送するシステムであり無線信号時分割多重バス型光伝送システム (Subcarrier Time Division Multiplexing Intercell Connection fiber-optic Bus Link : SCTDM-ICBL) と呼ぶ。まず、本提案方式のシステム構成を示し、次に、本提案方式の受信側における搬送波対雑音電力比を導出する。そして、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムとの比較を行い、ビート雑音の軽減効果とバスに接続される基地局数の増大化が図れることを明らかにする。本提案システムにおいて無線基地局とバス型光ファイバリンクの接続を光カップラではなく光スイッチを用いることで、サンプリングと時分割多重が同時に行うことができ、損失の少ない伝送を行うことができる。本章では最後に光スイッチを SCTDM-ICBL に適用した場合の受信特性を解析し、従来の光カップラによる接続に比べて受信特性が改善することを明らかにする。

5.2 システム構成

ICBL(Intercell Connection fiber-optic Bus Link) に無線信号時分割多重光伝送方式を用いた場合の基地局、制御局の概要図を図 5.1 に示す。まず上り回線においては各基地局は受信した無線信号をサンプリングして発生する PAM 信号により LD を直接変調し、光カップラを介して他の基地局からの光信号と時分割多重して制御局へ伝送する。この場合、PAM 信号の生成方法としては、3.2 節に示された頭部平坦標本化かもしくは自然標本化のいずれかを用いるものとする。そして制御局では基地局から伝送された信号光を光検波器で直接検波し、出力分配器によって各基地局からの信号に分離し、BPF によって元の無線信号

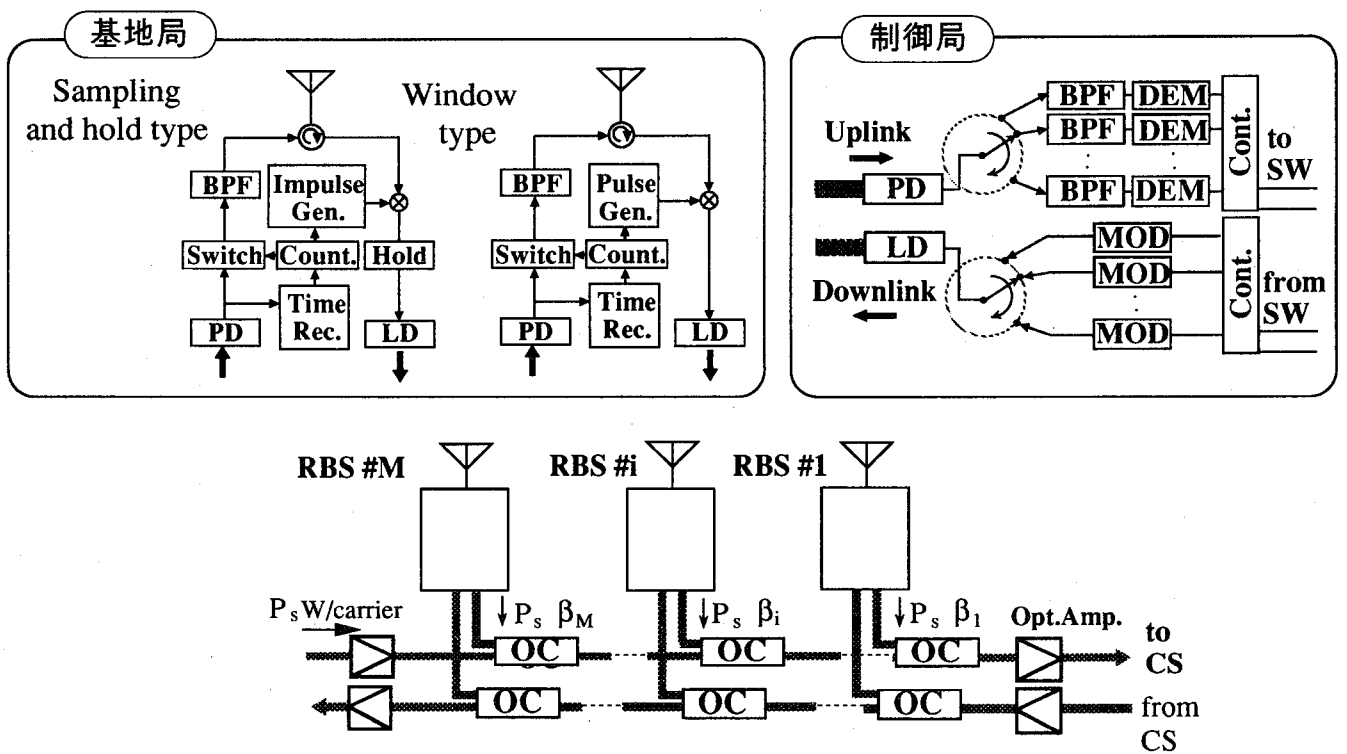


図 5.1 無線信号時分割多重バス型光伝送システム

へと復調する。下り回線においては逆の操作を行う。SCTDM-ICBLにおいては、各基地局からの信号どうしが干渉が起きないように各基地局において、時間同期をとる必要がある。この点、図 5.1 にも示すように、下り回線の信号を用いることにより時間同期をとることができるので、本解析においては時間同期は完全にとれているものと仮定する。

5.3 受信特性の理論的解析

本節では無線信号時分割多重バス型光伝送システムを用いた場合、上り回線の制御局での各基地局から伝送された無線信号の受信 CNR を導出している。まず、 k 番目の基地局で受信される無線信号を次式のように仮定する。

$$g_k(t) = \text{Re}[a_k(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (5.1)$$

ここで、 $a_k(t)$ は、帯域幅 B_{RF} もったベースバンド情報信号である。また、 $g_k(t)$ の周波数スペクトルは次式で与えられる。

$$G_k(f) = \frac{1}{2}[A(f - f_c) + A^*(-f - f_c)] \quad (5.2)$$

この受信信号 $g_k(t)$ は、3.2 節で示した帯域サンプリングによりサンプリングされ PAM 信号となる。PAM 信号 $v_k(t)$ は次式で示される。

$$v_k(t) = \begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_k(nT_s)p(t - nT_s) & ; \text{ 頭部平坦標本化} \\ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_k(t)p(t - nT_s) & ; \text{ 自然標本化} \end{cases} \quad (5.3)$$

ここで $p(t)$ は、振幅 1、幅 T の矩形パルスである。この PAM 信号により直接 LD を強度変調し、光リンク上で他の基地局からの信号と時分割多重され、制御局に伝送される。制御局において、光検波後の出力電流は次式で与えられる。

$$i_{out}(t) = \alpha P_r(1 + v_{IM}(t)) + n(t) \quad (5.4)$$

$$v_{IM}(t) = \sum_{k=0}^{N_c} v_k(t) \quad (5.5)$$

ここで、 P_r は、制御局における受信光電力であり次式で与えられる。

$$P_r = \frac{P_s}{F_{loss}} \quad (5.6)$$

ここで、 P_s は各無線基地局から送信される送信信号光電力で、 F_{loss} は制御局に最も近い無線基地局と制御局との間のファイバロスである。また、 $n(t)$ は、次式で与えられる。

$$n(t) = i_{RIN}(t) + i_{shot}(t) + i_{th}(t) + i_{s-sp}(t) + i_{sp-sp}(t) \quad (5.7)$$

ここで, $i_{RIN}(t)$, $i_{shot}(t)$, $i_{th}(t)$, $i_{s-sp}(t)$, $i_{sp-sp}(t)$ はそれぞれ相対強度雑音電流, ショット雑音電力電流, 受信回路系熱雑音電流, アンプの自然放出光と信号光間ビート雑音電流, アンプの自然放出光間ビート雑音電流である. 雑音電流 $n(t)$ は電力密度スペクトルが白色ガウス雑音で近似でき, 式 (4.23)~(4.27) を考慮すると制御局において瞬時には 1 つの無線基地局から伝送された TDM 信号しか受信していないので, 次式で与えられる.

$$n_o = n_{RIN} + n_{shot} + n_{th} + n_{s-sp} + n_{sp-sp} \quad (5.8)$$

$$n_{RIN} = (\alpha P_r)^2 RIN, \quad (5.9)$$

$$n_{shot} = 2e\alpha(P_r + mN_{sp}B_o), \quad (5.10)$$

$$n_{th} = \frac{4kT}{R}, \quad (5.11)$$

$$n_{s-sp} = 4\alpha^2 m P_r N_{sp}, \quad (5.12)$$

$$n_{sp-sp} = 2\alpha^2 (mN_{sp})^2 (B_o - f_c) \quad (5.13)$$

次に出力電流 $i_{out}(t)$ は, 出力分配器によって各基地局の信号に分離される.

$$\begin{aligned} i_k(t) &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} i_{out}(t)p(t-lT_s-kT) \\ &= v_{PAM}(t) + n_{PAM}(t) \end{aligned} \quad (5.14)$$

ここで, 第 1 項 $v_{PAM}(t)$ は出力分配器で分配された k 番目の無線基地局から伝送された PAM 信号で次式で与えられる.

$$v_{PAM}(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \alpha P_r (1 + v_{IM}(t)) p(t-lT_s-kT) \quad (5.15)$$

また, 式 (5.14) の第 2 項 $n_{PAM}(t)$ は雑音成分で次式で与えられる.

$$n_{PAM}(t) = n(t) \times s_p(t) \quad (5.16)$$

ここで, $s_p(t)$ は, 式 (3.8) で与えられる. また, $n_{PAM}(t)$ の自己相関関数 $R_{PAM}(\tau)$ および電力密度スペクトル $S_{PAM}(f)$ は式 (3.26) より次式で与えられる.

$$R_{PAM}(\tau) = \frac{T-|\tau|}{T_s} \cdot \frac{n_o}{2} \delta(\tau) \quad (5.17)$$

$$S_{PAM}(f) = \frac{T}{T_s} \cdot \frac{n_o}{2} \quad (5.18)$$

ただし, $\frac{n_o}{2}$ は $n(t)$ の電力スペクトル密度である. そして, 信号 $i_k(t)$ は式 (3.18) で示される BPF でフィルタリングすることにより, 元の信号が再生される. 制御局で復調された k 番目の基地局から伝送された無線信号は次式で表される.

