

Title	異種通信ネットワークにおけるシームレス融合技術に関する研究
Author(s)	石井, 義一
Citation	大阪大学, 2008, 博士論文
Version Type	VoR
URL	<a href="https://hdl.handle.net/11094/568">https://hdl.handle.net/11094/568</a>
rights	
Note	

*Osaka University Knowledge Archive : OUKA*

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

Osaka University

# 異種通信ネットワークにおける シームレス融合技術に関する研究

2008 年 7 月

石井 義一

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、大阪大学大学院工学研究科小牧省三博士の御指導のもとに、筆者が松下電器産業株式会社在职中、及び大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究の遂行にあたり一貫して直接の懇篤なる御指導、御鞭撻を賜った小牧省三教授に衷心より謝恩の意を表す次第である。

本論文をまとめるに際し、大阪大学大学院工学研究科教授三瓶政一博士、ならびに同准教授塚本勝俊博士に懇切丁寧なる御教示、御助言を賜った。ここに深く感謝の意を表す次第である。

また、大阪大学在学中より通信工学全般および本研究に関して、御指導、御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、同教授北山研一博士、同教授馬場口登博士、同教授井上恭博士、同教授河崎善一郎博士、同教授鷺尾隆博士、同教授溝口理一郎博士を始めとする大阪大学工学研究科情報通信工学部門の諸先生方、大阪大学名誉教授森永規彦博士（現広島国際大学学長）、ならびに大阪大学大学院工学研究科准教授宮本伸一博士に厚く感謝申し上げる。

また、本研究に関し、折りにふれて有益な御助言、御討論、御激励を頂いた北地西峰氏（現パナソニックコミュニケーションズ株式会社）、滝秀士氏（現松下電器産業株式会社）、平松勝彦博士（現松下電器産業株式会社）、福井章人氏（現松下電器産業株式会社）、布施優博士（現松下電器産業株式会社）、浅野弘明氏（現松下電器産業株式会社）、川島勢一郎氏（現パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社）、野嶋一宏氏（現パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社）をはじめとする松下電器産業株式会社の諸兄に感謝申し上げます。

最後に本研究遂行の心の支えである妻裕子、長女理紗、長男祐世、そして両親に感謝する次第である。

# 内容梗概

本論文は、筆者が松下電器産業株式会社在職中、及び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異種通信ネットワークにおけるシームレス融合技術に関する研究成果をまとめたものであり、以下の5章から構成されている。

第1章は序論であり、本論文に関連する研究分野における研究状況、及び課題についてまとめ、本研究の位置づけ、目的、意義を明かにしている。

第2章では、異種通信ネットワークにおける物理層のシームレス融合技術として、RoF (Radio on Fiber)技術に着目し、従来の光伝送技術である IM/DD(Intensity Modulation/Direct Detection)方式の課題であった光リンクのノイズバジェット不足を解決し、また、従来の光位相変調や光周波数変調などの2次光変調を用いたコヒーレント光伝送技術の課題であった複雑な光送受信機構成を簡素化し、不要な高調波成分を抑圧しつつ電気/光変換効率を向上できる無線-光直接変換方式(RF-Optic 直接変換方式)を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術を提案し、光送受信機構成を明らかにするとともに、光リンクの受信 CNR(Carrier to Noise Ratio)、歪特性を導出し、理論計算によりその特性を明らかにしている。また、提案伝送方式を適用した光ファイバマイクロセル移動通信システムを提案し、提案システムによる無線信号の光ファイバ伝送後の誤り率特性について計算機シミュレーションにより明らかにしている。

第3章では、光ファイバを低損失、広帯域な映像/放送ハイウェイとして活かし、多チャンネルの放送信号、映像信号の再生中継伝送や各家庭に分配する伝送技術を、異種通信ネットワークにおける物理層のシームレス融合技術として、また通信と放送という異なるメディアのシームレス融合技術として、重要技術の一つに位置づける。そして、多チャンネル映像信号の光ファイバ伝送技術として、FM (Frequency Modulation)一括変換技術に着目し、本技術を用いた多チャンネル映像信号光伝送技術について、光送受信機構成を示すと共に、FM 一括変換技術特有の雑音、歪劣化要因について明らかにするとともに、分析した劣化要因を考慮した光伝送後の映像信号の CNR、歪特性の理論式を導出し、理論計算によりその特性を明らかにしている。また、理論計算値と実験結果を比較検討することで、導出した理論式の有効性を明らかにするとともに、伝送パラメータ、システムパラメータ設計を行う。さらに、CNR、歪特性の改善技術として位相雑音低減技術、及び群遅延補償技術等を提案し、その効果、および映像信号の高品質伝送について試作装置による実験により検証を行っている。

第4章では、異種無線通信ネットワークや固定通信ネットワーク間の通信システムのシームレス融合技術として、セルラー/無線 LAN インターワーク技術、およびフェムトセル基地局による無線/固定通信ネットワーク融合技術に着目し、シームレス融合を実現する移動制御技術、及びサービス普及に欠かせない無線端末のパワーセービング技術について検討する。セルラー/無線 LAN インターワーク技術では、異種通信ネットワーク間のシームレス移動を実現するセルラー/無線 LAN 連携認証技術とマルチインターフェース無線端末の低消費電力を実現するセルラー/

無線 LAN 連携ページング技術を提案し、各ネットワークエンティティ機能と制御プロトコルを明らかにしている。また、フェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術では、マクロセルにオーバーレイしているフェムトセルを効率的に検出し、無線端末の低消費電力とハンドオーバー時の高速データレートを実現するハンドオーバー制御技術について提案し、その制御プロトコルを明らかにしている。

第 5 章は、本論文の結論であり、本研究で得られた結果の総括を行っている。

# 目次

<b>第 1 章 序論</b>	<b>1</b>
<b>第 2 章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術</b>	<b>7</b>
2.1 序言	7
2.2 無線-光(RF-Optic)直接変換方式の原理	7
2.3 RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術	11
2.3.1 光送受信機構成	11
2.3.2 受信 CNR と CIR の定式化	14
2.3.3 数値計算による無線信号の光伝送特性評価	16
2.3.4 偏波ダイバーシチ光受信機	21
2.4 RF-Optic 直接変換方式を適用した光ファイバマイクロセル無線通信システム	23
2.4.1 無線 QPSK 信号誤り率特性	25
2.4.2 無線 QAM 信号誤り率特性	27
2.5 結言	33
<b>第 3 章 FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号の高品質光伝送技術</b>	<b>35</b>
3.1 序言	35
3.2 FM 一括変換技術の原理	35
3.3 FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号光伝送技術	37
3.3.1 光送受信機構成	37
3.3.2 FM 一括変換技術の雑音劣化要因と映像信号の CNR 定式化	39
3.3.3 群遅延歪特性の定式化	49
3.4 CNR 特性, 歪特性の数値計算と伝送パラメータ設計	53
3.5 CNR 特性, 歪特性改善技術による映像信号の高品質化	57
3.5.1 2 分周による位相雑音低減技術	57
3.5.2 低群遅延広帯域増幅回路設計と群遅延補償技術	59
3.5.3 高リニアリティ光受信機回路設計	65
3.5.4 アナログ映像/デジタル映像の高品質光伝送評価	66
3.6 結言	69

<b>第 4 章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術</b>	<b>71</b>
4.1 序言 .....	71
4.2 セルラー／無線 LAN インターワークにおけるシームレス移動制御技術 と端末パワーセービング技術 .....	71
4.2.1 セルラー／無線 LAN シームレス連携認証技術 .....	75
4.2.2 マルチインターフェース端末のパワーセービング技術 .....	77
4.3 フェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合における シームレス移動制御技術 .....	81
4.3.1 アクセス可能なフェムトセルのサーチ技術 .....	83
4.3.2 アクセス可能なフェムトセルへのハンドオーバー制御技術と 課題 .....	87
4.4 結言 .....	98
<b>第 5 章 結論</b>	<b>101</b>
<b>参考文献</b>	<b>105</b>
<b>付録</b>	<b>109</b>
付録 A 屈折率楕円体に関する式の導出 .....	109
付録 B RF-Optic 直接変換時の IM2, IM3 成分の導出 .....	110
<b>本論文に関する原著論文</b>	<b>113</b>

# 目次

図 1-1 : 固定無線融合コネクタネットワーク	2
図 1-2 : 異種通信ネットワークの融合技術	2
図 2-1 : RF-Optic 直接変換器(ROC: RF to Optic direct Converter)構成	8
図 2-2 : 平面型位相変調器の直列構造による RF-Optic 直接変換器の構成	8
図 2-3 : RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術の光送受信機構成	11
図 2-4 : 位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用した光送受信機構成	13
図 2-5 : シングルキャリア伝送における受信信号光電力と無線信号の CNR の関係	17
図 2-6 : マルチキャリア伝送における変換係数と CNR, CIR の関係	18
図 2-7 : マルチキャリア伝送における受信信号光電力と無線信号の CNR の関係	19
図 2-8 : 無線信号チャネル数と受信感度の関係	20
図 2-9 : 位相雑音除去技術を適用した場合の無線信号チャネル数と受信感度の関係	21
図 2-10 : 位相雑音除去機能を有する偏波ダイバーシチ光受信機	22
図 2-11 : RF-Optic 直接変換方式を適用した光ファイバマイクロセル無線通信システム	24
図 2-12 : シミュレーション評価モデル	25
図 2-13 : 提案システムと比較システムの振幅入出力特性	26
図 2-14 : 無線 QPSK 無線信号のコヒーレント光伝送後のシンボル誤り率特性	27
図 2-15 : 16QAM 信号の ROC 変換後のコンスタレーション	28
図 2-16 : 16QAM 信号における $\pi V_{max}/V_{\pi}$ とシンボル誤り率の関係	29
図 2-17 : 16QAM 信号のシンボル誤り率特性	30
図 2-18 : スター型 16 QAM の信号点配置	31
図 2-19 : スター型 16 QAM におけるリング比 R とシンボル誤り率の関係	32
図 2-20 : スター型 16 QAM 信号のシンボル誤り率特性	33
図 3-1 : FM 一括変換技術の構成	36
図 3-2 : FM 一括変換技術を適用した多チャネル映像光伝送システムの構成	37
図 3-3 : 受信 CNR の受光電力特性	38
図 3-4 : 受信 CNR の反射耐力特性	39
図 3-5 : FM 信号と CNR 劣化要因のスペクトル	39
図 3-6 : FM 復調器出力スペクトル	40
図 3-7 : 残留 FM 成分の FM 復調器出力の周波数特性	47



図 3-8 : 周波数偏移と CNR 特性の関係 ( $f_c=3.0$ [GHz])	48
図 3-9 : 周波数偏移と CNR 特性の関係 ( $f_c=4.0$ [GHz])	48
図 3-10 : CNR 特性の計算値と測定値の比較	49
図 3-11 : リップル周期と歪電力の関係	51
図 3-12 : FM 中心周波数と歪電力の関係 ( $r = 50$ [psec], $T = 4$ [GHz])	52
図 3-13 : 群遅延歪チャンネル特性の計算値と実験値の比較	53
図 3-14 : 周波数偏移と CNR の関係	55
図 3-15 : CSO と CTB のチャンネル特性	56
図 3-16 : リップル周期 $T$ と所望の CSO, CTB を達成するリップル振幅の関係	57
図 3-17 : 無変調 FM 変調器出力スペクトル	58
図 3-18 : FM 変調器出力 CNR の周波数偏移特性	59
図 3-19 : 光送信機構成	60
図 3-20 : 反射点間距離と発生する群遅延リップル振幅の関係	61
図 3-21 : HMIC 12GHz 広帯域増幅器の構成	62
図 3-22 : 12GHz 広帯域増幅器の周波数特性	62
図 3-23 : 強度変調用レーザドライバ広帯域増幅器の周波数特性	63
図 3-24 : 群遅延補正回路の構成	63
図 3-25 : 群遅延補正回路の群遅延特性	64
図 3-26 : CSO, CTB の群遅延補正回路の印加電圧特性	64
図 3-27 : 光受信機高周波回路構成	65
図 3-28 : 広帯域 FM 復調器の復調線形特性	66
図 3-29 : AM アナログ映像信号の CNR, CSO, CTB チャンネル特性(@受光電力-12 [dBm])	67
図 3-30 : AM アナログ映像信号の CNR, CSO, CTB の受光電力特性 (@313.25 [MHz])	67
図 3-31 : 64QAM デジタル映像信号の CNR, BER の受光電力特性 (@647 [MHz])	68
図 4-1 : セルラー無線と無線 LAN の融合システム構成	72
図 4-2 : セルラー/無線 LAN インターワークシステムのネットワークアーキテクチャ	73
図 4-3 : Mobile IP プロトコルを用いた異種通信ネットワーク間移動管理制御	74
図 4-4 : 階層化認証機構によるセルラー/無線 LAN インターワーク連携認証アーキテクチャ	76
図 4-5 : セルラー/無線 LAN シームレス連携認証アーキテクチャ	77
図 4-6 : セルラー/無線 LAN 連携ページング方式の制御シーケンス	80
図 4-7 : フェムトセル基地局による無線/固定通信ネットワーク融合システム	82
図 4-8 : セルラー通信システムにおけるハンドオーバー制御	83
図 4-9 : マクロセル間, およびマクロセルとフェムトセル間の隣接セル検出	84
図 4-10 : Gap 区間での隣接セルサーチと Measurement	85
図 4-11 : アクセス可能なフェムトセルサーチ制御	86

図 4-12 : ホームマクロセル登録シーケンス .....	87
図 4-13 : フェムトセルのアクセス権確認とハンドオーバーシーケンス .....	88
図 4-14 : フェムトセルグループ化 .....	90
図 4-15 : フェムトセルグループ化によるアクセス権確認とハンドオーバー制御シーケンス (提案方式) .....	91
図 4-16 : マクロセルとフェムトセルの ID 構成 .....	92
図 4-17 : 各報知情報の報知頻度 .....	93
図 4-18 : フェムトセルビットを利用したアクセス権確認とハンドオーバー制御シーケンス (提案方式) .....	93
図 4-19 : Physical ID Collision 時の無線端末位置の誤検出 .....	96
図 4-20 : 提案拡張方式によるアクセス権確認とハンドオーバー制御シーケンス .....	96
図 4-21 : アクセス権確認, 位置特定方法の選択アルゴリズム .....	98

# 第 1 章

## 序論

コンテンツ情報のデジタル化，ネットワーク化，また固定通信，無線通信ネットワークのブロードバンド化により，様々なコンテンツ，アプリケーションのデータを最適な通信ネットワークを介してユーザに提供するユビキタスネットワーク時代が到来している．無線通信技術では，次世代移動通信技術として検討が開始された IMT-Advanced (International Mobile Telecommunication-Advanced) では，数ギガビットクラスのデータレート実現に向けた検討が進められているほか[1]，固定通信技術では xDSL(x Digital Subscriber Line)や FTTH (Fiber To The Home)ブロードバンドサービスで，100 メガビットクラスのサービスが実現されており，各家庭にギガビットクラスのサービスを実現する FTTH 技術も開発が進んでいる[2]．

このような高速，大容量化された様々な無線，固定通信ネットワークを介して様々なコンテンツやアプリケーションサービスをユーザにいつでもどこでも提供できるユビキタスネットワークを実現するためには，異種の無線通信ネットワークや固定通信ネットワークが融合，統合されたヘテロジニアスネットワーク環境(図 1-1)において，ユーザが異なる通信ネットワーク間を移動した場合に，ユーザのコンテキスト，例えば端末機能やデータのコンテキストなどに応じて，最適な通信インフラ，通信環境を提供するとともに，通信サービスを有線無線の境目無くシームレスに提供する融合技術は重要なコア技術と考えられている．

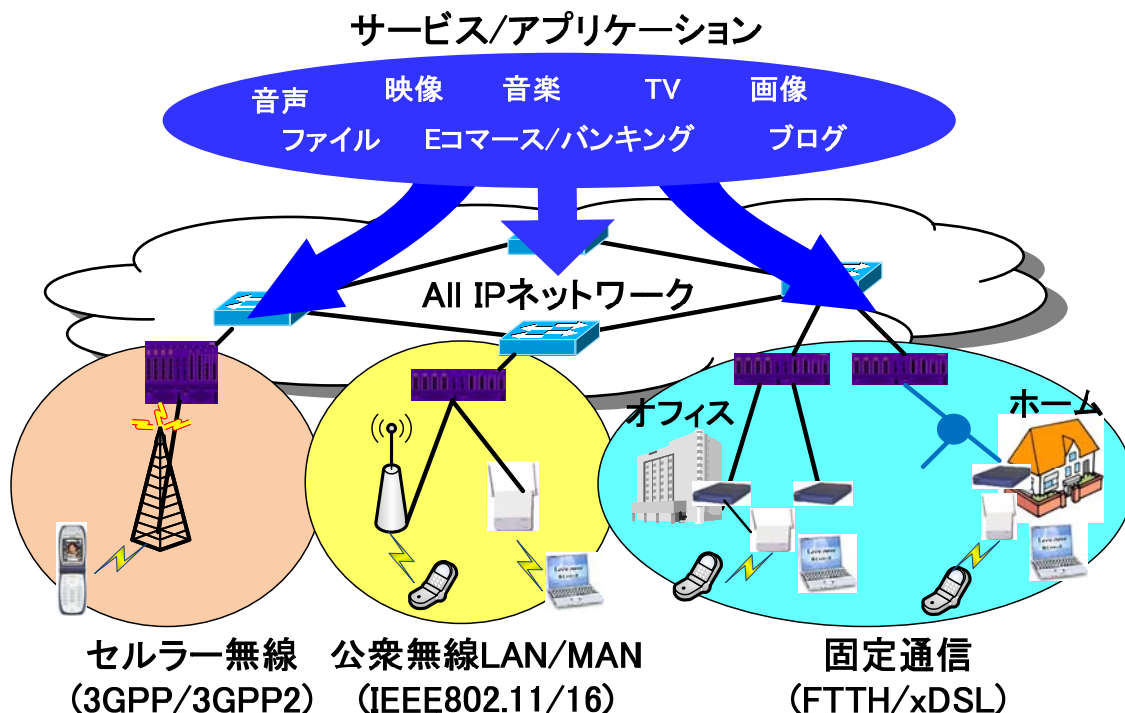


図 1-1：固定無線融合ユビキタスネットワーク

ヘテロジニアスネットワークにおけるシームレス融合技術は、図 1-2 に示すメディア、サービスの融合（アプリケーション層）、通信システムの融合（データリンク/ネットワーク層）、通信技術の融合（物理層）の大きく3つに分類することができる。

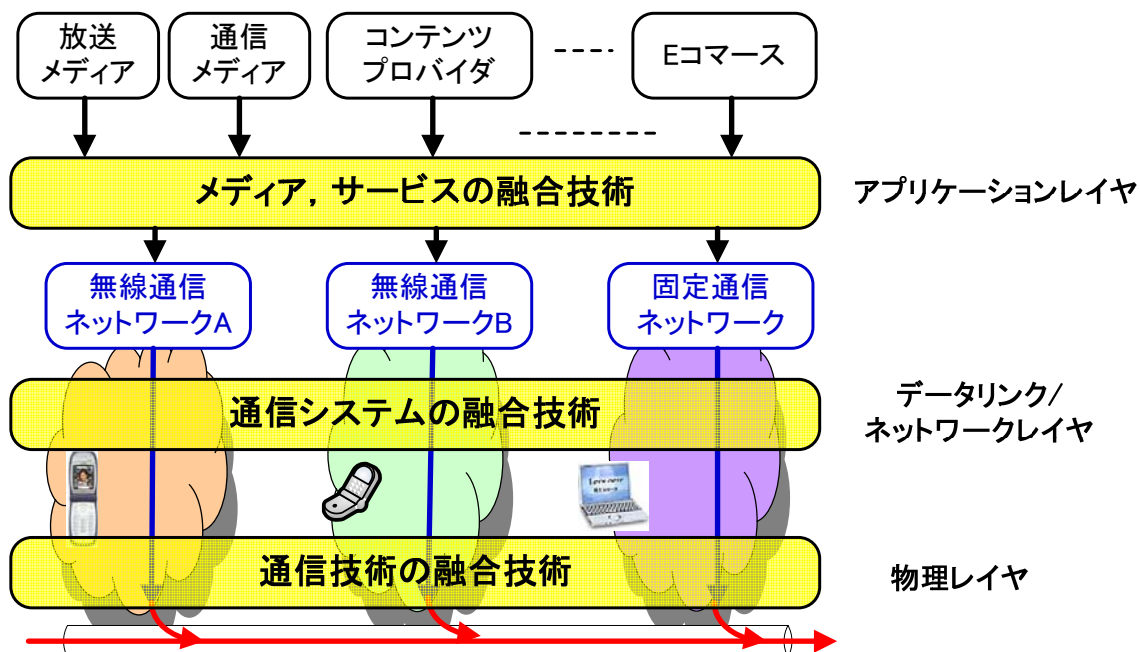


図 1-2：異種通信ネットワークの融合技術

メディア、サービス融合技術としては、SIP(Session Initiation Protocol)を用いた様々なサービス融合のほか、固定通信ネットワークを用いた電子商取引(e-コマース)と無線通信ネットワークによる認証・与信・決済(m-コマース)の連動などのような様々なネットワークを介したメディア、業界、媒体間のアプリケーション連動などが挙げられる。

一方、通信システム融合技術としては、セルラー通信システムや IEEE802.11 技術の無線 LAN(Local Area Network)システム間の融合技術であるセルラー／無線 LAN インターワーキング、屋外のセルラー通信システムと宅内の Bluetooth や無線 LAN などをも最終アクセスラインとする固定通信システムの融合技術など、異なる通信システム間でユーザにシームレス移動サービスを提供する技術が挙げられる。

次に、通信技術融合としては、セルラー通信システム、無線 LAN システム、WiMAX システムなど異なる通信システム、ネットワークの様々な信号を束ねて、信号を変復調することなくシームレスに光ファイバ通信技術を用いて長距離光伝送する RoF (Radio on Fiber)技術などが挙げられる。

本論文では、これら 3つのシームレス融合技術のうち、通信技術のシームレス融合、通信システムのシームレス融合に着目し、行った研究の成果についてまとめている。まず、通信技術のシームレス融合技術では、前述した光ファイバの低損失性、広帯域性、トランスペアレンシ性を活かし、様々な無線信号を束ねて光ファイバを用いて長距離光伝送する光電波融合、RoF 技術に注目し[3]、関連する研究開発の動向、ならびに本研究の目的について述べる。

RoF 技術は、光ファイバマイクロセル通信システムに代表されるセルラー通信システムへの適用[4]、FWA(Fixed Wireless Access)/BWA(Broadband Wireless Access)システムなどのブロードバンドアクセスシステム[5]や ITS (Intelligent Transport System)への適用の研究が行われてきた[6][7][8]。

これまでの RoF 技術に関する主な研究には、様々な光変調、多重方式の多チャネルの無線信号を光ファイバのトランスペアレンシ性を活かし、高受信感度、低歪で伝送する光ファイバリンクのシステム提案や光変復調技術の提案があり[9]、その光変復調技術としてレーザダイオードの直接変調、また外部変調器を用いて光強度変調を行い、受信側でフォトダイオードにより直接検波する光強度変調／直接検波方式(IM/DD: Intensity Modulation／Direct Detection)が検討されてきた[10]。IM/DD 方式は、光送受信機構成が簡単であり、低コストでシステムを構築できるという利点を有しており、映像信号の光ファイバ伝送システムなどにも広く利用されている。しかしながら、光リンクのノイズバジェットが十分確保できないため、長距離伝送や多くの無線基地局を光ファイバで接続し、無線信号の光ファイバ伝送を行う光バス、光リング型ファイバリンクでは光分岐ロスにより受信光電力が低下し、十分な無線信号の信号対雑音(CNR:Carrier to Noise Ratio)特性が確保できないという課題を有していた。

これに対して、光通信デバイスの飛躍的な技術進歩、低コスト化により光の波動性を積極的に情報伝送に利用するコヒーレント光伝送技術が検討されている[11]。コヒーレント光伝送技術は、ショット雑音限界での伝送特性が得られるため、IM/DD 方式に比べて大幅に受信感度が改善され、また高い周波数選択性を有するため、光周波数利用効率の高い大容量伝送が可能となる。しかし

## 第1章 序論

ながら、これまでの RoF 技術で検討されてきたコヒーレント光伝送技術は、光位相変調や光周波数変調などを用いたコヒーレント光伝送技術が主であり[12]、光変換時に多くの高調波成分が発生するため、電気/光変換効率が劣化するほか、光受信機に光周波数/位相同期回路などが必要となり光送受信機構成が複雑になるという課題を有していた。

以上の背景のもと、本論文の2章では、これまで RoF 技術で適用されてきた IM/DD 方式や従来のコヒーレント光伝送技術の課題を解決することを目的として、無線信号の変調方式、多重方式を保存したまま光信号に変換できる無線-光直接変換方式 (RF-Optic 直接変換方式) を提案している。まず、その原理を理論的に導出するとともに、RF-Optic 直接変換方式を用いたコヒーレント光伝送技術の光送受信機構成を提案した後、無線信号の光伝送後の受信 CNR、歪特性を理論的に導出し、数値計算により光リンク特性を明らかにしている。さらに、RF-Optic 直接変換方式を用いた光ファイバマイクロセル無線通信システムを提案し[13][14]、光ファイバマイクロセル無線通信システムに適用した場合の無線信号の誤り率特性について計算機シミュレーションにより明らかにしている。

本提案コヒーレント光伝送方式、また提案システムは、IM/DD 方式に比べて大幅に光リンクのノイズバジェットを改善することができる。また、従来の光位相変調や光周波数変調などの2次変調を用いたコヒーレント光伝送技術とは異なり、光ヘテロダイン検波後の中間周波数帯信号がそのまま無線信号となり、2次変調に対する復調を必要としないため、光受信機構成が簡素化されるほか、2次変調に伴う不要な高調波成分を抑圧することができ、電気/光変換効率の高い無線信号の光伝送を実現することが可能となる。

もう一つの重要な通信技術の融合として、通信と放送の融合がある。近年、通信と放送の連携サービスとして、多チャンネルの映像信号を光ファイバにより長距離伝送する技術[15]、及びサービスが注目されている[16]。このような多チャンネル映像信号光伝送技術は、RoF 技術同様、多チャンネルの様々な放送無線信号を統合してシームレスに光ファイバを用いて伝送する通信技術のシームレス融合技術といえる。また、通信メディアのデータコンテンツと放送メディアのコンテンツを統合して伝送するという観点では、図 1-2 に示すメディア融合を実現する重要な技術として考えることができる。

これまで多チャンネル映像信号光伝送技術は、RoF 技術と同様、光変復調技術に IM/DD 方式を用いてサブキャリア多重化(SCM: Sub-Carrier Multiplexing)された多チャンネル映像信号を伝送する技術が主流であったが[16]、IM/DD 方式の課題である低受信感度を解決し、PDS(Passive Double Star)を用いた加入者への分岐数や伝送距離を増大する FM(Frequency Modulation)一括変換技術が提案されている[17]。FM 一括変換技術は、SCM 多チャンネル映像信号を一括して数 GHz の帯域幅を有する FM 一括変調信号に変換して光ファイバ伝送する。これにより、FM 広帯域利得を得て、受信感度の大幅改善、光反射耐力の向上を図ることができ[18]、加入者の分岐数の増加、光反射率の高い低コストコネクタの使用が可能となり、システムコストを低減することができる。

このような特徴を有する FM 一括変換技術であるが、多チャンネル映像信号をこれまでに経験し

たことのない広帯域 FM 信号に一括変換して光ファイバ伝送するため、光送受信機において、受信 CNR 特性を劣化させる様々な新たな要因が考えられるほか、FM 変調特有の群遅延歪に起因して映像品質が劣化する課題が存在する。また本技術は広帯域 FM 信号を生成するため、レーザダイオードのチャープ特性と光ヘテロダイン検波技術を用いて FM 変調器を構成しており[17]、伝送後の映像信号において良好な雑音、歪特性を達成するためには、光ヘテロダイン検波部の設計が大変重要となる。

以上の背景のもと、本論文の 3 章では、FM 一括変換技術を用いた多チャンネル映像信号光伝送技術における FM 一括変換特有の雑音要因の明確化を行うと共に、FM 一括変換ならびに受信システムの設計手法を提案し、その有効性を実証する。まず、受信 CNR 特性の定式化、及び群遅延歪を考慮した歪特性の定式化を行うとともに、実験結果と比較検討することで、導出した理論式の有効性を明らかにしている。さらに導出した理論式を用いて所要映像品質を達成するための伝送パラメータ、システムパラメータ設計を行うとともに、設計したパラメータ値を実現し、映像信号の高品質化を実現するため、光ヘテロダイン検波部の位相雑音低減技術[19][20]、および伝送路の群遅延補償技術[21]、高リニアリティ光受信機[21][22]を導入した光送受信装置を開発し、多チャンネルアナログ/デジタル映像の光ファイバ伝送特性を実験で検証し、高品質伝送の実現性を明らかにしている。

本研究が取り組む 2 番目の融合技術は、通信システムのシームレス融合技術である。新たな通信サービスとして、無線通信ネットワークと固定通信ネットワークを融合し、新しいサービスをユーザに提供する FMC (Fixed Mobile Convergence)が注目されている[23]。例えば、一台の携帯端末を用いて、屋外ではセルラーネットワークに接続し、宅内では無線 LAN インターフェースや Bluetooth を最終アクセスラインとする FTTH や xDSL 高速ブロードバンドアクセスネットワークに接続するサービスが開始されている[24]。

このような異なる無線アクセス技術(RAT: Radio Access Technology)を利用した異なる通信ネットワーク間(Inter-RAT: Inter-Ratio Access Technology)でシームレス融合を実現するには、従来の各通信ネットワークにおけるデータリンク、ネットワーク層の拡張が必要であり、無線通信の世界標準化団体でも活発に議論、標準化が進められている。3GPP (3<sup>rd</sup> generation Partnership Project)で検討されているセルラーと WiMAX や無線 LAN とのインターワーク技術[25]、また IEEE802.21 では複数の無線アクセス技術を有するマルチモード端末と様々な無線アクセスインフラから構成されるアクセスネットワークにおける移動管理技術として標準化された Media Independent Handover 技術[26]がその代表例として挙げられる。

一方、最近、屋内のプライベートエリアでのカバレッジ確保のため、数十 m のカバレッジ (フェムトセル) をサポートするパーソナル基地局を各家庭やオフィスに設置し、すでに敷設された FTTH や xDSL などの高速ブロードバンドアクセス網を介してモバイルコアネットワークに接続するフェムトセル基地局の検討が進められており[27]、屋外パブリックエリア (無線通信ネットワーク) と屋内プライベートエリア(固定通信ネットワーク)間のシームレス融合を提供する新し

## 第1章 序論

い技術，サービスとして注目されている．この技術は，セルラーネットワークと無線 LAN や WiMAX のインターワーク技術が，Inter-RAT 間のシームレス融合技術とすると，同一 RAT(セルラー)を用いて，無線通信ネットワークと固定通信ネットワークをシームレスに接続する Intra-RAT シームレス融合技術といえる．

このような Inter-RAT, Intra-RAT の異なる通信ネットワーク間のシームレス融合技術においては，無線端末が新しい通信ネットワークに接続するときに必要な制御信号を低減し，ネットワーク負荷を抑える手法と，異なる通信ネットワーク間を移動する際の遅延時間を低減するシームレス移動制御は重要技術といえる．一方，ヘテロジニアスネットワーク環境下では，無線端末は新しく最適な通信ネットワークとのコネクションを確立するため，常に周辺の通信ネットワークのサーチを行っていることになり，無線端末の消費電力の増加が課題となる．従って，消費電力の低減技術と最適な通信ネットワークへのシームレス移動制御は，相反する技術といえる．

以上の背景のもと，本論文の4章では，異種無線通信ネットワークや固定通信ネットワーク間のシームレス融合技術として，セルラー／無線 LAN インターワーク技術，およびフェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術に着目し，シームレス融合を実現するシームレス移動制御技術，及びサービス普及に欠かせない無線端末のパワーセービング技術を提案する．

まず，セルラー／無線 LAN インターワーク技術に関しては，異種通信ネットワーク間のシームレス移動の際に必要な認証技術についてセルラー／無線 LAN 連携認証技術，さらにマルチインターフェース無線端末の低消費電力を実現するセルラー／無線 LAN 連携ページング技術を提案し[28]，その制御プロトコルを明らかにしている．

一方，フェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術に関しては，マクロセルにオーバーレイしているフェムトセルを効率的に検出し，端末の低消費電力を実現するフェムトセルサーチ技術とフェムトセルへのハンドオーバー制御技術を提案し[29]，その制御プロトコルを明らかにしている．

最後に，5章では，2, 3, 4章で明らかにした異種通信ネットワークにおけるシームレス融合技術を総括し，本研究で得られた成果をまとめ，結論としている．



## 第2章

# 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

### 2.1 序言

異種通信ネットワークにおける物理層のシームレス融合技術として、RoF(Radio on Fiber)技術でこれまで適用されてきた IM/DD(Intensity Modulation/Direct Detection)方式の課題であった光リンクのノイズバジェット不足を解決し、また、従来の光位相変調や光周波数変調などを用いたコヒーレント光伝送技術の課題であった複雑な光送受信機構成を簡素化し、かつ変調時の不要な高調波成分を抑圧することができる無線-光直接変換方式 (RF-Optic 直接変換方式) を提案し、その原理を理論的に導出する。さらに RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術、及び光ファイバマイクロセル無線通信システムを提案し、光送受信機構成を明らかにするとともに、無線信号の光伝送後の受信 CNR、歪特性、および無線信号の誤り率特性を導出し、理論計算と計算機シミュレーションを用いて無線信号の光ファイバ伝送特性を明らかにする。

### 2.2 無線-光(RF-Optic)直接変換方式の原理

RF-Optic直接変換器の構成を図2-1に示す。ここでは、原理を示すためにバルク型の変調器構成を示したが、実現の容易性を確保するため、直列構造にすることも可能である。すなわち、図2-2に示すように、平面形状の変調器でx方向に変調を加えた後、偏波面を90度回転し、もう一つの平面形状変調器でx方向（偏波面回転しているのでy方向に相当する）に変調を加えることで同等の効果を得ることができる。LiNbO<sub>3</sub>、LiTaO<sub>3</sub>などの電気光学結晶のx, y, z軸方向にそれぞれ、 $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ なる駆動電界を加えると、屈折率楕円体の方程式は次式で与えられる。(付録A)

$$\left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_y + r_{13}E_z\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22}E_y + r_{13}E_z\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z\right)z^2 + 2r_{51}E_y yz + 2r_{51}E_x zx - 2r_{22}E_x xy = 1 \quad (2.1)$$

但し、 $r_{ij}$ は電気光学定数、 $n_o$ ,  $n_e$ はそれぞれ、常光線、異常光線の屈折率である。入射する光波が結

第2章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

晶中を  $z$  軸方向に伝搬しているとき、駆動電界を  $x, y$  方向に印加すると、屈折率楕円体の方程式は

$$\left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_y\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22}E_y\right)y^2 - 2r_{22}E_xxy = 1 \tag{2.2}$$

となる。

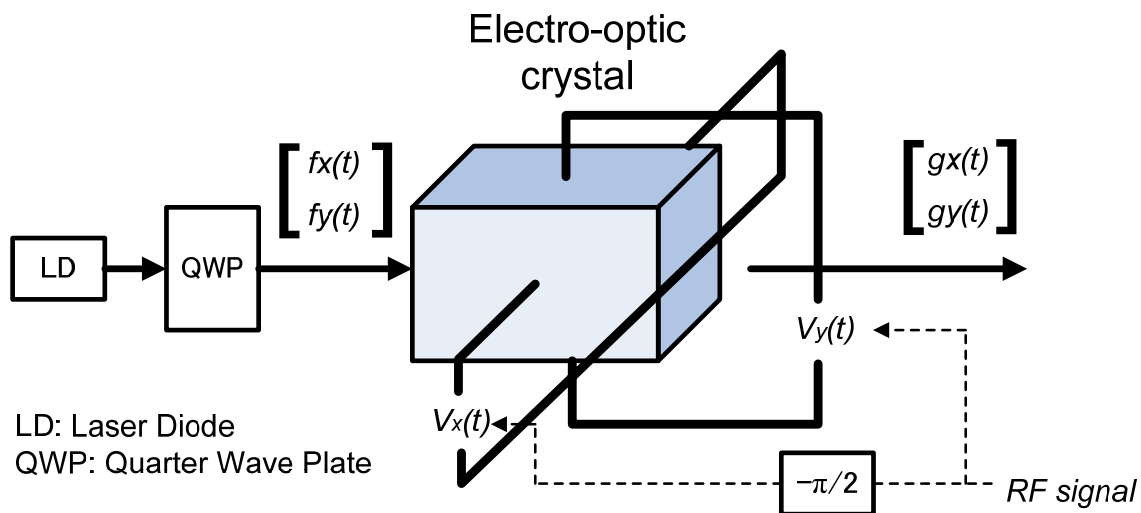


図 2-1 : RF-Optic 直接変換器(ROC: RF to Optic direct Converter)構成

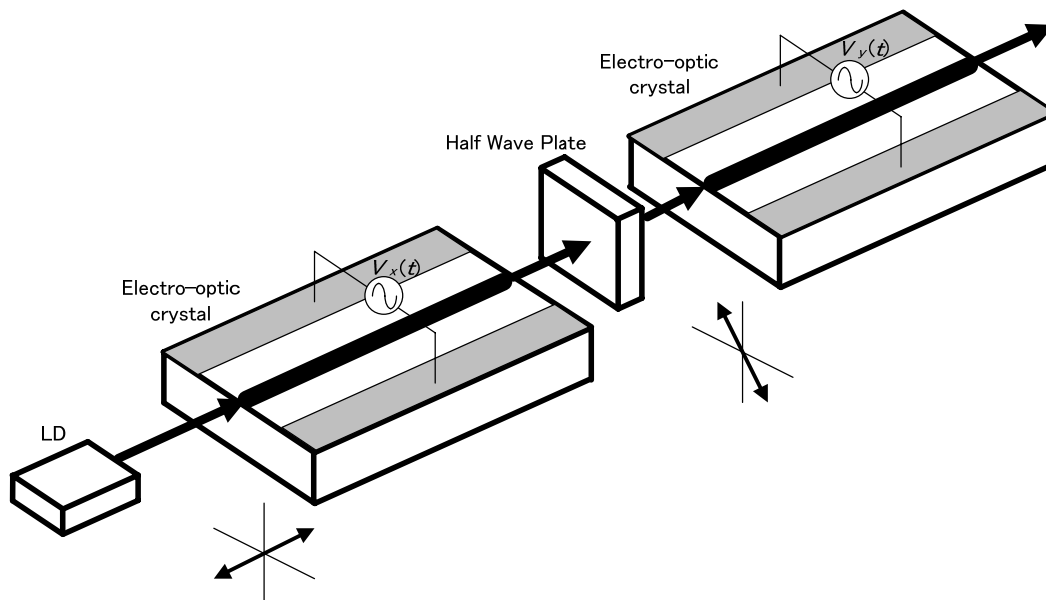


図 2-2 : 平面型位相変調器の直列構造による RF-Optic 直接変換器の構成

これを  $(x, y)$  直交座標系に関して、次式に示す位相回転した新しい直交座標系  $(X, Y)$  を考えると、

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{E_x}{E_y} \tag{2.3}$$

屈折率楕円体は次式となる.

$$\frac{X^2}{n_x^2} + \frac{Y^2}{n_y^2} = 1 \quad (2.4)$$

但し,  $n_x, n_y$  はそれぞれ, 次式で与えられる  $X, Y$  軸方向の屈折率を表す.

$$n_x = \left( \frac{1}{n_o^2} - r_{22} \sqrt{E_x^2 + E_y^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.5)$$

$$n_y = \left( \frac{1}{n_o^2} + r_{22} \sqrt{E_x^2 + E_y^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.6)$$

ここで, 電気光学効果による屈折率変化は, 実際には 1 より十分小さく, 式(2.5), (2.6)は次式のように近似される.

$$n_x \cong n_o \left( 1 + \frac{1}{2} n_o^2 r_{22} \sqrt{E_x^2 + E_y^2} \right) \quad (2.7)$$

$$n_y \cong n_o \left( 1 - \frac{1}{2} n_o^2 r_{22} \sqrt{E_x^2 + E_y^2} \right) \quad (2.8)$$

従って, 結晶中を  $z$  軸方向に伝搬する光波の  $X, Y$  軸方向の偏光成分が受ける位相シフト量はそれぞれ, 次式で表すことができる.

$$\phi_x = \frac{2\pi l}{\lambda} n_x \quad (2.9)$$

$$\phi_y = \frac{2\pi l}{\lambda} n_y \quad (2.10)$$

但し,  $l, \lambda$  はそれぞれ  $z$  軸方向の結晶長と光の波長である.

以上の結晶中の電気光学効果は, 次式に示す  $x, y$  偏光軸に関する偏光マトリックスで表現でき, 次式で与えられる[29].

$$\begin{bmatrix} g_x(t) \\ g_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\phi_x} & 0 \\ 0 & e^{-j\phi_y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

但し,  $f_x(t), f_y(t)$  はそれぞれ,  $x, y$  偏光軸に展開した入射光電界成分,  $g_x(t), g_y(t)$  は出射光電界成分である.

結晶への入力光は  $x$  偏光軸に関して  $45^\circ$  傾いた直線偏光のレーザー光を図 2-1 に示すように  $1/4$  波長板(QWP: Quarter Wave Plate)で, 次式の右回り円偏光に変換してから結晶に入射させる.

$$\begin{bmatrix} f_x(t) \\ f_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P} e^{j\{2\pi f_o t + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} -j \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

## 第2章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

但し,  $f_o$ ,  $P$ ,  $\Phi_s(t)$ はそれぞれ, 光搬送波周波数, 光強度, 光源が有する位相雑音である. このとき, 出射光電界ベクトルは, 式(2.11)より次式となる.

$$\begin{bmatrix} g_x(t) \\ g_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P} \frac{e^{-j\phi_x} + e^{-j\phi_y}}{2} e^{j\{2\pi f_o t + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} -j \\ 1 \end{bmatrix} - \sqrt{P} \frac{e^{-j\phi_x} - e^{-j\phi_y}}{2} e^{j\{2\pi f_o t + 2\theta + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} +j \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

次に,  $x$ ,  $y$  軸方向の印加電圧を式(2.14), (2.15)に示す互いに直交する無線信号とすると,

$$V_x(t) = V(t) \sin\{2\pi f_{RF} t + \psi(t)\} \quad (2.14)$$

$$V_y(t) = V(t) \cos\{2\pi f_{RF} t + \psi(t)\} \quad (2.15)$$

式(2.3), (2.7)-(2.10)に示した各パラメータは次式のようになる.

$$\theta = \pi f_{RF} t + \frac{\psi(t)}{2} \quad (2.16)$$

$$n_x = n_o \left( 1 + \frac{1}{2} n_o^2 r_{22} \frac{V(t)}{2} \right) \quad (2.17)$$

$$n_y = n_o \left( 1 - \frac{1}{2} n_o^2 r_{22} \frac{V(t)}{d} \right) \quad (2.18)$$

$$\phi_x = \phi_0 - \pi \frac{V(t)}{V_\pi} \quad (2.19)$$

$$\phi_y = \phi_0 + \pi \frac{V(t)}{V_\pi} \quad (2.20)$$

但し,  $d$  は  $x$ ,  $y$  軸方向の結晶長,  $\phi_0$ ,  $V_\pi$  は次式で与えられる.

$$\phi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} n_o l \quad (2.21)$$

$$V_\pi = \frac{\lambda d}{n_o^3 r_{22} l} \quad (2.22)$$

このとき, 式(2.13)の出射光電界ベクトルは次式のようになる.

$$\begin{bmatrix} g_x(t) \\ g_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P} \cos\left(\pi \frac{V(t)}{V_\pi}\right) e^{j\{2\pi f_o t - \phi_0 + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} -j \\ 1 \end{bmatrix} - \sqrt{P} \sin\left(\pi \frac{V(t)}{V_\pi}\right) e^{j\{2\pi(f_o + f_{RF})t + \psi(t) - \phi_0 + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} +j \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

ここで, 式(2.23)の第二項に注目してみると, 位相項に印加される無線信号と同じ位相成分  $\psi(t)$  と包絡線についても正弦関数の非線形性が存在するものの印加される無線信号の振幅成分  $V(t)$  が含まれている. すなわち, 本変換方式によって, 入力信号 (印加電圧) である無線信号の位相, 振幅の変調形式を保存した光変調信号を出力することができる.

