

Title	広帯域光ファイバ無線アクセス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)	熊本, 和夫
Citation	大阪大学, 2002, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/937
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

広帯域光ファイバ無線アクセスネットワーク
における高品質伝送技術に関する研究

熊本 和夫

大阪大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

2002年1月

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もとに、筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究の遂行にあたり、小牧省三教授から賜った御懇篤なる御教示、御鞭撻に対し、ここに深甚なる感謝の意を表する次第である。

本論文をまとめるに際し、大阪大学大学院工学研究科電子情報エネルギー工学専攻教授北山研一博士に懇切丁寧なる御教示、御助言を賜った。ここに深く感謝する。

筆者の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指導、御教示を賜った、大阪大学大学院工学研究科教授森永規彦博士、同前田肇教授(故人)、同塩澤俊之教授、同河崎善一郎教授、同元田浩教授をはじめとする大阪大学大学院通信工学専攻の諸先生方に厚く感謝申し上げる。

また、常日頃より熱心な御検討と懇切丁寧な御助言、御好意あふれる御支援を賜った大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻助教授塚本勝俊博士に深く感謝の意を表する。

また、本研究を遂行するにあたり、貴重な御助言、御協力を頂いた朴相兆博士(現在韓国 Seowon 大学)ならびに莊司洋三博士(現在独立行政法人通信総合研究所)、莊川敬氏(現在日本電気株式会社)をはじめとする卒業生ならびに中西淳平氏、大槻英知氏、岡村周太氏、新熊亮一氏をはじめとする大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻小牧研究室の諸兄に感謝申し上げます。

最後に、折に触れて熱心な御討論と有益な御助言、御協力を頂いた奈良先端科学技術大学助教授岡田実博士に厚くお礼申し上げます。次第である。

内容梗概

本論文は、筆者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻博士課程在学中に行った広帯域光ファイバ無線アクセス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章により構成されている。

第1章は序論であり、本論文に関連する研究分野における研究の状況についてまとめ、本研究の占める位置、目的、意義を明確にしている。

第2章では、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築するための技術として提案されている直接光スイッチング符号分割多元接続方式の原理と特長について述べる。次に、本システムにおいて信号品質改善や接続局数の増加を実現するには、光スイッチを高速度化して処理利得を増大する必要があるという問題点を明らかにし、その解決手段として符号化時間周期を拡大することにより処理利得を増加して信号品質を改善する手法を提案する。

第3章では、直接光スイッチング符号分割多元接続方式で広帯域無線信号を取り扱う際の信号品質を改善する方式として高次帯域標本化拡散方式を提案する。先ず符号化時間周期を拡大しても、高次帯域標本化の原理を用いれば、無線信号が歪なく再生されることを示す。本論文では、3次帯域標本化を例に取りあげて無線信号を無歪で再生するフィルタを示す。伝達特性を理論的に明らかにし、動作原理と構成方法を示す。次に、高次帯域標本化拡散方式を用いて処理利得の改善を図った直接光スイッチング符号分割多元接続方式を新たに提案する。そこでは、実現性を考慮して、任意次数の標本化を行えるシステム構成を簡単化するために拡散符号をいくつかのグループに分割する方式も提案する。更に、受信無線搬送波対雑音電力比について理論解析を行い、提案システムの有効性を示す。

第4章では、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築する技術として直接光周波数変調方式について論じる。先ず光周波数弁別器の非線形性を用いた光ファイバ無線リンク全体の非線形補償の原理を示し、光周波数弁別器の非線形性を制御することで相互変調歪を抑圧できることを示す。次に、光周波数弁別器の非線形性の具体的な制御方法としてマツハツェンダー型光周波数弁別器へ移相器を挿入する方式を提案し、受信無線搬送波対歪およ

び雑音電力比の改善効果について理論的に明らかにする。

第5章では、直接光周波数変調方式におけるマルチオクターブ無線信号の伝送品質について議論する。まず提案方式が2次相互変調歪にも有効であることを示す。次に、空きチャネルの歪電力を最小にすることで非線形補償を実現する受信機を提案する。送信機の半導体レーザの非線形性がランダムに変化することを考慮した計算機シミュレーションを行い、提案する方式の非線形補償性能を示す。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果を総括する。

目次

謝辞	i
内容梗概	iii
図目次	ix
表目次	xi
第1章 序論	1
第2章 直接光スイッチング符号分割多元接続方式を用いた広帯域光ファイバ無線アクセスネットワーク	7
2.1 序言	7
2.2 光ファイバ無線アクセスネットワークと DOS-CDMA 方式	7
2.3 DOS-CDMA 方式の原理	10
2.4 DOS-CDMA 方式の問題点とその解決策	13
2.5 結言	14
第3章 高次帯域標本化を用いた直接光スイッチング符号分割多元接続方式の信号品質改善技術	15
3.1 序言	15
3.2 高次帯域標本化による無線信号再生の原理	15
3.2.1 高次帯域標本化の原理	15
3.2.2 3次帯域標本化された無線信号の再生原理	18
3.2.3 エリアシングキャンセラによる無線信号の再生過程	21
3.3 高次帯域標本化による DOS-CDMA システムの信号品質改善	23
3.3.1 システム構成	23

3.3.2	拡散符号のグループ化法	24
3.4	信号品質の改善効果	26
3.4.1	受信信号品質の理論解析	26
3.5	エリアシングキャンセラの実現性の検討	41
3.6	結言	47
第4章	非線形補償を施した光周波数変調方式を用いた広帯域光ファイバ無線アクセスネットワーク	49
4.1	序言	49
4.2	光周波数弁別器の非線形性を利用した非線形補償の原理	49
4.3	マツハツエンダー型周波数弁別器への移相器挿入による非線形補償方式	59
4.4	結言	65
第5章	非線形補償を施した光周波数変調方式におけるマルチオクターブ無線信号伝送	67
5.1	序言	67
5.2	マルチオクターブ無線信号伝送における非線形歪の振る舞いと抑圧方式	67
5.2.1	受信信号品質の理論解析	67
5.2.2	マルチオクターブ無線SCM伝送における非線形歪補償方式	73
5.3	非線形補償受信器の提案とシミュレーション	76
5.4	結言	77
第6章	結論	79
	参考文献	81
	付録	89
	本論文に関する原著論文	91

目 次

2.1	光ファイバ無線アクセスネットワークの構成	8
2.2	光CDMA方式	9
2.3	直接光スイッチングCDMA方式のシステム構成	10
2.4	DOS-CDMA方式における干渉波抑圧の原理	11
2.5	DOS-CDMA方式の符号語長を拡大する手法	14
3.1	1次帯域標本化と高次帯域標本化	16
3.2	N 次帯域標本化された無線信号の第 k 番目のパルス列によって標本化された信号のスペクトルの概形	18
3.3	3次帯域標本化された無線信号の第2番目のパルス列によって標本化された信号のスペクトル	19
3.4	3次帯域標本化の場合のエリアシングキャンセラの構成	21
3.5	エリアシングキャンセラによる無線信号の再生過程	22
3.6	高次帯域標本化拡散DOS-CDMA方式の構成図	23
3.7	拡散符号のグループ化の一例	25
3.8	符号グループ化法を適用した受信機構成	25
3.9	M 系列符号を用いた場合の標本化回数に対するCIR改善度	31
3.10	Prime系列を用いた場合の標本化回数に対するCI比改善度	33
3.11	M 系列符号を用いた場合のチップレートと受信CIRの関係	34
3.12	M 系列符号を用いた場合の接続基地局数に対する受信CIRの関係	35
3.13	M 系列符号を用いた場合の受信信号電力に対する受信信号品質の関係	36
3.14	Prime系列を用いた場合のチップレートと受信CIRの関係	37
3.15	Prime符号を用いた場合の接続基地局数に対する受信CIRの関係	38
3.16	Prime符号を用いた場合の受信信号電力に対する受信信号品質の関係	39
3.17	M 系列符号とPrime系列の受信CIN比の比較	40

3.18	トランスバーサルフィルタの構成	41
3.19	トランスバーサルフィルタを用いたエリアシングキャンセラの構成	42
3.20	入力信号スペクトルと3次帯域標本化後のスペクトル	43
3.21	トランスバーサルフィルタと理想フィルタの周波数応答	44
3.22	エリアシングキャンセラ出力のスペクトル	45
3.23	トランスバーサルフィルタで構成したエリアシングキャンセラ入出力間の歪特性	46
4.1	マッハツェンダー型光周波数弁別器を用いた直接光FM方式の構成	50
4.2	マッハツェンダー型干渉計の構成	52
4.3	表4.2の2種類の半導体レーザの注入電流に対するFM変調効率特性	55
4.4	最大周波数偏移量と受信信号品質の関係	57
4.5	FSRと受信信号品質の関係	58
4.6	光移相器を挿入したマッハツェンダー型周波数弁別器の構成	59
4.7	移相量が0および $\pi/6$ の場合のMZIの強度透過特性	60
4.8	FSRが17GHzの場合の半導体レーザの非線形性の変化に対する移相量と受信信号品質の関係	62
4.9	FSRが5GHzの場合のレーザの変調特性が変化した場合の位相シフト量に対する受信信号品質	63
4.10	半導体レーザの非線形性に対する最適移相量	64
5.1	VHFテレビジョン伝送におけるIM2歪とIM3歪	68
5.2	LD-1を用いた場合の最大周波数偏移量と受信信号品質の関係	69
5.3	LD-2を用いた場合の最大周波数偏移量と受信信号品質の関係	70
5.4	LD-1を用いた場合のFSRと受信信号品質の関係	71
5.5	LD-2を用いた場合のFSRと受信信号品質の関係	72
5.6	LD-1を用いた場合の移相量と受信信号品質の関係	74
5.7	LD-2を用いた場合の移相量と受信信号品質の関係	75
5.8	非線形補償受信器の構成	76
5.9	LDの非線形性が変化した場合の受信信号品質	77
A.1	関数の1次帯域標本化	90

A.2 標本周期が最大の時の帯域標本化とスペクトル 90

表 目 次

3.1	計算に用いたパラメータ	30
3.2	M 系列符号における符号語長とグループ数と実効長の関係	32
3.3	Prime 符号における符号長とグループ数と実効長の関係	32
4.1	計算に用いたパラメータ	56
4.2	半導体レーザの変調特性	56
5.1	計算に用いたパラメータ	68

第1章 序論

通信サービスを取りまく状況は、ここ数年、劇的に変化してきている。移動体通信においては PDC(Personal Digital Celluler) の普及に始まったユーザ数の急激な増加により周波数資源の不足が発生しているが、それを解決するためのマイクロセル・ピコセル移動通信システムは基地局数・設備費の増大という問題を抱えている [1]。加えて、マルチメディア化に拍車がかかり IMT-2000 においては伝送速度が最大で 2Mbps, さらに第 4 世代携帯電話や MMAC(Mobile Multimedia Access Commnication) では数十～数百 Mbps の伝送速度がターゲットにされている。一方、PC(Personal Computer) の普及に伴い、インターネットを利用する人口も増加の一途をたどり、利用者数は 2001 年 4 月の段階で国内で約 4000 万人、実に総人口の三人に一人にも及んでおり、2004 年には利用人口比率が総人口の 8 割を超えるであろうと予測されている [2]。また、PC を用いたインターネットアクセスの形態も有線系から無線系へと移行してきており、新しい無線 LAN の代表例である IEEE802.11b あるいは 11a をホットスポットで公衆サービスとして用いる動きも見られる。これらの動きをまとめると、多種多様なサービスの信号が混在し、かつ現在よりもさらに質・量ともに上質なインターネットサービスが要求され、将来のネットワークにはそれら进行处理する能力が要求されると容易に予想できる。

こういった情勢の中、低損失性と広帯域性を兼ねそろえた光ファイバネットワークをマイクロ波・ミリ波等の無線周波数信号の伝送媒体として用いて光信号に重畳された無線信号の伝送・交換を行う、無線通信と光通信の融合ネットワーク(光ファイバ無線アクセスネットワーク: Radio on Fiber) は、将来のネットワークを形成する上で非常に有力視されている [3]-[12]。

光ファイバ無線アクセスネットワークに関する研究は、光 CATV システムで映像信号を分配するために用いられる副搬送波多重(Subcarrier Multiplexing: SCM) 方式を発展させ、1980 年代に衛星通信におけるリモートアンテナの分野で始まった [10]。1990 年代に入ると、リモートアンテナを移動通信へ適用した光マイクロセル通信と呼ばれるシステムの研究が盛んに行われるようになった [11][12]。光マイクロセル移動通信の構成は、各セルの無線基地局

を光ファイバを用いて中央の集中制御局と接続するものであり、無線基地局は電気信号と光信号の変換インタフェースのみをもち、変復調などは制御局で行われるため、無線基地局の電波形式に対する汎用性を高めることができる。更に、光ファイバ無線アクセスネットワークは移動通信のみならず、無線を用いた加入者系にも適用することができる。有線系では、各家庭まで光ファイバが敷設され、電話やインターネットアクセス等の各種の通信サービスが提供される FTTH(Fiber To The Home) や、加入者系の直前までを光ファイバ化し、各家庭へはメタリック・ケーブルで配信する FTTC(Fiber To The Curb)[13][14] が推進されている。一方、無線系では FWA(Fixed Wireless Access)[15] が提案されている。このような FWA システムにも光ファイバ無線アクセスネットワークが適用可能であり無線基地局まで電波を光ファイバで伝送し、その先は無線により各加入者に分配する FTTA(Fiber To The Air) システムの検討が進められており、マルチメディア通信に対応するためミリ波を用いた超高速データ通信に関して研究が行われている [16][17]。

光ファイバ無線アクセスネットワークの特長は、電波を光ファイバに閉じ込めて伝送するので光ファイバを他者に干渉することなく電波を伝送するための自由空間として利用できることにある。従って、光ネットワーク内を無線空間が様々な電波形式が保存されたまま伝送され、かつ途中で所望の目的地にルーティングされれば、あるセルの電波空間をそのまま離れた場所に開くことができ、離れた場所で同一のセルを共有できる。これによると、異なった電波形式の複数のサービス事業に対して共通のバックボーンを構成しやすくなり、冒頭で述べた将来必要となる処理能力をもったネットワークが構築できる。このような光ファイバ無線アクセスネットワークは、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 [18] と呼ばれており、無線信号の多重アクセス方式、変復調方式などについて研究されてきた。

さて、光ファイバ無線アクセスネットワークへの無線信号の多重アクセス方式は、多くの無線基地局が光ファイバケーブルによって相互接続され変復調などの信号処理を集中制御局で行うために重要な技術であり、多くの広帯域な無線信号の収容を可能とする必要がある。これまで、無線信号の多重アクセス方式として、時間スロットを基地局毎に割り当て多重化する時分割多重アクセス方式 (Time Division Multiple Access : TDMA)[19][20]、基地局ごとに異なった副搬送波周波数を割り当てて多重する周波数分割多重アクセス方式 (Frequency Division Multiple Access : FDMA)[21]、そして符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access : CDMA) 方式 [22][32]-[48] が検討されてきた。中でも、IMT-2000 でも採用されている CDMA 方式は、FDMA 方式と比較して、電波形式に対する独立性が高く、TDMA 方式と比較して非同期アクセス性に優れているなどのメリットを有している。一方、基地局毎に光

波長を割り当てて多重する波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing : WDM) や多芯ファイバなどを用いて空間的に信号を多重する空間分割多重 (Space Division Multiplexing : SDM) 方式と比較すると, CDMA 方式は収容可能な基地局数が多く, アクセス系ネットワークに適しており, これら技術と CDMA 方式は CDMA/WDM, CDMA/SDM のハイブリットネットワーク [23] を形成すればさらに多彩かつ柔軟性の高いネットワークを構築できると考えられる.

光ファイバ無線アクセスネットワークに適用可能な CDMA 方式は, 大きく 2 つに分類できる. 1 つは基地局で受信した信号を電気領域で符号拡散した後に光信号に変換する電気領域 CDMA [22] であり, もう 1 つは光信号に変換した後に符号拡散する光領域 CDMA (光 CDMA と呼ぶ) である. 光 CDMA 方式の方が光の広帯域性を用いて高い処理利得を得ることができると考えられる. 光 CDMA 方式については, これまでファイバ遅延線を用いて時間領域で符号化する方式 [24]-[26], 光位相マスクを用いて周波数領域で符号化を行う方式 [27]-[30], そしてコヒーレントな光搬送波を用いて BPSK 符号化する方式 [31] がデジタル光信号に対する拡散方式として検討されてきているが, これらはハードウェア規模や設備コストの問題から, 本論文で取り扱う無線信号の光伝送システムにそのまま適用することはできない. そこで, ファイバ無線アクセスネットワークに適した光 CDMA 方式として, 無線信号が重畳された強度変調光信号に対し, 拡散符号のチップパターンに応じて光スイッチをオン-オフすることで拡散・逆拡散を行う直接光スイッチング (DOS : Direct Optical Switching)-CDMA 方式が提案され, 理論的 [32]-[43] および実験的 [44]-[48] に検討が加えられてきた. また, 筆者はこの DOS-CDMA 方式に関して信号の高品質伝送方式の提案 [37]-[43] と実験的検討 [44]-[48] を行ってきた.

DOS-CDMA 方式では, 光スイッチを用いて拡散・逆拡散を行うため, 高速度な光スイッチを用いれば高い処理利得・収容局数を実現できるが, 無線信号を帯域標本化の定理に基づいて伝送・再生しているため, 無線信号の帯域が広帯域になればなるほど, また収容局数が増加すればするほど, 無線搬送波対干渉電力比 (CI 比) を高品質に維持するためには非常に高速な光スイッチが要求される. しかしながら, 超高速光スイッチの使用にはデバイス面の高速度化の限界, 拡散符号のチップ同期の困難性, 設備費の増大など, 多数の問題が発生する. そこで本論文では, 高速な光スイッチを使用することなく DOS-CDMA 方式の処理利得を向上し, 伝送される多数の無線信号の品質改善を行うことを第 1 番目の目的としている. 本目的を実現するため, 筆者はエリアシングキャンセラを新たに提案している. 本提案は, チップレートを維持して拡散符号の符号化時間周期を拡大することが, 光スイッチのオン-

オフ操作によって符号拡散された光信号を高次帯域標本化 [49][50] することに等価であることに着目したものである。更に高次帯域標本化拡散方式とエリアシングキャンセラを、無線信号を歪なく再生する DOS-CDMA 方式に適用することにより、光スイッチの高速度化を必要としない広帯域無線信号の収容能力の向上、および処理利得改善・収容局数増加が可能である [37]-[43]。本論文では、それらの改善効果を理論的に解析し、改善量を定量的に把握することを目的にしている。

さて、光ファイバ無線アクセスネットワークで、取り扱う無線周波数信号として CATV や無線 LAN、アナログ/デジタル地上波放送など広帯域なマルチキャリア信号を想定すると光ファイバ無線アクセスネットワークで広く使用されている光強度変調/直接検波 (Intensity Modulation / Directly Detection : IM/DD) 方式では、半導体レーザの非線形強度変調特性に起因して相互変調歪が発生し、伝送品質が劣化してしまう [51]。また半導体レーザ変調時のクリッピングによる信号品質の劣化も深刻な問題となる [52]。これに対して、本来非線形性に強い周波数変調 (FM) 方式を光ファイバ無線アクセスネットワークに適用する検討がいくつかなされている。例えば、FM 方式の広帯域利得を利用することにより、CATV における映像分配では FM-FDM-IM/DD 方式は AM-VSB-FDM-IM/DD 方式よりも高い信号電力対雑音電力比 (SN 比) を確保できることが明らかになっている [53]。また、半導体レーザの非線形性に対抗するため副搬送波多重信号で一旦 FM 変調を行い、次に FM 波で光強度変調を行う SCM/FM/IM システムも検討されている。これらは、電気領域で FM を 1 次変調として使用する方式であるが、光領域での FM 方式の適用も検討されている。例えば、文献 [54] では、光 FTTH の 1 つである光 PON システムにおいて、高受信搬送波電力対雑音電力比 (CN 比) を必要とする映像分配を行うために FM 方式の広帯域利得を期待して光 FM の適用を検討している。この検討では、マルチオクターブのマルチキャリア IF 帯信号によって半導体レーザを周波数変調することにより、光 FM 波を生成し、それを光ヘテロダイン検波することによって電気 FM 波を得ている。この FM 波によって半導体レーザを光強度変調することによって先述の SCM/FM/IM 方式を実現し、高受信 CN 比と非線形歪に対する耐性を得ているわけである。以上は、いずれも電気領域での周波数変調を 1 次変調として用い、光強度変調を 2 次変調として用いる方式であるが、広帯域な無線周波数信号や非常に多くのチャンネルをもつマルチキャリア信号の伝送を考慮すると光強度変調を用いず、より一層光の広帯域性の利用と高検波利得が期待できる光領域での周波数変調 (光 FM) が、光ファイバ無線アクセスネットワークに有効と考えられる。しかしながら、光 FM を半導体レーザの直接周波数変調によって実現すると、半導体レーザ周波数の変調特性が有する非線形性を十分に

考慮しなければならない。

光 FM 方式の信号伝送特性に関して数多くの検討がなされている [55]-[64] が、非線形歪を厳密に解析したものはこれまで報告されていない。文献 [60] では光周波数弁別器 (Optical Frequency Discriminator : OFD) にマッハツェンダー型干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer : MZI) とファブリペロー干渉計を用い、OFD の非線形性のみを考慮して 3 次の相互変調歪 (3rd order Intermodulation Distortion : IM3) を導出している。また、文献 [61] では OFD にファブリペロー干渉計を用いて無線波 1 波での変調実験が報告されている。文献 [62] ではファブリペロー干渉計を OFD として用いて SCM 信号の伝送システムについて寄生強度変調成分 (IM 成分) を考慮した実験を行っているが半導体レーザの FM 変調特性の非線形性については議論されていない。文献 [63][64] では、半導体レーザのレート方程式に基づいて IM 成分と FM 成分の非線形性とマッハツェンダー型周波数弁別器の非線形性についても議論しているが、最終的な受信信号対雑音電力比 (SN 比) などの信号品質の解析までは行っていない。以上のように現状では伝送特性の評価についてはいくつか検討が見られるが、非線形性の補償にまで踏み込んだ検討は殆どなされていない。

そこで本論文では、無線周波数信号を伝送する光 FM-光周波数弁別方式において半導体レーザの周波数変調特性の非線形性の補償方式を検討し、光ファイバ無線アクセスネットワークにおける多チャネルマルチキャリア信号を含む広帯域無線周波数信号の高品質伝送方式を提案することを第 2 番目の目的としている。このような検討として、文献 [65]-[69] では光ファイバ無線アクセスネットワークに光 FM 方式を適用して無線 SCM 信号を伝送した際の半導体レーザの FM 変調特性と OFD の非線形性、IM 成分や諸雑音要因を考慮した受信無線周波数信号の信号品質について理論解析を行っている。その結果、MZI を OFD として用い、これに半導体レーザの非線形性を打ち消す特性を与えることで、FM 検波を行うと同時に非線形歪を抑圧する方式の有効性が明らかにされている。本論文では更に、非線形補償方式として MZI の片側のパスに移相器を挿入する [70] ことを提案し、周波数透過特性を変化させることによって補償効果の調整が可能となり、高品質伝送が実現できることを明らかにする。

ところで、これまでの研究では非線形歪として 3 次の相互変調歪しか考慮されていない。しかし広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークにおいてマルチオクターブの無線周波数帯 SCM 信号の伝送を考慮して 2 次の相互変調歪の抑圧を検討しなければならない。そこで本論文では、更にマルチオクターブ無線周波数帯 SCM 信号伝送に適した非線形補償方式を提案し、理論解析と MZI の移相量を制御し非線形歪みを抑圧する受信機の構成を示し、計

算機シミュレーションにより提案方式の有効性を示す。

本論文は、以下の6章により構成されている。

第1章は序論であり、本論文に関連する研究分野における研究の状況についてまとめ、本研究の占める位置、目的、意義を明確にしている。

第2章では、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築するための技術として提案されている直接光スイッチング符号分割多元接続方式の原理と特長について述べる。次に、本システムにおいて信号品質改善や接続局数の増加を実現するには、光スイッチを高速度化して処理利得を増大する必要があるという問題点を明らかにし、その解決手段として符号化時間周期を拡大することにより処理利得を増加して信号品質を改善する手法を提案する。

第3章では、直接光スイッチング符号分割多元接続方式で広帯域無線信号を取り扱う際の信号品質を改善する方式として高次帯域標本化拡散方式を提案する。先ず符号化時間周期を拡大しても、高次帯域標本化の原理を用いれば、無線信号が歪なく再生されることを示す。本論文では、3次帯域標本化を例に取りあげて無線信号を無歪で再生するフィルタを示す。伝達特性を理論的に明らかにし、動作原理と構成方法を示す。次に、高次帯域標本化拡散方式を用いて処理利得の改善を図った直接光スイッチング符号分割多元接続方式を新たに提案する。そこでは、実現性を考慮して、任意次数の標本化を行えるシステム構成を簡単化するために拡散符号をいくつかのグループに分割する方式も提案する。更に、受信無線搬送波対雑音電力比について理論解析を行い、提案システムの有効性を示す。

第4章では、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築する技術として直接光周波数変調方式について論じる。先ず光周波数弁別器の非線形性を用いた光ファイバ無線リンク全体の非線形補償の原理を示し、光周波数弁別器の非線形性を制御することで相互変調歪を抑圧できることを示す。次に、光周波数弁別器の非線形性の具体的な制御方法としてマツヘンダー型光周波数弁別器へ移相器を挿入する方式を提案し、受信無線搬送波対歪および雑音電力比の改善効果について理論的に明らかにする。

第5章では、直接光周波数変調方式におけるマルチオクターブ無線信号の伝送品質について議論する。先ず提案方式が2次相互変調歪にも有効であることを示す。次に、空きチャネルの歪電力を最小にすることで非線形補償を実現する受信機を提案する。送信機の半導体レーザの非線形性がランダムに変化することを考慮した計算機シミュレーションを行い、提案する方式の非線形補償性能を示す。

第6章は結論であり、本研究で得られた成果を総括する。

第2章 直接光スイッチング符号分割多元 接続方式を用いた広帯域光ファイ バ無線アクセスネットワーク

2.1 序言

本章では，広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築するための技術として提案されている直接光スイッチング符号分割多元接続 (Direct Optical Switching Code Division Multiple Access: DOS-CDMA) 方式についてシステムの原理と特長について述べる．次に，信号品質の改善や接続局数の増加の実現に必要な処理利得の増加，すなわち，光スイッチの高速化を問題点としてとらえ，その解決手段として，符号化時間周期の拡大による信号品質の改善方式を提案する．

2.2 光ファイバ無線アクセスネットワークとDOS-CDMA方式

図 2.1 に光ファイバ無線アクセスネットワークの概念図を示す．各無線基地局は受信した無線信号を光信号に変換し，そのままの形態で光ファイバへ送り込む．こうして転送された光信号は途中の光ルーティングノードでルーティングされ目的の基地局や制御局に伝送される．このように光ファイバを無線信号に対する仮想的な自由空間とみなし，光ファイバネットワークによりマイクロ波・ミリ波無線信号をそのままの形で伝送・交換するネットワークを光ファイバ無線アクセスネットワークと呼んでいる．

光ファイバ無線アクセスネットワークにおける光信号の多重アクセスを実現するための方式として，周波数分割多元接続方式 (FDMA) や時分割多元接続方式 (TDMA)，そして符号分割多元接続方式 (CDMA) が研究されている．無線信号の副搬送波で多重する FDMA 方式