$$\widehat{g}_k(t) = \frac{T}{T_s} \alpha P_r \text{Sinc}(\pi f_{IF} T) \text{Re}[a(t) e^{j2\pi f_{IF} t}] \quad (5.19)$$

もし, f_{IF} を $\text{Sinc}(\pi f_{IF} T)$ が 1 とみなせる範囲であると仮定すると, 搬送波電力は次式で表すことができる.

$$\langle I_s^2 \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{T_s} \right)^2 (\alpha P_r)^2 \quad (5.20)$$

以上, 式 (5.18), 式 (5.20) より制御局における受信 CNR は次式で与えられる.

$$\left(\frac{C}{N} \right)_{SCTDM} = \frac{\langle I_s^2 \rangle}{\frac{T}{T_s} \frac{n_o}{2} 2B_{RF}} = \frac{1}{2} \frac{T}{T_s} \frac{(\alpha P_r)^2}{n_o B_{RF}} \quad (5.21)$$

5.4 無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムとの特性比較

図 5.2 に SCTDM-ICBL を用いた場合のバス型光ファイバリンクに接続している基地局数と制御局で所要 CNR=20dB を得るために必要な受信光電力の関係を示す. ここで, 解析に用いた諸定数は SCFDM-ICBL の場合と同様で表 4.1 に示す. 同図より, 接続基地局数が少ない場合, 無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム (SCFDM-ICBL) の方が少ない受信光電力で無線基地局を収容することができる. しかし, 接続無線基地局数が増大するにつれ, 信号光間ビート雑音の影響が顕著になるため, 接続基地局数に制限がでる. 一方, 無線信号時分割多重バス型光伝送システム (SCTDM-ICBL) は接続基地局数の増加に比例して CNR=20dB を得るために必要な受信光電力は増大するが, 原理的に信号光間ビート雑音は発生しないため, SCFDM-ICBL システムの場合に見られた無線基地局数の制限は起こらない. 従って, より多くの無線基地局を接続する場合, 本提案システムが有効であることが明らかである.

SCTDM-ICBL システムにおいて, 信号特性の劣化要因として考えられるのは, 光カップラの結合損失による信号の減衰である. そこで, この提案システムにおいて, 図 5.3 に示すように光カップラを光スイッチとして用いることで, サンプリングと時分割多重の機能を同時に果たせることができ, かつ光カップラの結合損失のないシステムが可能になる⁽⁵¹⁾. この場合, スイッチングを行っているのでサンプリングの方式は自然標本化になる.

そして, 図 5.4 に無線基地局数が 10 局の場合に光カップラを光スイッチとして使った場合の基地局からの送信信号光電力と受信 CNR の関係を示す. 本解析では, 光増幅器は用いていないものと仮定する. 光スイッチを用いた場合の制御局における受信 CNR は光カッ

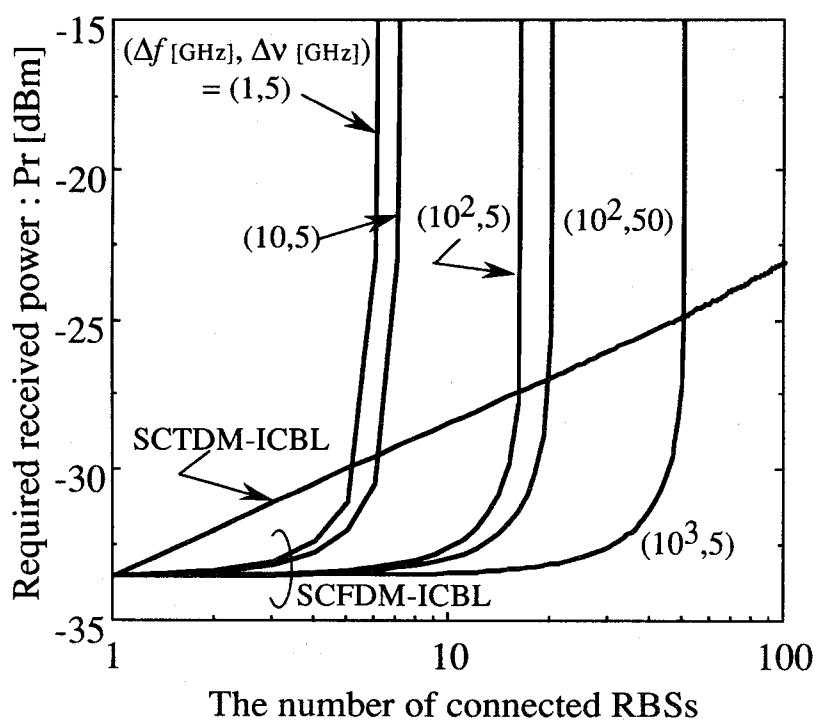


図 5.2 接続基地局数と受信 $\text{CNR}=20\text{dB}$ を得るために必要な受信光電力の関係 (SCTDM-ICBL)

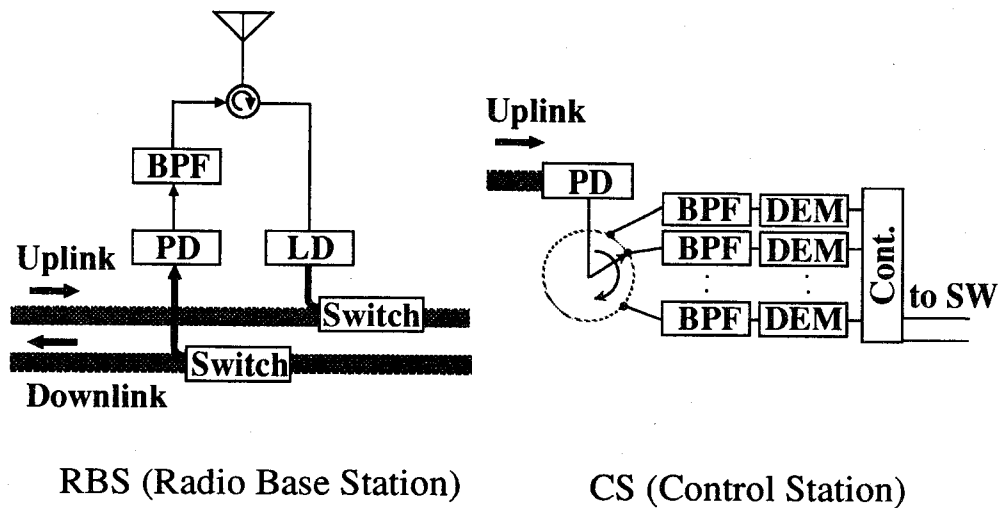


図 5.3 光スイッチを用いた無線信号時分割多重バス型光伝送システム

プラの場合と同様に式 (5.21) で示される。また、光増幅器を用いていない場合、光カップラを用いた場合の制御局における i 番目の無線基地局からの受信信号光電力は式 (4.1) で与えられる。しかし、光スイッチを用いた場合の制御局の受信光電力は光カップラの結合損失の影響を受けないので次式で示される。

$$P_{r_i} = P_s 10^{-iL_s/10} \quad (i = 1 \cdots M) \quad (5.22)$$

ここで、 L_s [dB] は光スイッチの挿入損失とファイバ伝送損失の和である。解析においては L_s と光カップラの挿入損失と伝送損失の和 L_c [dB] は等しく 3dB としている。また、解析のパラメータは光カップラを用いた SCTDM-ICBL の場合と同じものを用いる。同図より、光スイッチを用いたシステムは、各基地局から伝送された無線信号の制御局における受信 CNR 特性が互いに異なるが、光カップラの結合損失がないため、光カップラを用いたシステムよりも受信 CNR が改善され、最も悪い特性を示す制御局から最遠方の 10 番目の基地局に対する CNR でも約 5dB 良いことがわかる。

また、図 5.5 に無線基地局を 100 局バス型接続し、そして基地局 5 局ごとに損失を補うために光増幅器を挿入し、サブバス構成した場合の各無線基地局からの受信信号光電力を示す。この場合、 $L_s=3$ dB, $L_c=1, 2, 3$ dB の場合を検討している。挿入する光増幅器の利得は光スイッチの場合は 15dB で、光カップラの場合は 11dB ($L_c=1$ dB の場合), 15dB ($L_c=2$ dB の場合), 20dB ($L_c=3$ dB の場合) のものを用いる。同図より、光カップラの場合は、サブバスから出る時は同じ出力光電力になるように結合係数が定められているため、無線基地局数が増加しても受信光電力は一定である。しかし、光スイッチの場合はこのような係数が設定できないため、制御局から遠くなるにつれて制御局における受信信号光電力は減少す

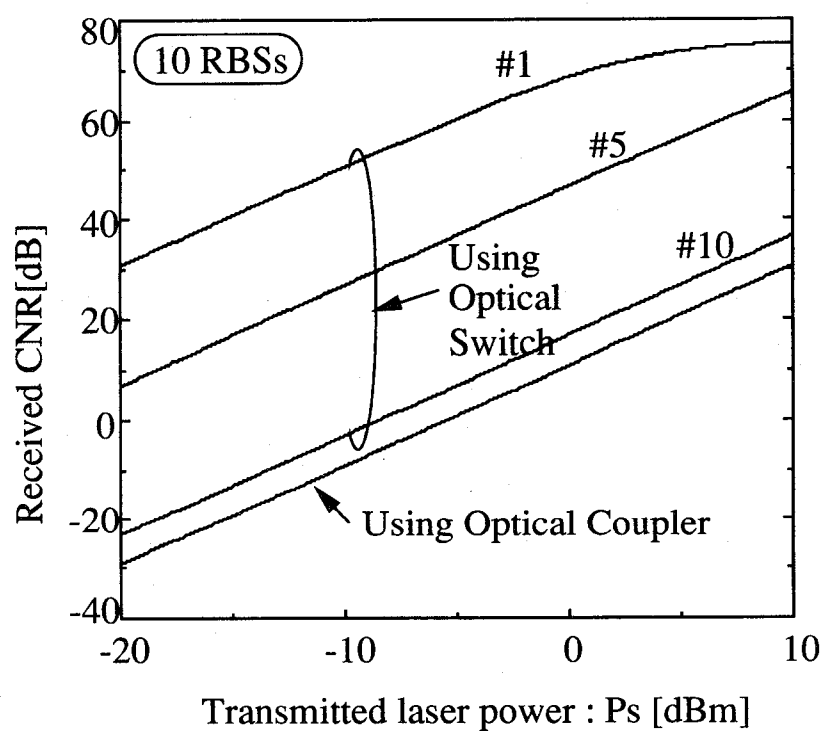


図 5.4 無線基地局からの送信信号光電力と受信 CNR の関係 (光増幅器なし)