以上の RF-Optic 直接変換方式の特徴を以下に整理する.

- 印加される無線信号と同じ変調形式、変調情報を含む光変調信号を生成できる。また、生成された光変調信号は光ヘテロダイン検波を行い、局発光(LO: Local Oscillator)の光周波数を制御することで、所望の周波数の無線信号を再生することができ、入力無線信号をその変調方式を保存したコヒーレント光伝送を行うことができる。
- 入力信号として無線周波数帯で周波数多重化された多チャネル無線信号を入力した場合、周波数多重間隔が保存された光周波数多重信号(Optical FDM: Optical Frequency Division Multiplexing)に変換され、容易に高密度 Optical FDM 信号が生成でき、周波数利用効率の高い大容量光伝送が可能となる。

## 2.3 RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

本節では、RF-Optic 直接変換方式を用いた無線周波数帯(RF: Radio Frequency)信号のコヒーレント光伝送技術について、光送受信機構成を明らかにするとともに、光伝送後の無線信号の CNR 特性、歪特性の定式化を行い、理論計算により本技術による無線信号の光伝送特性を明らかにする。

### 2.3.1 光送受信機構成

図 2-3 に RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術の光送受信機構成を示す。RF-Optic 直接変換器(ROC: RF to Optic direct Converter)に周波数  $f_{RF}$  から周波数間隔  $\Delta f$  で周波数多重化された RF 信号  $v(t)$  :

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos\{2\pi(f_{RF} + k\Delta f)t + \psi_k(t)\} \quad (2.24)$$

を入力する。但し、 $A_k$  と  $\psi_k(t)$  はそれぞれ、 $k$  番目のチャネルの信号の振幅と位相である。

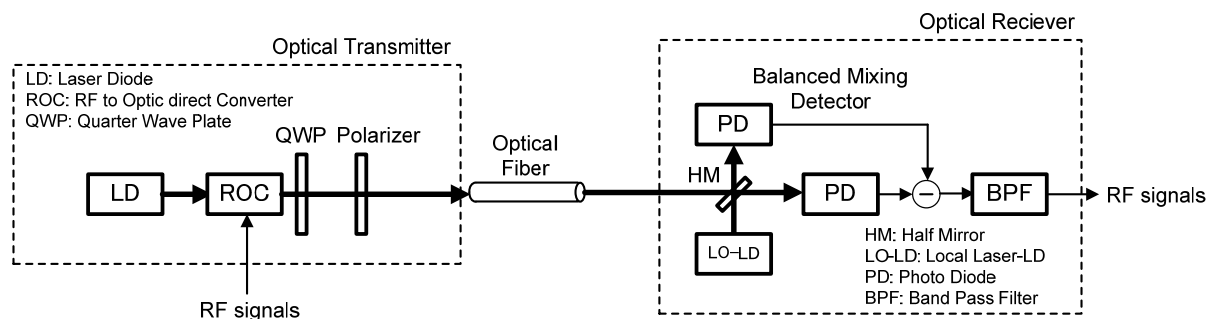


図 2-3 : RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術の光送受信機構成

## 第2章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

式(2.24)に示す RF 信号を ROC への入力信号とした場合, QWP(Quarter Wave Plate)を用いて直線偏光化された出力光を偏光子(Polarizer)によって, 不要な無変調光成分(式(2.23)の第一項)を除去した送信信号光は式(2.23)の第二項より, 一定位相  $\Phi_0$  を無視すると次式で表すことができる.

$$g_s(t) = \sqrt{2P} \sin\left(\pi \frac{V(t)}{V_\pi}\right) e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF})t+\psi(t)+\phi_s(t)\}} \quad (2.25)$$

但し,  $V(t)$ ,  $\psi(t)$ は次式で表すことができる.

$$V(t) = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)} \quad (2.26)$$

$$\psi(t) = \text{Tan}^{-1} \frac{B(t)}{A(t)} \quad (2.27)$$

$$A(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cos\{2\pi k\Delta f t + \psi_k(t)\} \quad (2.28)$$

$$B(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \sin\{2\pi k\Delta f t + \psi_k(t)\} \quad (2.29)$$

式(2.25)から分かるように出力変調信号光は, 入力 RF 信号と同一の変調位相成分  $\psi_k(t)$  と歪みを含んだ振幅成分  $\sin(\pi V(t)/V_\pi)$  を有する信号である. ここで, 振幅部の正弦特性を入力する RF 信号の振幅の平均値  $\alpha$

$$\alpha = \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{A_k^2}{2}} \quad (2.30)$$

の近傍で Taylor 展開すると, 式(2.25)は式(2.31)のように展開される.

$$g_s(t) = \sqrt{2P} \left[ a_0 + a_1 \frac{\pi}{V_\pi} V(t) + a_2 \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} V(t) \right\}^2 + a_3 \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} V(t) \right\}^3 \right] e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF})t+\psi(t)+\phi_s(t)\}} \quad (2.31)$$

$$a_0 = \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) - \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) - \frac{1}{2} \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \right\}^2 \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) + \frac{1}{6} \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \right\}^3 \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) \quad (2.32)$$

$$a_1 = \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) + \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) - \frac{1}{2} \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \right\}^2 \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) \quad (2.33)$$

$$a_2 = -\frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) + \frac{1}{2} \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) \quad (2.34)$$

$$a_3 = -\frac{1}{6} \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) \quad (2.35)$$

一次成分は入力 RF 信号が変換された OFDM (Optical Frequency Division Multiplexing)信号であり、高次成分は相互変調歪(IMD: Inter Modulation Distortion)成分である。

入力される周波数多重化された RF 信号の振幅をすべて等しく  $A$  とすると、OFDM 信号の  $k$  番チャンネルの信号光は次式で与えられる。

$$g_{S-k}(t) = \sqrt{2P} \{a_1 m + a_3 (2N-1)m^3\} e^{j\{2\pi(f_0 + f_{RF} + k\Delta f)t + \psi_k(t) + \phi_S(t)\}} \quad (2.36)$$

但し、 $m$  は  $\pi A/V_\pi$  であり、以下 RF-Optic 直接変換指数(RF to Optic Conversion Index)と呼ぶ。

一方、IMD 成分のうち歪電力が大きい 2 次の IMD(IM2), 3 次の IMD(IM3)は、 $k$  番目のチャンネルの信号帯域に落ち込む成分に注目すると、次式で与えられる(付録 B)。

$$g_{IM2-k}(t) = \sum_{h=0}^{N-2} \sum_{i=h+k} \sqrt{2P} a_2 m^2 e^{j\{2\pi(f_0 + f_{RF} - (h-i)\Delta f)t - \psi_h(t) + \psi_i(t) + \psi(t) + \phi_S(t)\}} \quad (2.37)$$

$$g_{IM3-k}(t) = \sum_{h=0}^{N-1} \sum_{i=0, i \neq h}^{N-2} \sum_{h \pm i \mp l = k} \sqrt{2P} a_3 m^3 e^{j\{2\pi(f_0 + f_{RF} + (h \pm i \mp l)\Delta f)t + \psi_h(t) \pm \psi_i(t) \mp \psi_l(t) + \phi_S(t)\}} \quad (2.38)$$

さて、コヒーレント光伝送技術では、光源となる半導体レーザの位相雑音により、コヒーレント検波後の信号受信特性が劣化する。そこで、位相雑音除去技術を適用した光送受信機構成について以下に検討する。

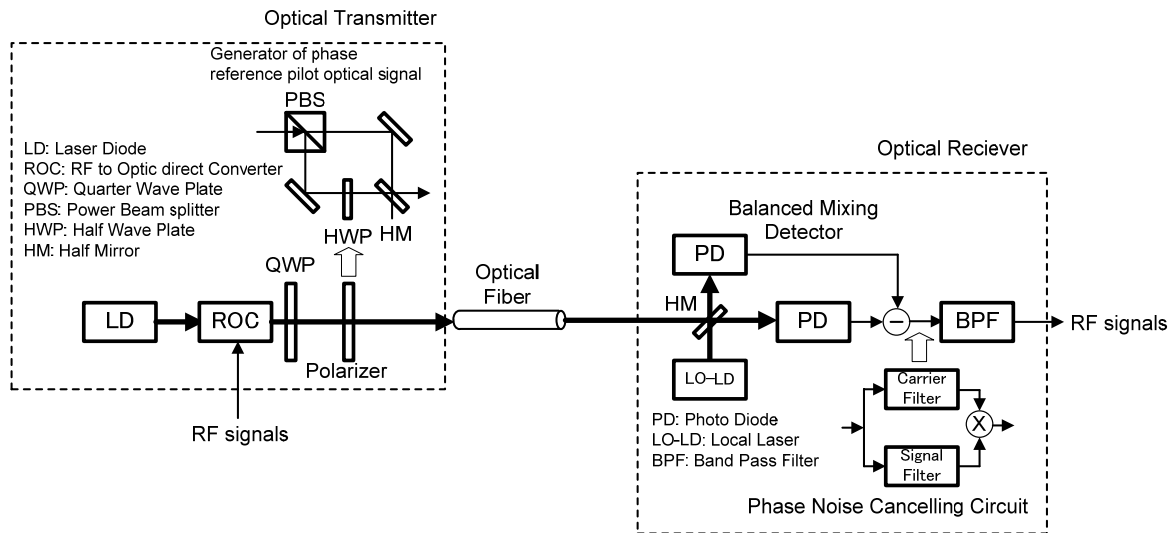


図 2-4 : 位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用した光送受信機構成

図 2-4 に位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用した光送受信機構成を示す。直接変換器出力に現れる無変調光成分(式(2.23)の第一項)をその偏光面を PBS(Power Beam Splitter), HWP(Half Wave Plate), HM(Half Mirror)を用いて信号光(式(2.23)の第二項)と合わせた後、位相基準

## 第2章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

パイロット光として伝送する。位相基準パイロット光信号は次式で与えられる。

$$g_c(t) = \sqrt{2P} \{a_{0-c} + a_{2-c} Nm^2\} e^{j\{2\pi f_0 t + \phi_s(t)\}} \quad (2.39)$$

$$a_{0-c} = \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) + \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) - \frac{1}{2} \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \right\}^2 \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) - \frac{1}{6} \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \right\}^3 \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) \quad (2.40)$$

$$a_{2-c} = -\frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) - \frac{1}{2} \frac{\pi}{V_\pi} \alpha \sin\left(\frac{\pi}{V_\pi} \alpha\right) \quad (2.41)$$

光ファイバで伝送された式(2.31)の信号光と式(2.39)の位相基準パイロット光を光ヘテロダイン検波後、図 2-3 に示す帯域フィルタを用いて、位相基準パイロット信号と RF 信号を分離し、互いに乗積することで位相雑音を差動的に除去することができる。

### 2.3.2 受信 CNR と CIR の定式化

光伝送に伴う雑音要因と 2.3.1 節で導出した相互変調歪(IMD)成分を考慮して光ヘテロダイン検波後の IF 帯、すなわち RF 帯における CNR と CIR (Carrier to Interference distortion Ratio) の定式化を行う。式(2.36)で与えられる  $k$  番目のチャネルの変調信号光の光ヘテロダイン検波後の信号電力は次式で与えられる。

$$P_{SC} = 2r^2 P_S P_L \{a_1 m + a_3 (2N-1)m^3\}^2 \quad (2.42)$$

但し、 $P_S$ ,  $P_L$ ,  $r$  はそれぞれ、受信光電力、LO 光電力、光受信機の光電気変換効率である。

光ヘテロダイン検波による光電気変換後の雑音要因として LO 光ショット雑音、受信回路系熱雑音を考慮すると、それぞれ次式で与えられる。

$$\sigma_{sh}^2 = 2erP_L B \quad (2.43)$$

$$\sigma_{th}^2 = \frac{8kT}{R_L} B \quad (2.44)$$

但し、 $B$ ,  $e$ ,  $k$ ,  $T$ ,  $R_L$  はそれぞれ信号帯域幅、電子電荷、ボルツマン定数、等価雑音温度、及び等価雑音抵抗である。

以上から CNR は次式で与えられる。

$$CNR = \frac{P_{SC}}{\sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2} = \frac{r^2 P_S P_L \{a_1 m + a_3 (2N-1)m^3\}^2}{\left( erP_L + \frac{4kT}{R_L} \right) B} \quad (2.45)$$

次に、歪電力は式(2.37), (2.38)から  $k$  番目のチャネルに落ち込む IM2, IM3 の電力は次式で与



えられる。

$$\sigma^2_{IM2} = 2r^2 P_S P_L K_2 a_2^2 m^4 \quad (2.46)$$

$$\sigma^2_{IM3} = 2r^2 P_S P_L K_3 a_3^2 m^6 \quad (2.47)$$

但し、 $K_2$ 、 $K_3$ はそれぞれ IM2、IM3 のコンポジット数である。

以上から CIR は次式で与えられる。

$$CIR = \frac{P_{SC}}{\sigma^2_{IM2} + \sigma^2_{IM3}} = \frac{\{a_1 m + a_3 (2N - 1)m^3\}^2}{K_2 a_2^2 m^4 + K_3 a_3^2 m^6} \quad (2.48)$$

一方、位相基準パイロット光を用いた位相雑音除去技術を適用した場合、式(2.36)、(2.37)、(2.38)に示す変調信号光成分、IM2 成分、IM3 成分から光ヘテロダイン検波により得られる変調信号と式(2.39)の位相基準パイロット光から光ヘテロダイン検波により得られるパイロット信号を乗積すると、信号成分、IM2 成分、IM3 成分はそれぞれ次式で与えられる。

$$I_{SC-k} = 2r^2 P_S P_L \{a_1 m + a_3 (2N - 1)m^3\} \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\} \cos\{2\pi(f_{RF} + k\Delta f)t + \psi_k(t)\} \quad (2.49)$$

$$I_{IM2}(t) = \sum_{h=0}^{N-2} \sum_{i=h+k}^{N-2} 2r^2 P_S P_L a_2 m^2 \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\} \cos\{2\pi[f_{RF} - (h-i)\Delta f]t - \psi_h(t) + \psi_i(t)\} \quad (2.50)$$

$$I_{IM3}(t) = \sum_{h=0}^{N-1} \sum_{i \neq h}^{N-2} \sum_{h \pm i \mp l = k} 2r^2 P_S P_L a_3 m^3 \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\} \cdot \cos\{2\pi[f_{RF} + (h \pm i \mp l)\Delta f]t\} + (\psi_h(t) \pm \psi_i(t) \mp \psi_l(t)) \quad (2.51)$$

よって、 $k$  番目のチャンネルの無線信号の電力とそのチャンネルに落ち込む IM2、IM3 の電力はそれぞれ次式で与えられる。

$$P_{SC-PNC} = 2r^4 P_S^2 P_L^2 \{a_1 m + a_3 (2N - 1)m^3\}^2 \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\}^2 \quad (2.52)$$

$$\sigma^2_{IM2-PNC} = 2r^4 P_S^2 P_L^2 K_2 a_2^2 m^4 \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\}^2 \quad (2.53)$$

$$\sigma^2_{IM3-PNC} = 2r^4 P_S^2 P_L^2 K_3 a_3^2 m^6 \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\}^2 \quad (2.54)$$

また、雑音成分は、位相基準パイロット信号と帯域フィルタを通過する雑音成分の乗積雑音、変調信号と帯域フィルタを通過する雑音成分の乗積雑音、IM2 成分と帯域フィルタを通過する雑音成分の乗積雑音、IM3 成分と帯域フィルタを通過する雑音成分の乗積雑音、及び帯域フィルタを通過する雑音成分の乗積雑音からなり、それぞれ次式で与えられる。

## 第2章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

$$\sigma^2_{C-n_s} = 2r^2 P_S P_L \{a_{0-c} + a_{2-c} N m^2\}^2 n_o B \quad (2.55)$$

$$\sigma^2_{S-n_c} = 2r^2 P_S P_L \{a_1 m + a_3 (2N-1) m^3\}^2 n_o B \quad (2.56)$$

$$\sigma^2_{IM2-n_c} = 2r^2 P_S P_L K_2 a_2^2 m^4 n_o B \quad (2.57)$$

$$\sigma^2_{IM3-n_c} = 2r^2 P_S P_L K_3 a_3^2 m^6 n_o B \quad (2.58)$$

$$\sigma^2_{n_c-n_s} = n_o^2 B_C B \quad (2.59)$$

但し、 $n_o$ は光検波後の雑音電流の電力密度スペクトルであり、次式で与えられる。

$$n_o = erP_L + \frac{4kT}{R_L} \quad (2.60)$$

また、 $B_c$ は光受信機に適用される位相雑音除去回路の帯域フィルタの帯域幅であり、位相雑音によるスペクトル広がりを考慮して

$$B_C = 6(\Delta\nu_S + \Delta\nu_L) \quad (2.61)$$

としている[30]。ここで $\Delta\nu_S$ 、 $\Delta\nu_L$ はそれぞれ、信号光、ローカル光の半値スペクトル線幅である。

以上より、位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を用いた場合のCNR、CIRはそれぞれ、次式で与えられる。

$$CNR_{PNC} = \frac{P_{SC-PNC}}{\sigma^2_{C-n_s} + \sigma^2_{S-n_c} + \sigma^2_{IM2-n_c} + \sigma^2_{IM3-n_c} + \sigma^2_{n_s-n_c}} \quad (2.62)$$

$$CIR_{PNC} = \frac{P_{SC-PNC}}{\sigma^2_{IM2-PNC} + \sigma^2_{IM3-PNC}} \quad (2.63)$$

### 2.3.3 数値計算による無線信号の光伝送特性評価

2.3.2節で導出した受信CNRとCIRの数値計算を行い、RF-Optic直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術の特性評価を行う。比較対象として光位相変調ヘテロダイン検波方式(以下、PM: Phase Modulation方式)[32]、IM/DD方式[10]を取り上げる。数値計算に用いるパラメータ諸元を表2-1に示す。

表 2-1 : 数値計算に用いたパラメータ諸元

パラメータ	値
フォトダイオード光電気変換効率: $r$	0.65 mA/mW
光波長: $\lambda$	1.55 $\mu\text{m}$
ローカル光電力: $P_L$	10.0 dBm
光相対強度雑音電力密度スペクトル: $RIN$	-150.0 dB/Hz
等価雑音抵抗: $R_L$	100 $\Omega$
送信 LD, ローカル LD スペクトル線幅: $\Delta\nu$	10 MHz

### 2.3.3.1 シングルキャリア伝送特性

無線信号 1 キャリアをコヒーレント光伝送した場合の受信 CNR 特性について明らかにする. この場合, RF-Optic 変換によって IMD は発生しない. 図 2-5 に提案方式, PM 方式, IM/DD 方式について, 受信光電力  $P_S$  と CNR の関係を示す. 但し, 各方式に対して, 受信 CNR 特性が最大となるように提案方式では RF-Optic 変換係数  $m$  を 1, PM 方式では光位相変調指数  $\beta$  を 1.8, IM/DD 方式では光強度変調指数  $m_o$  を 1 とし, 信号雑音帯域幅  $B$  は 150 [MHz]としている. 同図より提案方式は IM/DD 方式に比べて受信 CNR が大幅に改善でき, また PM 方式に対しても約 4.7 [dB]の改善が得られているが分かる. これは提案方式では PM 方式に比べて不要な高調波成分が抑えられ, 電気/光変換効率に優れたコヒーレント光伝送技術であるためである.

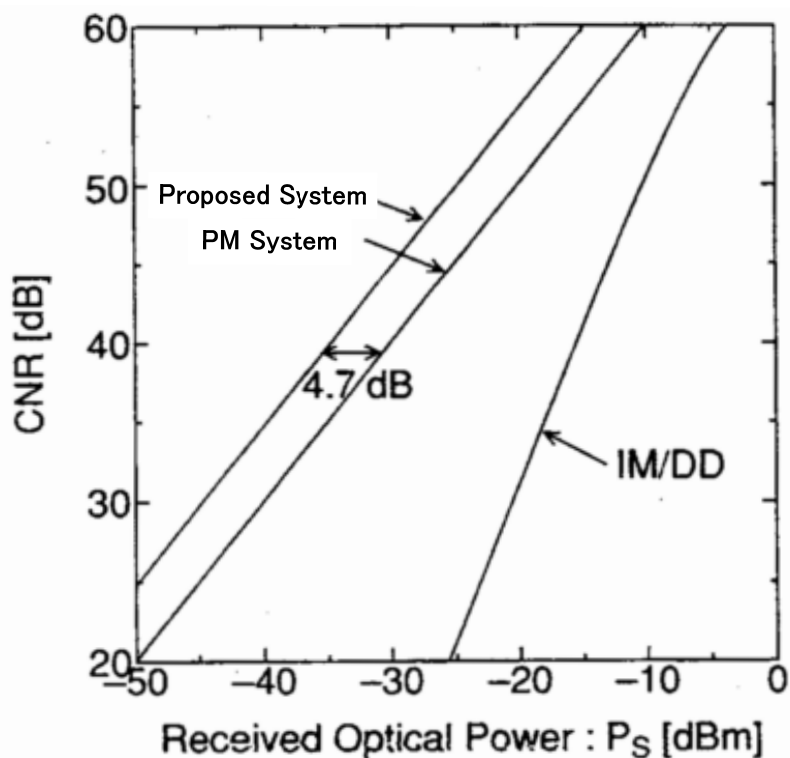


図 2-5 : シングルキャリア伝送における受信信号光電力と無線信号の CNR の関係

2.3.3.2 マルチキャリア伝送特性

図 2-6 に、周波数多重化された無線信号数が 20 キャリアの場合、提案方式、PM 方式における変換指数と CNR, CIR の関係について、最も CIR が劣化する中央チャンネルについて示す。但し、受信信号光電力  $P_S$  は -30 [dBm]、信号帯域幅  $B$  は 30 [MHz] としている。同図から、変換指数が小さい領域では、雑音が支配的となるのに対して、変調指数が大きくなると IMD の影響が大きいため、変換指数には最適値が存在することが分かる。また、提案方式と PM 方式の比較では、CIR は同程度であるが、CNR は提案技術が電気/光変換効率に優れるため、PM 方式に比べて約 6 [dB] 改善することができ、最適変換指数における最大値においても約 4 [dB] の CNR 改善が得られている。

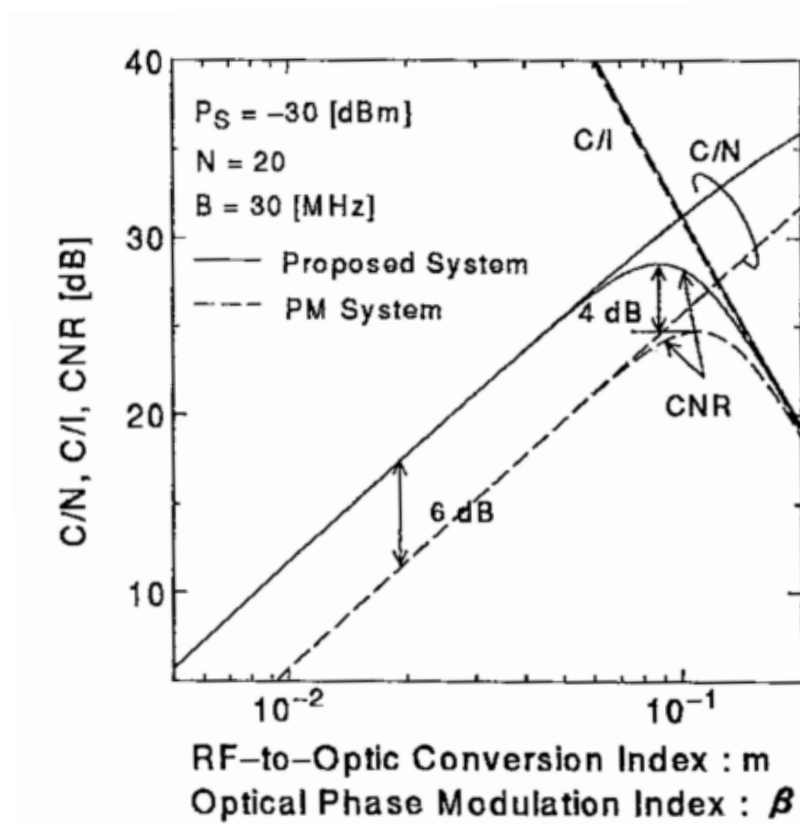


図 2-6 : マルチキャリア伝送における変換係数と CNR, CIR の関係

図 2-7 に周波数多重化された無線信号のキャリア数  $N$  が 20, 60 の場合について、提案方式と PM 方式の受信信号光電力  $P_S$  と無線信号の受信 CNR の関係について示す。但し、受信 CNR が最大になるように、提案方式では RF-Optic 変換指数  $m$  を、PM 方式では光位相変調指数  $\beta$  を最適値に設定している。同図から、提案方式ではシングルキャリア伝送の場合と同様に、PM 方式に比べて約 4 [dB] の受信 CNR の改善が得られることが分かる。

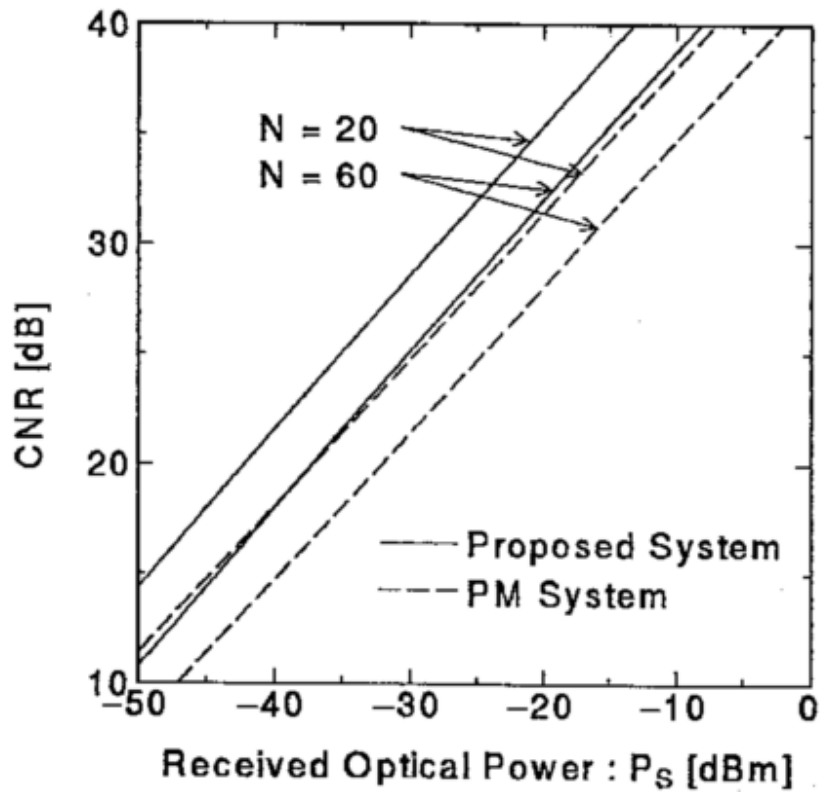


図 2-7：マルチキャリア伝送における受信信号光電力と無線信号の CNR の関係

図 2-8 に無線信号のチャンネル数  $N$  と受信感度の関係について、無線信号が FM 映像信号と 2 値 FSK(Frequency Shift Keying)信号の場合について示す。但し、FM 映像信号の所要 CNR は 16.5 [dB]、FSK 信号の所要 CNR は 16 [dB]としている[33]。同図から、提案方式は PM 方式に比べて受信感度が大幅に改善され、1 チャンネルの場合は 4.7[dB]、10 チャンネル以上では約 5 [dB]となっている。

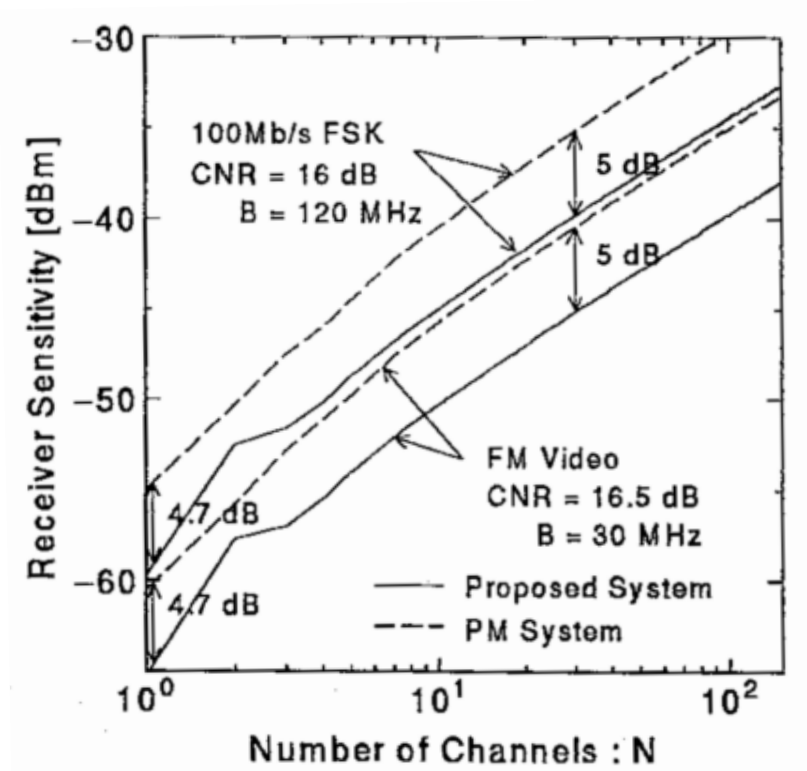


図 2-8 : 無線信号チャンネル数と受信感度の関係

最後に、位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用した場合の伝送特性について評価を行う。図 2-9 に無線信号のチャンネル数  $N$  と受信感度の関係を示す。但し、比較対象の PM 方式は、提案方式同様、無変調キャリア成分による位相雑音除去技術[32]を適用している。同図と図 2-7 を比較して分かるように、位相雑音を考慮していない場合に比べると両方式とも特性劣化が見られるが、提案方式の PM 方式に対する優位性は変わらず、受信感度は約 3 [dB]改善される。

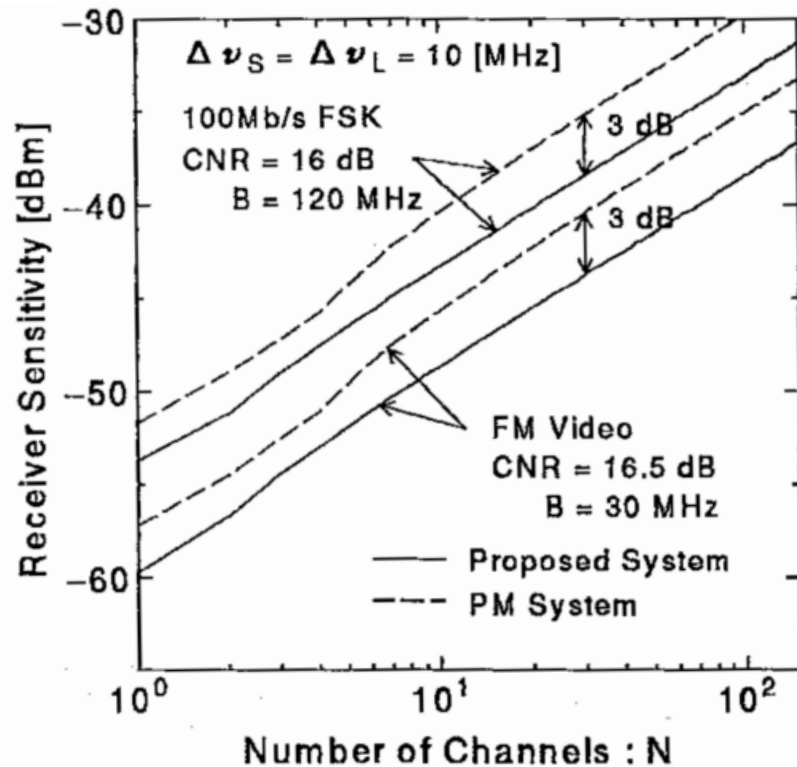


図 2-9：位相雑音除去技術を適用した場合の無線信号チャンネル数と受信感度の関係

以上の数値計算による評価結果をまとめると、RF-Optic 直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送方式は、従来方式に対して以下の改善効果を有する。

- RoF 技術でこれまで用いられてきた IM/DD 方式に比べて、CNR 特性が大幅に改善され、従来のコヒーレント光伝送技術である PM 方式に対しても約 3～5 [dB] の CNR の改善が得られる。
- 位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用することで、再生された無線信号から光源の位相雑音に起因した位相揺らぎを除去することができ、PM 方式に対する優位性も位相雑音除去技術を適用しない場合と同様に得られる。

### 2.3.4 偏波ダイバーシチ光受信機

光の位相や周波数を情報伝送に積極的に用いるコヒーレント光伝送では、光源の位相雑音に加えて、受信信号光とローカル信号光の偏波状態の不整合により、受信特性が劣化する。これまで偏波制御機構としては、偏波状態制御装置、偏波ダイバーシチ方式などが検討されてきた。後者の方式は、IF(Inter Frequency)帯の電気回路で行われるため、前者の方式に比べて応答速度が速いという特徴と有しており、本研究では以下、偏波ダイバーシチ方式による偏波制御について検討を加える。

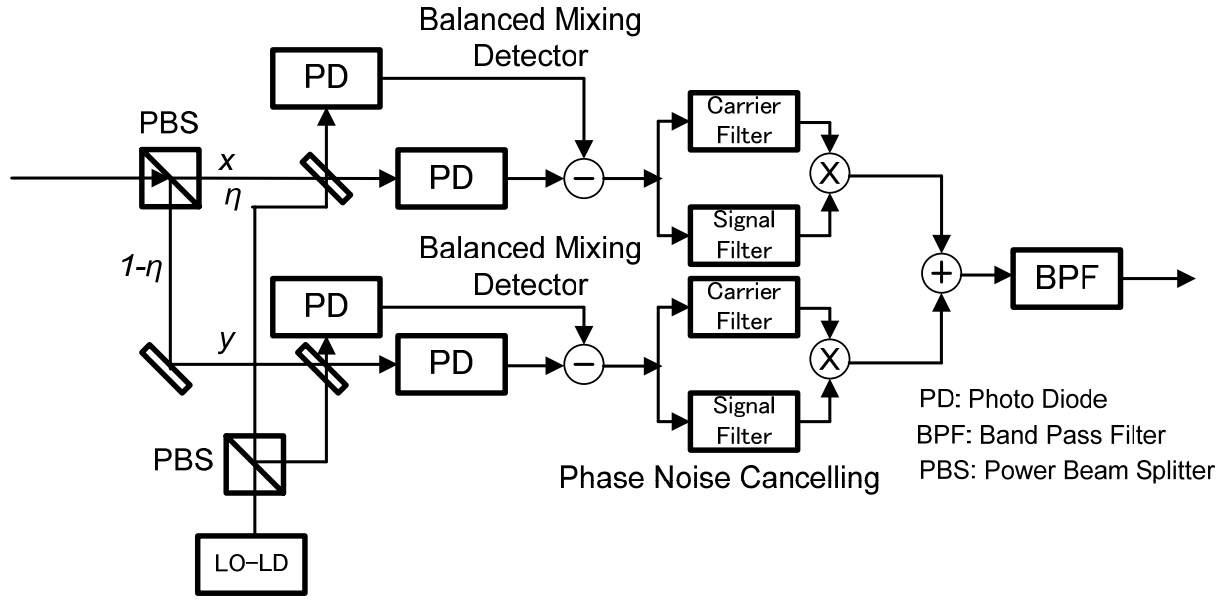


図 2-10 : 位相雑音除去機能を有する偏波ダイバーシチ光受信機

図 2-10 に位相基準パイロット光を用いた位相雑音除去回路に偏波制御機構として偏波ダイバーシチ受信回路を組み合わせた光受信機構成を示す. 受信された信号光と位相基準パイロット光は, それぞれ PBS により強度比が  $\eta : 1-\eta$  の 2 つの直交偏波成分に分割される. これらは, それぞれに対して偏波状態の等しいローカル信号光を用いてヘテロダイン検波され, IF 帯信号が生成される. IF 帯信号の  $x, y$  偏波成分はそれぞれ, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
 I_{IF_x}(t) = & r\sqrt{2P_S P_L \eta} \sin(\alpha V(t)) \cos\{2\pi(f_{IF} + f_{RF})t + \psi(t) + \theta_x(t) + \Delta\phi(t)\} \\
 & + r\sqrt{2P_S P_L \eta} \cos(\alpha V(t)) \cos\{2\pi f_{IF} t + \theta_x(t) + \Delta\phi(t)\}
 \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned}
 I_{IF_y}(t) = & r\sqrt{2P_S P_L (1-\eta)} \sin(\alpha V(t)) \cos\{2\pi(f_{IF} + f_{RF})t + \psi(t) + \theta_y(t) + \Delta\phi(t)\} \\
 & + r\sqrt{2P_S P_L (1-\eta)} \cos(\alpha V(t)) \cos\{2\pi f_{IF} t + \theta_y(t) + \Delta\phi(t)\}
 \end{aligned} \quad (2.65)$$

但し,  $\Delta\phi(t)$  は信号光とローカル光の位相雑音差であり,  $\theta_x(t), \theta_y(t)$  はそれぞれ伝送中に生じる偏波揺らぎによる信号の  $x, y$  偏波成分位相揺らぎである. 式(2.64), (2.65) の IF 帯信号から, 帯域フィルタにより無線信号成分と搬送波成分を分離し, 互いに乗積することで, 位相雑音を差動的に除去すると同時に, 偏波揺らぎによる位相揺らぎ成分も差動的に除去することができる. このとき, 再生された無線信号は次式で与えられる.

$$I_k(t) = r^2 P_S P_L \{a_1 m + a_3 (2N - 1)\} \{a_0' + a_2' N m^2\} \cos\{2\pi(f_{RF} + k\Delta f)t + \psi_k(t)\} \quad (2.66)$$

偏波ダイバーシチ方式は, 光受信機構成が複雑になるが, 受信側のローカルレーザに代わりに,



位相基準パイロット光をローカル信号光として用いる光自己ヘテロダイン検波技術に適用可能であり、受信機構成を簡単にすることができる。ただし、光自己ヘテロダイン検波技術は、ローカル信号光として用いる位相基準パイロット光の受信光レベルが、信号光と同程度であるため、回路系熱雑音に支配され CNR 特性が劣化することに注意が必要である。この受信感度のペナルティは光検波前の光増幅により補償可能である。

## 2.4 RF-Optic 直接変換方式を適用した光ファイバマイクロセル

### 無線通信システム

本節では、RF-Optic 直接変換方式を適用した光ファイバマイクロセル無線通信システムを提案し、無線信号の誤り率特性について計算機シミュレーションを用いて明らかにする。

図 2-11 に、RF-Optic 直接変換方式を光ファイバマイクロセル無線通信システムに適用した場合のシステム構成を示す。無線基地局(Base Station)から中央制御局(Central Station)へのアップリンクでは、無線基地局で受信された無線信号を RF-Optic 直接変換方式により同一変調形式を有する光変調信号に変換し、光ファイバを介して中央制御局にコヒーレント光伝送する。一方、中央制御局から無線基地局へのダウンリンクでは、中央制御局からコヒーレント光伝送されてきた光変調信号を光ヘテロダイン検波し、ヘテロダイン検波に用いる局発光(Local Oscillator)の光周波数（波長）を調整することで、所望の周波数の無線信号を再生し、アンテナから送信する。

このように、RF-Optic 直接変換方式を光ファイバマイクロセル無線通信システムに応用することで、無線基地局でのベースバンド処理を行うことなく、無線基地局での光送受信機構成を簡素化できる無線信号のコヒーレント光ファイバ伝送を実現することが可能となる。また、同図に示しているように波長多重(WDM : Wavelength Division Multiplexing)を用いることで、アップ・ダウンリンクを光ファイバー芯に収容できる。

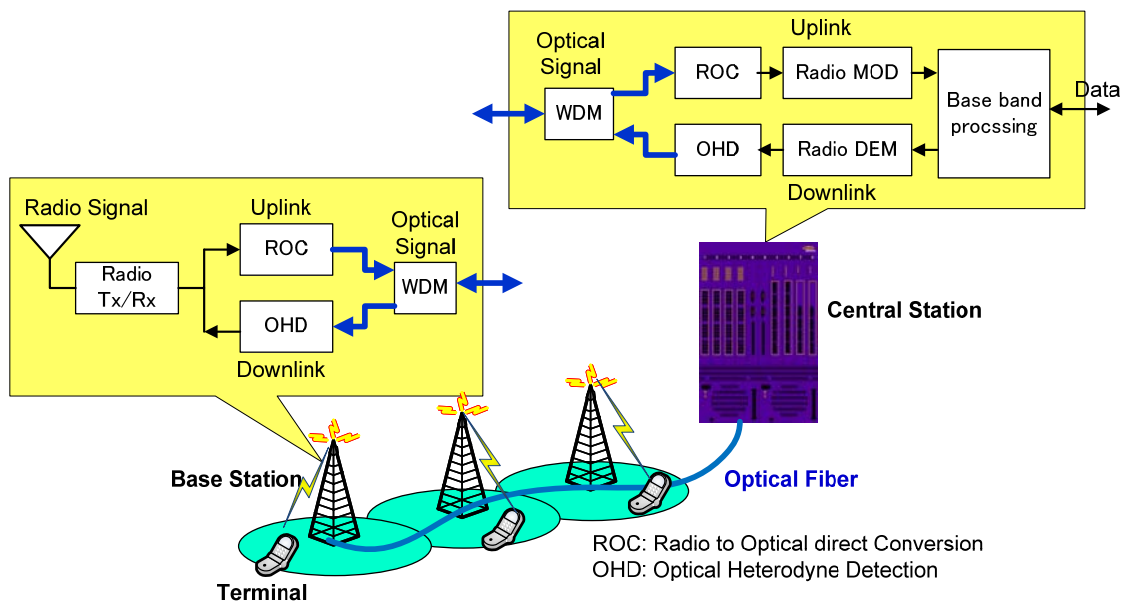


図 2-11 : RF-Optic 直接変換方式を適用した光ファイバマイクロセル無線通信システム

RF-Optic 直接変換器への印加電圧  $V_x(t)$ ,  $V_y(t)$  を, 振幅  $V_m(t)$ , 周波数  $f_{RF}$ , 位相  $\psi_m(t)$  を有する無線信号

$$V_x(t) = V_m(t) \sin\{2\pi f_{RF} t + \psi_m(t)\} \quad (2.67)$$

$$V_y(t) = V_m(t) \cos\{2\pi f_{RF} t + \psi_m(t)\} \quad (2.68)$$

とすると, 出力変調信号光は 2.2 節の式(2.23)より

$$\begin{bmatrix} g_x(t) \\ g_y(t) \end{bmatrix} = \sqrt{P} \cos\left(\pi \frac{V_m(t)}{V_\pi}\right) e^{j\{2\pi f_o t + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} -j \\ 1 \end{bmatrix} - \sqrt{P} \sin\left(\pi \frac{V_m(t)}{V_\pi}\right) e^{j\{2\pi(f_o + f_{RF})t + \psi_m(t) + \phi_s(t)\}} \begin{bmatrix} +j \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

で与えられる. 一方, アップリンクでは中央制御局において, ダウンリンクでは無線基地局において, 光ヘテロダイン検波後の IF 帯信号は, 式(2.69)の第二項の変調信号光を光ヘテロダイン検波した信号であり, 次式で表され入力された無線信号が再生される.

$$I_{IF}(t) = 2r\sqrt{P_S P_L} \sin\left(\pi \frac{V_m(t)}{V_\pi}\right) \cos\{2\pi(f_{IF} + f_{RF})t + \psi_m(t) + \Delta\phi(t)\} \quad (2.70)$$

FSK(Frequency Shift Keying)信号や PSK(Phase Shift Keying)信号のようにデジタル角度変調の場合, 光伝送に際して入力無線信号の振幅値を保存する必要はない. よって, 駆動レベル  $\pi V_m(t)/V_\pi$  を  $\pi/2$ , すなわち,  $\sin(\pi V_m(t)/V_\pi) = 1$  となるように入力する無線信号の振幅を制御すれば, 変換された変調信号光の出力振幅は最大となり, 光リンクの CNR 特性を改善できる. 一方, 振幅に変調成分が存在する QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 信号の場合, 変換によって振幅情報に非線

形歪み  $\sin(\pi V_m(t)/V_\pi)$ が生じるため、無線信号の入力振幅を飽和値以下、すなわち  $\sin(\pi V_m(t)/V_\pi)$  を 1 以下で動作させなければならない。

### 2.4.1 無線 QPSK 信号誤り率特性

提案システムにより無線 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)信号の光伝送を行った場合の中央制御局での誤り率特性について、図 2-12 に示すようにアップリンク対象に無線リンク、光リンク共に AWGN(Additive White Gaussian Noise)チャネルを仮定し、計算機シミュレーションにより明らかにする。誤り率特性の評価では、RF-Optic 直接変換方式の振幅入力出力特性の特徴を明らかにするため、以下の 2 つのシステムを比較対象として検討を行う。

1. 理想的に無線 QPSK 信号を歪なく光 QPSK 信号に変換し、コヒーレント光伝送を行った場合の誤り率特性 (**Linear System**).
2. バンドパスハードリミッタを用いて、無線 QPSK 信号の無線リンク雑音による包絡線変動を除去したのち、理想的に光 QPSK 信号に変換し、コヒーレント光伝送を行った場合の誤り率特性 (**Band Pass Hard Limiter System**).

