Osaka University Knowledge Archive

Title	光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける高品質伝送技術に関する研究
Author(s)	村越, 昭彦
Citation	大阪大学, 2006, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2611
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける高品質伝送技術に関する研究

2006年1月

村越 昭彦

大阪大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

謝辞

本論文は，大阪大学大学院工学研究科教授小牧省三博士の御指導の下に，筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである．本研究の遂行にあたり，懇篤なる御教示，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る次第である．

本論文をまとめるに際し，大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻教授井上恭博士，ならびに同助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る次第である．

大阪大学大学院在学中より通信工学全般および本研究に関して御教示，御助言を賜った大阪大学大学院工学研究科教授北山研一博士，同河崎善一郎博士，同馬場口登博士，同三瓶政一博士，同滝根哲哉博士，大阪大学産業科学研究所教授元田浩博士，同溝口理一郎博士をはじめとする大阪大学大学院工学研究科の諸先生方に厚く感謝申し上げる．

また，研究の途上，有益な御助言と御協力，御激励を頂いた現大阪大学工業大学講師熊本和夫博士，大阪大学大学院工学研究科助手東野武史博士をはじめとする大阪大学大学院卒業生ならびに今尾勝崇氏，福本直紀氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻小牧研究室の諸兄に感謝申し上げる．

内容梗概

本論文は，筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中に行った光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける高品質伝送技術に関する研究成果をまとめたものであり，以下の6章により構成される．

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現状について述べるとともに，研究背景および研究目的を明確にしている．

第2章では，副搬送波多重（SCM：SubCarrier Multiplexing）光ファイバ無線/電波-光空間伝送無線ネットワークの概念について説明し，無線信号伝送方式である光周波数変調方式の適用効果を述べる．さらに，光周波数変調方式を適用した時の問題点，及びその特徴を活かすために解決するべき課題とその解決方針について述べる．

第3章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおいて問題となるFMレーザダイオード（LD）及び光周波数弁別特性の非線形性に起因した相互変調ひずみについて述べる．また，これによる劣化を低減する非線形補償の原理について説明し，光位相シフタを用いた非線形補償方式を提案する．さらに，副搬送波電力対雑音電力及び相互変調ひずみ電力比（CND比：Carrier power to noise plus distortion power ratio）に関する特性解析を行い，提案方式による改善効果を定量的に示す．また，位相シフト制御によって光搬送波周波数から偏移可能な最大周波数偏移領域が減少し，クリッピングひずみ電力が増加することを理論解析により示し，提案方式が有効である条件を明らかにする．

また，異種無線信号伝送下で相互変調ひずみのみを検出できない場合に，信号電力を抑圧せずに，相互変調ひずみ電力を検出できる推定器を用いて，最適位相シフト量にフィードバック制御する非線形補償技術を提案し，信号品質の劣化が回避できることを理論解析により示す．

第4章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける無線信号品質をさらに向上させるために，光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案する．まずは，高次相互変調ひずみを抑圧できる光チャープ制御器を適用した非線形補償方式を提案し，副搬送波電力対相互変調ひずみ電力比（CD比：Carrier power to distortion ratio）の改善効果を明らかにする．次に，伝搬路での損失が大

きな電波-光空間伝送無線リンク（RoFSO：Radio-on-Free Space Optics）への光周波数変調方式の適用効果について述べる．また，光チャープ制御器の適用により，FM 変調指数をより大きくでき，FM 検波利得の増大が可能となることを明らかにする．さらに，これによる副搬送波電力対雑音電力比（CN 比：Carrier power to noise power ratio）の改善効果を，理論解析により明らかにする．

第 5 章では，SCM/WDMA（Wavelength Division Multiple Access）光ファイバ無線アクセスネットワークにおける光周波数変調方式を用いた高品質無線信号伝送方式を提案する．本方式では，同一バス型リンクでの無線周波数の繰り返し利用が可能であり，光ビート雑音低減できるという特徴を有する．本章では，光ビート雑音抑圧の原理について説明し，CN 比の改善および収容基地局数を増加できることを理論解析により明らかにする．

第 6 章は結論であり，本研究で得られた成果について総括を行う．

目 次

第1章　序論 **1**

1.1　無線通信技術の発展 1

1.2　異種無線インフラネットワークの概念とその検討課題 4

第2章　光周波数変調方式を用いた無線ネットワーク **11**

2.1　序言 11

2.2　光ファイバ無線/電波-光空間伝送無線ネットワーク 11

2.2.1　光ファイバ無線ネットワーク 11

2.2.2　電波-光空間伝送無線ネットワーク 12

2.2.3　バス型光ファイバ無線ネットワーク 15

2.3　光周波数変調方式を用いた無線伝送システム 19

2.3.1　光周波数変調方式の原理 19

2.3.2　光周波数変調方式を用いた無線伝送システムの構成 20

2.4　結言 24

第3章　適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償技術 **25**

3.1　序言 25

3.2　非線形補償技術 26

3.3　適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償技術 27

3.3.1　適応周波数弁別特性制御器の構成と出力信号特性 27

3.3.2　CND 比の数値計算例 31

3.3.3　MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響　34

3.4　異種無線信号に対応可能な非線形補償技術 38

3.5　結言 42

第4章　光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送方式　43

4.1　序言 43

4.2　光チャープ制御器を用いた非線形補償技術 44

4.2.1　光チャープ制御器の構成と動作原理 44

4.2.2　光チャープ制御器を用いた非線形補償受信機 46

4.2.3　受信信号電力の理論解析 47

4.2.4　光チャープ制御器の具体的な構成と量子化誤差の理論解析 . 48

4.2.5　SFDR 及び量子化誤差に関する数値計算例 50

4.3　光チャープ制御器を用いた光 FM 信号広帯域化技術 56

4.3.1　SCM/OFM RoFSO の伝送特性 56

4.3.2　光チャープ制御器を用いた光 FM 信号広帯域化技術 58

4.3.3　CND 比に関する理論解析 59

4.3.4　CND 比に関する数値計算例 60

4.4　結言 64

第5章　SCM/WDMA RoF への光周波数変調方式の適用　65

5.1　序言 65

5.2　光周波数変調方式を用いた SCM/WDMA RoF ネットワーク 66

5.2.1　光周波数変調方式を用いた SCM/WDMA RoF ネットワークの構成 66

5.2.2　光周波数変調方式の適用効果 69

5.3　CN 比の理論解析 71

5.4　CN 比の数値計算例 73

5.5　結言 78

第6章　結論　79

参考文献　83

本論文に関する原著論文 95

A　学会論文 95

B　国際会議発表 95

C　国内口頭発表 96
D　国内研究会発表 96
E　共著論文 96

図目次

1.1 光ファイバ無線ネットワークの概念 5

2.1 光ファイバ無線（RoF）リンクの基本構成と信号品質の劣化要因 . . 12
2.2 RoFSO ネットワークの構成と信号品質の劣化要因 13
2.3 バス型光ファイバ無線ネットワークの構成 15
2.4 CN 比と同時接続基地局数特性 18
2.5 光周波数変調方式を用いた無線ネットワークの構成と信号品質の劣化要因 21
2.6 MZ 型光周波数弁別器の構成 22

3.1 光位相シフタを挿入した MZ 型光周波数弁別器の構成 27
3.2 適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償受信機の構成 30
3.3 適応周波数弁別特性制御器を適用した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性 33
3.4 MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみ 34
3.5 LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対最適位相シフト量特性 . . . 36
3.6 LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対 SFDR 特性 37
3.7 IEEE802.11g 信号を伝送した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性 39
3.8 異種無線信号に対応可能な非線形補償受信機の構成 40
3.9 提案する推定器を使用した場合の入力 SCM 信号電力対位相シフト量特性 41
3.10 提案する推定器を使用した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性 42

4.1 光チャープ制御器の原理構成 44
4.2 提案する非線形補償受信機の構成 46

4.3 光SSB変調器を用いた光周波数シフタ 49
4.4 非線形補償を施した場合の入力SCM信号電力と出力SCM信号電力・ひずみ電力特性 52
4.5 LD周波数変調特性の三次ひずみ係数とSFDR特性 54
4.6 周波数分解能と量子化誤差電力の関係 55
4.7 RoFSOリンクの構成 56
4.8 光チャープ制御器を用いたRoFSOリンクの構成 58
4.9 FM検波後の雑音PSD 60
4.10 周波数変調指数 β_{FM} 対CND比特性 61
4.11 受信光電力 P_r 対CND比特性 63

5.1 光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワークの構成 67
5.2 FM信号の広帯域化による光ビート雑音低減の様子 70
5.3 提案方式における周波数変調指数 β_{FM} 対FM検波前のCN比特性 . 74
5.4 提案方式における周波数変調指数 β_{FM} 対FM検波後のCN比特性 . 76
5.5 提案方式における同時接続基地局数対FM検波後のCN比特性 . . . 77

表目次

3.1 数値計算で用いたパラメータ 32
3.2 数値計算で用いたパラメータ 39

4.1 数値計算で用いたパラメータ 51
4.2 数値計算で用いたパラメータ 62

5.1 数値計算で用いたパラメータ 73

第1章　序論

1.1　無線通信技術の発展

マルコーニが電波を利用した無線通信システムを発明して100年余りが経過した．その間に無線技術はめざましい発展を遂げ，通信手段としては欠かせない技術になっている．当初はモールス符号を伝送する簡易通信程度が行われていたにすぎなかったが，1920年代に入ると音声を電波に重畳して情報を届けるラジオ放送が登場し，一般家庭で娯楽やニュースなどを視聴できるようになった．さらに，超短波帯やマイクロ波帯の研究開発が進み，1950年代には映像信号を電波に重畳して伝送するテレビ放送が，1980年代には衛星放送が本格的に運用され，全世界の情報を映像として視聴できるまでになった．このように電波を用いた無線技術は放送分野に大きく貢献し，新聞などのような紙媒体で情報を伝達する手法だけでなく，電波という媒体で情報を伝達する方式も広がった．こういった無線技術の発展により，世界中の人々がラジオやテレビを通じて全世界の情報を視聴・取得できるようになり，現在では人々の生活には欠かせない情報源となっている．

電波を利用した無線技術は，電気通信分野に対する貢献度も高い．20世紀末には，その利便性・移動性が活かされた携帯電話サービスの運用が開始された．当初は，自動車電話として導入され，順調にその加入者数が増加した．しかし，同時に利用するユーザ数も増加し，十分なサービス提供が困難になり，日本では自動車電話と比べて同時に収容できるユーザが多い，第2世代携帯電話とよばれるPDC（Personal Digital Cellular）への移行が着々と進んでいった．さらに，小型軽量化，端末コストの低下，通信課金の低下，サービスエリアの充実といった背景にも後押しされ，現在では最も広く利用される携帯電話システムになるまでに普及した．日本での加入者数は，2005年8月現在で約5,200万人である [1]．PDCの運用開始当初は，音声通信サービスのみが提供されていたが，1997年からパケット通信システムが導入され [2]，無線インフラネットワークでパケット交換が可能になった．そ

の後，パケット通信用の最高伝送速度の向上により，インターネット接続用の無線通信端末としての使用が可能になり，1999年にNTTドコモは"iモード"サービス[3]を開始し，携帯電話の使用用途が広がった．

携帯電話分野の無線技術やサービス形態は，現在もなおその姿を変え，より便利なものへと発展している．第3世代の規格であるIMT-2000（International Mobile Telecommunication-2000）[4]では，世界共通規格として標準化が進められてきたため，国際ローミングが容易に実現できるようになった．また，携帯端末が基地局にアクセスする方式として，cdmaOne標準の規格で採用されていたCDMA（Code Division Multiple Access）を用いており，セル間のハンドオーバをスムーズに行う（ソフトハンドーバ）ことができたり，符号の拡散率が可変であるので，パケット通信速度を柔軟に変えることができる．IMT-2000では，PDCよりも高速なデータ通信もサポートしている．W-CDMA方式を例に挙げると停止時で2Mpbs，低速移動時で384kpbs，高速移動時でも144kbpsのパケット通信速度が達成できる．そのため，ユーザの携帯端末の使用環境が格段に改善され，携帯電話を利用したインターネット接続するユーザが今後も増加していくと考えられる[5]．現在，日本では第3世代携帯電話への移行は着々と進んでおり，その加入者は3,700万件に及んでいる[1]．

一方，インターネットサービスは，1990年代にその運用が開始された．それにより，ラジオ・テレビ放送や新聞といった公共の通信媒体を用いて，ユーザが受動的に情報を得る形態から，個人単位で情報発信や情報交換する，すなわちユーザが能動的に情報収集できる形態へと変わってきている．1990年代の日本におけるインターネットサービスの開始時には，ダイヤルアップ回線を利用した低速なパケット通信サービスしか受けることができなかったが，ADSL（Asymmetric Digital Subscriber Line），CATV（Cable Television）などのメタリックアクセス網やFTTH（Fiber To The Home）といった光アクセス網の整備が進んでいる[6]- [10]．現在では，数M〜1Gbpsに及ぶブロードバンド接続により，マルチメディア情報の交換が可能になった．このように，有線系アクセスネットワークを高速化するという課題も重要である一方で，パーソナルコンピュータ（PC）などの固定端末からのアクセス手段が有線に限られる，すなわち情報を取得できる空間が限定されるという不便さも課題であった．そこで，無線インターネットアクセス技術に関する研究が行われ

た．そして，インターネットアクセス網に設置された無線基地局と固定端末を無線接続するインタフェースとして，無線LANが実現された [11]．このような無線アクセスインタフェースの登場により，インターネットユーザは，これまでのケーブル接続という物理的な制約から解放され,「いつでも・どこでも」情報を取得できる環境を手に入れることができるようになったのである．

無線LANは，1997年にIEEE（Institute of Electrical and Electronics Engineers）のワーキンググループによって，IEEE802.11の標準化から始まった．最初の規格はISM（Industry Science and Medical）周波数帯の一つである2.4GHz帯を用い，2Mbpsの伝送速度を提供するものであった [12]．その後，更なる高速化を目的とした研究開発が行われ，1999年には，5GHz帯を用いるIEEE802.11aおよび2.4GHz帯を用いるIEEE802.11bが標準化され，それぞれ最高54Mbps，11Mpbsの伝送速度が達成された．また，2003年には，IEEE802.11bの更なる高速化を目的としたIEEE802.11gの標準化作業が完成し，2.4GHz帯のIEEE802.11b規格との後方互換性を保ちつつ，IEEE802.11a並の伝送速度を提供している [13]．現在では，それらを2チャンネル束ねて108Mbpsを実現するインタフェースが登場し，2004年にはIEEE802.16においても標準化された．これにより，無線アクセス部分でボトルネックとなっていた伝送速度の問題が緩和され，有線系の高速インターネットの伝送速度に匹敵する移動通信環境が得られるようになった [14]．

さらには，無線LANとは別の無線アクセス技術として代表的なBWA（Broadband Wireless Access）技術や [15]，[16]，赤外線を通信媒体として利用した赤外線（光無線）通信システムに関する研究開発も行われており，オフィス内のアクセス手段やビル間の中距離通信への利用が考えられる．現在では，最大100Mbpsの伝送速度が達成できる光無線LANや，約4kmの範囲で最大1Gbpsが達成できるビル間通信システムが実用化されており，現在も更なる高速化に向けた研究開発が行われている [17]，[18]．

1.2 異種無線インフラネットワークの概念とその検討課題

電波や赤外線を利用した無線通信技術の発展により,「いつでも・どこでも」情報を獲得できるという自由度が得られ，自分の都合に応じて，インターネット上にある必要な情報を獲得できるようになった．しかし，ラジオ・テレビ放送や衛星通信などの既存の無線システムに加え，携帯電話やPHS，無線LAN（IEEE802.11b，a，g），Bluetooth，ITS分野の無線通信規格である専用狭域通信（DSRC：Dedicated Short Range Communications）などといった様々な異種無線システムが混在する中で運用しなければならないため，電波干渉の問題，周波数利用効率の良い運用などの課題が常に浮上する．このため，今後も新しい規格の無線通信システムが開発されると予想されるが，それぞれの無線サービスを提供するためには，それぞれの無線基地局やネットワークが必要となり，過剰投資の危険性が増大する．そういった状況に対しても，柔軟に対応できるような異種無線通信システムの運用が望まれ，新規無線システムの導入が簡易で，異種無線通信システムを収容・処理できる機能を有し，各無線通信システム間電波干渉を回避できる広帯域な無線インフラネットワークが必要になることは容易に想定される．

光ファイバ無線（RoF：Radio-on-Fiber）を適用したソフトウェア無線ネットワークは，これらの要求を満たす広帯域なネットワークの候補として考えられ，様々な研究が行われている [19]- [37]．このソフトウェア無線ネットワークは，異種無線信号を一括伝送でき，所望の目的先に転送できる中央制御局や，ルーティング機能を有した無線インフラネットワークであり，仮想電波自由空間ネットワークあるいは，無線ハイウェイとも呼ばれる [25]，[28]．

図1.1に，光ファイバ無線ネットワークの概念を示す．図1.1のSDRGW（Software Definable Radio Gateway）は，ソフトウェア無線ゲートウェイと呼ばれるもので，光ファイバで一括伝送されてきた異種無線信号を適切な信号処理を施し，それぞれの無線インフラネットワークに転送する機能を有する [37]．

異種無線信号伝送を可能とする光ファイバ無線技術の歴史は古く，光ファイバ通信の初期段階から検討されている光CATVシステムでは，映像信号を電気信号で周波数多重化し，レーザダイオード（LD）を直接強度変調して直接検波（IM / DD：

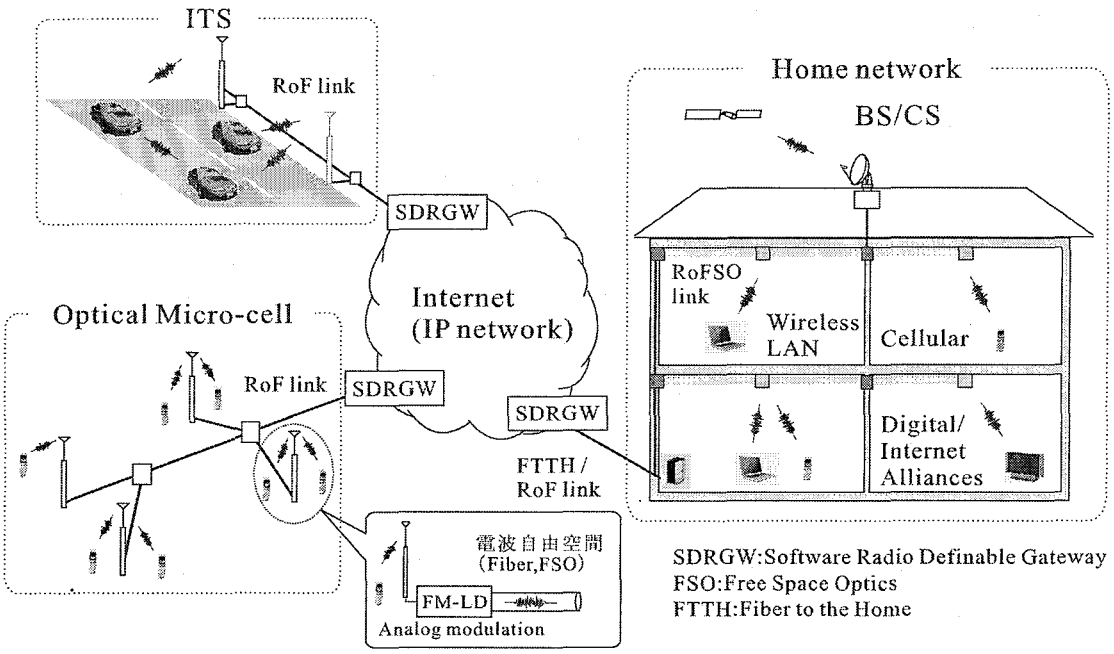


図 1.1: 光ファイバ無線ネットワークの概念

Intensity Modulation / Direct Detection）する副搬送波多重（SCM：Subcarrier Multiplexing）技術が採用され，映像信号を各家庭に配信している．このSCM技術は，電波を光ファイバ内にアナログ情報として閉じ込めて伝送する技術で，1980年代に入ると衛星通信のリモートアンテナの分野でも開始され，本格的な無線通信システムへの利用が始まった．これは，地上波等との電波干渉を避けるために衛星通信地球局を都市に残したままアンテナのみを郊外に設置し，その間を光ファイバ接続して，電波をそのまま光ファイバ伝送するものであった．必要な場所に必要な電力を持たせた無線信号を伝送できるという特徴も有しており，移動体通信のサービスエリアを拡大させるために，地下街や山間部など電波の不感地帯対策技術としても導入されている．また，様々な無線信号を電気領域で周波数多重した信号で光アナログ変調して，中央制御局（CCS：Central Control Station）に光ファイバ伝送し，CCSでは各々の電波形式に適した信号処理が行われるため，無線システムに対して汎用性の高いネットワークの構築が可能となる．さらに無線基地局（RBS：Radio Base Station）では，電気信号と光信号の変換機能 (E/O，O/E：Electrical to Optical，Optical to Electrical) だけを備えれば良いので，導入コストも低く抑

えることができる [30].

RoF ネットワークの構築には，光ファイバ網の敷設が必要であるが，光通信分野の光分配技術の進展により，加入者線系までより安価に敷設でき，FTTH や CATV などが普及して広い範囲で光ファイバが敷設されている [6]- [10]．その光ファイバ網を活用して，各加入者線系まで RoF ネットワークを構築することは容易である．またオフィスや大学などでは，構内無線ネットワークや家庭内におけるディジタル家電などをネットワーク接続するホームネットワークの導入が進み，情報端末や各種電子機器間の無線接続の要望が高まっており，そういった箇所へ RoF ネットワークを適用する効果は非常に高いと考えられる．しかし，屋内への RoF ネットワークの導入を考えると，光ファイバの敷設が困難であるため，光空間無線（FSO：Free Space Optics）技術を応用して電波を伝送する電波-光空間伝送（RoFSO：Radio on Free Space Optics）技術を用いれば，光ファイバを敷設することなく無線インフラネットワークを構築できる [35].

RoFSO ネットワークは，RoF ネットワークの利点に加え，無線ネットワークが有する長所を併せ持った無線インフラネットワークである．すなわち，広帯域性・非干渉性，敷設の容易さ，電波使用のように法的規制が少ないことに加え，FWA 技術の分野で取り組まれているように，可変型トポロジーにして信号品質の劣化を回避したり，トラヒックの集中を回避して効率よく無線信号を目的の無線端末に転送できるネットワークを構築できると期待されている [35]．また，現在では光ファイバリンクと光無線リンク間を光接続する技術に関する検討が行われており，フル光接続システムの実現に向けて研究開発されている [38]- [40]．光ファイバから光空間無線へのメディア切り換えは，従来では電気信号に変換した後に再び光信号に変換していたが，このフル光接続システムは光ファイバからそのまま空間に放出し，光ファイバ中に光信号を集光できる．これにより，光ファイバと光無線システムをフレキシブルに接続でき，柔軟なフォトニックネットワークを構築できることが期待されている．

以上のように，異種無線システムが混在している環境において，RoF/RoFSO ネットワークを用いたソフトウェア無線ネットワークを構築する効果は高く，高品質信号伝送技術やユーザの立場から見た信号品質の高品質化技術に関する研究が行われている．文献 [41] では，RoF ネットワークを遍在アンテナシステムとして利用し，

MIMOシステムに基づく空間領域での信号処理を行い，SDMAを実現する遍在アンテナSDMA方式の提案やRoFネットワークでの伝送遅延対策技術の提案などが行われ，OFDM変調方式を採用した無線システムの周波数利用効率が改善されることが示されている．また，文献[42]や[43]では，電波エージェントを用いた無線リソースマネジメントに関する研究が行われており，電波エージェントを用いることで，ユーザの期待する無線サービスの種類や品質を理解してネットワーク内に入り，提供される無線サービスがユーザの満足できるように様々な処理と制御を行う手法が提案され，MOS評価により有効性が示されている．

また，RoF/RoFSOネットワークの光リンクでは信号品質を劣化させる様々な要因があるため，特に映像信号などの高いCN比（副搬送波信号電力対雑音電力比：Carrier power to Noise power ratio）を必要とする無線信号を一括送信できるチャネル数が限られるという問題がある．したがって，映像信号を含む多くの異種無線信号を高品質に伝送するためには，それらの課題を解決する必要があり，様々な研究が行われている．Passive Optical Network（PON）システムの映像配信分野においては，光強度変調／直接検波（IM/DD：Intensity Modulation / Direct Detection）が広く採用されている．しかし，十分なCN比やダイナミックレンジを確保できないため，FM検波利得が得られる周波数変調方式を適用して，高いCN比を得る伝送方式に関する検討が行われている．文献[44]では，SCM信号を電気領域で周波数変調し，FM波でLDを光強度変調して伝送をする方式，文献[45]- [47]では，SCM信号で光搬送波を周波数変調した後に光ヘテロダイン検波することによって，電気領域の広帯域FM波を得て，そのFM波でLDを光強度変調して伝送するSCM/FM/IM/DD方式を実現し，高い受信CN比を得ている．後者の方式では，光領域の広帯域性を利用して広帯域FM信号を得ることができ，電気領域での広帯域FM信号の発生が困難であるという問題が克服されている．但し，この方式ではFM伝送信号の広帯域化に伴い，特に群遅延ひずみを含む電気伝送路の直線ひずみが，受信信号品質を決定する主な要因となる[48]．

そこで，SCM信号でLDを直接光周波数変調するSCM/OFM方式に関する検討が行われている[49]- [57]．本方式では，SCM/FM/IM/DD方式と同様にIM/DD方式に比べ広いダイナミックレンジが得られ[53]，広帯域な光FM波のまま光ファイバ伝送して，光周波数弁別器でFM検波後に無線信号に変換するため，電気伝

送路で問題となる群遅延ひずみの影響を回避できると考えられる．最近では，広帯域な光FM波を発生できるFM-LDも登場し，高品質な無線信号伝送が期待できる [58]．また，シンチレーションによる信号品質の劣化が問題となるRoFSOネットワークにおいても，シンチレーションの影響を受けにくい周波数変調方式を適用する効果は高い [59]．さらに，本方式をバス型RoFネットワークに適用することで，複数のRBSからの光信号を同時にフォトダイオード（PD：Photo Diode）で検波するために光ビート雑音（OBI：Optical Beat Interference）による信号品質の劣化を低減できることが期待できる．

しかしSCM/OFM方式では，LDの周波数変調特性及び光周波数弁別特性の非線形性に起因した相互変調ひずみが受信信号品質の劣化要因として依然として残っている [54]- [57]．そこで，SCM/OFM方式における非線形補償方式に関する検討がいくつか行われている．文献 [60] 及び [61] では，光周波数弁別特性を線形化する非線形補償方式に関する検討が行われているが，LD周波数変調特性の非線形性は考慮されていない．また，光FM方式のRoFSOネットワーク及びバス型RoFネットワークへの適用効果については明らかにされていない．

そこで本論文では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおいて問題となるLDの周波数変調特性の非線形性に起因した相互変調ひずみを，マッハツェンダー（Mach Zehnder：MZ）型光周波数弁別器特性の相互作用を用いて非線形補償する技術，及び光リンク中に光チャープ制御器を挿入して，その非線形特性を用いて非線形補償する技術を提案する [62]- [68]．また，光FM方式のRoFSOネットワークへの適用効果について明らかにし，RoFSOネットワークで重大な課題となる大きな伝搬損失による信号品質劣化の低減を目的に，光チャープ制御器を用いたFM信号の広帯域化技術を提案する [69]．最後に，バス型RoFネットワークで問題となる光ビート雑音を低減できる光FM方式の適用を提案し，その有効性について検討する [70]- [71]．

本論文は全6章で構成されている．以下のように構成される．

第2章では，副搬送波多重 光ファイバ/電波-光空間伝送無線ネットワークの概念について説明し，無線信号伝送方式である光周波数変調方式の適用効果を述べる．さらに，光周波数変調方式を適用した時の問題点及びその特徴を活かすために，解決するべき課題とその解決方針について述べる．

第3章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおいて問題となるFMレーザダイオード及び光周波数弁別特性の非線形性に起因した相互変調ひずみについて述べる．また，これによる劣化を抑圧する非線形補償の原理について説明し，光位相シフタを用いた非線形補償方式を提案する．さらに，副搬送波電力対雑音電力及び相互変調ひずみ電力比に関する特性解析を行い，提案方式による改善効果を定量的に示す．また，位相シフト制御によって光搬送波周波数から偏移可能な最大周波数偏移領域が減少し，クリッピングひずみ電力が増加することを理論解析により示し，提案方式が有効である条件を明らかにする．