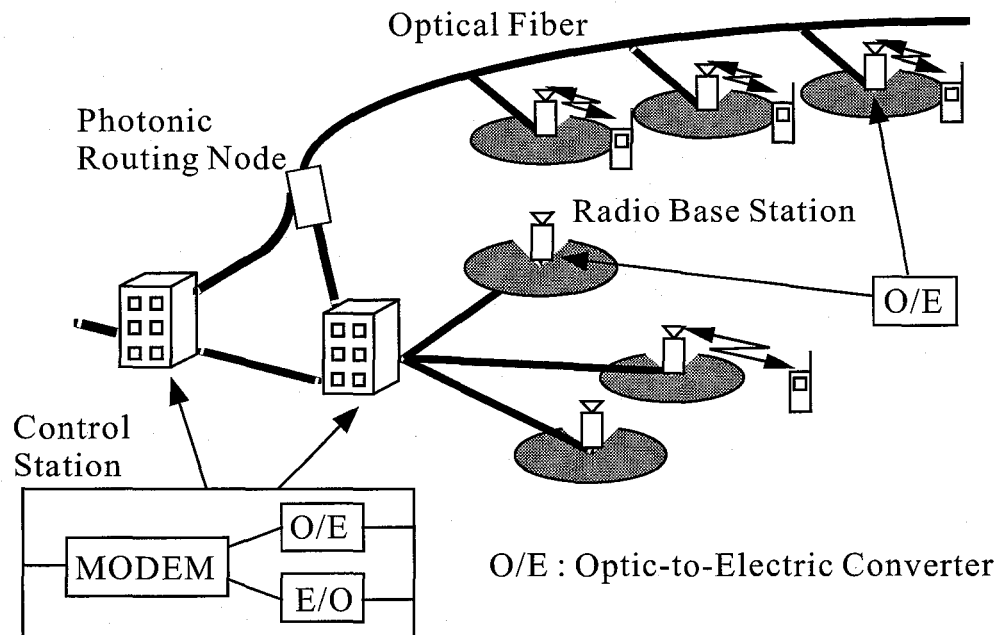


図 2.1: 光ファイバ無線アクセスネットワークの構成

では各基地局がレーザ波長を高精度で制御しないと複数の光信号間の干渉による信号光間ビート雑音が発生し，受信無線搬送波対干渉波電力比 (CI比) を大きく劣化させる要因となる [21]．これに対して基地局に入力された無線信号を標本化した後に時分割多重して制御局に伝送する同期型 TDMA 方式 [19][20] では原理的に光ビート雑音が発生しないために FDMA 方式に比べ受信特性がよいものの，常に各無線基地局は時間同期していなければならずネットワークの規模が大きなものになる程同期確保の実現が困難となる．さらに伝送する無線信号がないときも伝送チャネルを確保するために，効率がよい方式とは言い難い．

これに対して CDMA 方式は

- ・ FDMA 方式に対して無線基地局で同一の光周波数帯を共有できる．
- ・ WDMA と比較して無線基地局で同一の光周波数帯を共有する．
- ・ TDMA に対して各無線基地局同士は非同期でよい．

といった特長を有している．

無線ハイウェイに適用可能な CDMA 方式は大きく電気領域 CDMA と光領域 CDMA に分けられる．電気領域 CDMA [22] では各無線基地局で受信された無線信号は符号拡散された後で直接光強度変調 (Intensity Modulation : IM) による光信号に変換されるため，電気回路の帯域によって拡散帯域が制限され高い処理利得を得ることができない．一方，無線信号を変調信号とする直接光強度変調後に光符号拡散する光領域 CDMA では，光の広帯域性をを用い

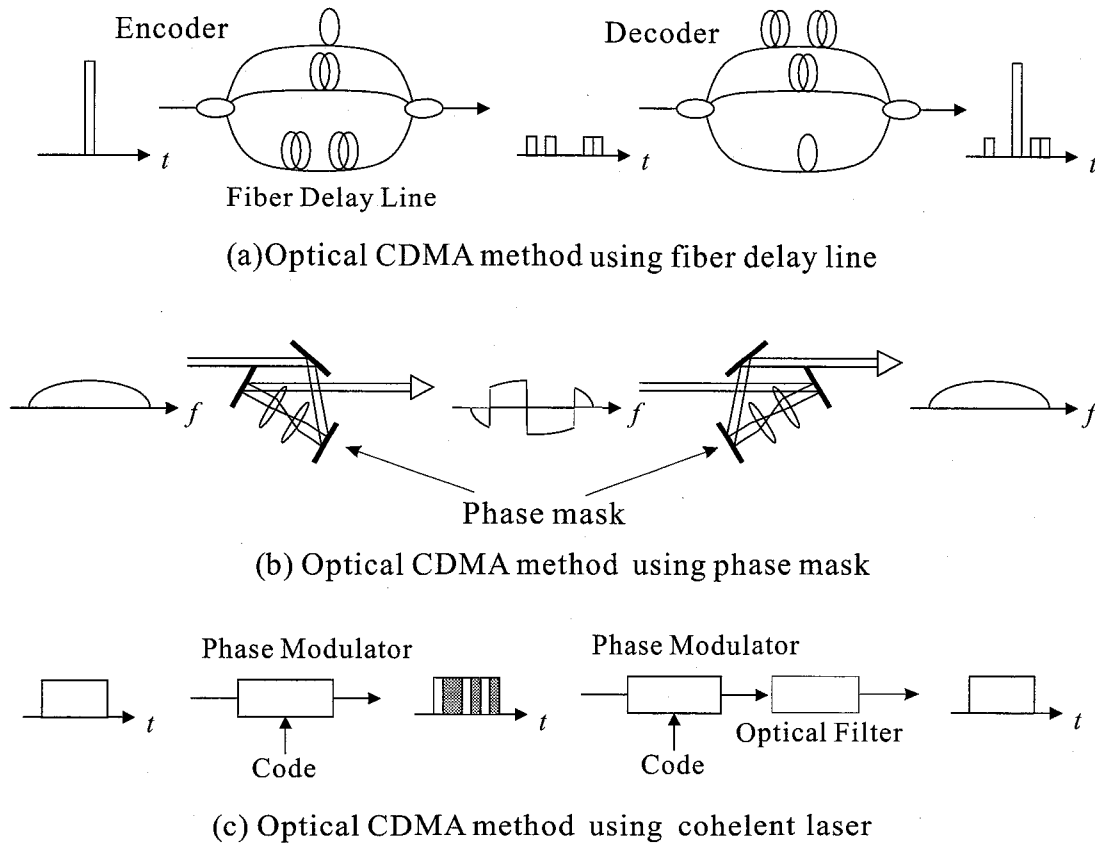


図 2.2: 光 CDMA 方式

て高い処理利得を得ることができる。

このような光領域の CDMA 方式はこれまで、図 2.2 に示すようなファイバ遅延線を用いて時間拡散する方式 [24]-[26]、位相マスクを用いて周波数領域で時間拡散する方式 [27]-[30]、コヒーレントな光搬送波を用いて BPSK 符号化する方式 [31] が検討されているが、これらを本論文で取り扱う無線信号の光伝送システムにそのまま適用することはできない。これらの方式をそのまま無線ハイウェイに適用するとファイバ型整合フィルタや位相マスクを用いる方式では拡散符号はハードウェアで実現されており、使用する拡散符号の変更に対して柔軟性に欠ける。一方コヒーレントな光搬送波を用いて BPSK 符号化する方式では、光の波長制御を高精度で行い狭帯域な光フィルタを用いる必要があり、システムが複雑になる。最近では、文献 [26] など BPSK 符号化をファイバ遅延線と時間ゲートを用いて実現することで光フィルタを用いない方法も提案されている。

これに対して、直接強度変調された光信号を拡散符号のチップパターンでオン-オフする光スイッチにより直接時間拡散する直接光スイッチング (Direct Optical Switching : DOS)-

CDMA方式が提案されている[32]-[48]. DOS-CDMA方式では, 基地局は光・電気の変換インタフェース機能と光スイッチによる拡散機能のみを有すればよいので, 基地局の小型化・経済化が実現できる. また光スイッチのオン-オフ符号化時に光強度に重畳された無線信号を光自然帯域標本化して伝送するので, 受信機において帯域フィルタを用いることにより無線信号を歪なく再生できる.

2.3 DOS-CDMA方式の原理

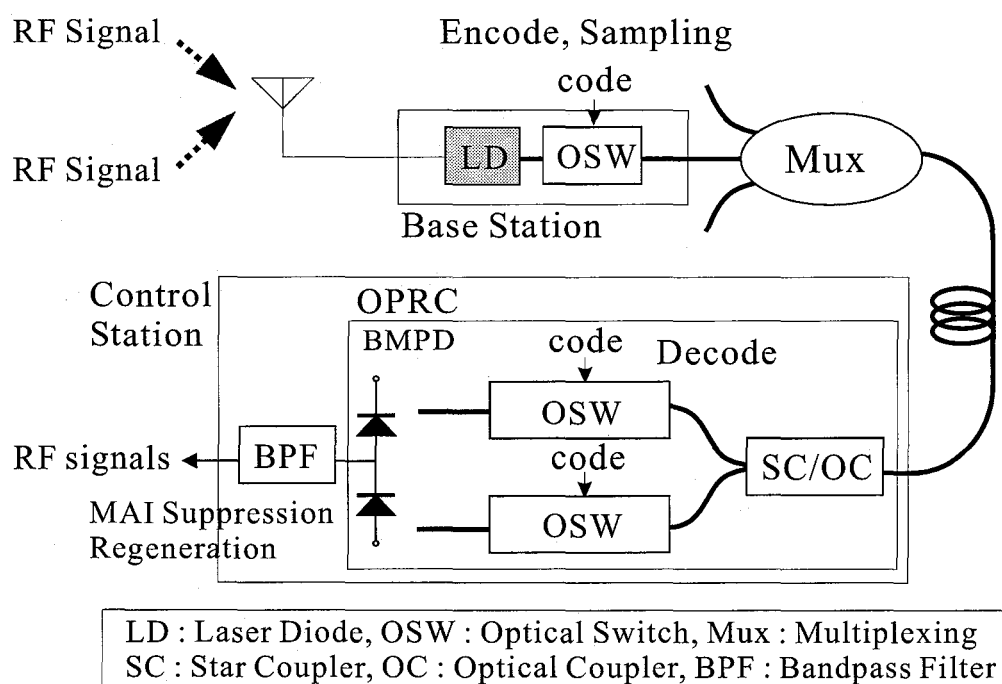


図 2.3: 直接光スイッチング CDMA 方式のシステム構成

直接光スイッチング CDMA 方式は, 図 2.3 に示すようにアンテナ, レーザダイオード (LD), 光スイッチ (OSW) から構成される基地局設備と, 光スイッチ, 光検波器 (PD), 帯域フィルタ (BPF) から構成される中央局設備を光ファイバケーブルでつないだ形で形成される. 基地局では, 受信した無線信号を LD で直接強度変調 (IM) し, 光スイッチングのオン-オフ操作で符号拡散する. 途中, 他局から来た信号と多重化された光信号は中央局へと伝送され, 希望する基地局に対応した各受信機へと分岐される. 各受信機では希望する基地局に対応した拡散符号で動作する光スイッチで信号を逆拡散し, 直接光検波 (DD) した後に帯域フィルタリングによる無線信号波の再生を行う. これは, 送信側の光スイッチによる符号拡散が無

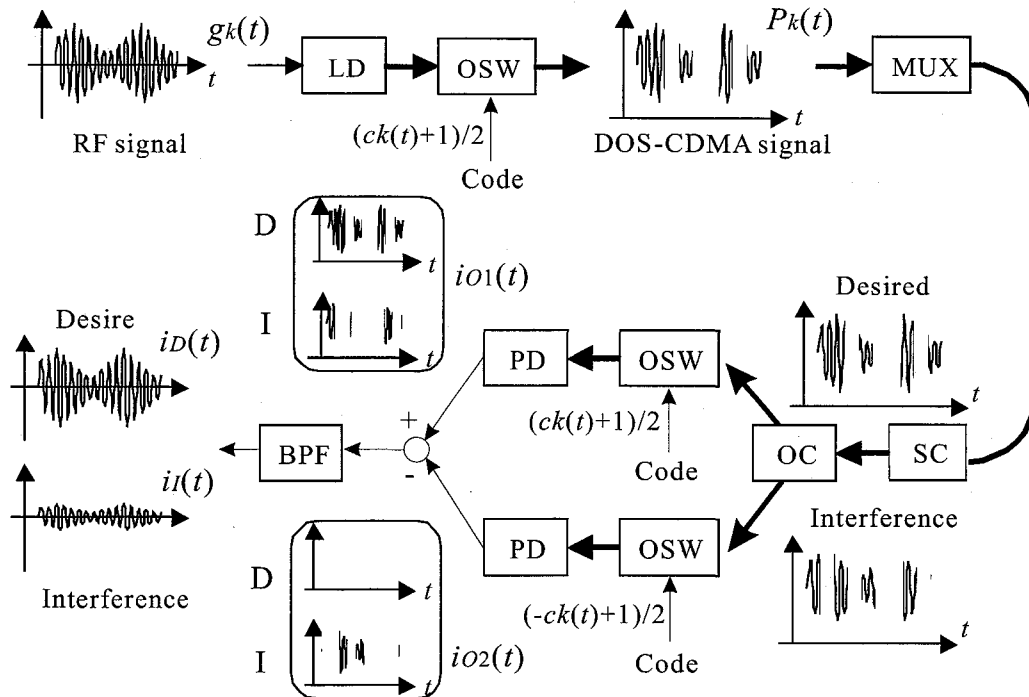


図 2.4: DOS-CDMA 方式における干渉波抑圧の原理

線信号の光自然帯域標本化と等価であるためである。

図 2.4 は DOS-CDMA 方式における干渉波抑圧の原理を表す。無線基地局および中央局の光スイッチは擬似乱数 (PN) 系列でスイッチングされ、PN 系列が '1' の時のみ信号を送出する。すなわち、送信光 PAM/IM 信号、 $P_k(t)$ は次式で表される。

$$P_k(t) = P_S \{1 + g_k(t)\} \frac{c_k(t) + 1}{2} \quad (2.1)$$

ここで、 P_S は LD の出力光電力であり、 $g_k(t)$ は k 番目の基地局が受信した無線信号、そして $c_k(t)$ は基地局に与えられた拡散符号であり、 $c_k(t) = [-1, 1]$ である。

中央局では受信した光信号は光反転相関機 (Optical Polarity Reversing Correlator : OPRC) に入力される。OPRC は入力信号を 2 分岐した後、それぞれに対してオン-オフ操作を行う。このとき、図の上側の光スイッチは送信側と同期した同系列の拡散符号で動作する。すなわち、希望する基地局の信号はそのまま通過させ、非希望の信号については PN 符号の '1' の部分が一致したものを通過させる (図 2.4 参照)。したがって、このスイッチの出力を PD で検波した出力信号、 $i_{o1}(t)$ は次式で与えられる。

$$i_{O1}(t) = \alpha \sum_{j=1}^M P_j g_j(t) \frac{c_j(t) + 1}{2} \frac{c_k(t) + 1}{2} + i_{n1}(t) \quad (2.2)$$

ここで、 i_{n1} は LD の相対強度雑音，ショット雑音，受信機の熱雑音に起因した加法性雑音である。

一方，図の下側の光スイッチは送信側と同期した逆系列の拡散符号で動作する．下側の光スイッチの出力では，希望する基地局の信号は，PN 符号の '0' がオンとなるので表れないが，非希望の信号については，送信側 PN 符号の '0' と非希望の送信機の PN 符号の '1' が一致したときにのみ表れるため上側の光スイッチと同様の出力を得ることになり，すなわち次式で与えられる．

$$i_{O2}(t) = \alpha \sum_{j=1}^M P_j g_j(t) \frac{c_j(t) + 1}{2} \frac{-c_k(t) + 1}{2} + i_{n2}(t) \quad (2.3)$$

これら2つの光スイッチの出力をバランスミキシング光検波すると光検波器出力には上側の光スイッチを通過した拡散符号のチップパターンでオン-オフされた希望信号が現れるが，非希望信号は2つの光スイッチの出力の差，すなわち BPSK 拡散された無線信号として現れる．光検波器出力から帯域フィルタリングによって希望無線信号波の再生が行われる．DOS-CDMA 方式システムでの送信側の光スイッチのオン-オフ操作による符号拡散は光強度に重畳された無線信号波の光自然帯域標本化と等価であるから，このとき受信側で帯域フィルタリングにより無線信号波を歪なく再生するためには，標本化周波数は無線信号の帯域幅の2倍以上である必要がある．フィルタリング後の希望信号波成分 $i_D(t)$ および干渉信号波成分 $i_I(t)$ の出力電流はそれぞれ

$$i_D(t) = \alpha P_k g_k(t) \frac{c_k(t) + 1}{2} \quad (2.4)$$

$$i_I(t) = \alpha \sum_{j=1, j \neq k}^M P_j g_j(t) \frac{c_j(t) + 1}{2} c_k(t) \quad (2.5)$$

で表される．式(2.4)(2.5)より，DOS-CDMA 方式における受信無線搬送波電力対干渉波電力比(CI比)は次式で与えられる [35]．

$$\begin{cases} CIR_{(p)} = \frac{p^2}{\sigma_c^2(M-1)} & \text{for prime codes} \\ CIR_{(M)} = \frac{L}{M-1} & \text{for M sequences} \\ CIR_{(Gold)} = \frac{4}{M-1} \cdot \frac{L(L+1)^2}{L^2+5L+7} & \text{for Gold codes} \end{cases} \quad (2.6)$$

ここで、 p は Prime 符号の Prime Number[71]、 M は接続基地局数、 L は M 系列符号および Gold 符号の符号語長、そして σ_c^2 は Prime 符号の相互相関値の分散であり、およそ 0.29 であることが知られている [71].

2.4 DOS-CDMA 方式の問題点とその解決策

DOS-CDMA 方式では光信号に重畳された無線信号波を光自然帯域標本化伝送しており、その標本化周波数は無線信号の帯域幅の 2 倍以上が要求される。そのため、通常 DOS-CDMA 方式では拡散符号の符号化時間周期と標本化周期を一致させることで受信機において無線信号を歪なく再生をしている。すなわち、拡散符号の符号化時間周期 T_L と無線信号の帯域幅 B_{rf} には、次式の関係がある。

$$T_L = L \times T_C \leq T_S = \frac{1}{2B_{rf}} \quad (2.7)$$

ここで、 T_C および T_S はそれぞれチップレートと無線信号をひずみなく再生できる最大の標本化周期である (付録)。

同式より DOS-CDMA 方式では、無線信号の周波数帯域の広帯域化が進むと要求される標本化速度が増加し、拡散符号の符号化時間周期が短くなるために使用可能な拡散符号の符号語長が短くなり、収容局数・干渉耐性が低くなることがわかる。この符号語長を拡大する手法の一つが、無線の DS/SS(Direct Sequence/Spectrum Spreading) と同様にチップレート $1/T_C$ を高くすることで標本周期内に収まる符号語長を拡大する方法である (図 2.5)。これにより信号品質の改善や接続局数の増加が実現できるが、高速な光スイッチを用いる必要があり、デバイスの問題だけでなく高速符号同期系のシステムの高コスト化、実現性の困難さという問題が現れる。

そこで、本論文では符号化周期 T_S を拡張することでチップレートを維持したままで符号語長を伸ばし、広帯域無線信号に対する DOS-CDMA 方式の受信信号の品質改善を行う手法

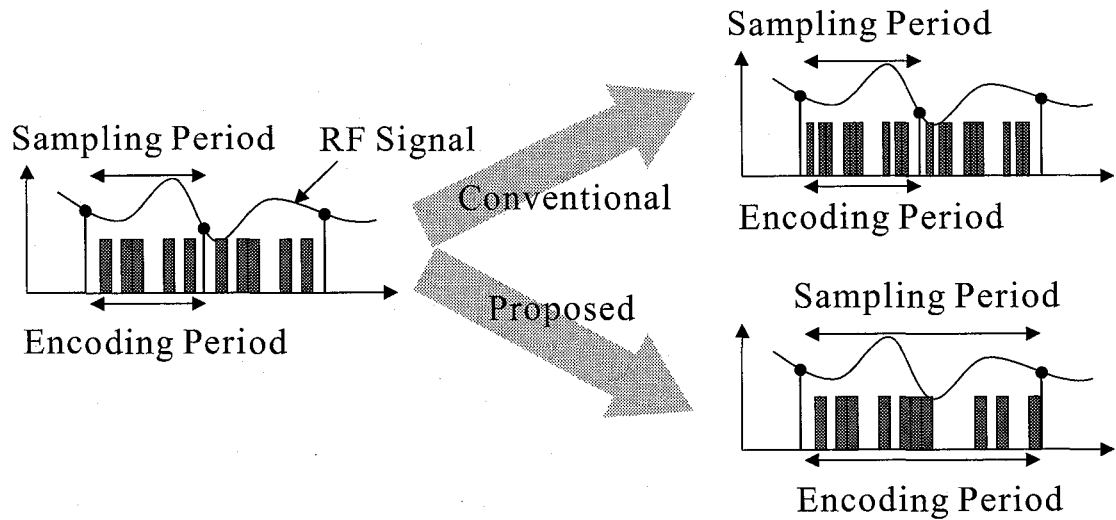


図 2.5: DOS-CDMA 方式の符号語長を拡大する手法

を提案する。しかしながら，符号語長を拡大するだけでは符号化時間周期 T_L がナイキストのサブサンプリングの定理 (帯域標本化の原理) を満足せず $T_L > T_S$ となるために，再生された無線信号にはスペクトルエリアシングとよばれるスペクトル重なりによる歪が発生し，品質劣化を招く。そこで本論文では，更に高次帯域標本化の原理 [49][50] を適用して，このスペクトルエリアシングを抑圧する方式を提案する。

2.5 結言

本章では，広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築するための技術として提案されている DOS-CDMA 方式についてシステムの原理と特長について述べた。次に，信号品質の改善や接続局数の増加の実現に必要な処理利得の増加，すなわち，光スイッチの高速度化を問題点としてとらえ，その解決手段として，符号化時間周期の拡大による信号品質の改善方式を提案した。

第3章 高次帯域標本化を用いた直接光スイッチング符号分割多元接続方式の信号品質改善技術

3.1 序言

本章では、DOS-CDMA方式で広帯域無線信号を取り扱う際の信号品質を改善する方式として高次帯域標本化拡散方式を提案する。先ず符号化時間周期を拡大しても、高次帯域標本化の原理を用いれば、無線信号が歪なく再生されることを示す。第3.2節では、3次帯域標本化を例に取りあげて無線信号を無歪で再生するフィルタを示し、伝達特性を理論的に明らかにし、動作原理と構成方法を示す。次に、第3.3節で高次帯域標本化拡散方式を用いて処理利得の改善を図ったDOS-CDMA方式を新たに提案する。ここでは、実現性を考慮して、任意次数の標本化を行えるシステム構成を単純化するために拡散符号をいくつかのグループに分割する方式も提案する。更に、第3.4節で受信無線搬送波対干渉波電力比(CI比)について理論解析を行い、提案システムの有効性を示す。

3.2 高次帯域標本化による無線信号再生の原理

3.2.1 高次帯域標本化の原理

図3.1に通常の帯域標本化(本論文では1次帯域標本化と呼ぶ)と高次帯域標本化の違いを示す。一般に、 N 次の帯域標本化は、互いに任意の位置関係にある N 個の等しい周期をもった標本パルス列によって行われる。このとき、各標本パルス列の時間周期は、それぞれ1次の帯域標本化に比べて N 倍長い。本節の目的は、高次帯域標本化されスペクトルエリアシングの生じている無線信号を歪なく再生できるフィルタの伝達関数を見つけることである。従って、以下では先ず N 次の帯域標本化された無線信号のスペクトルを求め、続いてフィル

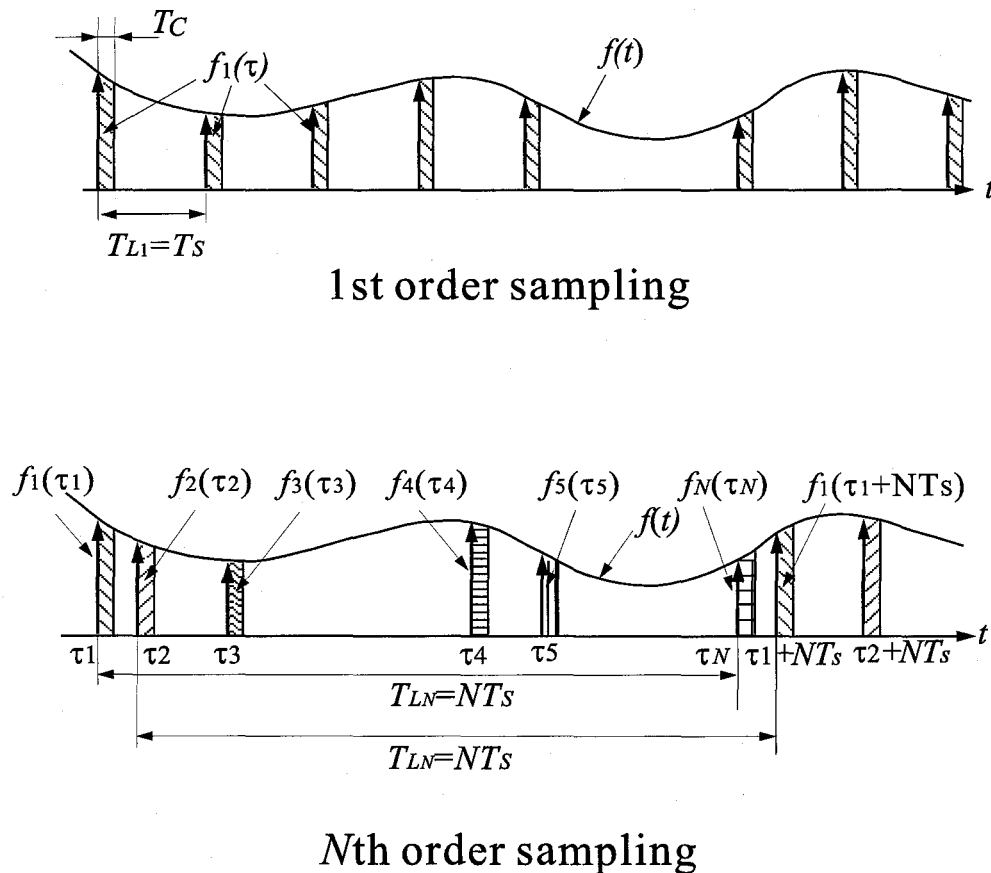


図 3.1: 1次帯域標本化と高次帯域標本化

タの伝達関数を導出する。搬送波周波数 f_c の無線周波数信号の包絡線を $f(t)$ とし、 N 次標本化における各標本パルス列の時間間隔をそれぞれ $\tau_2 - \tau_1, \tau_3 - \tau_2, \dots, \tau_1 + NT_s - \tau_N$ 、ただし $0 \leq \tau_1 < \tau_2, \dots, \tau_N \leq T_L$ とする。また、通常の1次帯域標本化における標本周期を T_s とする。このとき、無線信号 $f(t)$ を N 次の帯域標本化した信号は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 \hat{f}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t)p(t - nT_{LN} - \tau_1) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t)p(t - nT_{LN} - \tau_2) \\
 &\quad + \dots + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t)p(t - nT_{LN} - \tau_N) \\
 &= f_1(t) + f_2(t) + \dots + f_{N-1}(t) + f_N(t)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

ここで、 $p(t)$ は幅がチップレート T_c 、高さ1の矩形パルスを表す。冒頭にも述べたように、本節の目的は式(3.1)で表された被標本化信号に対して

$$f(t) = \sum_{i=1}^N [f_i(nT_{LN} - \tau_i) \otimes h_i(t)] \quad (3.2)$$

を満たすフィルタ群のインパルス応答, $h_1(t), h_2(t), \dots, h_N(t)$, を求めることである. 高次帯域標本化信号のスペクトルを求めるために, 式(3.2)を周波数領域で表現すると次式となる.

$$F(f) = \sum_{i=1}^N F_i(f) H_i(f) \quad (3.3)$$

ただし, $F(f), F_i(f), H_i(f)$ はそれぞれ $f(t), f_i(t), h_i(t)$ のフーリエ変換対を表す. さらに, 式(3.1), (3.3)から

$$F(f) = \frac{T_C}{T_{LN}} \sum_{i=1}^N \{ H_i(f) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin \pi n \frac{T_C}{T_{LN}}}{\pi n \frac{T_C}{T_{LN}}} F(f - \frac{n}{T_{LN}}) e^{-j2\pi n \tau_i / T_{LN}} \} \quad (3.4)$$

を得る. 図3.2に式(3.4)のスペクトルの概略図として第 k 番目の標本パルス列のスペクトルを示す. 図において, 下段のスペクトルは折り返しのスペクトルを表す. 式(3.4)で得られたスペクトルは搬送波周波数 f_C を中心として, 振幅スペクトルは sinc 関数で分布し, また, その隣り合って出現するスペクトルエイリアスの間隔は n/T_{LN} である. 一方, 位相スペクトルは中央に位置するスペクトルが位相0であり, その位置からずれるに従って, $2\pi\tau_i/T_{LN}$ ずつ位相が変化する. 高次帯域標本化に必要なフィルタ群の伝達関数は f について式(3.4)を解くことによって求められる. 無線信号の周波数帯域が B_{rf} のとき, 1次帯域標本化の場合, 帯域フィルタにより搬送波を歪なく再生するには, スペクトルエイリアス間隔が $2B_{rf}$ 以上離れている必要がある. 一方, N 次帯域標本化の場合, N 個のフィルタ群を用いることで, $N-1$ 個のスペクトルエイリアスが同一周波数に重なっていても無線信号を歪なく再生可能である. つまり, N 次の帯域標本化における最小スペクトル間隔は $2B_{rf}/N$ となるわけである. 従って N 次標本化において標本周期は1次帯域標本化と比較して最大で NT_S まで拡大することが可能である.