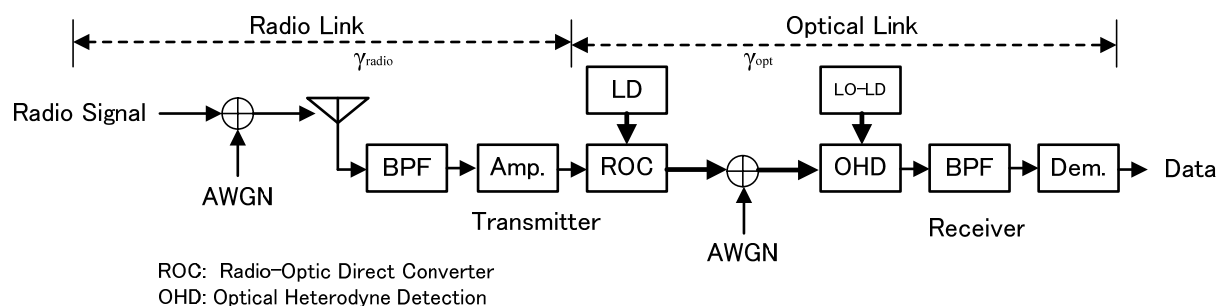


図 2-12 : シミュレーション評価モデル

2 つの比較システムと提案システムの振幅入出力特性を図 2-13 に示す。

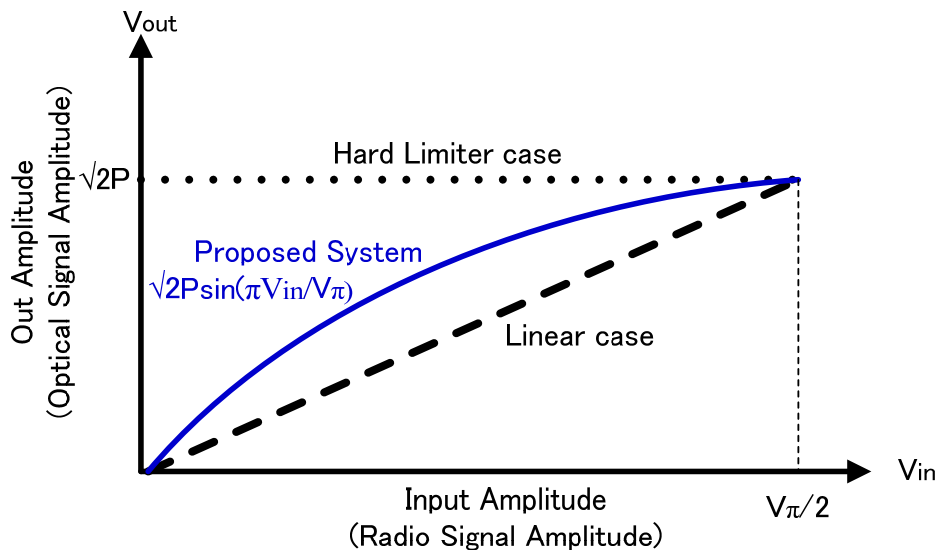


図 2-13：提案システムと比較システムの振幅入出力特性

リニアシステムにおける中央制御局で再生後の無線 QPSK 信号のシンボル誤り率  $P_{SER}$  は次式で与えられる[34][35].

$$P_{SER-Linear} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) \left\{ 1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) \right\} \quad (2.71)$$

$$\gamma = \frac{\gamma_{radio} \gamma_{opt}}{1 + \gamma_{radio} + \gamma_{opt}} \quad (2.72)$$

但し、 $\gamma_{radio}$  と  $\gamma_{opt}$  はそれぞれ無線リンク，光リンクの CNR であり， $\operatorname{erfc}(\cdot)$  は誤差補関数であり次式で表される.

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp^{-t^2} dt \quad (2.73)$$

次にバンドパスハードリミッタシステムにおいて，リミッタ特性の AM-AM(Amplitude Modulation-Amplitude Modulation)変換特性，AM-PM(Amplitude Modulation-Phase Modulation)変換特性のうち，AM-AM 変換のみを考慮すると，中央制御局で再生された無線 QPSK 信号のシンボル誤り率は次式で与えられる[34][35].

$$P_{SER-Hard} = 1 - \left\{ 1 - \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{opt}}{2}} \cos \psi\right) p(\psi) d\psi \right\} \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{opt}}{2}} \sin \psi\right) p(\psi) d\psi \right\} \quad (2.74)$$

但し， $p(\psi)$  は無線基地局で受信される QPSK 信号の位相の確率密度関数であり，次式で与えられる.

$$P(\psi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\gamma_{radio}} \left[ 1 + \sqrt{\pi\gamma_{radio}} \cos\psi \left\{ 2 - \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{radio}} \cos\psi) \right\} e^{\gamma_{radio} \cos\psi} \right] \quad (2.75)$$

図 2-14 にシンボル誤り率特性を示す。同図より  $\gamma_{radio}$  が低い場合、提案システムは、電気/光変換時の振幅非線形特性の影響により、リニアシステムに比べて誤り率特性が劣化する。一方、 $\gamma_{radio}$  が高い場合、例えば 15 [dB]では、提案システムはバンドパスハードリミッタシステムとほぼ同程度の特性が得られることが分かる。すなわち、RF-Optic 直接変換の振幅非線形特性は、無線リンク CNR が低い場合、誤り率を劣化させるが、無線リンク CNR が高くなると、バンドパスハードリミッタと同様の包絡線変動を除去する効果を有し、誤り率特性を向上させる。また、同図から所要誤り率を達成するために必要な無線リンク、光リンクの CNR を導出することができる。例えば、所要シンボル誤り率を  $10^{-5}$  とすると、無線リンクの CNR が 15 [dB]の場合、約 16.5 [dB] の CNR が光リンクに必要となる。

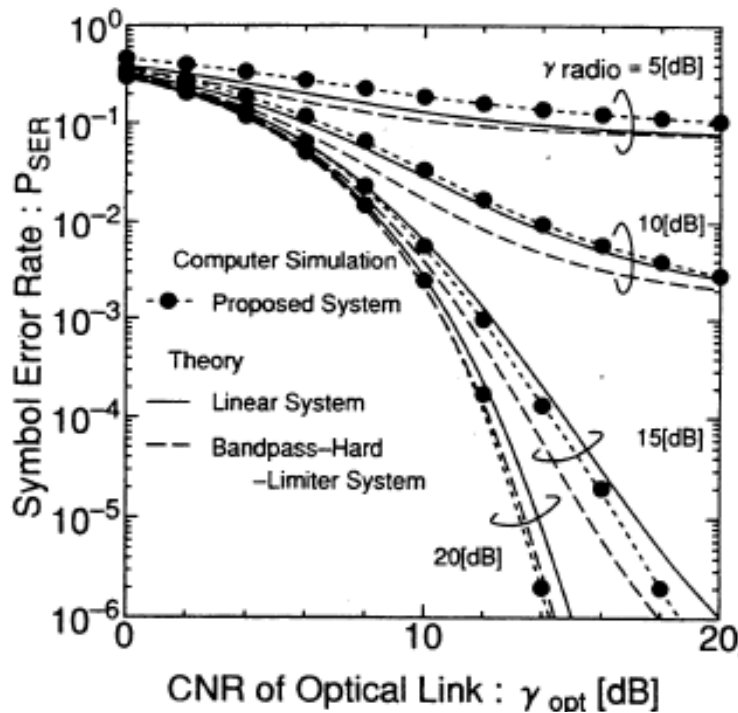


図 2-14：無線 QPSK 無線信号のコヒーレント光伝送後のシンボル誤り率特性

## 2.4.2 無線 QAM 信号誤り率特性

無線 QAM(Quardurature Amplitude Modulation)信号を RF-Optic 直接変換方式を用いて光 QAM 信号に変換し、コヒーレント光伝送を行った場合、RF-Optic 直接変換時の振幅特性の非線形歪が QAM 信号の振幅情報に影響を与える。本節では変換によって生じる QAM 信号の振幅情報の非線形歪の影響を考慮した本システムの伝送特性を明らかにするため、QPSK 信号の場合と同様、無線リンク、光リンク共に AGWN チャンネルを仮定して、計算機シミュレーションによりシンボル誤り率特性の評価を行う。

### 2.4.2.1 格子型 16QAM 信号のシンボル誤り率特性

図 2-15 に 16 QAM 信号を RF-Optic 直接変換を用いてコヒーレント光伝送した場合の受信信号点配置 (コンスタレーション) について, 入力無線 QAM 信号の最大振幅  $V_{max}$  における駆動レベル  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2, \pi/4$  の場合の計算機シミュレーション結果を示す. 但し, 同図中の  $\gamma_{peak-opt}$  は最大振幅レベル入力時の光リンクの CNR であり, 18 [dB]としている. 同図より  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2$  の場合, 非線形歪が増大するため信号点配置に大きな歪が生じていることが分かる. よって, 非線形歪の観点から,  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  を小さくする必要がある.

一方, 線形性の高い  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  の値が小さい領域では, 飽和出力電力( $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2$  の時の出力電力)からの出力電力低下量(出力バックオフ)が増大し, 光リンクの CNR が劣化する. 以上から, 非線形歪の低減と光リンクの CNR の向上はトレードオフの関係であり, 駆動レベルには最適値が存在すると考えられる.

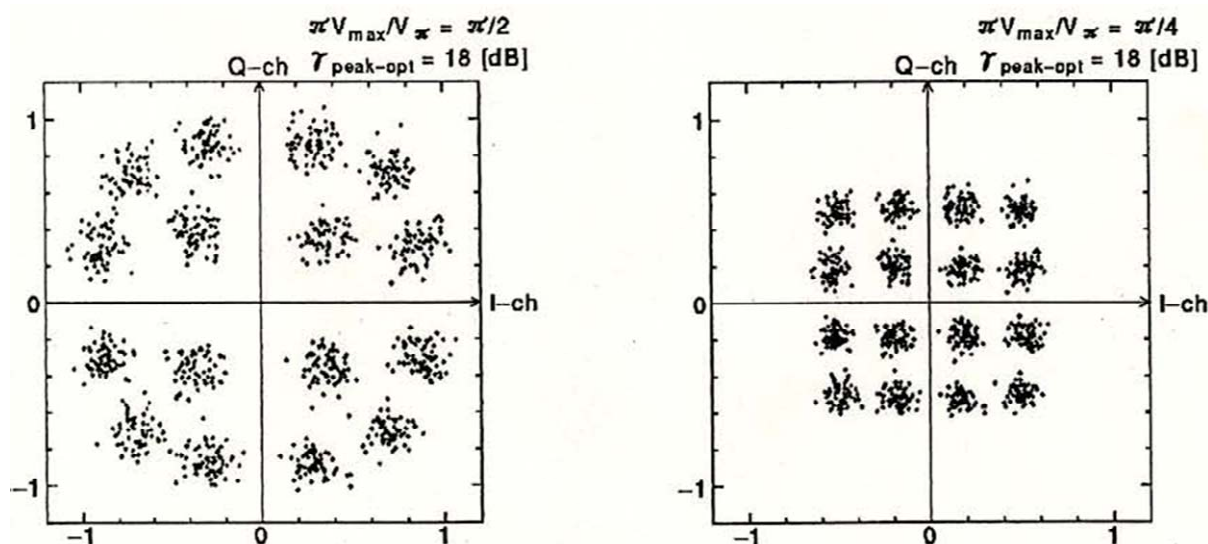


図 2-15 : 16QAM 信号の ROC 変換後のコンスタレーション

図 2-16 に, 16QAM 信号の最大入力振幅  $V_{max}$  に対する駆動レベル  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  とシンボル誤り率の関係を示す. 但し,  $P_s$  は  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2$  のときのピーク受信光電力であり,  $\gamma_{peak-opt}$  は最大振幅レベルでシンボル伝送時の光リンクの CNR である. また信号帯域幅  $B$  は 150[MHz]としている. 同図より,  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が大きくなると非線形性が増大して誤り率が劣化するのに対して,  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が小さくなると出力バックオフの増大による光リンク CNR の減少により誤り率が劣化し,  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  には最適値が存在することが分かる.

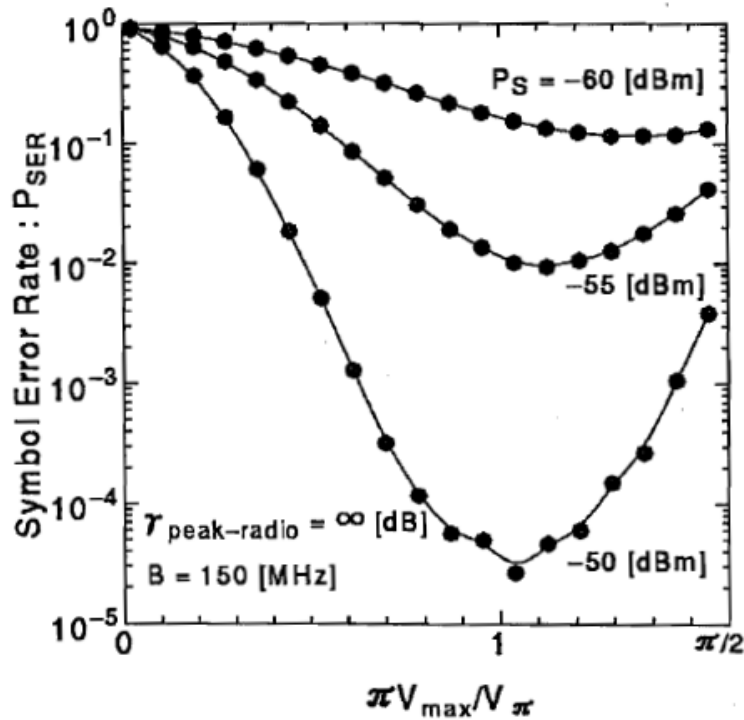


図 2-16 : 16QAM 信号における  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  とシンボル誤り率の関係

図 2-17 は、図 2-16 に示した  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  の最適値におけるシンボル誤り率特性を示したものである。比較のためリニアシステムの理論特性と PM 方式[31][32]により無線 16QAM 信号を伝送した場合のシミュレーション結果も同図に示す。ここで、リニアシステムにおける M-ary Square QAM のシンボル誤り率の理論式は次式で与えられる[32]。

$$P_{SER} = 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{1}{3} \frac{\sqrt{M}+1}{\sqrt{M}-1} \gamma_{peak}} \right) \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{1}{3} \frac{\sqrt{M}+1}{\sqrt{M}-1} \gamma_{peak}} \right) \right] \quad (2.76)$$

$$\gamma_{peak} = \frac{\gamma_{peak-radio} \gamma_{peak-opt}}{1 + \gamma_{peak-radio} + \gamma_{peak-opt}} \quad (2.77)$$

但し、 $\gamma_{peak-radio}$  と  $\gamma_{peak-opt}$  はそれぞれ無線リンク、光リンクのピーク CNR である。同図より無線リンク CNR が低い場合、3 つシステムとも無線リンク雑音が誤り率特性を支配しているため、同程度の特性となる。一方、無線リンク CNR が高い場合、PM システムは出力バックの増大と高調波成分の発生により光リンク CNR が低下し、リニアシステムに比べて受信感度が劣化しており、その劣化量は無線リンク雑音を無視した条件( $\gamma_{peak-radio}=\infty$ )、 $P_{SER}=10^{-5}$  で約 7 [dB]となる。一方、提案システムは PM システムに比べて受信感度が大きく改善され、その改善量は無線リンク雑音  $\gamma_{peak-radio}=30$  [dB]、 $P_{SER}=10^{-5}$  において約 4.5 [dB]となっている。

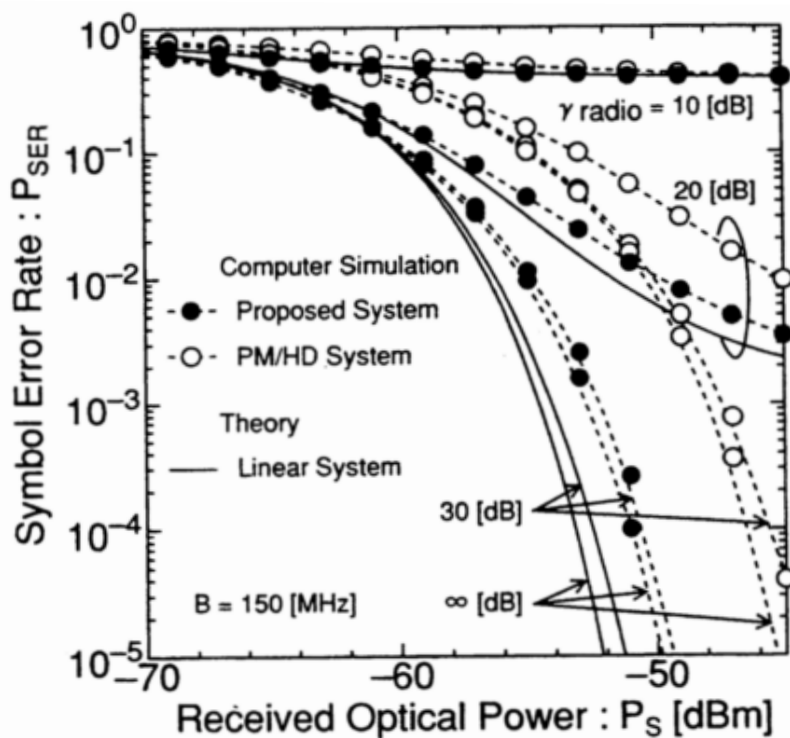


図 2-17 : 16QAM 信号のシンボル誤り率特性

### 2.4.2.2 スター型 16QAM 信号のシンボル誤り率特性

図 2-18 に示すようなスター型 16QAM 信号は遅延検波が可能であり、フェージング環境下でも安定した特性が得られる[35]. AWGN チャネルにおけるスター型 16 QAM 信号の同期検波時のシンボル誤り率特性は次式で与えられる[35].

$$P_{SER} \cong \frac{1}{2} \left[ \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{D\gamma_{peak}}{8}} + \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E\gamma_{peak}}{8}} + \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{F\gamma_{peak}}{8}} \right] \quad (2.78)$$

但し、 $D$ ,  $E$ ,  $F$  はそれぞれ次式で与えられ、 $\gamma_{peak}$  はピーク CNR である.

$$D = 8 \sin^2(\pi/8) \quad (2.79)$$

$$E = 2(R-1)^2 \quad (2.80)$$

$$F = 8R^2 \sin^2(\pi/8) \quad (2.81)$$



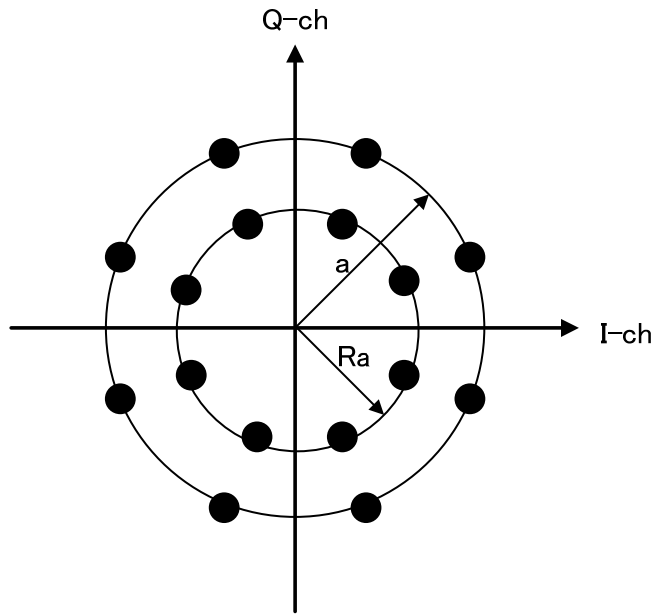


図 2-18 : スター型 16 QAM の信号点配置

図 2-19 に, 同期検波時のスター型 16 QAM 信号についてリング比  $R$  とシンボル誤り率の関係を示す. 同図より, スター型 QAM の  $R$  には誤り率を最小にする最適値が存在する. これは, リング比が小さい場合は, 内輪のシンボル間で誤りが発生し易くなるのに対して, リング比が大きくなると, 内外輪のシンボル間で誤りが発生し易くなるためである.

本提案システムでスター型 16QAM 信号を伝送した場合,  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2$  のとき, 最適リング比における誤り率は, リニアシステムとほぼ等しくなっている. 一方,  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/4$  のとき, 出力バックオフ増大による光リンク CNR 低下により, 誤り率が大きく劣化している. 以上より, 本提案システムでスター型 16QAM 信号を伝送する場合は, 出力バックオフが 0 [dB]となる  $\pi V_{max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2$  の場合に, リニアシステムからの特性劣化が最小となるシンボル誤り率が達成され, スター型 16QAM 信号は本提案システムの振幅変換特性の非線形性に影響を受けにくいことが分かる.

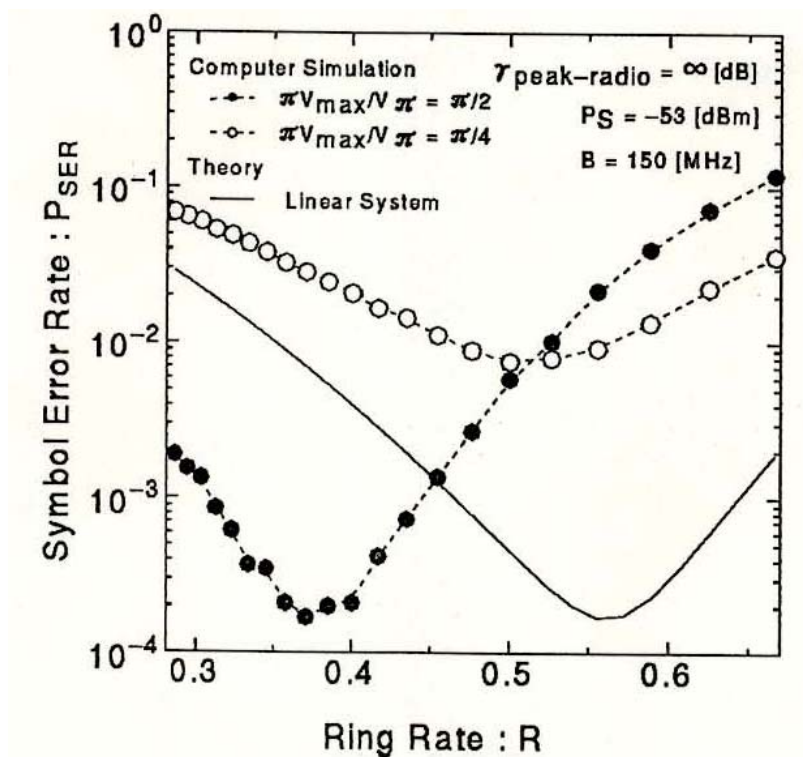


図 2-19 : スター型 16 QAM におけるリング比 R とシンボル誤り率の関係

図 2-20 に  $\pi V_{\max}/V_{\pi}$  が  $\pi/2$  かつ最適リング比におけるスター型 16 QAM 信号のシンボル誤り率特性を示す. 比較のため, 格子型 16QAM 信号のシミュレーション結果も同図に示す. 同図より, スター型は格子型に比べて誤り率特性が向上しており, 無線リンク雑音を無視した場合 ( $\gamma_{\text{peak-radio}} = \infty$ ),  $P_{\text{SER}} = 10^{-5}$  を達成する受信感度は約 2 [dB] 改善する. しかしながら無線リンクが低い CNR の場合, 誤り率特性は格子型に比べて劣化している. これは, スター型は最小信号間距離が格子型より小さく, 無線リンク雑音に対する耐力が小さいためと考えられる.

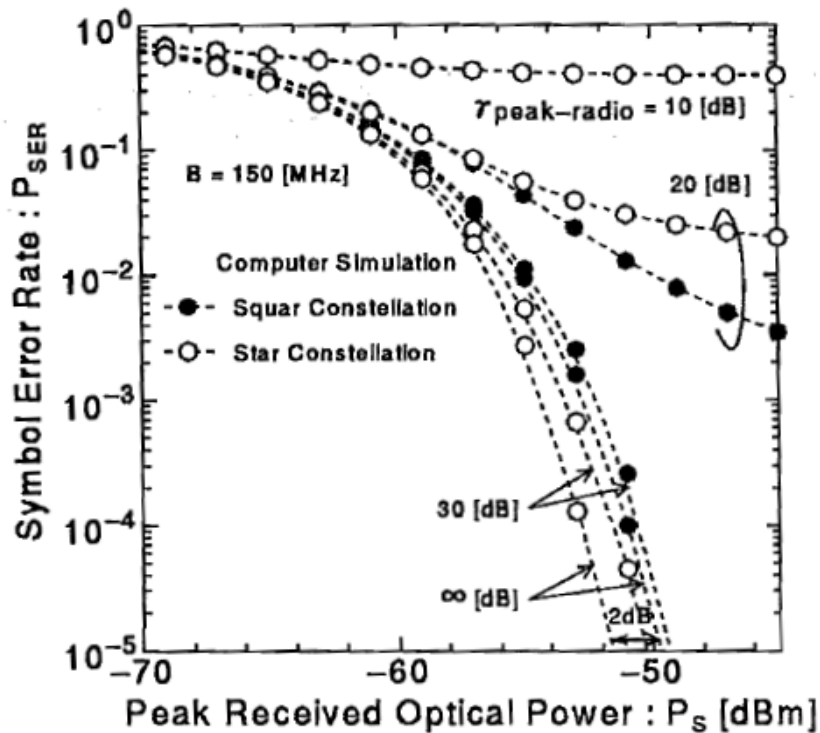


図 2-20 : スター型 16 QAM 信号のシンボル誤り率特性

## 2.5 結言

本章では、異種通信ネットワークの物理層のシームレス融合技術として RoF(Radio on Fiber)技術に注目し、これまで無線信号の光ファイバ伝送システムで用いられてきた IM/DD 方式や従来のコヒーレント光伝送技術の課題を解決すべく、無線信号の変調方式、多重方式を保存したまま光信号に変換できる無線-光直接変換方式 (RF-Optic 直接変換方式) を提案し、その原理を理論的に導出した。更に本技術を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術を提案し、光受信機構成を明らかにするとともに、光伝送後の CNR、歪特性を定式化し、数値計算により無線信号の光伝送特性について明らかにした。その結果以下のことが明らかとなった。

- 本提案方式は、RoF に一般に用いられている IM/DD 方式に比べて、CNR 特性が大幅に改善され、従来のコヒーレント光伝送技術である光位相変調光ヘテロダイン検波技術に対しても CNR は 3~5 [dB]改善される。
- 光源の位相雑音による劣化に対しては、位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用することで、再生された無線信号から位相雑音による位相揺らぎを除去することができ、光源の位相雑音に不感応なコヒーレント光伝送が可能となる。

さらに、RF-Optic 直接変換方式を用いた光ファイバマイクロセル無線通信システムを提案し、無線信号の誤り率特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。その結果、以下のことが明らかになった。

- 無線 QPSK 信号の提案システムによる光ファイバ伝送では、RF-Optic 直接変換時の振幅

## 第 2 章 無線-光直接変換方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術

非線形特性は、高い無線リンク CNR の場合、バンドパスハードリミッタと同様な包絡線変動の除去効果を有し、理想的な線形変換に比べて、シンボル誤り率が改善される。

- 無線 16QAM 信号の提案システムによる光ファイバ伝送では、変換時の振幅非線形歪により誤り率特性に劣化が生じるが、その劣化量は小さく、比較対象として取り上げた従来の光位相変調コヒーレント光検波技術を用いたシステムに比べて、受信感度が改善される。さらにスター型 16 QAM 信号は、本提案方式の振幅非線形特性の影響を受けにくく、最適なリング比では、格子型 16QAM 信号に比べて良好な誤り率特性が得られる。

## 第 3 章

# FM 一括変換技術を用いた多チャンネル映像信号の高品質光伝送技術

### 3.1 序言

通信と放送の連携サービスとして、多チャンネルの映像信号を光ファイバにより伝送する技術、及びサービスが注目されている。このような多チャンネル映像信号光伝送技術は、2 章で着目した RoF(Radio on Fiber)技術同様、多チャンネルの様々な放送無線信号を統合してシームレスに光ファイバを用いて伝送する通信技術のシームレス融合技術と考えられる。

本章では、多チャンネル映像信号の高品質光ファイバ伝送技術として、FM 一括変換技術をとりあげ、本技術を用いた多チャンネル映像信号光伝送技術に取り組む。まず、FM 一括変換技術の原理と光送受信器構成を示し、次に FM 一括変換技術に特有な雑音、歪劣化要因を分析した後、光伝送後の映像信号の CNR、歪特性の理論式を導出する。そして、理論計算値と実験結果を比較検討することで、本 CNR、歪理論式の有効性を明らかにするとともに、理論式を用いた伝送パラメータ、システムパラメータ設計手法の提案を行う。さらに、CNR、歪特性を改善する位相雑音低減技術、及び群遅延補償技術等を提案し、それらの適用効果を試作機を用いた実験により検証する。

### 3.2 FM 一括変換技術の原理

各家庭に敷設された光ファイバを用いて電話やインターネットサービスのほか、CATV などの映像信号を各家庭に配信する FTTH(Fiber TO The Home)サービスは1997年に日本でスタートした。FTTH システムでは、センター局舎と各家庭の間にスターコプラと呼ばれるパッシブ分岐素子を挿入し、複数の加入者宅を1つのセンター局舎装置で収容する PDS (Passive Double Star)構成が採用されている。映像信号の光伝送技術は、レーザダイオードの直接強度変調、直接検波方式(IM/DD方式)が採用されてきたが、光伝送特性を向上し、さらに多くのユーザに分配する技術として FM 一括変換技術が提案されている[17]。

### 第3章 FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号の高品質光伝送技術

FM 一括変換技術の原理と構成を図 3-1 に示す。多チャネルの映像信号を一括して FM 変調する技術であり、その FM 信号帯域幅  $B_{FM}$  はカーソン則を用いて次式で表すことができる[36]。

$$B_{FM} = 2(3.3\sigma + f_{max}) \quad (3.1)$$

但し、 $\sigma$  は、実効周波数偏移、 $f_{max}$  は被変調信号の最高周波数、すなわち、多チャネル映像信号の最高周波数である。実効周波数偏移は、多チャネル映像信号の 1 チャネル当たりの周波数偏移を  $\Delta F$ 、チャネル数を  $N$  とすると次式で表すことができる。

$$\sigma = \Delta F \sqrt{\frac{N}{2}} \quad (3.2)$$

例えば、40 チャネルの UHF 帯の映像信号を一括して FM 変調した場合、1 チャネルあたりの周波数偏移を 200 [MHz] とすると、その FM 信号帯域幅は式(3.1)、(3.2)から 6 [GHz] 以上の大変広帯域な FM 信号となる。

このような広帯域 FM 変調を電気領域で低歪に実現することは困難であるため、半導体レーザーのバイアス電流に比例して光周波数が増加するチャープ特性を利用して、半導体レーザー(FM レーザ)を多チャネルの映像信号で光周波数変調して、光領域で広帯域 FM 変調信号を生成したのち、LO レーザ(Local Oscillator Laser)と混合し、フォトダイオードで検波する光ヘテロダイン検波技術により、FM レーザと LO レーザの差周波数を中心周波数にもつ広帯域 FM 電気信号を生成する。

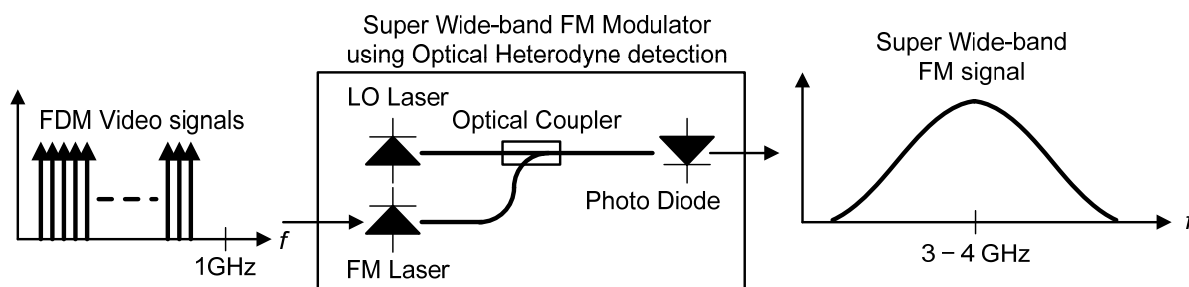


図 3-1 : FM 一括変換技術の構成

光ヘテロダイン検波技術を利用した FM 変調器では、電気領域での FM 変調に比べて、低歪で広帯域 FM 変調信号を生成できるが、光ヘテロダイン検波特性を一定に保つため、FM レーザ、LO レーザからの光信号の偏波状態を一定に保持してフォトダイオードで検波する必要があり、偏波保持ファイバなどにより偏波変動を抑圧する必要がある。また、レーザーの位相雑音によって生じる広帯域 FM 信号の位相(周波数)方向の揺らぎが、FM 復調後の多チャネル映像信号の雑音特性を劣化させる。よって、位相雑音の低減技術が映像信号品質特性改善の重要な技術といえる。

### 3.3 FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号光伝送技術

#### 3.3.1 光送受信機構成

図 3-2 に FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号の光伝送システム構成を示す。センタ一局での光送信機では、3.2 節で説明した FM 一括変換技術を用いて多チャネル周波数多重映像信号を一括して広帯域 FM 信号に変換する。この FM 信号は伝送用のレーザダイオードの注入電流として、広帯域増幅器で所定のレベルまで増幅されたのち、光強度変調信号に変換され、光増幅で所定の光出力レベルに増幅し、光ファイバから出力される。光信号は光スターカップラで分岐され、各加入者宅に分配される。

一方、受信側では、加入者宅に設置される ONU (Optical Network Unit)に入力された光信号は、フォトダイオードにより電気信号に変換され、広帯域の FM 電気信号が生成される。FM 信号は広帯域増幅器により、FM 復調器の所定レベルに増幅されたのち FM 復調され、多チャネル周波数多重映像信号が再生される。ここで、FM 復調器は FM 変調器同様、数 GHz の広帯域に渡って低歪特性を実現するため、高速ゲート素子を用いた遅延検波型 FM 復調器が用いられている[22]。

FM 一括変換技術は、FM 広帯域利得により、従来の IM/DD 方式に比べて以下の特徴を有している[18]。

1. 受信感度向上により、伝送距離の長遠化、スターカップラの分岐数増大
2. 光コネクタの反射耐力が大きく、反射率の高い低コスト光コネクタが使用できる

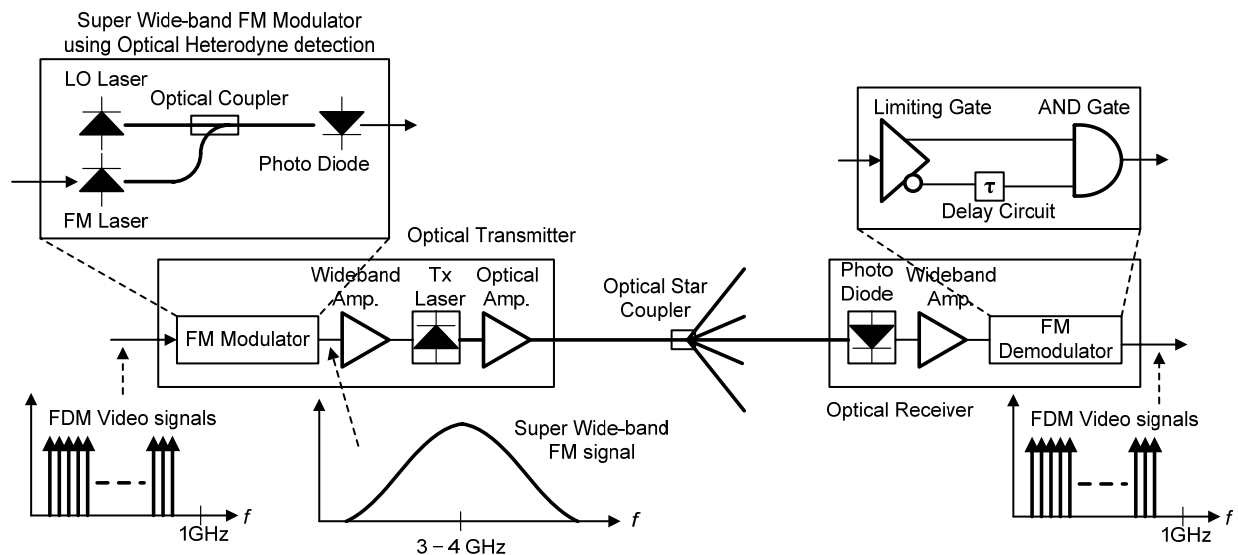


図 3-2 : FM 一括変換技術を適用した多チャネル映像光伝送システムの構成

図 3-3 に AM-VSB(Amplitude Modulation-Vestigial Sideband)映像信号の伝送特性について、FM 一括変換技術と IM/DD 方式(従来方式)の比較特性を示す。但し、図中の PD とは受光デバイスと

### 第3章 FM一括変換技術を用いた多チャネル映像信号の高品質光伝送技術

して Pin Photo Diode, APD とは AValance Phote Diode をそれぞれ使用している. また, 実線が理論計算値, 黒丸, 及び白丸は測定値である. AM 映像信号伝送に必要な受信 CNR は 42 [dB]であり, その時, FM 一括変換技術は, 従来方式に比べて約 7.5dB の受信感度改善が得られる.

図3-4は, 実測された光反射耐力特性を示す. また, 同図にはFM一括変換技術とIM/DD方式の特性を比較して示す. 図に示すようにFM一括変換技術は, 光反射耐力が大幅に改善していることが分かる.