また，異種無線信号伝送下で相互変調ひずみのみを検出できない場合に，信号電力を抑圧せずに，相互変調ひずみ電力を検出できる推定器を用いて，最適位相シフト量にフィードバック制御する非線形補償技術を提案し，信号品質の劣化が回避できることを理論解析により示す．

第4章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける無線信号品質をさらに向上させるために，光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案する．まずは，高次相互変調ひずみを抑圧できる光チャープ制御器を適用した非線形補償方式を提案し，副搬送波電力対相互変調ひずみ電力比の改善効果を明らかにする．次に，伝搬路での損失が大きな電波-光空間伝送無線リンクへの光周波数変調方式の適用効果について述べる．また，光チャープ制御器の適用により，FM変調指数をより大きくでき，FM検波利得の増大が可能となることを明らかにする．さらに，これによる副搬送波電力対雑音電力比の改善効果を理論解析により明らかにする．

第5章では，SCM/WDMA光ファイバ無線アクセスネットワークにおける光周波数変調方式を用いた高品質無線信号伝送方式を提案する．本方式では，同一バス型リンクでの無線周波数の繰り返し利用が可能であり，光ビート雑音低減できるという特徴を有する．本章では，光ビート雑音抑圧の原理について説明し，CN比の改善および収容基地局数を増加できることを理論解析により明らかにする．

第6章は結論であり，本研究で得られた成果について総括を行う．

第2章　光周波数変調方式を用いた無線ネットワーク

2.1　序言

本章では，光ファイバ無線（RoF）技術及び電波-光空間伝送（RoFSO）技術を適用した無線ネットワークの構成と，光ファイバ網を低コストで効率よく敷設できるバス型トポロジーのRoFネットワークの構成について説明する．RoFネットワークでは，IM/DD方式を用いたSCM信号伝送方式が広く採用されているが，強度変調時に発生するクリッピングひずみや，光分岐数増加によるCN比劣化によって信号品質が制限されてしまう．また，RoFSOリンクにおいては，シンチレーションや大きな伝搬損失によって信号品質が大きく劣化する．そこで本章では，それらの課題を解決することができる光周波数変調を用いたSCM信号伝送方式を提案し，光周波数変調方式を適用したRoFネットワークの構成について説明する．最後に，提案方式で依然として問題となる周波数変調の非線形性に起因した相互変調ひずみを考慮して，出力SCM信号および雑音電流について理論解析を行う．

2.2　光ファイバ無線/電波-光空間伝送無線ネットワーク

2.2.1　光ファイバ無線ネットワーク

光ファイバ無線技術を用いることで，異種無線信号の一括伝送を実現できることが期待されている．これまで，無線信号伝送方式としては，SCM技術が最も広く使用されている．図2.1に，RoFリンクの基本構成と信号品質の劣化要因を示す．本方式では，無線基地局（RBS）で受信した無線信号を，電気領域で周波数多重し，レーザダイオード（LD）を直接強度変調する．変調された光信号は中央制御局（CCS）に光ファイバ伝送され，それぞれの無線信号に適した処理が施される．

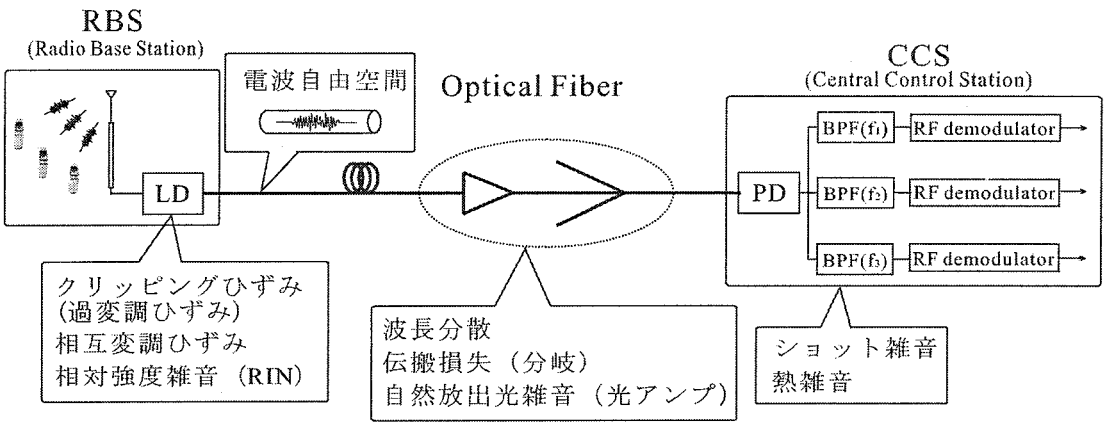


図 2.1: 光ファイバ無線 (RoF) リンクの基本構成と信号品質の劣化要因

光ファイバの広帯域性をもつ RoF リンクを適用することで，異種無線信号を一括伝送できるが，光電変換の変換効率や光変復調特性，伝搬損失，波長分散などの信号品質を劣化させる様々な要因があり，これらの劣化要因を考慮しなければならない．SCM 技術では，特に多くの信号を一括伝送する場合には，強度変調特性の非線形性及びレーザにおけるクリッピングひずみによる信号品質の劣化が問題となる [72]．これらの劣化要因によって，一括伝送できるキャリヤ数が制限されたり，映像信号を配信するために十分な CN 比を確保することが困難である．

そこで，映像配信を含む異種無線信号の高品質な一括伝送を実現するために，FM 検波利得が得られる周波数変調方式を用いた無線信号伝送技術が有効であると考えられ，様々な研究が行われている [44]- [57]．本論文では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークを提案する [49]- [57]．

2.2.2 電波-光空間伝送無線ネットワーク

本節では，RoFSO ネットワークの概念と基本構成，及び検討課題について述べる．

RoFSO 技術は，RoF 技術と同様に無線信号を光に閉じ込めて伝送する技術であり，変調された光信号を空間伝送光 (光自由空間：Free Space Optics) として CCS へ伝送する技術である．現在では，光ファイバリンクと光無線リンク間を光接続する技術に関する検討が行われており，フル光接続システムの実現に向けて研究開発

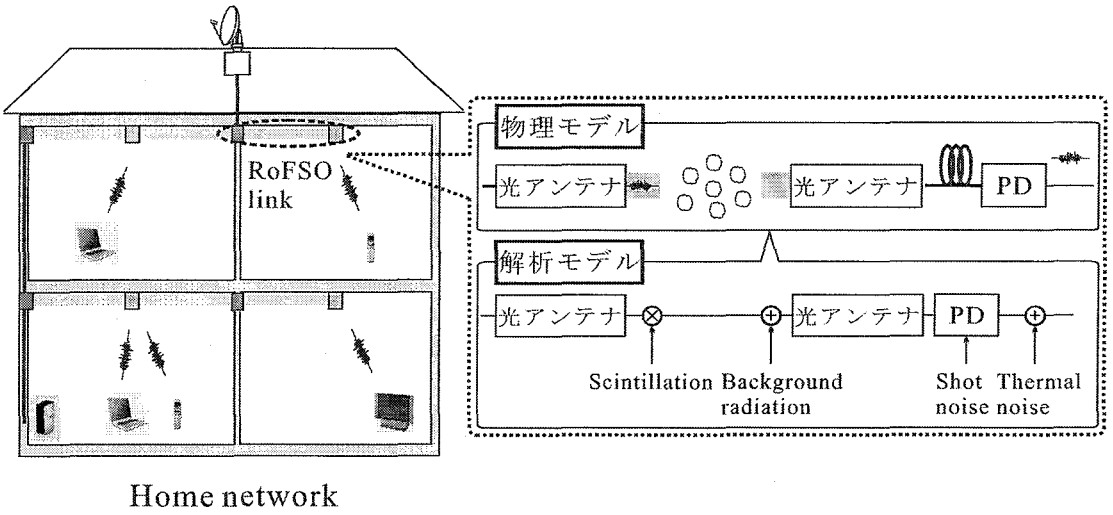


図 2.2: RoFSO ネットワークの構成と信号品質の劣化要因

されている [38]- [40]．光ファイバから光空間無線へのメディア切り換えは，従来では電気信号に変換した後に再び光信号に変換していたが，このフル光接続システムを用いることで光ファイバからそのまま空間に放出し，光ファイバ中に光信号を集光できる．これにより，光ファイバと光無線システムをフレキシブルに接続でき，柔軟なフォトニックネットワークを構築できることが期待されている．

FSO 技術を適用すると，光ファイバ敷設が不要なため低コストで簡易にネットワークを構築できる．実際，光ファイバ敷設が困難な都市部において，FSO 技術による MAN（Metropolitan Area Network）が構築されている [73]．しかし，シンチレーションや大きな伝送損失などによって伝送距離や達成できる CN 比は制限されるという問題がある．図 2.2 に，RoFSO ネットワークの構成と信号品質の劣化要因を示す．

RoFSO ネットワークにおいては，大きな劣化要因のひとつである大気の屈折率変動や多重散乱効果によるシンチレーション（強度の揺らぎ）は，IM/DD 方式のように光の強度に無線信号を重畳させる通信方式では，その影響を大きく受けるという問題がある．しかし，副搬送波周波数変調方式においては，受信側でリミッタを適用することで，強度ゆらぎを除去できるため，FM 検波後でのシンチレーションの影響を抑圧できる [59]．このように，RoFSO ネットワークに周波数変調方式を適用する意義は高いと考えられる．そこで本論文では，光周波数変調方式を用い

たRoFSOネットワークを提案する．

一方，光空間伝送路での大きな伝搬損失や，光デバイスの挿入損失によって受信光電力が低減し信号品質が劣化するが，提案する周波数変調方式のFM検波利得によってCN比を改善させ，信号品質の劣化を低減できる．直接光周波数変調方式では，大きな電力をもつSCM信号で変調することで広帯域FM信号が得られるが，同様に相互変調ひずみ電力の増加による劣化が増大するという問題がある．そこで，本論文では光チャープ制御器を適用して低ひずみで広帯域FM信号伝送する方式を提案する [69].

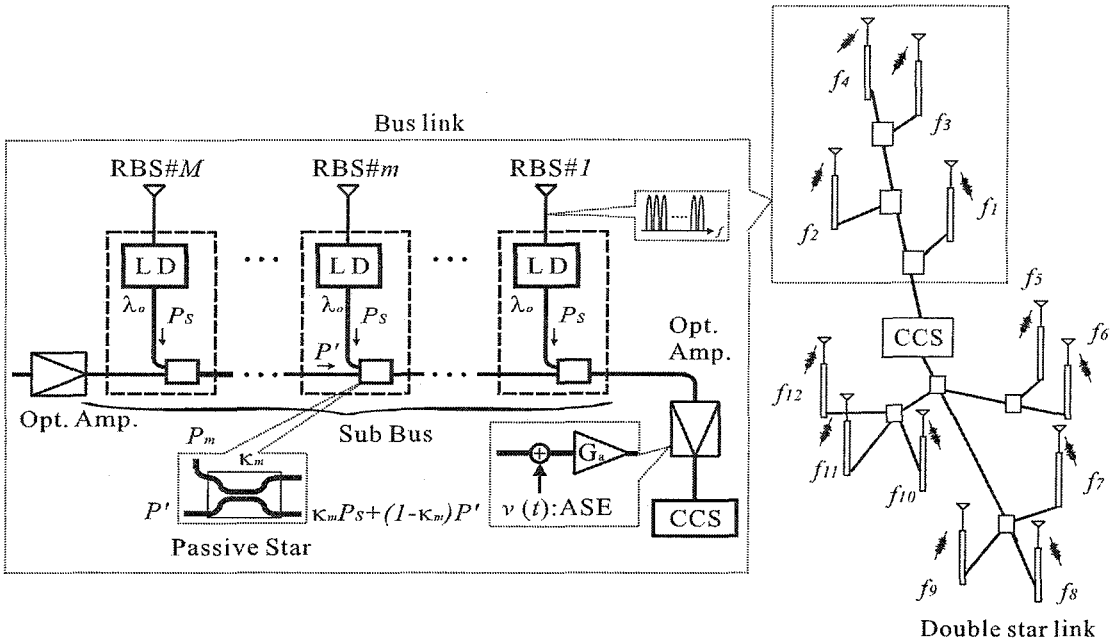


図 2.3: バス型光ファイバ無線ネットワークの構成

2.2.3 バス型光ファイバ無線ネットワーク

RoF ネットワークを低コストで実現するために，効率よく，より多くの RBS を収容することは必要な検討課題の一つである．この問題の解決法として，光ファイバを多数の RBS やユーザで共有する方法が有効である．また，実際の FTTH などの光アクセス網では，ファイバ敷設工事の関係上，パッシブダブルスター型トポロジーが採用されている．このようなネットワークトポロジーに対してもバス型トポロジーと同様の扱いが可能である．

図 2.3 に，バス型光ファイバ無線ネットワークの構成を示す．本ネットワークでは，複数の RBS やユーザが一本の光ファイバを共有するために，各 RBS から送信される光信号が，光ファイバ中で衝突しないような多重方式が必要となる．これまで，バス型 RoF ネットワークにおける多重アクセス方式として，SCMA（Subcarrier Multiple Access）方式の適用が提案されている [74]- [76]．しかし，本方式では同一バス型リンクでは，同一の副搬送波周波数を再利用できないため，RoF リンク全体の周波数利用効率が低下する問題がある．また，複数の RBS から送信される光信号を同時に光 PD 検波するため，PD の 2 乗検波特性によって発生する光ビー

ト雑音（OBN：Optical Beat Noise）により，同時に接続できるRBS数が制限されるという問題がある．以下では，バス型リンクにおけるOBNの影響を理論的に明らかにする．

図2.3に，示すバス型リンクでは，サブバス型リンク毎の光増幅器で結合損失を補償し，各無線基地局から送信される光信号の光電力が等しくなるように光結合され，CCSに伝送する．この場合，各基地局が接続されている結合器の結合比は次式で与えられる [77]，

$$\kappa_K = \frac{10^{-\xi/10}}{1+10^{-\xi/10}} \tag{2.1}$$

$$\kappa_k = \frac{\kappa_{k+1}10^{-\xi/10}}{1+\kappa_{k+1}10^{-\xi/10}} \quad (k=1\cdots K-1) \tag{2.2}$$

ここで，K 及び κ_k，ξ[dB] は，サブバス型リンクにおける無線基地局の同時接続数及び k 番目の無線基地局を接続している結合器の結合比，結合損失を表す．ただし，伝送路損は無視できるものほど小さいと仮定した．また，各サブバス型リンクでの結合損失を補償する光増幅器のゲイン G_a を [75]，

$$G_a = \left[10^{-K\xi/10}\prod_{k=1}^{K}(1-\kappa_k)\right]^{-1} \tag{2.3}$$

とすれば，各無線基地局から送信された光信号の受信電力 P_r が等しくなる．

また，光増幅器で加わる自然放出光は加法性白色雑音光と仮定でき，その電力密度スペクトル N_{sp} は，

$$N_{sp} = \frac{\eta_{sp}}{\eta_a}\frac{G_a-1}{G_a}h\nu \tag{2.4}$$

で与えられる [75]．ここで，η_{sp} は自然放出光係数，η_a は光増幅器の量子効率であり，非バンドギャップ吸収や散乱損失に起因する値である．また，h はプランク定数，ν は光周波数である．

SCMA方式においてCCSで受信する光信号の電界 $E(t)$ は，

$$E(t) = \sum_{k=1}^{K}\sqrt{P_k\left\{1+\mu_k\cos(2\pi f_k t+\psi_k(t))\right\}}\exp\left[j\{2\pi F_0 t+\theta_k(t)\}\right] \tag{2.5}$$

で与えられる．ここで，P_k 及び μ_k，F_0，$\theta_k(t)$ は k 番目の基地局から送信された光信号のPD受信光電力及び強度変調度，光搬送波周波数，k 番目の基地局に設置されたLDの位相雑音を表す．

光PD検波後の出力電流 $i_{out}(t)$ は，PDが2乗検波特性であるため，

$$\begin{aligned} i_{out}(t) &= rE(t)E^*(t) \\ &= r\left[\sum_{k=1}^{K} E_k(t)E_k^*(t) + \sum_{k=1}^{K-1}\sum_{l=k+1}^{K} E_k(t)E_l^*(t)\right] + n(t) \end{aligned} \tag{2.6}$$

$$E_k(t) = \sqrt{P_k\{1+\mu_k\cos(2\pi f_k t + \psi_k(t))\}}\exp\left[j\{2\pi F_0 t + \theta_k(t)\}\right]$$

で表される．式(2.6)の第1項は信号成分であり，第2項がOBNを表す．

第3項は加法性雑音電流であり，

$$n(t) = i_{RIN}(t) + i_{s-sp}(t) + i_{sp-sp}(t) + i_{sh}(t) + i_{th}(t) \tag{2.7}$$

で表される．ここで，$i_{RIN}(t)$ 及び $i_{s-sp}(t)$，$i_{sp-sp}(t)$，$i_{sh}(t)$，$i_{th}(t)$ は相対強度雑音及び信号-自然放出光間ビート雑音，自然放出光間ビート雑音，ショット雑音，熱雑音電流を表す．

図2.4に，CN比と同時接続基地局数特性を示す．ただし，全てのLDの光搬送波周波数が同じ F_o であるとする．この場合，光ビート雑音電力の影響が最も大きくなる最悪値状態の結果である．図2.4より，多重数の増加に伴ってOBN電力も増加するために，同時接続できるRBSの数が制限されることが分かる [74]- [76]．

このように本方式は，簡易に実現できるという特徴を有するものの，同一バス型リンクにおいては同一の副搬送波周波数を割り当てることができないため，無線周波数利用効率が低下し，またCCSでは複数の光源からの光信号を一括で光PD検波するため，PDの2乗検波特性に起因したOBNが発生し，信号品質が劣化することが分かる．

そこで，本論文では副搬送波周波数利用効率の低下と，OBNの問題を一挙に解決できる光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワークを提案する．

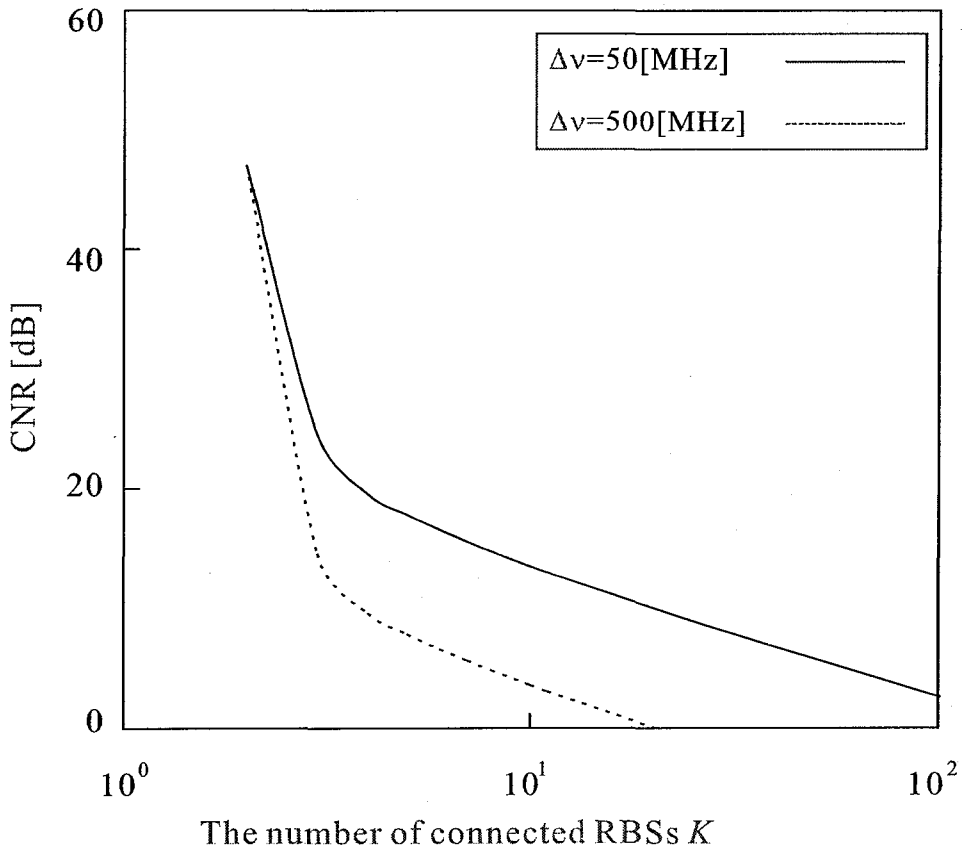


図 2.4: CN 比と同時接続基地局数特性

2.3 光周波数変調方式を用いた無線伝送システム

これまでは，無線信号伝送方式としてIM/DD方式を採用したRoF/RoFSOネットワークにおける信号品質を劣化させる要因について述べ，それらの影響を回避，低減するような光周波数変調方式を適用する意義について述べてきた．本節では，光周波数変調を用いた無線信号伝送の原理及び光周波数変調方式を用いた無線ネットワークの構成を説明し，その問題点と解決方法を述べ，本論文の目的について述べる．

2.3.1 光周波数変調方式の原理

本節では，光周波数変調信号の発生原理をレート方程式を用いて説明し，光周波数変調方式を用いた無線信号伝送が可能であることを，理論解析により明らかにする．

直接光周波数変調方式は，LDを直接光強度変調をする際に発生する周波数チャーピングを利用する変調方式である．以下では，光波位相のレート方程式に基づいた周波数チャーピングの発生原理を説明する [78].

ここで，LD内光波の電界 $E(t)$ の瞬時位相を $\Phi(t)$ とすると，光波の瞬時周波数 $\omega(t)$ は，

$$\omega(t) = \omega_c + \delta\omega(t) \tag{2.8}$$

$$\delta\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{2.9}$$

で表される．ただし，ω_c はレーザ発振周波数であり，$\delta\omega(t)$ は発振周波数の変分を表す．

光波の周波数チャーピングは以下のような過程で発生する．まずは，LDを駆動させるバイアス電流が変化することにより活性層温度が変化し，これと同時にキャリヤ密度が変化する．これにより，活性層の屈折率が変化するため，発振周波数の共振条件が変化し，出力される光波の位相が時間的に変化する．LDから出力される光波の瞬時位相変化量 $d\Phi(t)/dt$ と屈折率変化 δn の関係は，

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{\zeta\omega_c}{N_g}\delta n \tag{2.10}$$

で表される．ここで，ζは光波の閉じ込め係数，N_gは導波モード群屈折率である．さらに，$\delta n = -(\alpha_c N_g/2\omega_c)(G - 1/\zeta\tau_{ph})$の関係を用いて，最終的に以下のように表される．

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{\alpha_c}{2}\left(\zeta G - \frac{1}{\tau_{ph}}\right) \tag{2.11}$$

ただし，α_cは線幅増大係数，Gはレーザの利得係数，τ_{ph}は光子寿命である．式(2.11)は，駆動電流に応じて出力光周波数が変化することを示しており，すなわち位相変調も生じることを意味している．

次に，変調信号（駆動電流）と出力光波の位相変動の関係について具体的に解析する．注入電流$J(t)$及びキャリヤ密度$N(t)$を，

$$J(t) = J_0 + \mathrm{Re}[J_m \exp(-j\Omega t)] \quad J_0 >> |J_m| \tag{2.12}$$

$$N(t) = N_0 + \mathrm{Re}[N_m \exp(-j\Omega t)] \quad N_0 >> |N_m| \tag{2.13}$$

と置き，光波の位相をバイアス点での値と変調成分に分けて，変調成分に関する方程式を解くと，

$$\delta\omega(t) = d\left\{\delta\Phi(t)\right\}/dt = (\alpha_c/2)\Gamma G_N \mathrm{Re}\{N_m \exp(-j\Omega t)\} \tag{2.14}$$

$$N_m = \left[-(j\Omega + \Gamma G_s S_0)/(\Omega_R^2 - \Omega^2 - 2j\Gamma_R\Omega)\right](J_m/dq) \tag{2.15}$$

となる．ここで，G_sは利得飽和を表す係数，S_0は定常状態の光子密度，Ω_Rは緩和振動周波数，Γ_Rは減衰定数を表す．式(2.14)及び(2.15)より，出力光の周波数が$2\pi/\Omega$の周期（周波数Ω）で正弦的に変化しており，すなわち光周波数変調されていることが分かる．以上のことから，光周波数変調方式を用いた無線信号の伝送が実現できることが分かる．

2.3.2 光周波数変調方式を用いた無線伝送システムの構成

図2.5に，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークの構成と信号品質の劣化要因を示す．OFM方式では，SCM信号でLDを直接変調して光周波数に重畳させて伝送するため，光強度のクリッピングによる信号品質劣化は本質的に発生しないが，周波数変調時に生じる強度変調成分や周波数ドリフト，位相雑音が新たに問題

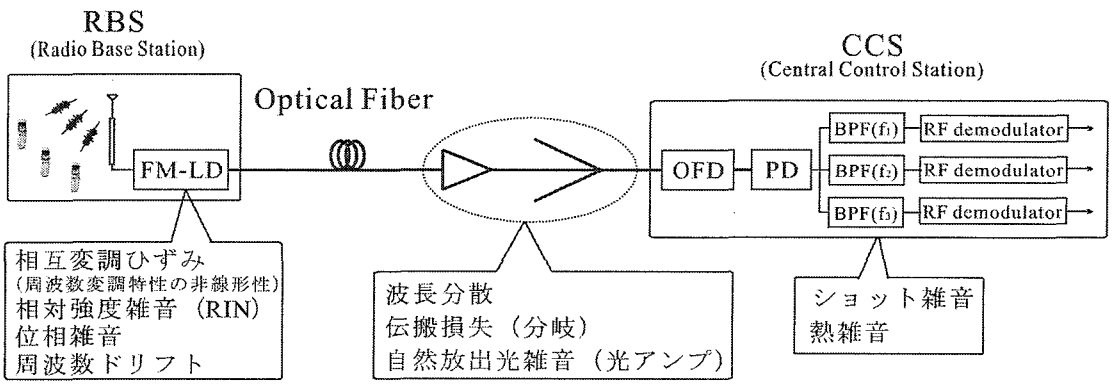


図 2.5: 光周波数変調方式を用いた無線ネットワークの構成と信号品質の劣化要因

となる．強度変調成分に関しては，光リミッタ（光飽和アンプなど）を用いて強度変動をフラットにしてやれば容易に抑圧でき，光搬送波周波数ドリフトの抑圧は，自動周波数制御（Automatic Frequency Control : AFC）や半導体レーザの高性能化によって解決できる．光の位相雑音は，光の位相揺らぎによるもので，FM や位相変調などの角度変調方式では，直接影響を与えるものとして重大な問題となってくるが，スペクトル線幅の狭い LD を用いることでその影響を緩和できる．また，SCM 伝送において信号品質を劣化させる大きな要因に，周波数変調特性の非線形性に起因した相互変調ひずみが挙げられ，以下では半導体レーザの周波数変調特性の非線形性を考慮して CCS での出力 SCM 信号に関する理論解析を行う．

RBS で受信した副搬送波多重信号の電流で，半導体レーザが変調された光波の電界 $E(t)$ は，

$$E(t) = \sqrt{2P_0(1+m(t))}\exp\left[j\left(2\pi f_c t + \Phi(t)\right)\right] \tag{2.16}$$

で表される [51]．ここで，P_0 は半導体レーザのバイアス光電力，f_c は光搬送波周波数，$m(t)$ は強度変調成分，$\Phi(t)$ は光波の瞬時位相を表す．したがって，光波の瞬時周波数 $f(t)$ は，

$$f(t) = f_c + \frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{2.17}$$

$$\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt} = \alpha\left\{i_{in}(t) + \beta i_{in}^2(t) + \gamma i_{in}^3(t)\right\} + \frac{\theta(t)}{2\pi} \tag{2.18}$$

で表される [57]．ここで，α，β 及び γ はそれぞれ LD に固有の周波数変調効率，ならびに二次，三次ひずみ係数を表し，$\theta(t)$ は光周波数雑音を表す．