次節では, 3次帯域標本化を取り上げ具体的な無線信号の再生フィルタ群の伝達関数を導出する.

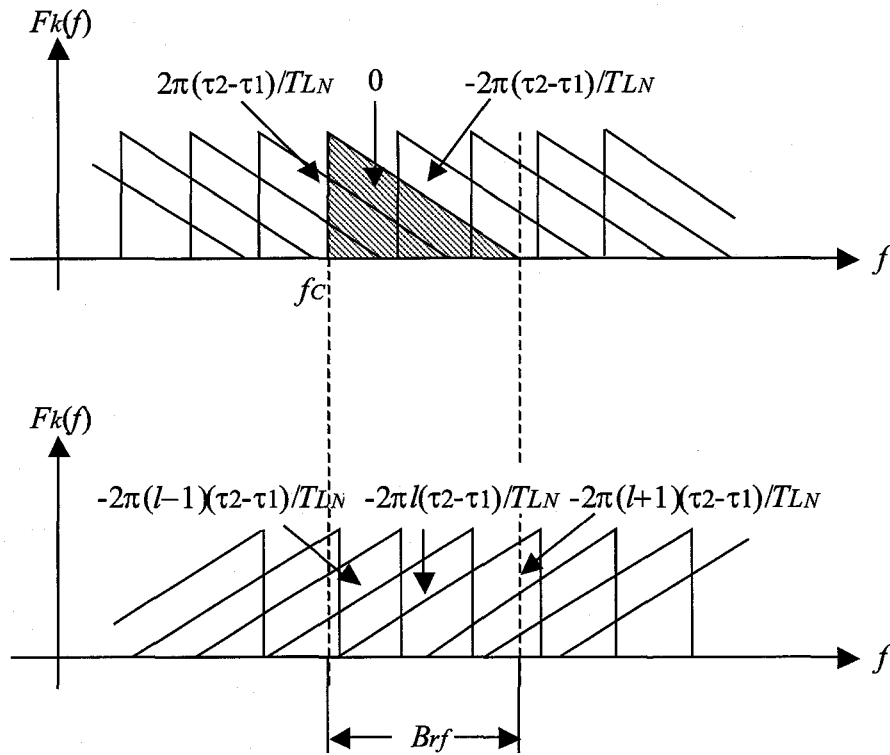


図 3.2: N 次帯域標本化された無線信号の第 k 番目のパルス列によって標本化された信号のスペクトルの概形

3.2.2 3次帯域標本化された無線信号の再生原理

3次の帯域標本化の場合，式(3.3)は，次式となる．

$$F(f) = H_1(f)F_1(f) + H_2(f)F_2(f) + H_3(f)F_3(f) \tag{3.5}$$

ここで， $F_1(f)$ ， $F_2(f)$ ， $F_3(f)$ は，

$$\begin{aligned} F_1(f) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{T_C}{T_{L_3}} \frac{\sin \pi n \frac{T_C}{T_{L_3}}}{\pi n \frac{T_C}{T_{L_3}}} F\left(f - \frac{n}{T_{L_3}}\right) \\ F_2(f) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{T_C}{T_{L_3}} \frac{\sin \pi n \frac{T_C}{T_{L_3}}}{\pi n \frac{T_C}{T_{L_3}}} e^{-j2\pi n(\tau_2 - \tau_1)/T_{L_3}} F\left(f - \frac{n}{T_{L_3}}\right) \\ F_3(f) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{T_C}{T_{L_3}} \frac{\sin \pi n \frac{T_C}{T_{L_3}}}{\pi n \frac{T_C}{T_{L_3}}} e^{-j2\pi n(\tau_3 - \tau_1)/T_{L_3}} F\left(f - \frac{n}{T_{L_3}}\right) \end{aligned} \tag{3.6}$$

である．ここで， $T_{L_3} = 3T_S$ である．

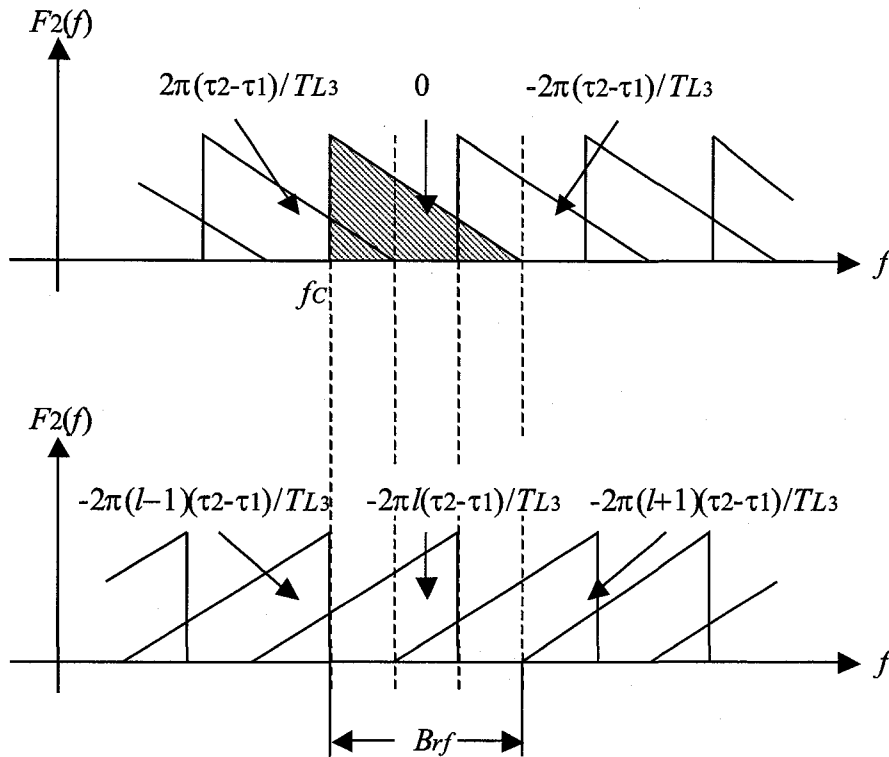


図 3.3: 3次帯域標本化された無線信号の第2番目のパルス列によって標本化された信号のスペクトル

式 (3.6) から、等しい振幅スペクトルをもつ各標本パルス列のスペクトルは互いに標本化時刻のずれ $\tau_2 - \tau_1$ および $\tau_3 - \tau_1$ に起因して位相がずれる。さて、1次帯域標本化の場合、標本周期 $T_S = 1/2B_{rf}$ で標本化したときにエリアシングを避けるためには無線信号の搬送波周波数 f_C と帯域幅 B_{rf} に $f_C = nB_{rf}$ という条件が要求される (付録参照)。3次帯域標本化の場合も同様に、搬送波周波数 f_C と帯域幅 B_{rf} には $f_C = (n+1)B_{rf}/3$ という条件が必要となる。図 3.2 に $f_C = (n+1)B_{rf}/3$ として3次帯域標本化を行った場合の標本化後の無線信号のスペクトルのうち第2番目のパルス列によって標本化された無線信号のスペクトルを示す。なお、この図において下段のスペクトルは折り返しのスペクトルを表している。

同図より、 $f_C = (n+1)B_{rf}/3$ の条件下では、信号周波数帯域内において、エリアシングが発生するスペクトルは必ず2つ以下となる。従って、式 (3.5) を満たす各フィルタの伝達特性 $H_1(f), H_2(f), H_3(f)$ には次の条件が必要である。

- (1) $f_C < f < f_C + B_{rf}/3$ の場合

$$\begin{cases} H_1(f) + H_2(f) + H_3(f) = 2B \cdot 3T_S \\ H_1(f) + e^{j2\pi(\tau_2 - \tau_1)/3T_S} H_2(f) + e^{j2\pi(\tau_3 - \tau_1)/3T_S} H_3(f) = 0 \\ H_1(f) + e^{-j2\pi l(\tau_2 - \tau_1)/3T_S} H_2(f) + e^{-j2\pi l(\tau_3 - \tau_1)/3T_S} H_3(f) = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

(2) $f_C + B_{rf}/3 < f < f_C + 2B_{rf}/3$ の場合

$$\begin{cases} H_1(f) + H_2(f) + H_3(f) = 2B \cdot 3T_S \\ H_1(f) + e^{-j2\pi l(\tau_2 - \tau_1)/3T_S} H_2(f) + e^{-j2\pi l(\tau_3 - \tau_1)/3T_S} H_3(f) = 0 \\ H_1(f) + e^{-j2\pi(l+1)(\tau_2 - \tau_1)/3T_S} H_2(f) + e^{-j2\pi(l+1)(\tau_3 - \tau_1)/3T_S} H_3(f) = 0 \end{cases} \quad (3.8)$$

(3) $f_C + 2B_{rf}/3 < f < f_C + B_{rf}$ の場合

$$\begin{cases} H_1(f) + H_2(f) + H_3(f) = 2B \cdot 3T_S \\ H_1(f) + e^{-j2\pi(\tau_2 - \tau_1)/3T_S} H_2(f) + e^{-j2\pi(\tau_3 - \tau_1)/3T_S} H_3(f) = 0 \\ H_1(f) + e^{-j2\pi(l+1)(\tau_2 - \tau_1)/3T_S} H_2(f) + e^{-j2\pi(l+1)(\tau_3 - \tau_1)/3T_S} H_3(f) = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

式(3.7)-(3.9)からフィルタ群の伝達関数 $H_1(f)$, $H_2(f)$, $H_3(f)$ は以下のように得られる。

(1) $f_C < f < f_C + B_{rf}/3$ の場合

$$\begin{aligned} H_1(f) &= 2B \cdot 3T_S \frac{\phi(\tau_2 - l\tau_3) - \phi(-l\tau_2 + \tau_3)}{\phi(\tau_2 - l\tau_3) - \phi(-l\tau_2 + \tau_3) + \phi(\tau_3) - \phi(-l\tau_3) + \phi(-l\tau_2) - \phi(\tau_2)} \\ H_2(f) &= 2B \cdot 3T_S \frac{\phi(\tau_3) - \phi(-l\tau_3)}{\phi(\tau_2 - l\tau_3) - \phi(-l\tau_2 + \tau_3) + \phi(\tau_3) - \phi(-l\tau_3) + \phi(-l\tau_2) - \phi(\tau_2)} \\ H_3(f) &= 2B \cdot 3T_S \frac{\phi(l\tau_2) - \phi(\tau_2)}{\phi(\tau_2 - l\tau_3) - \phi(-l\tau_2 + \tau_3) + \phi(\tau_3) - \phi(-l\tau_3) + \phi(-l\tau_2) - \phi(\tau_2)} \end{aligned} \quad (3.10)$$

(2) $f_C + B_{rf}/3 < f < f_C + 2B_{rf}/3$ の場合

$$\begin{aligned} H_1(f) &= 2B \cdot 3T_S \cdot \{\phi(-l\tau_2 - (l+1)\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_2 - l\tau_3)\} / \{\phi(-l\tau_2 - (l+1)\tau_3) \\ &\quad - \phi(-(l+1)\tau_2 - l\tau_3) + \phi(-l\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_3) + \phi(-(l+1)\tau_2) - \phi(-l\tau_2)\} \\ H_2(f) &= 2B \cdot 3T_S \cdot \{\phi(-l\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_3)\} / \{\phi(-l\tau_2 - (l+1)\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_2 - l\tau_3) \\ &\quad + \phi(-l\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_3) + \phi(-(l+1)\tau_2) - \phi(-l\tau_2)\} \\ H_3(f) &= 2B \cdot 3T_S \cdot \{\phi(-(l+1)\tau_2) - \phi(-l\tau_2)\} / \{\phi(-l\tau_2 - (l+1)\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_2 - l\tau_3) \\ &\quad + \phi(-l\tau_3) - \phi(-(l+1)\tau_3) + \phi(-(l+1)\tau_2) - \phi(-l\tau_2)\} \end{aligned} \quad (3.11)$$

(3) $f_C + 2B_{rf}/3 < f < f_C + B_{rf}$ の場合

$$\begin{aligned}
 H_1(f) &= 2B \cdot 3T_S \cdot \{\phi(-l\tau_2 - \tau_3) - \phi(-\tau_2 - l\tau_3)\} / \{\phi(-l\tau_2 - \tau_3) - \phi(-\tau_2 - l\tau_3) \\
 &\quad + \phi(-l\tau_3) - \phi(-\tau_3) + \phi(-\tau_2) - \phi(-l\tau_2)\} \\
 H_2(f) &= 2B \cdot 3T_S \cdot \{\phi(-(l+1)\tau_3) - \phi(-\tau_3)\} / \{\phi(-(l+1)\tau_2 - \tau_3) - \phi(-\tau_2 - (l+1)\tau_3) \\
 &\quad + \phi(-(l+1)\tau_3) - \phi(-\tau_3) + \phi(-\tau_2) - \phi(-(l+1)\tau_2)\} \\
 H_3(f) &= 2B \cdot 3T_S \cdot \{\phi(-\tau_2) - \phi(-(l+1)\tau_2)\} / \{\phi(-(l+1)\tau_2 - \tau_3) - \phi(-\tau_2 - (l+1)\tau_3) \\
 &\quad + \phi(-(l+1)\tau_3) - \phi(-\tau_3) + \phi(-\tau_2) - \phi(-(l+1)\tau_2)\} \quad (3.12)
 \end{aligned}$$

ただし、 $\phi(x) = e^{j2\pi x/3T_S}$ であり、簡単のため $\tau_1 = 0$ とする。

3.2.3 エリアシングキャンセラによる無線信号の再生過程

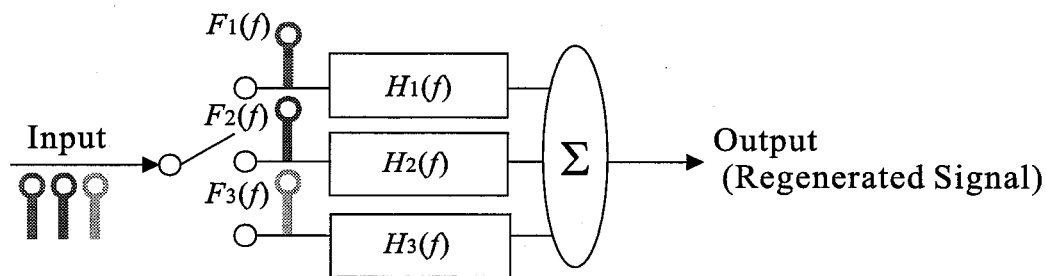


図 3.4: 3次帯域標本化の場合のエリアシングキャンセラの構成

本論文では、高次帯域標本化された無線信号に発生するスペクトルエリアシングを取り除き、歪なく信号を再生するフィルタ、エリアシングキャンセラを提案している。本節では、高次帯域標本化された無線信号を再生するエリアシングキャンセラについて構成方法を提案し、無線信号の再生過程を3次帯域標本化を例にとって示す。

図 3.4 に提案するエリアシングキャンセラの構成方法を示す。式 (3.5) から分かるように、無線信号を再生するためには入力パルスを分離した後にそれぞれフィルタリングし、それぞれのフィルタ出力を加え合わせれば、スペクトルエリアシングが取り除かれた無線信号が再生される。

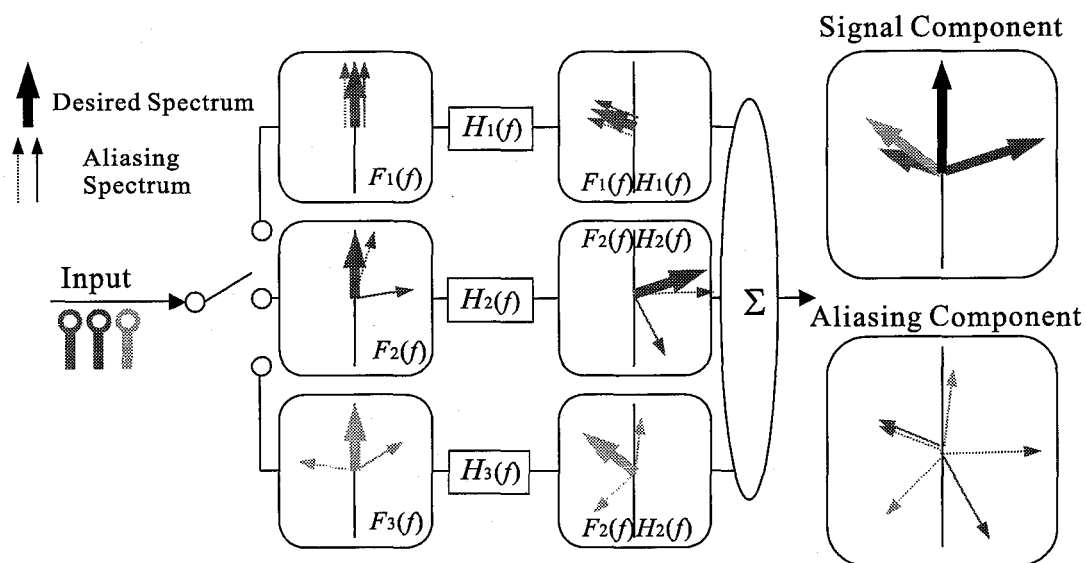


図 3.5: エリアシングキャンセラによる無線信号の再生過程

図 3.5 に図 3.4 に示したエリアシングキャンセラによる無線信号の再生過程を示す。この図では、各周波数における希望信号スペクトルとエリアシングスペクトルの振幅と位相を 2 次元のベクトルを用いて同時に表現する。各ベクトルの長さ、方向がそれぞれスペクトル振幅、位相を意味する。式 (3.10)-(3.12) よりエリアシングキャンセラを構成する各フィルタの伝達関数の振幅、位相特性は一樣であるから、フィルタリング後のスペクトルは一樣な振幅変動と位相回転を与えられる。この振幅、位相特性は出力においてエリアシング成分が打ち消しあうように与えられる。その結果、エリアシングキャンセラの出力では再生された無線信号が得られる。

3.3 高次帯域標本化による DOS-CDMA システムの信号品質改善

3.3.1 システム構成

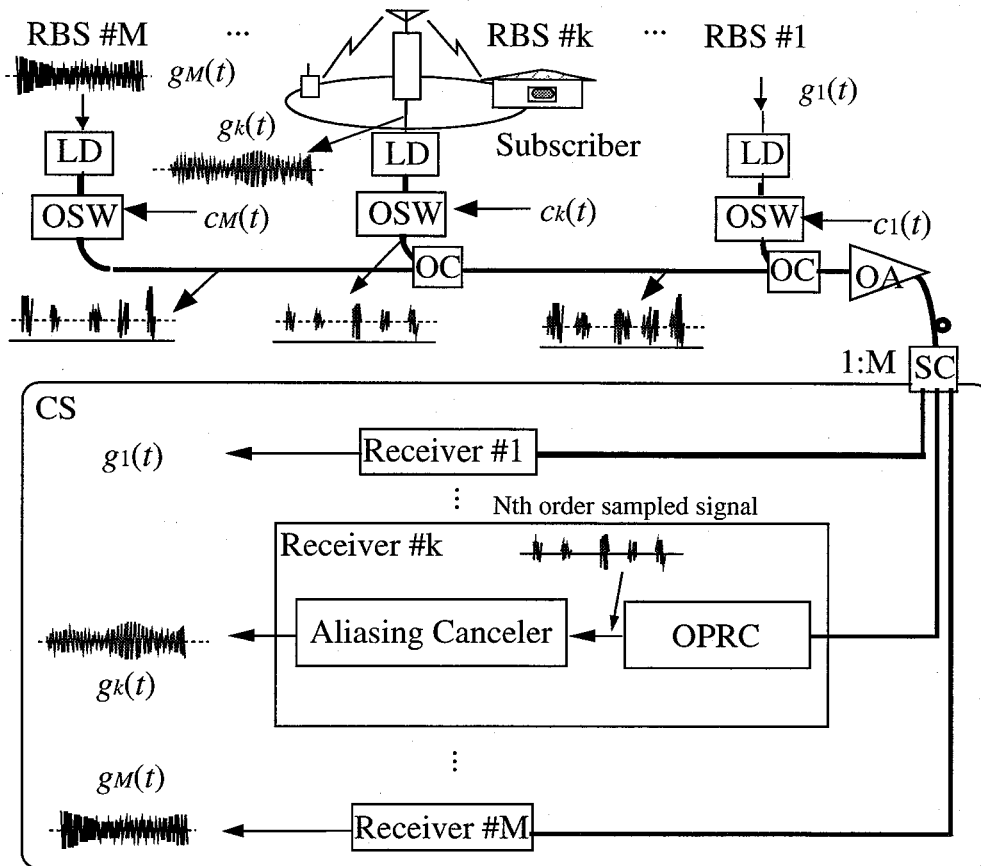


図 3.6: 高次帯域標本化拡散 DOS-CDMA 方式の構成図

第 3.2 節で導出したフィルタ群，エリアシングキャンセラを用いれば，高次帯域標本化された無線信号波を歪なく再生できる．図 3.6 にエリアシングキャンセラを用いた高次帯域標本化拡散 DOS-CDMA 方式の構成を示す．

各無線基地局は受信した無線信号を強度変調した後に光スイッチで符号拡散および高次帯域標本化する．集中制御局では伝送された光信号を OPRC で逆拡散後バランスミキシング光検波し，エリアシングキャンセラを通過させ無線信号の再生を行う．

ここで，システム実現性に関して検討を加えておく．一般に， N 次の帯域標本化では N 個のフィルタ群で構成されたエリアシングキャンセラを用いて無線信号の再生を行うが，DOS-

CDMA方式で標本化次数と拡散符号の符号語長を一致させると非常に高い次数の帯域標本化を行うことに相当する。しかし帯域標本化の次数が高くなるにつれてフィルタの伝達特性が複雑で、かつその個数も多くなり実現性に問題が生じてくる。一方、後述するように標本化次数の増大は信号品質の改善につながるので、できるだけ高次の帯域標本化を実現することが望ましい。そこで、本論文では、符号をいくつかのグループに分解する符号グループ化法を提案し、各グループで比較的次数の低い帯域標本化を実現し、エリアシングキャンセラ実現の容易性を高める。

3.3.2 拡散符号のグループ化法

符号長 L の拡散符号を用いて N 次 ($N < L$) の帯域標本化を行う場合、符号パルスを N 個ずつのいくつかのグループに分ける。このとき L は一般に N の倍数とはならないので、いくつかのパルスが余りとして残る。この余剰パルスに対して別の次数 N' ($N' < N$) の標本化を適用することも可能であるが、符号化時間周期の拡大効果はこの次数の低い帯域標本化に支配されてしまうおそれがある。そこで、本論文では電力効率の点で若干不利となるが余剰パルスをエリアシングキャンセラ入力段で破棄する。

図3.7に拡散符号のグループ化の例を示す。例えば、符号長が $L = 2^7 - 1 = 127$ のM系列符号を考える。この符号には64個のパルスがあり、今この符号に対して5次の帯域標本化を適用する場合、符号パルスを $\{5, 5, 5, \dots, 5, 4\}$ の組に分割することになる。このとき、最後の4つの符号パルスを考慮すると、標本化の次数は4でなくてはならず、信号電力は稼げるものの、4次帯域標本化の改善効果にとどまってしまう。同様に、符号長が $L = 47^2$ であるようなPrime符号には47個のパルスがあり、この符号に対して5次の帯域標本化を適用する場合、符号パルスを $\{5, 5, 5, \dots, 5, 2\}$ の組に分割することになり、すべてのパルスを用いたグループ化では、2次の帯域標本化の改善効果しか得られない。しかしながら、Prime符号などの単極性の符号では1符号あたりのパルス数(パルスデューティ)が小さく、符号語長が小さいときは余剰パルスを無視したことによる影響が大きくなる。

符号グループ化方式を適用して構成するエリアシングキャンセラを用いる受信機の構成を図3.8に示す。OPRCで検波された無線信号波は、先ずスイッチにより各グループに分離される。各グループの N 個のパルスはそれぞれ N 次帯域標本化された無線信号波を再生するエリアシングキャンセラに入力される。それぞれのエリアシングキャンセラ出力には、再生された希望する無線信号波とわずかの干渉信号波が含まれ、最終段でそれらの和をとって出

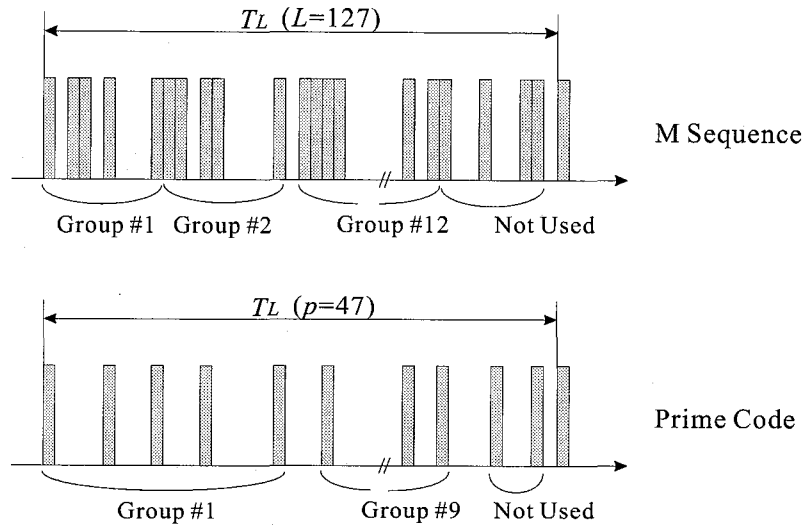


図 3.7: 拡散符号のグループ化の一例

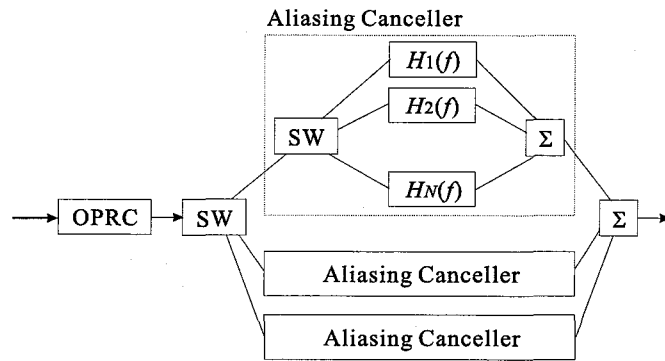


図 3.8: 符号グループ化法を適用した受信機構成

力する。

次節では、提案する高次帯域標本化拡散方式 DOS-CDMA 方式の受信信号品質について理論解析を行い改善効果を示す。

3.4 信号品質の改善効果

3.4.1 受信信号品質の理論解析

DOS-CDMA方式では、OPRCを用いることにより光領域で両極性符号を用いて逆拡散できる。M系列符号をバイアスして単極性とした拡散符号 $(c_k(t) + 1)/2$ により N 次帯域標本化された送信信号 $P_k(t)$ は次のように表すことができる。

$$P_k(t) = P_r^k \{1 + g_k(t)\} \frac{c_k(t) + 1}{2} = P_r^k \{1 + g_k(t)\} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \{p(t - iT_c - nT_{LN}) \cdot d_{ki}\} \quad (3.13)$$