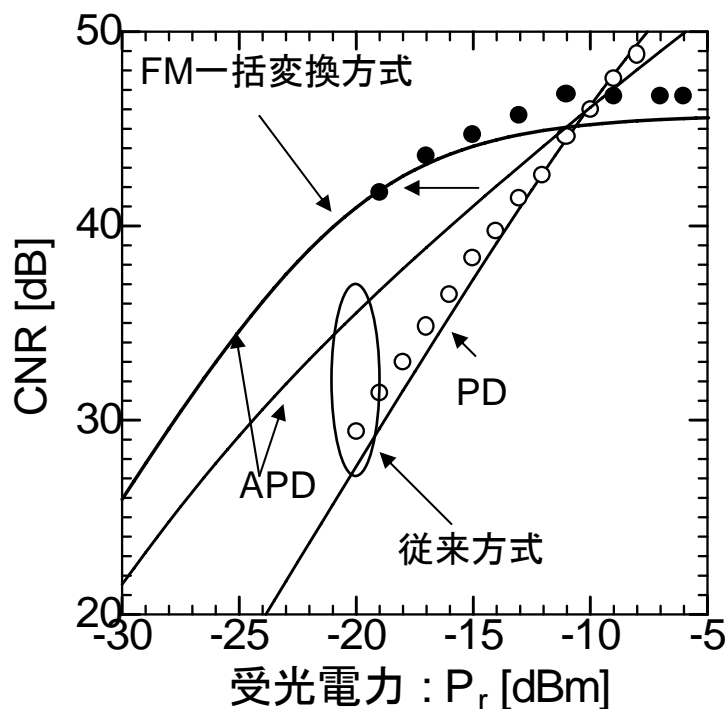


図 3-3 : 受信 CNR の受光電力特性



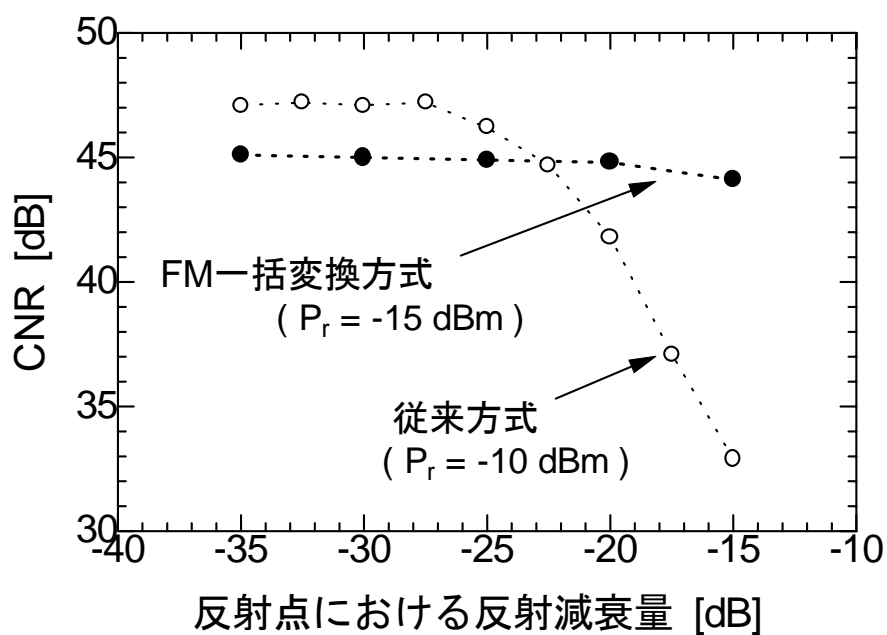


図 3-4 : 受信 CNR の反射耐力特性

### 3.3.2 FM 一括変換技術の雑音劣化要因と映像信号の CNR 定式化

FM 一括変換技術による多チャネル映像信号伝送では、従来の IM/DD 方式では考えられなかった様々な雑音要因が発生する。本節では、FM 一括変換技術特有の雑音要因を明らかにし、CNR の定式化を行う。

図 3-5 に FM 復調器に入力される FM 変調信号と劣化要因となる歪成分のスペクトル図を示す。

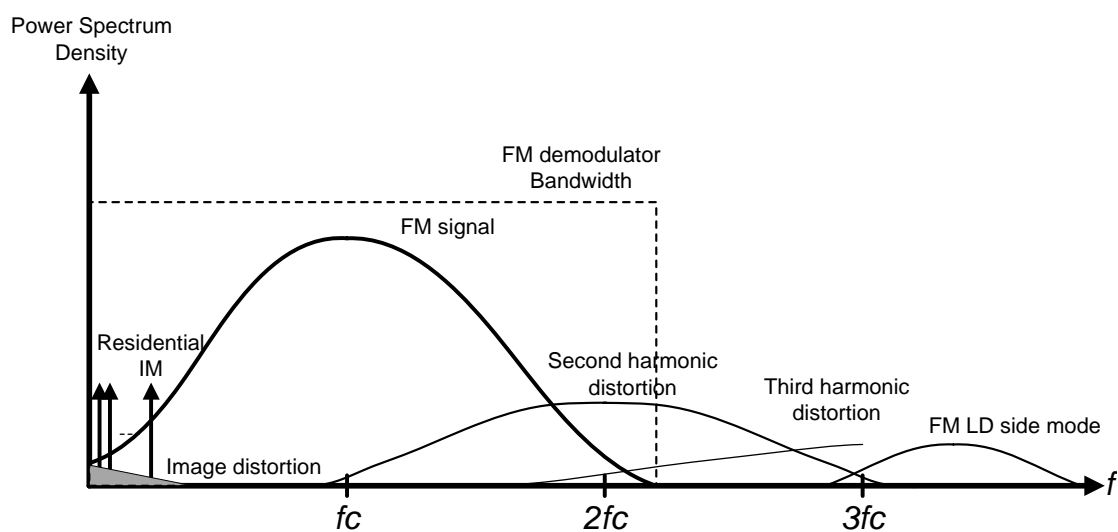


図 3-5 : FM 信号と CNR 劣化要因のスペクトル

### 第3章 FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号の高品質光伝送技術

これら FM 復調器に入力される雑音成分に加えて，図 3-6 に示すように，遅延型 FM 復調器を構成している AND-Gate 素子の高調波歪成分や FM 復調器をそのまま通過する FM 信号(以下残留 FM 成分と呼ぶ)が雑音要因として考えられる．さらに FM 変調器を構成する FM レーザと LO レーザの位相雑音が受信 CNR の新たな劣化要因として考えられる．

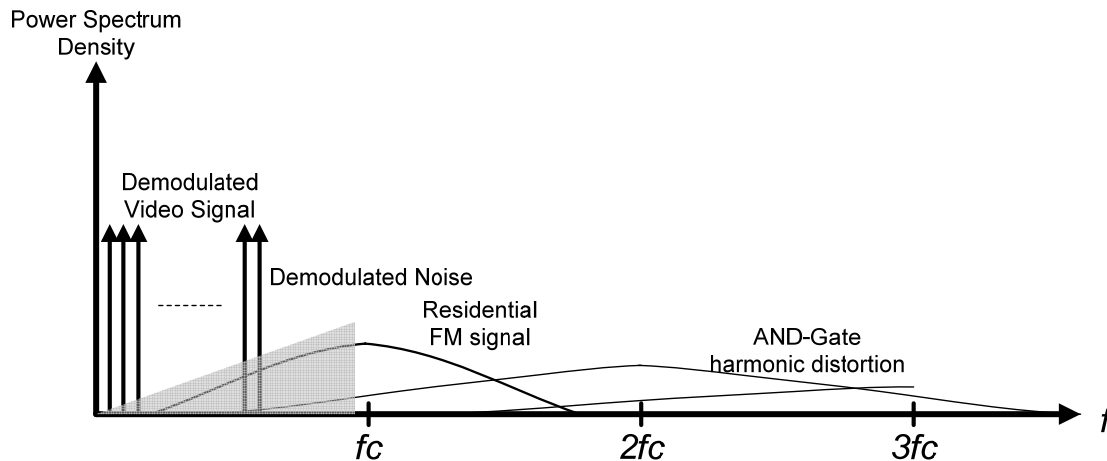


図 3-6 : FM 復調器出力スペクトル

以上，FM 一括変換技術特有の CNR 劣化要因(雑音成分)を表 3-1 にまとめる．以下，これら劣化要因を考慮した CNR の定式化を行う．

表 3-1 : 受信 CNR の劣化要因とその発生原因

劣化要因	発生原因
高調波(2次, 3次)	伝送レーザ，広帯域高周波アンプなどの非線形性
残留 AM 成分	FM レーザの強度変調成分
Image 帯折り返し成分	FM 信号帯域が広帯域化した場合の Image 周波数成分の折り返し
LD のサイドモード成分	FM レーザのサイドモード成分．ただしサイドモード周波数を調整することで，FM 復調器帯域外とすることが可能
AND-Gate 高調波	FM 復調器を構成する Gate 素子で発生する高調波
残留 FM 成分	FM 復調器をそのまま通過する FM スペクトル信号の漏れこみ
光源の位相雑音	光ヘテロダイン検波に用いる FM レーザ，ローカルレーザの発振周波数変動

#### 3.3.2.1 高調波歪成分による CNR

FM 一括変換信号を光ファイバ伝送する際に用いる光伝送レーザや FM 一括変換信号を増幅するために光送受信機で用いる広帯域高周波アンプの非線形性により発生する高調波歪は，FM 復

調時の干渉信号となり映像信号の CNR を劣化させる。

FM 一括変換する多チャネル映像信号のチャネル数を  $N$ , 1 チャネルあたりの FM 変調周波数偏  
移を  $\Delta F$  すると多チャネル映像信号トータル平均周波数偏移である実効周波数偏移  $\sigma_{FM}$  は次式で  
与えられる。

$$\sigma_{FM} = \Delta F \sqrt{\frac{N}{2}} \quad (3.3)$$

FM 一括変換信号のスペクトルは、実効周波数偏移を標準偏差とするガウス分布に従うと仮定す  
ると、その電力スペクトル密度分布は、

$$S_{FM}(f) = \frac{1}{2} D^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{FM}}} \exp\left\{-\frac{(f-f_c)^2}{2\sigma_{FM}^2}\right\} \quad (3.4)$$

となる。但し、 $f_c$  は FM 一括変調信号の中心周波数、 $1/2D^2$  は FM 一括変調信号の全電力である。

一方、第  $n$  次の高調波成分は FM 一括変換信号と比べて、センター周波数、実効周波数偏移が  
それぞれ  $n$  倍となり、その電力スペクトル密度分布は、

$$S_{nHD}(f) = \frac{1}{2} U_{nHD}^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{nHD}}} \exp\left\{-\frac{(f-nf_c)^2}{2\sigma_{nHD}^2}\right\} \quad (3.5)$$

$$\sigma_{nHD} = n\Delta F \sqrt{\frac{N}{2}} \quad (3.6)$$

となる。但し、 $1/2U_{nHD}^2$  は第  $n$  次高調波歪の全電力である。

以上の FM 一括変調信号と第  $n$  次高調波歪成分が FM 復調器に入力された場合、FM 復調器出力  
での雑音電力スペクトル密度は、

$$S_{N-nHD}(f) = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{nHD}}{D}\right)^2 f^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{N-nHD}}} \exp\left\{-\frac{[f-(n-1)f_c]^2}{2\sigma_{N-nHD}^2}\right\} \quad (3.7)$$

$$\sigma_{N-nHD} = \sqrt{\sigma_{FM}^2 + \sigma_{nHD}^2} \quad (3.8)$$

で与えられる[36]。周波数  $f_i$ , 信号帯域幅  $B$  に落ち込む雑音電力  $N_{nHD}(f_i)$  は、式(3.7)を信号帯域幅  
で積分することで求められ次式で与えられる。

$$N_{nHD}(f_i) = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{nHD}}{D}\right)^2 f_i^2 B \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{N-nHD}}} \exp\left\{-\frac{[f_i-(n-1)f_c]^2}{2\sigma_{N-nHD}^2}\right\} + \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{N-nHD}}} \exp\left\{-\frac{[-f_i-(n-1)f_c]^2}{2\sigma_{N-nHD}^2}\right\} \right] \quad (3.9)$$

復調後の映像信号の信号電力は  $1/2\Delta F^2$  であり、高調波歪雑音成分のみを考慮した映像信号の CNR  
は次式で与えられる。

$$CNR_{nHD} = DU_{nHD} \left( \frac{\Delta F}{f_i} \right)^2 \frac{1}{\left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-nHD}} \exp \frac{-[f_i-(n-1)f_c]^2}{2\sigma_{N-nHD}^2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-nHD}} \exp \frac{-[-f_i-(n-1)f_c]^2}{2\sigma_{N-nHD}^2} \right] B} \quad (3.10)$$

但し,  $DU_{nHD}$  は FM 信号と  $n$  次高調波歪の DU 比である.

### 3.3.2.2 残留 AM 成分による CNR

FM レーザにより多チャネル映像信号を FM 一括変換する際に生じる強度変調成分(残留 AM 成分)は, その後, 光伝送レーザで FM 一括変換信号と同様に光ファイバで伝送され, FM 復調器入力の雑音成分となる. 高調波歪成分と同様な解析を行い, 周波数  $f_k$  の残留 AM 成分による FM 復調器出力の雑音電力スペクトル密度は,

$$S_{N-AM}(f) = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{AM}}{D} \right)^2 f^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-AM}} \exp \frac{-[f-(f_c-f_i)]^2}{2\sigma_{N-AM}^2} \quad (3.11)$$

$$\sigma_{N-AM} = \sigma_{FM} \quad (3.12)$$

で与えられる[36]. 但し,  $1/2U_{AM}^2$  は残留 AM 成分の電力である. よって, 周波数  $f_i$ , 信号帯域幅  $B$  に落ち込む雑音電力  $N_{AM}(f_i)$  は, 式(3.11)を信号帯域幅で積分することで求められ, 次式で与えられる.

$$N_{AM}(f_i) = \frac{1}{2} \left( \frac{U_{AM}}{D} \right)^2 f_i^2 B \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-AM}} \exp \frac{-[f_i-(f_c-f_k)]^2}{2\sigma_{N-AM}^2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-AM}} \exp \frac{-[-f_i-(f_c-f_k)]^2}{2\sigma_{N-AM}^2} \right] \quad (3.13)$$

残留 AM 成分は, 多チャネル映像信号のチャネル数  $N$  だけ発生するため, 全残留 AM 成分を考慮した CNR は次式与えられる.

$$CNR_{AM} = \sum_{k=1}^N DU_{AM} \left( \frac{\Delta F}{f_i} \right)^2 \frac{1}{\left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-AM}} \exp \frac{-[f_i-(f_c-f_k)]^2}{2\sigma_{N-AM}^2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-AM}} \exp \frac{-[-f_i-(f_c-f_k)]^2}{2\sigma_{N-AM}^2} \right] B} \quad (3.14)$$

但し,  $DU_{AM}$  は FM 信号と残留 AM 成分の DU 比である.

### 3.3.2.3 イメージ帯折り返し成分による CNR

FM 一括変換された広帯域 FM 信号は, その中心周波数によって FM 信号スペクトルの一部が DC 周波数(直流)以下となり, DC 周波数以下(Image 帯)のスペクトル成分が折り返され, 雑音成分となる. FM 信号のスペクトルが式(3.4)で与えられるとすると, イメージ帯折り返し成分の電

カスペクトル密度分布は,

$$S_{\text{Image}}(f) = \frac{1}{2} D^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{FM}} \exp \frac{-(f+f_c)^2}{2\sigma_{FM}^2} (f \geq 0) \quad (3.15)$$

で与えられる. 上記スペクトルのイメージ帯折り返し成分と式(3.4)の FM 信号が FM 復調器に入力され FM 復調された場合, FM 復調出力雑音電力スペクトル密度は,

$$S_{N-\text{Image}}(f) = \frac{1}{8\sqrt{\pi}} f^2 \frac{1}{\sigma_{FM}} \exp \frac{-\left(\frac{1}{2}f+f_c\right)^2}{\sigma_{FM}^2} \left(1 - \text{erf}\left(\frac{f}{2\sigma_{FM}}\right)\right) \quad (3.16)$$

で与えられる[36]. 但し,  $\text{erf}(f)$ は誤差関数であり, 次式で定義される.

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp^{-t^2} dt \quad (3.17)$$

周波数  $f_i$ , 信号帯域幅  $B$  に落ち込む雑音電力  $N_{\text{Image}}(f_i)$ は, 式(3.16)を信号帯域幅で積分することで求められ次式となる.

$$N_{\text{Image}}(f_i) = \frac{1}{8\sqrt{\pi}} f_i^2 \frac{B}{\sigma_{FM}} \left[ \exp \frac{-\left(\frac{1}{2}f_i+f_c\right)^2}{2\sigma_{FM}^2} \left(1 - \text{erf}\left(\frac{f_i}{2\sigma_{FM}}\right)\right) + \exp \frac{-\left(\frac{1}{2}f_i+f_c\right)^2}{2\sigma_{FM}^2} \left(1 + \text{erf}\left(\frac{f_i}{2\sigma_{FM}}\right)\right) \right] \quad (3.18)$$

復調後の映像信号の信号電力は  $1/2\Delta F^2$  であり, イメージ帯折り返し雑音成分のみを考慮した CNR は次式で与えられる.

$$CNR_{\text{Image}} = 4 \left(\frac{\Delta F}{f_i}\right)^2 \sqrt{\pi}\sigma_{FM} \frac{1}{\left[ \exp \frac{-\left(\frac{1}{2}f_i+f_c\right)^2}{2\sigma_{FM}^2} \left(1 - \text{erf}\left(\frac{f_i}{2\sigma_{FM}}\right)\right) + \exp \frac{-\left(\frac{1}{2}f_i+f_c\right)^2}{2\sigma_{FM}^2} \left(1 + \text{erf}\left(\frac{f_i}{2\sigma_{FM}}\right)\right) \right] B} \quad (3.19)$$

### 3.3.2.4 サイドモード成分による CNR

FM 一括変換に用いる FM レーザは, 基本的には単一モード発振しているが, 位相雑音改善のため狭スペクトル線幅の外部共振器レーザを使用した場合, サイドモードが発生する場合は考えられる. このサイドモードは, 主モードと同様, 映像信号で FM 一括変調され光ファイバ伝送されるため, FM 復調時の干渉信号となり映像信号の CNR を劣化させる[36].

サイドモード成分の FM 変調電力スペクトル密度分布は,

$$S_{Side}(f) = \frac{1}{2} U_{Side}^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{Side}} \exp\left\{-\frac{(f-f_{Side})^2}{2\sigma_{Side}^2}\right\} \quad (3.20)$$

$$\sigma_{Side} = \Delta F \sqrt{\frac{N}{2}} \quad (3.21)$$

となる。但し、 $f_{Side}$ はサイドモードの中心周波数、 $1/2U_{Side}^2$ はサイドモード成分の全電力である。

以上のFM一括変調信号とサイドモード成分がFM復調器に入力された場合、FM復調器出力での雑音スペクトルは、

$$S_{Side}(f) = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{Side}}{D}\right)^2 f^2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-Side}} \exp\left\{-\frac{[f-(f_{Side}-f_c)]^2}{2\sigma_{N-Side}^2}\right\} \quad (3.22)$$

$$\sigma_{N-Side} = \sqrt{\sigma_{FM}^2 + \sigma_{Side}^2} \quad (3.23)$$

で与えられる[36]。周波数 $f_i$ 、信号帯域幅 $B$ に落ち込む雑音電力 $N_{Side}(f_i)$ は、式(3.22)を信号帯域幅で積分することで求められ、次式で与えられる。

$$N_{Side}(f_i) = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{Side}}{D}\right)^2 f_i^2 B \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-Side}} \exp\left\{-\frac{[f_i-(f_{Side}-f_c)]^2}{2\sigma_{N-Side}^2}\right\} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-Side}} \exp\left\{-\frac{[-f_i-(f_{Side}-f_c)]^2}{2\sigma_{N-Side}^2}\right\} \right] \quad (3.24)$$

復調後の映像信号の信号電力は $1/2\Delta F^2$ であり、サイドモード成分のみを考慮した映像信号のCNRは次式で与えられる。

$$CNR_{Side} = DU_{Side} \left(\frac{\Delta F}{f_i}\right)^2 \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-Side}} \exp\left\{-\frac{[f_i-(f_{Side}-f_c)]^2}{2\sigma_{N-Side}^2}\right\} + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{N-Side}} \exp\left\{-\frac{[-f_i-(f_{Side}-f_c)]^2}{2\sigma_{N-Side}^2}\right\} \right] B \quad (3.25)$$

但し、 $DU_{Side}$ は主モードとサイドモードのDU比である。

### 3.3.2.5 残留FM成分によるCNR

遅延型FM復調器出力では復調された多チャネル映像信号に加えてFM復調器を透過したFM信号(残留FM成分)が現れ、映像信号帯域に漏れ込みCNR特性が劣化する[38]。

基準周波数遷移 $\Delta F_b$ でのFM復調器出力での復調キャリアレベルを $S_{Dem}$  [dBm]、残留FM成分のピーク電力スペクトル密度値を $P_{FM-out}$  [dBm/Hz]とする。FMスペクトル分布をガウス分布と仮定するとFM復調器を通過した周波数偏移 $\Delta F$ の残留FM成分の電力スペクトル密度は、

$$S_{FM-out}(f) = P_{FM-out} + 10 \log \left( \frac{\Delta F_b}{\Delta F} \exp \frac{-(f-f_c)^2}{2\sigma^2} \right) \text{ [dBm/Hz]} \quad (3.26)$$

で与えられる。但し、AND-Gate を用いた遅延検波型 FM 復調器から出力される残留 FM 成分は、周波数によるデューティ比の変化に伴い出力レベルに周波数特性が存在するため、復調器出力での FM 電力スペクトル密度分布は、ガウス分布に補正を加える必要がある。残留 FM 成分の中心周波数を基準(0 [dB])とした場合の残留 FM 成分出力レベルの周波数特性を  $G(f)$  とすると、周波数特性を考慮した残留 FM 成分の電力スペクトル密度分布は、

$$S_{FM-out}(f) = P_{FM-out} + 10 \log \left( \frac{\Delta F_b}{\Delta F} \exp \frac{-(f-f_c)^2}{2\sigma^2} G(f) \right) \text{ [dBm/Hz]} \quad (3.27)$$

となる。周波数  $f_i$ 、信号帯域幅  $B$  に落ち込む雑音電力  $N_{FM}$  は次式となる。

$$N_{FM} \cong P_{FM-out} + 10 \log \left( \frac{\Delta F_b}{\Delta F} \exp \frac{-(f_i-f_c)^2}{2\sigma^2} G(f_i) \right) + 10 \log B \text{ [dBm]} \quad (3.28)$$

一方、周波数偏移  $\Delta F$  の FM 復調後の映像信号の信号電力は

$$S = S_{Dem} + 20 \log \left( \frac{\Delta F}{\Delta F_b} \right) \text{ [dBm]} \quad (3.29)$$

となるので、雑音要因として残留 FM 成分のみを考慮した場合の CNR は次式で与えられる。

$$CNR_{FM} = S - N_{FM} = S_{Dem} + 20 \log \left( \frac{\Delta F}{\Delta F_b} \right) - P_{FM-out} - 10 \log \left( \frac{\Delta F_b}{\Delta F} \exp \frac{-(f_i-f_c)^2}{2\sigma^2} G(f_i) \right) - 10 \log B \text{ [dB]} \quad (3.30)$$

### 3.3.2.6 位相雑音による CNR

FM 一括変換技術では、光ヘテロダイン検波技術により、周波数多重化された多チャネル映像信号を一括して広帯域な FM 信号に変換しているため、FM 変調を行っている FM レーザと光ヘテロダイン検波技術に用いている局発レーザ(LO レーザ)の光源の位相雑音が CNR 特性の劣化要因になり、位相雑音の小さい FM レーザ、LO レーザを使用することが必須となる[19]。

位相雑音による CNR 特性は次式で与えられる。

$$CNR_{Phase} = \frac{\pi \Delta F^2}{2 \Delta \nu B} \quad (3.31)$$

$$\Delta \nu = \Delta \nu_{FM} + \Delta \nu_{Local} \quad (3.32)$$

但し、 $\Delta \nu_{FM}$ 、 $\Delta \nu_{Local}$  はそれぞれ FM レーザ、LO レーザの半値スペクトル線幅である。

### 3.3.2.7 FM 一括変換信号の光伝送に伴う雑音と CNR

以上示した FM 一括変換技術特有の雑音劣化に加えて、光伝送部雑音により CNR 特性が劣化する。光伝送部の雑音は、従来の IM/DD 方式と同様に扱うことができ、相対強度雑音(RIN : Relative Intensity Noise)、ショット雑音、熱雑音の各雑音から構成される。但し、FM 変調の特徴として、これらの雑音は、FM 復調時に三角雑音に変換され、周波数の 2 乗に比例するため高周波数帯ほど大きくなる[36].

光伝送雑音による CNR は次式で与えられる。

$$CNR_{Opt} = \frac{\frac{1}{2} \Delta F^2 (m_{opt} r Pr M)^2}{2 f_i^2 (N_{RIN} + N_{shot} + N_{thermal}) B} \quad (3.33)$$

ここで、 $m_{opt}$  は光強度変調レーザの光変調度、 $r$  は光受信器の光/電気変換効率、 $Pr$  は受光電力レベル、 $M$  はフォトダイオードのゲインであり、 $N_{RIN}$ 、 $N_{shot}$ 、 $N_{thermal}$  はそれぞれ相対強度雑音、ショット雑音、熱雑音の電力スペクトル密度である。

以上より、すべての雑音要因を考慮した総合の CNR は次式で与えられる。

$$CNR_{Total} = \left( CNR_{nHD}^{-1} + CNR_{AM}^{-1} + CNR_{Image}^{-1} + CNR_{Side}^{-1} + CNR_{FM}^{-1} + CNR_{Phase}^{-1} + CNR_{Opt}^{-1} \right)^{-1} \quad (3.34)$$

### 3.3.2.8 数値計算と実験結果の比較検討

本節では、3.3.2.1 から 3.3.2.7 節で定式化した各雑音成分を考慮した CNR 特性の数値計算値と実験で得られた特性を比較検討することで、導出した理論式の有効性を検証する。

理論計算に用いたパラメータ諸元は、実測に基づいて表 3-2 に示す値に設定した。また、残留 FM 成分の周波数特性： $G(f)$ については、図 3-7 に示す実測値を多公式近似により係数を導出し、数値計算に用いた。なお、サイドモード成分は、発振モード、周波数を制御することで、十分抑圧できたため、本比較検討では雑音要因としては考慮していない。また、光伝送雑音は受光電力が大きく、その他劣化要因に比べて無視できる受光電力での比較検討を行った。

表 3-2 : 理論計算に用いたパラメータ諸元

パラメータ	値
多チャネル映像チャンネル数	40 ch
映像信号最低周波数	91.25 [MHz]
映像信号最高周波数	373.25 [MHz]
スペクトル線幅	58 [kHz]
残留 AM 抑圧度	40 [dB]
2 次高調波 D/U 比	22 [dB]
3 次高調波 D/U 比	13 [dB]
FM 復調器出力キャリア: $S_{Dem}$	-30 [dBm] (@ $\Delta F = 300$ [MHz/ch])
残留 FM 成分ピーク値: $P_{FM}$	-42 [dBm] (@ $\Delta F = 300$ [MHz/ch])



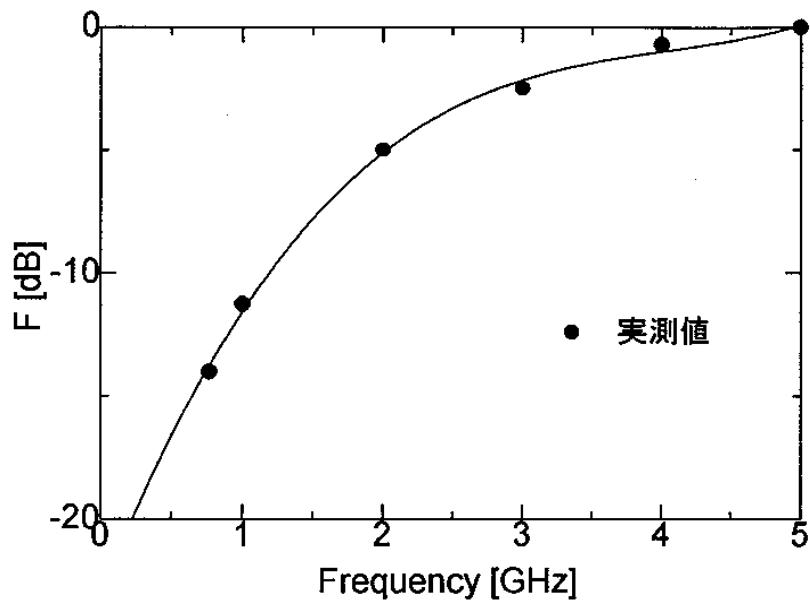


図 3-7：残留 FM 成分の FM 復調器出力の周波数特性

映像信号 1 チャンネルあたりの周波数偏移と CNR 特性の関係について、FM 信号の中心周波数  $f_c$  が 3.0 [GHz], 4.0 [GHz] の場合についてそれぞれ、図 3-8 と 3-9 に示す。図からわかるように周波数偏移が小さい領域では位相雑音成分が支配的となり、周波数偏移が大きくなるにつれて、高調波成分、残留 FM 成分が支配的になっており、CNR を最大にする最適な周波数偏移が存在することが分かる。また、最適周波数偏移量は FM 信号の中心周波数に依存し中心周波数を高周波数化することにより、各雑音成分が低減され CNR 特性が改善されていることが分かる。但し、FM 信号の中心周波数を高周波にすると、有効帯域幅を有する FM 復調器の帯域制限の影響により CNR 特性ほか、歪特性が劣化するため[39]、FM 復調帯域を考慮した中心周波数設定が必要となる。

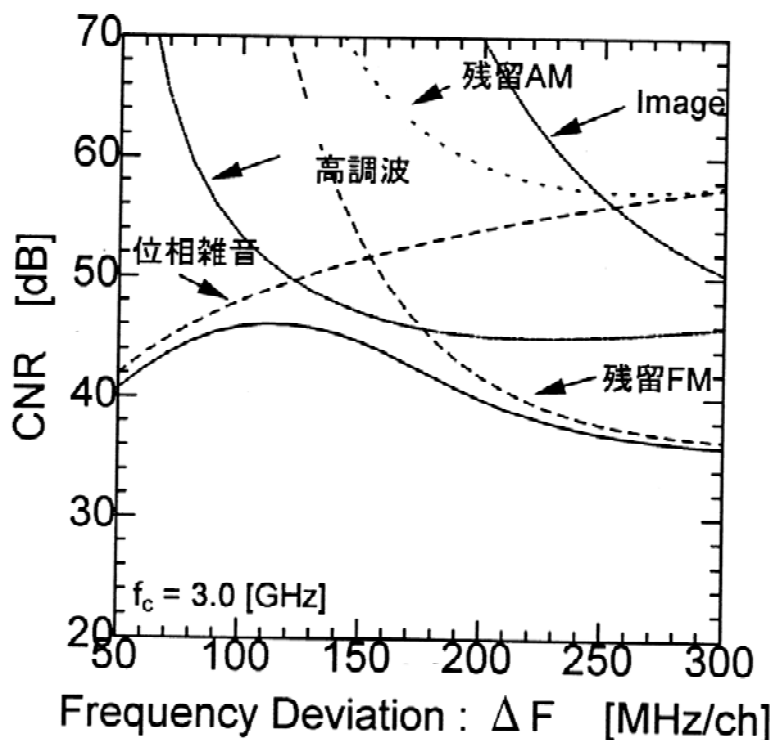


図 3-8 : 周波数偏移と CNR 特性の関係 ( $f_c=3.0$  [GHz])

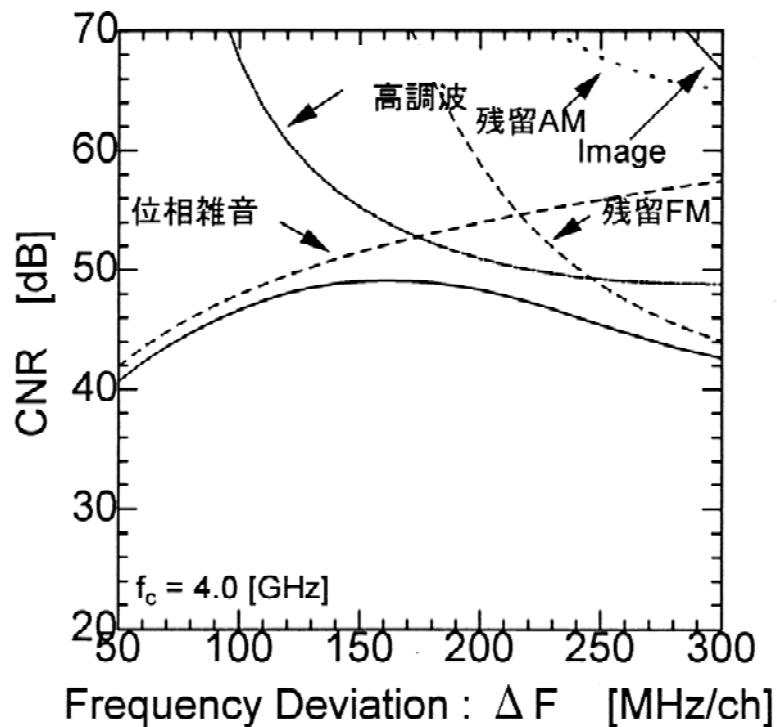


図 3-9 : 周波数偏移と CNR 特性の関係 ( $f_c=4.0$  [GHz])

図 3-10 は、周波数偏移と CNR 特性の関係について理論計算値と実験値を示したものである。図から分かるように、CNR 特性が最大となる領域までは理論式は実験値とほぼ正しくモデル化しているといえる。一方、周波数偏移が大きくなると式(3.1)に示した FM スペクトル帯域が大きくなり、実験に使用した FM 復調帯域である 6 [GHz]を超え、帯域制限を受けるため、実験値が理論計算値に比べて大きく劣化している。

以上、定式化した CNR 理論式は、FM 一括変換技術特有の雑音成分をほぼ正確にモデル化しており、FM 復調器帯域制限を受けない FM スペクトル帯域となるように各映像信号の周波数偏移と FM 中心周波数を設定すれば、伝送路パラメータ、システムパラメータ設計に有効であるといえる。

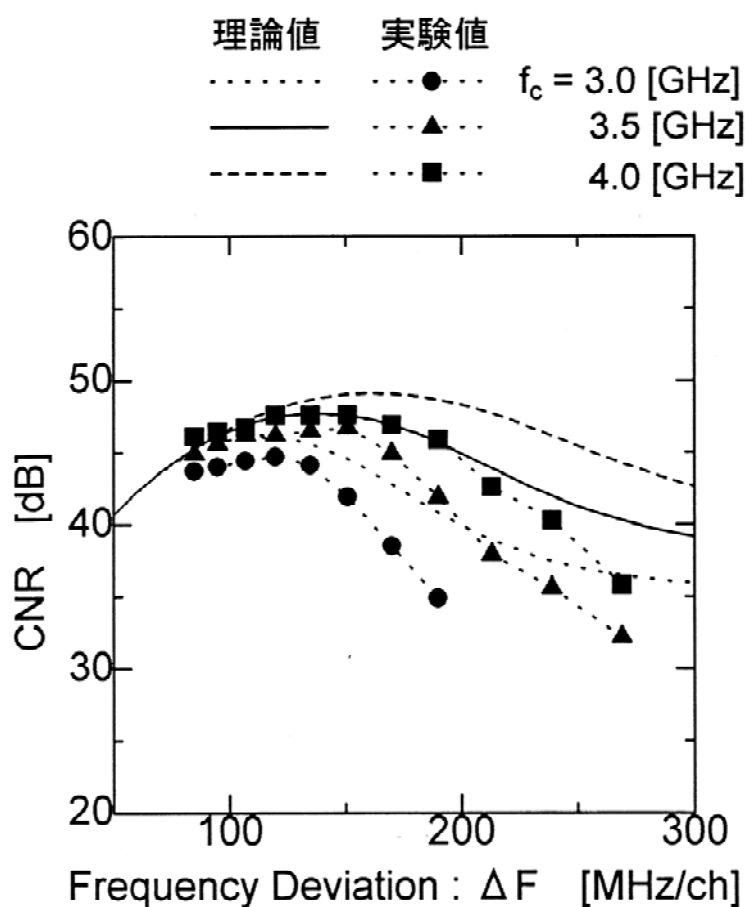


図 3-10 : CNR 特性の計算値と測定値の比較

### 3.3.3 群遅延歪特性の定式化

FM 一括変換技術による多チャンネル映像信号光伝送では、FM 変調特有の伝送路上の遅延特性(遅延量の周波数特性)に起因して発生する群遅延歪が、伝送後の映像信号の品質を劣化させる。本節では群遅延歪の理論式の定式化を行うとともに、理論計算を用いて所要歪特性を達成するために

要求される伝送路上の群遅延偏差について明らかにする。

### 3.3.3.1 群遅延偏差のモデル化

光送受信機に使用する広帯域増幅器などで発生する広帯域 FM 信号の電気回路伝送路上の群遅延偏差は、伝送路におけるインピーダンス不整合によって生じる反射が主な要因である。群遅延特性の数式モデル化としては、べき級数展開した場合の係数やリップル振幅とその周期をパラメータにして検討することができる[40][41]。ここでは次式に示すリップル性の群遅延偏差モデル化を用いて、歪の定式化、及び歪特性の理論式の導出を行う。

$$\tau(f) = r \cos \frac{2\pi f}{T} \quad (3.35)$$

ここで、 $r$  は群遅延のリップル振幅、 $T$  が周波数軸上のリップルの周期であり、単位は GHz である。

### 3.3.3.2 群遅延歪の定式化

周波数多重された多チャネル映像信号を

$$S_{FDM}(f) = \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \quad (3.36)$$

とする。但し、 $\Delta F_i$  は映像信号 1 チャネル当たり周波数偏移、 $N$  はチャネル数、 $f_i$  は各映像信号の周波数である。このような多チャネル映像信号を FM 一括変換した場合、変換後の FM 信号は次式で表すことができる。

$$S_{FM}(f) = A_{FM} \cos \left\{ 2\pi f_{FM} t + 2\pi \int_{-\infty}^t S_{FDM}(t) dt \right\} \quad (3.37)$$

但し、 $A_{FM}$ 、 $f_{FM}$  はそれぞれ FM 信号の振幅と中心周波数である。式(3.37)に示した FM 信号が式(3.35)に示す群遅延特性を持つ伝送路上を伝送され、FM 復調器により FM 復調された出力は次式で表すことができる。

$$S_{FDM-Dem}(t) = \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[ -rT \sin \frac{2\pi}{T} \left\{ f_{FM} + \sum_{i=1}^N \Delta F_i \cos 2\pi f_i t \right\} \right] \quad (3.38)$$

式(3.38)の第一項は復調された多チャネル映像信号であり、第二項が群遅延偏差によって生じる歪項である。第二項を展開すると歪成分は偶数次の歪成分と奇数次の歪成分に分けられる。偶数次の歪成分のうち周波数  $f_i$  の映像信号帯域に落ち込む歪は  $n$  次ベッセル関数  $J_n(\cdot)$  を用いて次式で与えられる。

$$\sigma_{IM2n}^2 = \frac{1}{2} r^2 T^2 \sin^2 \left( \frac{2\pi f_{FM}}{T} \right) \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{n_N=-\infty}^{\infty} J_{n_1}^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_1}{T} \right) \dots J_{n_N}^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_N}{T} \right) f_i^2$$

$$\left( \sum_{i=1}^N |n_i| = 2n \right) \quad (3.39)$$

一方、奇数次歪成分のうち周波数  $f_i$  の映像信号帯域に落ち込む歪は  $n$  次ベッセル関数  $J_n(\cdot)$  を用いて次式で与えられる。

$$\sigma_{IM2n+1}^2 = \frac{1}{2} r^2 T^2 \cos^2 \left( \frac{2\pi f_{FM}}{T} \right) \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{n_N=-\infty}^{\infty} J_{n_1}^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_1}{T} \right) \dots J_{n_N}^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_N}{T} \right) f_i^2$$

$$\left( \sum_{i=1}^N |n_i| = 2n+1 \right) \quad (3.40)$$

次に、定式化した式を用いて数値計算を行い、歪電力特性について解析を行う。図 3-11 は、歪電力のリップル周期特性について示したものである。但し、映像信号のチャンネル数は 40 チャンネル (91.25 [MHz]~373.25 [MHz])、各映像信号の周波数偏移を 150 [MHz/ch]、群遅延偏差のリップル振幅を 50 [psec] としている。図から周波数軸上のリップル周期が大きくなるにつれて高次歪が低減され、低次の 2, 3 次歪が支配的になることが分かる。すなわち、リップル周期を長くするように伝送路を設計すれば、システム設計では低次歪だけを考慮すればよいことが分かる。本論文では、低次歪と高次歪の差が 10 [dB] 以上となる 4 [GHz] 以上のリップル周期を持つ群遅延偏差において、以下検討を行う。

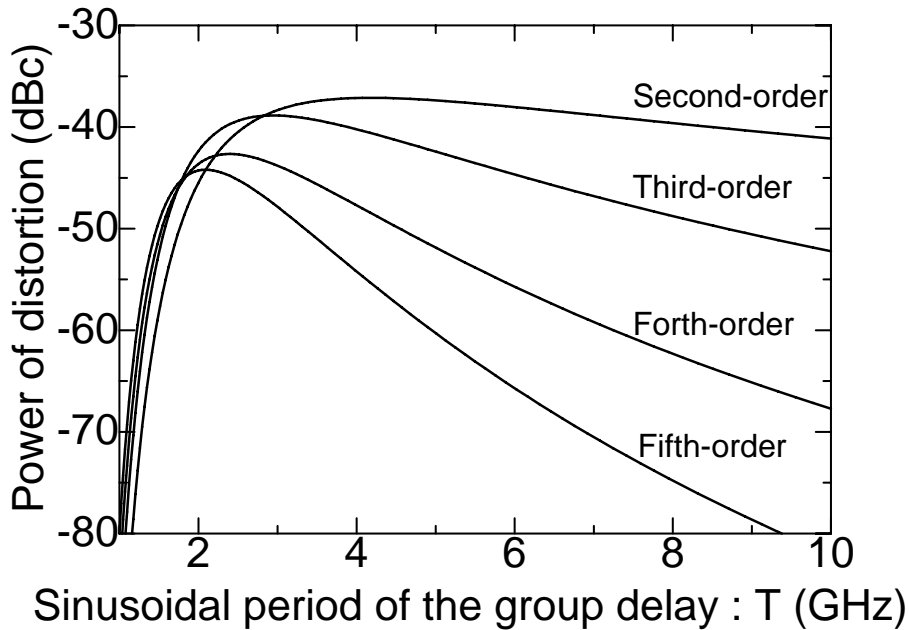


図 3-11：リップル周期と歪電力の関係

式(3.39)から 2 次歪 CSO (Composite Second Order)歪は次式で与えられる。

$$CSO = \frac{1}{2} r^2 T^2 \sin^2 \left( \frac{2\pi f_{FM}}{T} \right) \sum_{f_j \pm f_k = f_i} J_1^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_j}{T} \right) J_1^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_k}{T} \right) \prod_{n=1(n \neq j, k)}^N J_0^2 \left( \frac{2\pi \Delta F_n}{T} \right) f_i^2 \quad (3.41)$$

一方, 式(3.40)から3次歪 CTB (Composite Third Order)歪は次式で与えられる.

$$CTB = \frac{1}{2} r^2 T^2 \cos^2\left(\frac{2\pi f_{FM}}{T}\right) \sum_{2f_j \pm f_k = f_i}^{\infty} J_2^2\left(\frac{2\pi \Delta F_j}{T}\right) J_1^2\left(\frac{2\pi \Delta F_k}{T}\right) \prod_{n=1(n \neq j, k)}^N J_0^2\left(\frac{2\pi \Delta F_n}{T}\right) f_i^2$$

$$+ \frac{1}{2} r^2 T^2 \cos^2\left(\frac{2\pi f_{FM}}{T}\right) \sum_{f_j \pm f_k \pm f_l = f_i}^{\infty} J_1^2\left(\frac{2\pi \Delta F_j}{T}\right) J_1^2\left(\frac{2\pi \Delta F_k}{T}\right) J_1^2\left(\frac{2\pi \Delta F_l}{T}\right) \prod_{n=1(n \neq j, k, l)}^N J_0^2\left(\frac{2\pi \Delta F_n}{T}\right) f_i^2 \quad (3.42)$$

図 3-12 に CSO, CTB と FM 中心周波数の関係について示す. 映像信号のチャネル数を 40 チャネル( 91.25 [MHz]~373.25 [MHz]), 映像信号の周波数偏移を 150 [MHz/ch], 群遅延偏差のリップル振幅を 50 [psec], 周波数軸上のリップルの周期を 4 [GHz]としている. 図から分かるように CSO, CTB は FM 中心周波数に対して周期的に大きく変化している. また, CSO が最大となる周波数, CTB が最大となる周波数では, それぞれ CTB, CSO がマイナス無限大, すなわち歪が零になっており, 伝送路の群遅延特性に対して2次歪と3次歪が平均的に良くなる FM 中心周波数に設定できれば, 伝送歪特性は平均的に良くなることが分かる.