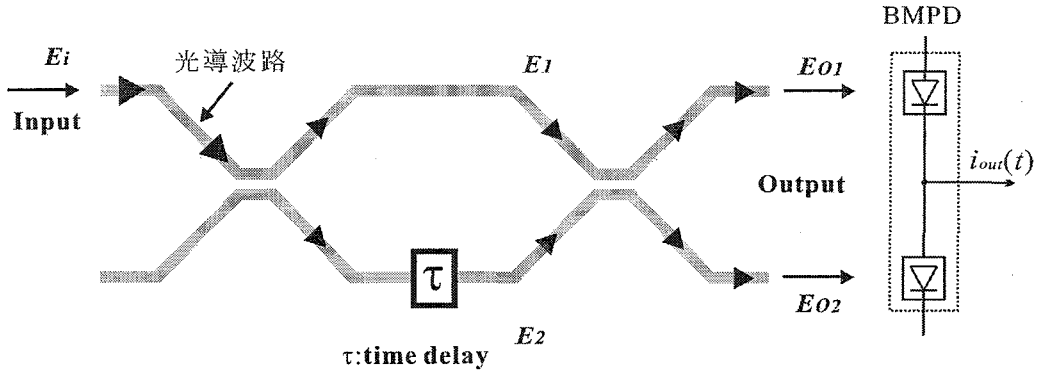


図 2.6: MZ 型光周波数弁別器の構成

RBS で変調された光 FM 波は，光ファイバや光空間伝送され，CCS に設置された光周波数弁別器で光強度変調（IM：Intensity Modulation）信号に変換 (FM/IM 変換：FM 復調) する．その後，光 PD 検波により，光信号を SCM 信号に変換する．本論文では，光周波数弁別器として MZ 型光周波数弁別器を用いた場合の受信信号解析を行う．

図 2.6 に，MZ 型周波数弁別器の構成を示す．図 2.6 に示すように，MZ 型周波数弁別器に入力された光信号は，入力側の光結合器で上下の 2 つのブランチに分岐される．下段ブランチでは遅延線が挿入されており，上段ブランチの光波とは相対的に $\phi = 2\pi f\tau$ なる位相差が生じる．その後，それらの光波を結合させるため，光周波数 f に応じた光強度が得られ，以下のような周波数弁別特性となる．

入力される光波のフェーザを E_i とすると，図 2.6 の光波 E_1，E_2 は，

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \frac{E_i}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j\exp[-j2\pi f\tau] \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

であり，上下ブランチから出力される光電界 E_{O1}，E_{O2} はそれぞれ，

$$\begin{bmatrix} E_{O1} \\ E_{O2} \end{bmatrix} = \frac{E_i}{2} \begin{bmatrix} 1-\exp[-j2\pi f\tau] \\ -j-j\exp[-j2\pi f\tau] \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

となり，出力光電力 P_{O1}，P_{O2} はそれぞれ，

$$\begin{bmatrix} P_{O1} \\ P_{O2} \end{bmatrix} = \frac{|E|^2}{2} \begin{bmatrix} 1-\cos\frac{\pi f}{FSR} \\ 1+\cos\frac{\pi f}{FSR} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

となる．ここで，正規化したものを上段および下段ブランチの光周波数弁別特性 $T_1(f)$，$T_2(f)$（光強度透過特性）と定義し，次式で表す [79]- [82].

$$\begin{bmatrix} T_1(f) \\ T_2(f) \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1-\cos\frac{\pi f}{FSR} \\ 1+\cos\frac{\pi f}{FSR} \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

ただし，FSRは自由スペクトルレンジであり，$FSR = 1/2\tau$である．

CCS では，式 (2.20) の特性を有する MZ 型光周波数弁別器で光 FM 波を光強度変調信号に変換した後，バランスミキシング光検波し，SCM 信号を得る．M チャネルを多重した SCM 信号 $i_{in}(t)$ を伝送する場合，バランスミキシング光検波後の出力 SCM 信号電流 $i_{out}(t)$ は，

$$\begin{aligned} i_{out}(t) = & rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)i_{in}(t) + r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)i_{in}(t) \\ & + i_{IMD}(t) + n(t) \end{aligned} \tag{2.23}$$

$$i_{in}(t) = \sum_{m=1}^{M}\rho_m(t)\cos(2\pi f_m t + \psi_m(t)) \tag{2.24}$$

で表される．ここで，r は PD の光検波効率，P_r は PD における受信光電力，η_{TX} は光強度変調効率，L_{loss} は光伝搬路の伝送損，f_m は m 番目の副搬送波の中心周波数を表し，$\rho_m(t)$ と $\psi_m(t)$ はそれぞれ m 番目の副搬送波の振幅と位相を表す．同式の第 1 項は SCM 信号，第 2 項は寄生光強度変調成分，第 3 項は $i_{IMD}(t)$ は二次以上の高次相互変調ひずみ電流，第 4 項は光周波数雑音，光 PD 検波時に加わるショット雑音，受信機で加わる加法性雑音電流の和を表す [63]．以降の解析においては，$\rho_m(t)$ は m に関わらず一定の値 ρ を持ち，副搬送波の位相は互いに独立であると仮定する．したがって，入力 SCM 信号電力 P_{in} は $P_{in} = M\rho^2/2$ で表される．

光周波数変調方式においては，相互変調ひずみ電流が，多重されるキャリヤ数が大きくなるほど増加するため [83]，一括伝送できるキャリヤ数が制限される．多くの異種無線信号を一括伝送するためには，相互変調ひずみの影響を低減するような技術が必要となる．

これまで述べてきた問題点に対して，本論文では，第 3 章及び第 4 章にて相互変調ひずみを抑圧する非線形補償方式を提案する．また第 4 章では，検波前に加わる雑音電力の三角化効果による FM 検波利得 [84] という特徴を，更に活かす FM 信号広帯域化技術を提案する．さらに第 5 章では，光周波数変調方式の光信号スペクトルの拡散性を利用した光ビート雑音低減させる技術を提案する．

2.4 結言

本章では，光ファイバ無線（RoF）技術及び電波-光空間伝送（RoFSO）技術を適用した無線ネットワークの構成と，光ファイバ網を低コストで，効率よく敷設できるバス型トポロジーのRoFネットワークの構成について説明した．RoFネットワークで大きな課題となる，強度変調時に発生するクリッピングひずみや光分岐数が増加，RoFSOリンクおけるシンチレーションや大きな伝搬損失によって信号品質が大きく劣化するという課題を解決できるSCM光周波数変調方式を提案し，光周波数変調方式を適用したRoFネットワークについて説明した．最後に，提案方式で依然として問題となる周波数変調方式の非線形性に起因した相互変調ひずみを考慮して，出力SCM信号および雑音電流を理論解析的に定式化した．

第3章　適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償技術

3.1　序言

RoFネットワークに光周波数変調方式を用いることで，FM検波利得によって高いCN比を得ることができるが，FM-LDの周波数変調特性の非線形性に起因した相互変調ひずみによって信号品質（CND比）が劣化する．特に多くの異種無線信号を一括伝送する場合にこの影響が顕著に現れ，RoFネットワークで一括伝送できるサブキャリヤ数が制限されるため大きな問題となる．

そこで本章では，MZ型周波数弁別特性の非線形性を利用して，FM-LDの周波数変調特性の非線形性を補償する非線形補償技術を提案する．提案方式は，MZ型周波数弁別器に光位相シフタを挿入し（適応周波数弁別特性制御器），その位相シフト量を制御することでMZ型周波数弁別特性を適応的に制御する非線形補償技術である．位相シフト量は，出力されるSCM信号の空き帯域に落ち込む相互変調ひずみの合成電力を最小にするように決定される．これまで提案されてきた三次相互変調ひずみ電力のみを検出して位相シフト量をフィードバック制御する方式に比べて，CND比が改善できる [62]，[63]．提案方式の有効性を示すために，CND比を理論解析により導出し，数値計算例と改善効果を示す．また，MZ型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響について理論解析し，提案方式が有効に動作する条件を明らかにする．

一方，OFDM変調方式のような電波形式の無線信号を伝送する場合には，隣接チャネルの信号成分が互いにオーバーラップしており，相互変調ひずみ電力のみを検出することができないため，上記のような補償技術では信号電力を抑圧する誤作動が生じる．異種無線信号伝送下で，適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償技術を有効に動作させ，高品質伝送を実現するためにはこのような問題を解決し

なければならない．

そこで，信号電力を抑圧せずに，相互変調ひずみ電力を検出できる推定器を用いて，最適位相シフト量にフィードバック制御する非線形補償技術を提案する．提案方式では，相互変調ひずみ電力を推定するフィードバック系に受信用と同じ光周波数弁別特性を有し，それぞれ $\pm\phi_0$ だけオフセットさせた2つのMZ型光周波数弁別器から出力されるSCM信号の信号チャネル間の電力を検出し，それぞれで検出された電力が等しくなるように出力用のMZ周波数弁別器の位相シフト量を制御する．提案方式の有効性を示すために，CND比を理論解析により導出し，数値計算例を用いて改善効果を示す．

3.2 非線形補償技術

非線形補償技術は，無線通信分野では重要な技術であり，主に無線信号を送信する時の増幅器で発生する非線形性ひずみを相殺するようなひずみを，入力信号に与えるプリディストーションに関する検討が行われてきた [85]，[86]．また，無線信号の光アナログ伝送技術においては，E/O変換器（LD）の非線形性による非線形ひずみを低減する種々の非線形補償技術が検討されている．文献 [87] では，変調器で発生したひずみ成分を受信側で観測しながら，これを最小化するように調整するポストディストーション方式が提案されている．本方式では，LDの非線形特性の変動に対処でき，PDを含んだ光リンクの非線形性も補償できる特徴を有する．

このように，被補償系で発生する非線形ひずみを相殺するように別の回路（非線形補償回路）で非線形ひずみを発生させることで，非線形補償が実現され，その有効性が示されている．

さて，SCM/OFM RoFネットワークにおいては，LDの周波数変調特性の非線形性を補償しなければならないが，光FM検波器としてMZ型光周波数弁別器を適用すると，非線形な周波数弁別特性を有するため，検波器であるとともに非線形補償器として見なすこともできる．式(2.22)より FSR，すなわち遅延量を調整することで光周波数弁別特性を制御でき，三次相互変調ひずみを抑圧する FSR が存在することが示されている [79]- [82]．MZ型光周波数弁別器の上下ブランチ間の光路差を変化させることで FSR の調整が可能となる．しかしこの方式では，光周波数

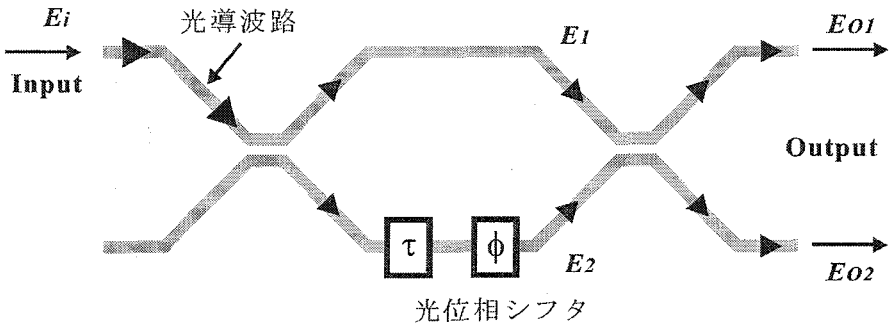


図 3.1: 光位相シフタを挿入した MZ 型光周波数弁別器の構成

帯での特性が大きく変化してしまうため，実際に FSR の値を適応的に制御することは困難であると考えられる．そこで本論文では，MZ 型光周波数弁別特性を制御する別の方式として，光位相シフタを挿入した MZ 型光周波数弁別器（適応周波数弁別特性制御器）を用いた非線形補償技術を提案し，次の章でその構成について説明する．

3.3 適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償技術

本節では，光位相シフタを挿入した MZ 型光周波数弁別器（適応周波数弁別特性制御器）の構成について説明し，提案方式を適用した場合の CND 比を理論解析により明らかにし，数値計算例で改善効果を示す．

3.3.1 適応周波数弁別特性制御器の構成と出力信号特性

図 3.1 に，光位相シフタを挿入した MZ 型光周波数弁別器（適応周波数弁別特性制御器）の構成を示す．

適応周波数弁別特性制御器を用いた場合の光周波数弁別特性は，

$$\begin{bmatrix} T_1(f,\phi) \\ T_2(f,\phi) \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1-\cos\left(\frac{\pi f}{FSR}+\phi\right) \\ 1+\cos\left(\frac{\pi f}{FSR}+\phi\right) \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

で表される [63]．ただし，ϕ は位相シフト量を表す．

式 (3.1) で与えられる光周波数弁別特性を有する適応周波数弁別特性制御器を用

いた時, バランスミキシング光検波後の出力SCM信号電流 $i_{out}(t)$ は,

$$i_{out}(t) = rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)i_{in}(t) + r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)i_{in}(t) + i_{IMD}(t) + n(t) \tag{3.2}$$

で表される [63].

ここで, シングルオクターブ伝送を仮定して, 適応周波数弁別特性制御器を用いた時の出力SCM信号電力, 相互変調ひずみ電力, 雑音電力, MZ型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみ電力について理論的に解析する. シングルオクターブ伝送の場合, 奇数次の相互変調ひずみが信号伝送帯域に落ち込み, 特に三次及び五次相互変調ひずみが受信信号品質を劣化させる主な要因となり, 本章では三次及び五次, 七次相互変調ひずみまでを考慮して理論解析を行う.

ここで, MZ型光周波数弁別特性 $T_l(f,\phi)$ を $f=f_c$ まわりでテイラー展開すると.

$$T_l(f,\phi) = \sum_{i=0}^{\infty}\frac{1}{i!}T_l(\phi)^{(i)}\left\{\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt}\right\}^i$$
$$T_l(\phi)^{(i)} = (-1)^l\left(\frac{\pi}{FSR}\right)^i\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\frac{i\pi}{2}+\phi\right)(l=1,2) \tag{3.3}$$

で表される上式に, 式(2.18)を代入し, 入力電流 $i_{in}(t)$ に関する奇数次成分をまとめると,

$$\begin{aligned} i_{IMD}(t) &= rP_r\left\{X_3\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)+Y_3\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)\right\}i_{in}^3(t) \\ &\quad + rP_r\left\{X_5\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)+Y_5\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)\right\}i_{in}^5(t) \\ &\quad + rP_r\left\{X_7\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)+Y_7\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}+\phi\right)\right\}i_{in}^7(t) \\ &\quad + \cdots \end{aligned} \tag{3.4}$$

ただし,

$$X_3 = \left(\gamma+\frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\beta\right)\frac{\pi\alpha}{FSR} - \frac{1}{3!}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^3 \tag{3.5}$$

$$Y_3 = \left(\beta+\frac{1}{2}\frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2 \tag{3.6}$$

$$X_5 = -\frac{1}{2}\left(\gamma+\beta^2+\frac{\eta_{TX}\beta}{P_rL_{loss}}\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^3 + \frac{1}{5!}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^5 \tag{3.7}$$

$$Y_5 = \left\{\beta\gamma + \frac{\eta_{TX}}{P_r L_{loss}}\left(\gamma + \frac{1}{2}\beta^2\right)\right\}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2 - \frac{1}{4!}\left(4\beta + \frac{\eta_{TX}}{P_r L_{loss}}\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^4 \quad (3.8)$$

$$X_7 = \left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^3 \left[\gamma^2 + \beta^2\gamma - \frac{1}{12}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2 \beta^2 + \frac{1}{7!}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^4 + \frac{\eta_{TX}}{P_r L_{loss}}\left\{\frac{\beta^3}{6} - \frac{\beta}{24}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2\right\}\right] \quad (3.9)$$

$$Y_7 = -\frac{1}{6}\left(3\beta\gamma + \beta^3\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^4 + \frac{\beta}{120}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^6 + \frac{\eta_{TX}}{P_r L_{loss}}\left\{\frac{\gamma^2}{2}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^2 - \frac{1}{12}\left(2\gamma + 3\beta^2\right)\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^4 + \frac{1}{6!}\left(\frac{\pi\alpha}{FSR}\right)^6\right\} \quad (3.10)$$

で与えられる [69].

式 (3.2) 及び (3.4) より，副搬送波電力 C^ϕ，三次及び五次，七次相互変調ひずみ電力 IMD_3^ϕ，IMD_5^ϕ，IMD_7^ϕ，雑音電力 N は，

$$C^\phi = \frac{1}{2}\frac{P_{in}}{M}\left\{rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right)\right\}^2 \quad (3.11)$$

$$IMD_3^\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^3 (rP_r A_{3,M})^2 \left(X_3^2 + Y_3^2\right)\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_3}{X_3}\right) + \phi\right) \quad (3.12)$$

$$IMD_5^\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^5 (rP_r A_{5,M})^2 \left(X_5^2 + Y_5^2\right)\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_5}{X_5}\right) + \phi\right) \quad (3.13)$$

$$IMD_7^\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^7 (rP_r A_{7,M})^2 \left(X_7^2 + Y_7^2\right)\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_7}{X_7}\right) + \phi\right) \quad (3.14)$$

$$N = \left[2qrP_r + \frac{4kT}{R_{out}} + \frac{4\Delta\nu}{\pi}\left\{\frac{rP_r\pi}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right)\right\}^2\right] B_{RF} + \frac{1}{2}\left(r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\right)^2 \left\{\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right)\right\}^2 \quad (3.15)$$

ここで，B_{RF} は各副搬送波の帯域幅，$A_{3,M}$ および $A_{5,M}$，$A_{7,M}$ はそれぞれ M キャリヤ多重したときの中央チャネルに落ち込む三次及び五次，七次相互変調ひずみの数を表す．式 (3.15) の第 1 項は信号光ショット雑音，第 2 項は受信回路系熱雑音，第 3 項は光位相雑音から MZ 型光周波数弁別器で変換される強度雑音，第 4 項は光強度雑音電力である．LD が有している強度雑音や強度変調成分は，光 FM 信号に加法性雑音として加わるが，光搬送波周波数が MZ 型光周波数弁別器の "Quadrature point" と一致するように FSR の値を設定すると，すなわち $\frac{\pi f_c}{FSR} = \pi/2$，$\phi = 0$ とすればその影響は除去できる [51].

図 3.2 に，適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償受信機の構成を示す．

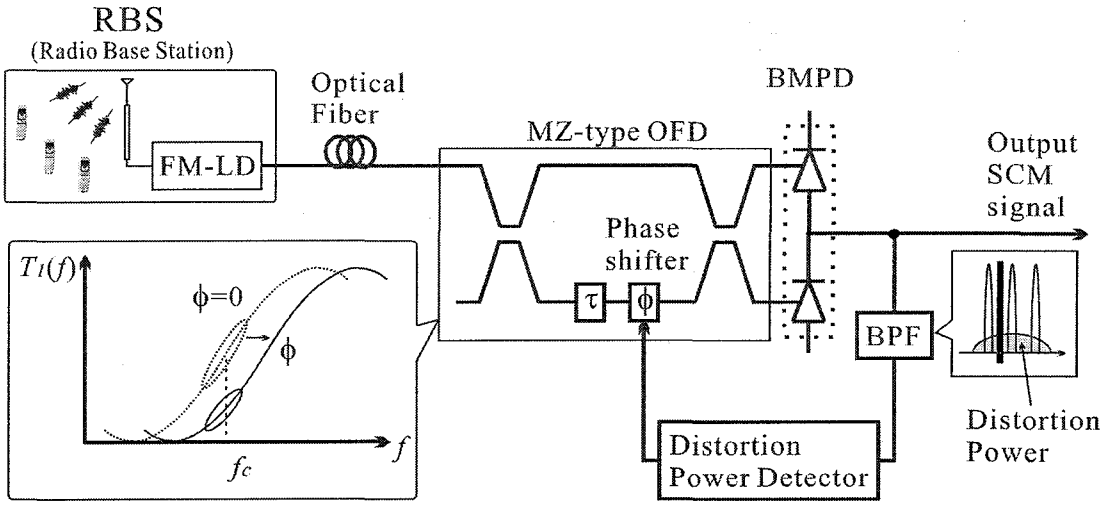


図 3.2: 適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償受信機の構成

本方式で検波した時の七次相互変調ひずみまでを考慮した合成電力 IMD^{ϕ} は，

$$IMD^{\phi} = \frac{1}{2}(D_3 + D_5 + D_7) - \frac{1}{2}\Big\{D_3^2 + D_5^2 + D_7^2 + 2D_3D_5\cos(2\theta_3 - 2\theta_5) + 2D_5D_7\cos(2\theta_5 - 2\theta_7) + 2D_7D_3\cos(2\theta_7 - 2\theta_3)\Big\}^{1/2}\cos\left(\frac{2\pi f_c}{FSR} + 2\phi + 2\theta_D\right) \tag{3.16}$$

であり，

$$\phi = n\pi - \frac{\pi f_c}{FSR} - \theta_D \quad (n = 0, 1, 2, \cdots) \tag{3.17}$$

の時に最小値をとる．ただし，

$$\begin{aligned}
D_3 &= \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^3 (rP_rA_{3,M})^2 (X_3^2 + Y_3^2) \\
D_5 &= \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^5 (rP_rA_{5,M})^2 (X_5^2 + Y_5^2) \\
D_7 &= \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^7 (rP_rA_{7,M})^2 (X_7^2 + Y_7^2) \\
\theta_3 &= \tan^{-1}\left(\frac{Y_3}{X_3}\right) \\
\theta_5 &= \tan^{-1}\left(\frac{Y_5}{X_5}\right) \\
\theta_7 &= \tan^{-1}\left(\frac{Y_7}{X_7}\right)
\end{aligned}$$

$$\theta_D = \frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{D_3\sin 2\theta_3 + D_5\sin 2\theta_5 + D_7\sin 2\theta_7}{D_3\cos 2\theta_3 + D_5\cos 2\theta_5 + D_7\cos 2\theta_7}\right)$$

である．

提案方式では，出力SCM信号の空き帯域に落ち込む相互変調ひずみの電力を最小にするように，すなわち式(3.17)を満たすように位相シフト量をフィードバック制御する．

3.3.2 CND比の数値計算例

本節では，適応周波数弁別制御器を適用した場合の入力SCM信号電力対CND比特性の数値計算例を示す．

表3.1に数値計算例に用いたパラメータを，図3.3に適応周波数弁別制御器を適用した場合の入力SCM信号電力対CND比特性の数値計算例を示す．図3.3のCND比(w/o compensation)は$\phi = 0$の結果であり，また三次相互変調ひずみを最小にする手法を用いた場合の結果も示す[82]．同図より，入力SCM信号電力の増加に伴って，相互変調ひずみ電力が増加するためCND比が劣化し，$P_i = -35$[dBm]で最大値50dBとなることが分かる．一方提案方式では，相互変調ひずみを最小化することでCD比が改善され，CND比が$P_i = -30$[dBm]で最大値55dBとなり，入力ダイナミックレンジが5dB改善されることが分かる．また，三次相互変調ひずみ電力を最小化する手法では，CND比が$P_i = -31$[dBm]で最大54dBとなっており，提案方式の方が有効であることが分かる．

以上より，適応周波数弁別特性制御器を用いて相互変調ひずみの合成電力を最小化でき，CND比が改善されることが分かる．

表 3.1: 数値計算で用いたパラメータ

受信光電力，P_r [dBm]	-10
光伝送路の伝送損，L_{loss}[dB]	10
強度変調効率，η_{TX}[W/A]	0.02
光検波器の変換効率，r[A/W]	0.8
等価雑音抵抗，R[Ω]	50
等価雑音温度，T[K]	300
各副搬送波信号の帯域幅，B[kHz]	300
副搬送波周波数，f_{RF}[GHz]	1.9
自由スペクトルレンジ，FSR[GHz]	20.0
SCM 信号の多重キャリヤ数	3
半導体レーザの半値全幅，$\triangle\nu$[MHz]	5.0
相対強度雑音，[dB/Hz]	-152
半導体レーザの FM 変調効率，α [MHz/mA]	72.0
半導体レーザの二次ひずみ係数，β[1/mA]	0.01
半導体レーザの三次ひずみ係数，γ[1/mA^2]	0.001

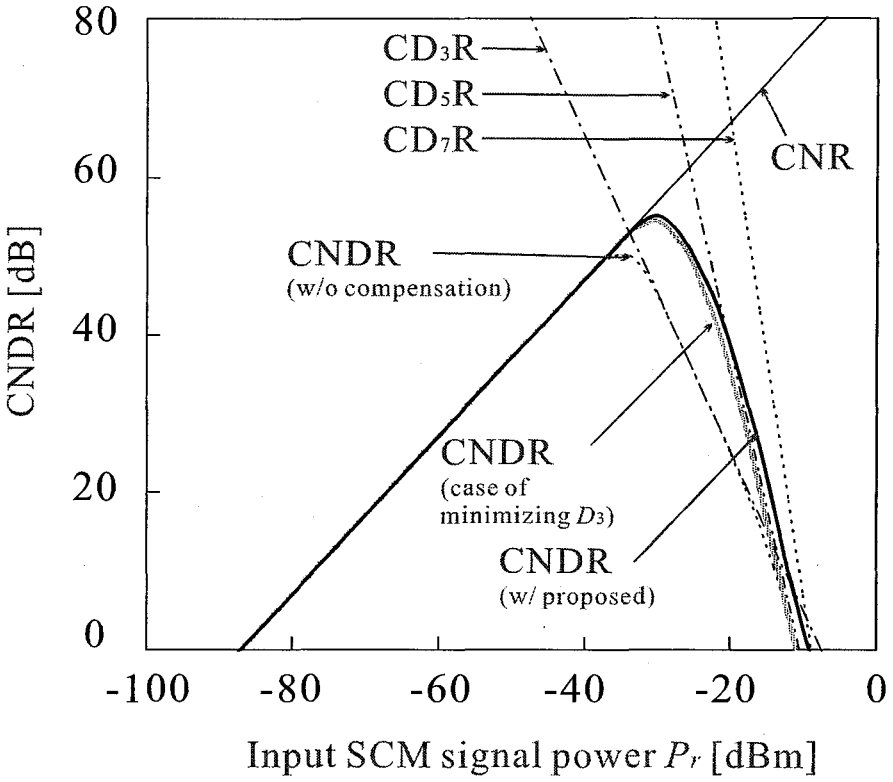


図 3.3: 適応周波数弁別特性制御器を適用した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性

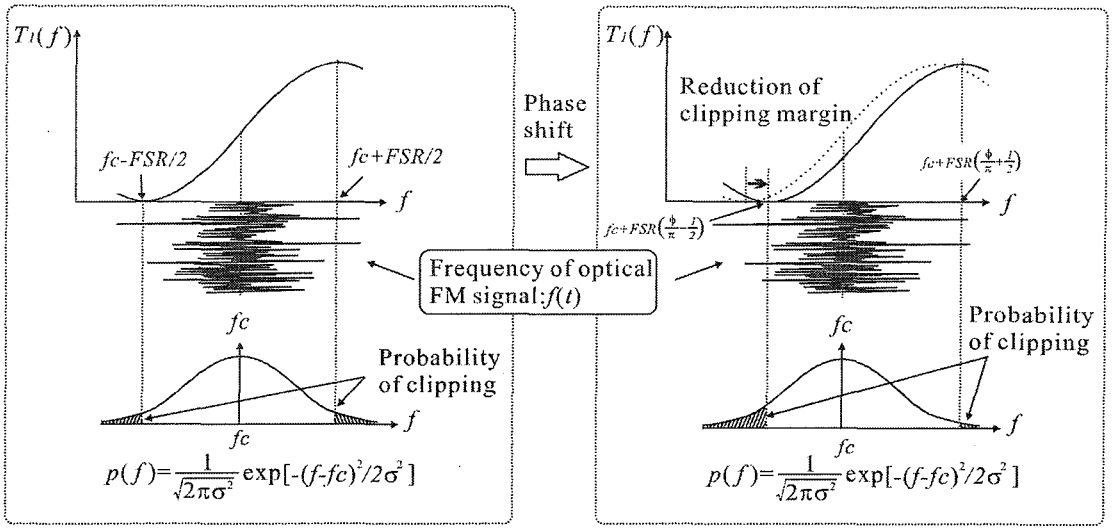


図 3.4: MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみ

3.3.3 MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響

適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償方式は，光位相シフタを用いてその周波数弁別特性を周波数軸方向にシフトさせる方式である．そのため，光搬送波周波数から偏移可能な最大周波数偏移領域が減少し，クリッピングひずみの増加をまねく．本節では，適応周波数弁別特性制御器を用いた場合に，MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響を理論解析により示す．