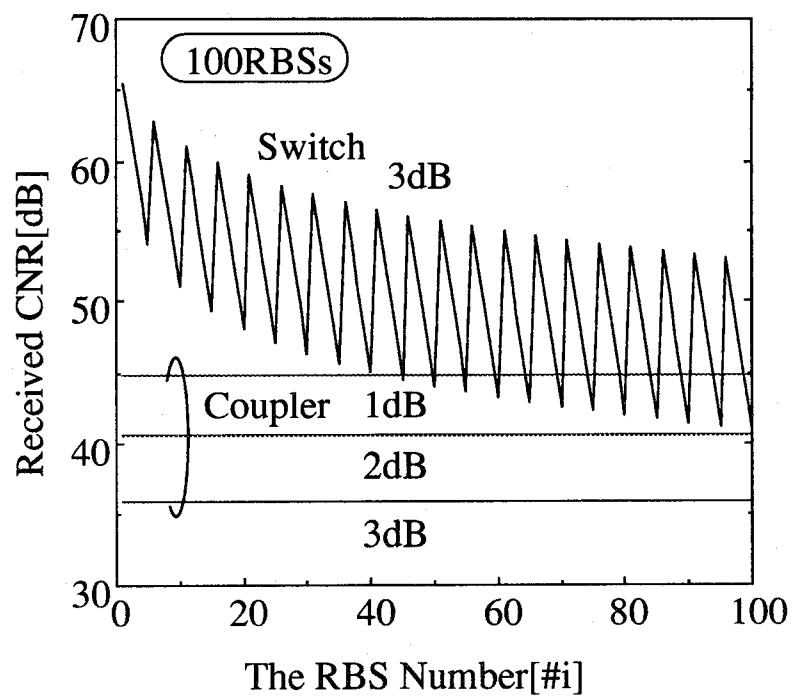


図 5.5 各無線基地局から伝送された信号の受信 CNR(5 局ごとにサブバス構成)

る。しかし、光カップラの結合損失がないため、その分、受信特性が良くなる。同図では、光スイッチを用いた場合、制御局から最遠方の 100 番目の無線基地局の受信信号光電力でも光カップラの場合と比べ、約 5dB 良いことがわかる。

5.5 結言

本章では、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムにおいて問題となった信号光間ビート雑音の影響を無くすことのできる無線信号時分割多重バス型光伝送システムを提案した。そして、本提案方式の受信側における搬送波対雑音電力比の導出を行い、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムとの比較を行った。その結果、本提案システムは、原理的に信号光間ビート雑音が発生しないため、ビート雑音が低減されることが明らかになり、さらにバス型接続される無線基地局の数も提案方式を用いることにより増大することが明らかになった。また、光カップラの結合損失による影響をなくすために光スイッチを無線信号時分割多重バス型光伝送システムに適用した場合について検討を行った。その結果、受信特性が改善されることが明らかになった。

第 6 章

無線信号符号分割多重バス型光伝送システム

6.1 序言

バス型無線信号多重光伝送システムにおいて、各無線基地局から送信される信号に識別子をつけることができれば、受信側において所望の基地局の識別子をもった信号のみを取り出せばよいことになり、第4章で述べた周波数分割を用いたシステムのように各基地局の信号に異なった周波数を割り当てたり、また前章で述べた時分割多重を用いたシステムのように各基地局に固定した時間スロットを設ける必要もない。そこで、本章では、バス型無線信号多重光伝送システムにおいて、各無線基地局から送信される信号に識別子をつけることができる無線信号符号分割多重バス型光伝送システム (Subcarrier Code Division Multiplexing Intercell Connection fiber-optic Bus Link : SCCDM-ICBL) について検討を行う。本システムは原理上無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムと同様に信号光間ビート雑音の影響を受ける。そこでビート雑音を軽減するためのシステムとして時分割多重と符号分割多重の両方を利用したシステムも合わせて提案する。そして、受信特性について解析を行い、無線信号符号分割多重バス型光伝送システムの受信特性に信号光間ビート雑音が及ぼす影響とハイブリッド伝送を行うことによる受信特性の改善効果と受信設備の簡単化を明らかにする。最後に、本提案方式の第1章で述べた無線仮想空間ネットワークへの有効性を明らかにする。

6.2 システム構成

ICBL(Intercell Connection fiber-optic Bus link) に無線信号符号分割多重バス型光伝送システムを用いた場合の基地局、制御局の概要図を図 6.1 に示す。各無線基地局で受信された無線信号は、各基地局が固有にもつ疑似雑音符号 (PN 系列) によりスペクトル拡散される。拡散された信号は LD を直接強度変調し、光カップラを介して光ファイバ上で他の無線基地局からの光信号と多重される。制御局に伝送された光信号は、光学フィルタに

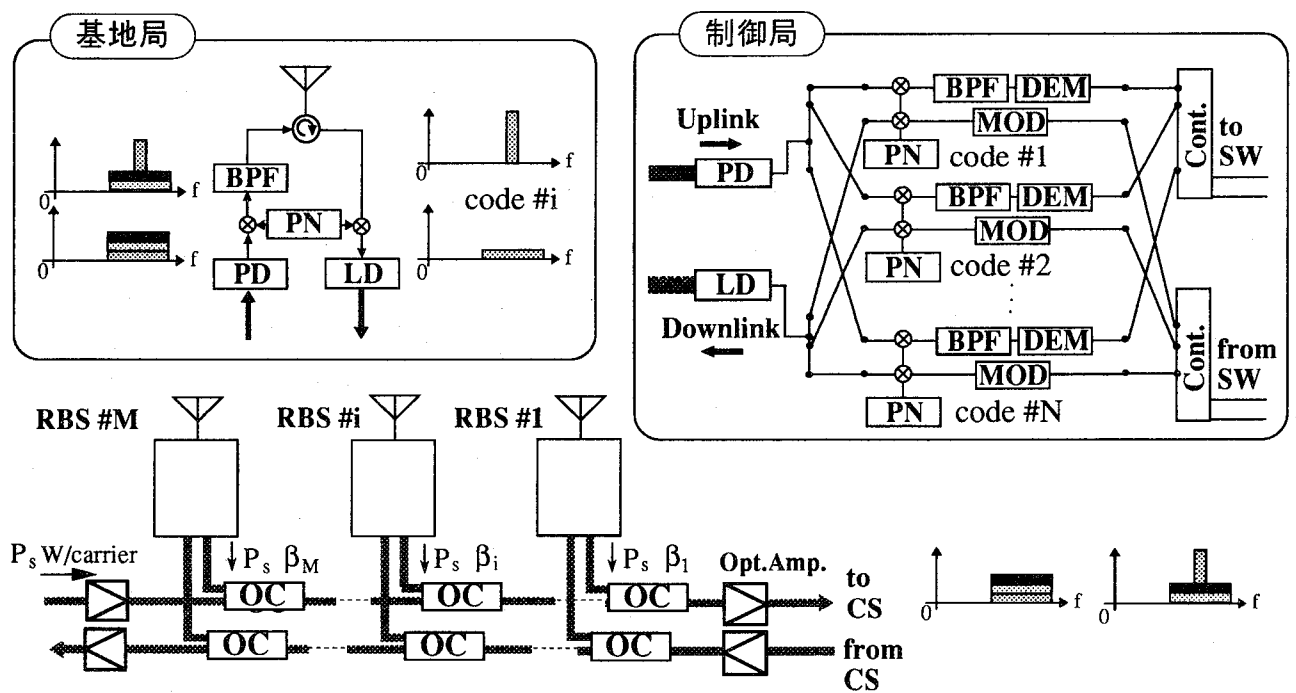


図 6.1 無線信号符号分割多重バス型光伝送システム

よって光帯域ろ波された後に光検波器で直接検波される。そして所望の基地局に割り当てられた疑似雑音符号と乗積され相関受信される。この方式は、各無線基地局の信号に疑似雑音系列という各基地局固有の識別子が重畳されているために制御局において所望の無線基地局の疑似雑音符号により相関受信することのみで信号が取り出すことができる。従って、第4章で述べた周波数分割を用いたシステムのように各基地局の信号に異なった周波数を割り当て、受信側でフィルタで分離したり、また前章で述べた時分割多重を用いたシステムのように各基地局に固定した時間スロットを設ける必要もない。しかし、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムと同様に各無線基地局のLDからの光信号が常に干渉しあっているため、常に無線基地局数分のLDから生じる信号光間ビート雑音の影響を受けることになる。そこで、さらにこの信号光間ビート雑音の影響を軽減し、かつ、各無線基地局からの信号に識別子をつけることのできるシステムを提案する。システムの概要を図6.2に示す。各無線基地局で受信された無線信号は、各基地局が固有にもつ疑似雑音符号(PN系列)によりスペクトル拡散される。そして、拡散された信号は、無線信号の搬送波と拡散帯域で決まるサンプリング周波数により帯域サンプリングされ、PAM信号となる。帯域サンプリングの方式としては、3.2節で述べた頭部平坦化、および自然標本化が考えられる。そして、このPAM信号はLDを直接強度変調し、光ファイバ上で他の無線基地局からの信号と時分割多重される。その際、図6.2に示すように各無線基地局からの信号には、識別子である疑似雑音系列が重畳されているため、図6.2(b)のように各無線基地局からの信号を個々に1局ずつ時分割多重により伝送を行わなくても、図6.2(c)のように数局の無線基地局の信号を同時に重ねて数局の無線基地局分のパルス幅で伝送を行っても制御局において分離することは可能である。図6.2(c)においては、無線基地局2局ずつを2局分のパルス幅で伝送を行っている。そして、数局分ずつまとめられた無線信号は時分割多重により制御局に伝送され、光学フィルタによって光帯域ろ波された後に光検波器で直接検波される。そして、各チャネルごとに分離され、帯域ろ波された後、所望の基地局に割り当てられた疑似雑音符号と乗積され相関受信される。本システムは、時分割多重を用い、数局分の信号をまとめて伝送しているため、制御局で影響を及ぼすビート雑音は、まとめて伝送する局数分から生じるものになる。これは、常に全無線基地局分の信号光間ビート雑音の影響を受ける図6.1のシステムと比べるとビート雑音の影響が軽減していることになる。また、図6.2(b)では無線基地局数分必要であった出力分配器が n 局ずつまとめて時分割多重することで個数は $1/n$ になり、受信設備が単純化される。