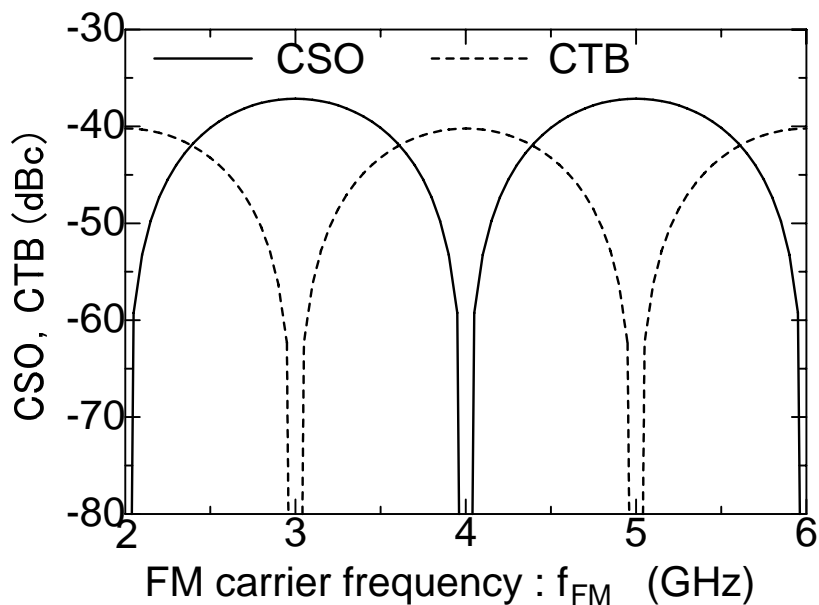


図 3-12 : FM 中心周波数と歪電力の関係 ( $r = 50$  [psec],  $T = 4$  [GHz])

### 3.3.3.3 数値計算と実験結果の比較検討

3.3.3.2 で導出した理論式の有効性を実験により検証する[42]. 実験では FM 信号の伝送路に故意に多重反射点を発生させ, リップル性の群遅延偏差(周期 5.3 [GHz], 振幅 110 [psec-pp])を生成し, 歪の測定を行った. 測定は AM アナログ映像信号 40 チャネル(91.25 [MHz]~373.25 [MHz]), 各チ

チャンネルの周波数偏移 125 [MHz]で行った。

図 3-13 に CSO, CTB のチャンネル特性について実験結果と理論式に基づいた数値計算結果を示す。群遅延偏差によって発生する歪は, FM 変調器や FM 復調器で発生する歪と, 位相が 90 度ずれており電力加算される[36]。よって, 図内の理論解析結果は群遅延偏差がない伝送路での歪の実験結果に式(3.41) (3.42)の理論計算値を電力加算している。図から分かるように, 実験結果と理論計算結果はほぼ一致しており, 理論式によるパラメータ設計の有効性が確認できる。

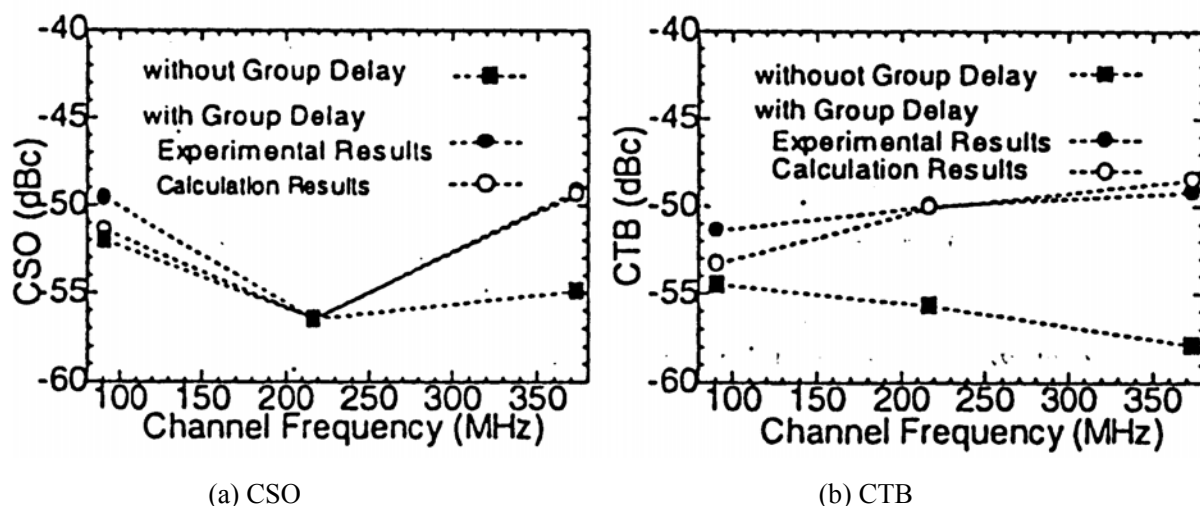


図 3-13 : 群遅延歪チャンネル特性の計算値と実験値の比較

### 3.4 CNR 特性, 歪特性の数値計算と伝送パラメータ設計

3.3 節で導出した CNR 特性, 歪特性の理論式を用いて数値解析によって, FM 一括変換技術を用いた多チャンネル映像信号光伝送特性を明らかにするとともに, 伝送パラメータ設計を行う。

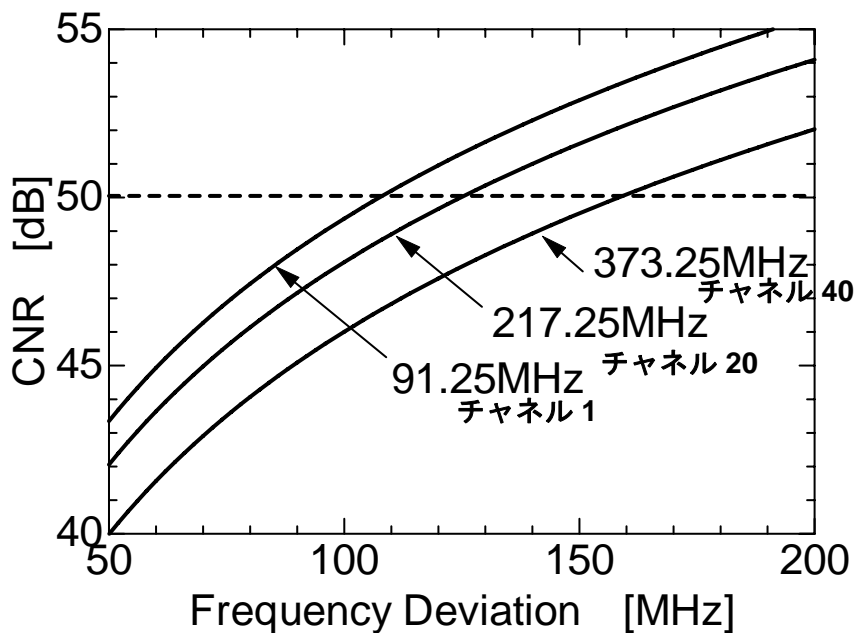
図 3-14 に AM アナログ映像信号(91.25 [MHz]~373.25 [MHz], 40 チャンネル), 64QAM(Quadrature Amplitude Modulation)デジタル映像信号(593 [MHz]~767 [MHz], 30 キャリア), それぞれに対して周波数偏移と CNR 特性の関係を示す。数値計算のパラメータ諸元を表 3-3 に示す。

表 3-3 : 数値計算に用いたパラメータ諸元

パラメータ	値
FM 変調器スペクトル線幅	40 kHz
光伝送レーザ 光強度変調度	85%
光伝送レーザ 相対強度雑音	-139 dB/Hz
光受信器 受光電力	-12 dBm
光受信器 光/電気変換効率	0.9 A/W
光受信器 等価熱雑音	15 pA/√Hz

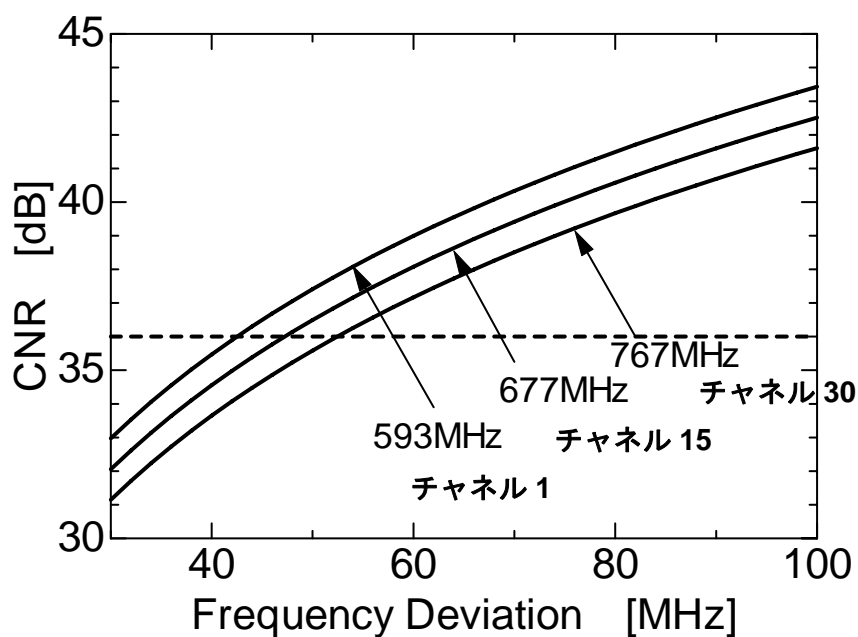
### 第3章 FM一括変換技術を用いた多チャンネル映像信号の高品質光伝送技術

CATV アナログ映像信号と 64QAM 映像信号の所望 CNR は、42 [dB]、31 [dB]とされているが [43][44]，歪による映像の乱れなども考慮すると CNR 特性の向上が望まれる．例えば，目標 CNR を AM アナログ映像信号に対して 50 [dB]，64QAM デジタル映像信号に対して 36 [dB]とすると，数値計算結果から周波数偏移をそれぞれ 130 [MHz] (@217.25 [MHz])，50 [MHz] (@677 [MHz])に設定する必要があることが分かる．



(a) AM アナログ映像





(b) 64QAM デジタル映像

図 3-14 : 周波数偏移と CNR の関係

図 3-15 は AM アナログ映像信号(91.25 [MHz]~373.25 [MHz], 40 チャンネル)の群遅延歪のチャンネル特性を示したものである。周波数偏移 200 [MHz/ch], FM 中心周波数 3.5 [GHz], 周波数軸上のリップルの周期 4.0 [GHz], リップル振幅 50 [ps p-p]としている。群遅延歪特性は、式(3.41), (3.42)に示したように、サブキャリア周波数  $f_i$  の 2 乗に比例するため、高周波数チャンネルほど歪特性が劣化していることが分かる。

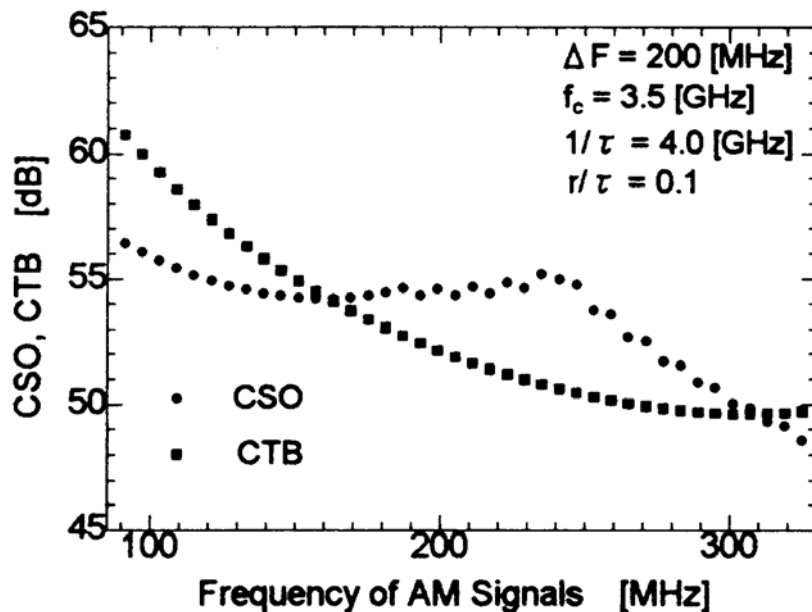


図 3-15 : CSO と CTB のチャネル特性

次に、図 3-16 に AM アナログ映像信号(91.25 [MHz]~373.25 [MHz], 40 チャネル)に対してリップル周期  $T$  と所望の CSO, CTB を達成するリップル振幅の関係を示す。ただし、群遅延歪みが最も劣化する最高周波数チャネル(373.25 [MHz])に対して、最も歪みが劣化する FM 中心周波数に対するリップル振幅を示したものである。図からわかるように、リップル周期が 3 [GHz] の群遅延偏差の FM 伝送路の場合 CSO, CTB を 60 [dB] 以上を確保するためには約 17 [ps p-p] にリップル振幅を抑える必要があることが分かり、大変低群遅延偏差の FM 伝送路を設計する必要があることが分かる。

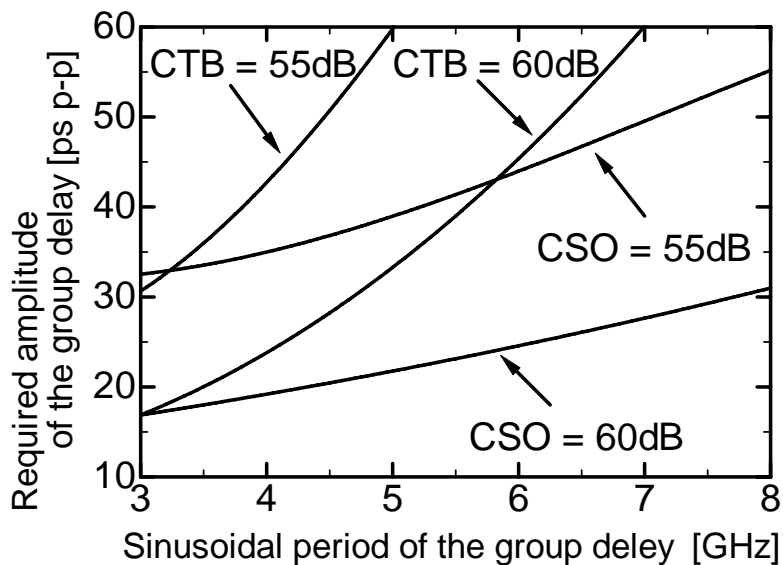


図 3-16 : リップル周期  $T$  と所望の CSO, CTB を達成するリップル振幅の関係

### 3.5 CNR 特性, 歪特性改善技術による映像信号の高品質化

CNR 特性, 歪(CSO, CTB)特性を改善する技術について提案し, 提案技術を適用した試作光送受信機による多チャンネル映像信号の伝送特性評価を行う。

#### 3.5.1 2 分周による位相雑音低減技術

FM 一括変換技術特有の雑音として, 広帯域 FM 変調器に用いる FM レーザ, LO レーザの位相雑音が考えられる。ここでは, 一括変換した FM 信号を 2 分周することによって, FM 変調器の位相雑音を低減する方法について検討する[45]。図 3-17 に無変調時の FM 変調器出力スペクトルを示す。FM 中心周波数から同じだけ離れた周波数で電力スペクトルが約 6 [dB]減少しており, 2 分周により位相雑音が 1/2 に低減されたことが確認できる。

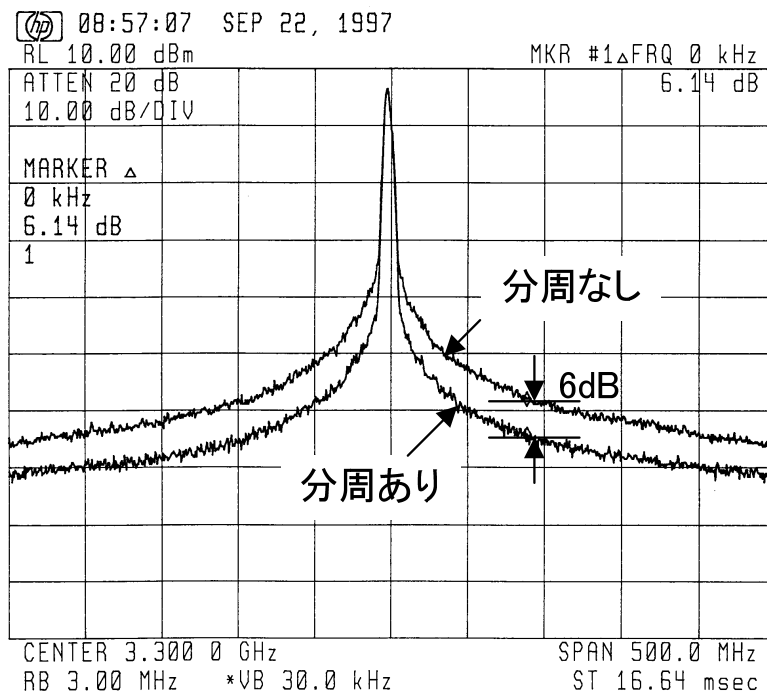


図 3-17：無変調 FM 変調器出力スペクトル

図 3-18 に 2 分周器の有無に対する CNR 特性の比較を示す. FM 信号を 2 分周することによって FM 変調器出力の位相雑音とともに, FM 信号の周波数偏移, FM 中心周波数も 1/2 されるため, 2 分周適用時は FM 変調器出力の FM 信号の周波数偏移, 中心周波数ともに 2 倍にして CNR 特性の比較を行った. 但し, 中心周波数は 4 [GHz], チャネル数は AM アナログ映像信号 40 チャネルとしている.

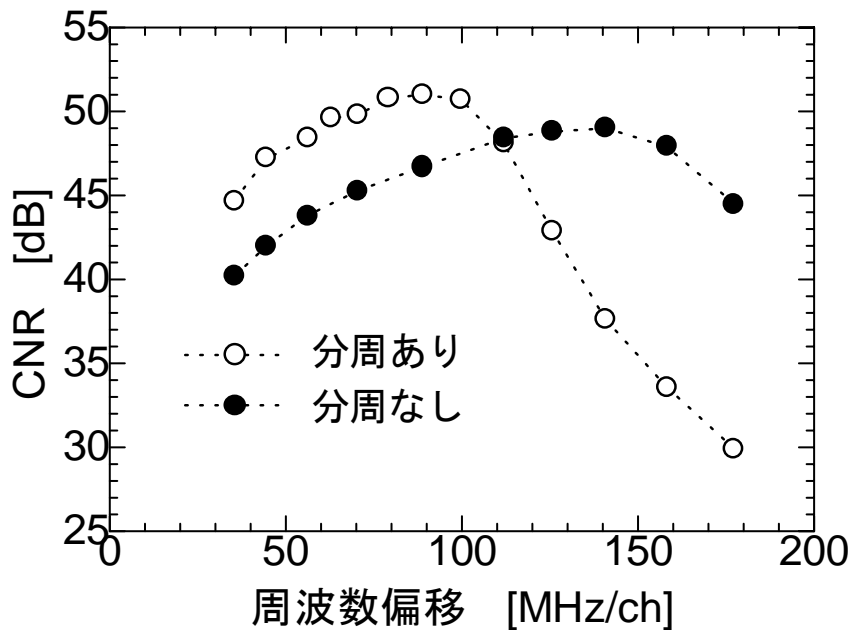


図 3-18 : FM 変調器出力 CNR の周波数偏移特性

周波数偏移に対する CNR 特性は, 位相雑音が支配的となる周波数偏移の小さい領域では, 4 [dB] 以上の改善が見られる. 一方, 帯域制限や 3.3 節で説明したその他雑音成分が支配的となる周波数偏移が大きい領域では, 2 分周を適用することで CNR が急激に劣化している. 最終的に, 2 分周技術を適用することでピーク CNR は約 2 [dB]改善されている.

### 3.5.2 低群遅延広帯域増幅回路設計と群遅延補償技術

3.4 節の数値計算例で示したように, 低歪特性を実現し, 高品質な映像信号光伝送を達成するためには, FM 伝送路の低群遅延化, 特に広帯域増幅回路の低群遅延化が必須である. 本節では, 光送信機に適用する広帯域 FM 信号を増幅する増幅回路の低群遅延化について検討する[21].

図 3-19 に光送信機の広帯域高周波回路の構成を示す. 3.5.1 で提案した 2 分周を適用しているため, 分周器(1/2 Prescaler)前の FM 信号帯域幅は大変広帯域となる. 光送信機出力の FM 信号の中心周波数は, 光受信機側の受信帯域特性, 特に広帯域 FM 復調器の特性から 3GHz と設定する. 光送信機を構成する各部の所要特性として, 3.4 節で導出した CNR 特性, 歪特性の理論式から, 所要特性を実現するために光送信機側に求められる目標設計値を決定した. 表 3-4 に目標性能を示す.

第3章 FM一括変換技術を用いた多チャンネル映像信号の高品質光伝送技術

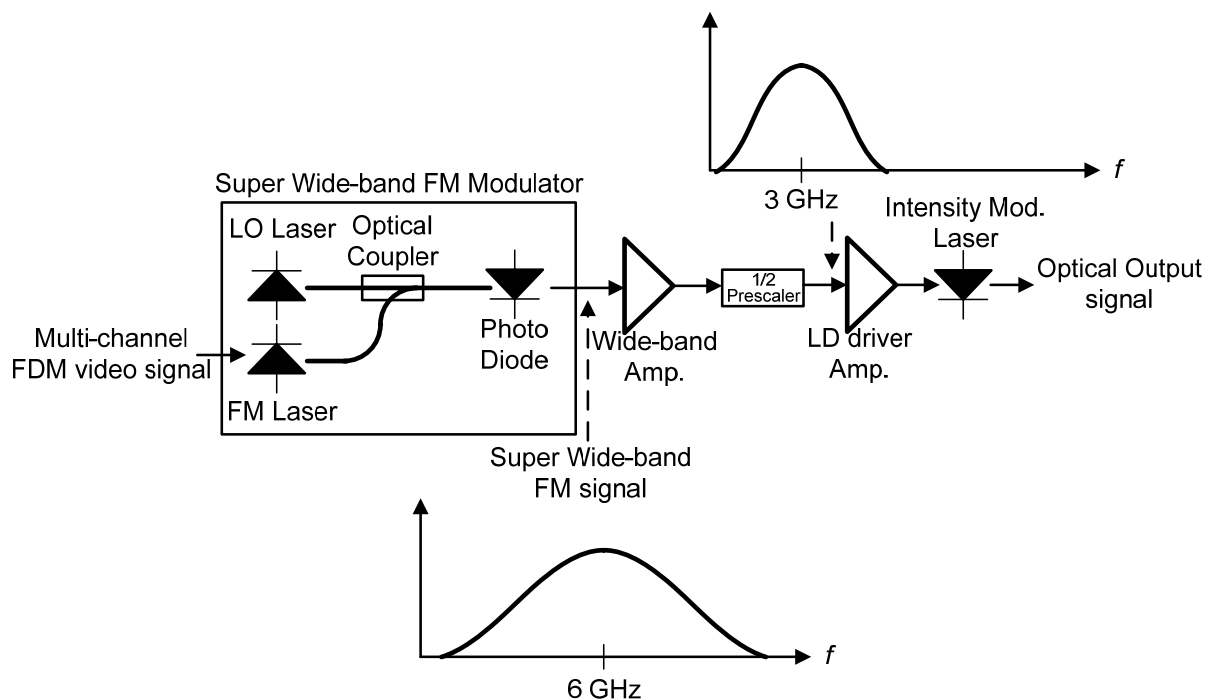


図 3-19：光送信機構成

表 3-4：光送信機広帯域高周波回路の目標性能

回路	項目	目標性能
光ヘテロダイン部 フォトダイオード	帯域幅	≥ 12 GHz
	群遅延偏差	≤ 10 ps p-p
	光/電気変換効率	≥ 0.8 A/W
広帯域増幅器	帯域幅	≥ 12 GHz
	ゲイン	≥ 20 dB
	群遅延偏差	≤ 10 ps p-p
2分周器	帯域幅	≥ 12 GHz
強度変調レーザ ドライバ増幅器	帯域幅	≥ 5 GHz
	ゲイン	≥ 10 dB
	群遅延偏差	≤ 8 ps p-p
	出力パワー	≥ 15 dBm
強度変調レーザ	帯域幅	≥ 12 GHz
	群遅延偏差	≤ 10 ps p-p

3.4節の図 3-16 で示したように CSO, CTB を低減するには, 群遅延のリップル振幅を抑えなければならない. リップル性の群遅延偏差は広帯域伝送路の多重反射により発生する. 図 3-20 は伝送路上の反射点間距離と発生する群遅延偏差のリップル振幅の関係について反射減衰量をパラメータにしたシミュレーション結果を示したものである. 図から分かるように, 多重反射の反射点間距離を短くすることでリップル振幅偏差を大幅に低減することができる.

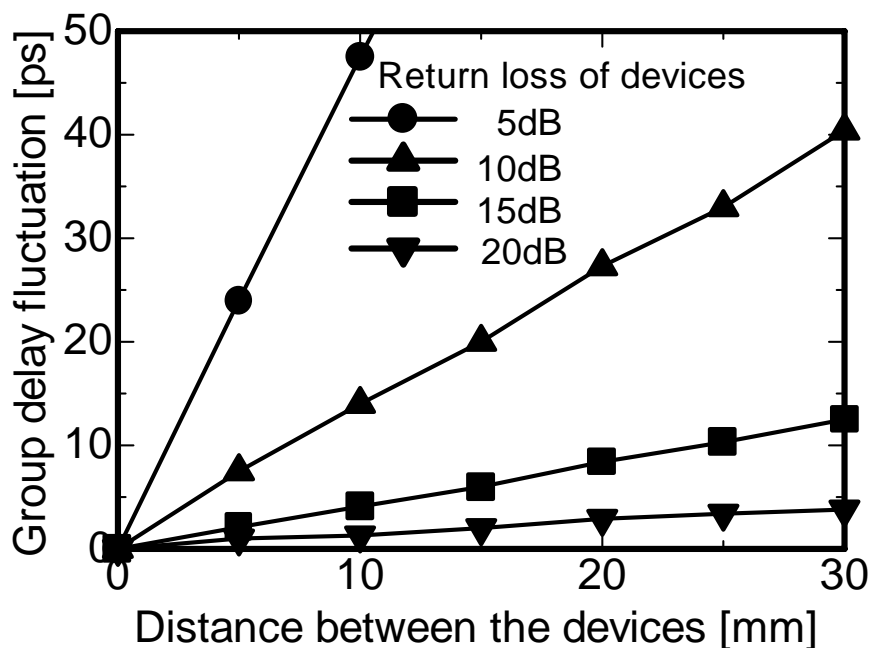


図 3-20 : 反射点間距離と発生する群遅延リップル振幅の関係

多重反射量, 反射点間距離を低減するため, ベア FET, 薄膜抵抗, 薄膜コンデンサから構成された HMIC(Hybrid Microwave Integrated Circuit)型増幅器が有効である. 伝送路はマイクロストリップラインを用いて, デバイス間距離を極力短くするため, ワイヤボンディングで各デバイス間を接続した. 回路設計に際しては, ボンディングワイヤ浮遊インダクタンスや各デバイスの浮遊キャパシタンスなども考慮して, 高周波回路シミュレータを用いて回路の最適化を図った.

図 3-21 に分周器前の広帯域増幅器の構成図を, 図 3-22 にその周波数特性と群遅延特性を示す. 3dB 帯域幅 12 [GHz], また 2 分周器前の FM 中心周波数(6 [GHz])付近の 4~8 [GHz]において 4 [ps p-p]の群遅延偏差を達成している. また, 図 3-23 にレーザドライバ増幅器の周波数特性と群遅延特性を示す. 3dB 帯域幅 5[GHz], 分周器後の FM 中心周波数(3 [GHz])付近の 2~4 [GHz]で 5 [ps p-p]の群遅延偏差であり, どちらの広帯域増幅器ともに低群遅延を達成している.

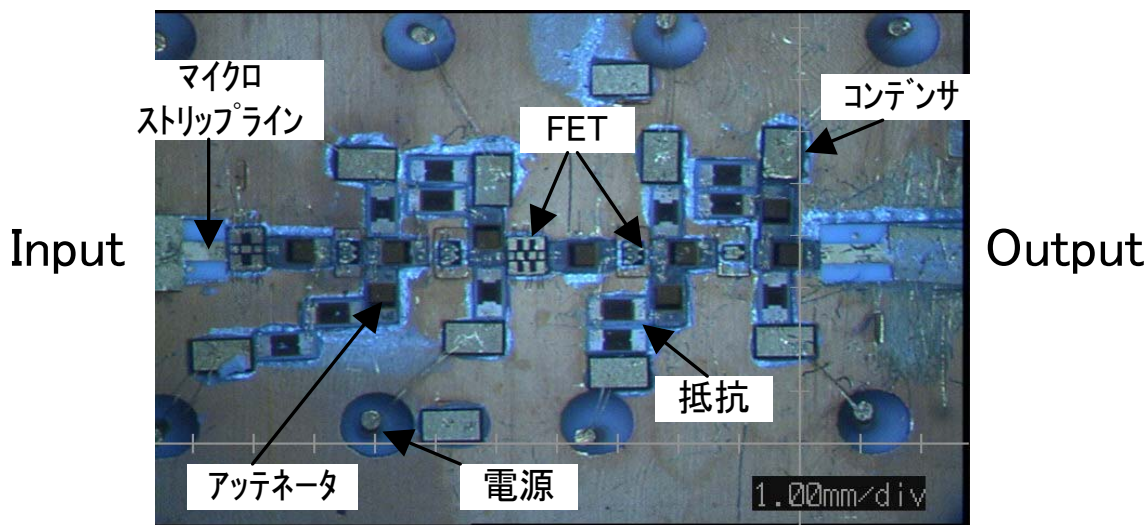


図 3-21 : HMIC12GHz 広帯域増幅器の構成

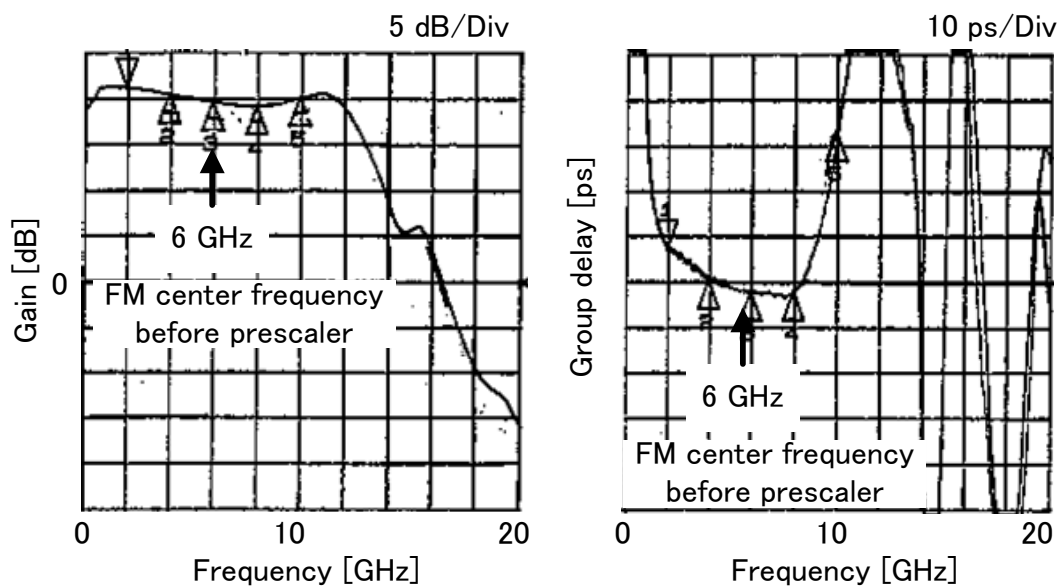


図 3-22 : 12GHz 広帯域増幅器の周波数特性



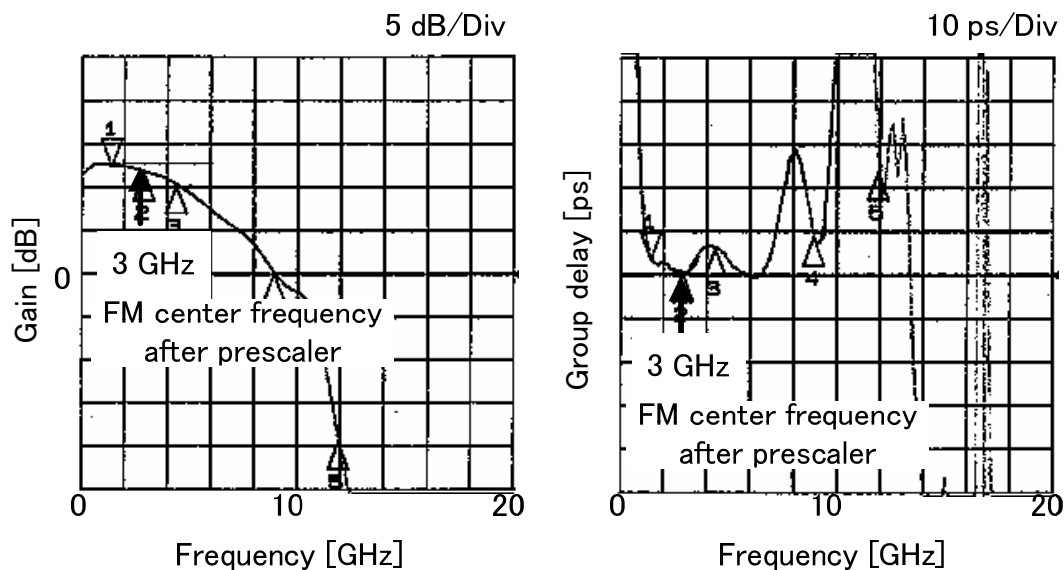


図 3-23 : 強度変調用レーザドライバ広帯域増幅器の周波数特性

次に光送信機，及び光受信機の各デバイスの特性ばらつきを吸収し，光送信機から光受信機のトータルの広帯域伝送路の群遅延偏差を平坦化するため，群遅延補正回路の適用について検討する[21]. 図 3-24 に群遅延補正回路の構成を示す. 抵抗，インダクター，キャパシターから構成されるカスケード共振回路であり，可変抵抗(VR : Variable Register)の抵抗値を電圧で制御することで，群遅延特性を可変することができる.

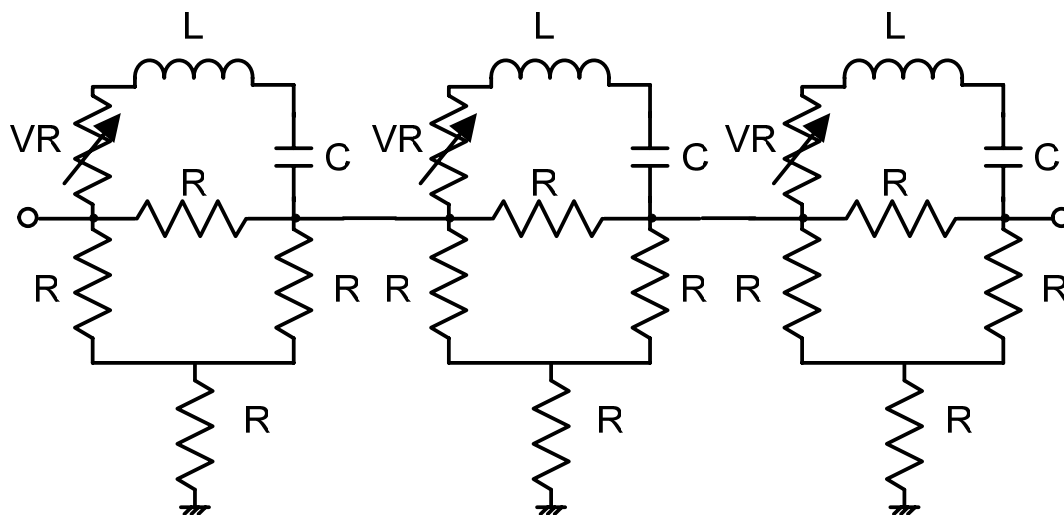


図 3-24 : 群遅延補正回路の構成

図 3-25 は印加電圧を変化させたときの群遅延補正回路の群遅延特性の変化について示している. 印加電圧を変化させることで，右上がり，右下がりなど群遅延特性が制御できることが分かる.

### 第3章 FM一括変換技術を用いた多チャネル映像信号の高品質光伝送技術

この群遅延補正回路の効果を実証するため、AMアナログ映像信号40チャンネルを伝送し、光受信機でのFM復調後のCSO、CTB特性について評価を行った。図3-26にCSO、CTBと群遅延補正回路の印加電圧特性について示す。ただし、破線、実線はそれぞれ、補正回路を導入していない場合のCSO、CTBの値である。図から群遅延補正回路を導入することでCSO、CTBが低減されることが分かる。

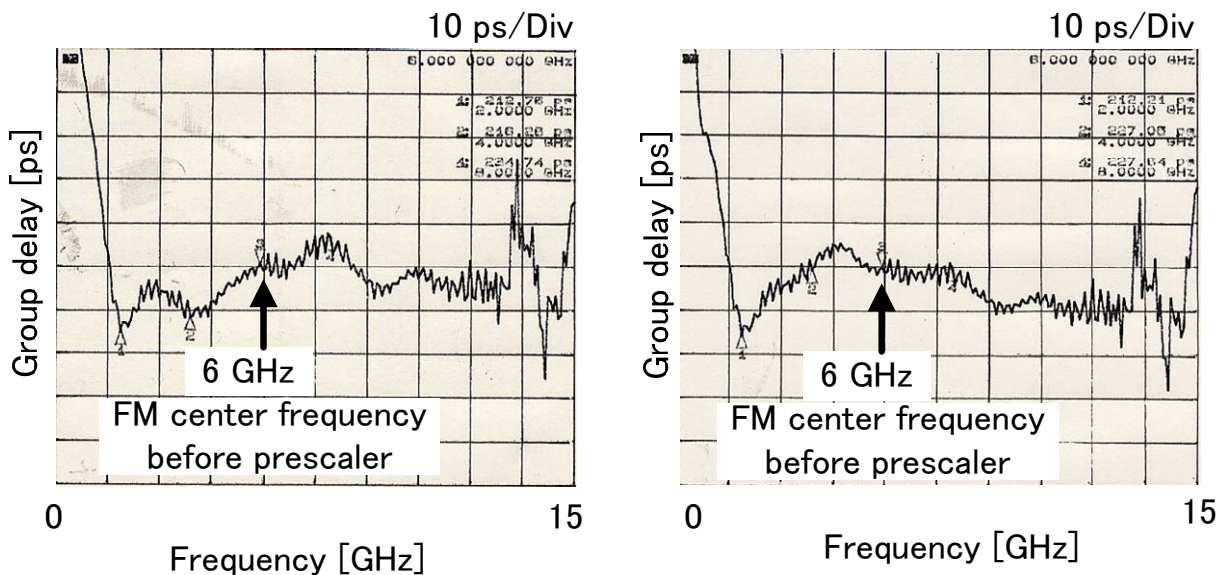


図3-25：群遅延補正回路の群遅延特性

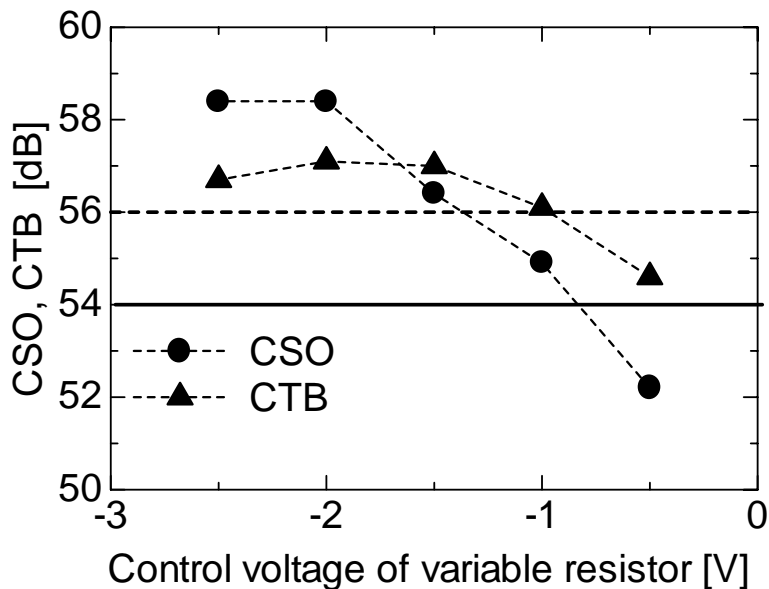


図3-26：CSO、CTBの群遅延補正回路の印加電圧特性

### 3.5.3 高リニアリティ光受信機回路設計

光受信機，特に FM 復調器に低歪化を施した回路設計手法について述べる．図 3-27 に光受信機の構成を示す．光受信機は各家庭に設置される ONU (Optical Network Unit) に搭載されるため，量産性を考慮して IC 化を行った．表 3-5 に光受信機 IC の所要特性を示す．

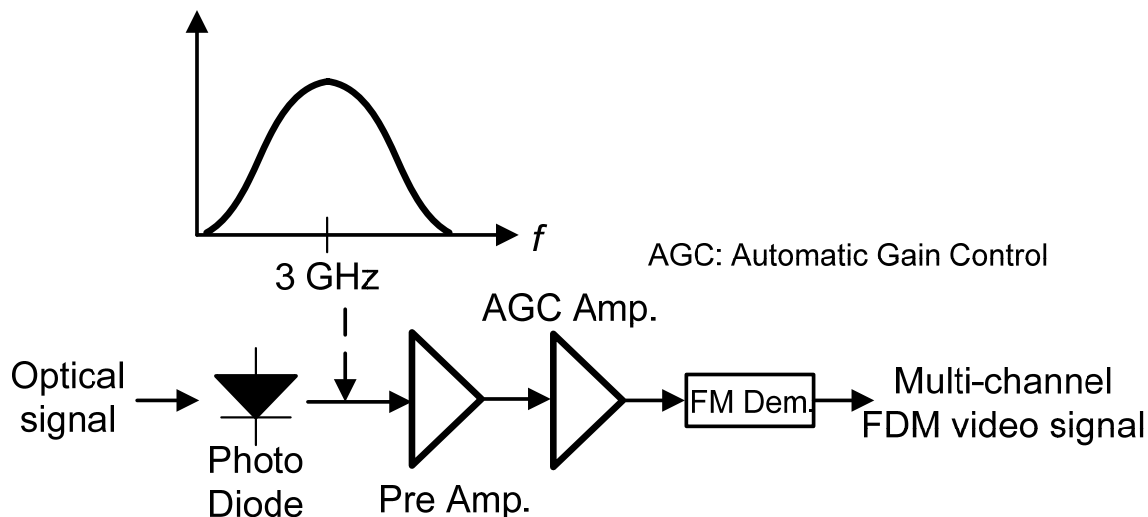


図 3-27：光受信機高周波回路構成

表 3-5：光受信機の搭載 IC の特性

回路	項目	目標性能
フォトダイオード	帯域幅	$\geq 10$ GHz
	光/電気変換効率	$\geq 0.9$ A/W
プリアンプ IC	帯域幅	$\geq 8$ GHz
	等価熱雑音指数	15 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
フォトダイオード～AGC アンプ	トータル群遅延偏差	$\leq 20$ ps p-p

光受信機における歪発生の主要因として，広帯域 FM 復調器の非線形性が考えられる．FM 一括変換技術のように数 GHz に渡って線形な復調特性を有する復調器を実現するため，GaAsFET で構成されるリミッタ回路，遅延回路，AND ゲートの各ブロックを集積化した遅延検波方式の FM 復調 IC を開発した[21][22]．図 3-28 に，入力周波数と出力電圧の関係を直線近似した際のリップル特性を示す．縦軸は直線近似との差電圧を復調効率(mV/GHz)で規格した値である．図に示すように，線形性が大幅に改善されていることが分かる．

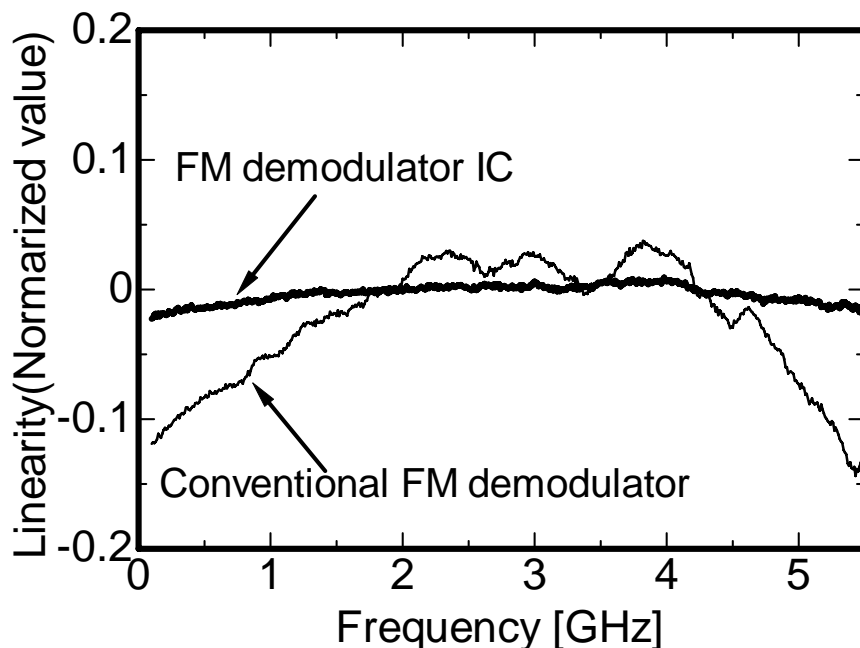


図 3-28 : 広帯域 FM 復調器の復調線形特性

### 3.5.4 アナログ映像／デジタル映像の高品質光伝送評価

3.3 節で導出した CNR, CSO, CTB の理論式(3.34), (3.41), (3.42)をもとに, 所要伝送特性を達成するため伝送パラメータ, 及び光送信機, 光受信機の目標設計値を明らかにし, 開発した試作装置を用いて多チャネル映像信号の光伝送評価を行った[21][46].

まず, AM アナログ映像 30 チャネル, 64QAM デジタル映像 10 キャリアの伝送について, 図 3-29 は光伝送後の AM アナログ映像の CNR, CSO, CTB のチャンネル周波数に対する特性を, 図 3-30 は受光電力特性を示したものである. また, 図 3-31 は 64QAM デジタル映像信号の CNR と誤り率(BER: Bit Error Rate)の受光電力特性を示したものである. 図から分かるように, AM アナログ映像は受光電力-12 [dBm]で, いずれのチャンネルで CSO は 58 [dB]以上, CTB は 60 [dB]以上, CNR は 50 [dB]以上を達成している. これは日本の CATV 規格 (CNR 42 [dB], CSO 52 [dB], CTB 53 [dB]) を大きく上回る高品質な特性を達成している[42]. また, -14 [dBm]から 1 [dBm]の受光電力において, AM アナログ映像は低雑音, 低歪, 64QAM デジタル映像は誤り率フリーが実現されており, 大きな受光ダイナミックレンジが確保できているといえる.