図 3.4 に，光搬送波周波数 f_c に対する MZ 型光周波数弁別器の透過特性が 0.5 としたときのクリッピングひずみ発生の様子，及び位相シフト量 ϕ を与えた時のクリッピングひずみ発生の様子を示す．位相シフト量 ϕ が与えられた場合，瞬時周波数偏移量 $f - f_c \leq FSR\left(\frac{1}{2} - \frac{\phi}{\pi}\right)$ または $f - f_c \geq FSR\left(\frac{1}{2} + \frac{\phi}{\pi}\right)$ のときにクリッピングが発生し，インパルス性雑音として加わる [72]．SCM/OFM 方式では，クリッピングひずみはクリップされた周波数偏移量に相当する電力が MZ 型光周波数弁別器で光強度信号に変換され，PD で電気信号に変換される．ここで，多重数 M の SCM 信号 $i_{in}(t)$ をガウス過程と仮定すると，光瞬時周波数 $f(t)$ も平均 f_c，分散 $\sigma^2 = M\Delta F^2/2$ のガウス過程となる．クリッピングひずみ電力 D^{ϕ}_{clip} は，

$$D^{\phi}_{clip} = \left(rP_r\frac{\pi}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \phi\right)\right)^2$$

$$\times\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\left[\int_{-\infty}^{FSR\frac{\phi}{\pi}}(g-FSR\frac{\phi}{\pi})^2\exp\left\{-\frac{(g-FSR/2)^2}{2\sigma^2}\right\}dg\right.$$
$$\left.+\int_{FSR(1+\frac{\phi}{\pi})}^{\infty}\{g-FSR(1+\phi/\pi)\}^2\exp\left\{-\frac{(g-FSR/2)^2}{2\sigma^2}\right\}dg\right] \quad (3.18)$$

で表される．ただし $\sigma^2=\alpha^2P_{in}$ である．ここで，適応周波数弁別制御方式によるクリッピングひずみの増分は

$$\frac{dD_{clip}^{\phi}}{d\phi}=(rP_r|\phi|)^2\left(\frac{FSR}{\pi}\right)$$
$$\times\left[\exp\left\{-\frac{\{FSR(|\phi|/\pi-1/2)\}^2}{2\sigma^2}\right\}-\exp\left\{-\frac{\{FSR(|\phi|/\pi+1/2)\}^2}{2\sigma^2}\right\}\right]$$
$$\begin{cases} < \ 0 & (-\frac{\pi}{2}\le\phi<0) \\ \geq \ 0 & (0\le\phi\le\frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (3.19)$$

となる．上式より $\phi=0$ のとき最小値になることが分かる．

従って，適応周波数弁別器を用いた非線形補償方式では，MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響を考慮する必要がある．以下では，数値計算例でその影響を明らかにする．

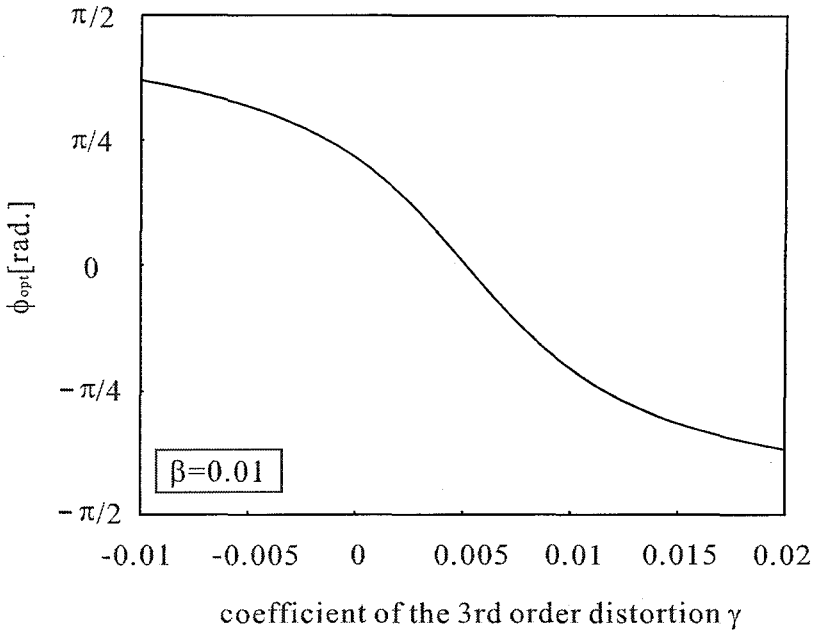


図 3.5: LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対最適位相シフト量特性

図3.5に，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対最適位相シフト量特性を，図3.6に，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対 SFDR（Spurious Free Dynamic Range：ひずみ電力が雑音電力以下で，信号電力が雑音電力以上となる入力 SCM 電力の範囲）特性を示す．ここで，最適位相シフト量とは，式(3.17)を満たす位相シフト量 ϕ であり，以下では ϕ_{opt} で表す．また，表3.1のパラメータを用いて数値計算例を示す．ただし，SCM 信号の多重キャリヤ数を 30 とした．

図3.5より，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数 γ が変化すると，最適位相シフト量も変化することが分かる．$\gamma \simeq 0.004$ において，最適位相シフト量が $\phi \simeq 0$ となるのは，その条件で光リンクで発生する相互変調ひずみ電力が最小になるからである．しかし，$|\gamma - 0.004|$ の値が大きくなるに従って，最適な位相シフト量の絶対値 $|\phi_{opt}|$ が大きくなるため，図3.4に示すように光搬送波周波数から偏移可能な最大周波数偏移領域が減少し，クリッピングひずみ電力が増加する．次に，SFDR の観点からクリッピングひずみの影響を考察する．

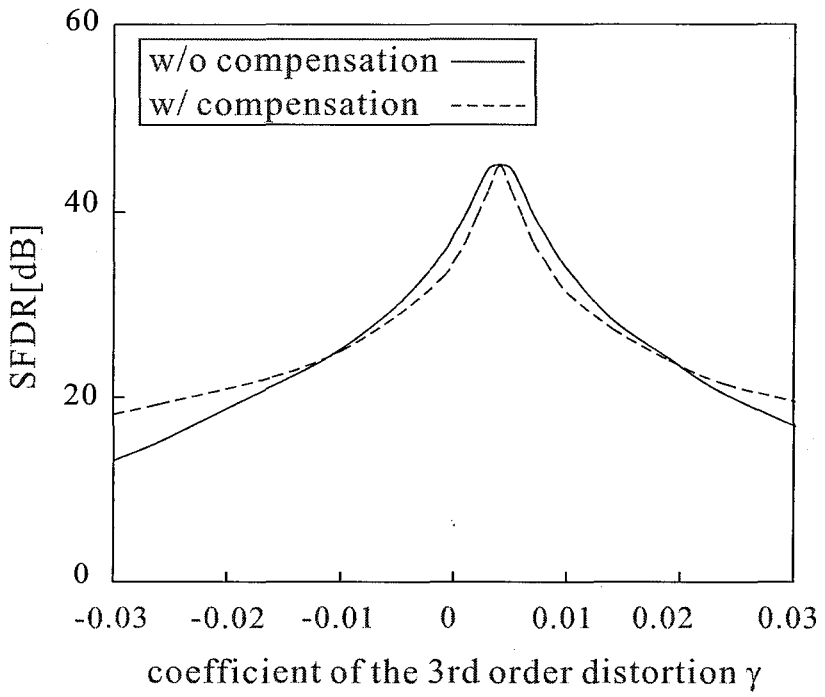


図 3.6: LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対 SFDR 特性

図 3.6 に，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対 SFDR 特性を示す．図 3.6 より，適応周波数弁別特性制御器を用いない場合に，$|\gamma - 0.004| > 0$ において SFDR 特性が劣化していることが分かる．これは，LD で発生する相互変調ひずみと MZ 型光周波数弁別器で発生する相互変調ひずみで打ち消しあう成分のバランスが崩れてしまい，延べの相互変調ひずみ電力が，最小になるように相殺されないためである．一方，適応周波数弁別特性制御器を用いた場合に，$|\gamma - 0.004| < 0.015$ では非線形補償によって相互変調ひずみが最小になり，SFDR が改善されることが分かる．したがって，適応周波数弁別特性制御器を用いた場合に，クリッピングひずみが増加して信号品質が劣化するが，非線形補償効果による SFDR の改善できる条件が存在することが分かる．あらかじめ MZ 型周波数弁別器の FSR を調整することで，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数対 SFDR の特性も変化するため [68]，位相シフト制御による検波効率の劣化 [82] と MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの増加によって SFDR が改善されない場合には，FSR を調整すればこの問題は回避できる．

3.4 異種無線信号に対応可能な非線形補償技術

異種無線信号を一括伝送できるRoFネットワークでは，OFDM変調方式のように隣接チャネルの信号成分が互いにオーバーラップする電波形式の無線信号を伝送されることも考えられる．しかし，この場合には受信側で相互変調ひずみ電力のみを検出することができない．したがって，異種無線信号伝送下では受信側では検出電力に信号成分も含まれる可能性があるため，検出した電力を最小化するフィードバック制御法では，信号電力を抑圧するような誤作動が生じる．ここで，IEEE802.11gのSCM信号を伝送した場合の数値計算例を示す．

隣接チャネル間に落ち込む信号電力をC_0とすると，検出電力が最小になる位相シフト量は，

$$\phi = n\pi - \frac{\pi f_c}{FSR} - \frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{D_3\sin 2\theta_3 + D_5\sin 2\theta_5 + D_7\sin 2\theta_7}{C_0 + D_3\cos 2\theta_3 + D_5\cos 2\theta_5 + D_7\cos 2\theta_7}\right) \quad (3.20)$$

となる．ここで，信号のサイドローブ電力は1つのサブキャリヤが持つ信号電力に対して-20dBであり，

$$C_0 = \frac{1}{100} \times \frac{1}{2}\frac{P_{in}}{M}\left\{rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\right\}^2 \quad (3.21)$$

で表され [13]，そのサイドローブ成分が検出する帯域に落ち込む．

表3.2に，数値計算例で用いたパラメータ，図3.7に，IEEE802.11g信号を伝送した場合の入力SCM信号電力対CND比特性を示す．図3.7より，相互変調ひずみ電力を最小化してCND比の改善効果を得ることはできるが，入力SCM信号電力P_iが小さい場合においてCND比が劣化していることが分かる．これは，入力SCM信号電力が小さい場合には発生する相互変調ひずみ電力もわずかで，検出される電力の主成分は信号電力となるからである．すなわち，$C_0 >> D_3, D_5, D_7$の時，式(3.20)より$\phi \simeq (n-1/2)\pi$となり，$C^\phi \simeq 0$となる．したがって，適応周波数弁別特性制御器を用いた非線形補償技術を有効に動作させ，高品質伝送を実現するためには，このような問題を解決しなければならない．

表 3.2: 数値計算で用いたパラメータ

副搬送波周波数，f_{RF}[GHz]	2.4
各副搬送波信号の帯域幅，B[MHz]	16.6
SCM 信号の多重キャリヤ数	3

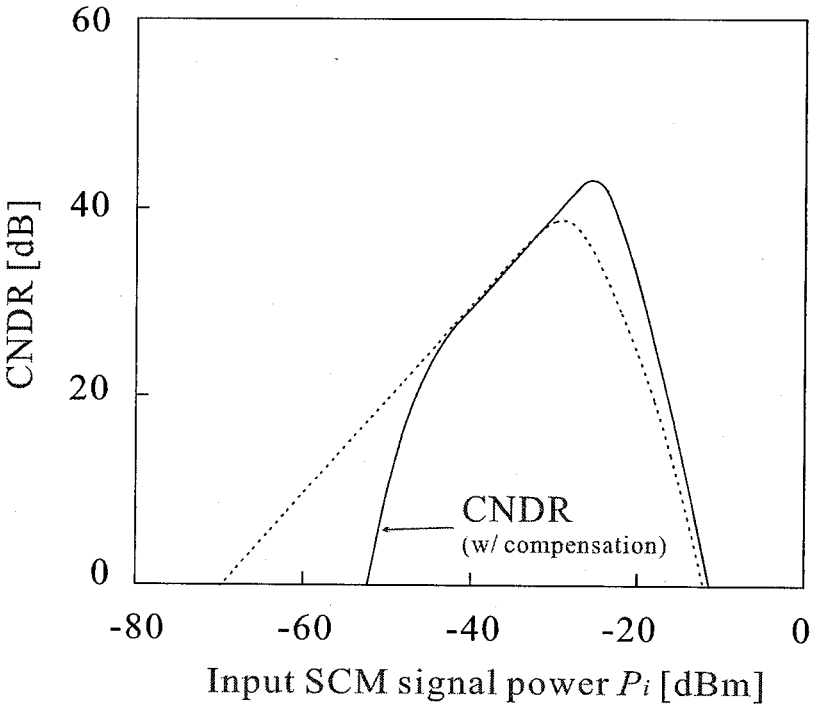


図 3.7: IEEE802.11g 信号を伝送した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性

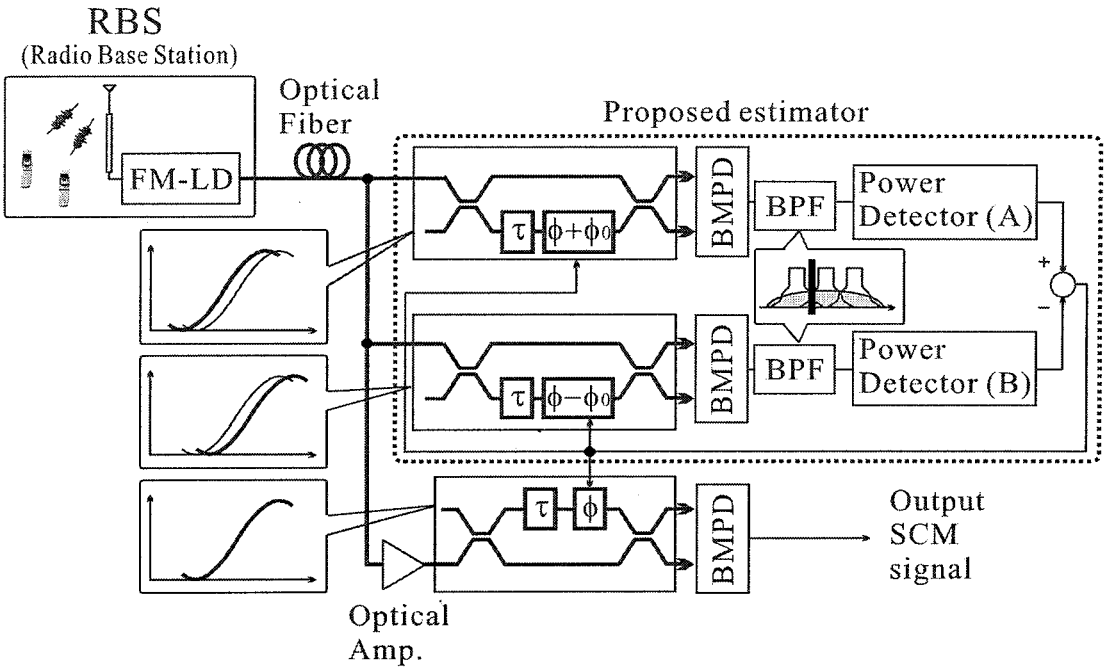


図 3.8: 異種無線信号に対応可能な非線形補償受信機の構成

次に，このような問題を解決できる非線形補償技術について説明する．図3.8に，異種無線信号に対応可能な非線形補償受信機の構成を示す．最適位相シフト量を推定するフィードバック系は，受信用の光周波数弁別特性に対してそれぞれ $\pm\phi_0$ だけオフセットされた特性を持つMZ型光周波数弁別器と電力検出器で構成される．

提案方式では，CCSで受信した光FM信号を3分岐させ，同じ FSR を有するMZ型光周波数弁別器でFM検波される．その後，SCM信号スペクトルの間に落ち込む成分を電力検出器(A)及び(B)で検出し，その電力値が等しくなるように受信用のMZ型光周波数弁別器の光位相シフト量 ϕ を決定する．

提案方式する推定器を用いた場合には，

$$\cos\left(\frac{2\pi f_c}{FSR}+2\phi+2\phi_0+2\theta'_D\right)=\cos\left(\frac{2\pi f_c}{FSR}+2\phi-2\phi_0+2\theta'_D\right) \tag{3.22}$$

を満たすように位相シフト量が制御され，最適位相シフト量は

$$\phi = \begin{cases} \left(n+\frac{1}{2}\right)\pi-\frac{\pi f_c}{FSR}-\theta'_D & C_0 \geq IMD^{\phi} \\ n\pi-\frac{\pi f_c}{FSR}-\theta'_D & C_0 < IMD^{\phi} \end{cases} \quad (n=0,1,2,\cdots) \tag{3.23}$$

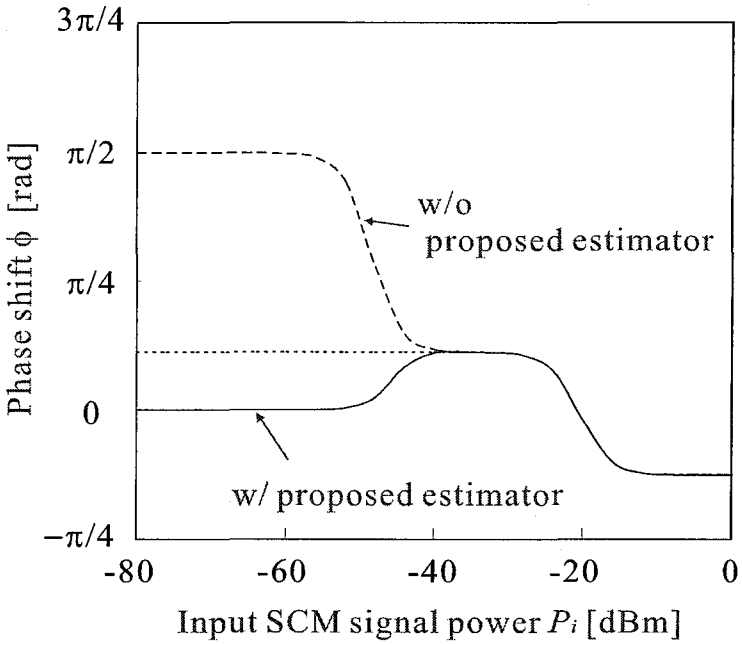


図 3.9: 提案する推定器を使用した場合の入力 SCM 信号電力対位相シフト量特性

で表される [64]．特に，

$$\phi \simeq \begin{cases} \left(n+\frac{1}{2}\right)\pi - \frac{\pi f_c}{FSR} & C_0 << IMD^{\phi} \\ n\pi - \frac{\pi f_c}{FSR} - \theta_D & C_0 >> IMD^{\phi} \end{cases} \quad (n = 0, 1, 2, \cdots) \tag{3.24}$$

である．

図 3.9 より，$C_0 << IMD^{\phi}$ においては位相シフトされない条件（駆動周波数と "Quadrature point" が一致する条件）を満たし，$C_0 >> IMD^{\phi}$ においては式 (3.17) と一致している．すなわち，信号電力の抑圧を回避しつつ，相互変調ひずみ電力を抑圧するような最適位相シフト量に制御されることが分かる．

図 3.10 に，提案する推定器を使用した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性を示す．ここで，光信号を分岐することによる光信号電力の劣化は，光増幅器で補償されると仮定し，自然放出光雑音電力を考慮して解析を行った．図 3.10 より，提案する推定器を使用することで，信号電力の抑圧による CND 比の劣化を回避でき，入力 SCM 信号電力 P_{in}=-50dBm の時に，提案方式を用いることで 20dB の CN 比劣化を回避できていることが分かる．

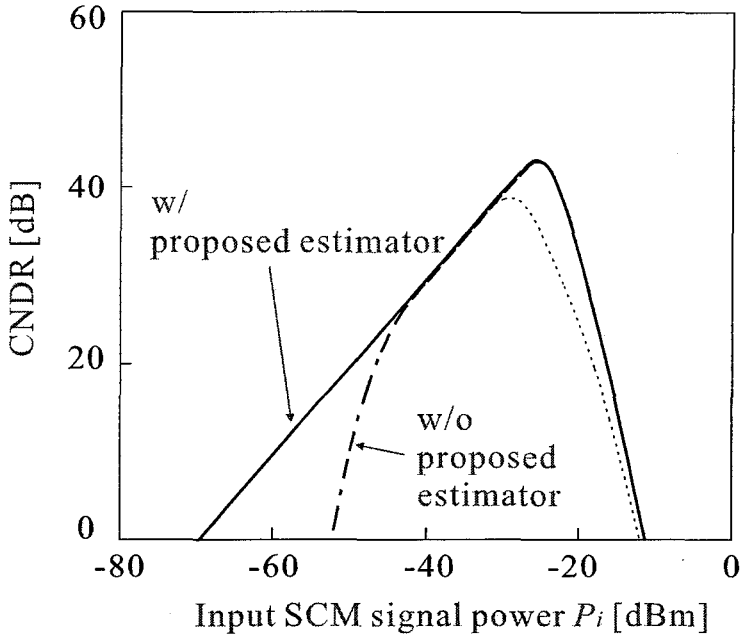


図 3.10: 提案する推定器を使用した場合の入力 SCM 信号電力対 CND 比特性

3.5 結言

本章では，MZ 型周波数弁別特性の非線形性を利用して，FM-LD の周波数変調特性の非線形性を補償する非線形補償技術を提案した．提案方式は，MZ 型周波数弁別器に光位相シフタを挿入し（適応周波数弁別特性制御器），その位相シフト量を制御することで MZ 型周波数弁別特性を，適応的に制御する非線形補償技術であり，位相シフト量は出力される SCM 信号の空き帯域に落ち込む相互変調ひずみ電力を最小にするように決定される．本章では，提案方式の有効性を理論解析により明らかにし，ダイナミックレンジが 5dB 改善されることを示した．また，MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響について理論解析し，提案方式が有効な条件が存在することを明らかにした．

また，異種無線信号伝送下で相互変調ひずみのみを検出できない場合に，信号電力を抑圧せずに，相互変調ひずみ電力を検出できる推定器を用いて，最適位相シフト量にフィードバック制御する非線形補償技術を提案した．提案方式を用いることで，入力 SCM 信号電力 P_{in}=-50dBm の時に，20dB の CN 比劣化を回避できることを理論解析により明らかにした．

第4章　光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送方式

4.1　序言

SCM/OFM RoF ネットワークでは，MZ 型光周波数弁別器の非線形性に起因した高次相互変調ひずみの影響が依然として残る．さらに，一括伝送できる SCM 信号のキャリヤ数を増加させるためには，高次相互変調ひずみを抑圧する技術が必要である．また，光ファイバの敷設が不要で安価に構築できる RoFSO 技術による無線ネットワークを構築すると，伝搬路におけるシンチレーションや伝搬損失，結合損失によって，異種無線信号を収容できる容量が減少するといった問題がある．

そこで本章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける無線信号品質をさらに向上させるため，光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案する．まずは，光チャープ制御器を適用した高次相互変調ひずみを抑圧する非線形補償方式を提案する．本方式では，適応周波数弁別特性制御方式でさらに問題となっていた，クリッピングひずみ電力の増加による信号品質劣化も回避できることを示し，LD 周波数変調特性の非線形性に大きく依存することなく相互変調ひずみ電力が低減できることを示す．次に，伝搬路でのシンチレーションや伝搬損失が大きな問題となる，RoFSO リンクへの光周波数変調方式の適用効果について説明し，光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案する．提案方式では，低ひずみな広帯域光 FM 信号を発生でき，より大きな FM 検波利得（以下広帯域利得）による信号品質の改善効果が得られることを理論解析により示す．

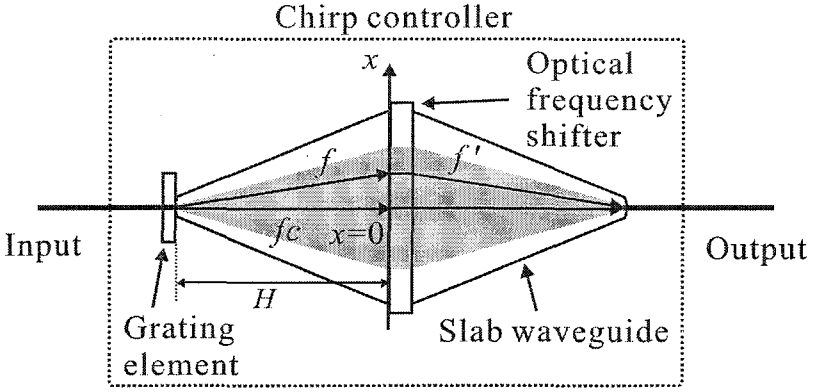


図 4.1: 光チャープ制御器の原理構成

4.2 光チャープ制御器を用いた非線形補償技術

SCM/OFM RoF リンクにおける非線形補償方式は，適応周波数弁別特性制御方式のように，RoF リンクを構成するデバイスの周波数特性の非線形を制御することが特徴である．本章では，LD および MZ 型光周波数弁別器間の光リンクに非線形特性を有する光デバイスを挿入し，SCM/OFM RoF リンク全体の SCM 信号伝達特性を線形化する挿入型ディストーション方式を考え，挿入する光デバイスとして光チャープ制御器を提案する．まず，光チャープ制御器の構成及びその動作原理について述べ，提案する非線形補償技術の有効性を理論解析により示す．

4.2.1 光チャープ制御器の構成と動作原理

図 4.1 に，提案する光チャープ制御器の原理構成を示す．現状の技術では難しく，今後の技術の進展に期待されるところであるが，光チャープ制御器は，高密度 WDM（DWDM：dense wavelength division multiplexing）技術で使用されているような高い分解能を有するグレーティング素子及び，光周波数偏移変調を実現できる光周波数シフタで構成され，それらの素子が一体化できるものと仮定する．

まず，提案するデバイスの動作原理を説明する．入力された光 FM 信号をグレーティングの波長分散性を利用して，一意に対応する空間に分散させる (周波数/空間変換)．グレーティングがブラッグ条件を適当に満たせば一次回折波の回折効率を

100 %にすることができるので，一次回折による波長分散性に注目して光チャープ制御器の特性を示す．光周波数シフタでは，位置 x を通過する光 FM 波の光周波数を固有の周波数シフト分だけシフトする．図 4.1 に示すように，光 FM 波の中心周波数に対応した周波数シフタの位置を基準 $(x=0)$ と考え，グレーティング方程式を解くことにより，図 4.1 に示す光周波数シフタの位置 x と光周波数 f の関係は，

$$x = \frac{H}{\Lambda \cos\Theta}\left(\frac{c}{f} - \frac{c}{f_c}\right) \tag{4.1}$$

で与えられる [89]．ただし，Λ，H，Θ 及び c はそれぞれグレーティング周期，焦点距離，一次回折角，光速である．ここで，$|f - f_c| \ll f_c$ であるので，式 (4.1) は，

$$x \simeq -p(f - f_c) \tag{4.2}$$

$$p = \frac{Hc}{f_c^2 \Lambda \cos\Theta} \tag{4.3}$$

と近似できる．グレーティングにより光周波数シフタ上に分散された光 FM 信号は，位置 x にある光周波数シフタで周波数 $h(x)$ だけシフトされ，光 FM 信号の瞬時周波数は，

$$f' = f + h(x) \tag{4.4}$$

となる．その後，光周波数シフタから出力される光波をスラブ導波路で集光する．

ここで，$h(x)$ を，

$$h(x) = \sum_{k=1}^{3} b_k x^k \tag{4.5}$$

で与え，同式に式 (4.2) を代入すると，

$$h(f) = \sum_{k=1}^{3} b_k (-p)^k (f - f_c)^k \tag{4.6}$$

となる．ここで，$b_k (k = 1, 2, 3)$ は光チャープ制御器の k 次チャープ特性係数である．

光チャープ制御器から出力される光 FM 信号の瞬時光周波数 $f'(t)$ は，式 (4.4) 及び (4.6) より，

$$f'(t) - f_c = \frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt} + \sum_{k=1}^{3} b_k (-p)^k \left(\frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt}\right)^k \tag{4.7}$$

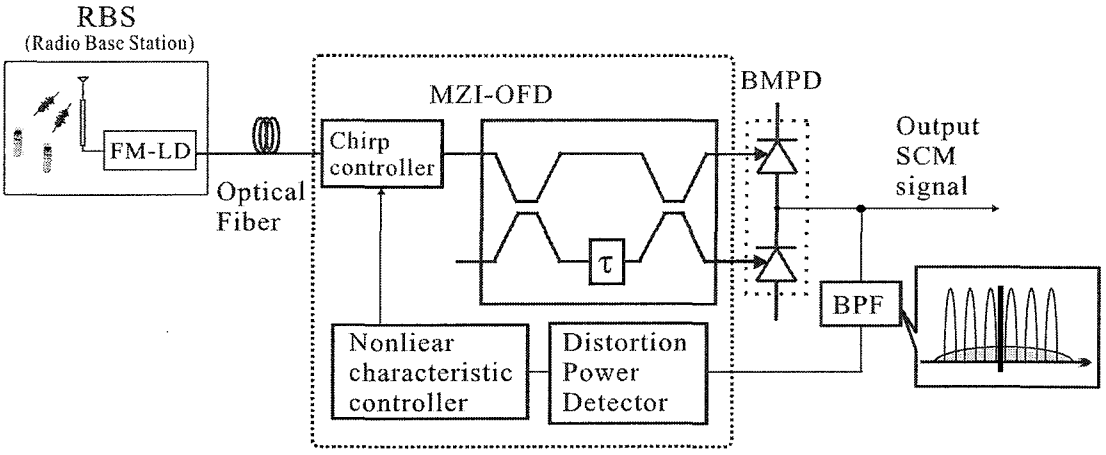


図 4.2: 提案する非線形補償受信機の構成

となり，さらに上式に式 (2.18) を代入して，三次ひずみ成分までを考慮すると，

$$f'(t) - f_c = \alpha'\left\{i_{in}(t) + \beta' i_{in}^2(t) + \gamma' i_{in}^3(t)\right\} \tag{4.8}$$

ただし，

$$\alpha' = (1 - b_1 p)\alpha \tag{4.9}$$

$$\beta' = \beta + \frac{p^2\alpha}{1 - b_1 p} b_2 \tag{4.10}$$

$$\gamma' = \gamma + \frac{2p^2\beta}{1 - b_1 p} b_2 - \frac{\alpha^2 p^3}{1 - b_1 p} b_3 \tag{4.11}$$

で表される．ここで，α' 及び β'，γ' はそれぞれ，光チャープ制御器出力後の周波数変調効率，ならびに二次，三次ひずみ係数となる．以上より，光チャープ制御器によって周波数チャープ量を制御できることが分かる．

4.2.2 光チャープ制御器を用いた非線形補償受信機

図 4.2 に，光チャープ制御器を用いる非線形補償受信機（光チャープ制御方式）を示す．光チャープ制御方式は，LD と光周波数弁別器間の光リンクに非線形周波数特性を有する光チャープ制御器を挿入し，その特性を制御して RoF リンク全体の SCM 信号伝達特性を線形化する方式である．本章では，MZ 型光周波数弁別器の入力端に付加され，出力 SCM 信号の空き帯域に含まれる三次及び五次相互変

調ひずみを同時に抑圧できる光周波数チャープ特性を理論解析により明らかにする [66]- [69].