6.3 受信特性の理論的解析

本節では、無線信号符号分割多重バス型光伝送システムを用いた場合の上り回線の制御局での受信CNRを導出する⁽⁵²⁾。本解析では、図6.2で示されたシステム、すなわち N_c 個

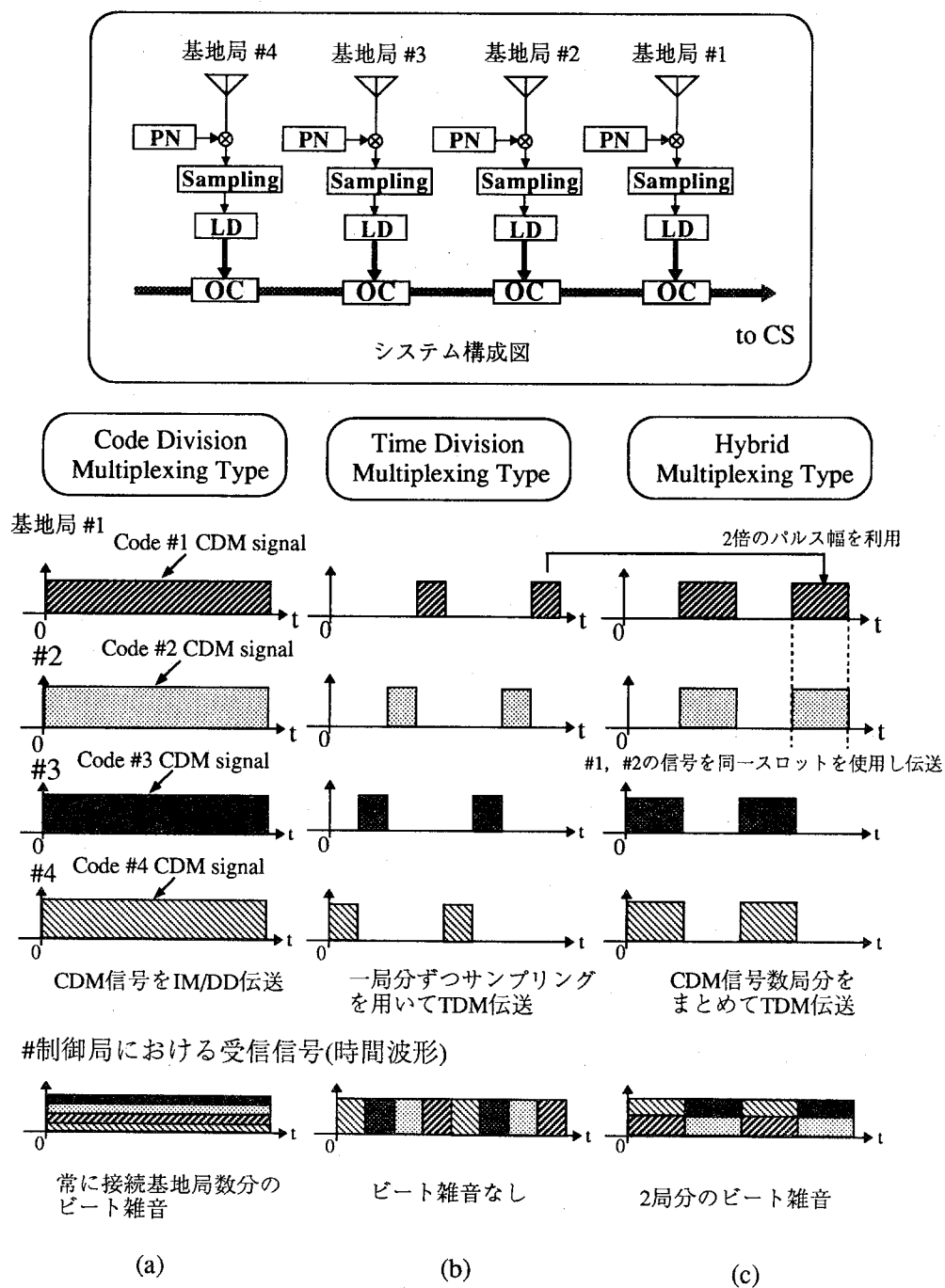


図 6.2 符号分割多重と時分割多重のハイブリッド多重無線信号光伝送方式

の無線基地局をそれぞれ M 局ずつまとめて本来 1 局ずつ時分割で伝送する場合のパルス幅 $T = \frac{T_s}{N_c}$ (T_s は各基地局の信号を時分割多重するために必要なサンプリング周期) の M 倍のパルス幅で時分割多重するシステムを想定している。また、各 M 個の信号はそれぞれ符号分割多重されて伝送されているものとする。ここで、図 6.1 のシステムは $M = N_c$ の場合に相当する。

まず、 k 番目の無線基地局で受信される無線信号は次式で表される。

$$b_k(t) = \text{Re}[a_k(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (6.1)$$

ここで $a_k(t)$ は、 $-\frac{B_{RF}}{2} \leq f \leq \frac{B_{RF}}{2}$ に帯域制限されたベースバンド情報信号であり、本解析では $|a_k(t)| = 1$ とする。また f_c は無線搬送波周波数である。

まず無線信号 $b_k(t)$ は、PN 系列 $c_k(t) = \{1, -1\}$ が乗積され、次式で示すスペクトル拡散信号 $s_k(t)$ となる。

$$s_k(t) = b_k(t)c_k(t) \quad (6.2)$$

ここで拡散信号の帯域幅 B_{ss} は処理利得 G_p とすると

$$B_{ss} = G_p B_{RF} \quad (6.3)$$

である。次に信号 $s_k(t)$ は B_{ss} によって決まるサンプリング周波数 f_s (サンプリング周期は T_s) で帯域サンプリングされ、PAM 信号となる。本提案方式においては、 M 局の信号を 1 つの信号として、本来 1 局ずつ N_c 局の信号を時分割で伝送する場合のパルス幅 $T = \frac{1}{N_c}$ の M 倍のパルス幅で伝送する。サンプリングの方式として自然標本化を用いた場合、PAM 信号 $v_k(t)$ は次式で与えられる。

$$v_k(t) = s_k(t)s'_p(t) \quad (6.4)$$

ここで $s'_p(t)$ は、振幅 1、パルス幅 $T \times M$ の周期パルス列である。

次に、PAM 信号 $v_k(t)$ により LD を直接強度変調して発生した PAM/IM 信号光は、光カップラを介して他の基地局からの PAM/IM 信号光と多重され、制御局まで伝送される。この際、制御局から近い順に M 局の基地局ずつ同時刻に時分割多重される。 i 番目のグループの時分割多重信号は次式で与えられる。(これは、 $iM + 1$ 番目から $iM + M$ 番目までの M 個の無線基地局の信号がパルス幅 $M \times T$ で時分割多重されている。)

$$v_{iM}(t) = \sum_{k=iM+1}^{iM+M} s_k(t)s'_p(t) \quad (6.5)$$

制御局受信機における PD 検波出力は次式で与えられる。

$$i_{out}(t) = I_{ph} \left[1 + \sum_{i=0}^{N_c/M-1} v_{iM}(t) \right] + i_{noise}(t) \quad (6.6)$$

また, $i_{noise}(t)$ は PD 検波出力における雑音電流であり次式で表される.

$$i_{noise}(t) = i_{RIN}(t) + i_{shot}(t) + i_{th}(t) + i_{sp-sp}(t) + i_{s-sp}(t) + i_{s-s}(t) \quad (6.7)$$

ここで $i_{RIN}(t)$, $i_{shot}(t)$, $i_{th}(t)$, $i_{sp-sp}(t)$, $i_{s-sp}(t)$, $i_{s-s}(t)$ はそれぞれ相対強度雑音電流, ショット雑音電流, 熱雑音電流, 光増幅器の自然放出光間ビート雑音電流, 光増幅器の自然放出光と信号光間ビート雑音電流, 信号光間ビート雑音電流である. 雑音電流 $i_{noise}(t)$ は, $i_{s-s}(t)$ を除いて電力密度が白色雑音で近似できる. そして, M 局の無線基地局ごとに時分割多重して伝送を行なう場合, 制御局においては単位時間当たり M 局の信号が受信されるため, 式 (4.23)~(4.27) を利用すると次式で与えられる.

$$n_o = n_{RIN} + n_{shot} + n_{th} + n_{s-sp} + n_{sp-sp}, \quad (6.8)$$

$$n_{RIN} = M(\alpha P_r)^2 RIN, \quad (6.9)$$

$$n_{shot} = 2e\alpha(MP_r + mN_{sp}B_o), \quad (6.10)$$

$$n_{th} = \frac{4kT}{R}, \quad (6.11)$$

$$n_{s-sp} = 4\alpha^2 mMP_r N_{sp}, \quad (6.12)$$

$$n_{sp-sp} = 2\alpha^2 (mN_{sp})^2 (B_o - f_c), \quad (6.13)$$

また, PD 出力電流はどの時分割スロットにおいても M 局分の無線基地局からの信号が入っているため, M 個の光源から生じた信号光間ビート雑音がつねに存在する. これは, 式 (4.18)~(4.21) を用いると求めることができる.