ただし、 d_{ki} は k 番目の送信機の拡散符号の第 i 番目のチップのデータであり、 $d_{ki} = [0, 1]$ であり、 P_r^k は k 番目の基地局が送信する光ピークパワー、そして $g_k(t)$ は k 番目の基地局が受信した無線信号波である。また、 $p(\cdot)$ は幅 T_c 、高さ 1 の矩形パルスを表す。

受信機の OPRC 出力には希望信号波成分、 $s_k(t)$ と干渉信号波成分、 $i_k(t)$ が表れ、それぞれ以下の式で表すことができる。

$$s_k(t) = \alpha P_r^k g_k(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \{p(t - iT_c - nT_{LN}) \cdot d_{ki}\} \quad (3.14)$$

$$i_k(t) = \sum_{l=1, l \neq k}^M [\alpha P_r^l g_l(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \{p(t - iT_c - nT_{LN}) \cdot d_{li}\}] \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \{p(t - iT_c - nT_{LN}) \cdot d_{ki}\} \quad (3.15)$$

ただし、 α は PD の光電変換効率であり、 M は同時接続基地局数である。式 (3.14) および式 (3.15) をフーリエ変換して周波数スペクトルを求めるとそれぞれ以下のようなになる。

$$S_k(f) = \alpha P_r^k \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \left\{ \frac{T_c}{T_{LN}} \text{sinc}\left(\frac{\pi n T_c}{T_{LN}}\right) G_k\left(f - \frac{n}{T_{LN}}\right) e^{j2\pi(iT_c)/T_{LN}} \cdot d_{ki} \right\} \quad (3.16)$$

$$I_k(f) = \sum_{l=1, l \neq k}^M \left[\alpha P_r^l \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \left\{ \frac{T_c}{T_{LN}} \text{sinc}\left(\frac{\pi n T_c}{T_{LN}}\right) G_k\left(f - \frac{n}{T_{LN}}\right) e^{j2\pi(iT_c)/T_{LN}} \cdot d_{li} \right\} \right. \\ \left. \otimes \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^L \left\{ \frac{T_c}{T_{LN}} \text{sinc}\left(\frac{\pi n T_c}{T_{LN}}\right) e^{j2\pi(iT_c)/T_{LN}} \cdot b_{ki} \right\} \right] \quad (3.17)$$

ここで、 $G_k(f)$ は $g_k(t)$ のスペクトルである。

以下の解析では、符号長 L の拡散符号を用いて無線信号を N 次帯域標本化して伝送するシステムを考え、拡散符号は N 個ずつのパルスで構成される A 個のグループに分割されると仮定する。

第 a 番目のグループに属する第 b 番目のパルス $f_{a,b}(t)$ は次式で表せる。

$$f_{a,b}(t) = \alpha P_r^k g_k(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} p(t - ((a-1)N + b)T_c - nT_{LN}) + i_{a,b}(t) \quad (3.18)$$

ここで、 a, b はそれぞれ $a = [1, 2, \dots, A]$, $b = [1, 2, \dots, N]$ である。また、 $i_{a,b}(t)$ は干渉波を表しており、各送信機の拡散符号のチップ同期が確立していると仮定すると、次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} i_{a,b}(t) = & \sum_{l=1, l \neq k}^M \left[\alpha P_r^l g_l(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{p(t - ((a-1)N + b)T_c - nT_{LN}) \cdot d_{l,a,b}\} \right. \\ & \left. \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \{p(t - ((a-1)N + b)T_c - nT_{LN})\} \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

従って、 $f_{a,b}(t)$ のスペクトル $F_{a,b}(f)$ は次のようになる。

$$F_{a,b}(f) = \alpha P_r^k \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{T_c}{T_{LN}} \text{sinc}\left(\frac{\pi n T_c}{T_{LN}}\right) G_k\left(f - \frac{n}{T_{LN}}\right) e^{j2\pi((a-1)N + b)T_c/T_{LN}} \right\} + I_{a,b}(f) \quad (3.20)$$

ただし、 $I_{a,b}(f)$ は $i_{a,b}(t)$ のスペクトルである。

式 (3.3) より、エリアシングキャンセラ出力信号 $S(f)$ は次式で与えられる。

$$S(f) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^N H_{a,b}(f) F_{a,b}(f) \quad (3.21)$$

式 (3.21) を式 (3.20) を用いて表現すると

$$S(f) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^N H_{a,b}(f)$$

$$\begin{aligned}
& \times [\alpha P_r^k \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \frac{T_c}{T_{LN}} \text{sinc}\left(\frac{\pi n T_c}{T_{LN}}\right) G_k\left(f - \frac{n}{T_{LN}}\right) e^{j2\pi((a-1)N+b)T_c/T_{LN}} \right\} + I_{a,b}(f)] \\
& = \sum_{a=1}^A \left\{ N \alpha P_r^k G_k(f) + \sum_{b=1}^N H_{a,b}(f) I_{a,b}(f) \right\} \\
& = AN \alpha P_r^k G_k(f) + \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^N H_{a,b}(f) I_{a,b}(f) \tag{3.22}
\end{aligned}$$

となる。式(3.22)の第1項は受信機出力の希望信号波成分を表し、第2項は干渉信号波成分を表す。式(3.22)より、帯域フィルタ出力における希望信号波成分の搬送波電力 C は

$$C = \frac{1}{2} AN (\alpha P_r^k)^2 \tag{3.23}$$

となる。一方、干渉波電力について、従来の1次帯域標本化を用いた DOS-CDMA 方式においては OPRC によって両極性符号として逆拡散された信号を帯域フィルタを用いて1符号化時間周期にわたって相関をとるため、干渉となる符号のパルスの個数は PN 系列の相互相関値と一致していた。すなわち、PN 系列の相互相関値を σ^2 として、干渉電力 I_{conv} は

$$I_{conv} = \frac{1}{2} \sigma^2 \frac{1}{L} \sum_{l=1, l \neq k}^M (\alpha P_r^l)^2 \tag{3.24}$$

と表すことができる。一方、提案する高次帯域標本化拡散 DOS-CDMA 方式では、逆拡散された受信信号はエリアシングキャンセラを通過し、各グループ毎に無線信号が再生される。このとき、干渉波はそのグループのパルス数に応じた拡散符号の部分相関の値だけ、各エリアシングキャンセラから出力される。従って、提案方式の干渉信号電力は次のように表すことができる。

$$I = \frac{1}{2} \frac{1}{L} \sum_{a=1}^A \sum_{l=1, l \neq k}^M \sigma_{a,l,N}^2 (\alpha P_r^l)^2 \tag{3.25}$$

ここで、 $\sigma_{a,l,N}^2$ は第 l 番目基地局信号の第 a グループに属する N 個のパルスと希望信号との部分相関をあらわす。ここで、解析を簡単にするため、各無線基地局から送信された光パワーは電力制御によって全て等しい、すなわち

$$P_r^1 = P_r^2 = \dots = P_r^M = P_r \tag{3.26}$$

であると仮定し、さらに受信機において、希望する基地局と干渉となる基地局に割り当てられた拡散符号の部分相関はほぼ等しいと仮定する。このとき、式(3.25)は次のように表すことができる。

$$I = \frac{M-1}{2} (\alpha P_r)^2 \sum_{a=1}^A \sigma_{a,N}^2 \quad (3.27)$$

ここで、 $\sigma_{a,N}^2$ は第 a グループに属する N 個のパルスと希望信号との部分相関をあらわす。この式において $N=1$ であれば $A=L$ となり、その結果は式(3.24)と一致するため、式(3.27)の結果は従来方式と提案方式の両方に適用可能である。式(3.23)と式(3.27)を用いて、受信無線搬送波対干渉電力比(CI比)は

$$CIR = \frac{AN}{(M-1) \sum_{a=1}^A \sigma_{a,N}^2} \quad (3.28)$$

で与えられる。

一方、雑音電力 P_N は次の式で与えられる。

$$P_N = P_{N_{\text{RIN}}} + P_{N_{\text{shot}}} + P_{N_{\text{th}}} + P_{N_{\text{s-sp}}} + P_{N_{\text{sp-sp}}} \quad (3.29)$$

ここで、 $P_{N_{\text{RIN}}}$ は相対強度雑音、 $P_{N_{\text{shot}}}$ はショット雑音、 $P_{N_{\text{th}}}$ は受信器の熱雑音、 $P_{N_{\text{s-sp}}}$ は光信号と背景放射光の光ビート雑音、そして $P_{N_{\text{sp-sp}}}$ は背景放射光の光ビート雑音の電力をそれぞれ表しており、それぞれ以下の式で与えられる。

$$P_{N_{\text{RIN}}} = n_{\text{RIN}} \left(\frac{\alpha P_r}{AN} \right)^2 \left[\left(\frac{AN+1}{2} \right)^2 + (M+1) \left\{ \left(\frac{AN+1}{4AN} \right)^2 + \frac{(AN^2-1)^2}{4AN} \right\} \right] B_{rf} \quad (3.30)$$

$$P_{N_{\text{shot}}} = 2e \left\{ \left(\frac{\alpha P_r}{AN} \right) \frac{M(AN+1)}{2} + \alpha M(N_{\text{sp}} + N_{\text{sp}M})W \right\} B_{rf} \quad (3.31)$$

$$P_{N_{\text{th}}} = 8k_B T_\theta B_{rf} / R \quad (3.32)$$

$$P_{N_{\text{s-sp}}} = 4\alpha \left(\frac{\alpha P_r}{AN} \right) \frac{M(AN+1)}{2} \cdot M(N_{\text{sp}} + N_{\text{sp}M}) B_{rf} \quad (3.33)$$

表 3.1: 計算に用いたパラメータ

接続されている基地局数, M	6
光検波器の変換効率, α	0.8[A/W]
相対光強度雑音の電力密度スペクトル, n_{RIN}	-152[dB/Hz]
光フィルタの帯域幅, W	1[THz]
受信信号電力, P_r	0[dBm]
等価雑音温度, T	300[K]
等価雑音抵抗, R	50[Ω]
無線信号の搬送波周波数, f_{rf}	5.2[GHz]
無線信号の帯域幅, B_{rf}	50[MHz]
光増幅器の自然放出係数, η_{sp}	2.0
光増幅器の量子効果, η_a	0.5
光増幅器の利得, G	3.5[dB]

$$P_{N_{sp-sp}} = 2\alpha^2 M^2 (PN_{sp} + PN_{spM})^2 (W - f_{rf}) \quad (3.34)$$

ここで, n_{RIN} は相対光強度雑音の電力密度スペクトル, e は電荷, W は光フィルタの帯域幅, k はボルツマン定数, T は等価雑音温度で, R は等価雑音抵抗, そして f_{rf} は無線搬送波周波数をそれぞれ表している. また, P_{sp} , P_{spM} はそれぞれ, ネットワーク中に用いる光カプラ, 光スターカプラによる光損失を補うために用いる光増幅器による雑音の電力密度スペクトルを表しており,

$$P_{sp} = \frac{\eta_{sp}}{\eta_a} \cdot \frac{10^{G/10} - 1}{10^{G/10}} h_\nu \quad (3.35)$$

$$P_{spM} = \frac{\eta_{sp}}{\eta_a} \cdot \frac{M - 1}{M} h_\nu \quad (3.36)$$

で与えられる. ここで η_{sp} , η_{spM} , h_ν はそれぞれ光増幅器の自然放射係数, 量子効果, 光子のエネルギーを表し, G は光増幅器の利得を表している. 以下では, 得られた式を用いて, 受信信号品質の理論解析を行う. 表 3.1 に計算に用いたパラメータを示す.

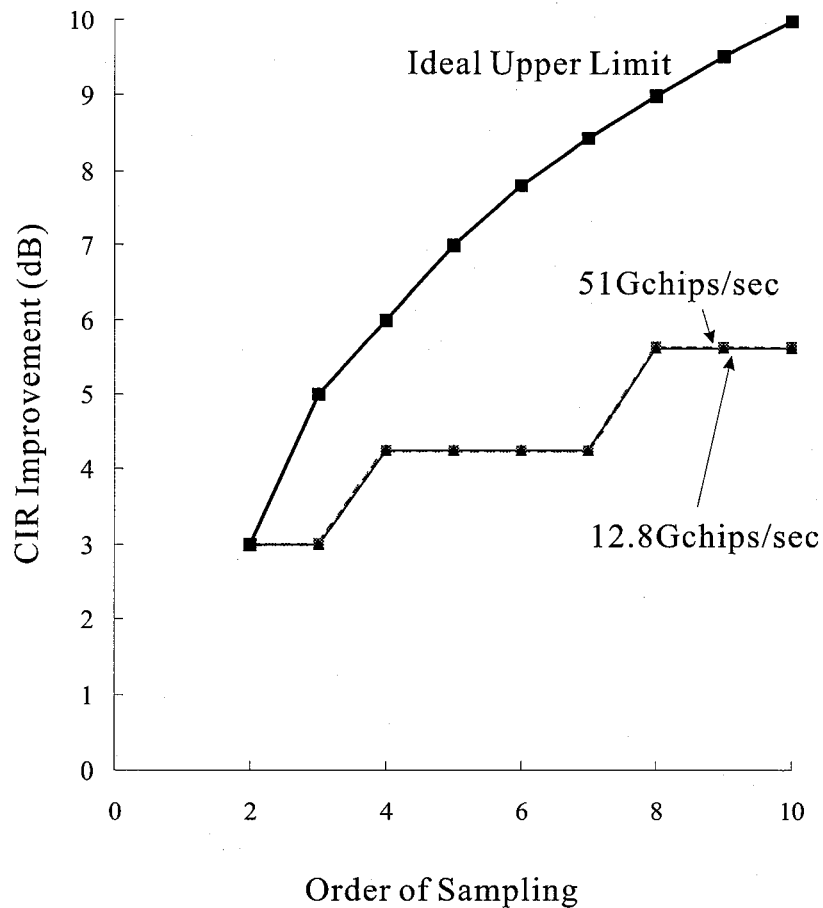


図 3.9: M 系列符号を用いた場合の標本化次数に対する CIR 改善度

図 3.9 に M 系列符号を用いた場合の標本化の次数に対する CI 比の改善度の関係を示す。図において、理想的な上限は $\sum_{a=1}^A \sigma_{a,N}^2$ を 1 次帯域標本化を用いた場合と同じ 1 であるとして計算した結果であり、改善効果の上限を表している。図より、帯域標本化の次数を高くすることで 12.8Gchips/sec と 51Gchips/sec に差がないことから分かるようにチップレートによらず同じ改善効果が得られることが分かる。表 3.2 に符号語長とグループ数、余りのパルス数を無視した符号の実効長の関係を示す。表より、M 系列符号の符号長は 2^n オーダで増加するので、図 3.9 における標本化次数が 2-3 および 4-7, 8-10 では改善度が一定となっている。

表 3.2: M 系列符号における符号語長とグループ数と実効長の関係

チップレート	12.8Gchips/sec			51Gchips/sec		
標本化次数	符号語長	グループ数	実効長	符号語長	グループ数	実効長
2	255	127	254	1023	511	1022
3	255	85	255	1023	341	1023
4	511	127	508	2047	511	2044
5	511	102	510	2047	409	2045
6	511	85	510	2047	341	2046
7	511	73	511	2047	292	2044
8	1023	127	1016	4095	511	4088
9	1023	113	1017	4095	455	4095
10	1023	102	1020	4095	409	4090

表 3.3: Prime 符号における符号長とグループ数と実効長の関係

チップレート	17Gchips/sec			84Gchips/sec		
標本化次数	符号語長	グループ数	実効長	符号語長	グループ数	実効長
2	17^2	8	16	41^2	20	40
3	19^2	6	18	47^2	15	45
4	23^2	5	20	59^2	14	56
5	23^2	5	20	61^2	12	60
6	31^2	5	30	71^2	11	66
7	31^2	4	28	73^2	10	70
8	31^2	3	24	79^2	9	72
9	37^2	4	36	83^2	9	81
10	37^2	3	30	91^2	9	90

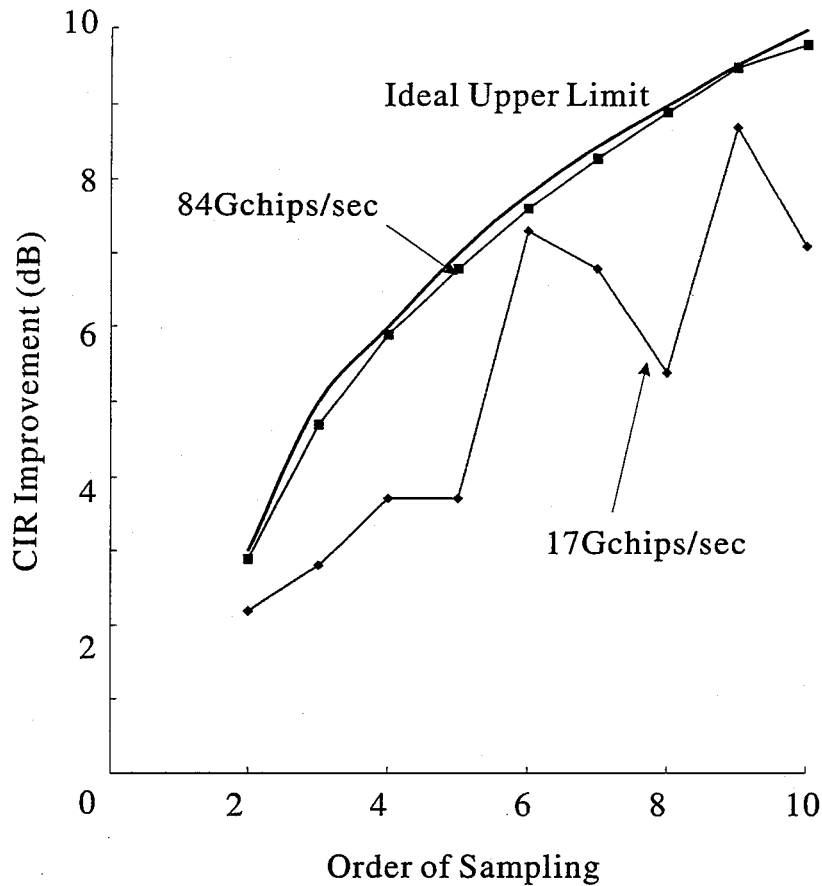


図 3.10: Prime 系列を用いた場合の標本化次数に対する CI 比改善度

一方、DOS-CDMA 方式では従来の光 CDMA 方式でよく使用される Prime 符号等の単極性符号も使用できる。この場合は受信機に OPRC を使用することなく、単一の光スイッチと光検波器のみを使用して逆拡散が行えシステムを簡単に構成することができる。図 3.10 に単極性符号として Prime 符号を用いた場合の、標本化次数に対する受信 CI 比の改善効果について示す。図 3.9 と図 3.10 を比較して Prime 符号を用いた方が M 系列符号を用いた時よりも改善効果大きいことが分かる。例えば 5 次の帯域標本化を適用した場合、M 系列符号では 4dB 程度の改善効果であるが、Prime 符号を用いると高速なチップレートを用いることで 7dB 近く改善することができる。これは、Prime 符号の単極性に起因して、符号の部分相関が両極性符号よりも優れているからである。しかし、単極性の符号を使うとパルスデューティが低下するため、耐雑音特性が悪い。そのため、非常に高速なチップレートの光スイッチを用いなければグループ化の際に余剰パルスを使わないことによる影響が大きく、改善度が大きく変動している。更に、符号間の直交性が維持できる符号数が少ないという問題があ

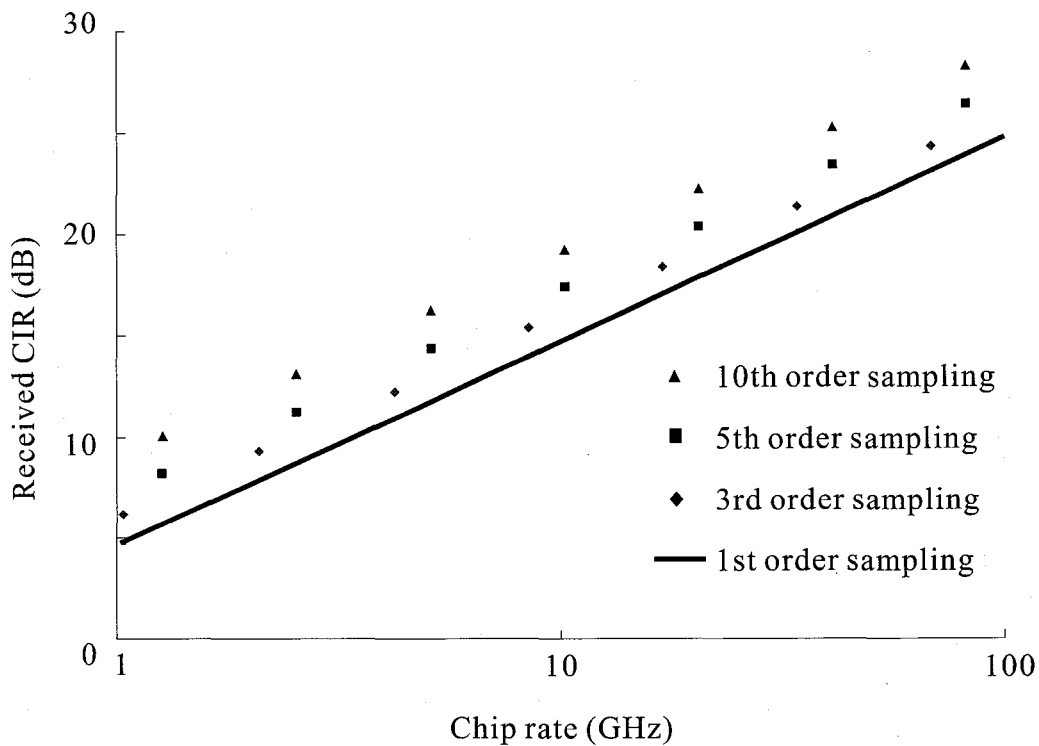


図 3.11: M 系列符号を用いた場合のチップレートと受信 CIR の関係

る。従って、低速なチップレートの光スイッチを用いたときは M 系列符号を拡散符号として用いた方が信号品質が改善できる。

表 3.3 に Prime 符号の符号長とグループ数、余剰パルスを見捨てた符号の実効長の関係を示す。表より、例えばチップレートが 18GHz 時における 8 次標本化で利用できる符号長は 24^2 であるのに対して、7 次標本化では 28^2 の符号長が利用でき、改善効果は 7 次標本化の方が大きい。

図 3.11 に拡散符号に M 系列符号を用いたときの、チップレートと受信 CI 比の関係を示す。この図より、高次帯域標本化拡散 DOS-CDMA 方式では、従来の 1 次帯域標本化を用いた方式に比べてチップレートを高めることなく受信 CI 比が改善できることがわかる。例えば、5 次帯域標本化を用いればチップレートを維持しつつ 3dB の改善度が得られている。また、同図より高次帯域標本化を用いることで CI 比を維持しつつチップレートを低くできることがわかる。

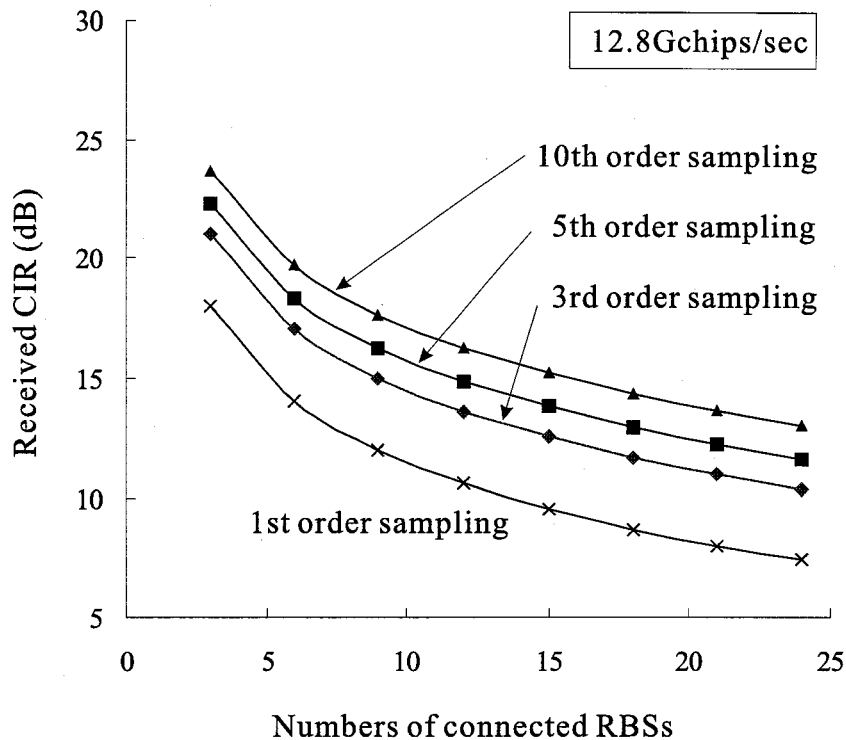


図 3.12: M 系列符号を用いた場合の接続基地局数に対する受信 CIR の関係

図 3.12 に接続基地局数に対する受信 CI 比の関係を各標本化次数について示す。図より、提案システムを用いることで所要 CI 比を達成できる同時接続基地局数を飛躍的に増大させることができることがわかる。例えば、所要 CI 比が 15dB である場合、1 次帯域標本化を用いた従来方式では同時接続基地局数は 5 局であったのに対し、3 次、5 次そして 10 次の帯域標本化を適用することで同時接続基地局数をそれぞれ 9 局、12 局そして 17 局に増加させることが可能である。

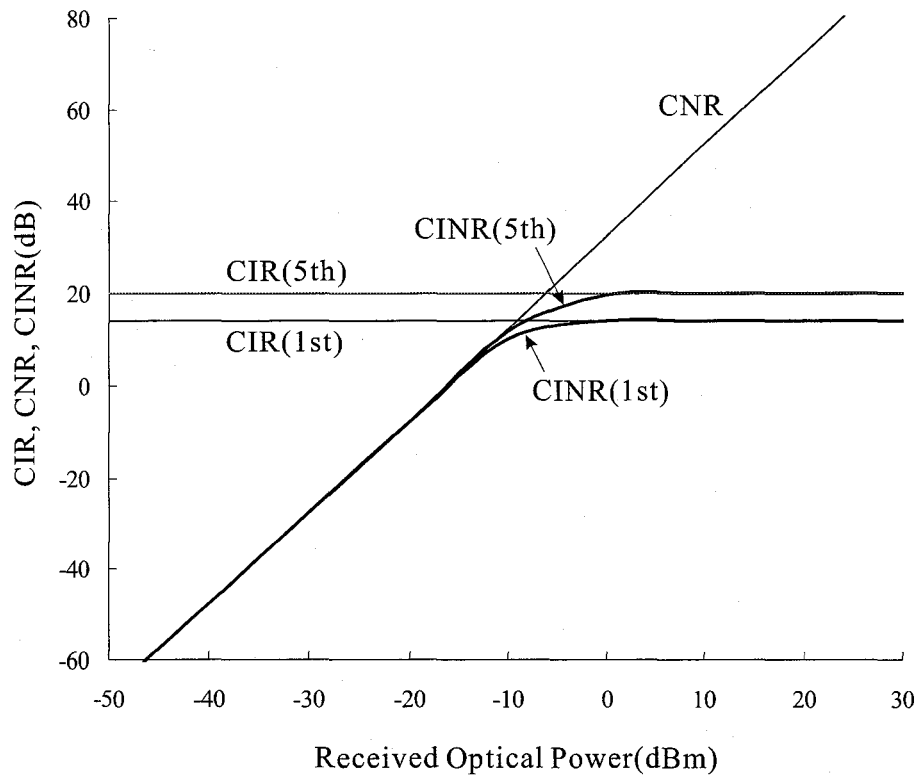


図 3.13: M 系列符号を用いた場合の受信信号電力に対する受信信号品質の関係

図 3.13 は、受信光信号電力に対する受信信号品質の関係を示す。M 系列符号を用いた場合、符号語長の変化によって符号のパルスデューティが変化することなく、符号グループ化法による余剰パルスの破棄の影響も小さいので、受信無線搬送波対雑音電力比 (CN 比) は 1 次帯域標本化を用いた従来方式、5 次帯域標本化を用いた提案方式ともに等しいが、CI 比は改善効果により提案方式の方がおよそ 6dB 高い。従って、信号電力が増加し、受信無線搬送波対干渉波および雑音電力比 (CIN 比) が CN 比よりも CI 比に支配される領域 (図では信号電力 -10dBm 以上) では、提案方式により信号品質が改善されていることが分かる。