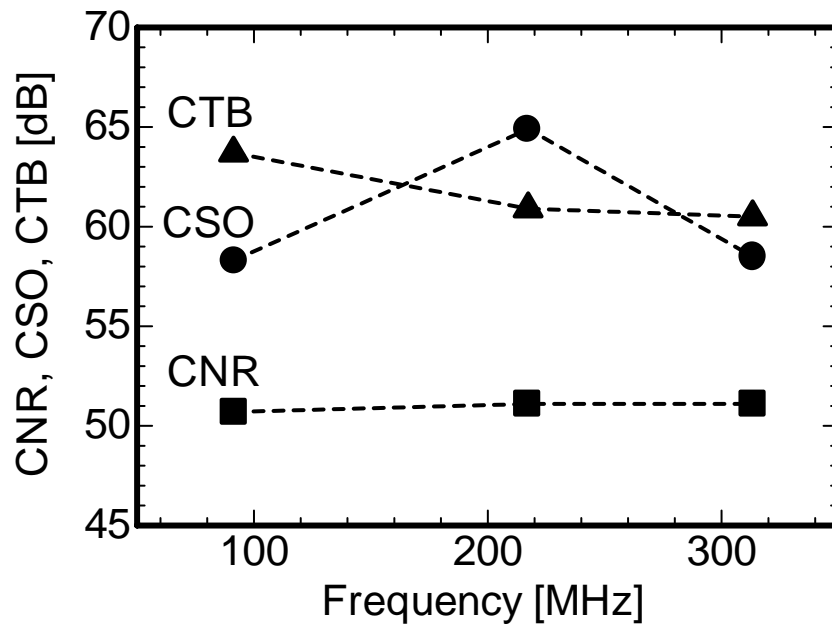


図 3-29 : AM アナログ映像信号の CNR, CSO, CTB チャネル特性(@受光電力-12 [dBm])

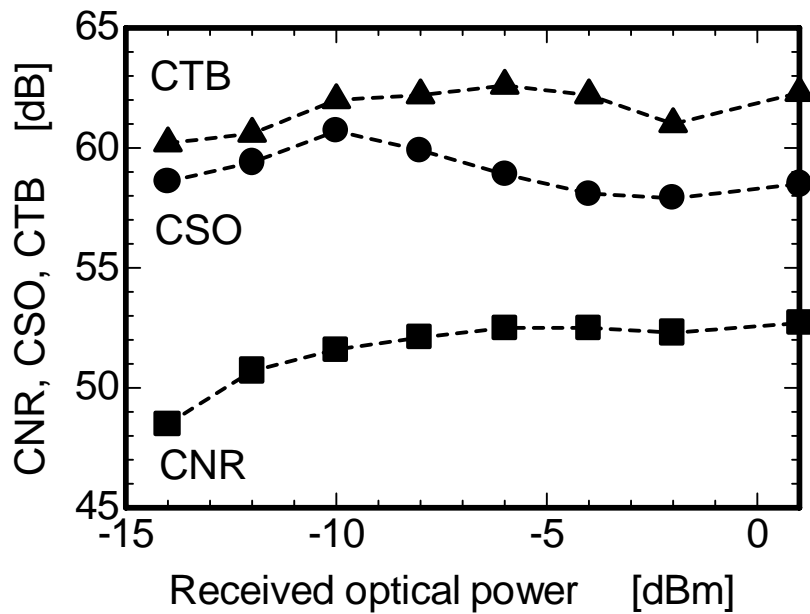


図 3-30 : AM アナログ映像信号の CNR, CSO, CTB の受光電力特性 (@313.25 [MHz])

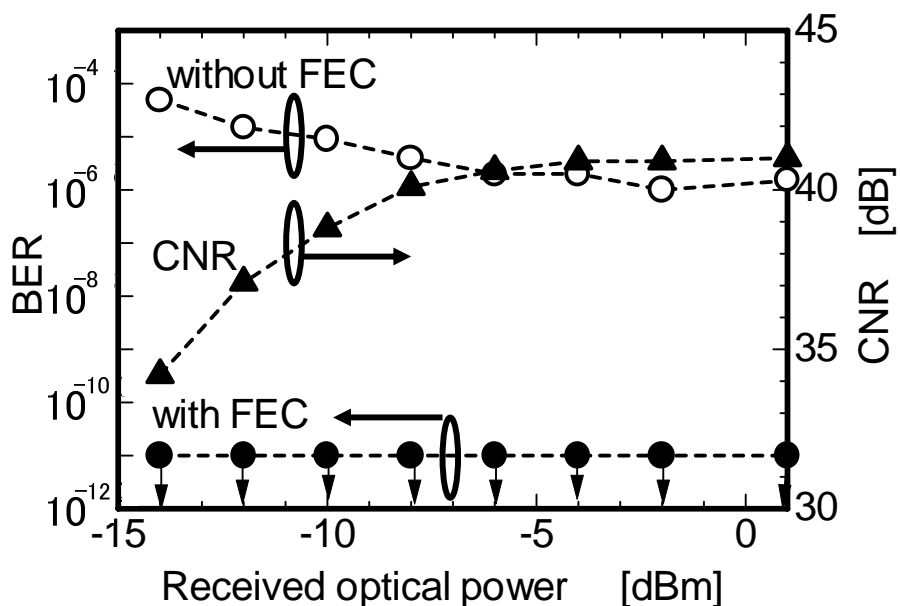


図 3-31 : 64QAM デジタル映像信号の CNR, BER の受光電力特性 (@647 [MHz])

表 3-6 に様々なチャネルプランに対する伝送特性の実験結果をまとめる。表から仮定した全てのチャネルプランに対して、低雑音、低歪の AM アナログ映像信号伝送、誤り率フリーのデジタル映像信号伝送が実現されていることが分かる。

表 3-6 : 様々なチャネルプランに対する伝送特性

AM アナログ映像			64QAM 信号			
チャネル数	CNR	CSO/CTB	キャリア数	映像 チャネル数	データ容量	BER
40	≥50 dB	≥55 dB	0			
30	≥50 dB	≥58 dB	10	40	0.27 Gbps	≤10 <sup>-11</sup>
20	≥50 dB	≥60 dB	40	160	1.0 Gbps	≤10 <sup>-11</sup>
11	≥50 dB	≥60 dB	90	360	2.4 Gbps	≤10 <sup>-11</sup>
0			110	440	3.0 Gbps	≤10 <sup>-11</sup>

### 3.6 結言

本章では、多チャンネル映像信号の光ファイバ伝送技術である FM 一括変換技術について、その原理の説明を行うとともに、FM 一括変換技術特有の雑音劣化要因、歪劣化要因を分析し、それら要因を考慮した CNR、歪特性の理論式を導出した。また、理論計算値と実験結果の比較検証を行うことで、導出した理論式は伝送パラメータ、システムパラメータの設計の有効性を明らかにした。

さらに、理論式を用いて高品質な映像信号伝送を実現するための光伝送パラメータ、および光送受信機の目標性能設計値を明らかにし、それらを達成するため位相雑音低減技術、群遅延補償技術を提案し、CNR 特性、歪特性の改善効果を実験によって確認した。

最後に、提案したパラメータ設計手法と雑音、歪低減技術を適用した光送受信機を試作開発し、これを用いて、多チャンネルアナログ/デジタル映像光伝送の実験評価を行い、低雑音、低歪のアナログ映像伝送、誤り率フリーのデジタル映像伝送の達成を確認した。





## 第 4 章

# 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

### 4.1 序言

4 章では、異なる通信システム、異なる通信ネットワーク間のシームレス移動制御技術に取り組む。すなわち Inter-RAT(Radio Access Technology)シームレス移動制御技術であるセルラー／無線 LAN インターワーク技術、あるいは Intra-RAT シームレス移動制御技術であるフェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術において、シームレス融合を実現する移動制御技術、及びサービス普及に重要な無線端末のパワーセービング技術を提案する。

セルラー／無線 LAN インターワークでは、異種通信ネットワーク間のシームレス移動を実現するセルラー／無線 LAN 連携認証技術とマルチインターフェース無線端末の低消費電力を実現するセルラー／無線 LAN 連携ページング技術について提案する。

また、フェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合では、マクロセルにオーバーレイしているフェムトセルを効率的に検出しつつ、端末の低消費電力を実現するフェムトセルサーチ技術とフェムトセルへのハンドオーバー制御技術について提案する。

### 4.2 セルラー／無線 LAN インターワークにおけるシームレス移動制御技術と端末パワーセービング技術

位置、無線端末インターフェース、通信データ情報などのユーザのコンテキストに応じて、最適な無線環境を提供するシステムとして、広域エリアサービスを提供するセルラー無線システムと家庭やオフィス、及び公衆ホットスポットエリアで利用されている IEEE802.11 に代表される無線 LAN システム間の異種無線通信ネットワークの融合技術（インターワーク技術）の検討が盛んに行われている[47][48][49]。図 4-1 に示すように、セルラー無線インターフェースと無線 LAN インターフェースを有するマルチモード無線端末により、屋外のパブリック環境ではセルラー無線

#### 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

システムに接続し、家庭やオフィスなどのプライベート環境では、無線 LAN ネットワークを最終アクセスラインとする FTTH や xDSL などの固定高速通信システムに接続し、様々なサービスが提供される。

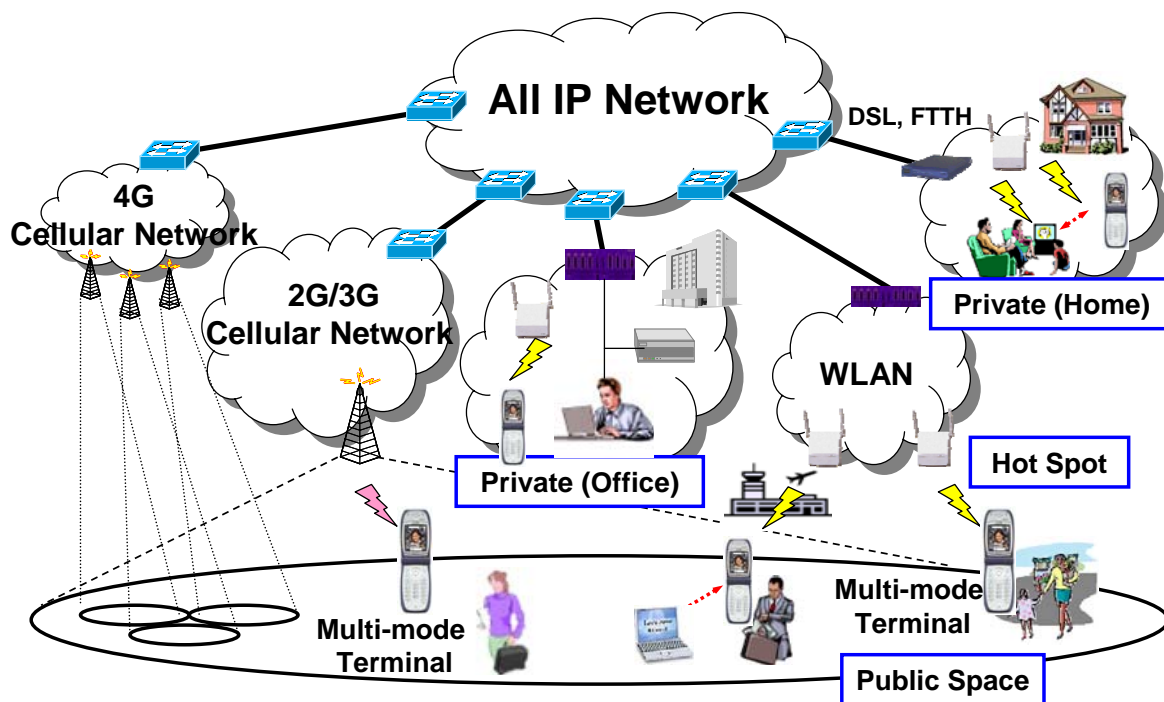


図 4-1： セルラー無線と無線 LAN の融合システム構成

このようなセルラー／無線 LAN インターワーク技術によるシームレスサービスを実現するネットワークアーキテクチャとネットワークエンティティの構成を図 4-2 に示す[28].

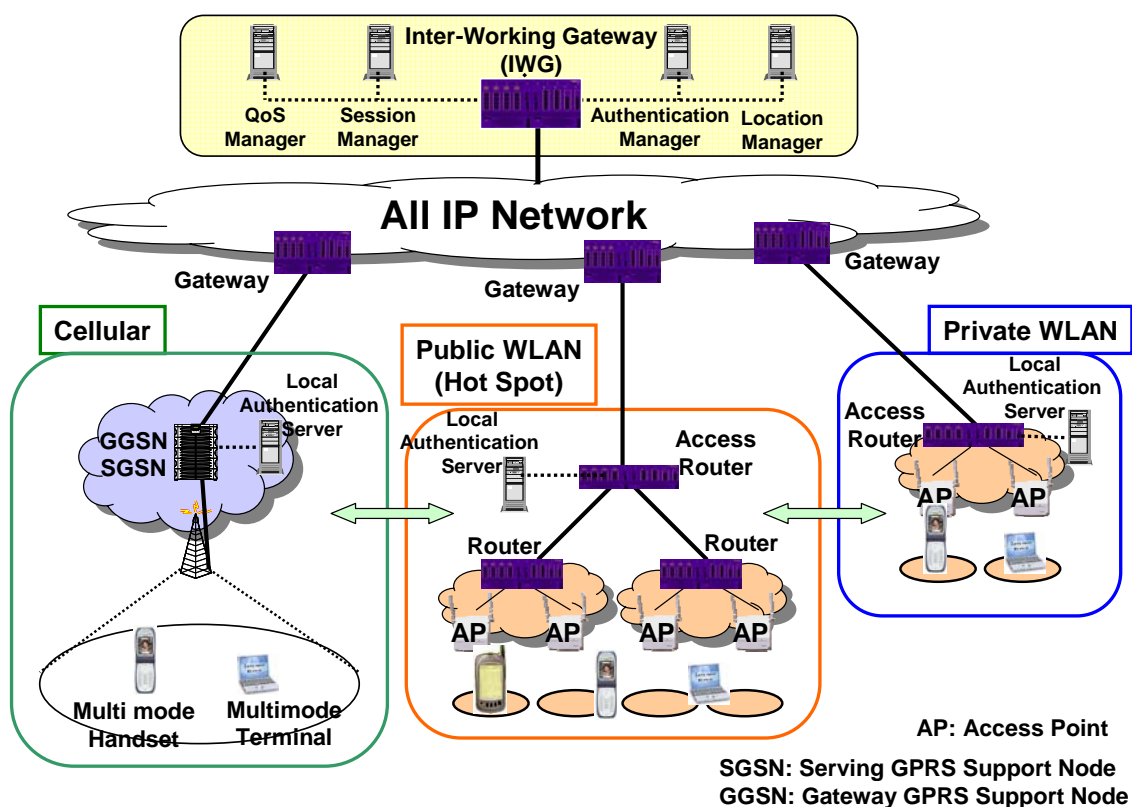


図 4-2 : セルラー／無線 LAN インターワークシステムのネットワークアーキテクチャ

図 4-2 に示すネットワークアーキテクチャで無線端末に異種通信ネットワーク間のシームレスサービスを提供するための各ネットワークエンティティの機能を以下に示す。

- **Location Manager:** 無線端末の位置情報(IP アドレス)を管理する。 Mobile IP プロトコル[50]での Home Agent 機能を有する。
- **Session Manager:** 各無線端末のセッション管理を行い、セルラー無線システムと無線 LAN システム間のセッションのシームレス接続を提供する。
- **QoS (Quality of Service) Manager:** 各セッションの End to End の QoS 管理を行い、セッションの QoS (遅延要求, 最低ビットレート要求, データ容量など)に応じて、 Session Manager と連携して最適なネットワークを選択する。
- **Authentication Manager:** 各端末の認証情報, 暗号化情報を管理し、無線端末がセルラーと無線 LAN システム間の移動する際の認証情報, 認証処理を一元的に管理するほか、認証に伴う制御信号, 遅延時間を低減するシームレス認証技術を提供する。
- **Inter-Working Gateway (IWG):** セルラー無線ネットワークと無線 LAN ネットワーク間のデータ, 制御情報の交換を行うゲートウェイであり、上記に示したエンティティと連携して、セルラー無線と無線 LAN システム間のシームレスサービスを提供する。

異種通信ネットワーク間の移動管理は、 Mobile IP プロトコル[50]で実現される。 図 4-3 に示す

#### 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

ように異種通信ネットワークにおける移動管理技術は、異なるネットワーク間を横断する Macro Mobility と1つのネットワーク内に閉じた Micro Mobility に分類される。Micro Mobility では各ネットワークの位置管理装置、例えばセルラー無線ネットワークでは HLR (Home Location Register) で無線端末の位置管理が行われている。一方、Macro Mobility では、無線端末が異種通信ネットワーク間を移動するにあたり、Mobile IP プロトコルの位置登録(IP Address 登録)が行われ、無線端末は新しいネットワークに移動し IP アドレスを取得すると、Home Agent の位置登録情報を更新することで、ネットワークは無線端末の最新位置情報を管理することができる。

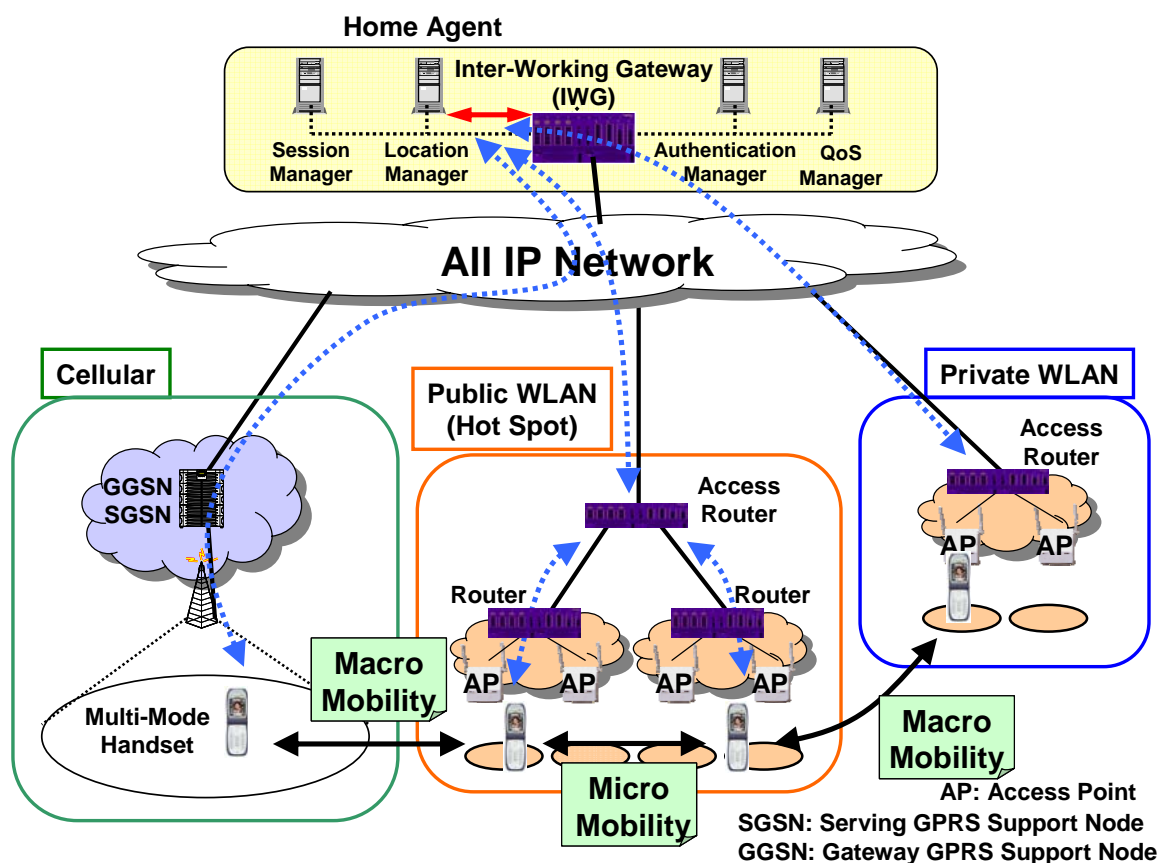


図 4-3 : Mobile IP プロトコルを用いた異種通信ネットワーク間移動管理制御

以下、シームレス融合を実現する移動制御技術として、異種通信ネットワーク間のハンドオーバー時に必要な端末認証技術について、認証に伴う制御信号、ハンドオーバー遅延時間を低減するセルラー／無線 LAN シームレス連携認証技術、及びサービス普及に重要な無線端末のパワーセービングを実現するセルラー／無線 LAN 連携ページング技術を新たに提案し、その制御プロトコル、制御手順を明らかにする。

## 4.2.1 セルラー／無線 LAN シームレス連携認証技術

異なる無線通信ネットワーク統合を実現する上で、無線端末の認証機能、認証方法を一元的に管理する必要がある。本論文では、図 4-4 に示すような認証管理装置(Authentication Manager)と各無線通信ネットワークのローカル認証サーバ(Local Authentication Server)から構成される階層化認証機構(Hierarchical Authentication Architecture)について検討する[28]。ここで、図 4-4 では認証管理装置が各ネットワークのローカル認証サーバと別エンティティとして記載されているが、例えば、広域エリアで無線端末の認証を実現しているセルラー無線ネットワークの AuC (Authentication Center)[52]が認証管理装置として、無線 LAN システムに対しても一元的に認証管理する構成も考えられる[53]。

認証管理装置とローカル認証サーバが連携した認証方式の概要を以下に示す。

- 異なる無線通信ネットワークにおける無線端末に対する認証機能を一元化するため、セルラー無線ネットワークで用いられている USIM (Universal Subscriber Identity Module)内の User Identity(IMSI: International Mobile Subscriber Identity)を認証の共通 ID として用いる。
- 無線端末は新しいネットワークに接続すると、USIM 内の User ID を用いてネットワークとの認証が開始される。ローカル認証サーバは、無線端末から認証要求を受けると、IWG 経由で認証管理装置(Authentication Manager)に認証制御信号を送り、当該無線端末のセルラー／無線 LAN インターワークサービスに対する認証が行われる。
- 認証管理装置でサービス認証が許可されると、各通信ネットワーク内のローカル認証サーバと無線端末間では、各ネットワークでの認証、暗号化メカニズムを用いて生成された認証情報、暗号鍵が継続して使用されることになる。例えばセルラー無線ネットワークでは、AKA(Authentication and Key Agreement)[54]や無線 LAN ネットワークでは IEEE802.1x[55]により、認証と無線部の暗号鍵の管理が行われる。

## 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

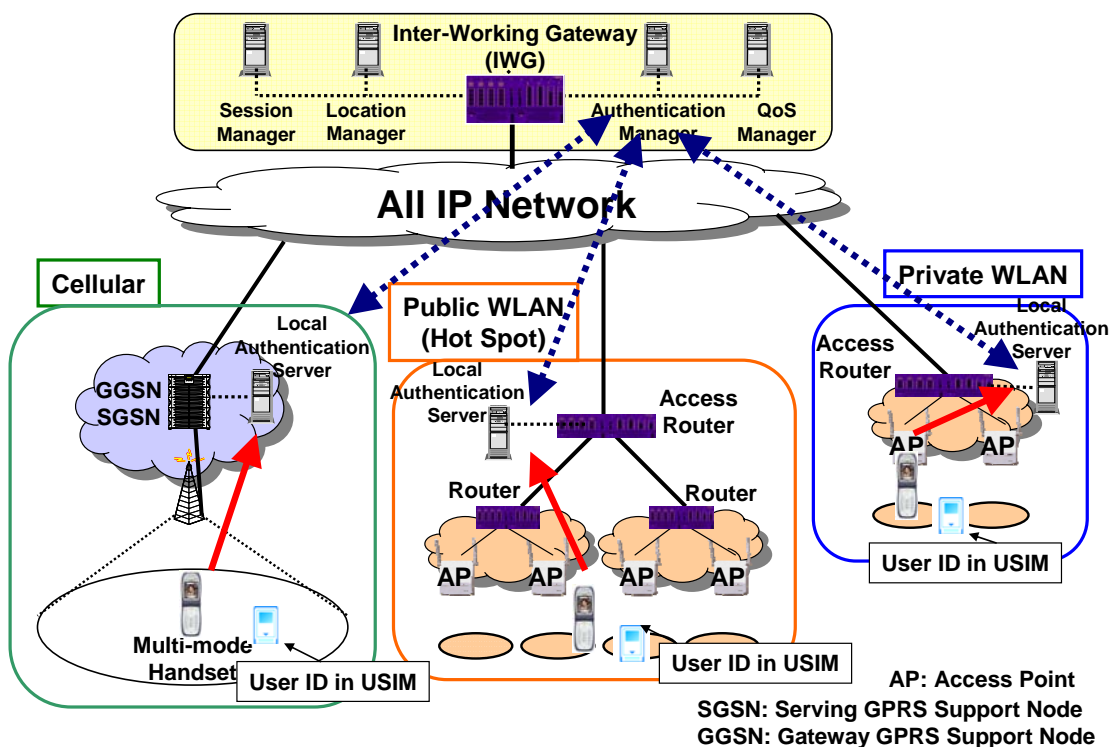


図 4-4：階層化認証機構によるセルラー/無線 LAN インターワーク連携認証アーキテクチャ

次に、図 4-5 に示すように無線端末が異なる無線 LAN ネットワーク間を移動する際のシームレス認証方法について説明する。

- 無線端末が新しい無線 LAN ネットワーク(無線 LAN ネットワーク 1)に移動すると、認証管理装置との初期認証が行われる。認証管理装置は、サービス認証が完了したことを示す認証書やセッションを開始するための鍵(セッションキー)を無線端末、及びローカル認証サーバに配布する。
- 無線端末は、同一無線 LAN ネットワーク内を移動した場合、ローカル認証サーバとの間で認証が行われる。その結果、一元管理を行っている認証管理装置との間では、認証に伴う制御信号は発生しない。
- 無線端末が異なる無線 LAN ネットワーク(無線 LAN ネットワーク 2)やセルラー無線ネットワークに移動した場合、無線端末は認証管理装置と認証制御信号の交換を行うが、この際に、認証手続きに伴うハンドオーバー遅延時間が増加する。そこで、認証管理装置は位置管理装置 (Location Manager) と連携して、無線端末がハンドオーバーを行う事前に、周辺の異種通信ネットワークのローカル認証サーバにユーザ ID とセッションキーを配布しておく。これにより、無線端末は異なる通信ネットワークに移動した場合でも、ローカルサーバとの間だけで認証のための制御信号の交換を行うことができ、異なる通信ネットワーク間ハンドオーバー時の認証制御信号を簡略化し、遅延時間を低減することができる。

以上、提案するシームレス認証技術により、無線端末が異なるネットワーク間を移動した時に

行う認証手続きをローカルエリアに留めることができ、認証手続きに伴うハンドオーバー遅延時間をおよそ半分に抑えることができる。

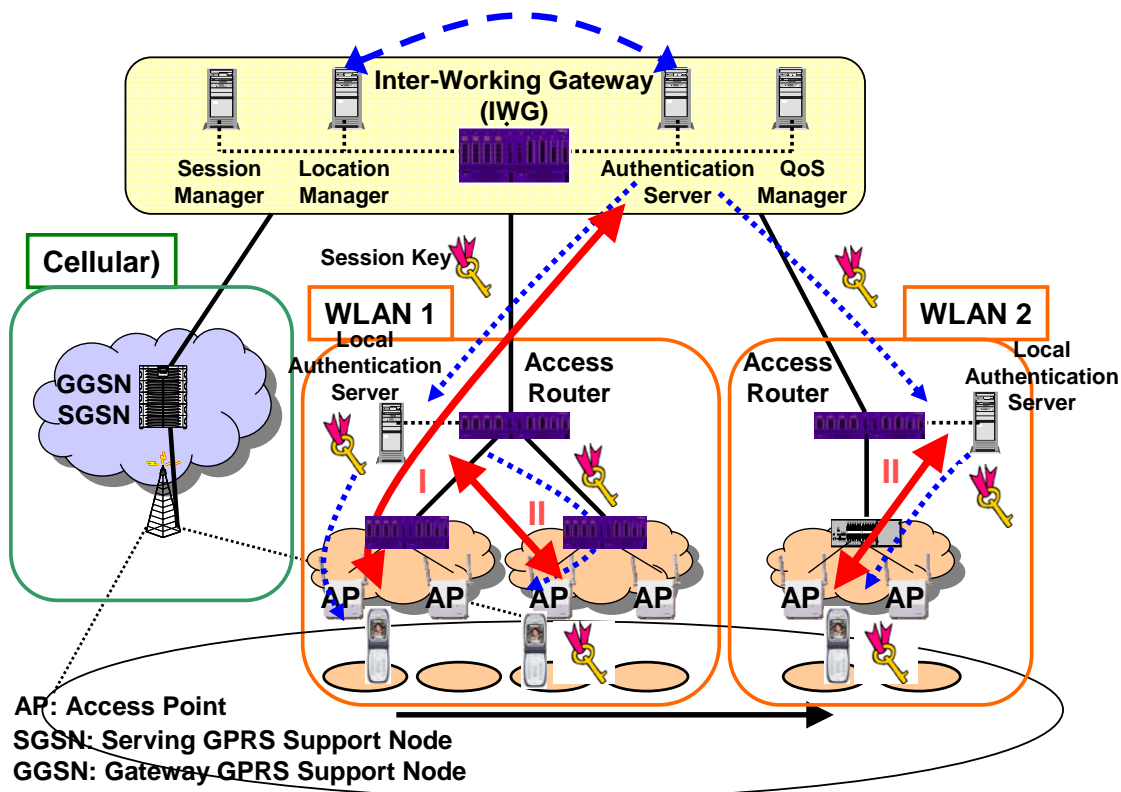


図 4-5 : セルラー／無線 LAN シームレス連携認証アーキテクチャ

#### 4.2.2 マルチインターフェース端末のパワーセービング技術

セルラー無線インターフェースと無線 LAN 無線インターフェースを有するマルチ無線インターフェース端末の課題として、消費電力が挙げられる。特に、高度な間欠受信機能がない無線 LAN インターフェースに対するパワーセービング方法はサービス普及に向けての大きな課題といえる。パワーセービング方法として、表 4-1 に示すように無線端末の周辺通信環境や通信状況に応じて、無線 LAN インターフェースのパワーを制御することで、消費電力を低減し、待ち受け時間の向上を図ることができる。

## 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

表 4-1：周辺無線環境と通信状況に応じた無線 LAN インターフェースパワー制御

状態	セルラー環境下	セルラー網を介した通信中	無線 LAN 環境下	無線 LAN インターフェース
1	○	○	○	短周期間欠受信
2	○	○	×	スリープ, 長周期間欠受信
3	○	×	○	スリープ, 長周期間欠受信
4	○	×	×	スリープ, 長周期間欠受信
5	×	×	○	アクティブ
6	×	×	×	短周期間欠受信

各状態における無線 LAN インターフェースのパワー制御方法は以下の通りである。

- 状態 1 では、無線端末はセルラー無線ネットワーク、無線 LAN ネットワークの両方のサービスエリアに存在し、セルラー無線インターフェースを介して通信を行っている。データ速度、データの QoS などに応じて、セルラー無線ネットワークと無線 LAN ネットワーク間のシームレスな切り替えを行えるように、無線端末は短周期で間欠受信を行い無線 LAN ネットワークの無線アクセスポイントからの受信信号パワー監視を行う。
- 状態 2, 4 では、セルラー無線ネットワークのサービス環境下であるが無線 LAN ネットワークのサービスエリア環境下でないため、データ通信や待ち受けはセルラー無線インターフェース側で行い、無線 LAN インターフェースはスリープモード、または長周期で間欠受信を行い無線 LAN ネットワークの検出を行うことで、端末の消費電力を低減することができる。
- 状態 3 では、無線 LAN ネットワークのサービス環境下であるが、高度間欠受信機能が存在するセルラー無線インターフェースで待ち受けを行い、無線 LAN インターフェースはスリープモード、または長い周期で間欠受信することで消費電力を低減することができる。
- 状態 5, 6 では、無線端末はセルラー無線ネットワークのサービスエリアでないため、無線 LAN インターフェースを介した通信路を確立する必要である。無線 LAN ネットワークのサービス環境下である状態 5 では、無線 LAN ネットワーク経由のページングを待ち受けるため無線 LAN インターフェースをアクティブ状態に、一方、無線 LAN ネットワーク環境下でない状態 6 では、短い周期で間欠受信を行うことで新しい無線 LAN ネットワークを早期に検出することができる。

さて、状態 3 では無線 LAN インターフェースがスリープモードにあるため、無線端末に無線 LAN インターフェース経由で通信コネクションを確立できない。しかしながら、データ種類によっては、大容量データなど高速データレートを実現する無線 LAN インターフェースを介したコネ



クシヨソ確立が望まれる場合がある。そこで、無線 LAN イソターフェースがスリープモードにある無線端末に対して、セルラー無線イソターフェースを介して無線 LAN イソターフェースのセッションを確立するためのページング方法について提案する[28][56].

提案するセルラー／無線 LAN 連携ページング方式の制御シーケソスを図 4-6 に示す。本方式の制御プロトコルを以下の通りである。

- シーケソス 1, 2, 3 : 呼接続管理装置(Session Manager)が無線 LAN ネットワーク経由での無線端末へのコソエクシヨソ確立要求を受信すると、位置管理装置(Location Manager)と連携して無線端末の位置情報(IP アドレス)を確認する。ここで、無線端末の無線 LAN イソターフェースがスリープモードの場合、無線 LAN ネットワークにおけるアドレス登録が行われていないため、呼接続管理装置は無線 LAN イソターフェースがオフされている。もしくは無線 LAN ネットワークのサービスエリア圏外であると認識する。
- シーケソス 4 : 呼接続管理装置は、ページング要求メッセージを IWG 経由でセルラー無線ネットワークに送信する。セルラー無線ネットワークでは、無線端末にページングメッセージを通知する。このメッセージには、無線 LAN イソターフェースを起動させるためのメッセージ(無線 LAN I/F Activate)が追加される。
- シーケソス 5 : セルラー無線イソターフェース経由でページングメッセージを受信した無線端末は、無線 LAN イソターフェースを起動させ、無線 LAN アクセスポイントとのコソエクシヨソを確立する。
- シーケソス 6, 7, 8 : 無線端末は、認証要求信号を認証管理装置(Authentication Manager)に送信し、認証が完了すると無線 LAN ネットワークから IP アドレスを取得する。
- シーケソス 9 : IP アドレスを取得した無線端末は、Mobile IP プロトコルにおける Home Agent 機能を果たす位置管理装置にアドレス登録を行う。
- シーケソス 10, 11, 12, 13 : 無線端末の IP アドレスが登録されると呼接続管理装置は、登録された IP アドレスに従い、無線端末に対して IP ページングを行い、無線 LAN システム経由の接続が完了する。

第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

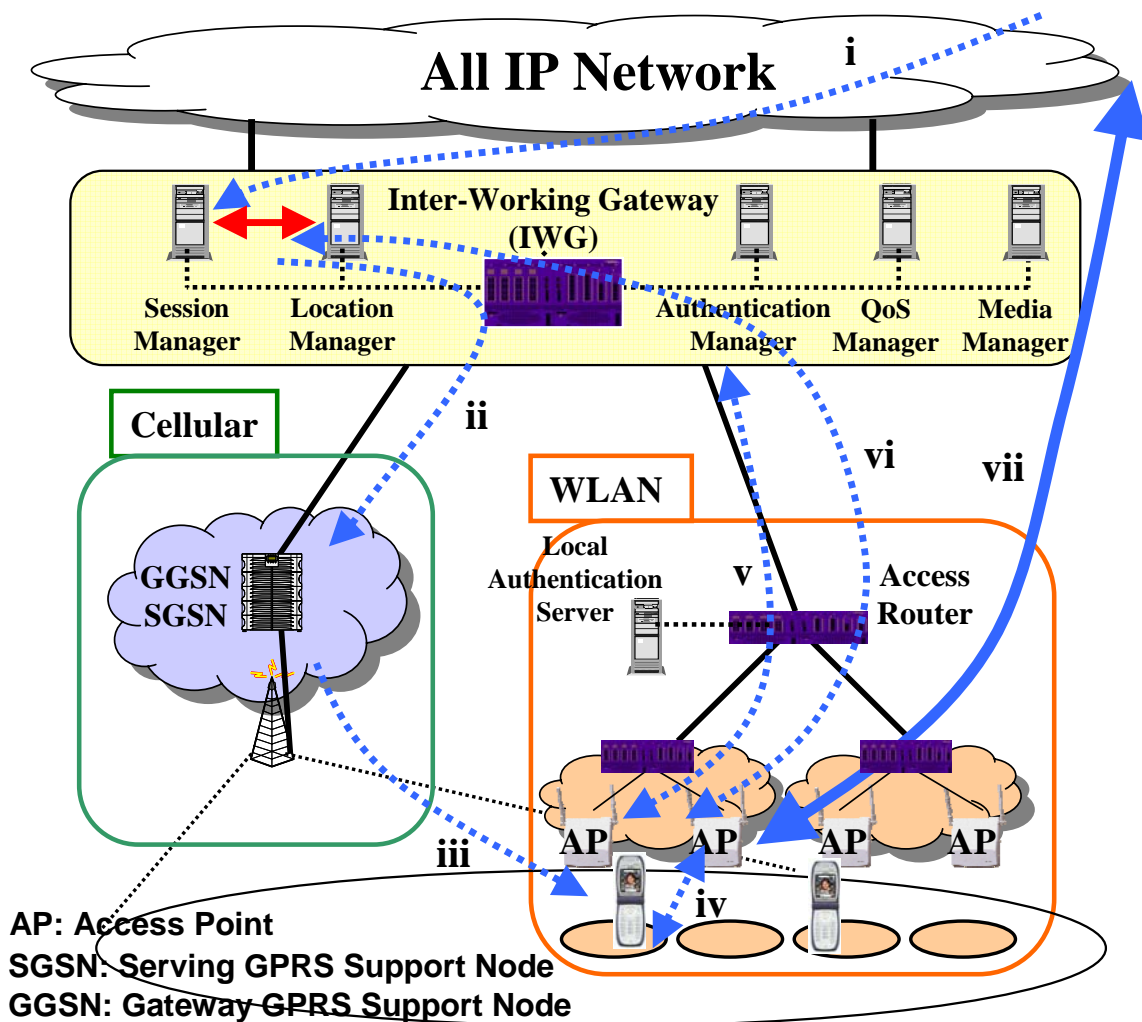
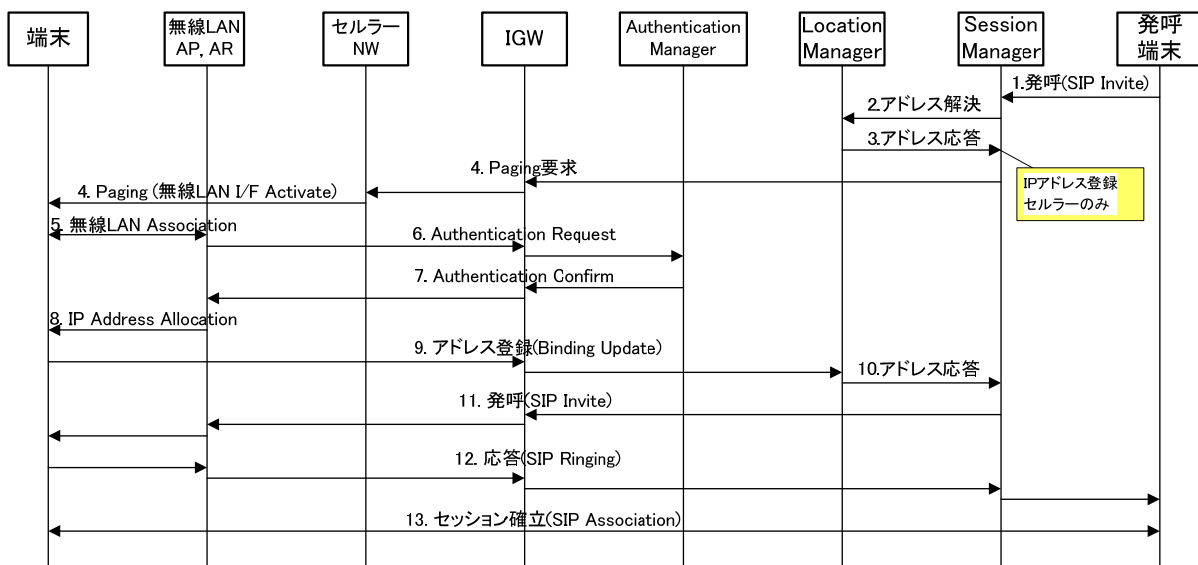


図 4-6 : セルラー／無線 LAN 連携ページング方式の制御シーケンス

提案方式では、セルラー無線ネットワークとの連携により、無線 LAN インターフェースがスリープモード状態にある無線端末に対しても無線 LAN IP ページングを行うことができ、高速データレートを実現できる無線 LAN システム経由のコネクションを確立し、無線端末のパワーセーブと無線 LAN インターフェースを利用した広帯域通信の両立を実現することができる。なお、無線端末が無線 LAN ネットワークのサービスエリア圏外にある場合は、セルラー無線システム経由で通信コネクションが確立される。

以上、提案するセルラー／無線 LAN 連携ページング方式により、これまで IP ページング着信のために、アクティブ状態を継続する必要があった無線 LAN インターフェースをスリープモードにすることができ、待ち受け時の無線端末の消費電力を実質上、セルラー無線インターフェース側の間欠受信に伴う消費電力だけに抑えることができる。

## 4.3 フェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合におけるシームレス移動制御技術

近年、図 4-7 に示すような半径数十メートルの通信エリアをカバーするフェムトセル基地局をホーム、オフィス、キャンパスに設置し、屋外(パブリック)では既存のマクロセルやマイクロセルをカバーする屋外の基地局に接続し、屋内(プライベート)ではフェムトセル基地局に接続するサービス、技術が注目されており[57]、総務省もフェムトセル解禁に向けて、電波法及び電気通信事業法関係法令の改正に向けて検討中である。フェムトセルの特徴として以下のような項目が挙げられる。

- ホームやオフィスなど屋内の不感知エリアを埋めるとともに、屋内におけるユーザのデータレート、スループットを向上できる。
- ユーザが希望に応じて、家庭、オフィスに設置し、すでに敷設されている xDSL や FTTH の高速インターネット網を介して、セルラーネットワーク事業者のネットワークに接続する。
- 家族端末だけがアクセスできるアクセス制限機能をサポートする。

フェムトセルは、4.2 節で検討したマルチ無線インターフェース端末による Inter-RAT シームレス融合技術とは異なり、シングル無線インターフェース端末でセルラー公衆無線ネットワークとホームやオフィスの固定通信ネットワークとのシームレス融合を提供する Intra-RAT シームレス融合技術と位置づけられ、新たなパブリックとプライベートネットワーク、無線通信と固定通信ネットワークの融合サービスを実現する技術として期待される。移動通信システムの国際標準化団体である 3GPP(3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project)や 3GPP2(3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project2)においても標準化が進められている[58]。