次に PD 検波出力 $i_{out}(t)$ は, 出力分配器により, 幅 $M \times N$ ごとに分離される. 分離された信号は, 次式で与えられる.

$$i_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} i_{out}(t) p(t - lT_s - kMT) \quad (6.14)$$

次に, この信号は帯域幅 B_{ss} の BPF により, 無線信号に変換される.

$$i_{RF}(t) = I_{ph} \frac{MT}{T_s} \sum_{k=iM+1}^{iM+M} s_k(t) + i_{Noise}(t) \quad (6.15)$$

ここで $i_{Noise}(t)$ は, $i_{noise}(t)$ の BPF 出力である. n 番目の基地局から伝送された無線信号 $\hat{s}_n(t)$ は, $i_{RF}(t)$ に n 番目の基地局に割り当てられている PN 系列 $c_n(t)$ を乗積し相関受信することで得られる.

$$\begin{aligned} \hat{s}_n(t) &= i_{RF}(t) \times c_n(t) \\ &= I_{ph} \frac{MT}{T_s} b_n(t) + I_{ph} \frac{MT}{T_s} \sum_{\substack{k=iM+1 \\ k \neq n}}^{iM+M} b_k(t) c_k(t) c_n(t) + i_{Noise}(t) c_n(t) \end{aligned} \quad (6.16)$$

ここで第1項は希望信号で、第2項は干渉信号を、第3項は雑音を表す。式(6.1), (6.16)より希望信号の平均電力 $\langle i_s^2(t) \rangle$ は次式で与えられる。

$$\langle i_s^2(t) \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{MT}{T_s} \right)^2 I_{ph}^2 \quad (6.17)$$

干渉信号(式(6.16)の第2項)を $i_i(t)$ と表すと次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_i(t) &= I_{ph} \frac{MT}{T_s} \sum_{\substack{k=iM+1 \\ k \neq n}}^{iM+M} b_k(t) c_k(t) c_n(t) \\ &= I_{ph} \frac{MT}{T_s} \sum_{\substack{k=iM+1 \\ k \neq n}}^{iM+M} b_k(t) \gamma_{kn}(t) \end{aligned} \quad (6.18)$$

$\gamma_{kn}(t) = c_k(t) c_n(t)$; $(k = iM + 1, \dots, iM + M | k \neq i)$ の自己相関関数が全て等しく $R_\gamma(\tau)$ と仮定すると $\gamma_{kn}(t)$ は平均零点間隔 f_{PN} (PN 系列のクロック周波数) を有するランダム電信信号と近似でき、 $i_i(t)$ の自己相関関数は次式で表される。

$$\begin{aligned} R_{ii}(\tau) &= E[i_i(t) i_i(t - \tau)] \\ &= \left(\frac{MT}{T_s} \right)^2 I_{ph}^2 (M - 1) R_\gamma(\tau) R_b(\tau) \end{aligned} \quad (6.19)$$

ここで $R_b(\tau)$ は式(1)で示される無線信号の自己相関関数であり、 $R_\gamma(\tau)$ は

$$R_\gamma(\tau) = e^{-2|\tau|f_{PN}} \quad (6.20)$$

と書ける⁽⁵³⁾。従って

$$R_{ii}(\tau) = \left(\frac{MT}{T_s} \right)^2 I_{ph}^2 (M - 1) R_b(\tau) e^{-2|\tau|f_{PN}} \quad (6.21)$$

とかけ、さらに PN 系列の相関時間は信号の相関時間に比べ非常に短いので $R_\gamma(\tau)$ が意味を持つ τ の範囲では、 $R_b(\tau) = 1$ と近似でき、 $i_i(t)$ の電力スペクトルは、次式で与えられる。

$$S_{ii}(f) = (M - 1) \frac{1}{2} \left(\frac{MT}{T_s} \right)^2 I_{ph}^2 \left(\frac{f_{PN}}{f_{PN}^2 + \pi^2(f - f_{sc})^2} + \frac{f_{PN}}{f_{PN}^2 + \pi^2(f + f_{sc})^2} \right) \quad (6.22)$$

これより干渉信号 $i_i(t)$ の電力 $\langle i_i^2(t) \rangle$ は、 $G_p \gg 1$ とすると次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\langle i_i^2(t) \rangle &= \int_{f_{sc}-\frac{B_{RF}}{2}}^{f_{sc}+\frac{B_{RF}}{2}} S_{ii}(f) df + \int_{-f_{sc}-\frac{B_{RF}}{2}}^{-f_{sc}+\frac{B_{RF}}{2}} S_{ii}(f) df \\
&= \left(\frac{MT}{T_s}\right)^2 I_{ph}^2 (M-1) \frac{B_{RF}}{f_{PN}} \frac{G_p}{\pi} \tan^{-1} \frac{\pi}{G_p} \\
&\simeq \left(\frac{MT}{T_s}\right)^2 I_{ph}^2 (M-1) \frac{B_{RF}}{f_{PN}}
\end{aligned} \tag{6.23}$$

また、雑音電力のうち、式(6.9)~(6.13)で表されるものは、ガウス雑音であるので、パルス周期 T_s 、パルス幅 MT のパルスで切りとったものの電力は、5.3 節より、 $\frac{MT}{T_s}$ 倍になる。また、信号光間ビート雑音は、各信号光はパルス信号が発生する時間のみ衝突するので、式(4.18)より、 $\left(\frac{MT}{T_s}\right)^2$ となる。そして、これらの計算によって求めた雑音電力を $\langle n^2(t) \rangle$ とする。

以上より、制御局における復調された i 番目の基地局から伝送された信号の CNR は次式で与えられる。

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{SCCDM} = \frac{\langle i_i^2(t) \rangle}{\langle i_i^2(t) \rangle + \langle n^2(t) \rangle} \tag{6.24}$$

6.4 数値計算例

まず、図 6.3 に図 6.1 のシステムにおいて、拡散利得を変えた場合の接続基地局数と受信 CNR 特性の関係を示す。この図には、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システム(SCFDM-ICBL)を用いた場合もあわせて示してある。ここで、解析に用いたパラメータを表 6.1 に示す。この図より、拡散利得を増加させることにより、干渉波雑音の影響を軽減することができるため、受信 CNR 特性は向上する。しかし、SCFDM-ICBL と比べ、同量のビート雑音の影響を受け、さらに加えて干渉波の影響が残っているので、拡散利得を上げても SCFDM-ICBL を越えることはない。

次に時分割多重と符号分割多重をハイブリッドに用いた場合の接続基地局数と受信 CNR 特性の関係を示す。この場合、全無線基地局を 2, 4, 6, 8, 10 局ずつに分け伝送した場合の解析を行っている。同図より、SCCDM-ICBL, SCFDM-ICBL の場合と比べ、接続無線基地局が多いところでは、受信 CNR が向上していることがわかる。これは、例えば 50 局の無線基地局を 2 局ずつ伝送する場合、ハイブリッド伝送を用いない場合は、50 局分のビート雑音の影響を受けるが、ハイブリッド伝送を用いる場合は、常に 2 局ずつ時分割多重により伝送を行なっているため、2 局分のビート雑音しか影響を与えない。従って、提案システムを用いることにより、ビート雑音の影響が低減できることがわかる。

表 6.1 数値計算に用いた諸定数

平均出力光電力	P_o	0dBm
接続基地局数	N_c	100 局
光カップラの伝送損失と挿入損失の和	L_c	1dB
無線搬送波周波数	f_c	1GHz
情報信号の帯域幅	B_{RF}	300kHz
PD の変換効率	α	0.8A/W
自然放出光係数	n_{sp}	2
光増幅器の量子効率	η_a	0.5
光帯域ろ波器の帯域幅	B_o	1THz
光源当たりの相対強度雑音	RIN	-152[dB/Hz]
受信回路の等価雑音抵抗	R	50 Ω
受信回路の等価雑音温度	T	300K
光搬送波周波数の振れ幅	Δf	2.5GHz
変調時のスペクトル線幅	$\Delta \nu$	10MHz

6.5 結言

本章では、バス型無線信号多重光伝送システムにおいて、各無線基地局からの信号に識別子をつけることができる無線信号符号分割多重バス型光伝送システムを提案した。そして、さらに時分割多重と符号分割多重を融合したバス型無線信号多重光伝送システムを提案し、その受信特性について解析を行った。その結果、無線信号符号分割多重バス型光伝送システムのみでは、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムと同様にビート雑音の影響を受けるため、伝送特性は干渉波の分だけ悪くなる。そこで、時分割多重と符号分割多重のハイブリッド伝送を行った。その結果、ビート雑音が軽減でき接続基地局数が多い場合、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムより受信特性が向上することが明らかになった。伝送する無線信号に識別子をつけることができると受信側においては、所望の無線基地局の識別子のみの信号を受信すればよい。これは、将来無線信号のみの交換・ルーチングを目指す仮想空間ネットワークに必要な機能であると考えられる。すなわち、符号分割多重は無線仮想空間ネットワークの構成には不可欠なものになると考えられる。