光搬送波周波数 f_c に対する MZ 型光周波数弁別器の透過特性が 0.5 とした場合の三次および五次相互変調ひずみを同時に抑圧する条件は，式 (3.5) 及び式 (3.7) より $X_3 = 0$ 及び $X_5 = 0$，すなわち，

$$\gamma' + \frac{\eta_{TX}}{P_r L_{loss}}\beta' - \frac{1}{3!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2 = 0 \tag{4.12}$$

$$-\frac{1}{2}\left(\gamma' + \beta'^2 + \frac{\eta_{TX}\beta'}{P_r L_{loss}}\right) + \frac{1}{5!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2 = 0 \tag{4.13}$$

である．光チャープ制御方式では，周波数シフト量を制御して，式 (4.12) 及び (4.13) を満たすような α' 及び β'，γ' にして，三次及び五次相互変調ひずみを抑圧する [66]- [69]．これらの条件を満たす b_2 及び b_3 はそれぞれ，

$$b_2 = -\left(\frac{\beta}{\alpha} - \sqrt{\frac{3}{20}}\frac{\pi}{FSR}\right)\frac{1 - b_1 p}{p^2} \tag{4.14}$$

$$\begin{aligned} b_3 = \frac{(1-b_1p)}{p^3}\Bigg[&\frac{\gamma}{\alpha^2} + (1-b_1p)\frac{\beta\eta_{TX}}{\alpha^2 P_r L_{loss}} \\ &- \left(\frac{2\beta}{\alpha} + \frac{(1-b_1p)\eta_{TX}}{\alpha P_r L_{loss}}\right)\left(\frac{\beta}{\alpha} - \sqrt{\frac{3}{20}}\frac{\pi}{FSR}\right) - \frac{(1-b_1p)^2}{6}\left(\frac{\pi}{FSR}\right)^2\Bigg] \end{aligned} \tag{4.15}$$

である．

4.2.3 受信信号電力の理論解析

光チャープ制御方式を適用することで，三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧できることを理論解析により明らかにした．光チャープ制御方式を用いた場合は，SCM/OFM 方式において，七次相互変調ひずみが受信信号品質を劣化させる主な要因となる．また，光チャープ制御器を挿入する方式であるので，デバイスの挿入損失を考慮して解析を行う．

光チャープ制御方式を用いた場合，光 PD 検波後の副搬送波電力 C_{prop} 及び，七次相互変調ひずみ電力 IMD_7^{prop}，雑音電力 N_{prop} は，

$$C_{prop} = \frac{1}{2}\frac{P_{in}}{M}\left(\Gamma^{-1} r P_r \frac{\pi}{FSR}\alpha'\right)^2 \tag{4.16}$$

$$IMD_7^{prop} = \frac{1}{2}\left(\frac{P_{in}}{M}\right)^7\left(r P_r \Gamma^{-1} A_{7,M}\right)^2 (X_7^2 + Y_7^2)\sin^2\left(\frac{\pi f_c}{FSR} + \tan^{-1}\left(\frac{Y_7}{X_7}\right)\right) \tag{4.17}$$

$$
\begin{aligned}
N_{prop} &= \left\{2qr\Gamma^{-1}P_r + \frac{4kT}{R_{out}} + 4\frac{\Delta\nu}{\pi}\left(\frac{r\Gamma^{-1}P_r\pi}{FSR}\right)^2\right\}B_{RF} \\
&\quad + \frac{1}{2}\left(r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}\right)^2\left\{\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)\right\}^2 + D_{clip}^{\phi=0}
\end{aligned} \tag{4.18}
$$

ただし，

$$
\begin{aligned}
X_7 &= \left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^3\left[\gamma'^2 + \beta'^2\gamma' - \frac{1}{12}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2\beta'^2\right. \\
&\quad + \left.\frac{1}{7!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^4 + \frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\left\{\frac{\beta'^3}{6} - \frac{\beta'}{24}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2\right\}\right]
\end{aligned} \tag{4.19}
$$

$$
\begin{aligned}
Y_7 &= -\frac{1}{6}\left(3\beta'\gamma' + \beta'^3\right)\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^4 + \frac{\beta'}{120}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^6 \\
&\quad + \frac{\eta_{TX}}{P_rL_{loss}}\left\{\frac{\gamma'^2}{2}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2 - \frac{1}{12}\left(2\gamma' + 3\beta'^2\right)\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^4\right. \\
&\quad + \left.\frac{1}{6!}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^6\right\}\left(\frac{\pi\alpha'}{FSR}\right)^2
\end{aligned} \tag{4.20}
$$

で表される．ここで，Γは光チャープ制御器の挿入損失，$A_{7,M}$はMキャリヤ多重したときの中央チャネルに落ち込む七次相互変調ひずみの数を表す．本節では，挿入損失を考慮した受信信号品質に関する理論解析を行ったが，挿入損失を考慮した場合においても三次及び五次相互変調ひずみを最小に抑圧する光周波数チャープ特性の二次及び三次ひずみ係数b_2及びb_3は式(4.14)及び(4.15)で与えられる．

4.2.4 光チャープ制御器の具体的な構成と量子化誤差の理論解析

本節では，光チャープ制御器の具体的な構成について述べる．本論文では，2GHz程度の周波数シフトが可能で，簡単な電気回路構成を持ち，少ない消費電力で高効率に動作する光SSB変調器を用いる [90]- [92]．光SSB変調器を用いた光周波数偏移変調は実現されており，光周波数チャープ制御を可能にするデバイスとして採用した [92]．また，以下の解析においては，光周波数が高精度で安定化されていると仮定する．図4.3に示すように，光チャープ制御器は複数並列に並べた光SSB変調器で構成され，xに位置する光SSB変調器で周波数シフト$\delta f(x)$を与える．$2N+1$個の光SSB変調器で構成した場合の光周波数シフト特性は，それぞれ光SSB変調器で与えられる周波数シフト量で決まり，g_nを$f_c-(n+1/2)d/p \leq f \leq f_c-(n-1/2)d/p$

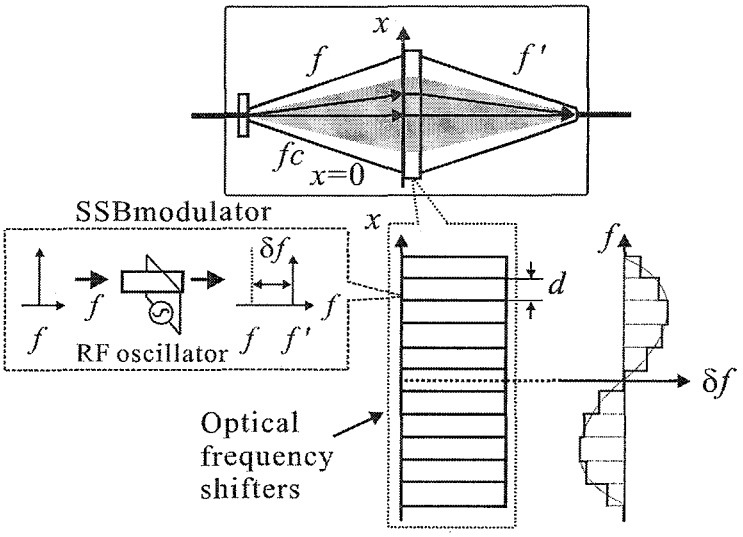


図 4.3: 光SSB変調器を用いた光周波数シフタ

における周波数シフト量とすると，

$$\delta f(f) = \sum_{n=-N}^{N} g_n Q(f - f_c + nd/p) \quad (n, N : \text{integer}), \tag{4.21}$$

で与えられる [66]- [69]．ただし，dは光SSB変調器の間隔を表す．また$Q(f)$は，

$$Q(f) = \begin{cases} 1 & (-d/2p \leq f \leq d/2p) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \tag{4.22}$$

で与えられる．ここで，式(4.14)及び式(4.15)が満たされるように各光SSB変調器で与える周波数シフト量g_nを，

$$g_n = \sum_{k=1}^{3} b_k (nd)^k \tag{4.23}$$

とすれば，三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧できる．また以上の解析においては，光SSB変調器に入力される光周波数帯域は完全な矩形であると仮定している．

光チャープ制御器を，光SSB変調器で構成するとチャープ特性が離散化されるので量子化誤差が発生する．以下では光チャープ制御器で発生する量子化誤差について理論解析する．

光チャープ制御器で加わる量子化誤差は，検波後は強度に付加されるため，加法性雑音と考えることができる．光瞬時周波数 $f(t)$ の値が $f_c-(n+1/2)d/p \leq f(t) \leq f_c+(n+1/2)d/p$ のとき，理想特性との量子誤差 $e(t)$ は，

$$e(t)=\sum_{k=0}^{\infty} b_k \left\{(-pf(t))^k-(nd)^k\right\} \tag{4.24}$$

で表される．ここで，周波数分割の細かさを表す d/p を δ_f で定義する．誤差 $e(t)$ は $-b_1d/2$ から $b_1d/2$ に広がると考えることができて，長い時間でみたときに $e(t)$ が $-b_1d/2 \sim b_1d/2$ で一様分布であるランダム変数と仮定すると，PD から出力される誤差雑音電力 E_q は，

$$E_q=\frac{1}{12}\left(rP_r\frac{\pi}{FSR}\delta_f\right)^2 \tag{4.25}$$

で表される．したがって，周波数分解能 δ_f の値を小さくすることで，誤差雑音電力 E_q も小さくなることが分かる．

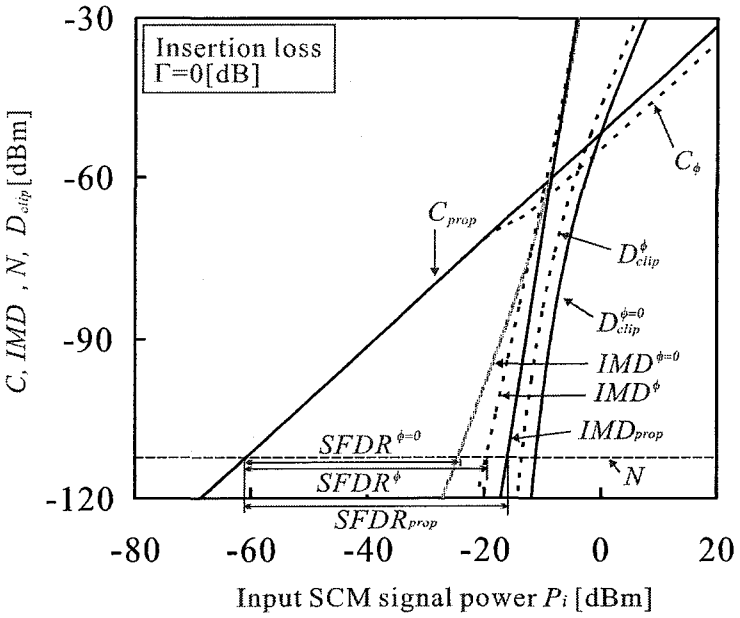
4.2.5 SFDR 及び量子化誤差に関する数値計算例

本節では，適応周波数弁別特性制御方式および光チャープ制御方式の入力 SCM 信号電力と出力 SCM 信号電力ひずみ電力特性の数値計算例を示し，SFDR について考察を加える．表 4.1 に，数値計算に用いたパラメータを示す．

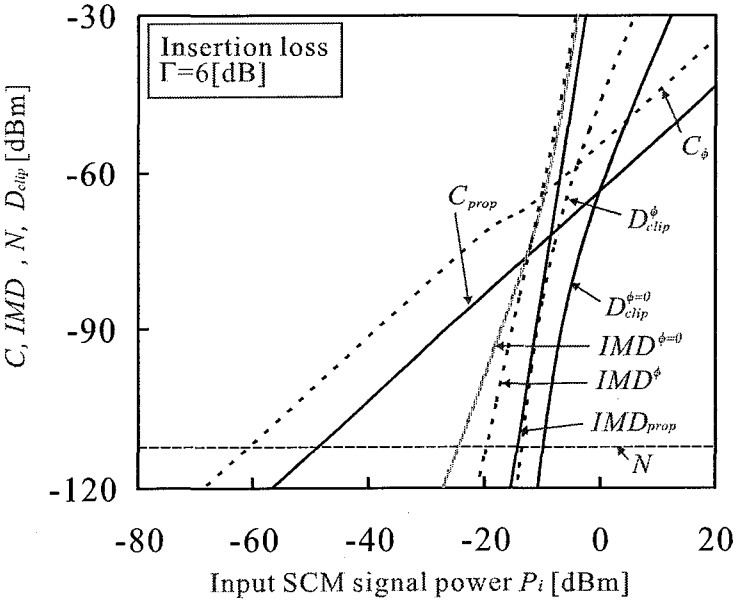
図 4.4 に，SCM/OFM 方式において非線形補償方式を適用した場合の入力 SCM 信号電力に対する副搬送波電力及び雑音電力，相互変調ひずみ電力，クリッピングひずみ電力特性を示す．図 4.4(a) は，挿入損失がないと仮定した場合，図 4.4(b) は，挿入損失 $\Gamma=6$dB とした場合の結果である．図 4.4(a) より，適応周波数弁別特性制御方式では，三次及び五次相互変調ひずみの合成電力を抑圧するように光位相シフト量 ϕ が制御され，SFDR は SFDR$^{\phi}$=40dB となり非線形補償しない場合の SFDR$^{\phi=0}$ と比べて 5dB 改善される．一方提案方式では，三次及び五次相互変調ひずみ電力を独立に抑圧するように，光チャープ制御器の二次及び三次チャープ係数（b_2 及び b_3）が制御され，提案方式を適用した場合の SFDR$_{prop}$ は 45dB となり，非線形補償方式を適用しない場合と比べて 10dB，適応周波数弁別特性制御方式を適用した場合と比べて 5dB 改善され，最も良い SFDR を得ることができる．しかし

表 4.1: 数値計算で用いたパラメータ

受信光電力，P_r [dBm]	-10
光伝送路の伝送損，L_{loss}[dB]	10
強度変調効率，η_{TX}[W/A]	0.02
光検波器の変換効率，r[A/W]	0.8
等価雑音抵抗，R[Ω]	50
等価雑音温度，T[K]	300
各副搬送波信号の帯域幅，B_{RF}[MHz]	16.6
副搬送波周波数，f_{RF}[GHz]	2.4
自由スペクトルレンジ，FSR[GHz]	20.0
SCM 信号の多重キャリヤ数	10
半導体レーザの半値全幅，$\triangle\nu$[MHz]	5.0
相対強度雑音，[dB/Hz]	-152
p[mm/GHz]	0.1
b_1	0
δ_f[MHz]	100



(a) 挿入損失が無いと仮定した場合



(b) 挿入損失を Γ =6dB とした場合

図 4.4: 非線形補償を施した場合の入力 SCM 信号電力と出力 SCM 信号電力・ひずみ電力特性

提案方式では，光チャープ制御器を挿入する非線形補償方式であるため，挿入損失によって副搬送波電力が低減し SFDR が劣化する．次に，提案方式において問題となる挿入損失を考慮した場合の SFDR 特性について検討する．

図 4.4(b) より，提案方式では挿入損失によって副搬送波電力が低減するため，SFDR 特性も劣化することが分かる．挿入損失 Γ =6dB の場合，光チャープ制御方式では SFDR は 36dB に劣化し，非線形補償方式を適用しない場合と同じ SFDR となる．したがって，光チャープ制御方式を用いた場合に SFDR の改善効果を得るためには，挿入損失を $\Gamma < 6$dB に抑える必要がある．ここで，適応周波数弁別特性制御方式を適用した場合との比較に関しては，非線形補償技術を適用した場合の SFDR の改善効果が LD の周波数変調特性の非線形性にも依存するため，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数に対する SFDR 特性を示したグラフを用いて検討する．以下では，LD の周波数変調特性の三次ひずみ係数に対する SFDR 特性を示し，適応周波数弁別特性制御方式との比較を行い考察を加える．

図 4.5 に，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数 γ と SFDR 特性を示す．図 4.5 より，光チャープ制御方式を適用した場合には，LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数に大きく依存することなく，非線形ひずみ補償による SFDR の改善効果が得られる．これは，MZ 型光周波数弁別器の検波効率の劣化や MZ 型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみ電力の増加を回避しつつ，三次及び五次相互変調ひずみを同時に抑圧できるからである．そのため，適応周波数弁別特性制御方式と比べて，挿入損失がないと仮定した場合には最も良い SFDR が得られる．しかし，光チャープ制御器の挿入損失によって SFDR が劣化し，適応周波数弁別特性制御方式に比べて SFDR が低くなる．以下では挿入損失を考慮した場合の検討を行い，挿入損失による影響を定量的に明らかにする．

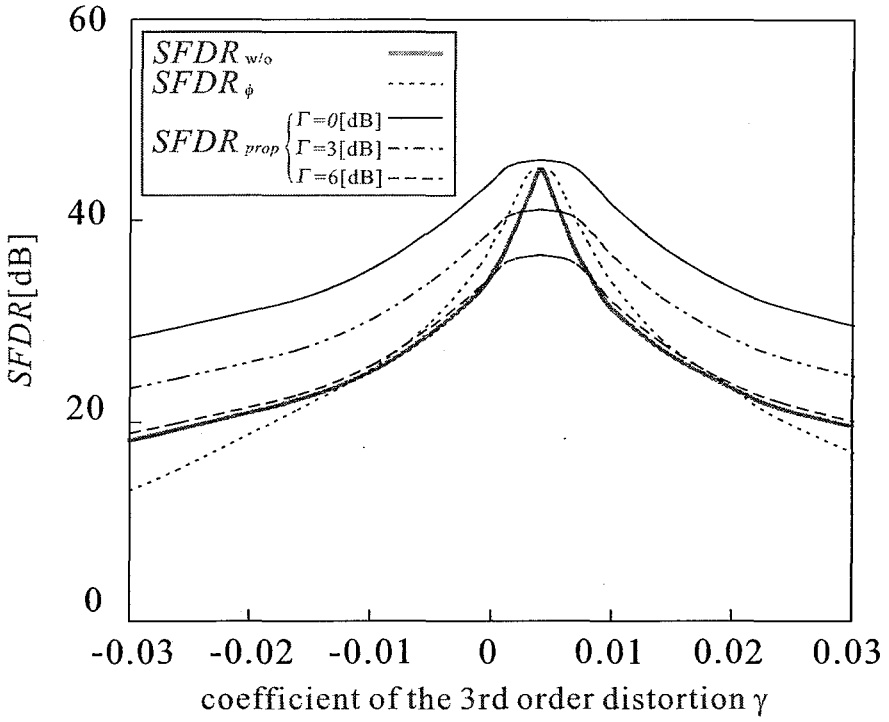


図 4.5: LD 周波数変調特性の三次ひずみ係数と SFDR 特性

図 4.5 より，挿入損失が $\Gamma = 3$dB の場合は，挿入損失がないと仮定した場合と比べて SFDR が約 5dB 劣化している．これは挿入損失によって副搬送波電力及び七次相互変調ひずみ電力がともに 6dB 低減した結果，SFDR が 6-6/7≃5.1dB 劣化するためである．また Γ =6dB の場合は，挿入損失がないと仮定した場合と比べて SFDR は約 10dB 劣化する．その結果，非線形補償しない場合でも，送受信機で発生する非線形ひずみが相殺される条件では挿入損失による SFDR の劣化が大きくなり提案方式が有効に動作しない．例えば，挿入損失を $\Gamma = 6$dB とした場合には三次ひずみ係数が $\gamma < -0.01$ 及び $0.02 < \gamma$，$\Gamma = 3$dB とした場合には $\gamma < 0$ 及び $0.007 < \gamma$ においては，適応周波数弁別特性制御方式が最も良い SFDR となる．光チャープ制御方式の有効性を高めるには，光チャープ制御器の挿入損失による副搬送波電力の低減を緩和することが重要である．この問題に対する解決策のひとつとして，光周波数チャープ器で光 FM 信号を広帯域化できるように光周波数チャープ特性を制御する方式が考えられる．例えば $b_1 = (1 - \Gamma)p^{-1}$ となるように制御することで，挿入損失による副搬送波電力の劣化を低減できると考えられる．

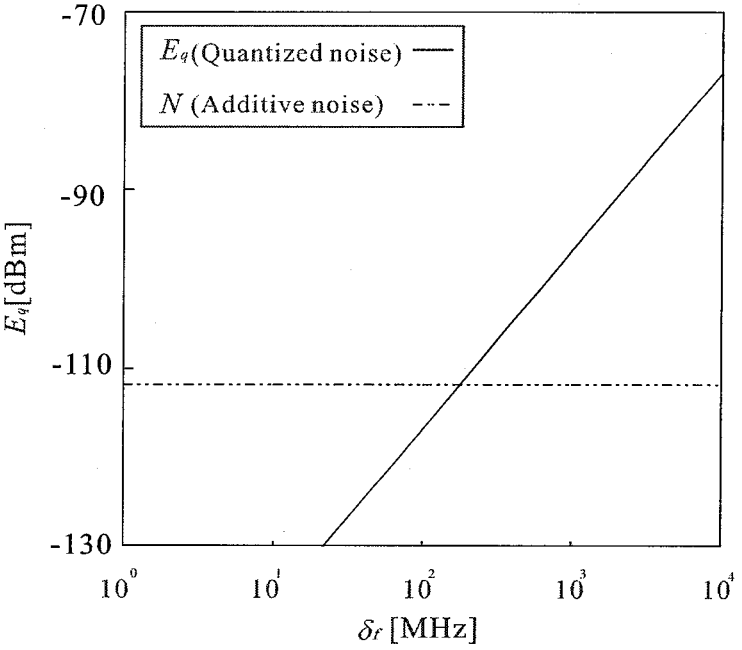


図 4.6: 周波数分解能と量子化誤差電力の関係

最後に，量子化誤差電力の定量的な評価を行う．図4.6に，量子化誤差電力 E_q と周波数分解能 δ_f の関係を示す．図4.6より，周波数分解能を細かくするほど，すなわち δ_f の値を小さく設定するほど量子化誤差電力が小さくなり，$\delta_f \leq 200$[MHz] とすれば，その他の加法性雑音電力以下にできる．

ここで，必要な光SSB変調器の個数について考察する．最大周波数偏移量は2GHz程度であり，このときグレーティング素子によって0.2mm程度の範囲に光FM信号が回折される．このとき，0.02mm間隔で10程度並べて，それぞれの光SSB変調器に無ひずみで光波を入力できれば，2GHzの範囲に回折される光FM信号を集めることができる．また，δ_f=200[MHz] であるので，量子化誤差電力は加法性雑音電力以下となる．したがって，10個程度の光SSB変調器で光チャープ制御器を構成すれば有効に動作することが分かる．

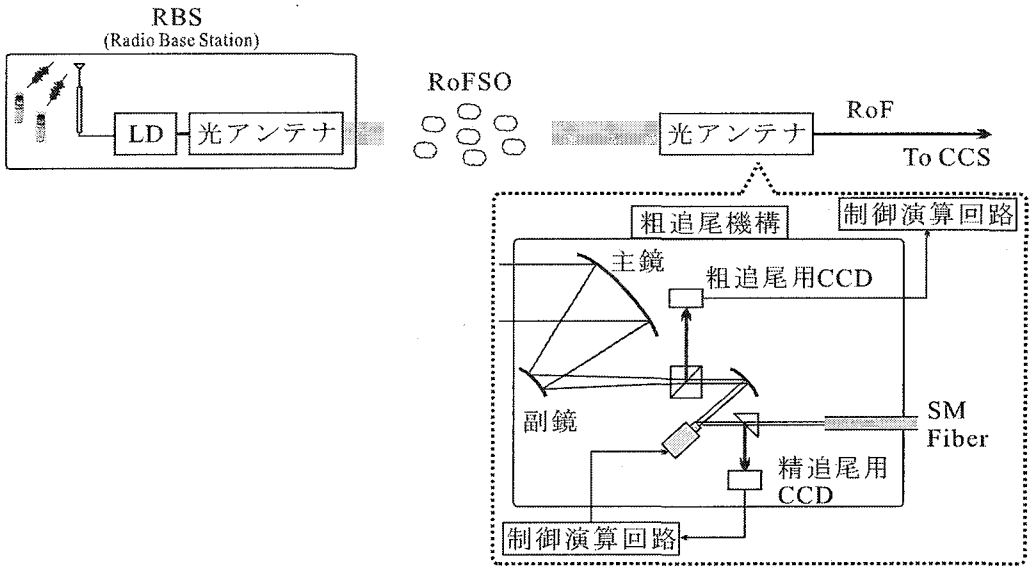


図 4.7: RoFSO リンクの構成

4.3 光チャープ制御器を用いた光FM信号広帯域化技術

本節では，RoFSO リンクの構成を示し，光周波数変調方式を適用した場合の受信信号品質に関する理論解析を行う．

4.3.1 SCM/OFM RoFSO の伝送特性

図4.7に，RoFSO リンクの構成を示す．ただし本章では，RoF リンクと RoFSO リンクを光信号のままシームレスに接続できる RoF/RoFSO フル光接続システムを想定する．RoF/RoFSO フル光リンクでは，RBS で受信した SCM 信号で LD の光周波数を変調し，変調された光 FM 信号は RoFSO リンクを伝送される．その後，光アンテナで集光され，光ファイバ中に閉じ込められ，RoF リンクを介して CCS に伝送される．

光空間伝送における光電力の伝達関数は，電波伝搬の解析モデルと同様であり，光アンテナで集光された後の光電力 P_r' は，

$$P_r' = \frac{G_t S}{4\pi l^2} \Omega_{RoFSO} P_t \tag{4.26}$$

で表される [93]．ここで，P_t 及び G_t[dB]，l，S，Ω_{RoFSO} は，送信光電力，送信

ビームゲイン，伝送距離，光アンテナの実効受光面積，挿入損失である．光ファイバを含むRoFリンクでの伝搬損をΩ_{RoF}とすると，光伝送路での伝送損L_{loss}は$L_{loss} = \Omega_{RoFSO}\Omega_{RoF}$であり，$P_r = P_t L_{loss}$で表される．