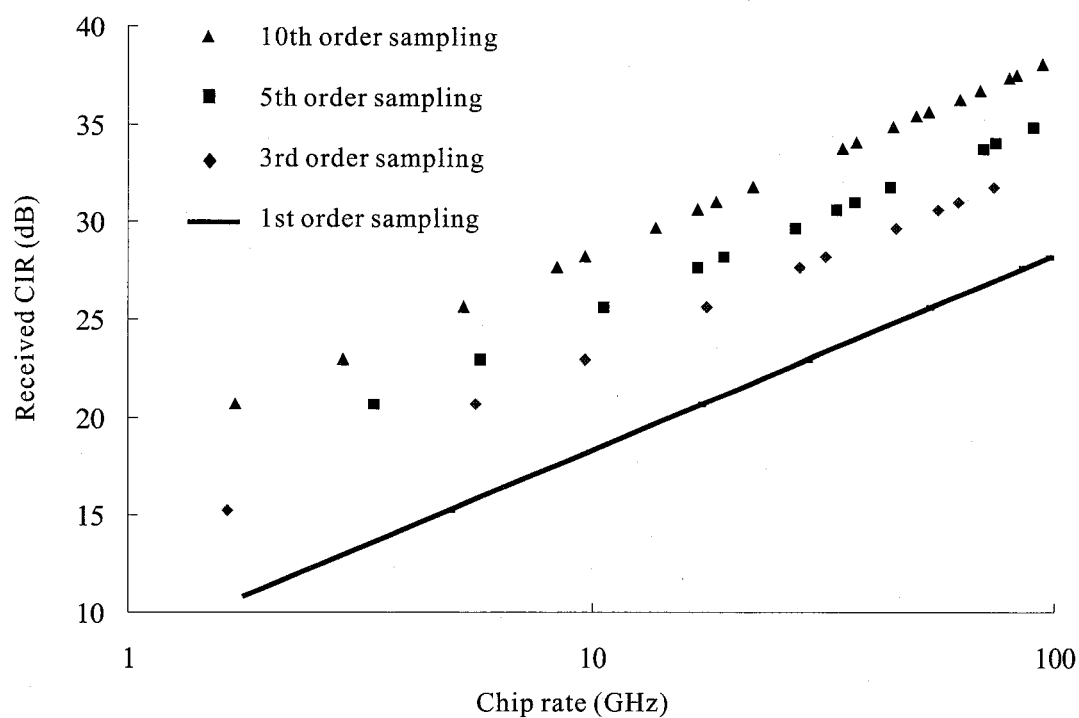


図 3.14: Prime 系列を用いた場合のチップレートと受信 CIR の関係

図 3.14 に拡散符号として Prime 符号を用いた場合のチップレートと受信 CI 比の関係を示す。図より、M 系列符号を用いたときと同様に、Prime 符号を用いた場合においても、提案方式によって受信 CI 比を改善することができることがわかる。Prime 符号は高い直交性を有するので、M 系列符号よりも優れた CI 比を得ることができ、M 系列符号を用いた時よりも受信 CI 比を改善することができる。

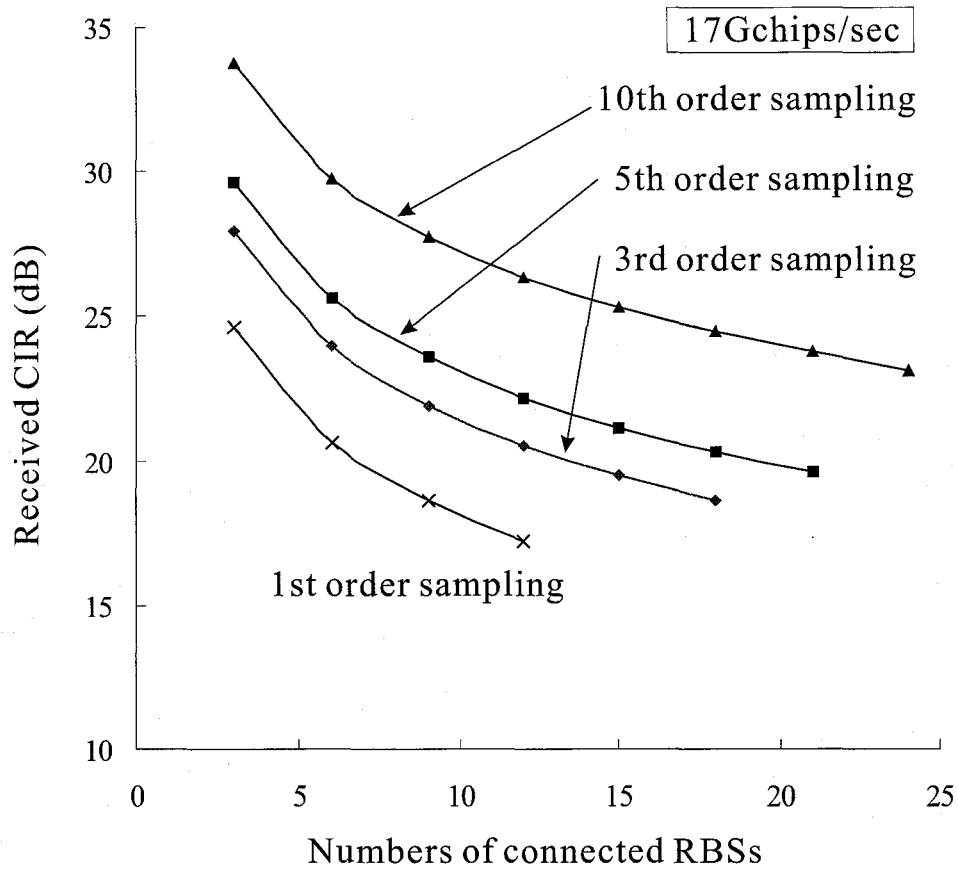


図 3.15: Prime 符号を用いた場合の接続基地局数に対する受信 CIR の関係

図 3.15 に Prime 符号を用いたときの接続基地局数に対する受信 CI 比の関係を各標本化次数について示す。図より、M 系列符号を用いた場合と同様に、提案システムを用いることで CI 比を損なうことなく同時接続基地局数を飛躍的に増大させることができることがわかる。

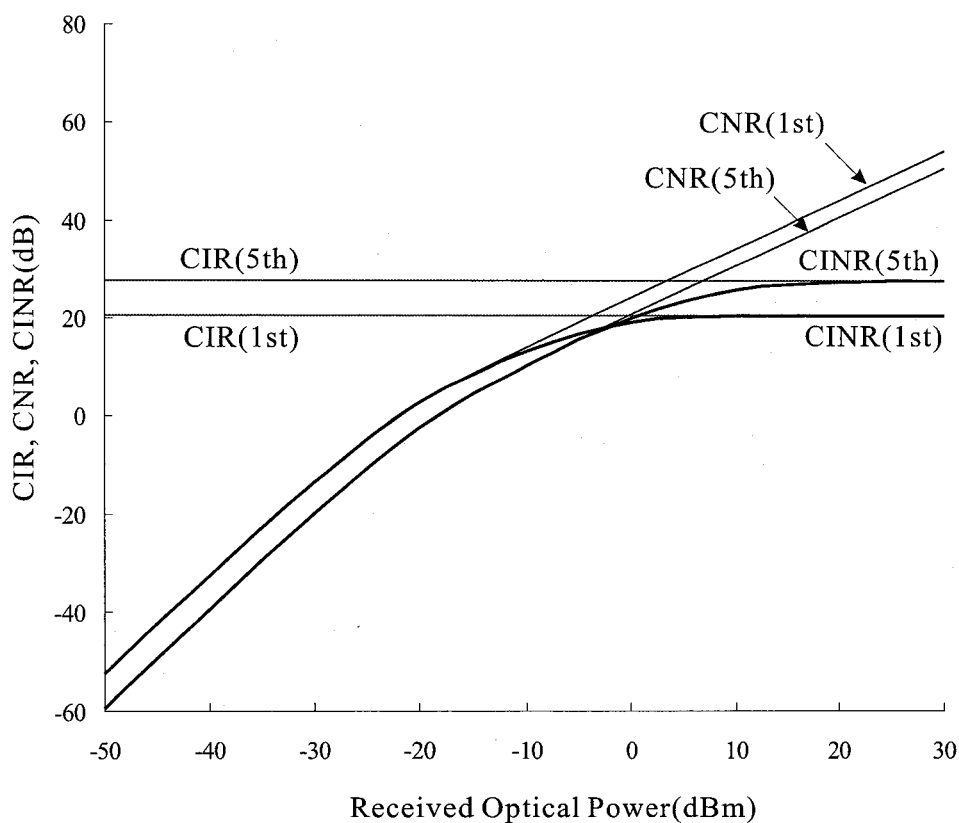


図 3.16: Prime 符号を用いた場合の受信信号電力に対する受信信号品質の関係

図 3.16 に、Prime 符号における受信光信号電力に対する受信信号品質の関係を示す。Prime 符号を用いた場合、符号長の拡大に伴い符号のパルスデューティが低下するため、長周期の拡散符号を用いる提案方式では CN 比が従来方式よりも低くなっている。しかしながら、符号語長の拡大効果により CI 比は提案方式の方が高い値をとる。したがって、CIN 比が CN 比によって支配されている領域では、従来方式の方が高い信号品質を得られるが、CI 比に支配される領域 (図では信号電力 0dBm 以上) では、提案方式により信号品質が改善できる。

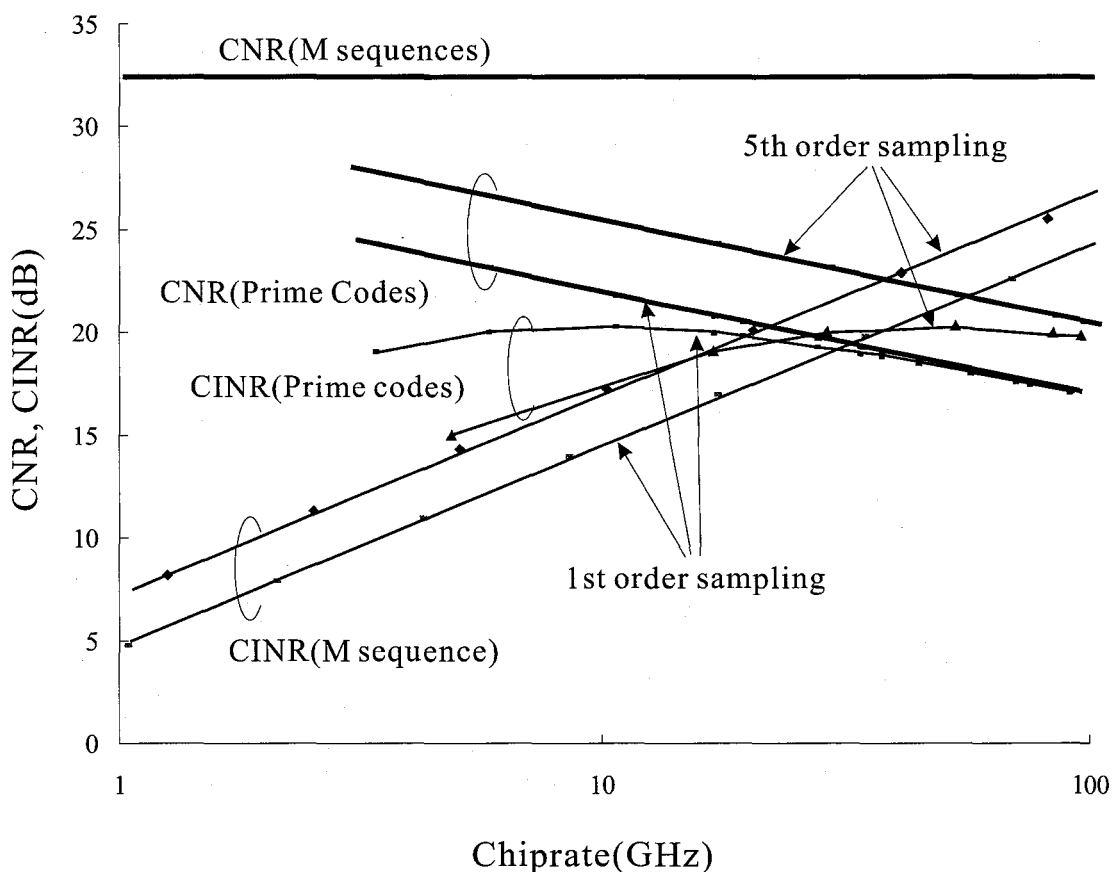


図 3.17: M 系列符号と Prime 系列の受信 CIN 比の比較

図 3.17 に M 系列符号と Prime 符号の両符号に対するチップレートと受信 CIN 比の関係について示す。図より、5 次帯域標本化拡散方式を用いた提案方式では M 系列符号、Prime 符号に対して受信 CI 比がそれぞれ 3~4dB 程度改善されていることがわかる。また、Prime 符号を用いたときの CIN 比はチップレートが低速のときはチップレートの増加に伴って改善するが、チップレートが高速になるとチップレートの増加にしたがって劣化し、M 系列符号を用いた場合よりも低くなってしまふ。これは、M 系列符号の CN 比は、チップレートに対して変化しないが、Prime 符号ではチップレートの増加に伴って減少し、チップレートが高速のときは CI 比よりも CN 比の方が CIN 比を支配していることに起因する。以上の結果より得られる結論として、DOS-CDMA 方式において単極性の符号を使うことはシステムの構成が簡単になるメリットがあるが、チップレートが高速になると両極性符号を使ったシステムに比べて信号品質が劣化する。一方、提案方式は単極性符号を使ったシステムに対して適用したほうがより大きな改善効果を得ることができる。従って、DOS-CDMA 方式では使用可

能な光スイッチ速度，収容基地局数などに従って拡散符号を選択することで，効率のよいシステムを構築することができる。

3.5 エリアシングキャンセラの実現性の検討

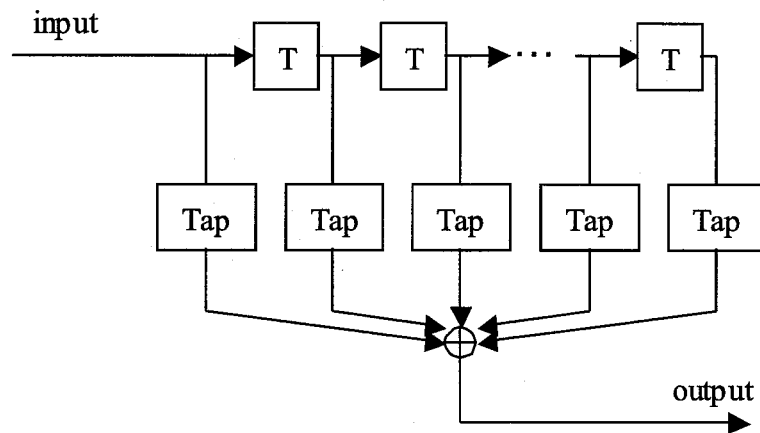


図 3.18: トランスバーサルフィルタの構成

符号グループ化法を用いることで，任意次数の帯域標本化を拡散符号に対して使用できるようになったが，そのときの信号再生を行うエリアシングキャンセラの実現方法について考察する．本論文では，エリアシングキャンセラの実現方法として，トランスバーサルフィルタを用いた構成を提案する．図 3.18 にトランスバーサルフィルタの構成を示す．このフィルタは遅延線とタップにより構成され，タップの数と係数を設定することで任意の周波数応答が実現できる．

例として，図 3.19 に示すようにトランスバーサルフィルタを用いて 3 次帯域標本化拡散方式に用いるエリアシングキャンセラを構成した．今，中心周波数が $f_c = 1.9\text{GHz}$ で帯域幅が $B_{rf} = 300\text{kHz}$ の無線信号が入力されたと仮定する．このとき，高 Q 値のフィルタを得るために IF 帯 (Inter Frequency) にダウンコンバートし，エリアシングキャンセラを通過させる構成をとっている．このエリアシングキャンセラを構成するフィルタ群の伝達関数は式 (3.10)-(3.12) で示したように，振幅特性は偶関数，位相特性は奇関数となっているのでこれらのフィルタは実現可能であることがわかる．歪の取り除かれた IF 信号は必要に応じて出力後に再びアップコンバートされる．

次に，トランスバーサルフィルタで構成したエリアシングキャンセラの性能について評価

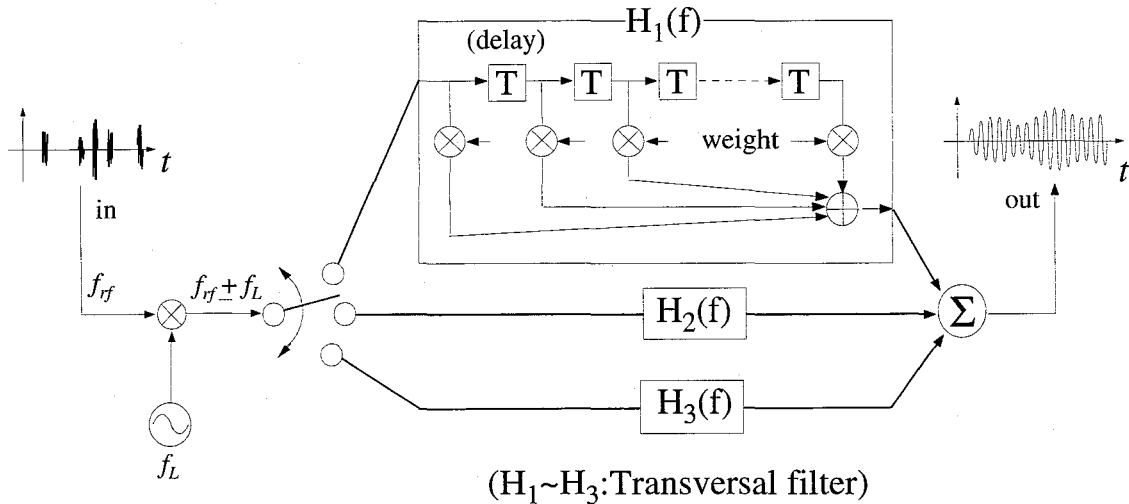
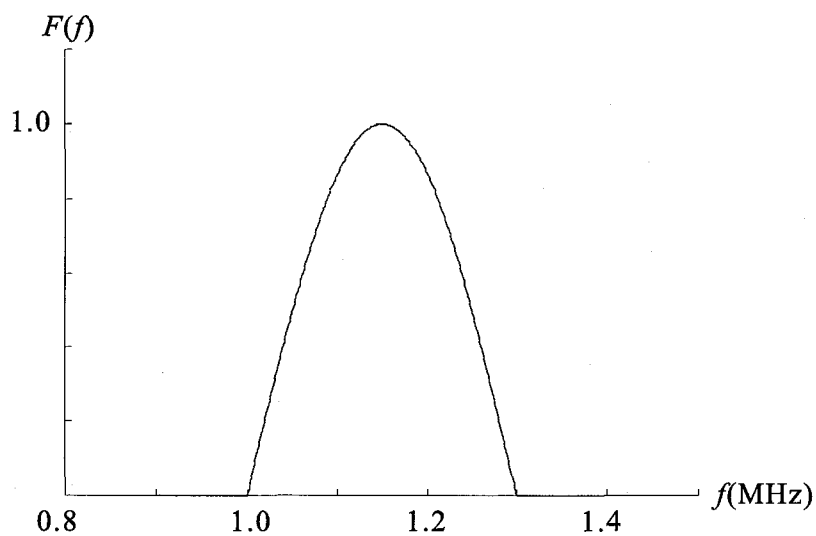


図 3.19: トランスポーサルフィルタを用いたエリアシングキャンセラの構成

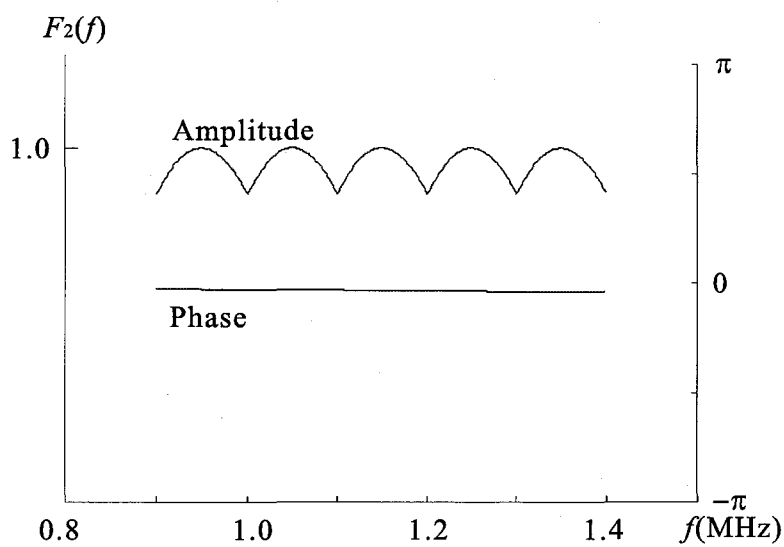
を行う。今、次式で与えられる入力信号の3次帯域標本化を考える。

$$F(f) = \begin{cases} 0 & : (f \leq f_L, f \geq f_L + B_{rf}) \\ \sin \frac{f - f_L}{B_{rf}} \pi & : (f_L, f < f_L + B_{rf}) \end{cases} \quad (3.37)$$

図 3.20 に $F(f)$ と 3 次帯域標本化した後の信号スペクトル $F_2(f)$ を示す。図より、3 次帯域標本化の拡張された標本周期により、 $F_2(f)$ にスペクトルエリアシングが発生しているのが分かる。この信号の歪を取り除くエリアシングキャンセラをトランスポーサルフィルタで構成した場合の周波数応答と理想的な周波数応答を図 3.21 に示す。このトランスポーサルフィルタのタップ数は 64 段である。また、図 3.22 にトランスポーサルフィルタを用いた場合と理想的な場合のエリアシングキャンセラ出力のスペクトルをそれぞれ示す。

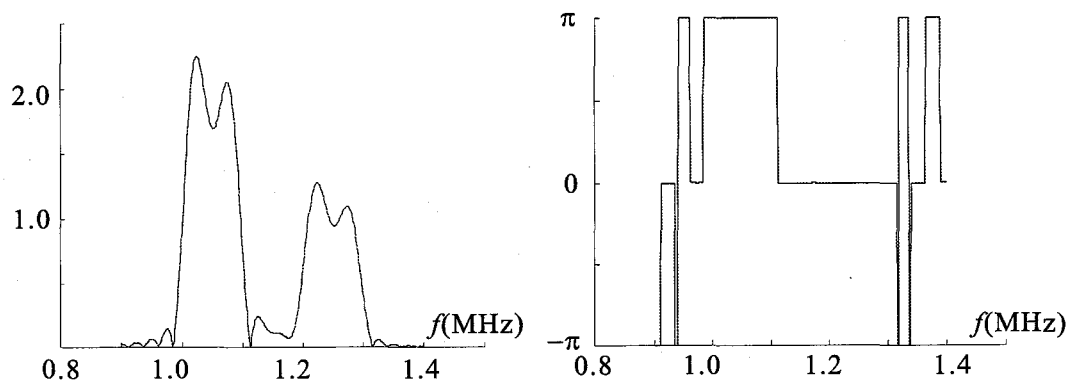


(a) Input signal spectrum

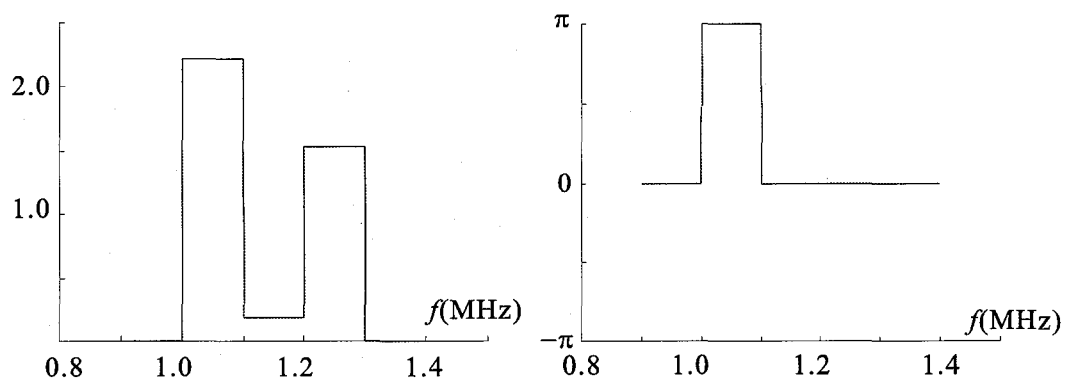


(b) 3rd order sampled signal spectrum

図 3.20: 入力信号スペクトルと 3 次帯域標本化後のスペクトル

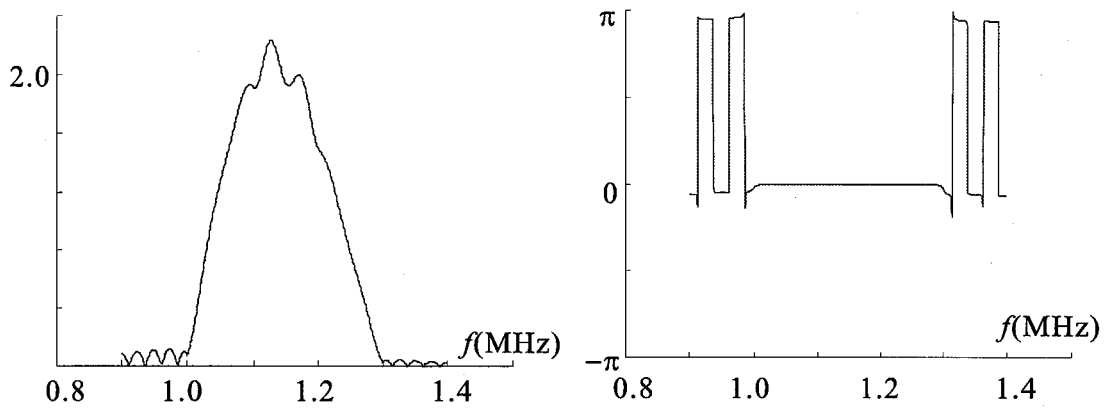


(a) Frequency response of aliasing canceller composed of transversal filter
amplitude(L), and phase(R)