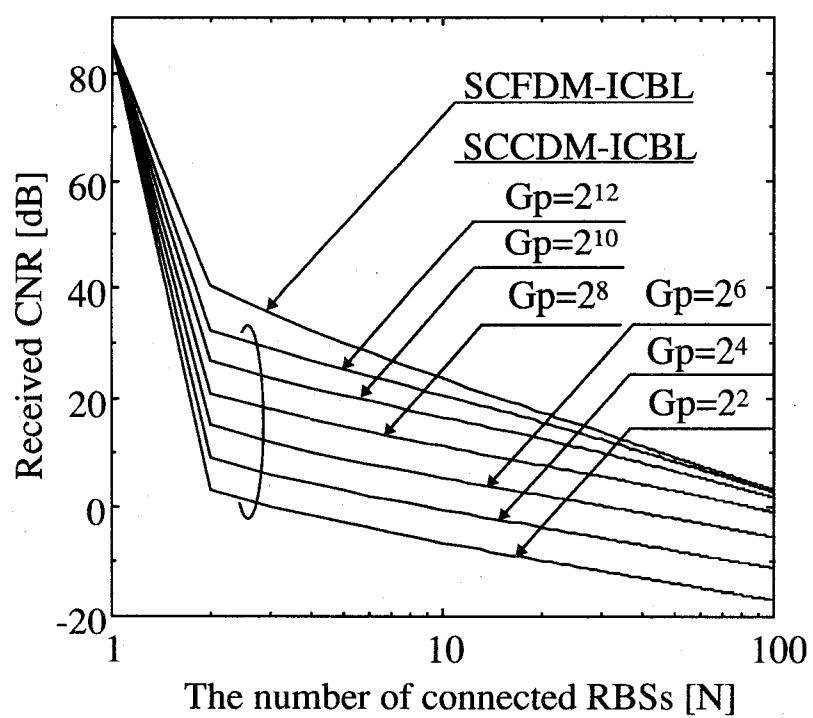


図 6.3 拡散利得を変えた場合の接続基地局数と受信 CNR 特性

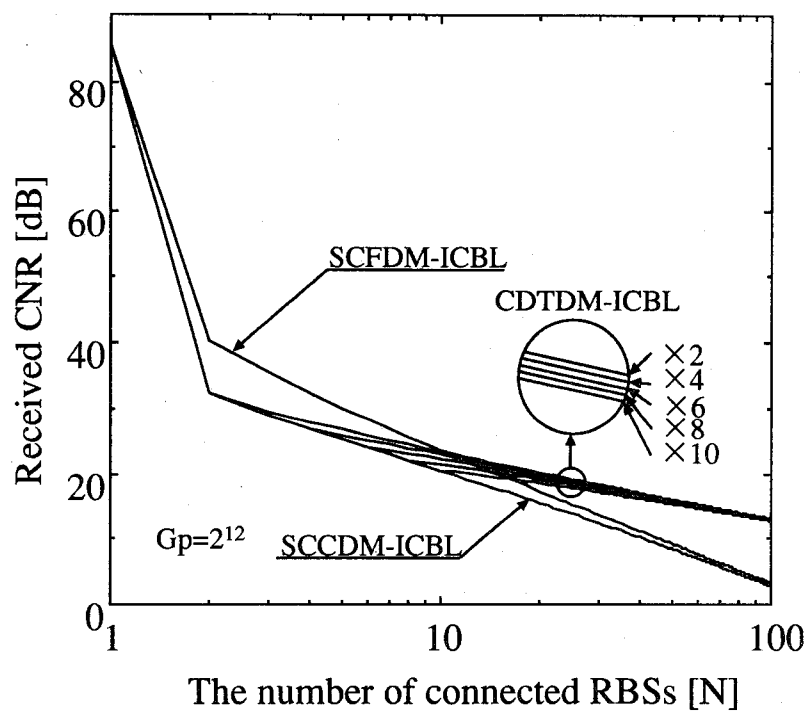


図 6.4 ハイブリッド多重による受信特性の改善効果

第 7 章

無線仮想空間ネットワークの構成概念

7.1 序言

本章では、第 2 章から第 6 章で述べた無線信号多重光伝送システムを第 1 章で述べた無線仮想空間ネットワークに展開した場合の総括的なまとめを行い、交換、ルーチングの方式について述べる。また、無線仮想空間ネットワークを構成する場合の問題点、検討課題について整理する。

7.2 無線仮想空間ネットワークの概要

図 7.1 に無線仮想空間ネットワークの概要図を示す。無線仮想空間ネットワークは、光ファイバを無線信号に対する仮想的な広帯域伝送路とみなし、マイクロ波およびミリ波帯の無線信号の伝送手段として用いるというシステムである。変調された無線信号を復調することなしに光ファイバでそのまま伝送することにより、例えば、遠く離れた無線基地局間を無線信号形態のまま伝送したり、また、図 7.1 に示すように衛星からの無線信号をそのまま加入者に分配したり、移動体通信と衛星通信との融合等も容易となる。

次に、本論文で提案した無線信号多重光伝送方式を用いて無線仮想空間ネットワークを構成した場合について検討する。図 7.2 に第 2 章から第 6 章までのシステムを用いた場合の無線仮想空間ネットワークの概要図を示す。まず、端末から送信された無線信号には宛先アドレスが書きこまれた制御信号が付加されているものとする。無線基地局では、制御信号を解読し、その宛先のアドレスに相当する符号に変換し、元の無線信号に重畳する。その後、無線信号時分割多重方式により、各無線基地局からの信号と多重する。交換器においては、まず、出力分配器により各無線基地局からの信号に分離し、無線信号に変換したのちに、各分岐方向に相当する符号が重畳され、相関がとられる。もし、相関が 1 になればその分岐方向に分岐される。そして、目的の無線基地局まで伝送される。

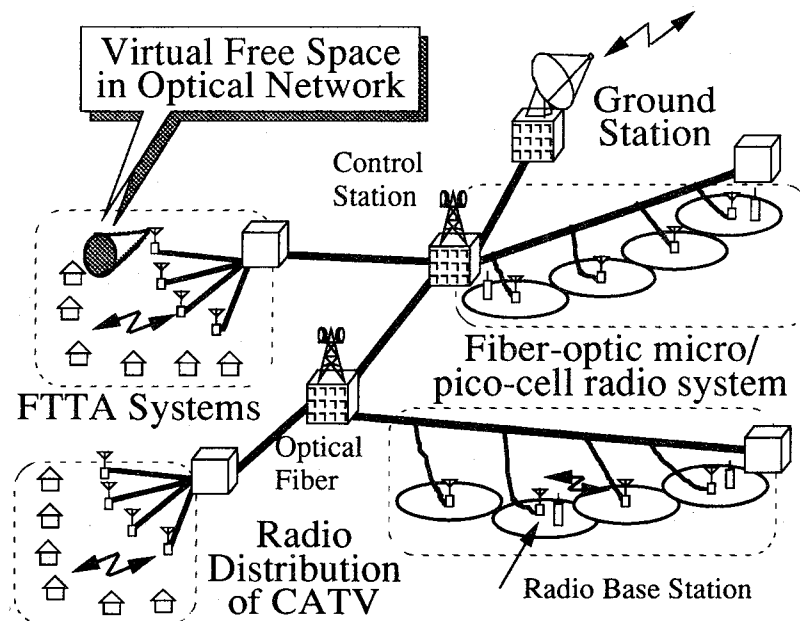
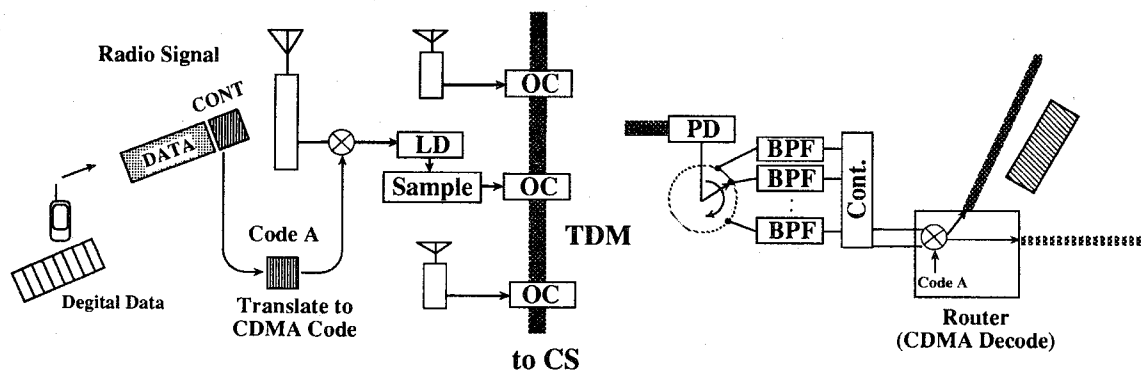


図 7.1 無線仮想空間ネットワークの概要図



無線基地局構成例

制御局構成例

図 7.2 無線仮想空間ネットワークの構成例

7.3 無線仮想空間ネットワークの構成上の問題点

図 7.2 で示す方法によって、無線信号のみの伝送は可能になるが、無線仮想空間ネットワークを構成する場合には次の点を検討しておく必要がある。まず、図 7.2 で示された方法では、各無線基地局にアドレスを与える必要がある。従って、アドレスの分だけ信号に重畳する符号も用意しておく必要がある。しかし、符号の数は拡散利得によって決まり、その数には限界がある。従って、効率良く符号を利用する方法を考える必要がある。

次に問題になるのが、変調を受けた無線信号で光を直接変調した場合、ファイバの持つ分散効果や非線形効果の影響である。例えば、1550nm の光を搬送波 50GHz、情報帯域 150MHz の無線信号で直接変調した場合、そのスペクトルの概要は図 7.3 で示されるように、1550+0.4nm と 1550-0.4nm 付近にスペクトルが現れる。この上側波帯と下側波帯の情報信号は、急峻なスペクトルのため分散の影響は受けないが、上側波帯と下側波帯との間には 0.8nm の波長差があるため、距離によっては分散の影響を受ける。