また，伝搬路中の屈折率変動や大気分子などでの散乱によって，直接受信機に到達する直接波と散乱による遅延波との干渉（多重散乱効果）が生じ，この現象はライスフェージングと等価なものとして扱うことができる [94]．この多重散乱効果によって，伝搬路で光信号に振幅変動が乗算され (図2.2)，CCSでの光FM信号$r(t)$は，

$$r(t) = \sqrt{X(t)}\sqrt{P_r(1+m(t))}\exp\left[j\left(2\pi f_c t + \Phi(t)\right)\right] + n_{BR}(t) \tag{4.27}$$

となる．ここで，$n_{BR}(t)$は背景光雑音の電界を表し，$X(t)$はシンチレーション（強度ゆらぎ）を表し，次式で示される確率密度関数$p(X)$に従うランダム変数である．

$$p(X) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_X X}\exp\left[-\frac{(\ln X + \sigma_X^2/2)^2}{2\sigma_X^2}\right] \tag{4.28}$$

ただし，σ_X^2はシンチレーション（強度のゆらぎ）の分散である [38]，[84]．

OFM方式を用いた場合の光PD検波後の出力電流は，

$$\begin{aligned} i_{out}(t) = {} & rP_r\frac{\pi\alpha}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)i_{in}(t) + r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}i_{in}(t)X(t)\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right) \\ & + i_{IMD}(t) + n(t) \end{aligned} \tag{4.29}$$

となる．同式の第1項はSCM信号，2項はシンチレーション及び寄生光強度変調成分であり，第3項は$i_{IMD}(t)$は二次以上の高次相互変調ひずみ電流，第4項は光PD検波後の背景光雑音，光周波数雑音，光PD検波時に加わるショット雑音，受信機で加わる加法性雑音電流の和を表す．

光空間伝送における多重散乱効果によって，シンチレーション以外に大気のゆらぎに起因して発生する到来角変動も発生するが，図4.7に示す光アンテナのように，それに対応できる追尾機能を有しているものを用いれば，ビームの軸ずれによる光電力の損失を低く抑える（5dB程度）ことができる [39]．このように，一般的に多重散乱効果によって発生する振幅ゆらぎの影響が最も強い [95]．シンチレーションの影響は，MZ型光周波数弁別器の直前に光リミッタを設けることで緩和できる．また式 (4.29) の第2項より，MZ型光周波数弁別器のFSRを$\pi f_c/FSR = \pi/2$とし

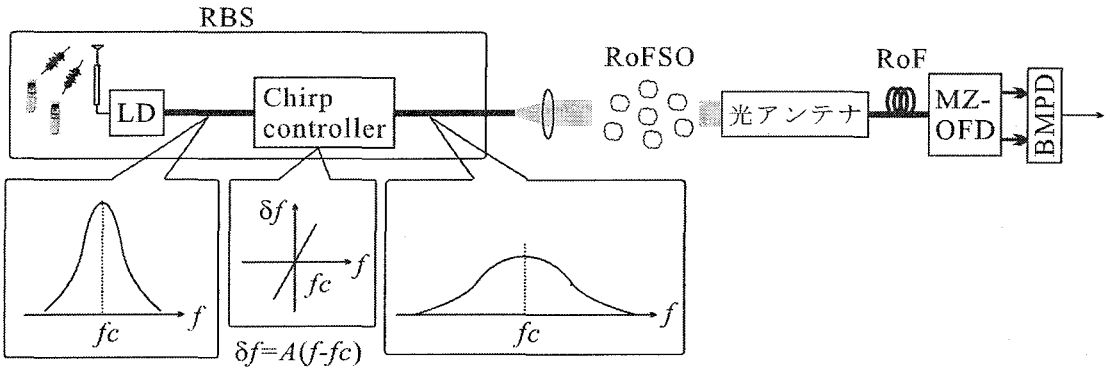


図 4.8: 光チャープ制御器を用いた RoFSO リンクの構成

て光バランスミキシング検波することで，シンチレーションの項を0にすることができるため，RoFSO リンクへの光周波数変調方式の適用効果は大きい．

4.3.2 光チャープ制御器を用いた光 FM 信号広帯域化技術

RoFSO リンクでは，伝搬損や光デバイスの挿入損が大きいため，受信光電力が大きく劣化する．一方，光周波数変調方式では広帯域利得が得られ，ある所要 CN 比を達成するために必要な受信光電力を低減できる [96]．FM 変調指数 β_{FM} が大きいほど所要受信光電力を低減できるという利点を持つものの，大きな変調指数を得るためには大きな電力をもつ SCM 信号で変調する必要がある．しかし，相互変調ひずみ電力も増加するため，広帯域利得による CN 比改善効果が期待できない．そこで，光チャープ制御器により低ひずみで FM 信号を広帯域化する技術を提案する．

図 4.8 に，光チャープ制御器を用いた RoFSO リンクの構成を示す．提案方式では，RBS で受信した SCM 信号で LD の光周波数を変調した後，光チャープ制御器で FM 信号が広帯域化され，RoFSO リンクを伝送される．光 PD 検波後の出力電流は，

$$i_{out}(t) = rP_r\frac{\pi\alpha'}{FSR}\sin\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right)i_{in}(t) + r\frac{\eta_{TX}}{L_{loss}}i_{in}(t)X(t)\cos\left(\frac{\pi f_c}{FSR}\right) + i_{IMD}(t) + n(t) \tag{4.30}$$

$$\alpha' = (1 - b_1 p)\alpha \tag{4.31}$$

である．ここで，$1 - b_1 p = A$ として A を逓倍係数と定義する．したがって，LDの周波数特性は，

$$f_{mod}(t) = A\alpha \left\{ i_{in}(t) + \beta i_{in}^2(t) + \gamma i_{in}^3(t) \right\} \tag{4.32}$$

となる．ここでFM変調指数 $\beta_{FM}^{(m)}$ は，

$$\beta_{FM}^{(m)} = \frac{\Delta F}{f_{RF}^{(m)}} \tag{4.33}$$

で定義する．ただし，$f_{RF}^{(m)}$ は m 番目チャネルの副搬送波周波数，ΔF は各チャネルの最大周波数偏移量であり，全て等しいと仮定する．

光チャープ制御器を用いて周波数逓倍しない場合に同じ変調指数を得るためには A^2 倍の入力SCM信号電力が必要となり，光チャープ制御器を用いて逓倍した場合，LD周波数変調特性の非線形性によって発生する三次相互変調ひずみ電力は A^{-4} 倍低減できている．したがって，提案方式では低ひずみでFM信号を広帯域化できることが分かる．

4.3.3 CND比に関する理論解析

本節では提案方式のCND比を理論解析により明らかにする．

副搬送波電力対背景光雑音電力比 CN_{BR} は，

$$CN_{BR} = \frac{B_{FM}}{2B_{RF}^{(m)}} \left(\beta_{FM}^{(m)}\right)^2 \frac{P_r}{2qrP_{BR}B_{RF}^{(m)}} \tag{4.34}$$

で表される [84]．ただし，$B_{RF}^{(m)}$ は m 番目の副搬送波帯域幅，P_{BR} はMZ型光周波数弁別器に入力される背景光雑音電力を表す．また，B_{FM} は光FM信号の帯域幅（カーソン則で決まる帯域幅）であり，

$$B_{FM} = 2\left[\sqrt{\frac{M}{2}}\Delta F + f_{RF}^{(m)}\right] \tag{4.35}$$

で与えられる．

光PD検波時に加わる信号光ショット雑音や，受信回路で加わる熱雑音，及び相互変調ひずみ電力を考慮したCND比，CND_0 は，

$$CND_0 = \frac{C}{N + IMD_3 + IMD_5 + IMD_7} \tag{4.36}$$

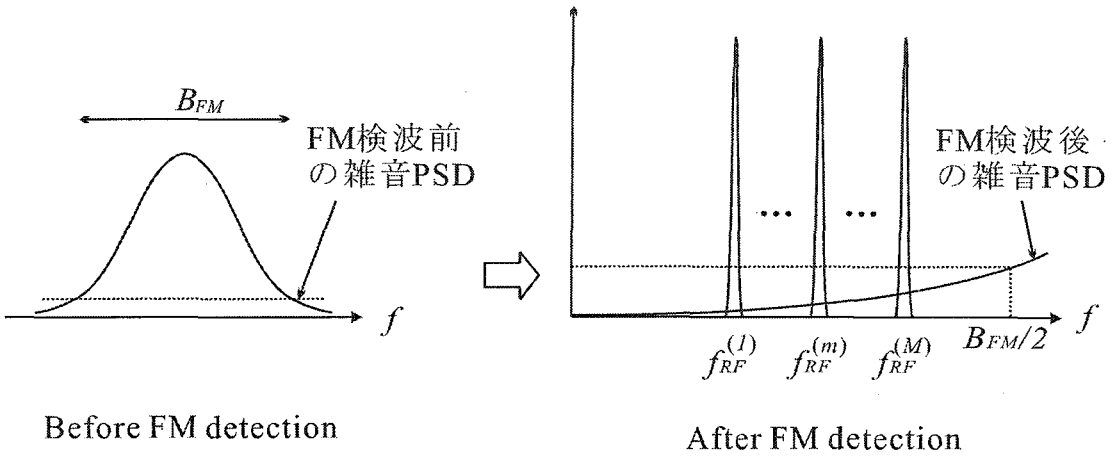


図 4.9: FM 検波後の雑音 PSD

である．ただし，C 及び IMD_3，IMD_5，IMD_7 はそれぞれ，式 (3.11)-(3.10) において $\phi = 0$，$\alpha = \alpha'$，$\beta = \beta'$，$\gamma = \gamma'$ を代入した時の値である．

したがって，光 PD 検波後の CND 比，CND は，

$$CND = \left\{ (CND_0)^{-1} + (CN_{BR})^{-1} \right\}^{-1} \tag{4.37}$$

で表される．

4.3.4 CND 比に関する数値計算例

表 4.2 に，数値計算例で用いたパラメータを示す．図 4.9 に示すように，FM 検波後は SCM 信号の各チャネルに落ち込む雑音電力の大きさが異なる．すなわち，各チャネルの副搬送波信号での広帯域利得による CN 比改善効果が異なる．そこで，本節での数値計算例は広帯域利得の効果が最も低くなるチャネルにおける CN 比で評価を行う．

図 4.10 に，周波数逓倍係数を $A = 10$ とした場合の周波数変調指数 β_{FM} 対 CND 比特性を示す．ここで，$\beta_{FM} = \beta_{RF}^{(m=10)}$ 大きな電力を持つ入力 SCM 信号で変調，すなわち周波数変調指数 β_{FM} を大きくすることで受信 CN 比が改善されるが，相互変調ひずみ電力の増加によって CND 比が劣化していることが分かる．図 4.10 より，光チャープ制御器を用いない場合に $\beta_{FM} = 1(@P_r = -10[\mathrm{dBm}])$ 及び $\beta_{FM} =$

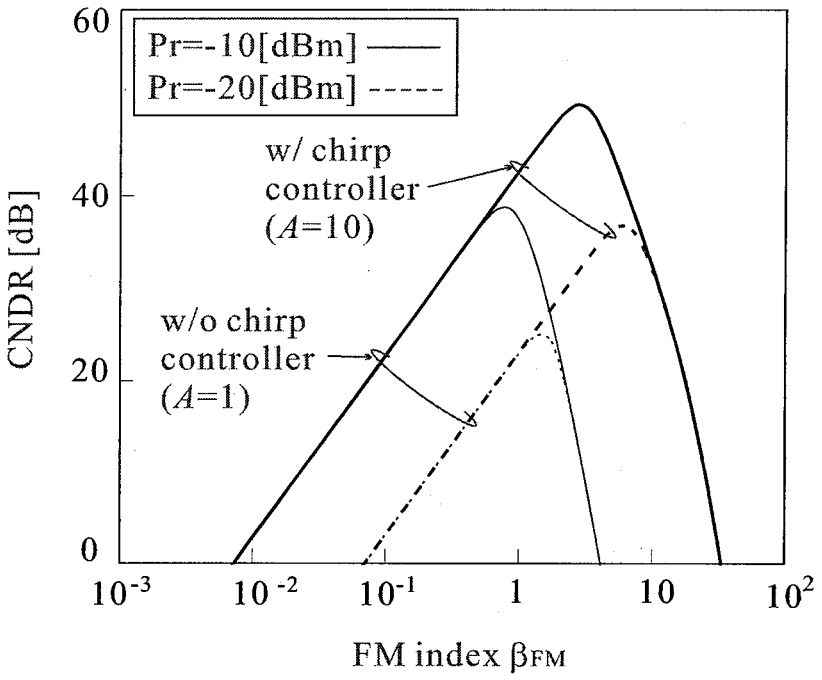


図 4.10: 周波数変調指数 β_{FM} 対 CND 比特性

2(@$P_r = -20$[dBm]) で CND 比が最大値をとるが，光チャープ制御器で周波数逓倍係数を $A = 10$ とした場合では，$\beta_{FM} = 3$(@$P_r = -10$[dBm]) 及び $\beta_{FM} = 6$(@$P_r = -20$[dBm]) で CND 比が最大値をとる．これは，周波数逓倍係数を $A = 10$ の場合には，相互変調ひずみ電力が約 10^4 倍（40dB）低減されるため，より大きな周波数変調指数に設定でき，広帯域利得が得られるからである．相互変調ひずみ電力が 38dB 低減されることによって，最大 CND 比は約 12($\simeq$ 38/3)dB 改善される．

表 4.2: 数値計算で用いたパラメータ

送信光電力，P_t [dBm]	0
強度変調効率，η_{TX}[W/A]	0.02
光検波器の変換効率，r[A/W]	0.8
等価雑音抵抗，R[Ω]	50
等価雑音温度，T[K]	300
各副搬送波信号の帯域幅，B_{RF}[MHz]	16.6
副搬送波周波数，f_{RF}[GHz]	2.4
自由スペクトルレンジ，FSR[GHz]	20.0
SCM 信号の多重キャリヤ数	3
半導体レーザの半値全幅，$\triangle\nu$[MHz]	5.0
相対強度雑音，[dB/Hz]	-152
半導体レーザの FM 変調効率，α [MHz/mA]	72.0
半導体レーザの二次ひずみ係数，β[1/mA]	0.01
半導体レーザの三次ひずみ係数，γ[1/mA^2]	0.001
周波数逓倍係数，A	10

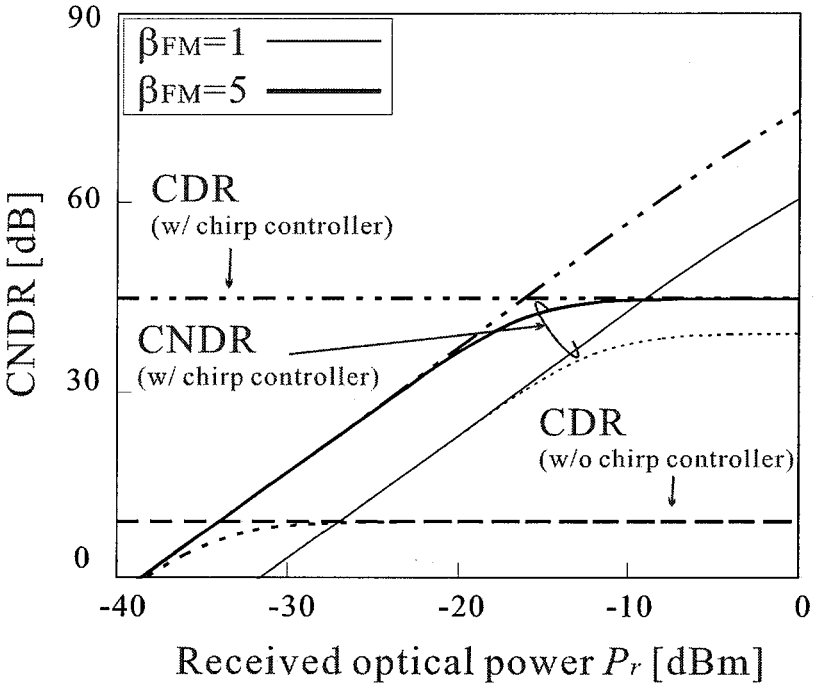


図 4.11: 受信光電力 P_r 対CND比特性

図4.11に受信光電力 P_r 対CND比特性を示す．大きな受信光電力が得られるほど大きなCND比が得られるが，光チャープ制御器を用いない場合では周波数変調指数 β_{FM} を高くすることで相互変調ひずみ電力も増加するため，広帯域利得によるCN比の改善効果が得られないことが分かる．受信光電力が $P_r \geq -30$dBmにおいては，$\beta_{FM} = 5$ の場合に比べ，$\beta_{FM} = 1$ の方が良好なCND比を得ることができる．提案方式を用いた場合では，低い相互変調ひずみ電力で周波数変調指数 β_{FM} を高い値に設定でき，受信光電力 $P_r \leq -10$dBmにおいては周波数変調指数が $\beta_{FM} = 5$ である場合に良好なCND比を得ることができる．特に，受信光電力 P_r=-30～-20dBmにおいてFM信号の広帯域化によるCN比改善効果が得られていることが分かり，RoFSOリンクでの伝送損失によって受信光電力が低下しても，広帯域利得によって信号品質劣化を低減できる．また，RoFSOリンクにおける光伝送路の損失は，光空間伝送距離が約1kmの場合には伝搬損（光ビーム広がりによる損失）が約12dBであり，内部光学損失が約10dBで設計されている例があり [38]- [40]，光ファイバを含む送受信機での損失を考慮した全光伝送路の伝送損は約30～40dB程度である．

このとき，送信光電力を10dBmとすれば受信光電力は P_r= -30 ～ -20dBmであり，FM信号の広帯域化技術を適用してFM変調指数を $\beta_{FM} = 5$ とすることでCN比が改善できることが分かる．したがって，受信感度の改善，副搬送波信号の多重キャリや数の増加が可能になり，すなわち一つのRBSで収容できるサービスエリアの拡大や一括伝送できる無線信号の数が増加できるため，あるサービスエリアに対して必要となるRBS数を減らすことができると考えられる．

4.4 結言

本章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける無線信号品質をさらに向上させるため，光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案した．まずは，光チャープ制御器を適用した高次相互変調ひずみを抑圧する非線形補償方式（光チャープ制御方式）を提案した．本方式では，適応周波数弁別特性制御方式でさらに問題となっていた，クリッピングひずみ電力の増加による信号品質劣化も回避できることを示した．また，光チャープ制御方式ではLD周波数変調特性の非線形性に大きく依存することなく相互変調ひずみ電力が低減でき，ダイナミックレンジが10dB改善できることを示した．次に，伝搬路でのシンチレーションや伝搬損失が大きな問題となるRoFSOリンクへの光周波数変調方式の適用効果について説明し，光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案した．提案方式では，光チャープ制御器を用いて低ひずみな広帯域光FM信号を発生でき，より大きな広帯域利得による効果を得ることができ，受信光電力が P_r= -30 ～ -20dBmにおいて周波数変調指数を5にすることで，CN比が14dB改善されることを示した．本章では，光チャープ制御器を実現できるデバイスが存在すると仮定し解析を行ったが，光チャープ制御器を実現するためには，今後の技術の発展が期待される．その実現方法として，分波AWG（Arrayed Waveguide Grating）及び光SSB変調器アレー，合波AWGをバットジョイントさせる手法などが考えられる．ただし，その手法ではAWGの分解能に関する課題（現段階では，最も高い分解能のもので10GHzである）を克服する必要がある．

第5章　SCM/WDMA RoFへの光周波数変調方式の適用

5.1　序言

光ファイバ網を効率よく敷設するため，実際のCATVやFTTHなどのパッシブ光ネットワーク（PON：Passive Optical Network）は，パッシブダブルスターや一本の光ファイバリンクを共有するバス型リンクといったトポロジーで構築されている．このようなトポロジーでRoFネットワークを構成した場合には，複数の基地局で光ファイバを共有するために，それぞれの信号が衝突しないように信号の多重化が必要となる．RoFネットワークでは，簡易に実現できるSCMA（Subcarrier Multiplexing / Wavelength Division Multiple Access）方式に関する検討が行われてきた [74]- [76]．しかし，本方式では同一バス型・ダブルスター型リンクで無線周波数の繰り返し利用ができないことによる周波数利用効率の低下や，複数の光源からの光信号を同時にPDで検波するために，光ビート雑音（OBN：Optical Beat Noise）による信号品質が劣化するなどの問題がある．無線周波数の再利用ができないという問題に対しては，基地局間多重方式としてWDMを適用することで解決される．一方，OBNに関しては，光信号の電力スペクトルを広げるというアプローチで解決されている [97]- [99]．

そこで本章では，それらの問題を一挙に解決する手法として，光周波数変調方式を適用したSCM/WDMA RoFネットワークを提案する [70]，[71]．提案方式では，各基地局で受信したSCM信号によって基地局ごとに異なる波長のLDが周波数変調され，光FM信号がCCSに光ファイバ伝送される．その後，ヘテロダイン検波によって電気領域で周波数多重された電気FM信号に変換され，帯域フィルタで各々の電気FM信号を復調して各基地局で受信されたSCM信号が出力されるので，同一バス・ダブルスターリンク内で同一無線周波数を繰り返し利用でき，RoF

リンク全体の周波数利用効率が改善される．また，光周波数変調方式を適用することで光信号電力スペクトルが拡散されるため，光PD検波後の光ビート雑音電力も低減できることも特徴である．本章では，光周波数変調方式を用いたOBN電力スペクトル密度低減の原理を説明し，受信信号特性について理論解析を行い，その有効性を示す．

5.2 光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワーク

本節では，提案する光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワークの構成，及び提案方式の光ビート雑音低減効果について，理論解析により示す．ここで，バス型RoFリンクの基本構成は第2章の記述のように設計したものを仮定する．

5.2.1 光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワークの構成

図5.1に，光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワークの構成を示す．提案方式は，各RBSで受信したSCM信号で各RBS固有の中心周波数を有するLDの光周波数を変調する．それらの光FM信号は波長多重（WDM：Wavelength Division Multiplexing）された後に，バス型RoFリンクを介してCCSに伝送する．

K局のRBSから送信された光FM信号を，波長多重したWDM/OFM信号の光電界$E(t)$は，

$$\begin{aligned} E(t) &= E_{SO}(t) + \sum_{k=1}^{K} E_k(t) \\ E_k(t) &= \sum_{k=1}^{K} \sqrt{P_k} \exp\left[j\{2\pi F_k t + \Psi_k(t) + \theta_k(t)\}\right] \end{aligned} \tag{5.1}$$

で表される．ここで，$E_{SO}(t)$及びK，P_k，F_k，$\theta_k(t)$は，それぞれ基準発振器から出力される光波の電界，バス型RoFリンクに接続されているRBSの局数及びk番目のRBSからの受信光電力，k番目のRBSに設置されたLDの光搬送波周波数，

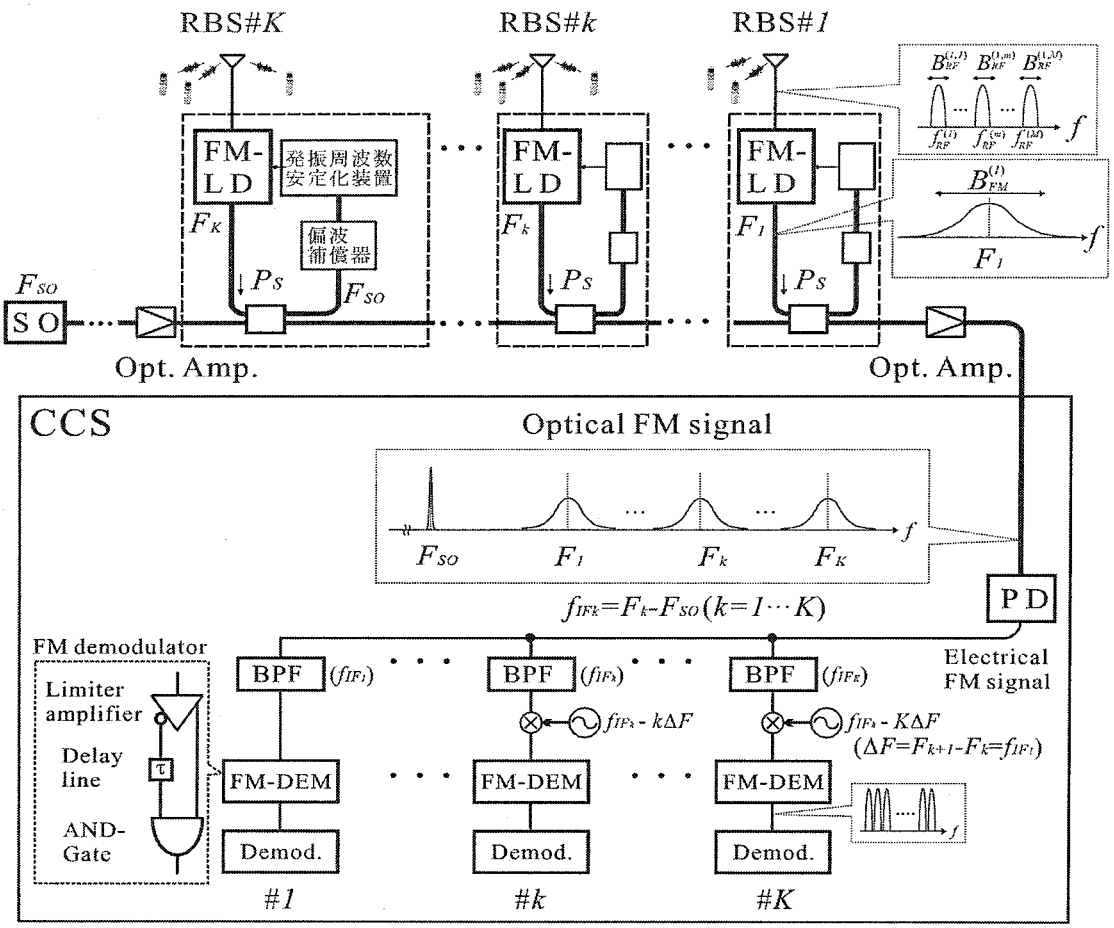


図 5.1: 光周波数変調方式を用いたSCM/WDMA RoFネットワークの構成

LDの位相雑音である．また，$\Psi_k(t)$は入力SCM信号と，

$$\frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}\Psi_k(t) = \alpha \sum_{m=1}^{M} \rho_m(t)\cos(2\pi f_m t + \psi_m(t))$$

の関係にある(式(2.24))．ここで，バス型RoFリンクは，式(2.1)-(2.3)を満たすように設計されているものとする．また，本方式では基準発振器の光源を送信側に設置し，その光波を利用して各LDの光搬送波周波数の安定性を確保でき，さらにヘテロダイン検波が行うことができる．提案方式では，各LDの光搬送波周波数を安定化させ，周波数ドリフトの影響を小さくできるシステムを用いるものとする．

WDM/OFM信号は光ファイバ伝送された後，CCSでヘテロダイン検波され，光

PD検波後の出力信号の電流$i_o(t)$は，

$$\begin{aligned} i_{out}(t) &= r\Bigg[P_{SO} + \sum_{k=1}^{K} P_k + 2\sum_{k=1}^{K}\sqrt{P_{SO}\cdot P_k}\cos\left(2\pi f_{IF_k}t + \Psi_k(t) + \theta(t)\right) \\ &\quad +2\sum_{k=1}^{K-1}\sum_{l=k+1}^{K} e_k(t)e_l(t)\Bigg] + n(t) \end{aligned} \tag{5.2}$$

で表される．ここで，P_{SO}及びf_{IF_k}は基準発振器からの受信光電力及びk番目のRBSから伝送されてきた光FM信号のヘテロダイン検波後の中間周波数，$f_{IF_k} = F_k - F_{SO}$である．ただし，F_{SO}は基準発信器の光周波数であり，また$F_k < F_{k+1}$を満たすものとする．

同式の第3項は，電気領域で周波数多重されたFM信号であり，第4項が光ビート雑音の項である．また，第5項の$n(t)$は加法性雑音の項であり，

$$n(t) = i_{RIN}(t) + i_{sh}(t) + i_{s-sp}(t) + i_{sp-sp}(t) + i_{th}(t) \tag{5.3}$$

で表される[70]，[71]．ここで$i_{RIN}(t)$及び$i_{sh}(t)$，$i_{s-sp}(t)$，$i_{sp-sp}(t)$，$i_{th}(t)$はそれぞれ相対強度雑音及びショット雑音，自然放出光間ビート雑音，信号-自然放出光間ビート雑音，受信回路で加わる熱雑音電流を表す．