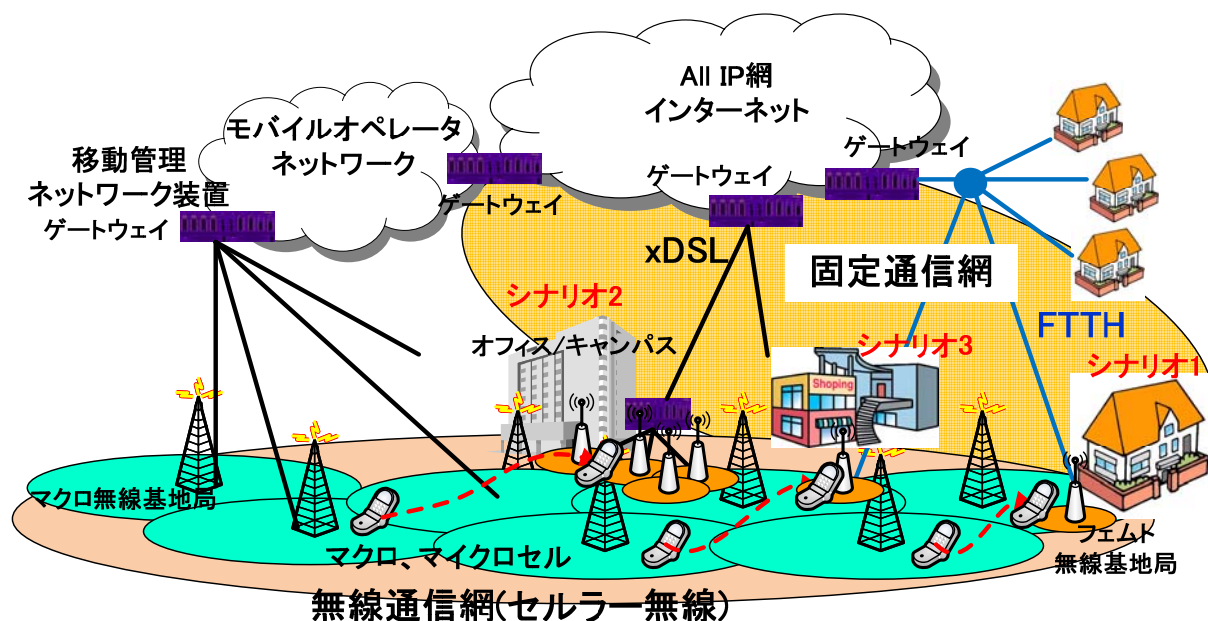


図 4-7: フェムトセル基地局による無線/固定通信ネットワーク融合システム

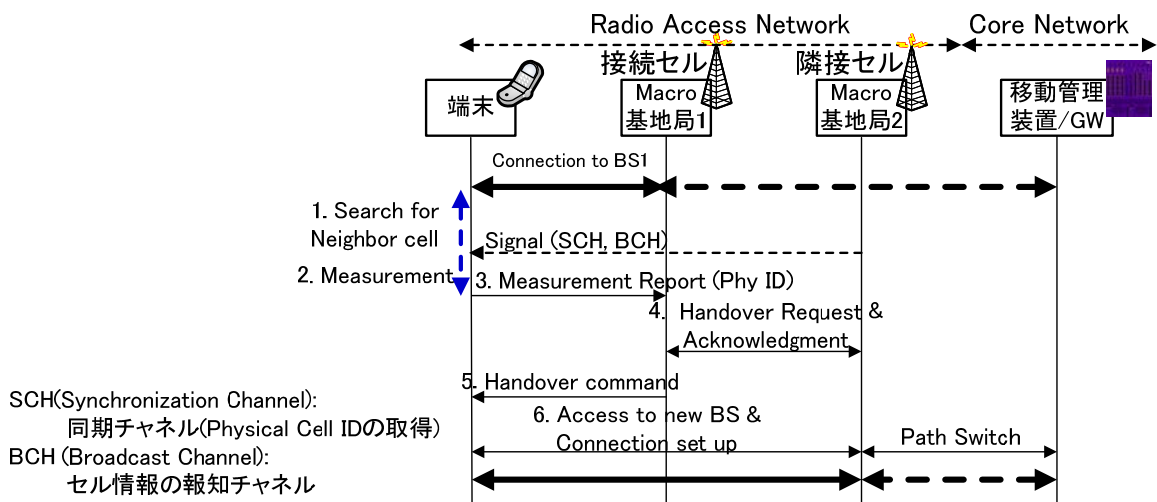
図 4-7 に示すようにフェムトセルの適用シナリオは、以下の3つが考えられる。

- シナリオ1: ホームモデル
  - フェムトセル基地局をホームに設置し、ホーム内に単一小ゾーンカバレッジを提供
  - 家族など限定された無線端末だけに通信サービスを提供
- シナリオ2: コーポレート/キャンパスモデル
  - 複数のフェムトセル基地局を設置し、企業構内やキャンパス内のプライベートカバレッジを提供
  - 学生や従業員だけにアクセスを限定
- シナリオ3: パブリックモデル
  - カフェやレストランなどパブリックスペースにフェムトセル基地局を設置し、従業員ほか来店者が自由にアクセス
  - 来店者には One time Access 権を提供し、無料/低額料金で高速通信サービスを提供することで、集客力の向上を図る

3つのシナリオとも、大ゾーンをサポートするマクロセルと小ゾーンをサポートするフェムトセル間のハンドオーバー制御技術は、無線通信ネットワークと固定通信ネットワーク間、パブリックとプライベートネットワーク間のシームレス融合を実現する上で重要な技術といえる。以下では、マクロセルにオーバーレイしているフェムトセルを効率的に検出し、端末の低消費電力を実現するフェムトセルサーチ技術とフェムトセルへのハンドオーバー制御技術について検討する[29]。

### 4.3.1 アクセス可能なフェムトセルのサーチ技術

セルラー通信システムのハンドオーバーシーケンスの概要を 3GPP で規定されているシーケンス [59]を参考に図 4-8 に示す。



1. 隣接セルサーチは同期チャネル(SCH: Synchronization Channel)を検出することで行われる。
2. 検出された周辺セルの受信信号レベルの測定(Measurement)を行う。Measurement はパイロット信号(リファレンス信号)のレベルや信号対雑音比などの検出で行われる。
3. 検出された隣接セルのうち、受信信号レベルが既定の閾値以上であるセルを接続中の基地局にレポートする。セルの識別子として、同期チャネルで検出される Physical Cell ID が含まれ、複数のセルが検出された場合は、複数の Physical Cell ID が受信品質の良い順にランキング情報としてレポートが送られる。
4. Measurement レポートの通知を受けた基地局は、ハンドオーバー候補である基地局と制御信号の交換を行い、各セルのロード状況を考慮してハンドオーバー先セルの候補から最適なセルの決定を行う。
5. 基地局はハンドオーバーすべきセルにアクセスするためのパラメータを無線端末に通知する。
6. 無線端末はこれまで接続していた基地局とのコネクションを開放し、通知された新しいセルへの接続パラメータを用いて、新しい基地局との接続を開始しハンドオーバーが完了する。

図 4-8 : セルラー通信システムにおけるハンドオーバー制御

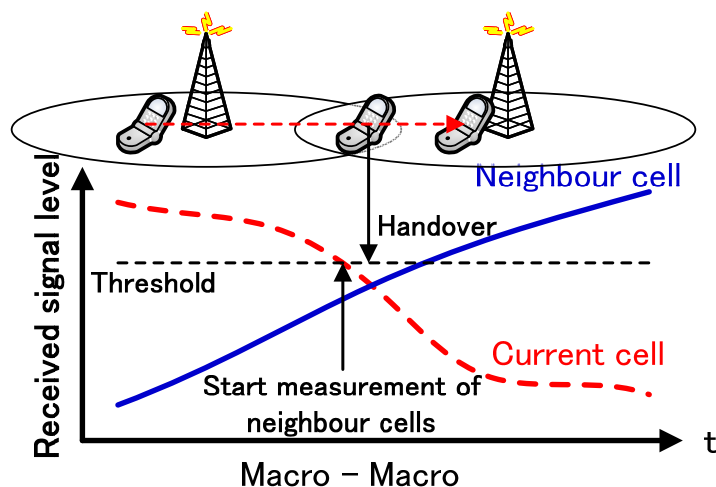
上記のように、セルラー無線システムの標準的なハンドオーバー方式は、無線端末からの隣接セルの測定レポートに基づいて、接続中の基地局がハンドオーバー先を決定する Terminal Assisted Network Decision 方式である。

従来のマクロセル間のハンドオーバーでは、図 4-9 (a)に示すように端末が接続中の基地局から受信信号レベルの低下や隣接セル干渉信号の増加により、セルエッジに接近したことを検出し、隣接セルの検出や Measurement を開始し、隣接セルの Measurement 結果を接続基地局に報告するこ

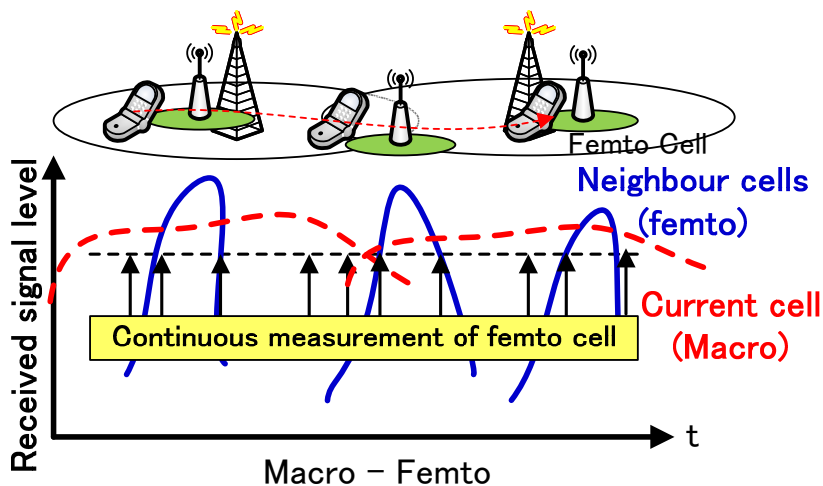
#### 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

とでハンドオーバーの手続きが開始される。

一方、マクロセルにオーバーレイしているフェムトセルでは、フェムトセルからマクロセルへ移動する場合、フェムトセル基地局からの受信信号レベルの低下が検出され、従来のマクロセル間と同様な手続きでハンドオーバーが実現される。一方、マクロセルからフェムトセルへの移動では、マクロセル直下のフェムトセルなど、マクロセル基地局からの受信信号レベルの低下が検出されない場合も考えられる。従って、フェムトセルを早期に検出し、フェムトセルへのハンドオーバーを実現するためには、図 4-9 (b)に示すように、定期的に継続してフェムトセルの検出、Measurementを試みる必要がある。



(a) マクロセル間のハンドオーバー



(b) マクロセルからフェムトセルへのハンドオーバー

図 4-9：マクロセル間，およびマクロセルとフェムトセル間の隣接セル検出

また、マクロセルにオーバーレイしているフェムトセル特有の課題である干渉問題を解決するため[59]、マクロセルとフェムトセルが異なる周波数帯で運用されていると、異周波数のセルの検

出, Measurement を行うため, 図 4-10 に示すような定期的なデータ未受信区間, すなわち通信ギャップ (以下 Gap と呼ぶ) を設けて隣接セルの Measurement を行うため, Gap 区間は基地局からダウンリンクデータ通信が停止される. よって, 定期的に継続した Gap を利用したフェムトセルの検出を長時間行うとデータレートの低下が発生する.

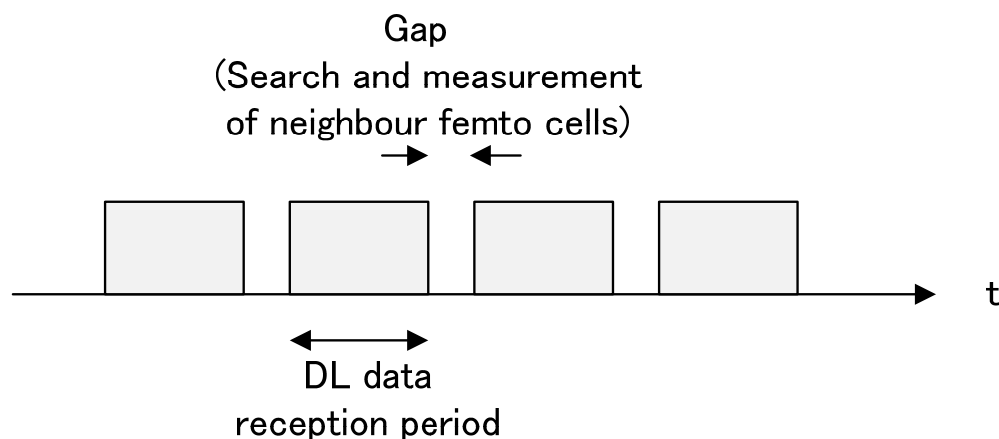


図 4-10 : Gap 区間での隣接セルサーチと Measurement

以上の説明から, 定期的に継続した Gap を用いたフェムトセル検出を行う場合, 無線端末の消費電力の増加とデータレート低下を同時に解決しつつ, アクセスできるフェムトセルを効率的に検出し Measurement 結果を基地局にレポートし, アクセスできるフェムトセルへのハンドオーバーを早期に開始でき, 更に, アクセス許可のないフェムトセルに対する無駄な Measurement やレポートを抑制することができるハンドオーバー制御技術が重要な技術といえる.

無線端末が自動的に, またはネットワークの指示により, フェムトセル検出を開始するという自動検出を想定した場合, フェムトセルをサーチする区間を制御することで, Gap を用いた検出, Measurement の回数を抑えることができ, 無線端末の消費電力増加とデータレート低下を改善することができる.

無線端末, またはネットワークが, 各無線端末がアクセス可能なフェムトセルがオーバーレイしているマクロセル (以下, ホームマクロセルと呼ぶ), または複数のマクロセルから構成されるページング単位エリア (ホームトラッキングエリアと呼ぶ) のリストを保持していれば, 図 4-11 に示すように, フェムトセルをサーチする区間を限定でき, ネットワーク内に存在する多くのフェムトセルからアクセスできるフェムトセルを効率的に検出することができる.

#### 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

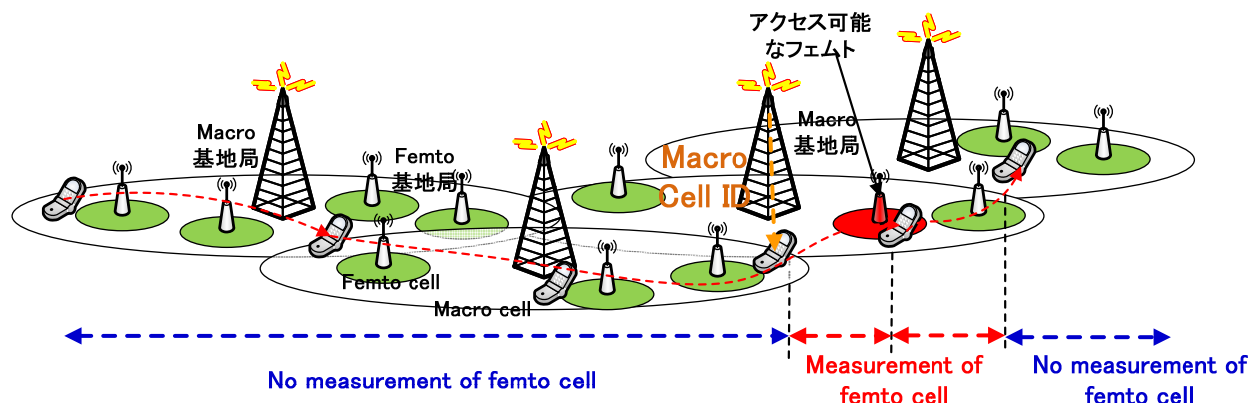
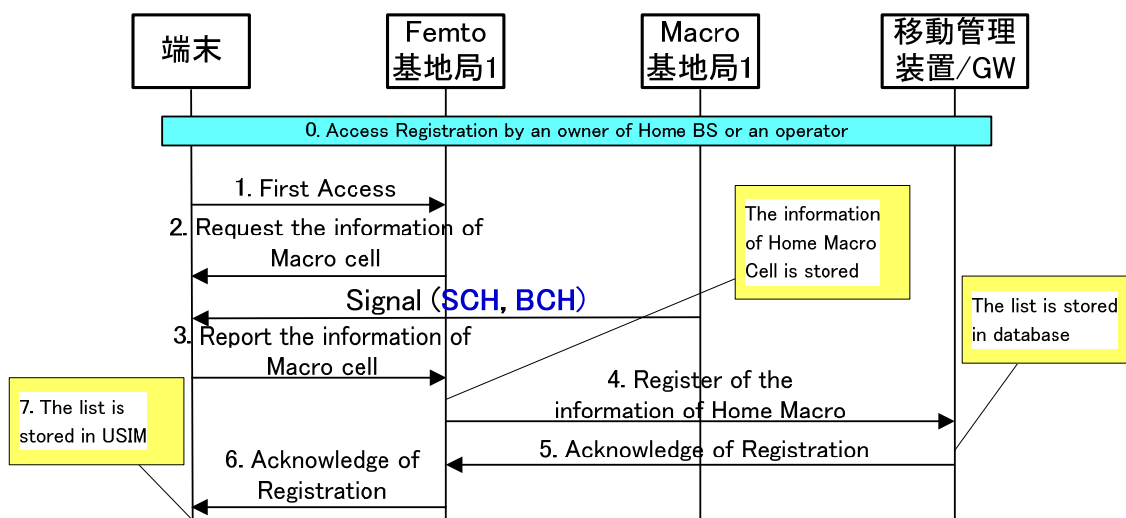


図 4-11：アクセス可能なフェムトセルサーチ制御

このとき、ホームマクロセルのリスト情報の作成する方法を提案する。図 4-12 に示すように、各端末がフェムトセルにアクセス登録する際、無線端末への制御信号を用いて、オーバーレイしているマクロセル(ホームマクロセル)を登録する方式であり、端末から Measurement 信号を用いて、ホームマクロセルを検出し、自動的に登録することができる。

ホームマクロセルは新しいマクロセル増設などネットワーク拡張により更新されるため、無線端末が登録フェムトセルへの接続時に行う Measurement レポートを利用して、新しい周辺のマクロセルを検出し、ホームマクロセル情報が更新される。以上のように、無線端末が行う Measurement を利用して、最新のホームマクロセルを移動管理装置と端末は保持することができる。





0. ホームやオフィスに設置されるフェムトセル基地局のオーナー，またはモバイルオペレータにより各無線端末のアクセス登録が行われる。
1. 無線端末がアクセス登録されたフェムトセル基地局に初めてアクセスを試みる。
2. フェムトセル基地局は，ホームマクロセル登録が完了していない場合，無線端末に対して周辺のマクロセルのサーチを要求する。
3. 無線端末は周辺のマクロセルの情報として，同期チャンネル(SCH)から Physical Cell ID と報知チャンネル(BCH: Broadcast Channel)で報知されている Global Cell ID(GCI)を取得し，フェムトセル基地局にレポートする。
4. フェムトセル基地局は，モバイルコアネットワークの移動管理装置(MME：Mobility Management Entity)に各無線端末の識別子(IMSI：International Mobile Subscriber Identity)とホームマクロセル情報の登録を行う。なお，フェムトセルが複数のマクロセルのセル境界に存在する場合は，複数のマクロセル情報の登録が行われる。
5. 登録要求を受けた MME は，各無線端末 ID，フェムトセルの GCI，ホームマクロセルの GCI から構成されるリストをデータベースに記憶し，要求を受けたフェムトセル基地局にリスト情報を含んだ確認信号を送る。
6. 確認信号を受けたフェムトセル基地局は，自身のホームマクロセル登録を記憶し，無線端末に確認信号を送る。
7. 端末はアクセスできるフェムトセル ID とホームマクロセル ID をリストとして，USIM(Universal Subscriber Identifier Module)に記憶する。

図 4-12：ホームマクロセル登録シーケンス

#### 4.3.2 アクセス可能なフェムトセルへのハンドオーバー制御技術と課題

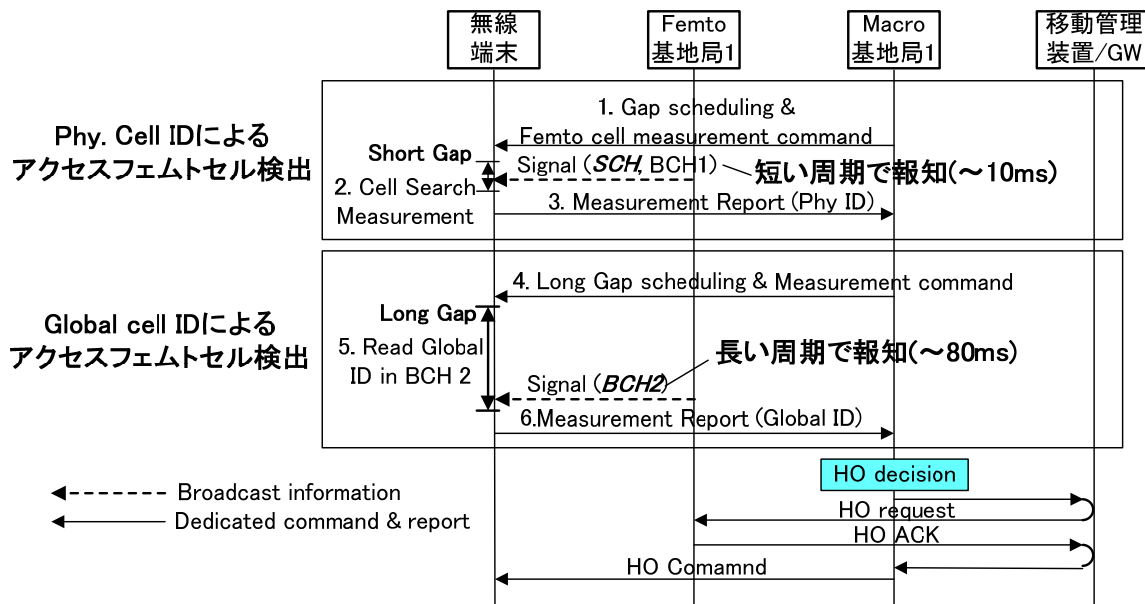
アクセスできるフェムトセルの識別は，各端末が事前にアクセスできるフェムトセルの ID のリスト (White List) を USIM に記憶し，各フェムトセル基地局から報知されるセル ID 情報と照合

#### 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

することで、アクセス可否を判断することができる[60]。フェムトセルの識別 ID としては、3GPP で検討が進められている LTE(Long Term Evolution)を前提とした場合、以下の2つ ID が考えられる。

- **Physical Cell ID** : セル物理 ID(9 bits)であり、セルサーチ過程で同期チャネル(SCH)から検出される。ローカルでユニークな ID であり、3GPP で規格化が進んでいる LTE では、総数が 504 である。
- **Global Cell ID (GCI)** : セル論理 ID であり、フェムト基地局からの報知情報(BCH)で端末に通知され[61]、1 モバイルオペレータ内でユニークな ID である。LTE では 30 ビット程度が確保される予定である。

図 4-13 に上記 2 つ ID を使用した従来のアクセス権の確認、およびフェムトセルへのハンドオーバーシーケンスを示す[62][63]。また、表 4-2 に各 ID を用いたアクセス権の確認方法の長所、短所を示す。



1. ホームマクロセル情報をもつ無線端末または移動管理装置から Measurement 要求通知を受けたホームマクロセルは、フェムトセルのサーチと Measurement を行うように無線端末に指示を行う (Measurement Command)。
2. 無線端末はセルサーチを行い、同期チャネル : SCH (Synchronized Channel)から Physical cell ID を検出、報知チャネル : BCH1(Broadcast Channel 1)で報知される主要報知情報 : MIB (Master Information Block)に含まれるフェムトセルビット (1bit) でフェムトセルであることを認識する。
3. 検出した Physical Cell ID が USIM に記憶したセル情報と合致し、フェムトセルの受信レベルが既定の閾値以上であると、無線端末は検出した Physical Cell ID を含めてマクロセル基地局に Measurement 結果をレポートする。

図 4-13 : フェムトセルのアクセス権確認とハンドオーバーシーケンス

ここで、報告を受けたマクロセル基地局は、ターゲットとなるフェムトセル基地局を特定し、ハンドオーバー要求 (Handover Request) をターゲットフェムトセル基地局に送信する。しかしながら、一家に一台のように大変多くのフェムトセルが1つのマクロセルのエリア配下に存在する場合、異なるフェムトセル間で、既定総数が 504 である Physical Cell ID のうち、同一の ID を使用する場合が考えられる。このような Physical Cell ID の衝突が発生している場合、マクロセル基地局はハンドオーバー先のフェムトセル基地局を特定することができず、その結果として複数のフェムトセル基地局に対しても無駄なハンドオーバー要求信号を送信するほか、複数のフェムトセル基地局で重複した無線リソースが予約されることになる。

このような Physical Cell ID の衝突に伴う問題を解決するため、マクロセル基地局は Global Cell ID の検出を無線端末に要求するプロトコルが考えられている。

4. マクロセル基地局はフェムトセルを特定するため、BCH1 に比べて長い周期で報知されている BCH2 を使って報知されている SIB(System Information Block)に含まれる Global Cell ID を検出させるため、無線端末に周期の長い Long Gap による Measurement を指示する。
5. 無線端末は BCH2 から Global Cell ID を検出し、保持しているリストでアクセス可否を確認する。
6. 無線端末は検出したアクセス権を有するフェムトセルの Global Cell ID を Measurement 結果に含めてマクロセル基地局に通知することで、マクロセル基地局は、移動先のフェムトセルを特定でき、ハンドオーバーの手続きを開始することができる。

表 4-2 : 2つのアクセス権確認方式の長所と短所

	Physical Cell ID	Global Cell ID
長所	セルサーチ過程や既存の間欠受信を使用して早期に検出でき、データレートの低下がない。	大変多くのフェムトセルが設置されたケースにおいて、ターゲットフェムトセルが1つに特定でき、無駄な Measurement レポートや Handover 要求信号などの制御信号や重複した無線チャンネル予約が発生しない。
短所	多くのフェムトセルが存在し、ID に重複が発生した場合、アクセス権が許可されていないセルに関する Measurement 結果が無線端末から通知され、無線端末の消費電力が増加するほか、レポートを受けたマクロセル基地局は複数のフェムトセル基地局にハンドオーバー要求を送信し、無駄な無線リソース、ネットワークリソースが予約される。	Long Gap を使った Measurement により検出されるため、データレートが低下するほか、例えば、20ms 間隔でデータが送られて切る VoIP 通信など定期的なデータパケットが発生する通信では、パケットロスが発生する。

## 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

本論文では、上記の問題を解決し、フェムトセルが高密度に設置され Physical Cell ID の衝突が起こった場合でも、無駄な制御信号の送信やリソース予約を行うことなく、また Long Gap Measurement を必要としないアクセス権確認とハンドオーバ制御技術を提案する。

### 4.3.2.1 フェムトセルグループ化によるアクセス権確認とハンドオーバ制御方式

図 4-14 に示すように、フェムトセルを複数のフェムトセルから構成されるグループに分け、新たな識別子として Femto Group ID を定義する。グループ化は以下に示す規則に従う。

- 各無線端末は、前述したホームマクロセル情報を使用すれば、フェムトセルのサーチ範囲をアクセスできるフェムトセルが存在するマクロセルのエリアに限定できるため、グループ化は1つのマクロセル内に存在するフェムトセルに対して行われ、そのエリア内でユニークな Femto Group ID を割り当てる。
- オフィス、キャンパスなど複数のフェムトセルから構成されるパブリックエリアでは、各フェムトセルに同一の Femto Group ID を割り当てる。
- Femto Group ID は、各フェムトセル基地局の設置時に移動管理装置(MME:Mobility Management Entity)との間で行われる初期登録時のシグナリングによって割り当てられる。

Femto Group ID は1つのマクロセルなど特定のエリアでユニークに設定できるため、オペレータネットワーク内でユニークである Global Cell ID に比べて、ビット数を大幅に削減できる。よって、送信できるビット総数が 40 ビット程度と制限がある MIB に含めて、BCH1 を用いて無線端末に報知することが可能となる。例えば、総数 504 の Physical Cell ID に内、フェムトセル用に使用する ID 数を 100, Femto Group ID を 4 ビット(総数 16)とすると、Physical Cell ID と Femto Group ID の組み合わせで、1つのマクロセル内で 1600 ものフェムトセルを識別可能となる。

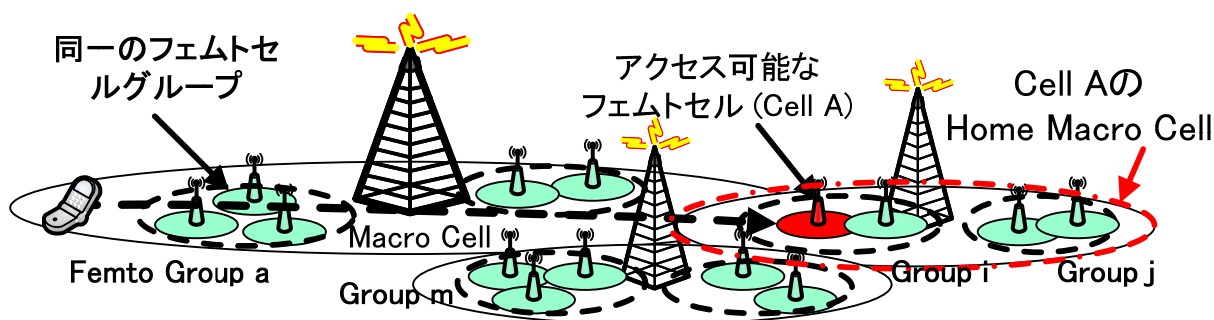


図 4-14 : フェムトセルグループ化

各無線端末は、アクセスできるフェムトセルの Physical Cell ID と Femto Group ID を事前に USIM に記憶しており、図 4-15 に示すように、同期チャンネルと MIB を報知している BCH1 から検出したそれら 2 つの ID 情報と照合して、Measurement Report で通知することで、ハンドオーバ手続きが開始される。

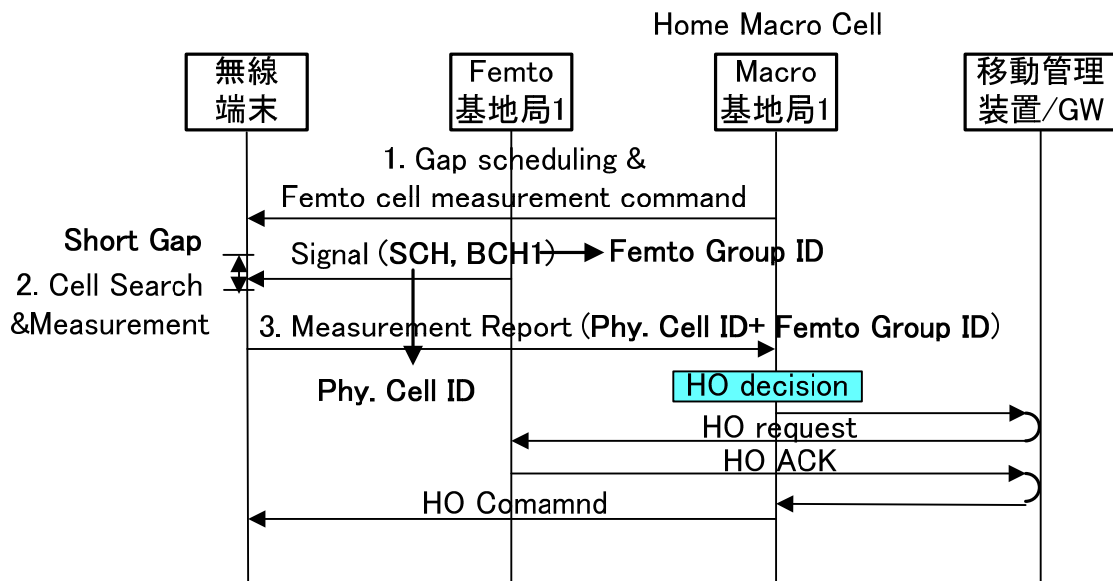


図 4-15 : フェムトセルグループ化によるアクセス権確認とハンドオーバー制御シーケンス (提案方式)

提案方式では、図 4-13 に示した従来の方式の以下の課題を解決することができる。

- Physical Cell ID と Femto Group ID の組み合わせにより識別数を増加させることで、大変多くのフェムトセルが設置された場合においても、異なるフェムトセル間での識別子の衝突をできる限り回避することが可能となり、無駄な Measurement レポート信号、ハンドオーバー要求信号を削減できる。
- Global Cell ID によるアクセス権確認方式と比較して、Long Gap Measurement による ID 検出過程を削減することができ、データレートの低下やパケットロスを防ぐことができる。

以上、提案方式では、1つのマクロセル内に設置できるフェムトセルの数を従来に比べて BCH1 で報知する Femto Group ID ビットのべき乗倍に増加させることができ、さらにデータレート向上、パケットロスを低減したシームレスハンドオーバーを実現することができる。

#### 4.3.2.2 フェムトセルビットを用いたアクセス権確認とハンドオーバー制御方式

前節で示したフェムトセルグループ化によるアクセス権確認とハンドオーバー制御は、従来のフェムトセルへのハンドオーバー制御の課題を解決できるが、以下のような問題が残る。

- MIB に新たな情報 (Femto Group ID) を追加する必要がある、MIB のオーバーヘッドが増加する。
- 無線端末は、アクセスできるフェムトセルの Physical Cell ID と Femto Group ID を事前に USIM に記憶する必要がある。ホームなどプライベートエリアに設置されるフェムトセルでは、電源の ON/OFF が頻繁に行われ、その都度 Physical Cell ID を変えるネットワーク設計も想定され[64]、それに応じて組み合わせで管理されている Femto Group ID を変更する必要があり、無線端末の記憶情報を頻繁にアップデートすることになる。

## 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

そこで、MIB のオーバーヘッドを一定に保ちつつ、Physical Cell ID や Femto Group ID のように、更新される可能性のある ID をアクセス権確認に使用しないハンドオーバー制御技術を以下に提案する。

フェムトセルの識別子(ID)は、大変多くの数のフェムトセルが設置されることが想定されるため、マクロセルと異なる ID の構成が考えられる[65]。例えば、ページングを行う単位であるトラッキングエリアは、マクロセルでは複数のマクロセルに対して、1つのトラッキングエリアが割り当てられるのに対して、フェムトセルでは、ページングを1つのフェムトセルだけに限定するため、各フェムトセルに固有のトラッキングエリアが割り当てられることが想定される。

このようなフェムトセルに対する固有のトラッキングエリア割り当てを実現するためには、マクロセルより多くのトラッキングエリアの識別子 (TAI: Tracking Area Identity) が必要となる。そこで、図 4-16 に示すように、TAI と Cell ID のビット数がマクロセルと比べて異なる設計が考えられている[65]。この場合、無線端末がサーチしたセルがマクロセルであるかフェムトセルであるかを認識し、識別子を正しく検出するために、各フェムトセル基地局はフェムトセルであることを示すフェムトセルビットを報知する必要がある。3GPP 標準化では、フェムトセル、ホームセルを特定の無線端末だけがアクセスできる Closed Serviced Group (CSG)セルと呼び、各 CSG セル基地局から CSG indicator が報知されている[59][60]。

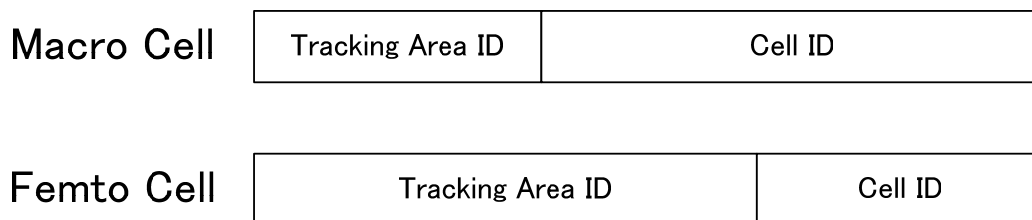


図 4-16 : マクロセルとフェムトセルの ID 構成

CSG indicator, TAI や GCI : Global Cell ID は、報知情報(System Information)として各基地局から定期的に報知されているが、情報の重要度によって、複数のブロック(SIB: System Information Block)に分類され、報知頻度も図 4-17 に示すように異なる。TAI や GCI はビット数が多いため、ビット数が制限されている MIB ではなく、SIB1 で報知されるが、CSG indicator(1 ビット)はビット数が制限されている MIB でも報知可能である。

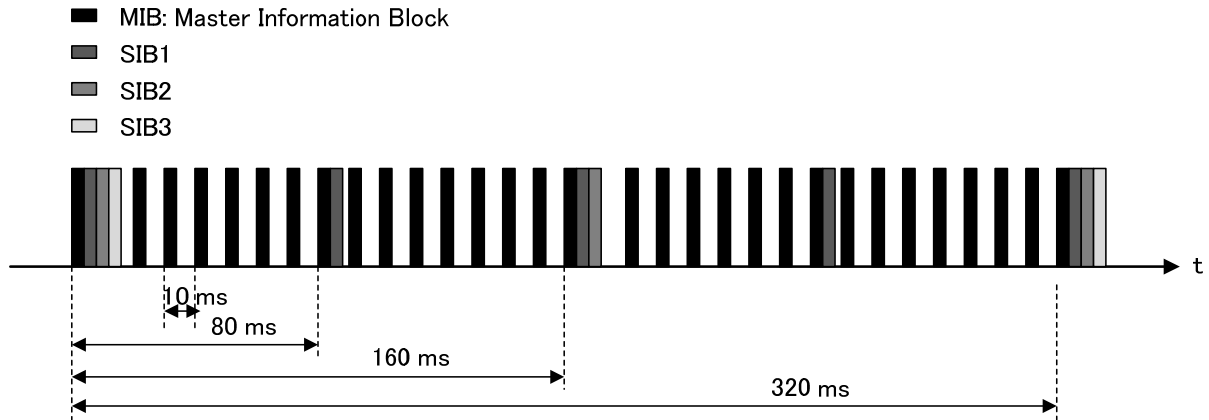


図 4-17：各報知情報の報知頻度

提案方式では、MIB で報知されるフェムトセルビット(CSG indicator)を利用し、ネットワーク側で各無線端末のアクセス権判定と位置特定を行う手続きを行い、各無線端末がアクセスできるフェムトセルへのハンドオーバーを実現する。図 4-18 にシーケンスを示す。

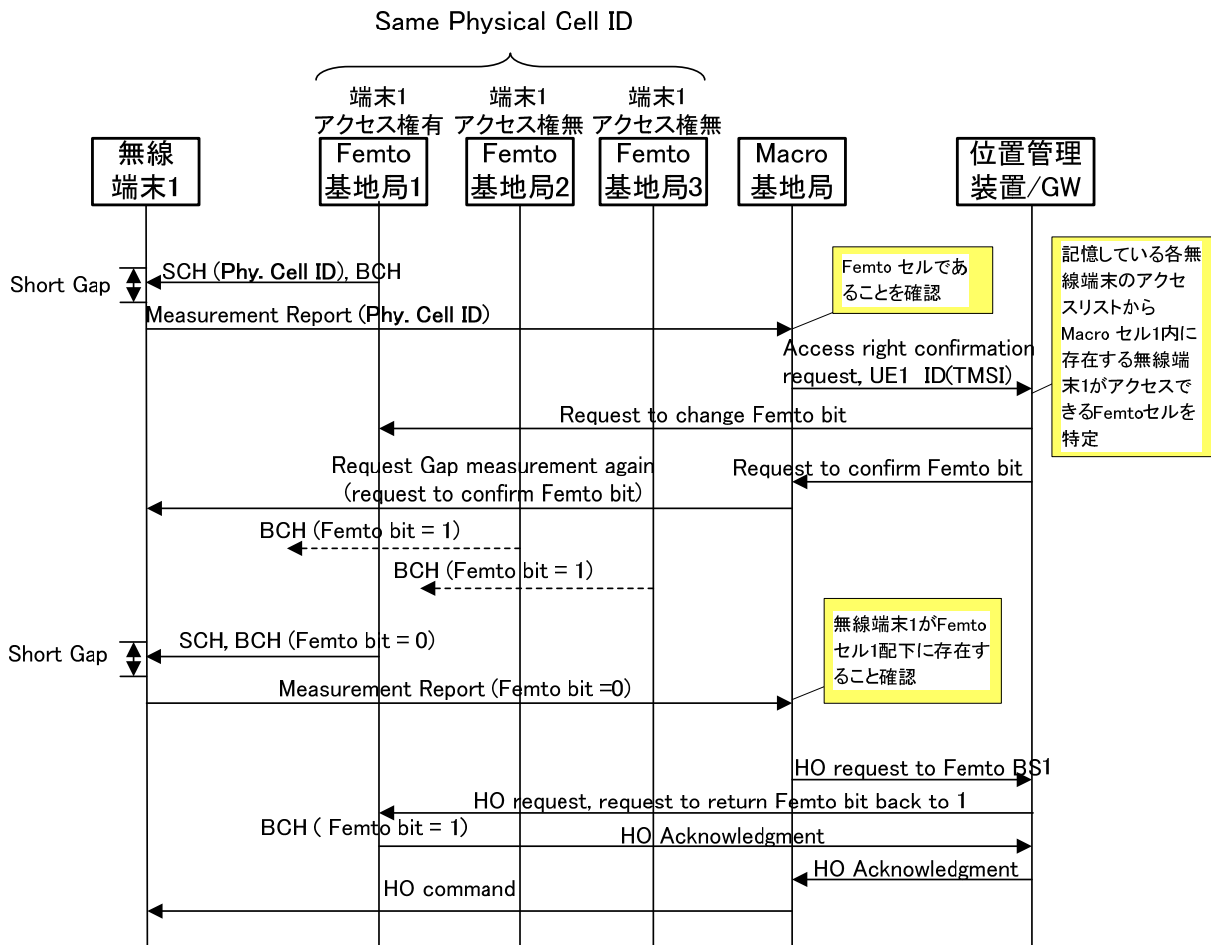


図 4-18：フェムトセルビットを利用したアクセス権確認とハンドオーバー制御シーケンス（提案方式）

## 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

1. 無線端末は隣接セルのセルサーチを行い、受信信号レベルが既定スレシヨルド値を超えると、マクロセル基地局に同期チャネル(SCH)から取得した Physical Cell ID を含めて Measurement レポートを送る。ここで、隣接セルがフェムトセルであるか否かは、無線端末が同期チャネルと同時に MIB で報知されているフェムトセルビットを検出することで判断し、Measurement レポートで明示する方法、または Physical Cell ID の割り当て方法としてマクロセルとフェムトセルに使用する Physical Cell ID の領域を分離することで無線端末、または基地局で Physical Cell ID から判断する方法が考えられる。
2. Measurement レポートを受け取ったマクロセル基地局は、フェムトセルの Physical Cell ID が含まれていると、移動管理装置(MME)に対して Measurement レポートを通知してきた無線端末がアクセスできるフェムトセルが、当該マクロセル基地局配下に存在するか確認要求を送る(Access right Confirmation Request)。この要求信号には、無線端末の識別子である TMSI(Temporary Mobile Subscriber Identity)が含まれる。
3. 確認要求を受け取った移動管理装置は、自身、または HSS (Home Subscriber Station)が保持している各無線端末がアクセスできるフェムトセルリストから、アクセスできるフェムトセルが当該マクロセル基地局配下に存在するか確認を行う。アクセスできるフェムトセルの存在が確認されると、そのフェムトセル基地局に対して報知しているフェムトセルビットを反転する要求信号を送信する(Request to Change femto bit)。さらに、マクロセル基地局に対して、フェムトセルビットの確認を無線端末に指示するための要求信号を送る。
4. フェムトセルビット確認要求信号を受け取ったマクロセル基地局は、無線端末に対して再度 Measurement を行いフェムトセルビットの確認を行うように Measurement Command を通知する。ここで、フェムトセルビットは MIB に含まれており、図 4-16 に示すように頻繁に報知されているため、通常の短い Gap による Measurement が行われる。
5. 無線端末は、マクロセル基地局で指定された Gap で Measurement を行い、フェムトセルビットの反転を検出し、検出結果を含めた Measurement レポートをマクロ基地局に通知する。
6. フェムトセルビットの検出結果が反転している場合(1 正常から 0 異常)、マクロ基地局は無線端末がアクセス可能なフェムトセル配下に存在すると判断し、フェムトセルビットの確認結果を含めたハンドオーバ要求信号(Handover Request)を移動管理装置に送信する。なお、反転されていない場合でも、マクロセル基地局はその確認結果を示す Confirmation Response 信号を生成し、移動管理装置に通知し、ハンドオーバ手続きが終了される。
7. 確認結果を含んだハンドオーバ要求信号を受信した移動管理装置は、ハンドオーバ先となるフェムトセル基地局に、正式にハンドオーバ要求信号を転送し、ハンドオーバ手続きが遂行される。さらに、移動管理装置はハンドオーバ要求信号を転送する際、反転されているフェムトセルビットを元の状態に戻すための要求信号(femto bit normal operation request)を合わせてハンドオーバ先のフェムトセル基地局に通知する。