ファイバの持つ分散特性の一例を図 7.4 に示す。これは 1.55 μ m に波長分散が最小になるよう設計されたファイバの例である。ファイバの分散には材料分散(グラフ 1)、導波路分散(グラフ 3)があり、この和が波長分散(グラフ 2)になる。例えば、この図より、波長 1550nm の場合、受ける分散の総計は、数 ps/nm $\cdot$ km である。仮に 1ps/nm $\cdot$ km の分散特性を受ける場合、100GHz(0.8nm)離れた上側波帯と下側波帯との間には、0.8ps/Km の遅延が存在する。50GHz の一周期は 20ps であるので、12.5km 伝送すると半波長のずれが上側波帯と下側波帯の間に存在することになる。本論文で検討したミリ波 FTTA システムにおいては、各無線基地局-制御局間は、高々数 km を想定しているため、この分散の影響は少ないと考えられるが、しかし、大規模な無線仮想空間ネットワークを構成する場合にはこの影響は無視できなくなり、例えば分散を補償できるファイバを用いるとか、光の単側波帯のみ伝送するといった対策をいずれにせよ講じる必要がある。

一方、第 4 章以降のバス型光伝送システムにおいては、無線信号の搬送波周波数として 1.5GHz を用いている。この場合は、1ps/nm $\cdot$ km の分散特性を受けるときには、上側波帯と下側波帯の間には約 0.024ps/km であり、数十 Km 伝送しても、受ける遅延の量は少ないものと考えられる。

また、ファイバの非線形性の問題であるが、本論文においては、LD の出力光電力としては 0dBm 以下を用いているので、その影響はあまり受けないものと考えられる。

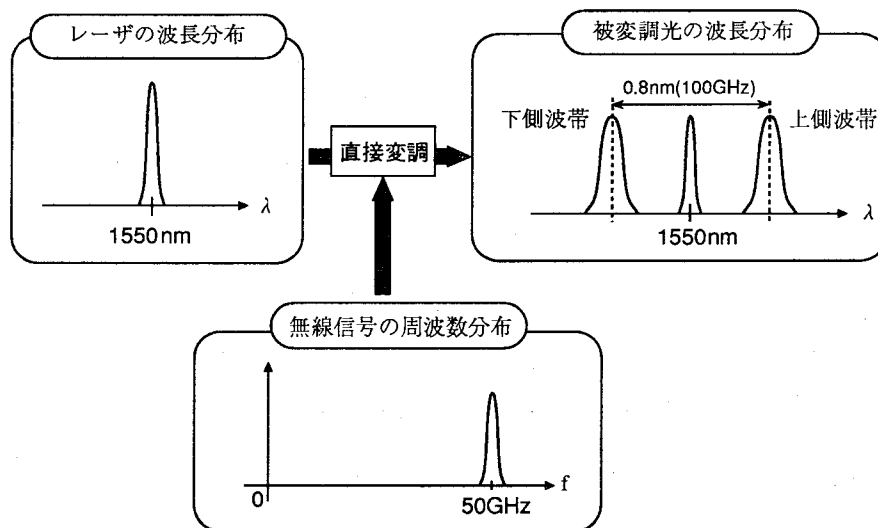


図 7.3 無線信号で直接光を変調した場合のスペクトル

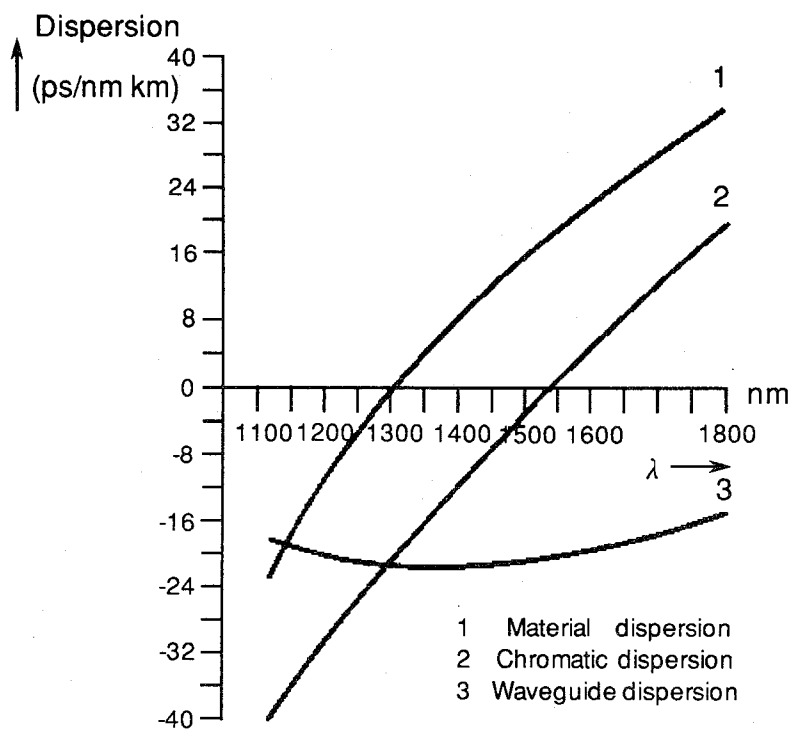


図 7.4 ファイバの分散特性

7.4 結言

第2章から第6章で述べた無線信号多重光伝送システムを無線仮想空間ネットワークに展開した場合について、その概要と交換、ルーチングの方式について述べた。また、併せて無線仮想空間ネットワークを構成する場合の問題点、検討課題についても述べた。その結果、符号による分岐を行なう場合、効率的な符号の利用を検討する必要があるということと特にミリ波帯の無線周波数を用いる場合、伝送距離の増加とともに、ファイバの遅延分散の影響が無視できなく、そのために分散性を保証する方策を検討する必要があることが明らかになった。

第 8 章

結 論

本論文は、無線信号多重光ファイバ伝送システムに関して、筆者が行った研究成果をまとめたものである。以下、本研究で得られた結果を総括して述べる。

1. 広帯域性、低損失性に富んだ光ファイバを無線信号に対する仮想的な広帯域自由空間伝送路とみなし、光ファイバネットワークをマイクロ波、ミリ波帯の無線信号の伝送手段として用いる無線仮想空間ネットワークの概念を提案した。そして、現在検討されている光ファイバを利用した光加入者網に対する問題点を解決し、コストパフォーマンスに優れた広帯域伝送を可能にする無線仮想空間ネットワークを用いたミリ波 FTTA(Fiber to the Area) システムの提案を行い、まず伝送方式として最も基本的な無線信号周波数分割多重光伝送方式について、無線伝送路および光伝送路の伝送特性と最大伝送容量に関する検討を行った。その結果、無線信号周波数分割多重光伝送方式はレーザの非線形性に起因した相互変調歪の影響が大きく、伝送キャリア数が増大するにつれ、受信特性が劣化すること、また伝送できる容量も制限され、無線・光両伝送路を結合した伝送可能な最大容量と最大容量を達成する最適変調多値数が存在することが明らかになったので、システムの特性を改善するため他の方策を必要とすることを強調した。
2. 以上の方式の欠点を救う方式として無線信号時分割多重光伝送方式を提案し、受信特性と最大伝送容量について検討を行い、本提案方式においては無線信号周波数分割多重光伝送方式で問題となった相互変調歪が原理上発生せず、受信側において高い受信 CNR 特性を得られることを明らかにした。また、提案システムをミリ波 FTTA システムに適用した場合、最大容量は無線信号周波数分割多重光伝送方式より増大することを示した。
3. 次に複数の無線基地局間を光ファイバでバス型接続し伝送を行う ICBL(Intercell Connection fiber-optic Bus Link) システムを提案し、最も基本的な無線信号周波数分割

多重光伝送方式を用いる場合の制御局における受信 CNR 特性およびバスに接続できる無線基地局数について検討を行った。その結果、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムは、構成上最も簡単なシステムであるが、各無線基地局からのレーザ光の干渉に起因する信号光間ビート雑音の影響が大きく、接続基地局数が多くなるにつれ受信特性は劣化し、接続基地局数に制限があるなどの欠点が生じることが明らかになった。

4. そこで、信号光間ビート雑音をなくすために無線信号時分割多重光伝送方式を用いた ICBL システムを提案し、制御局における受信 CNR 特性およびバスに接続できる無線基地局数について検討を行った。本提案システムは原理的に信号光間ビート雑音が発生しないため、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムに比べ受信特性が改善され、接続基地局数が増大するなどの特徴を有する。また、無線基地局とバス型光ファイバリンクとの接続を光カップラではなく光スイッチを用いることにより、サンプリングと時分割多重を同時に行うことができ、かつ損失の少ない伝送を行うことができることを明らかにした。
5. 無線仮想空間ネットワークにおいて無線信号の交換・ルーチングを実現していく上で必要となる各無線基地局からの無線信号への識別子の付加を考慮して、無線信号符号分割多重バス型光伝送システムを提案した。しかし、単に符号を付加するだけでは、無線信号周波数分割多重バス型光伝送システムと同様に信号が干渉することによる信号光間ビート雑音の影響と干渉雑音が問題になる。そこで、時分割多重と符号分割多重とを融合した無線信号符号分割多重バス型光伝送システムを新たに提案した。この方式では符号分割多重された各無線基地局からの信号を一定数まとめて同じスロットで伝送するため、すべての無線基地局の光信号が干渉することがなくなり、ビート雑音の影響を軽減することができる。
6. 本論文で提案した無線信号周波数分割多重光伝送方式、無線信号時分割多重光伝送方式および符号分割多重による無線信号への識別子の付与の方法等を利用すると無線信号のみで交換・ルーチングができ多種多様なサービスを無線基地局や制御局を共用しながら無線信号のまま広域に提供ができる無線仮想空間ネットワークが構成でき、無線信号を広範囲に光ファイバにより分配できることが明らかになった。なお、無線信号の交換・ルーチングの方式、マイクロ波、ミリ波無線信号をそのまま強度変調して伝送する場合のファイバ分散の影響等を今後の問題として検討する必要がある。