光PD検波後，電気領域で周波数多重されたFM信号は，帯域フィルタで各RBSから伝送されたFM信号に分波され，FM復調器に伝送される．FM復調器では，各RBSから送信されてきたFM信号をFM復調してSCM信号に変換する．したがって，同一バス型リンク内で同一無線周波数を利用しても衝突しないため，無線ネットワーク全体の周波数利用効率が向上される．また，提案方式ではSCM信号で光搬送波を周波数変調しているため，光信号の電力スペクトル密度（PSD：Power Spectral Density）が低減され，発生する光ビート雑音のPSDも低減できると考えられる．この光ビート雑音電力の低減効果については次節で述べる．

5.2.2 光周波数変調方式の適用効果

本節では，光周波数変調方式を適用した時の光ビート雑音電力低減効果について理論解析する．異種無線信号伝送においては，多くの無線信号が伝送されるものと考えられる．多重キャリヤ数が10以上のSCM信号で変調された場合には，伝送される光FM信号の電力スペクトル密度$S_k(f)$は，ガウス分布の形状で近似でき，

$$S_k(f) = \frac{P_r}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2}} \exp\left[-\frac{(f - f_{IFk})^2}{2\sigma_k^2}\right] \tag{5.4}$$

で表すことができる [100]．以下では，光FM信号の電力スペクトル密度をガウス分布に近似できるものとして理論解析を行う．ここで，σ_kはk番目のRBSから伝送されてきた光FM信号の電力スペクトル密度（PSD）を表し，

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{2}\Delta F_k^2 + \sigma_{\Delta\nu_k}^2 \tag{5.5}$$

である．また，ΔF_k及び$\sigma_{\Delta\nu_k}^2$はそれぞれk番目のRBSから伝送されてきたFM信号の最大周波数偏移量，k番目のRBSに設置されたLDの位相雑音による電力スペクトル密度の広がりであり，

$$\begin{aligned} \Delta F_k &= \sqrt{\frac{M}{2}}\alpha\rho \\ \sigma_{\Delta\nu_k} &= \frac{\Delta\nu_k}{2\sqrt{2}\log 2} \end{aligned}$$

で表される．$\Delta\nu_k$は，k番目のRBSに設置されたLDの半値全幅である．

一方，式(5.2)の第4項より，PD出力後のk番目のRBSから伝送されるFM信号に落ち込む光ビート雑音のPSD，$N_k^{beat}(f)$は，

$$N_k^{beat}(f) = \sum_{i=1}^{K-1}\sum_{j=i+1}^{K} S_{ij}(f, F_i, F_j) \tag{5.6}$$

で表される．ここで，$S_{ij}(f, F_i, F_j)$はi番目とj番目のRBSから伝送された光FM信号を，同時にヘテロダイン検波した時に発生する光ビート雑音のPSDであり [74]，

$$\begin{aligned} S_{ij}(f, F_i, F_j) &= S_i(f) \otimes S_j(f) \\ &= \frac{r^2 P_i P_j}{\sqrt{2\pi(\sigma_i^2 + \sigma_j^2)}}\left\{\exp\left[-\frac{(f - F_i + F_j)^2}{2(\sigma_i^2 + \sigma_j^2)}\right] + \exp\left[-\frac{(f - F_i - F_j)^2}{2(\sigma_i^2 + \sigma_j^2)}\right]\right\} \end{aligned} \tag{5.7}$$

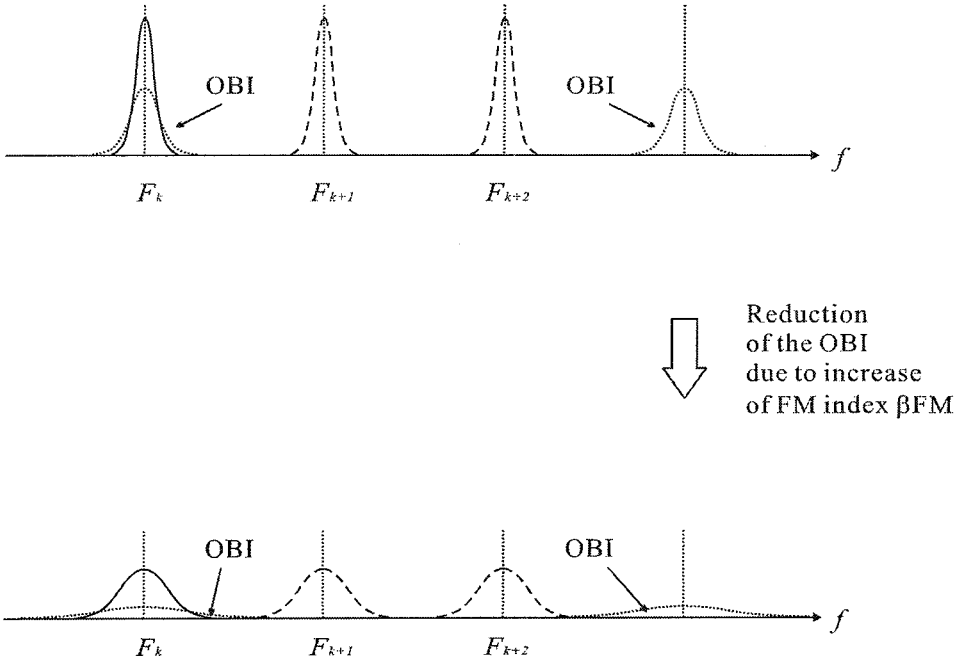


図 5.2: FM 信号の広帯域化による光ビート雑音低減の様子

で表される．ここで，演算子 "$\otimes$" は畳み込み演算子である．式 (5.7) より，σ_i^2 及び σ_j^2 の値を大きくする，すなわち広帯域な FM 信号ほど光ビート雑音の PSD が低減されることが分かる．図 5.2 に，FM 信号の広帯域化による光ビート雑音低減の様子を示す．

5.3 CN 比の理論解析

本節では，提案方式の FM 検波前及び FM 検波後の受信 CN 比を，理論解析により導出する．

以下の解析では，k 番目の RBS から送信される FM 信号に着目する．帯域フィルタ後，すわなち FM 検波前に k 番目の FM 信号に加わっている雑音の電力スペクトル密度 $N_k^{FM}(f)$ は，

$$N_k^{FM}(f) = n_o + N_k^{beat}(f) \tag{5.8}$$

で表される．ここで，n_o は加法性の白色雑音電力スペクトル密度であり，

$$n_o = n_{RIN} + n_{shot} + n_{th} + n_{s-sp} + n_{sp-sp} + n_{SO-sp} \tag{5.9}$$

となる．同式の第 1 項は相対強度雑音の PSD，第 2 項は光 PD 検波時に加わるショット雑音の PSD，第 3 項は受信回路で加わる熱雑音の PSD，第 4 項は信号-自然放出光間ビート雑音の PSD，第 5 項は自然放出光間ビート雑音の PSD，第 6 項は基準信号光-自然放出光間ビート雑音の PSD であり，それぞれ，

$$n_{RIN} = RIN\{(rP_{SO})^2 + K(rP_r)^2\} \tag{5.10}$$

$$n_{shot} = 2qr(P_{SO} + KP_r + LN_{sp}B_o) \tag{5.11}$$

$$n_{th} = \frac{4kT}{R} \tag{5.12}$$

$$n_{s-sp} = 4r^2PrLN_{sp} \tag{5.13}$$

$$n_{sp-sp} = 2(LrN_{sp})^2(B_0 - f_{RF}) \tag{5.14}$$

$$n_{SO-sp} = 4r^2P_{SO}LN_{sp} \tag{5.15}$$

で表される．ここで，B_o 及び L はそれぞれ光フィルタの帯域幅及びサブバスリンクの数を表す．

したがって，k 番目の RBS から伝送される FM 信号の FM 検波前における CN 比，CN_k^{FM} は，

$$\left(CN_k^{FM}\right)^{-1} = \left(CN_o^{fm}\right)^{-1} + \left(CN_{beat_k}^{FM}\right)^{-1} \tag{5.16}$$

で表される [70]，[71]．ここで，

$$\left(CN_o^{FM}\right)^{-1} = \frac{2n_o B_{FM}^{(k)}}{(2r\sqrt{P_{SO}P_r})^2} \tag{5.17}$$

$$\begin{aligned}\left(CN_{beat_k}^{FM}\right)^{-1} &= \frac{2\int_{-B_{FM}^{(k)}/2}^{B_{FM}^{(k)}/2} N_k^{beat}(f-f_{IF_k})df}{(2r\sqrt{P_{SO}P_r})^2} \\ &= 2\mathrm{erf}\left[\frac{B_{FM}^{(k)}}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right]\Big/(2r\sqrt{P_{SO}P_r})^2\end{aligned} \tag{5.18}$$

であり，CN_o^{FM} 及び $CN_{beat_k}^{FM}$ は，それぞれFM検波前の副搬送波電力対加法性の白色雑音電力比及び副搬送波電力対光ビート雑音電力比を表している．また，$B_{FM}^{(k)}$ は k 番目のFM信号を受信するために必要な帯域幅であり，

$$B_{FM}^{(k)} = 2\left[\Delta F_k + f_{RF}^{(k)}\right] \tag{5.19}$$

である．ただし，$f_{RF}^{(k)}$ は k 番目のRBSで受信するSCM信号の中央チャネルの副搬送波周波数である．

検波前に加わった雑音はFM検波によって三角化され，k 番目のRBSから送信されたSCM信号の m 番目のチャネルのCN比，CN_m^k は，

$$\left(CN_m^k\right)^{-1} = \left[CN_{k,m}^o\right]^{-1} + \left[CN_{k,m}^{ph}\right]^{-1} + \left[CN_{k,m}^{beat}\right]^{-1} \tag{5.20}$$

で表される．ここで，第1項はFM検波後の副搬送波電力対加法性白色雑音電力比，第2項は副搬送波電力対周波数雑音電力比，第3項はFM検波後の副搬送波電力対光ビート雑音電力比を表し，それぞれ

$$CN_k^o = \frac{1}{M}\frac{B_{FM}^{(k)}}{B_{RF}^{(k,m)}}\left(\beta_{FM}^{(k)}\right)^2 CN_o^{FM} \tag{5.21}$$

$$CN_{k,m}^{ph} = \frac{\Delta F_k^2/2}{\sigma_{\Delta\nu}^2} \tag{5.22}$$

$$\begin{aligned}CN_{k,m}^{beat} =& \mathrm{erf}\left[\frac{B_{FM}^{(k)}}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right]\cdot\left(CN_{beat_{k,m}}^{OFM}\right)\Bigg/\left[\frac{M}{2}\left\{\mathrm{erf}\left(\frac{f_{RF}^{(k)}+B_{RF}^{(k,m)}/2}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right)-\mathrm{erf}\left(\frac{f_{RF}^{(k)}-B_{RF}^{(k,m)}/2}{2\sqrt{2\sigma^2}}\right)\right\}\right. \\ &\left.-\frac{B_{RF}^{(k,m)}}{\sqrt{2\pi}\Delta F_k}\left\{\exp\left(-\frac{f_{RF}^{(k)}+B_{RF}^{(k,m)}/2}{8\Delta F_k^2}\right)-\exp\left(-\frac{f_{RF}^{(k)}-B_{RF}^{(k,m)}/2}{8\Delta F_k^2}\right)\right\}\right]\end{aligned} \tag{5.23}$$

$$\beta_{FM}^{(k)} = \frac{\Delta F_k}{f_{RF}^{(k)}} \tag{5.24}$$

表 5.1: 数値計算で用いたパラメータ

結合損，ξ[dB]	3
光アンプの自然放出係数，η_{sp}	2.0
光アンプの量子効率，η_a	0.5
光アンプの増幅率，G_a[dB]	20
PD の検波効率，r[mA/mW]	0.8
受信光電力，P_r[dBm]	-10
PD における基準発信光の受信電力，P_{SO}[dBm]	-10
相対強度雑音，RIN[dB/Hz]	-152
等価雑音抵抗値，R[Ω]	50
等価雑音温度，T[K]	300
光フィルタの帯域幅，B_o[THz]	1
副搬送波信号の帯域幅，$B_{RF}^{(k,m)}$[MHz]	16.6
SCM 信号の中心周波数，$f_{RF}^{(k)}$[GHz]	2.4
副搬送波信号の多重数，M	10
サブバスリンクの数，L	1

である．ここで，$B_{RF}^{(k,m)}$ は k 番目の RBS から伝送された SCM 信号の m 番目の副搬送波信号の伝送帯域を表す．また，$\beta_{FM}^{(k)}$ は，k 番目の RBS で受信する SCM 信号で変調された光 FM 信号の FM 変調指数である．

以上の解析から導出された式 (5.20)-(5.23) を用いて，提案方式の受信 CN 比を計算することができる．

5.4 CN 比の数値計算例

本節では，数値計算例を示して提案方式の有効性を明らかにする．表 5.1 に，数値計算に用いたパラメータを示す．以下の数値計算例では，光ビート雑音電力が一番落ち込む FM 信号に着目する．本章の場合，f_{IF_1} の FM 信号に最も光ビート雑音電力が落ち込む [74].

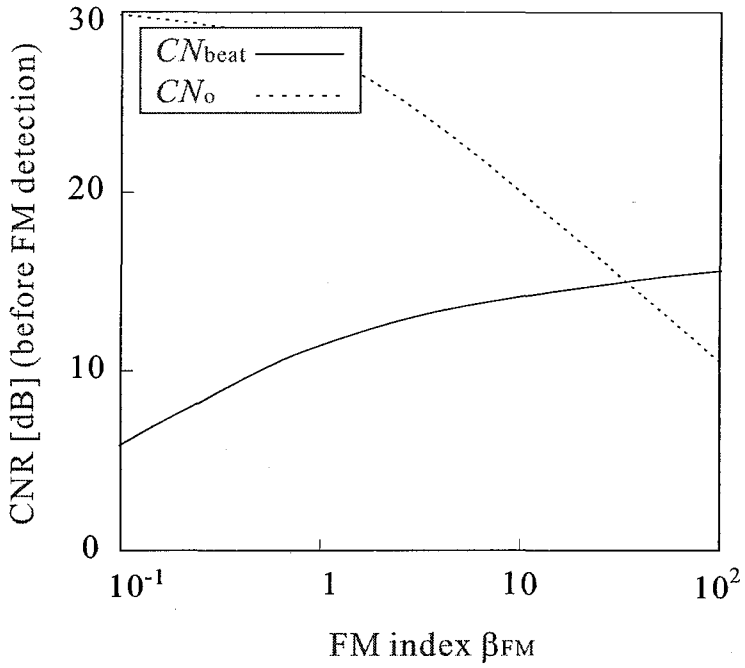


図 5.3: 提案方式における周波数変調指数 β_{FM} 対 FM 検波前の CN 比特性

図5.3に，提案方式における周波数変調指数 β_{FM} 対FM検波前のCN比特性を示す．ここで，同時接続されているRBSの局数を10として計算しており，$\beta_{FM} = \beta_{FM}^{(k=1)}$ で表す．図5.3より，周波数変調指数 β_{FM} を大きくすることで副搬送波電力対光ビート雑音電力比，$CN_{beat_1}^{FM}$ が改善されており，周波数変調指数が $\beta_{FM} = 1(\Delta F = 2.4[\mathrm{GHz}])$ の場合のCN比（FM検波前）は約11dBで，$\beta_{FM} = 10(\Delta F = 24[\mathrm{GHz}])$ の場合のCN比（FM検波前）は約15dBであるので，約4dB改善されていることが分かる．これは，周波数変調指数 β_{FM} を大きくすることと，FM信号を広帯域化することが等価であるため，光ビート雑音電力のPSDが低減されるからである．一方，広帯域化することでFM信号を受信するための帯域幅も広がり，光リンクにおいて加わる雑音電力も増加してFM検波前のCN比が劣化する．図5.3より，周波数変調指数が $\beta_{FM} = 10$ より大きくするとその影響が現れる．したがって，広帯域化の有効性が制限されることに注意しなければならない．FM検波前のCN比が劣化してしまうと，FMスレショールド効果 [84] によってFM検波後のCN比が劣化するため，その問題を回避するようなFM変調指数に設定すればよい．また，FM帰還などの技術を用いて，偏移比と無関係に検波前の必要帯域幅を狭めることでFMスレショールドを拡張できる [84].

次に，FM 検波後の CN 比に関する数値計算例を示す．本節での数値計算例も，広帯域利得の効果が最も低くなるチャネルにおける CN 比で評価を行う．SCM 信号の副搬送波多重数が 10 である場合は，$m = 10$ のチャネルでの広帯域利得による効果が最も悪く，$m = 10$ のチャネルにおける CN 比の数値計算例を示す．

図 5.4 に，提案方式における周波数変調指数 β_{FM} 対 FM 検波後の CN 比特性を示す．ここで，FM 検波後の CN 比は，$m = 10$ 番目の副搬送波信号の CN 比を意味する．図 5.4 より，周波数変調指数 β_{FM} を大きくすることで CN 比が改善され，周波数変調指数が $\beta_{FM} = 1$ の場合の CN 比は約 14dB，$\beta_{FM} = 10$ の場合の CN 比は約 38dB となり，CN 比が約 24dB 改善されていることが分かる．これは，FM 広帯域利得による CN 比改善効果に加えて，光ビート雑音の低減による FM 検波前の CN 比の改善効果が得られるためである．周波数変調指数を $\beta_{FM} = 1$ から $\beta_{FM} = 10$ にする，すなわち広帯域化で得られる CN 比改善効果のうちわけは，FM 広帯域利得による改善が 20dB（10^2）であり，FM 検波前の CN 比改善効果が 4dB である．以上より，提案方式においては，FM 信号広帯域化による光ビート雑音低減と FM 広帯域利得による双方の効果により，CN 比が大きく改善されることが分かる．

この改善効果は，LD の周波数安定度，すなわち周波数雑音の影響が少なく，$CN_{k,m}^{ph}$,$CN_k^o > CN_{k,m}^{beat}$ を満たす場合に得られる．図 5.4 に示すように，$\sigma_{\Delta\nu} = 5$MHz の場合には，$CN_{k,m}^{ph}$ は，$CN_{k,m}^{beat}$ よりも 15dB 以上良好な値である．スペクトルの半値全幅を $\sigma_{\Delta\nu} = 200$MHz とすると，$CN_{k,m}^{ph} \simeq CN_k^o$ である．したがって，$\sigma_{\Delta\nu} \leq 200$MHz においては，光ビート雑音電力が信号品質劣化の主要因である．

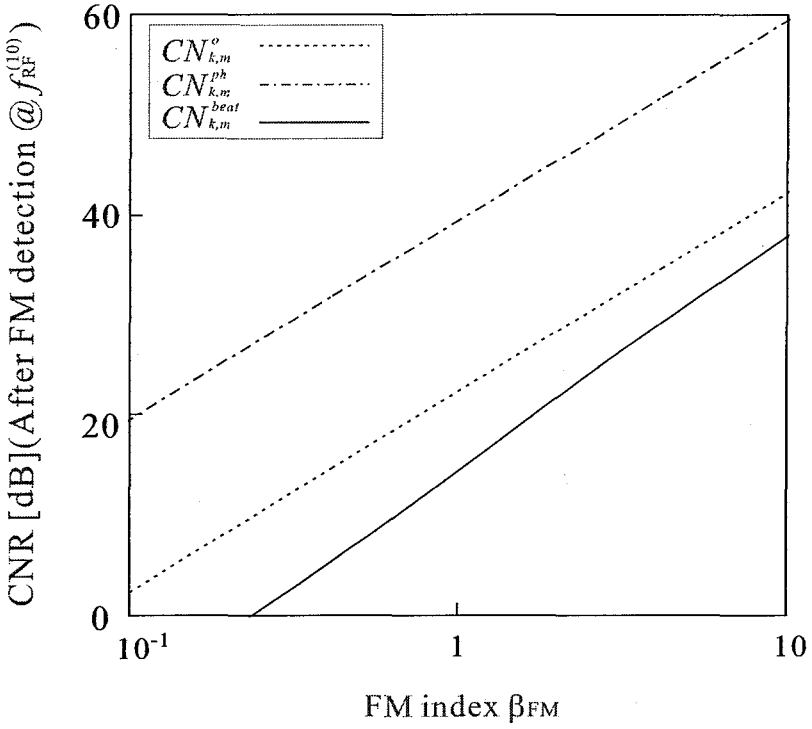


図 5.4: 提案方式における周波数変調指数 β_{FM} 対 FM 検波後の CN 比特性

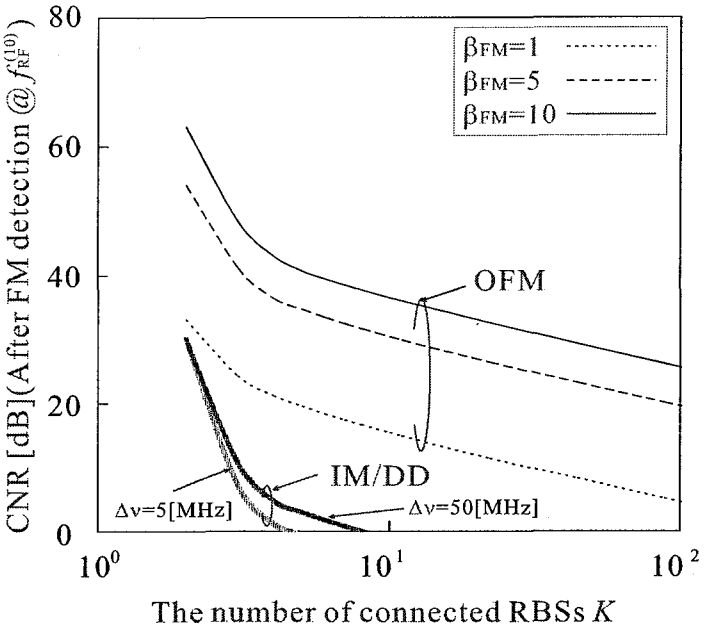


図 5.5: 提案方式における同時接続基地局数対 FM 検波後の CN 比特性

図 5.5 に，提案方式における同時接続基地局数対 FM 検波後の CN 比特性を示す．また，図 5.5 には，IM/DD 変調方式を適用した場合の受信 CN 比の特性も並べて示す．図 5.5 より，同時接続基地局数が増加するほど CN 比が劣化していることが分かる．これは，同時に受信する光信号数の増加に伴い，光ビート雑音電力も増加するためである．しかし，周波数変調指数 β_{FM} を大きくすることで CN 比が改善されるため，同時接続可能な RBS 数が増加することが分かる．所要 CN 比を 30dB とした場合，同時接続できる RBS 数は IM/DD 方式では 1 局であるが，提案方式で周波数変調指数 $\beta_{FM} = 1$ の場合は 3 局，$\beta_{FM} = 5$ の場合は約 10 局，$\beta_{FM} = 10$ の場合は約 44 局に増加できることが分かる．

以上より，バス型ネットワークにおいて，IM/DD 方式で無線信号伝送する方式に比べて，提案方式では光ビート雑音低減と FM 広帯域利得による双方の効果により CN 比が改善できる．したがって，一括伝送できる SCM 信号の多重数や同時に接続できる RBS 数も増加でき，RoF ネットワークの容量を向上させることができる．しかし，PD 帯域幅による同時接続数の制限も考慮しなければならない．$\beta_{FM} = 5$ の時に，各チャネルの FM 伝送帯域幅は約 10GHz で，全伝送帯域幅は 100GHz 程度となり，SBD（Shootkey Barrier Diode）など 100GHz の帯域幅を達成できる PD を用いれば，同時接続できる基地局数が 10 となる．

5.5 結言

本章では，同一バス型・ダブルスター型リンクで，無線周波数の繰り返し利用ができないことによる周波数利用効率の低下と，複数の光源からの光信号を同時にPDで検波することで生じる光ビート雑音によって，信号品質が劣化する問題を一挙に解決する手法として，光周波数変調方式を適用したSCM/WDMA RoFネットワークを提案した．提案方式では，バス型ネットワークでIM/DD方式で無線信号伝送する方式で問題であった，同一バス・ダブルスターリンク内で同一無線周波数を繰り返し利用できることを説明した．また，光周波数変調方式の適用による光PD検波後の光ビート雑音電力の低減効果を示し，FM検波後のCN比が改善され，同時接続できるRBS数が増加できることを明らかにした．所要CN比を30dBとした場合，同時接続できるRBS数はIM/DD方式では1局であるが，提案方式で周波数変調指数$\beta_{FM} = 1$の場合は3局，$\beta_{FM} = 5$の場合は約10局，$\beta_{FM} = 10$の場合は約44局であった．

第6章　結論

本論文では，ソフトウェア無線ネットワークを実現する光ファイバ無線/電波-光空間伝送技術を適用した無線ネットワークにおける高品質伝送技術に関する研究を行い，その成果をまとめた．以下に，本研究で得られた成果をまとめる．

まず第2章では，光ファイバ無線/電波-光空間伝送技術を適用した無線ネットワークにおける信号品質劣化要因について述べ，それらの問題を解決した高品質伝送が期待できる光周波数変調方式を用いた無線伝送方式について述べた．

第3章では，MZ型周波数弁別器の非線形性を利用したFM-LDの周波数変調特性の非線形性を補償する非線形補償技術を提案した．提案方式は，MZ型周波数弁別器に光位相シフタを挿入した適応周波数弁別特性制御器の位相シフト量を制御することで，周波数弁別特性を適応的に制御する非線形補償技術であり．位相シフト量は出力されるSCM信号の空き帯域に落ち込む相互変調ひずみ電力を最小にするように決定される．提案方式のCND比を理論解析により導出した結果，

- 適応周波数弁別特性制御器でFM受信機を構成し，周波数弁別特性を調整して相互変調ひずみの合成電力を最小にすることで，CND比を改善でき，さらに三次相互変調ひずみを検出して最小化する手法 [79] に比べて，有効であることが理論解析により明らかになった．

- 適応周波数特性弁別器を用いない場合と比べて，LD周波数変調特性 (α，β，γ)=(72[MHz/mA]，0.01[1/mA]，0.001[1/mA^2]) で，自由スペクトルレンジが FSR=20GHzである場合には，入力ダイナミックレンジが約5dB改善されることが分かった．

また，MZ型光周波数弁別器で発生するクリッピングひずみの影響について理論解析した結果，

- 適応周波数弁別特性制御器を用いた場合，周波数弁別特性を周波数軸方向にシフトするように制御するため，光搬送波周波数から偏移可能な最大周波数偏移領域が減少し，クリッピングひずみ電力が増加する．

- クリッピングひずみ電力が増加するが，その劣化を上回る非線形補償効果が得られ，SFDRの改善できる条件があることを明らかにした．

- 例えば，LD周波数変調特性 (α, β, γ)=(72[MHz/mA], 0.01[1/mA], 0.001[1/mA^2]) で，自由スペクトルレンジが FSR=20GHzである場合には，LD周波数変調特性の三次ひずみ係数が $|\gamma - 0.004| < 0.015$ の範囲であれば，SFDRが最大5dB改善されることが分かった．

さらに，異種無線信号伝送時に任意の副搬送波周波数帯域で信号電力に影響を与えることなく，相互変調ひずみ電力を検出して位相シフト量をフィードバックする推定器を提案し，達成できるCND比に関する理論解析を行った．その結果，

- 提案する最適位相シフト量推定器を用いることで，信号電力の抑圧を回避する非線形補償受信器を実現できることを理論解析的に明らかにした．例えば，入力SCM信号電力が $P_{in} = -50$dBmで，20dBのCN比の劣化を回避できることを示した．

第4章では，光周波数変調方式を用いた無線ネットワークにおける無線信号品質を，より一層向上する光チャープ制御器を用いた高品質無線信号伝送技術を提案した．まず，3章で提案した適応周波数弁別特性制御方式では抑圧しきれない高次相互変調ひずみも抑圧する光チャープ制御器を用いた非線形補償方式を提案し，ひずみ電力に関する理論解析を行った．その結果，

- 光チャープ制御器を用いた提案方式では，三次及び五次相互変調ひずみ電力を同時に抑圧可能であり，非線形補償しない場合と比べてSFDRが約10dB，適応周波数弁別特性制御方式と比べて約5dB改善されることを数値計算例を用いて示した．

- 提案方式では，LDの非線形性が変化しても，三次及び五次相互変調ひずみ電力を同時に抑圧するように光チャープ特性を制御できるため，常に良好なSFDRの改善効果が得られること示した．

- 提案方式では，挿入損失によるSFDR劣化があるため光チャープ制御方式と適応周波数弁別方式のSFDR特性が逆転するが，例えば$\Gamma = 3$dBとした場合には$0 < \gamma$及び$\gamma < 0.007$においては，提案方式が最も有効であり，三次ひずみ係数γ=0.01[1/mA^2]では，非線形補償しない場合と比べてSFDRが5dB，適応周波数弁別特性制御方式と比べてSFDRが3dB改善されることを示した．

次に，光チャープ制御器を用いて非線形補償と同時に光領域でのFM広帯域利得拡大を行うことで，CND比の改善が可能であることを理論的に示した．CND比の理論解析結果から，

- RoFSOリンクに光周波数変調方式を用いれば，光バランスミキシング検波することにより光空間伝搬路でのシンチレーションを除去できることを理論解析により明らかにした．

- 光チャープ制御器を用いて低ひずみで広帯域化でき，例えば周波数逓倍係数$A = 10$とした場合，光チャープ制御器を用いない場合と比べて，相互変調ひずみ電力を約40dB低減できることを示した．

- 提案方式を用いることで，特に受信光電力が低くなる場合にFM信号の広帯域化によるCN比改善効果が得られ，例えば，光受信電力が-20dBmの時にCN比が14dB改善されていることを示した．

第5章では，SCMバス型RoFネットワークで同一無線周波数の繰り返し利用ができないことによる周波数利用効率の低下と，複数のRBSから送信される光信号を同時に光検波する時に発生する光ビート雑音という問題を一挙に解決する手法として，光周波数変調方式を適用したSCM/WDMA RoFネットワークを提案した．提案方式では，波長多重された光FM信号をCCSで光ヘテロダイン検波後，電気領域で周波数多重されたFM信号に変換し，各チャネルごとを帯域フィルタで抽出してFM検波するため，同一バスリンク内で同一無線周波数を繰り返し利用できるという特徴を有する．光PD検波後の光ビート雑音電力のCN比，同時接続可能なRBS数について理論解析を行った結果，

- 複数のRBSからの光信号を同時にPD検波した場合，光ビート雑音によって信号品質が劣化することを理論解析により明らかにした．さらに，提案方式

を用いることにより，光ビート雑音電力を低減できることを明らかにした．この結果，周波数変調指数を $\beta_{FM} = 1$ から $\beta_{FM} = 10$ に大きくすることで，光ビート雑音電力の CN 比が 4dB 改善されることを示した．

- 提案方式では，FM 広帯域利得による信号品質改善効果も同時に得られる．前記ビート雑音と検波利得の改善効果によって同時接続できる RBS 数の増加効果を定量的に解析した．この結果，所要 CN 比を 30dB とした時に同時接続できる RBS に数は，周波数変調指数 $\beta = 1$ の場合は 2 局，$\beta_{FM} = 5$ の場合は約 10 局，$\beta_{FM} = 10$ の場合は約 44 局に増加できることを示した．

参考文献

[1] http://www.tca.or.jp/ 電気通信事業者協会

[2] 山内夢路, “モバイルコンピュータのデータ通信,” 東京電機大学, pp.67-70, pp.225-227, Mar. 1998.