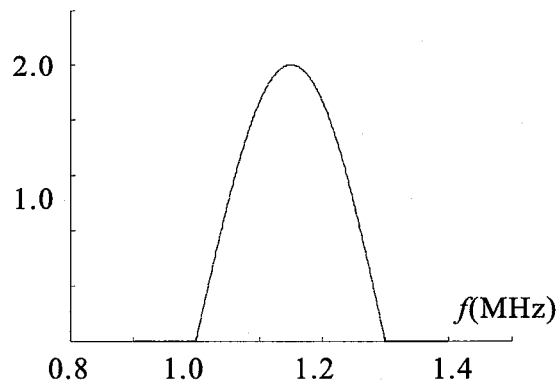


(a) Ideal frequency response of aliasing canceller
amplitude(L), and phase(R)

図 3.21: トランスポーサルフィルタと理想フィルタの周波数応答



(a) Output spectrum of aliasing canceller composed of transversal filter amplitude(L), and phase(R)



(a) Ideal frequency response of aliasing canceller

図 3.22: エリアシングキャンセラ出力のスペクトル

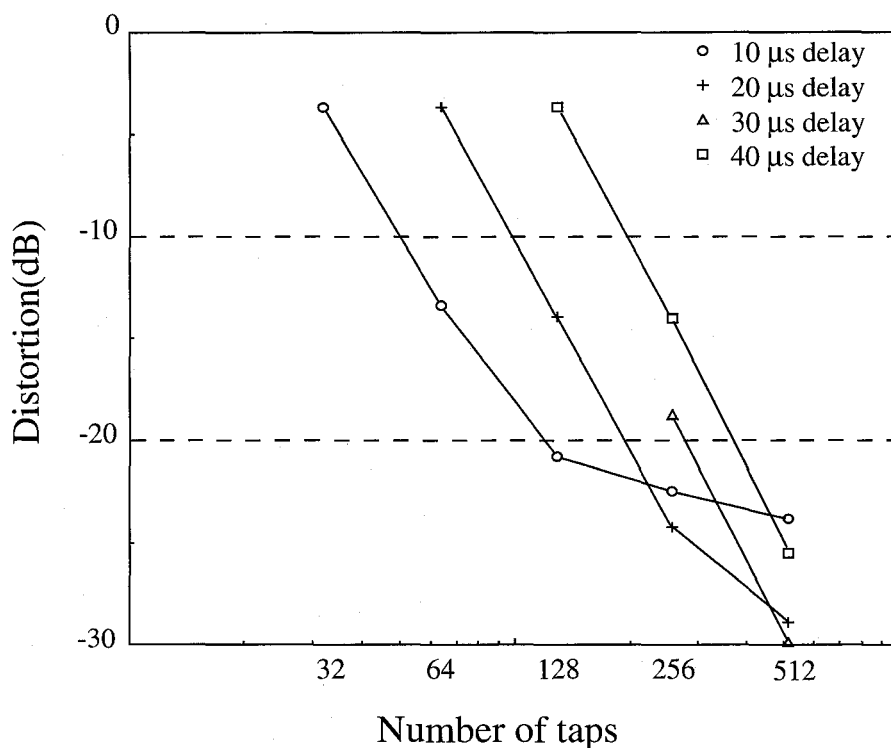


図 3.23: トランスバーサルフィルタで構成したエリアシングキャンセラ入出力間の歪特性

次に、図 3.18、図 3.19 で示したトランスバーサルフィルタを用いて構成したエリアシングキャンセラの特性について入出力間の歪特性を調べる。ここで図 3.21 と図 3.22 より、トランスバーサルフィルタで構成したエリアシングキャンセラの位相特性がほぼ理想的な応答となっているので、歪として振幅スペクトルの差の 2 乗を信号帯域にわたって累積し信号電力で正規化したものと定義する。

図 3.23 より、歪はトランスバーサルフィルタのタップ数と遅延時間により決定されることがわかる。遅延時間、タップ数は近似精度と関係があり、遅延時間はインパルス応答の時間幅、タップ数は標本数に相当する。遅延時間が小さいときは、少ないタップ数で歪を小さくできるが、大きなタップ数を用いてもある程度よりも小さな歪にすることは困難である。一方、遅延時間が大きいときは歪を抑えるのに多くのタップを必要とするが、タップ数を増やせばそれだけ歪を小さくすることができる。つまり、所望に品質に対してもっとも構成しやすい、タップ数と遅延時間をもったトランスバーサルフィルタを用意できることがわかる。例えば、歪を -20dB 以下に所望するなら、遅延量が $10\mu\text{s}$ で 128 段のトランスバーサルフィルタを用いるのが最適であるが、 -25dB の歪では遅延量は $20\mu\text{s}$ でタップ数は 256 必要である。

3.6 結言

本章では、DOS-CDMA 方式で広帯域無線信号を取り扱う際の信号品質を改善する方式として高次帯域標本化拡散方式を提案した。先ず符号化時間周期を拡大しても、高次帯域標本化の原理を用いれば、無線信号が歪なく再生されることを示した。第 3.2 節では、3 次帯域標本化を例に取りあげて無線信号を無歪で再生するフィルタを示した。伝達特性を理論的に明らかにし、動作原理と構成方法を示した。次に、第 3.3 節で高次帯域標本化拡散方式を用いて処理利得の改善を図った DOS-CDMA 方式を新たに提案した。そこでは、実現性を考慮して、任意次数の標本化を行えるシステム構成を簡単化するために拡散符号をいくつかのグループに分割する方式も提案した。更に、第 3.4 節で受信 CI 比の改善効果について理論解析を行い、提案システムの有効性を示した。

第4章 非線形補償を施した光周波数変調方式を用いた広帯域光ファイバ無線アクセスネットワーク

4.1 序言

本章では、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築する技術として直接光周波数変調方式について論じる。まず光周波数弁別器の非線形性を用いた光ファイバ無線リンク全体の非線形補償の原理を示し、光周波数弁別器の非線形性を制御することで相互変調歪を抑圧できることを示す。次に、光周波数弁別器の非線形性の具体的な制御方法としてマッハツェンダー型周波数弁別器へ光移相器を挿入する方式を提案し、受信信号品質の改善効果について理論的に明らかにする。

4.2 光周波数弁別器の非線形性を利用した非線形補償の原理

直接光周波数変調方式は、半導体レーザを直接強度変調する際に発生する周波数チャージングを用いる変調方式である。半導体レーザの発振周波数は注入電流をわずかに変化させることで無線搬送波周波数に比べ大きく変化し、高いFM変調度を得ることができる。この時、周波数偏移は以下の過程を経て発生する。まず、バイアス電流の変化により活性層温度に変化が生じ、同時にキャリア密度が変化する。これにより屈折率の変化が起こり、周波数偏移が引き起こされる。従って、周波数偏移は変調周波数に大きく依存することになる。一般に、1MHz以下の低い周波数においては温度効果による周波数偏移が主であるが、10MHz以上の周波数領域ではキャリア効果による周波数偏移が支配的である。また、変調周波数は緩和共振周波数以下であり、それ以上の周波数では効率が大きく劣化する。

直接光周波数変調方式においては、周波数偏移と同時に発生する強度変調成分が問題となるが、ハードリミタなどを用いれば簡単に抑圧できる。また、別の問題点として、光搬送波

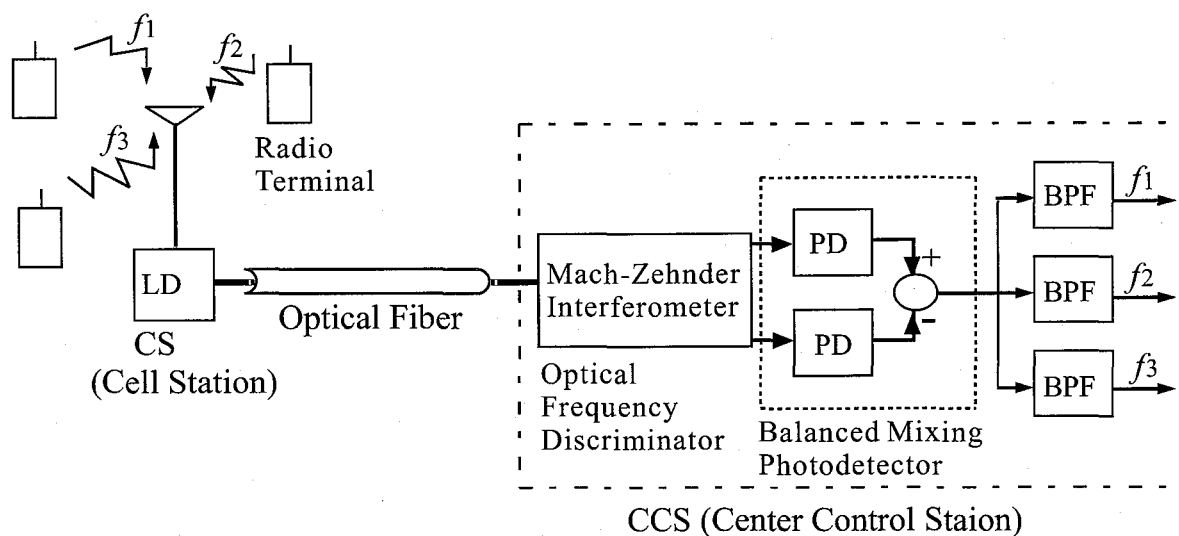


図 4.1: マッハツェンダー型光周波数弁別器を用いた直接光 FM 方式の構成

周波数ドリフトが挙げられる。これは半導体レーザの不安定性により出力光の周波数が不安定になる現象であり、コヒーレント光通信においては重要な問題となる。この問題に対しては AFC(Automatic Frequency Controller) や高性能の半導体レーザの使用などの解決策がある。もう1つ、光の位相雑音の問題がある。これは光の位相揺らぎによるもので、FM や位相変調 (PM) などの角度変調方式では問題となるが、これも高性能の半導体レーザを使用することで避けることが可能である。

図 4.1 に光周波数弁別器としてマッハツェンダー型干渉計を用いた直接光 FM 方式の構成を示す。無線基地局 (CS) では受信した無線周波数信号を半導体レーザで直接周波数変調し伝送する。まず、送信信号について解析する。

半導体レーザへの注入電流を $i(t)$ とする。半導体レーザの周波数変調特性には非線形性があり、それによる歪が生じる。ここで、注入電流と瞬時周波数の変化 $f_m(t)$ の関係は次の式で与えられる。

$$f_m(t) = \alpha i_{in}(t) + \beta i_{in}^2(t) + \gamma i_{in}^3(t) \quad (4.1)$$

ここで、 α, β および γ はそれぞれ半導体レーザの 1 次 FM 変調効率、2 次および 3 次の歪み係数を表す。キャリア数が 3 の無線周波数 SCM 伝送システムを仮定して、 $i_{in}(t)$ を

$$i_{in}(t) = \sum_{k=1}^3 R_k(t) \cos 2\pi f_k t \quad (4.2)$$

とおく。ただし、 $R_k(t)$ 、 f_k はそれぞれ k 番目の無線信号の複素包絡線と搬送波周波数を表す。このとき最大周波数偏移量、 $\Delta f_k(t)$ は

$$\Delta f_k(t) = \alpha R_k(t) \quad (4.3)$$

で与えられる。一方、半導体レーザ出力の光電界は次式で与えられる。

$$E_C = \sqrt{2P_C(1 + y(t))} e^{j\{2\pi f_C t + \phi(t)\}} \quad (4.4)$$

ここで $y(t)$ は強度変調成分、 P_C は半導体レーザの出力光電力、 f_C は光搬送波周波数、そして $\phi(t)$ は光位相雑音および瞬時周波数変化と次式の関係がある。

$$\phi(t) = 2\pi \int_t f_m dt + \Delta\phi \quad (4.5)$$

ここで、 $\Delta\phi$ が光位相雑音である。これは $c(t)$ を白色ガウス雑音として次式で与えられる。

$$\Delta\phi = \int_t c(t) dt \quad (4.6)$$

一方、式(4.2)より強度変調成分 $y(t)$ は次式で表される。

$$y(t) = \sum_{k=1}^3 m_k(t) \cos 2\pi f_k t \quad (4.7)$$

ここで、 $m_k(t)$ は強度変調指数である。光周波数変調の FM 変調指数、 $M_k(t)$ を最大周波数偏移量と中央チャネルの変調周波数、 f_2 、の比率で与えられると考えると

$$M_k(t) = \frac{\Delta f_k(t)}{f_2} \quad (4.8)$$

となり、強度変調指数と FM 変調指数が一定の比率

$$m_k(t) : M_k(t) = 1 : n \quad (4.9)$$

で与えられると、強度変調指数は

$$m_k(t) = \frac{1}{n} \frac{\Delta f_k(t)}{f_2} \quad (4.10)$$

となるので、強度変調成分は

$$y(t) = \frac{1}{n} \frac{\alpha}{f_2} i(t) \quad (4.11)$$

となる。従って、上記の式より瞬時周波数 $f(t)$ は

$$f(t) = f_C + f_m(t) + \frac{c(t)}{2\pi} \quad (4.12)$$

となる。

伝送された直接光 FM 信号は中央制御局 (CCS) の受信機の MZI によって FM-IM 変換、すなわち FM 検波が行われる。同時に、MZI の非線形性を用いて半導体レーザの非線形変調による信号の歪を抑圧する。

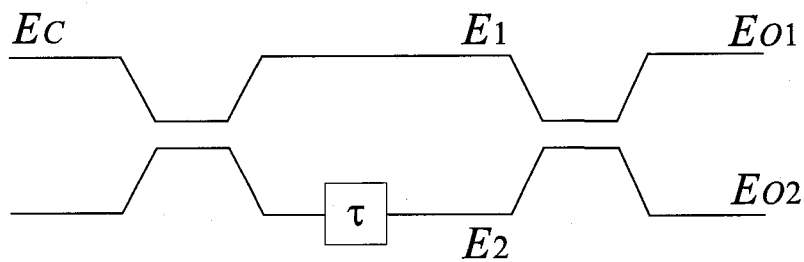


図 4.2: マッハツェンダー型干渉計の構成

図 4.2 に示すような構成の MZI に式 (4.4) であらわした光信号が入力されると、入力光は入力側結合器で 2 つに分離され、一方の光は遅延される。このときの光電界は

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \sqrt{P_C} \begin{pmatrix} \sqrt{1-y(t)} e^{j\{2\pi f_C t + \phi(t) + \pi V_b/V_\pi\}} \\ -j \sqrt{1-y(t-\tau)} e^{j\{2\pi f_C(t-\tau) + \phi(t-\tau)\}} \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

となる。ここで、 V_b はバイアス電圧、 V_π は半波長電圧である。これを出力側結合器で干渉させると出力光の電界は

$$\begin{pmatrix} E_{O1} \\ E_{O2} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{P_C}{2}} e^{j\{2\pi f_C t + \phi(t) + \pi V_b / V_\pi\}} \begin{pmatrix} \sqrt{1+y(t)} - \sqrt{1+y(t-\tau)} e^{j\{2\pi f_C t + \Delta\phi(t)\}} \\ -j\sqrt{1+y(t)} - j\sqrt{1+y(t-\tau)} e^{j\{2\pi f_C t + \Delta\phi(t)\}} \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

で与えられる。また、強度変調指数が十分小さいとき、MZI 出力の光強度は次の式で近似できる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} P_{O1} \\ P_{O2} \end{pmatrix} &\cong P_C \left(1 + \frac{y(t) + y(t-\tau)}{2} \right) \begin{pmatrix} 1 - \cos\left(\frac{\pi f(t)}{FSR}\right) \\ 1 + \cos\left(\frac{\pi f(t)}{FSR}\right) \end{pmatrix} \\ &= P_C \left(1 + \frac{y(t) + y(t-\tau)}{2} \right) \begin{pmatrix} T_1(f(t)) \\ T_2(f(t)) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.15)$$

この式中の $T_1(f(t))$, $T_2(f(t))$ は MZI の強度透過特性であり、2つの出力がお互いに逆相となっているので FM 検波後にバランスミキシング光検波を行えば、出力電力を 2 倍にできる。また、MZI の強度透過特性は、正弦波で変動しその周期は FSR (Free spectral range) によって決定されることがわかる。バランスミキシング光検波後に BPF を用いて希望する無線信号を取り出す際、この MZI による FM 検波の非線形性により相互変調歪が発生するが、バイアス電圧 V_b や FSR を制御して半導体レーザーの周波数変調の非線形性と打ち消しあう特性にできれば、これらの歪を抑圧することが可能である。以下ではその非線形補償の効果について理論解析を行う。

MZI の強度透過特性を半導体レーザーの発振周波数、 f_C の近傍でテイラー展開すると

$$T_n(f(t)) = T_n^{(0)} + T_n^{(1)}(f(t) - f_C) + \frac{1}{2}T_n^{(2)}(f(t) - f_C)^2 + \frac{1}{6}T_n^{(3)}(f(t) - f_C)^3 + \dots \quad (4.16)$$

$$T_n(f(t))^{(j)} = \left. \frac{d^j}{df^j} \right|_{f_C} \quad (4.17)$$

この式を、式(4.1)および(4.12)を用いて変形すると、

$$T_n(f(t)) = T_n^{(0)} + T_n^{(1)}\left\{\alpha i(t) + \frac{1}{2\pi}c(t)\right\} + \left\{T_n^{(1)}\beta + \frac{1}{2}T_n^{(2)}\alpha^2\right\}i^2(t) \\ + \left\{T_n^{(1)}\gamma + T_n^{(2)}\alpha\beta + \frac{1}{6}T_n^{(3)}\alpha^3\right\}i^3(t) \quad (n=1,2) \quad (4.18)$$

となる。いま、 $y(t)$ と $y(t-\tau)$ の相関が1の場合を考えると、バランスミキシング光検波器の出力電流、 $i_o(t)$ は次式で与えられる。

$$i_o(t) = r[P_{O1}(t) - P_{O2}(t)] \\ = rP_C \left[2T_1^{(1)}\alpha + \frac{\alpha}{nf_2}(T_1^{(0)} - T_2^{(0)}) \right] i(t) + 2rP_C \left[T_1^{(1)}\beta + \frac{1}{2}T_1^{(2)}\alpha^2 + \frac{\alpha}{nf_2}T_1^{(1)}\alpha \right] i^2(t) \\ + 2rP_C \left[T_1^{(1)}\gamma + T_1^{(2)}\alpha\beta + \frac{1}{6}T_1^{(3)}\alpha^3 + \frac{\alpha}{nf_2}\left\{T_1^{(1)}\beta + \frac{1}{2}T_1^{(2)}\alpha^2\right\} \right] i^3(t) + n(t) \quad (4.19)$$

ここで、 r は光検波器の受信感度をあらわす。式(4.19)の第1項は光強度に重畳された無線周波数SCM信号成分を表し、第2、第3項はそれぞれ2次、3次の相互変調歪の成分(IM2, IM3)である。一般に、マルチオクタブ伝送を考えなければIM3成分のみが受信信号品質の劣化要因となる。式(4.2)、(4.3)、(4.10)および(4.19)より受信信号の無線搬送波電力 C 、3次の歪み電力 D_3 を求めると、それぞれ以下のようになる。

$$C = \frac{1}{2}(\Delta f r P_C)^2 \left[\left(\frac{\pi}{FSR}\right)^2 + \left(\frac{m_k}{\Delta f}\right)^2 \right] \cos^2\left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \tan^{-1} \frac{\pi \Delta f}{FSR m_k}\right) \quad (4.20)$$

$$D_3 = \frac{9}{8} \left(\frac{\Delta f^3}{\alpha^3} r P_C \frac{\pi}{FSR}\right)^2 \left[\left(\gamma + \frac{m_k}{\Delta f}\alpha\beta - \frac{1}{6}\left(\frac{\pi}{FSR}\right)^2\alpha^3\right)^2 + \left(\frac{\pi}{FSR}\right)^2 \left(\alpha\beta + \frac{1}{2}\frac{m_k}{\Delta f}\alpha^3\right)^2 \right] \\ \times \cos^2\left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \tan^{-1} \frac{\frac{\pi}{FSR}(\alpha\beta + \frac{1}{2}\frac{m_k}{\Delta f}\alpha^3)}{\gamma + \frac{m_k}{\Delta f}\alpha\beta - \frac{1}{6}\left(\frac{\pi}{FSR}\right)^2\alpha^3}\right) \quad (4.21)$$

一方、雑音としては光強度雑音電力 N_i 、位相雑音電力に加えて3章で扱ったショット雑音、受信器の熱雑音が含まれ、全雑音電力 N は次式で与えられる。

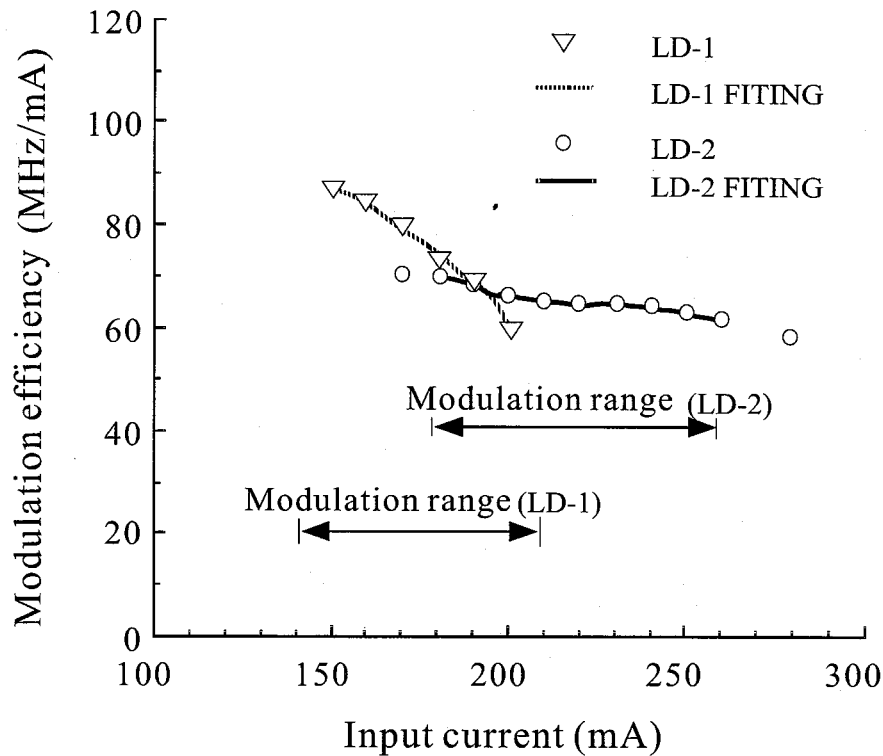


図 4.3: 表 4.2 の 2 種類の半導体レーザの注入電流に対する FM 変調効率特性

$$N = \left[2qrP_C + \frac{4kT}{R} + 4\frac{\Delta\nu}{\pi} \left(rP_C \frac{\pi}{FSR} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{\pi f_C}{FSR} \right) \right] B_{rf} + N_i \quad (4.22)$$

ただし

$$N_i = \frac{1}{2} \left[\frac{\alpha \Delta f}{nf_2} \cos \left(\frac{\pi f_C}{FSR} \right) \right] \quad (4.23)$$

ここで、 q は電荷、 $\Delta\nu$ は半導体レーザの半値全幅をそれぞれ表す。以上の式(4.20)-(4.22)より、受信信号の CN 比、無線搬送波対歪電力比 (CD 比)、そして無線搬送波対雑音および歪み電力比 (CND 比) を求めることができる。

以下の解析で用いたパラメータを表 4.1 に示す。また、本論文では以下の表 4.2 に示す 2 つの半導体レーザの変調特性を用いる。これらの半導体レーザの注入電流に対する FM 変調効率特性を図 4.3 に示す。

表 4.1: 計算に用いたパラメータ

無線 SCM 信号のキャリア数	3 波
無線信号の搬送波周波数, f_{rf}	5.2GHz
光受信電力, P_C	-10[dBm]
各キャリアの帯域幅, B_{rf}	50MHz
光検波器の変換効率, α	0.8[mA/mW]
半導体レーザーの半値全幅, $n_{\Delta\nu}$	0.5[MHz]
強度変調指数, m_k	0.01
最大周波数偏移量, Δf	1[GHz]
等価雑音温度, T	300K
等価雑音抵抗, R	50 Ω

表 4.2: 半導体レーザーの変調特性

	LD-1	LD-2
FM 変調効率	72[MHz/mA]	65[MHz/mA]
2 次歪み係数	0.3[MHz/mA ²]	0.01[MHz/mA ²]
3 次歪み係数	0.002[MHz/mA ³]	-0.00003[MHz/mA ³]

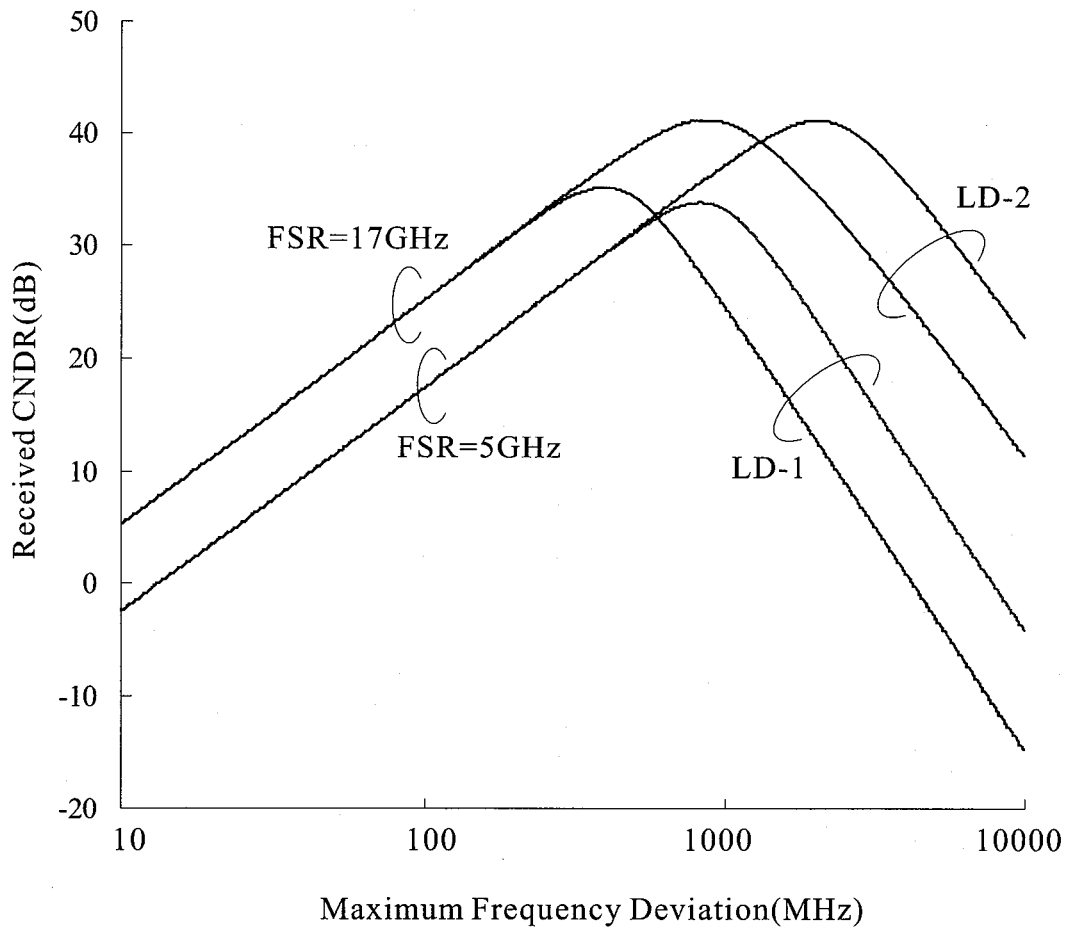


図 4.4: 最大周波数偏差量と受信信号品質の関係

図 4.4 に最大周波数偏差量と受信信号品質の関係を示す。式 (4.20)-(4.22) より、CN 比が最大周波数偏差量の 2 乗で増加するのに対し、CD 比は 4 乗で劣化してゆく。その結果、両者のトレードオフにより図に示すように受信 CNDR 比に対して最適な最大周波数偏差量があらわれる。また、図より FSR を大きくすることで最適周波数偏差量が変化することはもちろんのこと、最大受信 CNDR 比が減少している。これは FSR を大きくすることで FM-IM 変換において入力信号に対する強度変換の感度が劣化するためであると考えられる。また、半導体レーザの特性が変化するとき、CN 比特性は変化しないが CD 比特性が変化するので、LD-1 と LD-2 で図のような特性の違いがあらわれる。