参考文献

- [1] 及川寿雄., 池内哲之, 田中千速: “光加入者網における網機能配備法”, NTT R & D, 41, 7, pp.821-828 (1992).
- [2] Chiddix J.A., Vaughan J.A. and Wolfe R.W.: “The Use of Fiber Optics in Cable Communication Networks ”, IEEE J. Lightwave Tech., LT-11, 1, pp.154-166 (January 1993).
- [3] 篠原弘道, 山本尚嗣, 辻久雄: “光加入者システムの基本”, 1993 信学春季全大, SB-9-1.
- [4] Misu K., Hanazaki O., Horikoshi H. and Takayama J.: “Crossconnecting Function for Development of FTTO in Urban Areas”, ., 1993 Asia-Pacific Conference on Communication (APCC'93), pp.502-509, Taejon Korea (August 1993).
- [5] Guggenmos J. L. and Johnson R. L.: “Fiber Based Phased Array Antennas”, Proc. of SPIE, 789, pp.70-77 (1987).
- [6] Semendy F. and Katzen E.: “Microwave Fiber optic Links for Phased Arrays”, Proc. of SPIE, 886, pp.247-253 (1988).
- [7] Daryoush A.S., Ackerman E, Saedi R., Kunath R. and Shalkhauser K.: “High-Speed Fiber-Optic Links for Distribution of Satellite Traffic”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-38, 5, pp.510-517 (May 1990).
- [8] Olshansky R. and Eichen E.: “ Microwave Multiplexed Wideband Lightwave Systems Using Optical Amplifiers for Subscriber Distribution ”, Electron Lett., 24, 15, pp.922-923, (1988).
- [9] Olashansky R., Lanzisera V.A. and Hill P.M.: “Subcarrier Multiplexed Lightwave Systems for Broad-band Distribution”, IEEE J.Lightwave Technol. ,LT-7, 9, pp.1329-1342 (September 1989).

- [10] Way W.I.: "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations for Subcarrier Loop Applications", IEEE J. Lightwave Technol., LT-7, 11, pp.1806-1818 (November 1989).
- [11] Chiddix J.A., Laor H., Pangrac D.M., Williamson L.D. and Wolfe R.W.: "AM Video on Fiber in CATV Systems: Need and Implementation", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.8, No.7, pp.1229-1239 (September 1990).
- [12] Maeda M. and Yamamoto M.: "FM-FDM Optical CATV Transmission Experiment and System Design for HDTV Signals", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.8, No.7, pp.1257-1267 (September 1990).
- [13] Tang D.D.: "Design and Performance of a Fiber-Optic Video Distribution System using BPSK Microwave Subcarriers", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.8, No.7, pp.1304-1313 (September 1990).
- [14] 小川博世: "光ファイバリンクミリ波パーソナル通信システム", 1990 信学秋季全大, B-736.
- [15] Chu T.S. and Gans M.J.: "Fiber optic microcellular Radio", Proc. 41th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.339-344 (1991).
- [16] Smith I.C. and Ellis B.J.: "A Wideband Millimeter Wave Fibre-Fed Radio Distribution Point Demonstrator", ICC'92, pp.100-104, (1992).
- [17] Mizuguti H., Okuno T., Komaki S. and Morinaga N.: "Performance Analysis of Optical Fiber Link for Microcellular Mobile Communication Systems", IEICE Trans. Commun., E76-C, 2, pp.271-278 (February 1993).
- [18] Namiki J., Shibutani M., Domon W., Kanai T. and Emura K.: "Optical Feeder Basic System Design for Microcellular Mobile Radio", IEICE Trans. Commun., E76-B, 9, pp.1069-1077 (September 1993).
- [19] Komaki S., Tsukamoto K., Hara S. and Morinaga N.: "Proposal Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.6, 1, pp.55-60 (January 1993).
- [20] Darcie T. and Tucker R.: "Intermodulation Harmonic Distortion in InGaAsP Lasers", Electron. Lett., 21, 12, pp.665-666 (August 1985).

- [21] Harada H., Lee H. J., Komaki S. and Morinaga N.: "Performance Analysis of Fiber-optic Millimeter-Wave Band Radio Subscriber Loop", IEICE Trans. Commun., E76-B, 9, pp.1128-1135 (September 1993).
- [22] Kanno N. and Ito K.: "Fiber-Optic Subcarrier Multiplexing Video Transport Employing Multilevel QAM", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.8, No.7, pp.1313-1319 (September 1990).
- [23] Kavehrad M. and Savov E.: "Fiber-Optic Transmission of Microwave 64-QAM Signals", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.8, No.7, pp.1320-1326 (September 1990).
- [24] Ohtsuka H., Kagami O., Aikawa S., Takanashi H.: "256-QAM Subcarrier Transmission for Broadband Distribution Networks", GLOBECOM'91, pp.1817-1822 (1991).
- [25] Shankaranarayanan N.K., Elby S.D. and Lau K.Y., "WDMA/Subcarrier-FDMA Lightwave Networks : Limitations due to Optical Beat Interference", IEEE J.Lightwave Tech., LT-9, 7, pp.931-943 (July 1991).
- [26] 藤井隆, 塚本勝俊, 森永規彦: "光増幅器を用いたバス型マイクロセル光ファイバリンクの伝送特性解析", 信学技報, RCS92-76, pp.43-48 (October 1992).
- [27] 垂沢芳明, 野島俊雄, "波長オフセット合成により C/N 改善したアナログ光ファイバ伝送" 1993 信学秋季全大, B-336.
- [28] Ogawa H.: "Microwave and Millimeter-Wave Fiber Optic Technologies for Subcarrier Transmission Systems", IEICE Trans. Commun., E76-B, 9, pp.1078-1090 (September 1993).
- [29] Kamitsuna H. and Ogawa H. : " Fiber Optic Microwave Links Using Balanced/Image Canceling Photodiode Mixing ", IEICE Trans. Electron., E76-C, 2, pp.264-270 (February 1993).
- [30] Ogawa H., Polifko D. and Banba S. : " Millimeter-wave Fiber Optic Systems for Personal Radio Communications ", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-40, 12, pp.2285-2293 (December 1992).
- [31] 森田和夫, 樋口伊佐夫: " 降雨による電波の減衰量の推定に関する統計的研究 ", 通研実報, 19, 1, pp.97-150 (1970).
- [32] Yoshida T. : " A High Speed Wireless Access Link ", MWE'93 Microwave Workshop Digest, pp.195-200 (September 1993). (December 1992).

- [33] 安達三郎：“電磁波工学”，コロナ社，(1983).
- [34] 電子情報通信学会編：“アンテナ工学ハンドブック”，(1980).
- [35] 山本平一：“デジタル無線通信”，産業図書，(1985).
- [36] 小牧省三：“可変容量マイクロ波方式に関する検討”，信学論 (B-II)，J73-B-II, 10, pp.498-503 (October 1990).
- [37] 吉田彰顕，森田浩三：“都市内無線通信システム”，信学技報，RCS91-51, pp.39-45 (November 1991).
- [38] Westcott R.J.：“Investigation of multiple f.m./ f.d.m. carriers through a satellite t.w.t operating near to saturation”，Proc.IEE, Vol.114, 6, pp. 726-740 (June 1967).
- [39] 大本隆太郎，大塚裕幸：“サブキャリア伝送を用いたマイクロセル方式におけるダイナミックレンジ改善法”，1992 信学会春期全大，SB-6-5.
- [40] 前田隆生，加藤伊智朗：“わかりやすい無線 LAN”，pp.16, オーム社 (1993).
- [41] Daly J.C.：“Fiber Optic Intermodulation Distortion”，IEEE Trans. Commun., COM-38, 8, pp.1954-1958 (August 1982).
- [42] Kohlenberg A., “Exact Interpolation of Band-Limited Functions”，J.Appl.Phys., Vol.24, 12, pp.1432-1436 (December 1987).
- [43] Kitazono M., Yamanaka K. and Kobayashi S.：“Wide Frequency Bandwidth Sampling Oscilloscope”，Denshi Tokyo, 32, pp.184-187 (1993).
- [44] 原田博司，塚本勝俊，小牧省三，森永規彦：“光 TDM を用いたミリ波無線信号光ファイバ伝送システム”，信学論 (C-I)，J77-C-I, 11, pp.649-658 (November 1994).
- [45] 原田博司，塚本勝俊，小牧省三，森永規彦：“時分割多重を用いた光ファイバマイクロセル無線通信方式”，1994 信学会秋季全大，B-387.
- [46] Wagner S.S., “Optical Amplifier Applications in Fiber-optic Local Networks”，IEEE Trans. on Commun., COM-35, 4, pp.419-426 (April 1987).
- [47] Olsson N.A., “Lightwave Systems with Optical Amplifiers”，IEEE J.Lightwave Tech., LT-7, 7, pp.726-740 (July 1989).

- [48] Tsukamoto K., Harada H., Kajiya S., Komaki S. and Morinaga N.: "TDM Intercell Connection Fiber-Optic Bus link for Personal Radio Communication Systems" ,1994 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'94), pp.1039-1042, Tokyo Japan (December 1994).
- [49] 加治屋哲, 原田博司, 塚本勝俊, 小牧省三: "TDM バス型光ファイバリンクを用いたマイクロセル無線通信方式", 1994 信学会春季全大, B-325.
- [50] Komaki S., Tsukamoto K., Okada O., Harada H. : "Network Considerations on Fiber Optic Microcellular Radio Systems" ,24th European Microwave Conference, pp.46-51, Cannes France (September 1994).
- [51] 加治屋哲, 原田博司, 塚本勝俊, 小牧省三: "光スイッチを用いた TDM バス型光ファイバマイクロセル無線通信方式", 平 6 年関西連大, G8-15 (October 1994).
- [52] 加治屋哲, 原田博司, 塚本勝俊, 小牧省三: "符号分割多重アクセス光ファイバ無線ハイウェイの一考察", 信学技報, RCS94-96, pp.45-50 (October 1994).
- [53] 横山光雄: " スペクトル拡散通信システム" , pp.483, 科学技術出版社 (1988).