以上の提案方式により以下のことが実現される。



- Long gap による measurement が不要であり，スループット低下や VoIP 通信時のパケットロスを防ぐことができる。
- MIB で報知されている既存のフェムトセルビットを用いて，アクセスできるフェムトセルへのハンドオーバを遂行することができるため，先に示したフェムトセルグループ方式のように新しく Femto group ID を MIB で報知する必要がなく，MIB のオーバーヘッドを削減することができる。
- 移動管理装置で各無線端末のアクセスできるフェムトセルを特定するため，無線端末は事前にアクセスできるフェムトセルの Physical Cell ID や Femto Group ID のリストを保持する必要がない。

なお本方式は，同一マクロセル基地局カバレッジ内の複数のフェムトセル基地局において，同一の Physical Cell ID が用いられている場合でも，図 4-18 に示すように，移動管理装置が各無線端末のアクセスできるフェムトセルを特定し，特定したフェムトセル基地局に対してのみ，フェムトセルビット反転を指示することにより，アクセス権確認と無線端末が存在するフェムトセル特定が可能となり，ハンドオーバを遂行することができる。

#### 4.3.2.3 フェムトセルビットを用いたアクセス権確認とハンドオーバ制御方式の拡張

4.3.2.2 で示した提案方式において，複数の異なる無線端末が同時にフェムトセルの Physical Cell ID を含む Measurement レポートをマクロセル基地局に送信した場合について検討する。図 4-19 は複数の無線端末とアクセスできるフェムトセルとの位置関係を示したものである。図 4-19(a) に示すように，2 つのフェムトセル間で Physical Cell ID の衝突が起こっている場合，2 つの異なる無線端末がそれぞれのフェムトセルにアクセスを試みている時，各無線端末がアクセスできるフェムトセルが異なっている場合でも，本方式を用いてどちらか一方のフェムトセルのフェムトセルビットを反転させ，各無線端末に検出させることで各無線端末の位置を特定することができ，アクセス権の判定を行うことができる。

しかしながら，図 4-19(b) に示すように 3 つ以上のフェムトセルで Physical Cell ID の衝突が起こっている場合，いずれかのフェムトセルのフェムトセルビットを反転するだけでは，同時に 2 つの異なる無線端末の位置特定を行うことができない。さらに各無線端末のアクセスできるフェムトセルのフェムトセルビットを同時に反転させると，図に示すように，無線端末が互いに相手側のアクセスできるフェムトセルに存在する場合に，誤検出が生じる。

このような誤検出を回避するための方法として，順にフェムトセルビットを反転させることにより，各無線端末の位置特定とアクセス権確認を行うことが考えられる。しかしながらこのようなシーケンシャルな方法では，すべての無線端末に対してアクセス権と位置確認の完了に遅延が生じ，マクロセルの受信環境が悪い無線端末では無線リンク切断が起きる可能性が高くなるほか，フェムトセルビットの反転や正転に伴う制御信号が増加するという問題が発生する。

#### 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

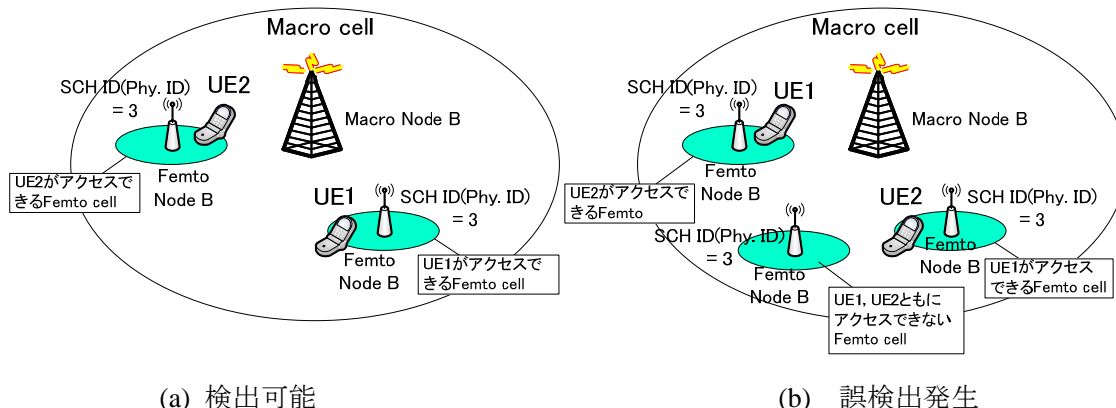


図 4-19 : Physical ID Collision 時の無線端末位置の誤検出

このような問題に対して、マクロセル基地局が移動管理装置に要求した各無線端末のアクセス権確認の結果と各無線端末が実行しているダウンリンクデータの種類やプライオリティに応じて、マクロセル基地局が各無線端末に対するアクセス権の確認方法を選択する拡張方式を提案する。拡張方式により、同時にアクセス権と位置確認処理を行える無線端末数を増加させることができ、アクセス権と位置確認に伴う処理負荷や処理時間を低減することができる。図 4-20 に提案拡張方式を用いたアクセス権確認、及びハンドオーバー制御シーケンスを示す。

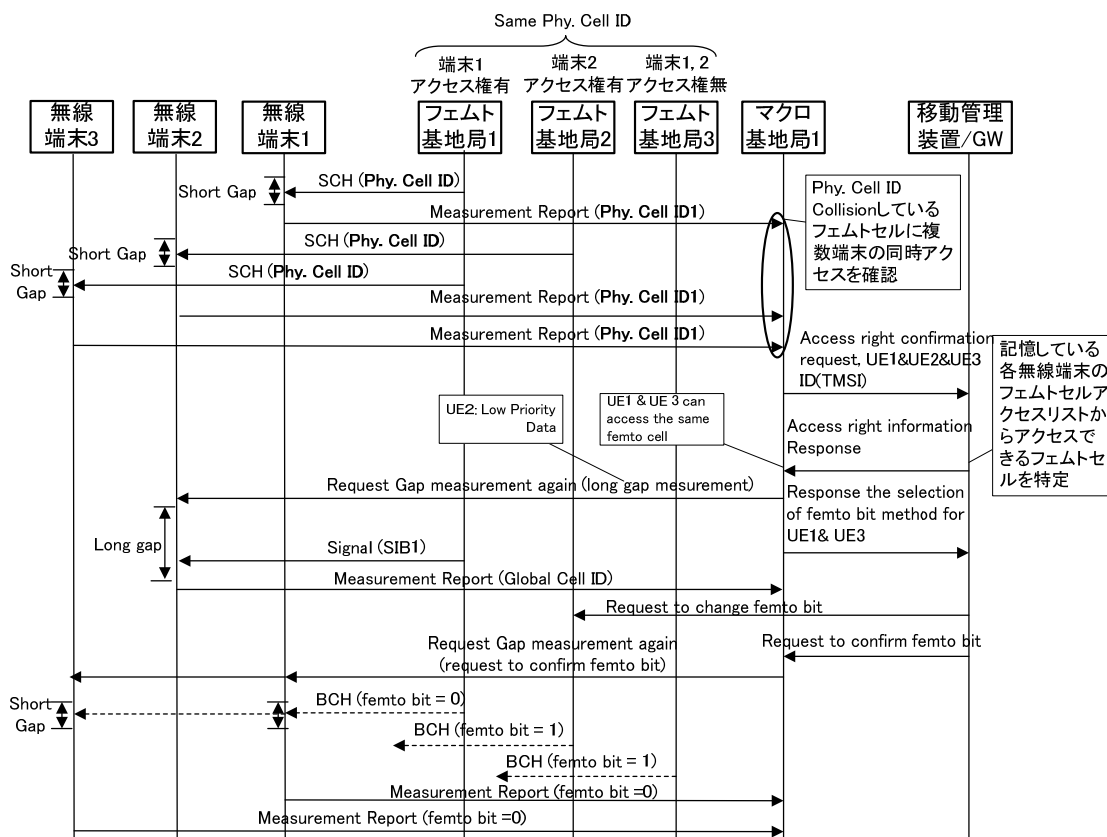


図 4-20 : 提案拡張方式によるアクセス権確認とハンドオーバー制御シーケンス

1. Physical Cell ID の衝突が生じているフェムトセルに対して、同時に複数の異なる無線端末がハンドオーバを遂行するため、Measurement レポートを送付してきた場合、マクロセル基地局は、移動管理装置に対して Collision resolution 要求信号を送る。この要求信号には同じ Physical Cell ID を有するフェムトセルに関する Measurement レポートを送付した全ての無線端末の TMSI が含まれている。
2. 要求信号を受けた移動管理装置は、当該複数の無線端末に対する当該マクロセル基地局カバレッジエリア内に存在するアクセスできるフェムトセル (フェムトセル基地局) を特定し、その結果を示した信号 (Access right information Response) を生成し、マクロセル基地局に返信する。
3. アクセス権情報を返答されたマクロセル基地局は、各無線端末に対するアクセス権確認、位置特定方法の選択は以下の通りを行う。フローチャートは図 4-21 に示す。
  - i. 同一のフェムトセルにアクセスできる複数の無線端末が存在する場合は、同時に位置確認ができるため、フェムトセルビットによる位置特定を優先的に行う。
  - ii. 上記無線端末の中に、VoIP のような High Priority データを受信している無線端末が存在する場合、優先的にフェムトビット反転によるアクセス権確認と位置確認を行う。
  - iii. 同一のフェムトセルにアクセスできる無線端末が複数存在しない場合でも、VoIP のような High Priority データを受信している無線端末が存在する場合、優先的にフェムトビットを反転させることで、アクセス権確認と位置確認を行う。
  - iv. 以上の条件を満たさない無線端末は、Long Gap measurement を用いて SIB1 に含まれる Global Cell ID を検出することで、アクセス権確認と位置特定を行う。この処理は他の無線端末のフェムトセルビット反転による確認と並行して行う。
  - v. VoIP のような High Priority データを受信している無線端末が複数、または VoIP 以外の High Priority データを受信している無線端末が複数存在するなど同一プライオリティレベルの無線端末が複数存在する場合は、各無線端末のマクロセル基地局からの受信レベルなどを考慮して、無線環境の悪い無線端末から位置確認の順序を決定する。
4. マクロセル基地局は、Long Gap Measurement によるアクセス権確認を選択した無線端末に対しては、Long Gap Measurement を要求する Measurement Command を生成して無線端末に通知し、SIB1 に含まれる Global Cell ID の検出を要請する。一方、フェムトセル反転による確認方法を選択した無線端末に対しては、当該無線端末の ID を含めて、その旨を移動管理装置に送信する (“Response the selection of femto bit method”).
5. 移動管理装置はフェムトセルビット反転方法選択を示す応答信号 (“Response the selection of femto bit method”) を受信すると、図 4-18 で示した提案方式で当該無線端末の当該フェムトセルに対するアクセス権確認とハンドオーバ制御が遂行される。

## 第4章 異種通信システムにおけるシームレス移動制御技術

以上のような拡張方式により、同時にアクセス権と位置確認処理を行える無線端末数を増加させることができ、アクセス権と位置確認処理負荷と処理時間を低減することができるほか、常に Long Gap measurement を行う従来技術に比べて、Long Gap measurement を行うケースを限定することができ、スループット低下や VoIP パケットロスを解決できる。

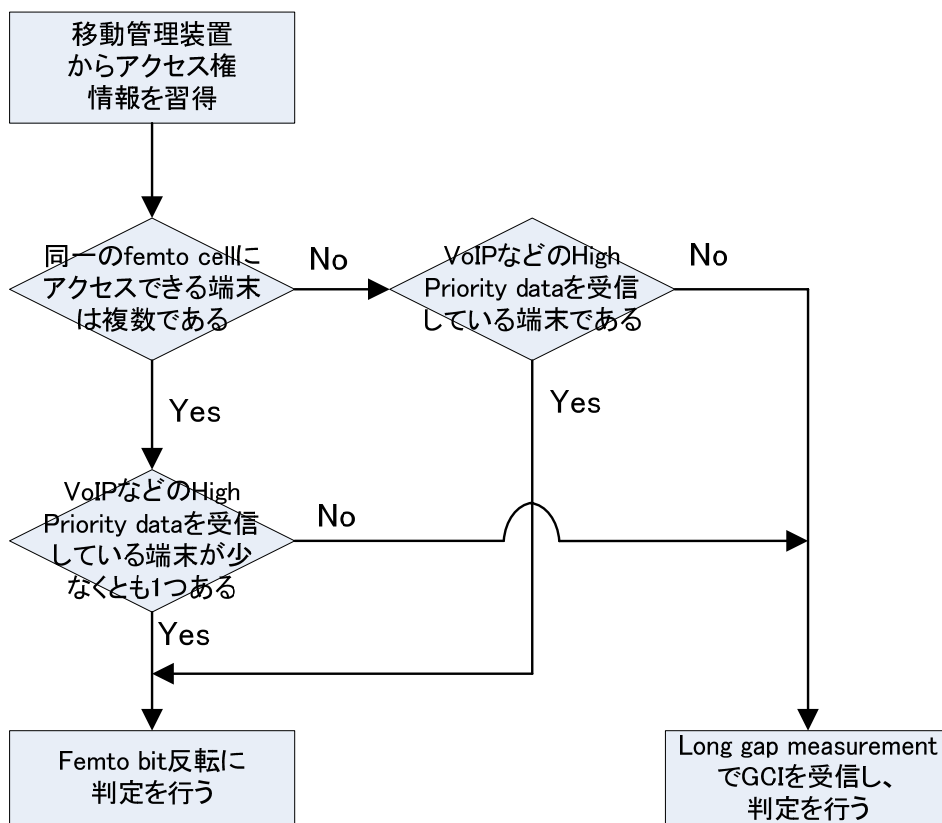


図 4-21：アクセス権確認，位置特定方法の選択アルゴリズム

### 4.4 結言

本章では、異なる通信システム、異なる通信ネットワーク間のシームレス移動制御技術として、Inter-RAT(Radio Access Technology)シームレス移動制御技術であるセルラー／無線 LAN インターワーク技術において、以下の方式の提案を行った。

- インターワークを実現するネットワークアーキテクチャ、及び各ネットワークエンティティ機能を明らかにした。
- 異種通信ネットワーク間の移動時にシームレスな認証を実現するセルラー／無線 LAN 連携認証技術を提案し、制御プロトコルとハンドオーバー遅延時間の低減効果を明らかにした。
- マルチインターフェース端末の消費電力低減を実現するセルラー／無線 LAN 連携ページ

ング技術を提案し、制御プロトコルと待ち受け無線端末の消費電力削減効果を明らかにした。

また、Intra-RAT シームレス移動制御技術であるフェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術において、マクロセル（パブリック）とフェムトセル（プライベート）間のシームレス移動を実現する移動管理技術について、以下の方式の提案を行った。

- フェムトセルグループ化によるアクセス権確認とハンドオーバー制御方式を提案し、プロトコルと、その効果として、フェムトセル収容率の増加とデータレート向上、パケットロス低減について明らかにした。
- フェムトセルビットを利用したアクセス権確認とハンドオーバー制御方式を提案し、プロトコルと、その効果として、フェムトセル収容率の増加とデータレート向上、パケットロス低減について明らかにした。

## 第 5 章 結論

# 第 5 章

## 結論

本論文では、無線通信ネットワークと固定通信ネットワーク、また異なる無線通信ネットワーク間など異種通信ネットワークにおけるシームレス融合技術に関して、次の3つの目的に沿って行った研究成果をまとめたものである。

- 物理層のシームレス融合技術である RoF(Radio on Fiber)技術に着目し、無線信号の光伝送特性を改善する新しいコヒーレント光伝送技術とそれを適用した光ファイバマイクロセル無線通信システムを提案し、提案技術、提案システムによる無線信号の光伝送特性を明確化すること。
- 物理層のシームレス融合技術であり、かつ異なるメディア融合を実現する多チャネル映像信号の光伝送技術に関して、FM 一括変換技術を用いた多チャネル映像信号伝送技術における雑音・歪特性解析法、伝送パラメータ設計法、ならびに雑音・歪低減改善技術を提案し、多チャネル映像信号の高品質光伝送の実現する提案技術を適用した光送受信装置を開発すること。
- データリンク、ネットワーク層のシームレス融合技術である異種無線通信ネットワークや固定通信ネットワーク間のシームレスシステム融合技術であるセルラー／無線 LAN インターワーク技術、及びフェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術に着目し、シームレスシステム融合実現のためのコア技術として、シームレス移動制御技術、ならびに無線端末のパワーセービング技術を提案し、そのプロトコルと効果を明確化すること。

以下に第 2 章から第 4 章において得られた成果を総括して述べ、結論とする。

1. 第 2 章では、無線信号の変調方式、多重方式を保存したまま光信号に変換する無線-光直接変換方式 (RF-Optic 直接変換方式) について、その原理を理論的に導出するとともに、提案方式を用いた無線信号のコヒーレント光伝送技術を提案した。光伝送後の無線信号の CNR 特性、歪特性の定式化を行うとともに、数値計算により特性評価を行った結果、以下のことが明らかになった。
  - 本提案方式は、これまで RoF 技術で主に用いられてきた IM/DD 方式に比べて、CNR

## 第5章 結論

特性が大幅に改善され、また、コヒーレント光伝送技術として比較対象に取り上げた光位相変調光ヘテロダイン検波方式に対しても CNR が 3~5 [dB]改善される。

- 位相雑音による特性劣化対策として、位相基準パイロット光による位相雑音除去技術を適用することで、光源の位相雑音に不感応なコヒーレント光伝送が可能となる。

さらに、RF-Optic 直接変換方式を用いた光ファイバマイクロセル無線通信システムを提案し、無線信号の誤り率特性を計算機シミュレーションにより評価した。その結果、以下のことが明らかになった。

- 無線 QPSK 信号の提案システムによる光伝送では、無線リンクで高い CNR が得られている場合、理想的なバンドパスハードリミッタと同様な包絡線変動の除去効果を有し、提案システムは理想的な線形電気/光変換システムに比べて、シンボル誤り率を改善できる。
- 無線 16QAM 信号の提案システムによる光伝送では、変換時の振幅非線形歪により誤り率特性に劣化が生じるがその劣化量は小さく、比較対象として取り上げた光位相変調コヒーレント光検波技術を用いたシステムに比べて、受信感度が改善される。さらにスター型 16 QAM 信号は、本提案方式の振幅非線形特性の影響を受けにくく、良好な誤り率特性が得られる。

以上、提案する無線信号の光伝送方式、及びシステムは、RoF 技術で用いられていた従来の光伝送技術に比べて、光リンクの伝送特性を大幅に改善でき、高品質な無線信号光伝送が可能となる。

2. 第3章では、FM 一括変換技術特有の雑音劣化要因、歪劣化要因を明らかにし、それらの要因を考慮した光伝送後の映像信号の雑音特性、歪特性の定式化を理論的に行った。そして、理論計算結果と実験値を比較検証することで理論式の有効性を明確にするとともに、導出した理論式を用いた以下の設計手法を提案した。

- 高品質な映像信号を実現する伝送パラメータ設計手法
- 光送受信機のデバイス、回路に対する所要パラメータとそれらを基にした光送信機設計手法、光受信機設計手法

さらに、所要伝送パラメータ、デバイスパラメータを達成し低雑音、低歪の光送受信機を実現するため、位相雑音低減技術、群遅延補償技術を提案し、提案技術を導入した光送受信機を開発し、多チャネルアナログ/デジタル映像光伝送実験によって、低雑音、低歪のアナログ映像伝送、誤り率フリーのデジタル映像伝送を実証した。

以上、定式化した理論式を用いた伝送パラメータ、デバイス・回路パラメータ設計手法は、光送受信機開発、光映像伝送システム開発において有効であり、本設計手法により開発した光伝送システムを用いて、FTTH における多チャネル映像信号の高品質伝送サービスが開始されている。



3. 第4章では、セルラー／無線 LAN インターワーク技術について、インターワークを実現するネットワークアーキテクチャ，及び各ネットワークエンティティ機能について明らかにした。そして、シームレス融合を実現する移動制御技術，及びサービス普及に欠かせない無線端末のパワーセービング技術について，次の2方式を提案し，それぞれのネットワークエンティティ機能と制御プロトコルを明らかにした。

- 異種通信ネットワーク間の移動に際してシームレスな認証を実現し，ハンドオーバーに伴う制御手順や遅延時間を低減するセルラー／無線 LAN 連携認証技術
- マルチ無線インターフェース端末の消費電力低減を実現するセルラー／無線 LAN 連携ページング技術

次に，フェムトセル基地局による無線／固定通信ネットワーク融合技術について，マクロセル（パブリック）とフェムトセル（プライベート）間のシームレス移動管理技術について検討し，特に，シームレス融合を実現する移動制御技術，及びサービス普及に欠かせない無線端末のパワーセービング技術の観点から，以下の2方式を提案し，それぞれのネットワークエンティティ機能と制御プロトコルを明らかにした。

- フェムトセルグループピング方式とフェムトセルビット方式によるアクセス権確認とハンドオーバー制御技術

以上の提案するシームレス移動制御技術により，異なる通信ネットワーク間で無線端末が移動した場合でもシームレスなサービス継続を実現し，更に無線端末のパワーセーブ技術により，無線端末の待ち受け時間の長時間化が図れる。これら技術は，異なる通信ネットワーク間のシステム融合サービスの実現に有効な技術といえる。

## 参考文献

## 参考文献

- [1] ITU Radiocommunication Bureau, Circular Letter 5LCCE/2 : “Invitation for submission of proposals for candidates radio interface technologies for the terrestrial components of the radio interface(s) for IMT-Advanced and invitation to participate in their subsequent evaluation” (Mar. 2008).
- [2] ITU-T G.984.1 : “Gigabit-capable Passive Optical Networks (GPON): General Characteristics”.
- [3] 塚本勝俊 : “光電波融合技術のワイヤレス通信ネットワークへの応用”, 1998 年電子情報通信学会総合大会 BP-1 (Mar. 2005).
- [4] S. Komaki, K. Tsukamoto, S. Hara, and N. Morinaga : “Proposal of Fiber and Radio Extension link for Future Personal Communications“, *Microwave and Optical Technology Lett.* Vol. **6**, No. 1, pp. 55-60 (Jan. 1993).
- [5] H. Yamamoto, K. Hase, K. Utsumi, M. Miyashita, M. Kurono, Y. Serizawa, Y. Shoji, and H. Ogawa, “Development of Gigabit Millimeter-wave Broadband Wireless Access System-Remote Antenna Systems Incorporating Radio-over-Fiber and Coarse-WDM”, Proceedings of APMC2003, Vol. **2**, no. TC5-1, pp. 965-968 (Nov. 2003)
- [6] M. Fujise, and H. Harada, “An Experimental Study on Multi-service on Fiber Transmission System for ITS Road-Vehicle Communication”, F-10.4, MWP 99, Vol. **1**, pp. 205-208, Australia (Oct. 1999).
- [7] Y. Okamoto, R. Miyamoto, and M. Yasunaga : “Radio-On Fiber Access Network Systems for Road-Vehicle Communication”, 2001 IEEE Intelligent Transportation Systems Conference Proceedings, pp. 1050–1055 (Aug. 2001).
- [8] H. Harada, K. Sato, and M. Fujise : “A Radio-on Fiber Based Millimeter-Wave Road-Vehicle Communication System by a Code Division Multiplexing Radio Transmission Scheme”, *IEEE Transaction on Intelligent Transportation Systems.*, Vol. **2**, No.4, pp. 165-179 (Dec. 2001).
- [9] H. Harada, J. H. Lee, S. Komaki, N. Morinaga : “Performance Analysis of Fiber-Optic Millimeter-Wave Band Radio Subscriber Loop”, *IEICE Trans. Commun.*, Vol. **E-76-B**, No. 9, pp. 1128-1135 (Sep. 1993).
- [10] M. Kavehrad, and E. Savov : “Fiber-Optic Transmission of Microwave 64-QAM Signals”, *IEEE J.Sel Area Commun.*, Vol. **SAC-8**, No. 7, pp.1320-1325 (Sept. 1990).
- [11] R.Gross and R. Olshansky : “Multichannel Coherent FSK Experiments Using Sub-carrier Multiplexing Techniques”, *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. **LT-8**, No. 3, pp.406-415 (Mar. 1990).
- [12] 石井義一, 塚本勝俊, 小牧省三, 森永規彦 : “RF-光変換素子を用いた無線信号のコヒーレント光ファイバ伝送システム”, 信学技報, **RCS94-55** (July 1994).
- [13] Y. Ishii, K. Tsukamoto, S. Komaki, and N. Morinaga : “Coherent Fiber-Optic Microcellular Radio

## 参考文献

- Communications System Using a Novel RF-to-Optic Conversion Scheme”, *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, Vol. **MTT-43**, No. 9, pp. 2241-2248 (Sept. 1995).
- [14] 玉木規夫:” 光アクセスネットワーク・アーキテクチャの動向”, 信学技報, IN1998-589 (Feb. 1999).
- [15] 総務省 調査研究会報告書: “通信・放送の総合的な法体系に関する研究会”, [http://www.soumu.go.jp/joho\\_tsusin/policyreports/chousa/tsushin\\_houseikikaku/pdf/071206\\_4.pdf](http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/policyreports/chousa/tsushin_houseikikaku/pdf/071206_4.pdf).
- [16] E. Yoneda, K. Suto, K. Kikushima, and H. Yoshinaga: “All-Fiber Video Distribution (AFVD) Systems using SCM and EDFA Techniques”, *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. **LT-11**, No. 1, pp.128-137 (Jan. 1993).
- [17] K. Kikushima, K. Suto, H. Yoshinaga, H. Nakamoto, C. Kishimoto, M. Kawabe, K. Kumozaki, and H. Shibata: “Optical super wide-band FM Modulation Scheme and its application to multi-channel AM Video transmission systems”, IOOC’95, paper PD2-7 (1995).
- [18] 石井義一, 野嶋一宏, 竹居優子, 東郷仁磨, 川島勢一郎, 北地西峰: “FM 一括変換方式を用いた 40chAM 映像伝送”, 1997 画像電子学会年次大会予稿 13.
- [19] Y. Ishii, K. Nojima, S. Kawashima, M. Fuse, J. Ohya, and S. Kitaji: “CNR Characteristics of an Optical Heterodyne AM/FM Converter Using Narrow Linewidth Lasers”, OECC’ 97, Technical Digest 10A1-4, Seoul KOREA (July 1997).
- [20] 野嶋一宏, 石井義一, 川島勢一郎, 布施 優, 北地西峰: “AM/FM 一括変換における位相雑音特性改善の検討”, 1997 年電子情報通信学会総合大会 B-10-94 (Mar. 1997).
- [21] Y. Ishii, K. Oda, K. Nojima, H. Asano, H. Negishi, and S. Kitaji: “Design of Optical Video Transmission System for Fiber to the Home Employing Super Wide-Band FM Modulation”, *IEICE Trans. Commun.*, Vol. **E84-B**, No.11, pp. 2915-2923 (Nov. 2001).
- [22] 野嶋一宏, 川島勢一郎, 根岸英彦, 北地西峰: “FM 一括変換光伝送用復調 IC の開発”, 1998 年電子情報通信学会総合大会 B-10-128 (Mar. 1998).
- [23] 日経コミュニケーション 2005 年 5 月 1 日号 特集 1: “固定と携帯の融合, 「FMC」最前線”.
- [24] BT Fusion, <http://www.btbroadbandoffice.com/mobile/BT-Fusion/what-is-BT-Fusion>.
- [25] 3GPP Specification TS23.234 v7.6.0: “3GPP system to Wireless Local Area Network (WLAN) interworking; System description” (Dec. 2007).
- [26] IEEE802.21: “Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks: Media Independent Handover Services”.
- [27] 日経 NETWORK 2007 11 月号: “フェムトセルって何だろう?” pp.064-077.
- [28] Y. Ishii, T. Kaneko, T. Kito, Y. Hashimoto, H. Asano, T. Yagi, and S. Kitaji: “A New Heterogeneous Wireless Access Network Architecture Interworking Cellular and WLAN”, ITU Telecomm 2003, TECH3 Future Wireless, Geneva (Oct. 2003).
- [29] 石井義一, 福井章人, 塚本勝俊, 小牧省三: “フェムトセルによる無線/固定通信融合ネットワークにおける移動制御技術に関する検討”, 信学技報, IN2007-174 (Mar. 2008).
- [30] K. W. Pratt: “Laser Communication Systems”, John Wiley & Sons, Chapter 4 (1962).

- [31] Kazovsky L. G. : “Phase and Polarization Diversity Coherent Optical Techniques”, *IEEE J. Lightwave Technol.*, Vol. **LT-7**, No. 2, pp.279-292 (Dec. 1986).
- [32] R. Olshansky and M. Schmidt : “Subcarrier Multiplexed Coherent Lightwave System for Video Distribution”, *IEEE J. Sel. Area Commun.*, Vol. **SAC-8**, No. 7, pp.1268-1275 (Sept. 1990).
- [33] S. Stein and J. J. Jones : “Modern Communications Principle with Application to Digital Signaling“, McGraw-Hill Book Company.
- [34] P. C. Jain and N. M. Blachman : “Detection of a PSK Signal Transmitted Through a Hard-Limited Channel”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. **IT-19**, No. 5, pp.623-630 (Sept. 1973).
- [35] Y. C. Chow, A. R. Nix, and J. P. McGeehan : “Analysis of 16-APSK Modulation in AWGN and Rayleigh Fading Channel”, *Electron Lett.*, Vol. **28**, No. 17, pp.1608-1610 (Aug. 1992).
- [36] 菅原鼎山, 河津祐元, 内野俊治, 増田孝雄, 高田正美, 高橋 良, 森永隆広 : “FM 無線工学”, 1 章, 14 章, 日刊工業新聞社,(1959).
- [37] 石井義一, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 北地西峰 : “FM 一括変換光映像伝送方式における局発光サイドモードによる CNR 劣化の実験的考察”, 1997 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-171 (Sept. 1997).
- [38] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 森倉 晋 : ”広帯域 FM 変調技術を用いた光映像伝送システムの CNR 特性”, 電子情報通信学会論文誌 B-1, Vol. **J81-B-1**, No. 9, pp. 557-565 (Sept. 1998).
- [39] 布施 優, 石井義一, 工藤義春, 野嶋一宏, 内海邦昭, 藤戸克行 : “AM/FM 一括変換光映像伝送方式における帯域幅制限による CNR 劣化のモデル化”, 1997 年電子情報通信学会総合大会 B-10-93 (Sept. 1997).
- [40] 石井義一, 川島勢一郎, 北地西峰 : “広帯域 FM 変調型光映像伝送システムにおける群遅延歪に関する理論検討”, 電子情報通信学会, 信学技報, CS96-40 (June 1996).
- [41] Y. Ishii, K. Nojima, H. Tougo, M. Iwamoto, M. Takata, S. Kawashima, H. Negishi and S. Kitaji : “Studies of Distortion due to Electrical Group Delay in Optical Video Distribution Systems Employing a Super Wide-band FM modulation Scheme”, GLOBCOM'98 Access Network Mini Conf., AN5.4, Sydney (Nov. 1998).
- [42] 石井義一, 野嶋一宏, 東郷仁磨, 岩本光浩, 高田正人, 川島勢一郎, 根岸英彦, 北地西峰, “FM 一括変換方式を用いた光伝送システムにおける群遅延歪みに関する実験的検討”, 1998 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-129 (Sept. 1998).
- [43] T. Izumi : Cable Television Technology, Chap. 5, Corona Publishing (1994).
- [44] ITU-T Recommendation, J. 87.
- [45] 野嶋一宏, 石井義一, 川島勢一郎, 布施 優, 北地西峰 : “AM/FM 一括変換における位相雑音特性改善の検討”, 1997 年電子情報通信学会総合大会 B-10-94 (Mar. 1997).
- [46] 石井義一, 野嶋一宏, 浅野弘明, 布施 優, 根岸英彦, 北地西峰 : “FM 一括変換方式を用いた光伝送システムにおける高品質化の検討”, 2000 年電子情報通信学会ソサイエティ大会 B-10-62

## 参考文献

(Sept. 2000).

[47] G. Wu, M. Mizuno, and P. J. Havinga : “MIRAI Architecture for Heterogeneous Network”, *IEEE Communication Magazine*, Vol. **40**, Issue 2, pp.126-134 (Feb. 2002).

[48] 3GPP Specification TS23.234 v7.6.0 : “3GPP system to Wireless Local Area Network (WLAN) interworking; System description” (Dec. 2007).

[49] IEEE802.21/D06.00 : “Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks: Media Independent Handover Services” (June 2007).

[50] IETF RFC 3344 : “IP Mobility Support for IPv4”.

[51] 3GPP Specification TS23.401 v8.0.0 : “Architecture enhancements for non-3GPP accesses” (Dec. 2007).

[52] 3GPP Specification TS23.002 v8.2.0 : “Network architecture” (Dec. 2007).

[53] 宇野哲史, 岩間智大, 石井義一, 金子友晴, 鬼頭勉, 北地西峰 : “セルラー網を利用した Hot Spot ページング・認証方式の提案”, 2002 年電子情報通信学会通信ソサエティ大会 B-6-77 (Sept. 2002).

[54] 3GPP Specification TS33.102 v7.1.0 : “3G Security, Security Architecture” (Dec. 2006).

[55] IEEE802.1x, Port-Based Network Access Control.

[56] 岩間智大, 宇野哲史, 石井義一, 金子友晴, 鬼頭勉 : “セルラー/無線 LAN 連携ページング方式の実装, 及び評価”, 2003 年電子情報通信学会総合大会 B-5-288 (Mar. 2003).

[57] 日経 NETWORK 2007 11 月号 : “フェムトセルって何だろう?” pp.064-077.

[58] 3GPP Specification TR25.820 v8.0.0 : “Home NodeB/ eNodeB” (Mar. 2008).

[59] 3GPP Specification TS36.300 v8.3.0 : “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2”, Section 10.5 (Jan. 2008).

[60] 3GPP Document S1-080333 : “HNB/HeNB - Closed Subscriber Group (CSG) requirements for UTRA and E-UTRA” (Jan. 2008).

[61] 3GPP Specification TS36.331 v8.0.0 : “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Radio Resource Control (RRC); Protocol Specification”, Section 6.3 (Dec. 2007).

[62] 3GPP Document R2-072829 : “Measurement Control in LTE\_Active state (for CSG Cells)” (June 2007).

[63] 3GPP Document R2-073374 : “Cell ID Assignment for Home NodeB” (Aug. 2007).

[64] 3GPP Document R2-072623 : “Text Proposal for TS 36.300 on CSG requirements” (May 2008).

[65] 3GPP Document R2-072404 : “Access Control for CSG cells” (June 2007).

[66] 小山次郎, 西原浩 : “光波電子工学”, コロナ社, 9 章(1978).

[67] O. Simbo : “Transmission Analysis in Communication Systems”, vol.2, *Computer Science Press*, Chapter 3 (1978).

# 付録

## 付録 A 屈折率楕円体に関する式の導出

結晶中では1つの伝搬方向に一般には2つの直線偏光モード、すなわち2種の光線が存在しており、各モードは固有の偏光方向( $\mathbf{D}$ の方向)と屈折率(伝搬速度)を有している。 $x$ ,  $y$ ,  $z$ 軸方向を主誘電座標軸、即ち結晶中での $\mathbf{D}$ と電界 $\mathbf{E}$ とが互いに並行するような方向とする屈折率楕円体を用いると、2種の光波を互いに直交する偏光方向と屈折率を簡単に決定できる。一般的な屈折率楕円体はその主軸( $x$ ,  $y$ ,  $z$ 軸)に関して次式で与えられる。

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (\text{A.1})$$

但し、 $n_x$ ,  $n_y$ ,  $n_z$ はそれぞれ、波面法線方向である $x$ ,  $y$ ,  $z$ 軸を主誘電座標軸としたときの屈折率を表す。この楕円は電界を加えると変形し回転するので、 $x$ ,  $y$ ,  $z$ は一般に主軸とはならない。このとき、次式のような2次曲面の展開式で書くことができる。

$$a_{11}x^2 + a_{22}y^2 + a_{33}z^2 + 2a_{23}yz + 2a_{31}zx + 2a_{12}xy = 1 \quad (\text{A.2})$$

この式の係数 $a_{ij}$ と電界 $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ との関係を次のように表すものとする。

$$\begin{pmatrix} a_{11} - 1/n_x^2 \\ a_{22} - 1/n_y^2 \\ a_{33} - 1/n_z^2 \\ a_{23} \\ a_{31} \\ a_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \\ r_{61} & r_{62} & r_{63} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

ここで、 $r_{ij}$ は電気光学定数であり、結晶の対称性により $r_{ij}$ のうち零になるもの、互いに等しいものを決めることが可能となる。

通常の通信用電気光学素子として用いられる $\text{LiNbO}_3$ ,  $\text{LiTaO}_3$ は三方晶系の一軸性電気光学結晶であり、電気光学定数マトリックスは次式で表すことができる。

$$\begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$n_x = n_y = n_o \quad (\text{A.5})$$

$$n_z = n_e \quad (\text{A.6})$$

但し,  $n_o$ ,  $n_e$  はそれぞれ, 常光線屈折率, 及び異常光線屈折率である. 以上より式(A.3)は次式のようになる.

$$\begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{22} \\ a_{33} \\ a_{23} \\ a_{31} \\ a_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/n_o^2 - r_{22}E_y + r_{13}E_z \\ 1/n_o^2 + r_{22}E_y + r_{13}E_z \\ 1/n_e^2 + r_{33}E_z \\ r_{51}E_y \\ r_{51}E_x \\ -r_{22}E_x \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

従って, 三方晶系結晶に電界を加えた場合の屈折率楕円体は, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{n_o^2} - r_{22}E_y + r_{13}E_z\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{22}E_y + r_{13}E_z\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z\right)z^2 \\ + 2r_{51}E_y yz + 2r_{51}E_x zx - 2r_{22}E_x xy = 1 \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

以上の式の導出は文献[66]を参考としている.

## 付録 B RF-Optic 直接変換時の IM2, IM3 成分の導出

式(2.26)で与えられる包絡線  $V(t)$  は複素表示を用いると次式になる.

$$V(t) = \left[ \sum_{k=0}^{N-1} A_k^2 + \sum_{k=0}^{N-2} \sum_{h=k+1}^{N-1} A_k A_h e^{j[(k-h)\Delta ft + \psi_k(t) - \psi_h(t)]} + \sum_{k=0}^{N-2} \sum_{h=k+1}^{N-1} A_k A_h e^{-j[(k-h)\Delta ft + \psi_k(t) - \psi_h(t)]} \right]^{1/2} \quad (\text{B.1})$$

となる. 各無線信号の振幅  $A_k$  が等しく  $A$  とし, 式(B.1)を式(2.31)に代入して 1 次~3 次成分に着目して整理すると,

$$g_S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{2P} \{a_1 m + a_3 (2N-1)m^3\} e^{j\{2\pi(f_0 + f_{RF} + k\Delta f)t + \psi_k(t) + \phi_S(t)\}}$$



$$\begin{aligned}
& + \sum_{h=0}^{N-1} \sqrt{2Pa_2} m^2 e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF})t+\psi(t)+\phi_S(t)\}} \\
& + \sum_{h=0}^{N-2} \sum_{i=h+1}^{N-1} \sqrt{2Pa_2} m^2 e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF}+(h-i)\Delta f)t+\psi_k(t)-\psi_i(t)+\psi(t)+\phi_S(t)\}} \\
& + \sum_{h=0}^{N-2} \sum_{i=h+1}^{N-1} \sqrt{2Pa_2} m^2 e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF}-(h-i)\Delta f)t-\psi_k(t)+\psi_i(t)+\psi(t)+\phi_S(t)\}} \\
& + \sum_{h=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-2} \sum_{l=i+1, l \neq h} \sqrt{2Pa_3} m^3 e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF}+(h+i-l)\Delta f)t+\psi_k(t)+\psi_i(t)-\psi_l(t)+\phi_S(t)\}} \\
& + \sum_{h=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-2} \sum_{l=i+1, l \neq h} \sqrt{2Pa_3} m^3 e^{j\{2\pi(f_0+f_{RF}+(h-i+l)\Delta f)t+\psi_k(t)-\psi_i(t)+\psi_l(t)+\phi_S(t)\}} \tag{B.2}
\end{aligned}$$

で与えられる。但し、 $m$  は  $\pi A/V_\pi$  である。ここで、第 1 項が再生された無線信号、第 3, 4 項は IM2 成分、第 5, 6 項は IM3 成分である。以上の式の導出は文献[67]を参考にした。



# 本論文に関する原著論文

## A. 論文

1. 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 Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. **MTT-43**, No. 9, pp. 2241-2248 (Sept. 1995).
2. Y. Ishii, K. Oda, K. Nojima, H. Asano, H. Negishi, and S. Kitaji : “Design of Optical Video Transmission System for Fiber to the Home Employing Super Wide-band FM Modulation Scheme”, *IEICE Trans. Communications*, Vol. **E84-B**, No.11, pp. 2915-2923 (Nov. 2001).

## B. 国際会議

1. Y. Ishii, K. Nojima, S. Kawashima, M. Fuse, J. Ohya, and S. Kitaji : “CNR Characteristics of an Optical Heterodyne AM/FM Converter Using Narrow Linewidth Lasers”, 2<sup>nd</sup> Optoelectronics & Communications Conference (OECC' 97), Technical Digest 10A1-4, Seoul KOREA (July 1997).
2. Y. Ishii, K. Nojima, H. Tougo, M. Iwamoto, M. Takata, S. Kawashima, H. Negishi, and S. Kitaji : “ Studies of Distortion due to Electrical Group Delay in Optical Video Distribution Systems Employing a Super Wide-band FM Modulation Scheme”, GLOBECOM'98 Access Network Mini Conf., AN5.4, Sydney (Nov. 1998).
3. Y. Ishii, T. Kaneko, T. Kito, Y. Hashimoto, H. Asano, T. Yagi, and S. Kitaji : “A New Heterogeneous Wireless Access Network Architecture Interworking Cellular and WLAN”, ITU Telecom World 2003, TECH3 (The future of wireless), Geneva (Oct. 2003).

## C. 大会発表

1. 石井義一, 野嶋一宏, 川島勢一郎, 北地西峰 : “FM 一括変換光映像伝送方式における局発光サイドモードによる CNR 劣化の実験的考察”, 1997 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-171 (Sept. 1997).
2. 石井義一, 野嶋一宏, 竹居優子, 東郷仁麿, 川島勢一郎, 北地西峰 : “FM 一括変換方式を用いた 40chAM 映像伝送”, 1997 年画像電子学会年次大会 13 (1997).

## 本論文に関する原著論文

3. 石井義一, 野嶋一宏, 東郷仁麿, 岩本光浩, 高田正人, 川島勢一郎, 根岸英彦, 北地西峰: “FM 一括変換方式を用いた光映像伝送システムにおける群遅延歪みに関する実験的検討”, 1998 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-129 (Sept. 1998).
4. 石井義一, 野嶋一宏, 浅野弘明, 布施優, 根岸英彦, 北地西峰: “FM 一括変換方式を用いた光伝送システムにおける高品質化の検討”, 2000 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-10-62 (Sept. 2000).

## D. 研究会発表

1. 石井義一, 塚本勝俊, 小牧省三, 森永規彦: “RF-光変換素子を用いた無線信号のコヒーレント光ファイバ伝送システム”, 電子情報通信学会, 信学技報, RCS 94-55 (July 1994).
2. 石井義一, 川島勢一郎, 北地西峰: “広帯域 FM 変調型光映像伝送システムにおける群遅延歪に関する理論検討”, 電子情報通信学会, 信学技報, CS 96-40, (June 1996).
3. 石井義一, 福井章人, 塚本勝俊, 小牧省三: “フェムトセルによる無線/固定通信融合ネットワークにおける移動制御技術に関する検討”, 電子情報通信学会, 信学技報, IN2007-174 (Mar. 2008).