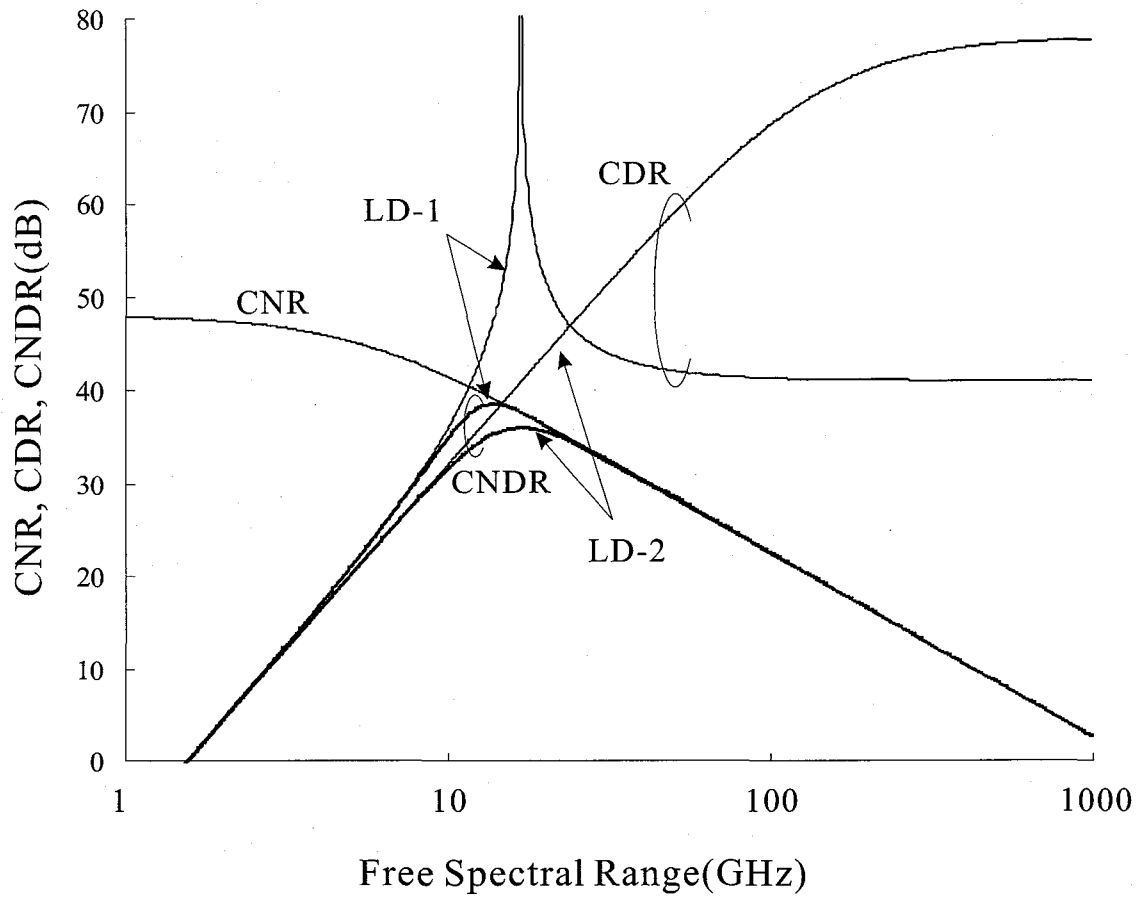


図 4.5: FSR と受信信号品質の関係

図 4.5 に FSR に対する受信信号品質を示す。図より、歪の影響をほとんど取り除ける FSR が存在することがわかり、この FSR において、式 (4.21) の値が非常に小さくなっている。しかしながら、チャンネルあたりの帯域幅を 50MHz とした今回の解析では受信信号品質 CNDR 比は CN 比に支配されている。また、特性の違う半導体レーザを用いると、CD 比はまったく違う振る舞いをする事が分かる。

4.3 マッハツェンダー型周波数弁別器への移相器挿入による非線形補償方式

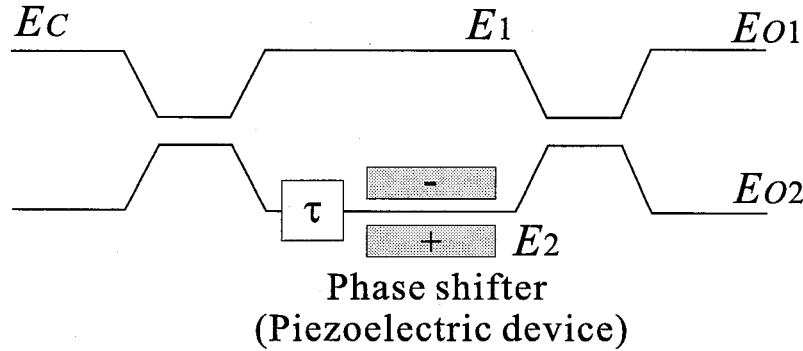


図 4.6: 光移相器を挿入したマッハツェンダー型周波数弁別器の構成

以上の解析でパラメータとして用いた最大周波数偏移量や MZI の FSR は、制御することが困難であり、これを用いた非線形歪抑圧方式はあまり現実的な手法ではない。そこで、本節では MZI の非線形性のもう一つの制御方法として、光移相器を用いた方式を提案する。図 4.6 に示すように MZI の片側のブランチに光移相器を挿入することで位相差を生じさせ、強度透過特性を周波数シフトさせることができることがこれまでの研究で明らかになっている。この光移相器は通常、MZI のバイアス電圧を制御するために用いられる圧電素子を使用でき、容易に実現できる。

図に示すマッハツェンダー型周波数弁別器の強度透過特性を導出する。式 (4.4) で与えられる光信号入力に対して、一方の光を遅延および ψ 移相させた光電界は次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \sqrt{P_C} \begin{pmatrix} \sqrt{1-y(t)} e^{j\{2\pi f_C t + \phi(t) + \pi V_b/V_\pi\}} \\ -j\sqrt{1-y(t-\tau)} e^{j\{2\pi f_C(t-\tau) + \phi(t-\tau) + \pi V_b/V_\pi + \psi\}} \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

よって出力光の電界は

$$\begin{pmatrix} E_{O1} \\ E_{O2} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{P_C}{2}} e^{j\{2\pi f_C t + \phi(t) + \pi V_b/V_\pi\}} \begin{pmatrix} \sqrt{1+y(t)} - \sqrt{1+y(t-\tau)} e^{j\{2\pi f_C t + \Delta\phi(t) + \psi\}} \\ -j\sqrt{1+y(t)} - j\sqrt{1+y(t-\tau)} e^{j\{2\pi f_C t + \Delta\phi(t) + \psi\}} \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

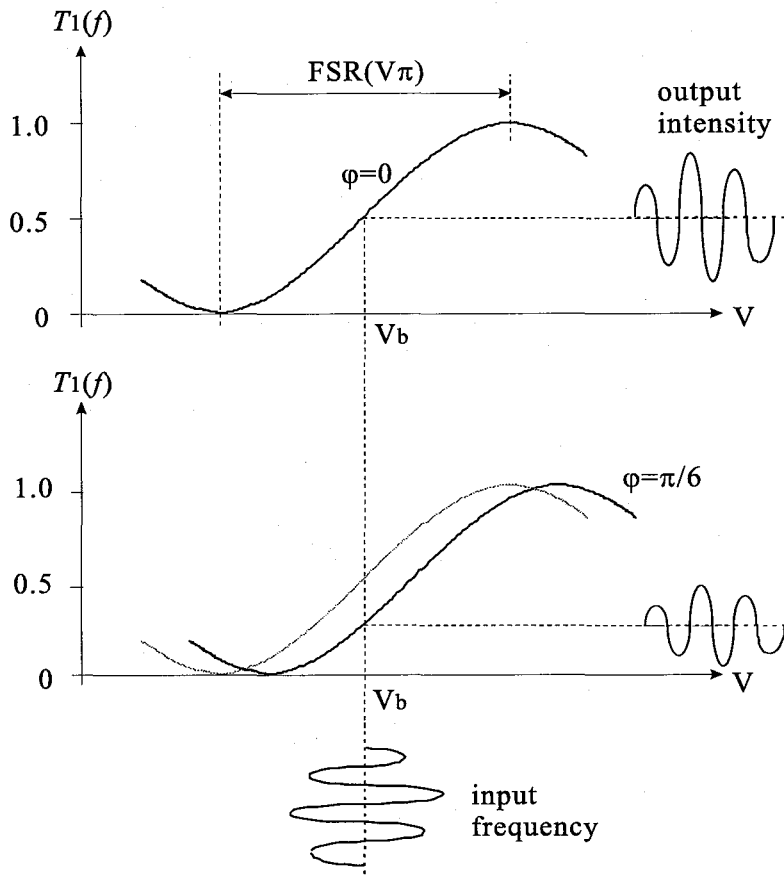


図 4.7: 移相量が 0 および $\pi/6$ の場合の MZI の強度透過特性

となる。従って MZI 出力の光強度は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} P_{O1} \\ P_{O2} \end{pmatrix} &\cong P_C \left(1 + \frac{y(t) + y(t - \tau)}{2} \right) \begin{pmatrix} 1 - \cos\left(\frac{\pi f(t)}{FSR} + \psi\right) \\ 1 + \cos\left(\frac{\pi f(t)}{FSR} + \psi\right) \end{pmatrix} \\
 &= P_C \left(1 + \frac{y(t) + y(t - \tau)}{2} \right) \begin{pmatrix} T_1(f(t)) \\ T_2(f(t)) \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

図 4.7 に移相量が 0 および $\pi/6$ の場合の MZI の強度透過特性を示す。図より、光移相器の挿入により強度透過特性が周波数シフトされているのがわかる。これにより、中心周波数(バイアス電圧)における強度透過特性を変化させることができる。

次に移相量 ψ に対する受信信号品質を解析する。式 (4.20)-(4.22) に対して移相量を考慮すると、それぞれ以下のように表すことができる。

$$C = \frac{1}{2}(\Delta f r P_C)^2 \left[\left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 + \left(\frac{m_k}{\Delta f} \right)^2 \right] \cos^2 \left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \tan^{-1} \frac{\pi \Delta f}{FSR m_k} + \psi \right) \quad (4.27)$$

$$D_3 = \frac{9}{8} \left(\frac{\Delta f^3}{\alpha^3} r P_C \frac{\pi}{FSR} \right)^2 \left[\left(\gamma + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha \beta - \frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 \alpha^3 \right)^2 + \left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 \left(\alpha \beta + \frac{1}{2} \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^3 \right)^2 \right] \\ \times \cos^2 \left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \tan^{-1} \frac{\frac{\pi}{FSR} \left(\alpha \beta + \frac{1}{2} \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^3 \right)}{\gamma + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha \beta - \frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 \alpha^3} + \psi \right) \quad (4.28)$$

$$N = \left[2qr P_C + \frac{4kT}{R} + 4 \frac{\Delta \nu}{\pi} \left(r P_C \frac{\pi}{FSR} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \psi \right) \right] B_{rf} + N_i \quad (4.29)$$

$$N_i = \frac{1}{2} \left[\frac{\alpha \Delta f}{n f_2} \cos \left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \psi \right) \right] \quad (4.30)$$

式(4.25)より、3次の非線形歪を小さくするには移相量 ψ が

$$\psi = \frac{2n+1}{2} \pi - \frac{\pi f_C}{FSR} - \tan^{-1} \frac{\frac{\pi}{FSR} \left(\alpha \beta + \frac{1}{2} \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^3 \right)}{\gamma + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha \beta - \frac{1}{6} \left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 \alpha^3} \quad (n: \text{integer}) \quad (4.31)$$

であればよいことがわかる。一方、式(4.27)より無線搬送波電力は移相量に従って変化し、さらに雑音電力が熱雑音、ショット雑音に支配されているときは移相することでCN比が劣化する。例えば、移相量が $\pm\pi/4$ を超えると劣化は3dB以上となる。

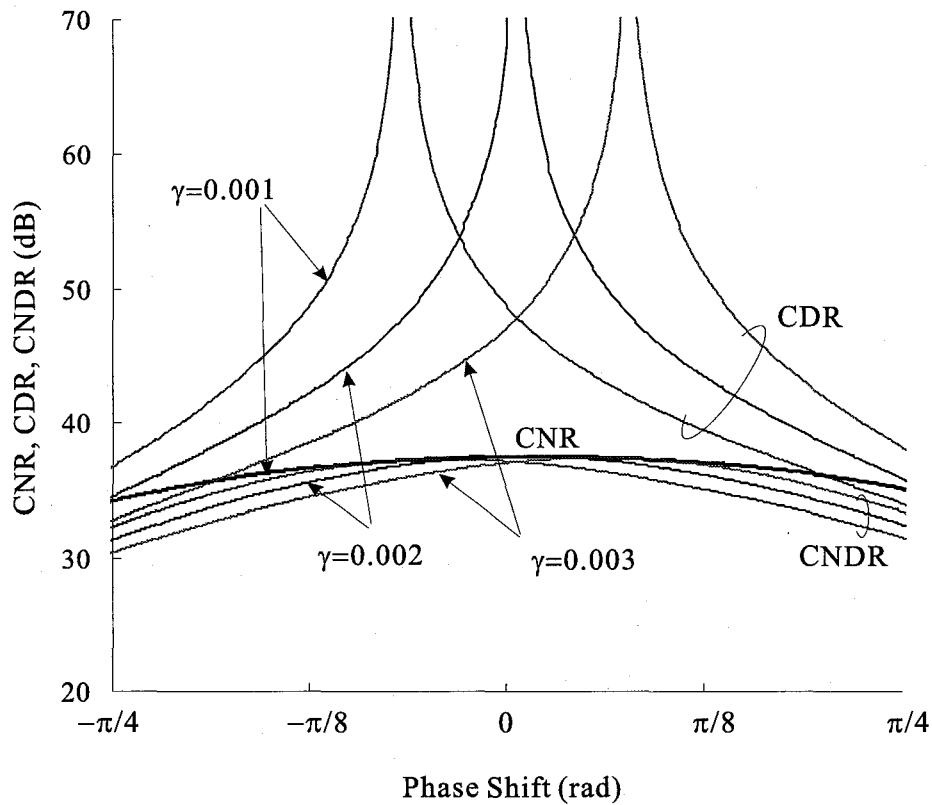


図 4.8: FSRが 17GHz の場合の半導体レーザーの非線形性の変化に対する移相量と受信信号品質の関係

図 4.8 に表 4.2 の LD-1 を用いた場合の FSR が 17GHz の場合の半導体レーザーの非線形性の変化に対する移相量と受信信号品質の関係を示す。ここでは、FSR が 17GHz の場合に 3 次の歪係数 γ が 0.001 から 0.003 まで変化したときの受信信号品質を示す。図より半導体レーザーの非線形性が変化すると、CD 比を最大にする移相量が変化しているが、移相量を制御することで非線形歪を抑制できることがわかる。

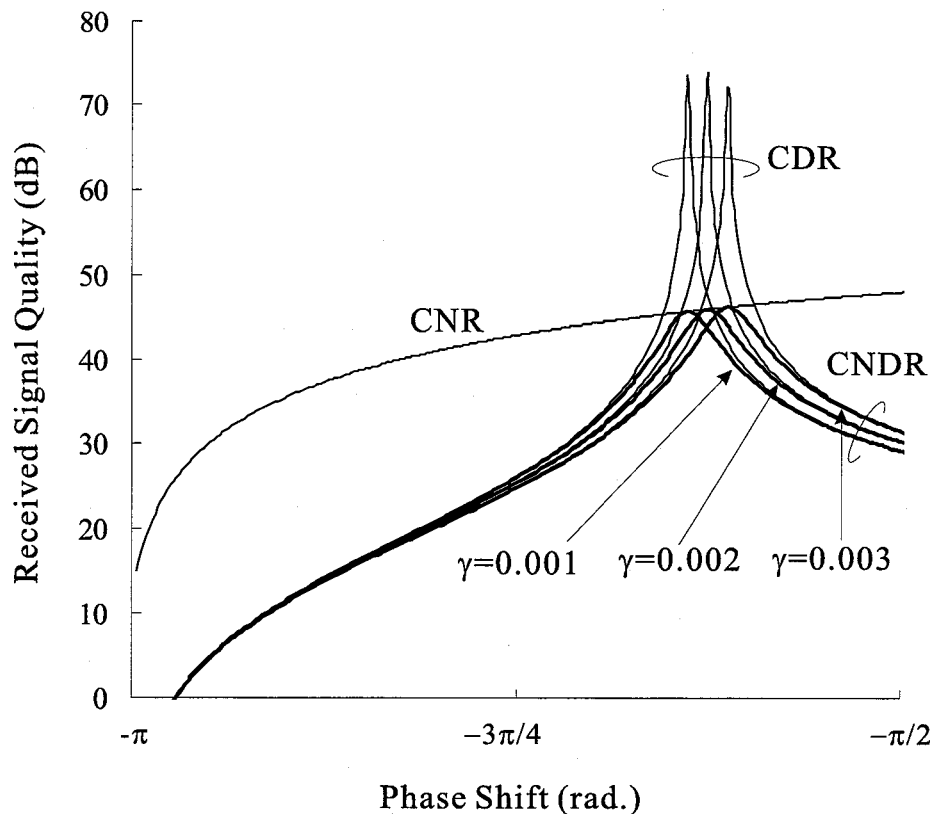


図 4.9: FSR が 5GHz の場合のレーザの変調特性が変化した場合の位相シフト量に対する受信信号品質

一方、図 4.9 に LD-1 を用いた場合の FSR が 5GHz の場合の半導体レーザの非線形性の変化に対する移相量と受信信号品質の関係を示す。図より FSR が 17GHz のときよりも受信 CN 比を高くすることができることが分かり、図 4.5 の結果とも一致する。しかしながら FSR を小さくすると、FM 検波に使用できる周波数領域が狭くなるため、最大周波数偏移量が大きくとれない問題が発生する。

以上の解析により、半導体レーザの 3 次の非線形性が変化しても移相量を制御することで受信時の非線形歪電力を雑音以下に抑圧できることを明らかにした。しかしながら、実際に使用する半導体レーザの非線形性では、1 次、2 次そして 3 次の係数が変化する。この時、非線形歪を最小とする移相量が半導体レーザの非線形性に対して唯一に決まれば、非線形補償が容易に実現できる。

図 4.10 に LD-1 の非線形成分 β, γ に対する受信 CD 比を最大にする最適移相量の関係を示す。ここで、最適と呼んでいるのは、非線形歪の抑圧という面から見たものであり、先に説

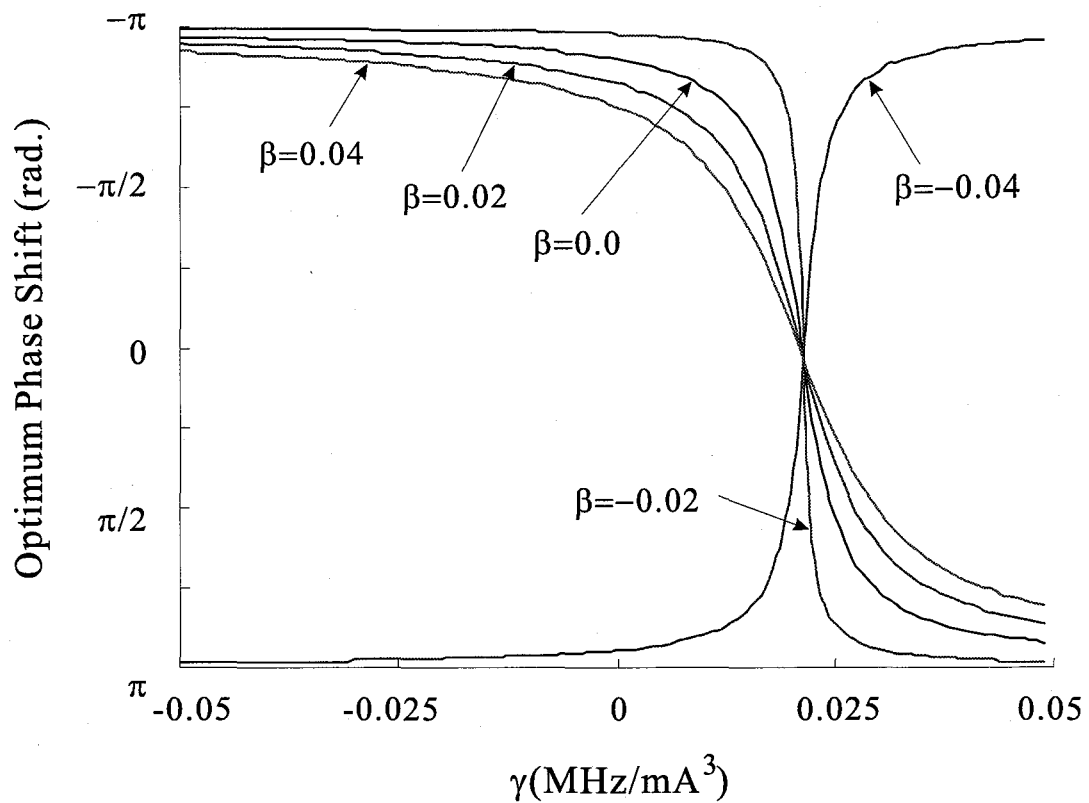


図 4.10: 半導体レーザーの非線形性に対する最適移相量

明したとおり移相により搬送波電力が減少するので、受信 CN 比の点から見ると必ずしも最適であるとはいえない。図より、非線形成分が変化しても最適移相量は常にかつ唯一つ存在することがわかる。従って、光移相器を用いた非線形歪の抑圧方式が先述の FSR 制御方式よりも有効であることがわかる。

4.4 結言

本章では，広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築する技術として直接光周波数変調方式について論じた．先ず光周波数弁別器の非線形性を用いた光ファイバ無線リンク全体の非線形補償の原理を示し，光周波数弁別器の非線形性を制御することで相互変調歪を抑圧できることを示した．次に，光周波数弁別器の非線形性の具体的な制御方法としてマツェンダー型周波数弁別器へ光移相器を挿入する方式を提案し，受信信号品質の改善効果について理論的に明らかにした．

第5章 非線形補償を施した光周波数変調方式におけるマルチオクターブ無線信号伝送

5.1 序言

本章では、直接光周波数変調方式を用いたマルチオクターブ無線信号の伝送品質について議論する。先ず提案方式が2次相互変調歪にも有効であることを示す。次に、空きチャネルの歪電力を最小にすることで非線形補償を実現する受信機を提案する。送信機の半導体レーザーの非線形性がランダムに変化することを考慮した計算機シミュレーションを行い、提案する方式の非線形補償性能を示す。

5.2 マルチオクターブ無線信号伝送における非線形歪の振る舞いと抑圧方式

これまでの解析では非線形歪として3次の相互変調歪しか考慮されていない。しかし広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークにおいてマルチオクターブの無線周波数SCM信号の伝送を考慮すると2次の相互変調歪の抑圧を検討しなければならない。本節では、第4.2および4.3節で解析、提案した非線形補償技術を2次の相互変調歪を含むマルチオクターブ無線周波数SCMに適用した際の、非線形歪の振る舞いと抑圧方式について議論する。

5.2.1 受信信号品質の理論解析

前章で導いた式(4.2), (4.3), (4.10)および(4.19)を用いてIM2電力 D_2 は次式のように表せる。

$$D_2 = \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta f^2}{\alpha^2} r P_C \frac{\pi}{FSR} \right)^2 \left[\left(\beta + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^2 \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 \right] \cos^2 \left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \tan^{-1} \frac{\frac{1}{2} \frac{\pi}{FSR}}{\beta + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^2} \right) \quad (5.1)$$

VHF テレビジョン電波の12チャンネルの信号は、95.75MHzから221.75MHzに分布するマルチオクターブ無線周波数SCM信号であるので、本章ではVHFテレビジョン電波を伝送するシステムを仮定して、図5.1に示すような受信信号に発生するIM2歪とIM3歪について解析する。表5.1に解析に用いたパラメータを示す。

表 5.1: 計算に用いたパラメータ

無線SCM信号のキャリア数	12波
無線信号の搬送波周波数, f_{rf}	160[MHz]
光受信電力, P_C	-10[dBm]
各キャリアの帯域幅, B_{rf}	6[MHz]
光検波器の変換効率, α	0.8[A/W]
LDの半値全幅, $n_{\Delta\nu}$	0.5[MHz]
強度変調指数, m_k	0.01
最大周波数偏移量, Δf	1[GHz]
等価雑音温度, T	300[K]
等価雑音抵抗, R	50[Ω]

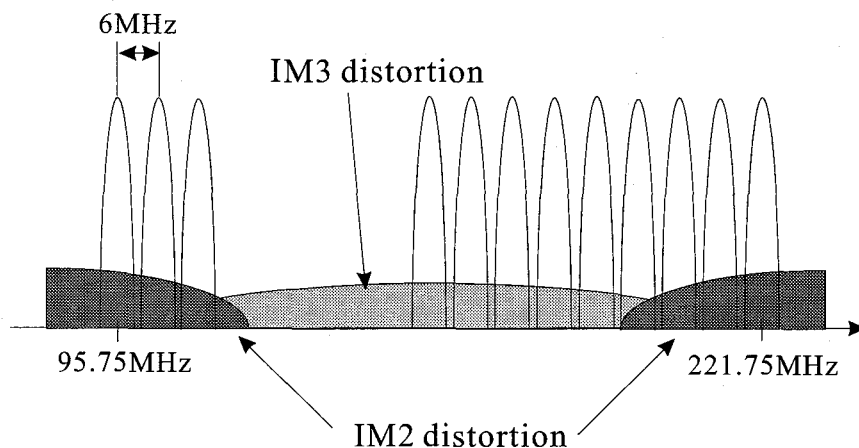


図 5.1: VHF テレビジョン伝送におけるIM2歪とIM3歪

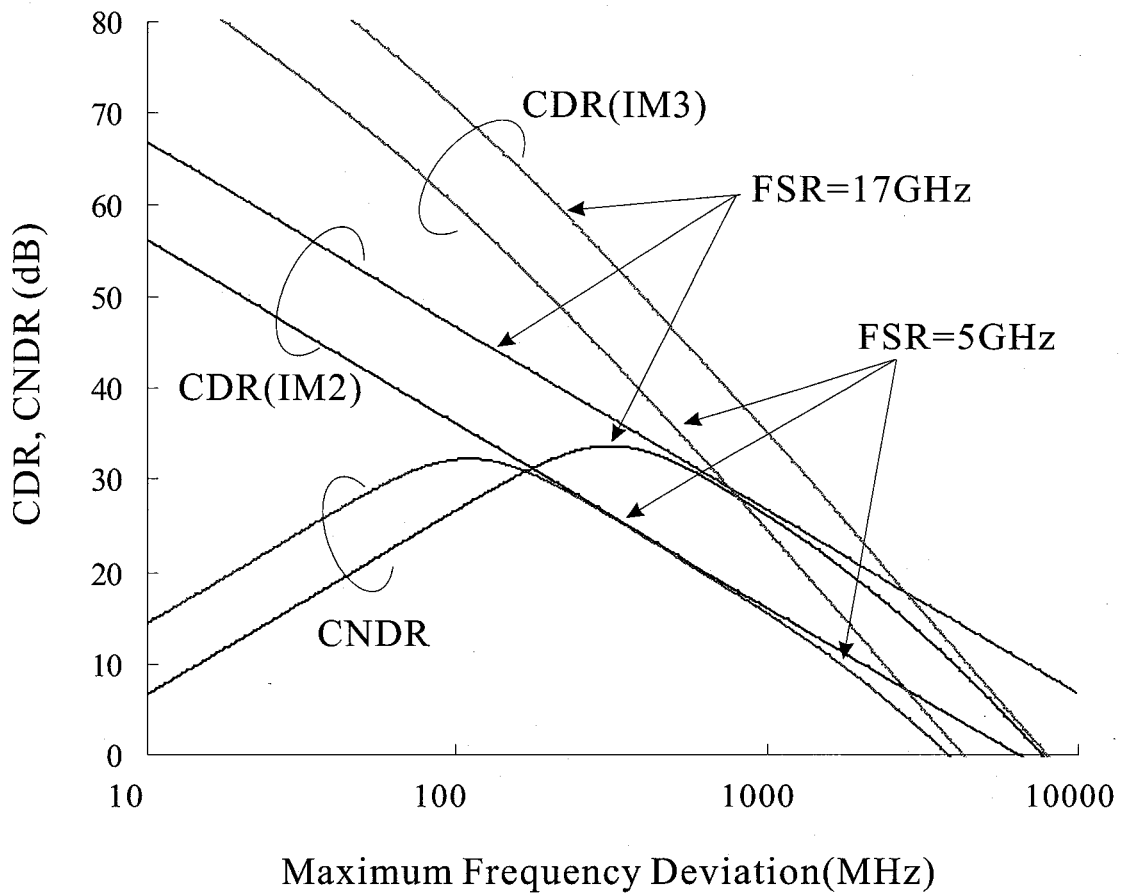


図 5.2: LD-1 を用いた場合の最大周波数偏差量と受信信号品質の関係

図 5.2 に表 4.2 の LD-1 を用いた場合の最大周波数偏差量と CD 比, CNDR 比の関係を示す. IM2 歪も IM3 歪と同様に最大周波数偏差量に反比例して減少するため受信 CNDR 比を最大とする最大周波数偏差量が存在する. また, 最大周波数偏差量が小さい場合は IM2 歪が IM3 歪よりも支配的であり, 最大周波数偏差量が大きくなると IM3 歪の影響が大きくなることがわかる. 図 5.3 に LD-2 を用いた場合の最大周波数偏差量と CD 比, CNDR 比の関係を示す. 図より, LD-2 では IM2 歪の影響は LD-1 と大きく変化がないが, IM3 歪は LD-1 の場合と大きく異なる.