[3] “iモードサービス特集,” NTT DoCoMo テクニカルジャーナル, vol.7, no.2, pp.6-32, July 1999.

[4] 松尾憲一, “スペクトラム拡散技術のすべて,” 東京電機大学, pp.191-260, May 2002.

[5] 立川敬二, “W-CDMA 移動体通信方式,” 森永範興 (編), 丸善株式会社出版事業部, June 2001.

[6] “特集：アクセス網の高速化,” NTT 技術ジャーナル, vol.7 no.6, June 1995.

[7] 宮本善勇, “光伝送技術とケーブルテレビへの応用,” 小特集, ケーブルテレビの技術動向, pp.1074-1077.

[8] 内海　要三, “アナログ伝送光ケーブルテレビ,” 小特集, ケーブルテレビの技術動向, pp.1078-1082.

[9] 竹尾　隆, 佐藤　克博, 近藤　誠克, 青山　繁行, 蟹江　知彦, 伊藤　治彦, 服部　肇, “小数チャネル伝送における VSB-AM 光 CATV システムの光ファイバ伝送雑音特性”, 信学論 B, vol.J79-B-1, no.6, pp.396-403, June 1996.

[10] 川崎, 村瀬, 塩澤, “アクセス技術 (OCM), ”NTT 技術ジャーナル, vol.9, no.1, pp26-29, Jan. 1996.

[11] 守倉正博，松江英明，“IEEE802.11準拠無線LANの動向，”信学論B，vol.J84-B, no.11, pp1918-1927, Nov. 2001.

[12] 丸林元，中川正雄，河野隆二，“スペクトル拡散通信とその応用，”電子情報通信学会，May 1998.

[13] 松江英明，守倉正博監修，“802.11高速無線LAN教科書，”IDGジャパン，2003年3月.

[14] 小牧省三，間瀬憲一，松江英明，守倉正博，“無線技術とその応用3　無線LANとユビキタスネットワーク，”丸善株式会社，2004年1月.

[15] 電波産業会，“準ミリ波帯・ミリ波帯の周波数を利用した加入者系無線アクセスシステム標準化規格　P-Pシステム，”ARIB STD-T58, 2000年

[16] 電波産業会，“準ミリ波帯・ミリ波帯の周波数を利用した加入者系無線アクセスシステム標準化規格　P-MPシステム，”ARIB STD-T59, 2001年

[17] Special issues, “Optical Wireless Communications, ”IEEE Wireless Commun., vol.10, no.2, April 2003.

[18] 電波産業会，“光無線LANシステム標準規格，”ARIB STD-T50, 2002年

[19] L.J.Mayer, “Using Fiber Optics with Analog RF Signals,”Proc. of 39th IEEE VTC, June 1989.

[20] W.I.Way, “Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations For Subscriber Loop Applications, ”IEEE J.Lightwave Technol., vol.7, no.11, pp.1806-1818, Nov. 1989.

[21] R.Cross and R.Olshansky, “Multichannel Coherent FSK Experiments Using Subcarrier Multiplexing Techniques,”IEEE J. Lihgtwave Technol., vol.8, no.3, pp.406-415, Mar. 1990.

[22] W.I.Way, R.Olshansky, and K.Sato, eds., “Application of RF and Microwave Subcarriers to Optical fiber Transmission in Presence in Recent and Future

Broadband Networks,"IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.8, no.7, pp.1230-1237, Sept. 1990.

[23] D.C.Cox, " A Radio System Proposal for Widespread Low-Power Tetherless Communications, " IEEE Trans., on Commun., vol.39, no.2, pp.324-335, Feb. 1991.

[24] H.Hiroyo and Y.Kamiya, " Fiber-Optical Microwave Transmission Using Harmonic Laser mixing, Optoelectronic Mixing, and Optically Pumped Mixing, " IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.39, no.12, pp.2045-2051, Dec. 1991.

[25] S.Komaki, K.Tsukamoto, S.Hara, and N. Morinaga, " Proposal of Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications, " Microwave and Optical Technology Letters, vol.6, no.1, pp.55-60, Jan. 1993.

[26] H.Ogawa, " Microwave and Millimeter-Wave Fiber Optic Technologies for Subcarrier Transmission Systems, " IEICE Trans. Commun., vol.E-76-B, no.9, pp.1078-1090, Sept. 1993.

[27] H.Harada, H.J.Lee, S.Komaki, and N.Morinaga, " Performance Analysis of Fiber-Optic Millimeter-Wave and Radio Subscriber Loop,"IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp.1128-1135, Sept. 1993.

[28] S.Komaki, K.Tsukamoto, M.Okada, and H. Harada, "Proposal of Radio Highway Networks for Future Multimedia personal Wireless Communications, " ICPWC'94, pp.204-208, Bangalore, India, Aug. 1994

[29] S.Komaki, K.Tsukamoto, and M.Okada, " Requirements for Radio-wave Photonic Devices from the Viewpoint of Future Mobile Radio Systems, " IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.43, no.9, pp2222-2228, Sep.1995.

[30] 塚本勝俊，大塚裕幸，"光・電波融合ネットワークの現状と将来，"信学誌, vol.80, no.8, pp.859-868, Aug. 1997.

[31] Masayuki Fujise, Katsuyoshi Sato, Hiroshi Harada, and Fumihide Kojima, " ITS Multi-Service Road-Vehicle Communications Based on Radio on Fiber Systems, " Proceedings of WPMC99, pp.119-122, Sep. 1999.

[32] A.J.Cooper, " Fiber/Radio for the Provision of Cordless/Mobile Telephony Services in the Access Networks, " IEEE Electronics Letters, vol.26, no.24, pp.2054-2056, Nov.1999.

[33] 藤瀬 雅行, " ITS の通信基盤の展望と課題, " 信学論 B, vol.J84-B, no.4, pp.655-665, April 2001.

[34] Hiroshi Harada, Katsuyoshi Sato, and Masayuki Fujise, " A Radio-on-Fiber Based Millimeter-Wave Road-Vehicle by A Code Division Multiplexing Radio Transmission Scheme -Symmetry between Uplink and Downlink, " Proceedings of ITST2001, pp.47-52, Oct. 2001.

[35] 塚本勝俊, " 光ファイバ無線 (RoF) とその応用, " 信学技報, OCS2002-65, pp.23-28, 2002.

[36] Hamed AI-Raweshidy and Shozo Komaki, " Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks " Artech Hose Publishers, 2002.

[37] S. Komaki, " Microwave Technologies for Software Radio Networks, " APMC2003, vol.3, pp.1780-1785, Nov. 2003.

[38] 大前 他, " フル光接続光無線システム研究開発 (1), " 電子情報通信学会総合大会, B-5-167, Mar. 2005.

[39] 鈴木 他, " フル光接続光無線システム研究開発 (1)〜(6), " 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-132-137, Sept. 2005.

[40] 鈴木 他, " 光無線と光ファイバのフル光接続技術の研究開発, " 電子情報通信学会技術報告, no.MWP05-7, Nov. 2005.

[41] 岡村周太, " 遍在アンテナを用いた CSMA/CA パケット無線アクセス方式のスループット改善に関する検討, " 信学技報, RSC2002-151, pp.21-26, Aug. 2002.

[42] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki, " Adaptive Transmission Scheme for Web Prefetching in Wireless Environment, " IEICE Trans., Commun., Special Issue on Systems and Electronics Technology, vol.E85-C, no.3, pp.485-491, Mar. 2002.

[43] R. Shinkuma, M. Okada, and S. Komaki,, " A new Resource Management Scheme for Multiple Video Transmission in Wireless Environment, " IEICE Trans., Commun., Special Issue on Mobile Multimedia Communications, vol.E85-B, no.10, pp.2153-2160, Oct. 2002.

[44] R.Ohmoto and H.Ohtsuka, " Performance of FM Double Modulation for Subcarrier Optical Transmission Systems, " IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp.1152-1158, Sept. 1993.

[45] K.Kikushima, H.Yoshinaga, H.Nakamoto, C.Kishimoto, M.Kurobe, K.Suto, K.Kumozaki, and N.Shibata, " Optical Supper Wide-band FM Modulation Scheme and its Application to Multi-channel AM Video Transmission Systems, " IOOC'95, PD2-7 HongKong, 1995.

[46] K.Kikushima, H.Yoshinaga, H.Nakamoto, C.Kishimoto, M.Kawabe, K.Suto, K.Kumozaki, and N.Shibata, " A Super Wideband Optical FM Modulation Scheme for Video Transmission Systems, " IEEE J. Select. Areas Commun., vol.14, no.6, pp.1066-1075 June 1996.

[47] N.Shibata, K.Kikushima, N.Sakurai, and R.Watanabe, " Optical Video Distribution Systems Employing FM Conversion, " IEICE Trans. Commun., vol. J83-B, no.7, pp.948-959, July 2000.

[48] M.Fuse, K.Nojima, Y.Ishii, M.Iwamoto, and S.Morikura, " Analysis of linear distortion characteristics on transmission systems employing optical super wide-band FM technique, " Technical report of IEICE, OCS2000-91, pp.1-6, Feb. 2001.

[49] S.L.Woodward, "Lightwave CATV Systems Using Frequency-modulated Laser and Interferometer, " Electron.Lett., vol.25, no. 24, Nov. pp.1665-1666, 1989.

[50] W.I. Way, Y.H. Lo, T.P. Lee, and C. Lin, " Direct detection of closely spaced optical FM-FDM Gb/s microwave PSK signals,"Photonics Technology Letters, vol. 3, no. 2, pp.176-178, Feb. 1991.

[51] W.V.Sorin, K. W.Chang, G.A.Conrad, and P.R.Hernday, " Frequency Domain Analysis of an Optical FM Discriminator,"IEEE J.Lightwave Technol., vol.10, no.6 , pp.787-793, June 1992.

[52] G. Fiskman, R.Gross, J.Fan and L.Kazovsky, " Performance Optimization of Directly Modulated FM-SCM systems with Optical Discriminator,"Photonics Technol. Lett., vol.5, no.7, pp845-848, July 1993.

[53] R.F.Kalman, J.C.Fan, and L.G.Kazovsky, " Dynamic Range of Coherent Analog Fiber-Optic Links,"IEEE J.Lightwave Technol., vol.12, no.7, pp.1263-1277, July 1994.

[54] G. Yabre and J.Le Bihan, " Intensity Modulation Technique Using a Directly Frequency Modulated Semiconductor Laser and an Interferometer, " IEEE J.Lightwave Technol., vol.13, no.10, pp.2093-2098, Oct. 1995.

[55] G. Yabre, " Interferometric Conversion of Laser Chirp to IM : Effect of the Interferometer Free Spectral Range on the Output Nonlinear Distortion,"IEEE Photonics technology Letters, vol.8, no.10, pp1388-1390, Oct. 1996.

[56] G.Yabre, " Analog Direct-Modulation Behavior of Semiconductor Laser Transmitters Using Optical FM Demodulation,"IEEE J. Lightwave Technol., vol.16, no.3, pp.411-418, Mar.1998.

[57] 平泉他, " 光ヘテロダイン AM/FM 一括変換器の歪特性の検討, " 96 年信学ソサエティ大会, B-1015(1996).

[58] J.B. Song and A.Seeds, " Semiconductor FM Laser Comb Generator, " 6thJKJWS on MWP, pp.20-23, Gyeongju, Korea, Jan.2005.

[59] 秦正人，森永規彦，滑川敏彦，" 空間伝送アナログ光通信方式の受信特性, " 信学論, vol. J66-B, no.1, pp 79-86, Jan. 1983.

[60] X.Xie, J.B.Khurgin, J.Kang, and F.S.Chao, " Compact Linearized Optical FM Discriminator, " IEEE Photonics Technol. Lett., vol.14, no.3, pp.384-386, March 2002.

[61] X.Xie, J.B.Khurgin, J.Kang, and F.S.Chao, " Ring-Assisted Frequency Discriminator with Improved Linearity, " IEEE Photonics Technol. Lett., vol.14, no.8, pp.1136-1138, Aug. 2002.

[62] Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, " High order intermodulation distortion Analysis with consideration of nonlinear compensation in Direct Optical FM RoF System, " MWP2002, pp229-232, Awajisima, Japan, November 2002.

[63] A.Murakoshi, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Theoretical Consideration on Nonlinear Compensation Method for Minimizing High Order Intermodulation Distortion Nonlinear Compensation in Direct Optical FM RoF System, "IEICE Trans. Electron., vol.E86-C, no.7, pp.1167-1174 May 2003.

[64] A.Murakoshi, Kazuo Kumamoto, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Proposal of Nonlinear Compensation Scheme at Optical Discrimination in Direct Optical FM RoF System, " The 3rd J-K Workshop and MWP, pp.67-70, Jan. 2002.

[65] 村越昭彦，熊本和夫，塚本勝俊，小牧省三，" 直接光周波数変調 Radio-on-Fiber における歪抑圧受信方式の提案 " 電子情報通信学会総合大会, Mar. 2002.

[66] A.Murakoshi, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Proposal of a Nonlinear Compensation Scheme Using a Chirp Controller in FM Radio on Fiber System, " 5thJKJWS on MWP, pp.127-130, Otsu, Shiga, Japan, Jan. 2004.

[67] A.Murakoshi, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Proposal of SCM Optical FM method with Nonlinear Compensation Technique in Radio on Fiber Link, " IEEE MWP2004, pp.237-240, Boston, USA, Oct. 2004.

[68] 村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，" 光ファイバ無線アクセスネットワークにおける非線形補償方式を用いた SCM/OFM 方式 "，信学技報，A・P2004-81，SAT2004-79，MW2004-81，OPE2004-71，pp.87-92，2004 年 7 月.

[69] 村越昭彦, 塚本勝俊, 小牧省三, " SCM 光周波数変調 RoF リンクにおける光チャープ制御器を用いた非線形補償方式の提案, " IEICE Trans. on Commun., vol. J88-B, no.11. pp.2275-2286, Nov. 2005.

[70] A. Murakoshi, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Reduction of Optical Beat Interference in SCM Radio-on-Fiber Bus Link using Optical FM Method, " 6thKJJWS on MWP, vol.1, pp.55-58, Gyeongju, Korea, 2005.

[71] A. Murakoshi, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " High Performance RF Signals Transmission in SCM/ WDMA Radio-on-Fiber Bus Link using Optical FM method in Presence of Optical Beat Interference, " IEEE Trans. on Microwave Theory Technique, (to be published : Feb. 2005.)

[72] A.A.M.Saleh, " Fundamental Limit on Number of Channels in Subcarrier Multiplex Lightwave CATV System " Electronics Letters, vol.25, no.12, pp.776-777, Dec. 1989.

[73] D. Kedar and S. Arnon, " Urban Optical Wireless Communication Networks : The Main Challenges and Possible Solutions, " IEEE Optical Communications no.5, pp.52-57, May 2004.

[74] N. K. Shankaranarayanan, S. D. Elby, and Kam Y. Lau, " WDMA/Subcarrier-FDMA Lightwave Networks : Limitations due to Optical Beat Interference, " IEEE J. Lightwave Technol., vol.9, no.7, pp.931-943, July., 1991.

[75] T.Fujii, K. Tsukamoto, and N. Morinaga, " Transmission characteristics analysis of optical fiber bus link with optical amplifier for microcellular communication systems, " IEICE Technical Report, RCS92-76, Oct.1992.

[76] T.H. Wood and N.K. Shankaranarayanan, " Operation of a passive optical network with subcarrier multiplexing in the presence of optical beat interference," IEEE J. Lightwave Technol., vol.11, no.10, pp.1632-1640, Oct., 1993.

[77] S. S. Wagner, " Optical Amplifier Applications in Fiber-Optical Local Networks, " IEEE Trans., on Commun., vol.35, no.4, pp.419-426, April 1987.

[78] 栖原敏明：半導体レーザの基礎 pp.139-167，共立出版株式会社 (1998)

[79] K.Tsukamoto, S.Fujii, S.J.Park, and S.Komaki, " Theoretical Consideration on Nonlinear Distortion Suppression in Directly Optical FM Microwave over Fiber System, " Proc. Microwave Photonics 97, vol.FR3-2, pp.251-255, Sept. 1997.

[80] 藤井　滋之，朴　相兆，塚本　勝俊，小牧　省三，" 直接光周波数無線ハイウェイの受信特性解析と相互変調歪抑圧効果，" 電子情報通信学会技術報告，no.MWP97-6, pp.50-55,. Oct. 1997.

[81] S. Fujii, S.J. Park, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Proposal of Nonlinear Compensation Scheme in Optical Direct FM Fiber-Optic Microcellular Communication system, " Proc. Optelectronics and Communications Conference 98, vol.15A1-4, pp.312-313, July 1998.

[82] K.Kumamoto, K.Tsukamoto, and S.Komaki, " Nonlinear distortion suppression scheme in optical direct FM radio-on-fiber system, " IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.5, pp.1167-1172, May 2001.

[83] R.J.Wescott and C.Eng., " Investigation of Multiple f.m./f.d.m. carriers through a satellite t.w.t. operating near to saturation, " Proc. IEE vol.114, no.6, pp.726-740, June 1967.

[84] S. Stein and J. J. Jones "現代の通信回線理論,"森北出版, pp.136-139, pp.173-182, 1970.

[85] 野島 俊雄，岡本 栄晴"複素べき級数表示による進行波管増幅器入出力非線形特性の解析とひずみ補償への応用,"信学論, vol.J64-B, no.12, pp.1449-1455, 1981年12月.

[86] T. Nojima and T. Konno, " Cuber Predistortion Linearizer for Relay Equipment in 800 MHz Band Land Mobile Telephone System, "IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol.VT-34, no.4, pp.169-177, April 1985.

[87] G.Sato, " Nonlinear Compensation Techniques for Analog Optical Transmission Systems, "The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, pp.33-38, 1996.

[88] H.Toda, T.Yamashita, T.Kuri, and K.Kitayama, " 25-GHZ CHANNEL SPACING DWDM MULTIPLEXING USINGAN ARRAYED WAVEGUIDE GRATING FOR 60-GHZ BANDRADIO-ON-FIBER SYSTEMS,"MWP2003, pp. 287-290, Budapest, Hungary, Sept.2003.

[89] 栖原敏明：光波工学 pp.82-85，コロナ社, 1998.

[90] M.Izutsu, S.Shikama, and T.Sueta, " Integrated Optical SSB Modulator / Frequency Shifter, "IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-17, no.11, pp.2225-2227, Nov. 1981.

[91] Hiroshi Murata, Sadahiko Yamamoto, Hiroyuki Sasai, and Akira Enokihara, " Novel guided-wave electro-optic single-sideband modulator by using periodically domain-inverted structure for a long wavelength operation,"Proceedings of OFC2003, MF53, Atlanta, GA, USA, 2003.

[92] T.Kawanishi, T.Sakamoto, S.Shinada, and M.Izutu, " High-speed optical FSK modulator for optical packet labeling, "Proc. OFC'04, PDP16.

[93] Robert M. Gagliardi and Sherman Karp, "Optical communications / Robert M. Gagliardi and Sherman Karp,"New York : Wiley, 1976. pp.97-104. Optical communications / Robert M. Gagliardi and Sherman Karp

[94] S.F. Clifford, "Laser Beam Propagation in the Atmosphere,"Berlin ; New York : Springer-Verlag, 1978. pp.97-104.

[95] 中嶋信生 他, "新世代ワイヤレス技術,"丸善株式会社, 2004. pp.229-234.

[96] 橋本 義浩, 荘司洋三, 小川博世, "CATV 信号の広帯域FM ミリ波配信システムに関する一検討,"電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-14-12, Sept. 2004.

[97] Mohammad M. Banat, and Mohsen Kavehrad, " Reduction of Optical Beat Interference in SCM/WDMA Networks Using Pseudorandome Phase Modulation, "IEEE J. Lightwave Technol., vol.12, no.10, pp.1863-1868, Oct. 1994.

[98] S.L. Woodward, X. Lu, T.E. Darice, and G.E. Bodeep, " Redection of optical-beat interference in subcarrier networks,"IEEE Photonics Technol. Lett, vol.8, no.5, pp.694-697, May 1996.

[99] C.C. Hsiao, B.H.Wang, and W.I. " Multiple access in the presence of optical beat and co-channel interference using Walsh-code-based synchronized CDMA technique, "IEEE Photonics Technol. Lett., vol.9, no.8, pp.1173-1175, Oct. 1997.

[100] M.Maeda and M.Yamamoto, "FM-FDM Optical CATV Transmission Experiment and System Design for MUSE HDTV Signals, "IEEE J.Sel. Areas Commun., vol.8, no.3, pp.1257-1267, Sept, 1990.

本論文に関する原著論文

A 学会論文

1. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Theoretical Consideration of Nonlinear Compensation Method of Minimizing High-Order Intermodulation Distortion Nonlinear Compensation in a Direct Optical FM System," IEICE Trans. Electron., vol.E86-C, no.7, July 2003.
2. 村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，"SCM光周波数変調RoFリンクにおける光周波数シフタを用いた非線形補償方式の提案," 信学論, vol. J88-B, no.11, pp.2275-2286, 2005年11月.
3. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "High Performance RF Signals Transmission in SCM/ WDMA Radio-on-Fiber Bus Link using Optical FM method in Presence of Optical Beat Interference," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. vol.54, no.2, pp.967- 972, Feb. 2006.

B 国際会議発表

1. Akihiko Murakoshi, Kazuo Kumamoto, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of Nonlinear Compensation Scheme at Optical Discrimination in Direct Optical FM RoF System," The 3rd J-K Workshop and MWP, pp.67-70, Tokyo, Japan, 24-25 January, 2002.
2. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "High order intermodulation distortion Analysis with consideration of nonlinear compensation in Direct Optical FM RoF System," MWP2002, pp.229-232, Awajisima, Japan, November 2002.
3. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of a Nonlinear Compensation Scheme Using a Chirp Controller in FM Radio on Fiber System," The 5th J-K Workshop and MWP, pp.127-130, Otsu, Japan, January 2004.
4. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of

SCM Optical FM method with Nonlinear Compensation Technique in Radio on Fiber Link," MWP2004, pp.237-240, Boston, USA, October 2004.

5. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Reduction of Optical Beat Interference in SCM Radio-on-Fiber Bus Link Using Optical FM Method," The 6th K-J Workshop and MWP, pp.55-58, Gyeongju, Korea, January 2005.
6. Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "A study of a SCM/OFM radio-on-free space optics link using chirp controller," MWP2005, pp.189-192, Seoul, Korea, October 12-14 2005.

C 国内口頭発表

1. 村越昭彦，熊本和夫，塚本勝俊，小牧省三，"直接光周波数変調Radio-on-Fiberにおける歪抑圧受信方式の提案"電子情報通信学会総合大会, Mar. 2002

D 国内研究会発表

1. 村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，"光ファイバ無線アクセスネットワークにおける非線形補償方式を用いたSCM/OFM方式"，信学技報，A・P2004-81，SAT2004-79，MW2004-81，OPE2004-71，pp.87-92，2004年7月.

E 共著論文

1. 福本直紀，村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，"Radio over Infrared Wirelessを用いた空間多重無線方式の提案"，電子情報通信学会総合大会, Mar. 2004.
2. 川西哲也，久利敏明，牧田明彦，中島史人，村越昭彦，"[招待公演]MWP2004報告"，信学技報，MWP04-1，THz04-7，p1，2004年10月.
3. 渡辺英樹，村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，"Radio on MMFにおける同一副搬送波モード多重方式に関する一検討"，信学技報，MWP04-9，THz04-15，pp.45-48，2004年10月.
4. 福本直紀，村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，"Radio on Free Space Opticsシ

ステムにおける同一チャネル副搬送波干渉キャンセラと空間多重の最適化に関する一検討”，信学技報，MWP04-9，THz04-15，pp.49-52，2004年10月.

5. Shozo Komaki, Katsutoshi Tsukamoto, Tomoaki Ishida, Nobuyuki Fujii, Takeshi Higashino, and Akihiko Murakoshi, ”WIRELESS OVER IP EXPERIMENTS IN OSAKA UNIVERSITY”, APMC/04/I/7/60 P795, New Delhi, India, December 2004.
6. 東野武史，蓑田佑紀，今尾勝崇，村越昭彦，ルイホンハイ，塚本勝俊，小牧省三，”ブロードバンドユビキタスのためのソフトウェア無線ネットワークと電波エージェント”，YRP移動体通信産学官交流シンポジウムプロシーディングス，pp.152-153，2005年6月.
7. 亀井美里，村越昭彦，塚本勝俊，小牧省三，”Radio on Free Space Opticsを用いた異種無線信号の室内光中継システムに関する検討”，信学技報，MW2005-44，OPE2005-28，pp.7-12，2005年7月.
8. Naoki Fukumoto, Akihiko Murakoshi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, ”A Study on Unrepeatered Distributed Antenna Method with Convex Mirrors for Radio on Free Space Optics System ” MWP2005, pp.185-188 , Seoul, Korea, October 2005.
9. 久利敏明，坂本高秀，今井薫，福本直紀，村越昭彦，東野武史，戸田裕之，”[招待公演]MWP2005報告”，信学技報，MWP05-1，pp.1-7，2005年10月.
10. 中司佳輔，福本直紀，村越昭彦，東野武史，塚本勝俊，小牧省三，”RoFSOリンクにおける建物ゆれとシンチレーションに起因した光軸ズレを考慮した信号品質に関する理論検討” 電子情報通信学会総合大会, Mar. 2006.