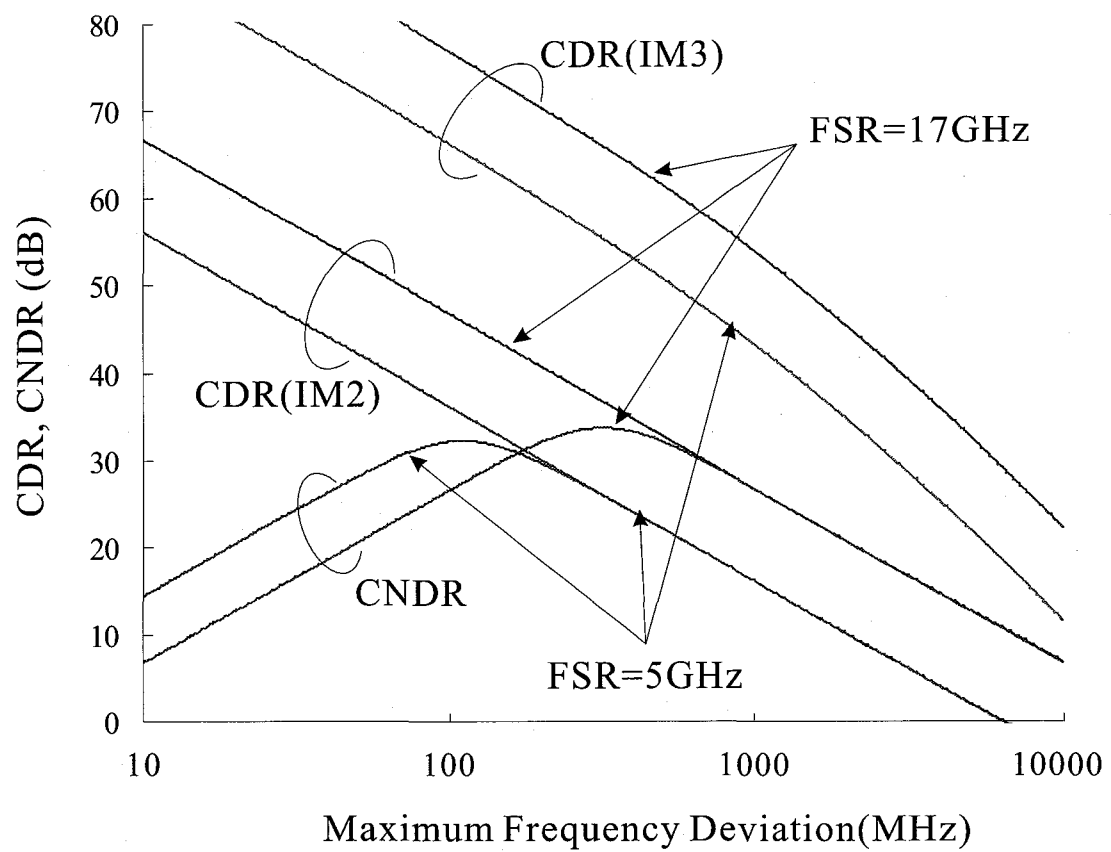


図 5.3: LD-2 を用いた場合の最大周波数偏移量と受信信号品質の関係

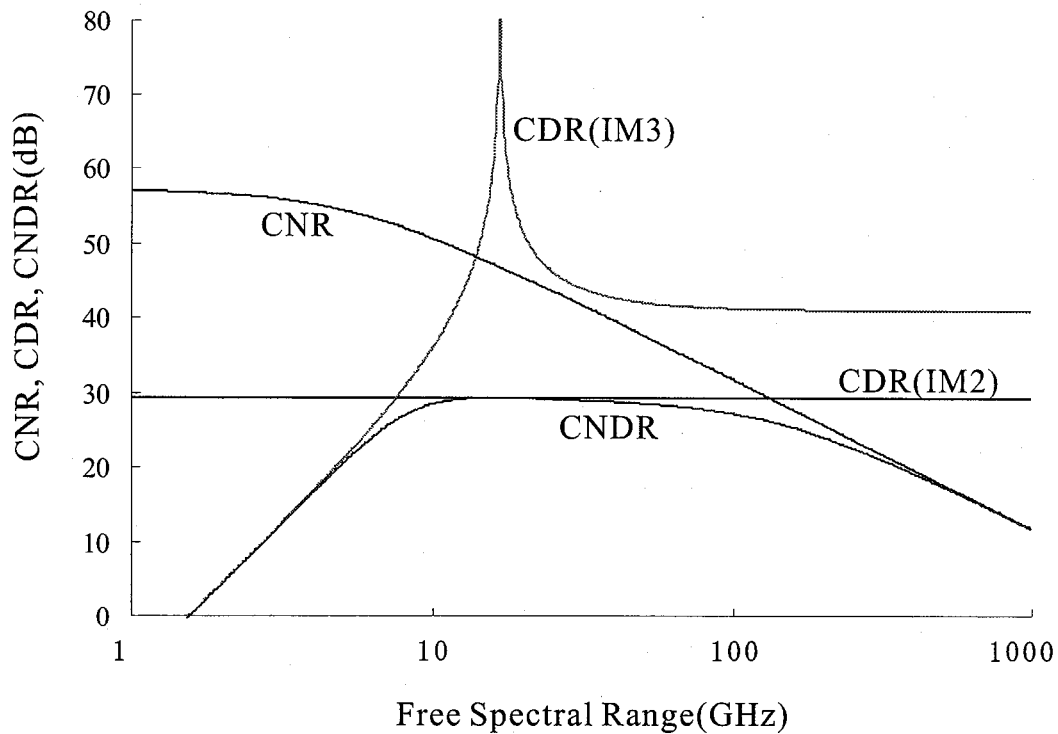


図 5.4: LD-1 を用いた場合の FSR と受信信号品質の関係

図 5.4 は LD-1 を用いた場合の FSR と受信信号品質の関係を示している。図 4.5 と比較してわかるように、CND 比が最大となる FSR において、CND 比は雑音ではなく IM2 歪によって支配されており、図 4.5 よりも品質が劣化している。また、IM2 歪は IM3 歪と異なり、FSR の変化に対する感度が小さい。図 5.5 に LD-2 を用いたときにおける FSR と受信信号品質の関係を示す。LD-2 のパラメータについても、LD-1 と同様に IM2 歪は FSR に対して感度が小さいが、LD-2 においては IM2 歪は常に雑音に比べて十分に小さく、最大の CND 比は IM3 歪に支配されている。以上の解析から、IM3 歪と IM2 歪が共に発生している環境において受信信号品質を向上するためには、IM2 歪が十分に小さくなるような半導体レーザのパラメータや最大周波数偏移量をあらかじめ決定した後に、FSR を制御して CND 比を最大にするという方法が考えられるが、あまり現実的な手法とは言えない。

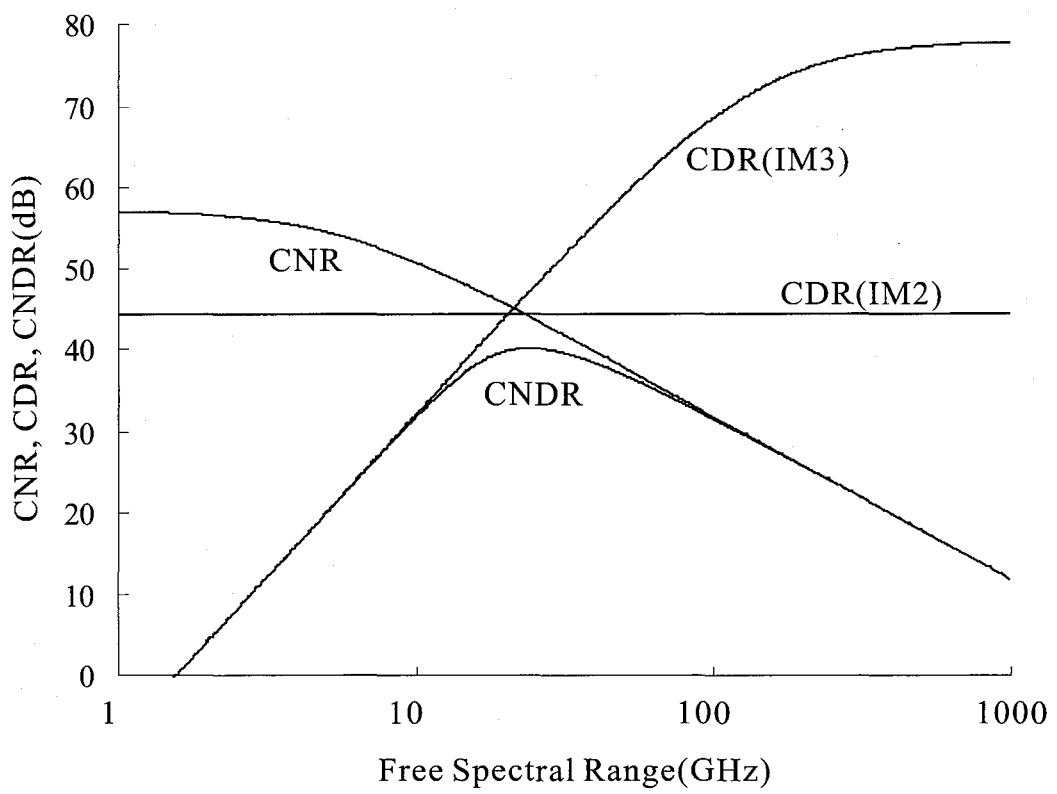


図 5.5: LD-2 を用いた場合の FSR と受信信号品質の関係

5.2.2 マルチオクターブ無線SCM伝送における非線形歪補償方式

前章で提案した、マツハツエンダー型周波数弁別器へ光移相器を挿入する方法における受信IM2電力は式(4.26), 式(5.1)を用いて次式で与えられる.

$$D_2 = \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta f^2}{\alpha^2} r P_C \frac{\pi}{FSR} \right)^2 \left[\left(\beta + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^2 \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{FSR} \right)^2 \right] \cos^2 \left(\frac{\pi f_C}{FSR} + \tan^{-1} \frac{\frac{1}{2} \frac{\pi}{FSR}}{\beta + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^2} + \psi \right) \quad (5.2)$$

式(5.2)より, IM2歪みが最小になるための移相量は

$$\psi_2 = \frac{2n+1}{2n} \pi - \frac{\pi f_C}{FSR} - \tan^{-1} \frac{\frac{1}{2} \frac{\pi}{FSR}}{\beta + \frac{m_k}{\Delta f} \alpha^2} \quad (n: \text{integer}) \quad (5.3)$$

となることが分かる. この位相シフト量は式(4.29)で求めたものとは異なる. 即ち, IM3歪が最小となる移相量とIM2歪が最小となる移相量は異なる. このような状況において, 提案する非線形補償方式の有効性を以下では議論する.

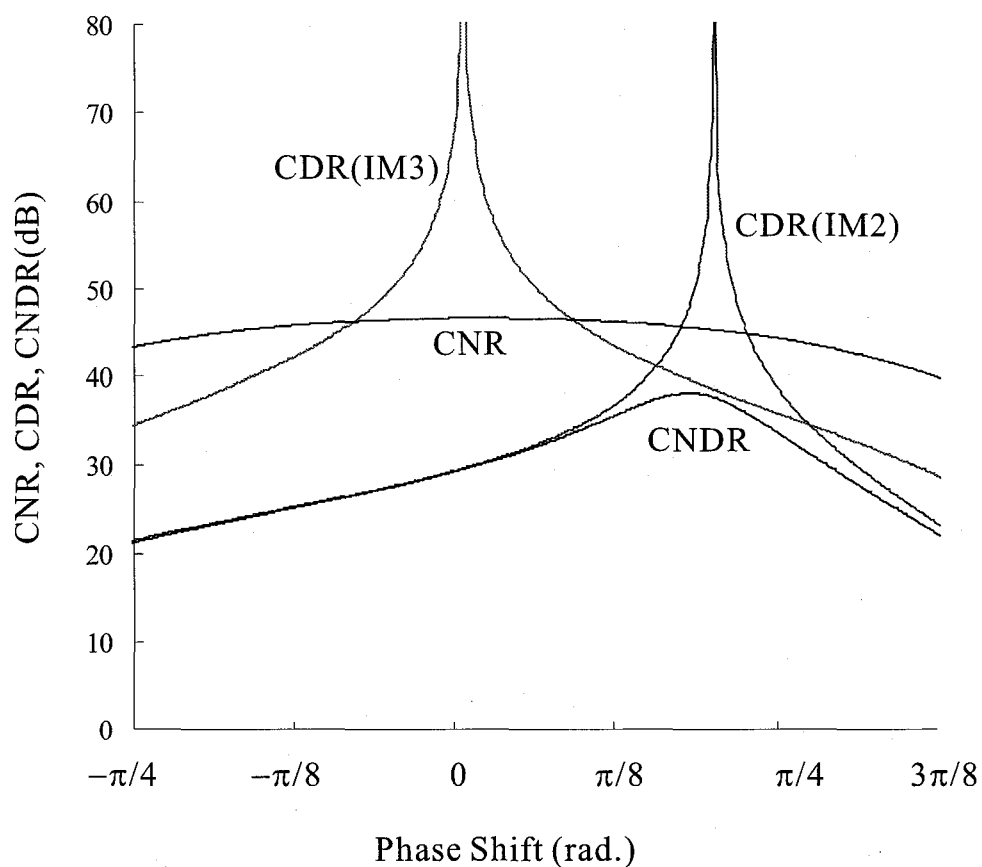


図 5.6: LD-1 を用いた場合の移相量と受信信号品質の関係

図 5.6 に表 4.2 における LD-1 を用いた場合の移相量に対する受信信号品質を示す。図より移相量を制御することで得られる最大受信 CNDR 比は IM2 歪に支配されているが、IM3 歪を最小とする移相量での受信 CNDR 比と比較しておよそ 5dB 高い受信 CNDR 比を得ることがわかる。従って、移相量を制御する方式が IM2 歪の抑圧に対しても有効であることがわかる。

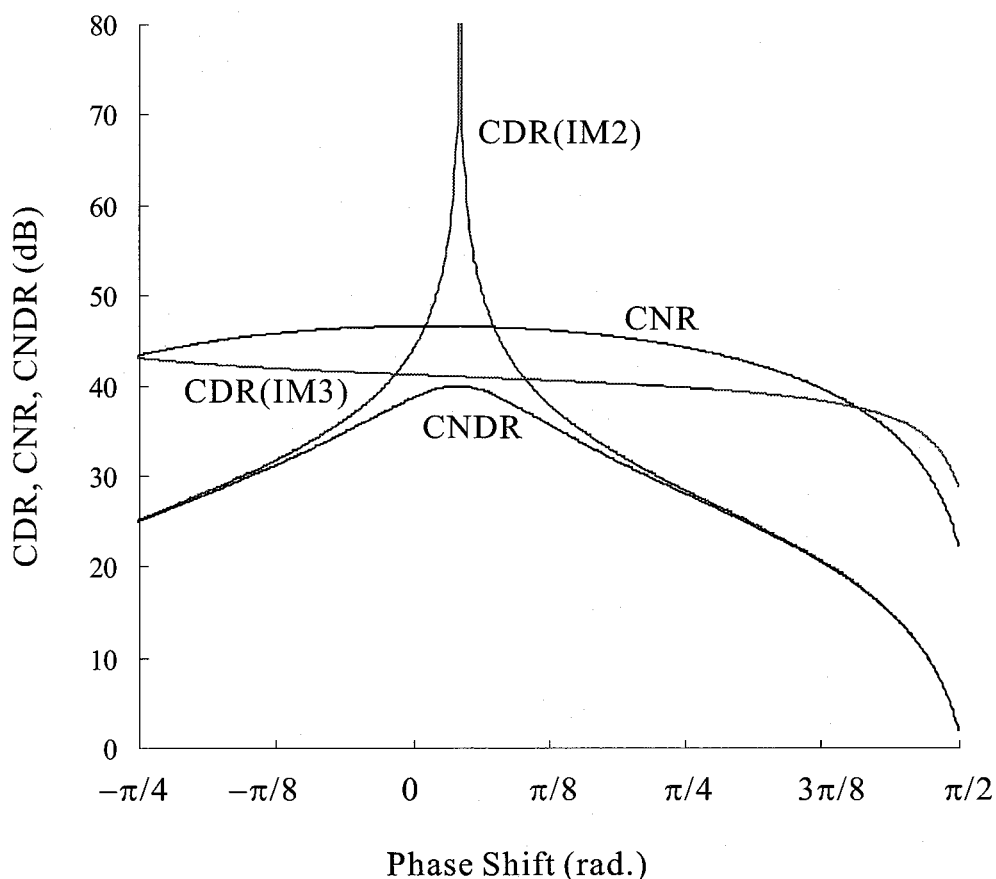


図 5.7: LD-2 を用いた場合の移相量と受信信号品質の関係

図 5.7 に LD-2 を用いたときの移相量に対する受信信号品質を示す。この場合では図 5.6 と逆に受信 CNDR 比は IM3 歪に支配されているが、IM3 歪を最小にする移相量では非常に大きな IM2 歪が発生してしまう。また、図 5.6 および 5.7 より IM2 歪、IM3 歪が発生していても CN 比の良好な移相量、すなわち比較的少量の移相で歪の抑圧が効率的に行えることが分かる。

5.3 非線形補償受信器の提案とシミュレーション

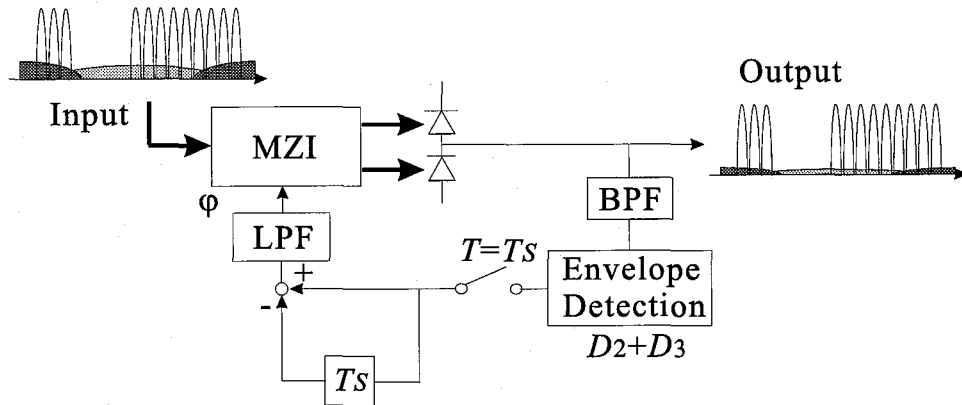


図 5.8: 非線形補償受信器の構成

前節では、マルチオクターブ伝送時に非線形歪が発生してもマッハツェンダー型周波数弁別器の移相量を制御することで高い信号品質で受信できることを示した。実際のシステムでは、半導体レーザの非線形性は時間変動する。ここでは半導体レーザの非線形性に起因する歪を検出し、移相量を制御する受信機を提案し、計算機によるシミュレーションで有効性を示す。

図 5.8 に提案する受信機の構成を示す。非線形歪量の測定として、VHF 帯の TV チャンネルのチャンネル 3 の上側の周波数帯に帯域フィルタを用意して IM2 歪電力と IM3 歪電力を測定する。式 (4.28) および (5.2) より測定された非線形歪電力は移相量に対して正弦波の 2 乗で変動するため、提案する受信機では現時刻のサンプルと前のサンプルを比較して差分をとることで微分に相当する動作を行い歪量の変動を推定する。最終的に差分をとった値を LPF で平滑化し、移相量推定値としてマッハツェンダー型周波数弁別器にフィードバックする。

以下では、半導体レーザの非線形性が表 4.2 の値を中心として、強度-149dB/Hz のガウス分布で時間変動すると仮定してシミュレーションを行う。

図 5.9 に LD の非線形性が 10kHz, 100kHz および 1MHz の速度で変化した場合の受信 CND 比を示す。図より、非線形性の変動が早いとき、受信 CND 比は大きく変化してしまう。一方、変動速度が 100kHz 以下では安定した CND 比が得られていることがわかる。また、変動速度が 10kHz の場合は提案する受信機を用いたことで移相量を制御しない場合と比較して受信 CND 比をおよそ 5dB 改善できることが分かる。

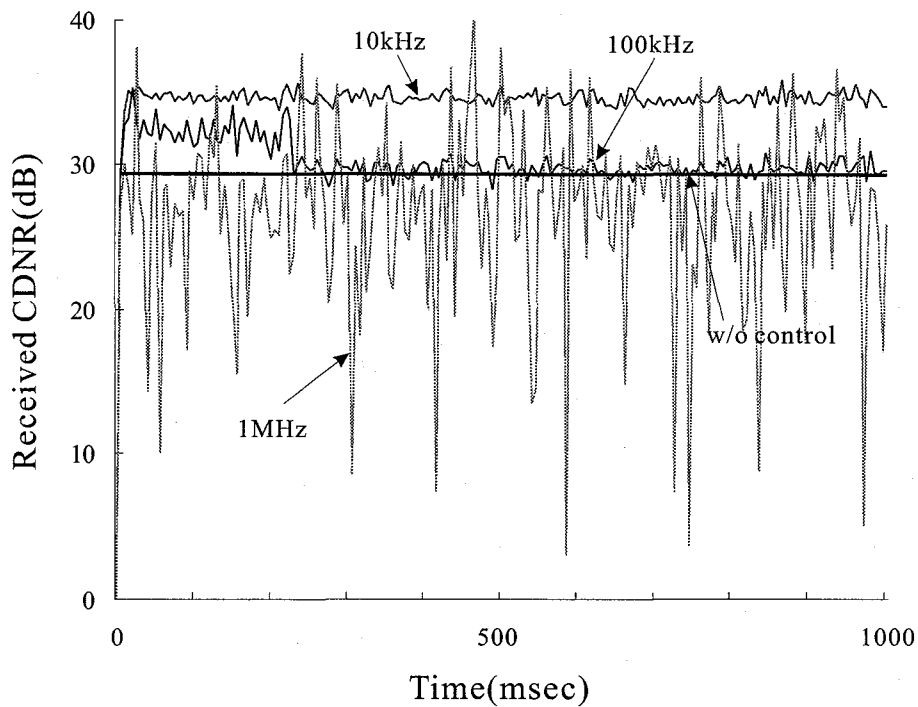


図 5.9: LD の非線形性が変化した場合の受信信号品質

5.4 結言

本章では、直接光周波数変調方式を用いたマルチオクターブ無線信号の伝送品質について議論した。まず提案方式が2次相互変調歪にも有効であることを示した。次に、空きチャネルの歪電力を最小にすることで非線形補償を実現する受信機を提案した。送信機の半導体レーザの非線形性がランダムに変化することを考慮した計算機シミュレーションを行い、提案する方式の非線形補償性能を示した。



第6章 結論

本論文は、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークにおける無線信号の高品質伝送技術について以下の目的に沿って行った。

- ・高速な光スイッチを使用することなく直接光スイッチング符号分割多元接続方式の処理利得を向上し、伝送される多数の無線周波数信号の品質改善を行うこと
- ・無線周波数信号を伝送する光周波数変調-光周波数弁別方式において周波数変調特性の非線形性の補償方式を検討し、光ファイバ無線アクセスネットワークにおける多チャネルマルチキャリア信号を含む広帯域無線周波数信号の高品質伝送方式を提案すること

以下に本研究で得られた成果を述べる。

第3章では、直接光スイッチング符号分割多元接続方式で広帯域無線信号を取り扱う際の信号品質を改善する方式として高次帯域標本化拡散方式を提案した。また、高次帯域標本化拡散方式を用いて処理利得の改善を図った直接光スイッチング符号分割多元接続方式を新たに提案した。さらに、実現性を考慮して、任意次数の標本化を行えるシステム構成を単純化するために拡散符号をいくつかのグループに分割する方式を提案した。受信搬送波対雑音電力比について理論解析を行い、提案システムの有効性を示した。その結果

- ・単極性、両極性のいずれの拡散符号を用いる場合でも、高次帯域標本化を適用することにより拡散符号の符号語長を拡大でき処理利得が増大し、信号品質が改善されることを明らかにした
- ・標本化次数で比較すると信号品質の改善効果は単極性符号のほうが大きいことが判明した。これは単極性符号の相互相関特性が両極性符号よりも高いことに起因する
- ・チップレートに対する受信無線搬送波対干渉波電力比を解析した結果、M系列符号を用いた場合従来の方式では20dBの受信無線搬送波対干渉波電力比を得るために必要な光スイッチ速度が約35GHzに対して、3次、5次および10次の帯域標本化を用いるとそれぞれ25GHz、19GHz、14GHzに大幅に低減されることが明らかになった。一方、単極性符号であるPrime符号を用いた場合、20dBの受信無線搬送波対干渉波電力比を得るのに、従来方式では15GHzのチップレートが必要であったが3次、5次および10次の帯域標本化を用いることでそれぞれ

れ 5GHz, 3GHz, 1.5GHz に同様に条件を低減可能であることを明らかにした

- ・トランスバーサルフィルタによるエリアシングキャンセラの実現手法を検討し、所望品質を得るための最適タップ数と遅延時間を明らかにした

第4章では、広帯域光ファイバ無線アクセスネットワークを構築する技術として直接光周波数変調方式について論じた。先ず光周波数弁別器の非線形性を用いた光ファイバ無線リンク全体の非線形補償の原理を示し、光周波数弁別器の非線形性を制御することで相互変調歪を抑圧できることを示した。次に、光周波数弁別器の非線形性の具体的な制御方法としてマッハツェンダー型周波数弁別器へ光移相器を挿入する方式を提案し、受信信号品質の改善効果について理論的に明らかにした。その結果

- ・マッハツェンダー型周波数弁別器の Free Spectral Range や最大周波数偏移量を制御することで3次の相互変調歪が抑圧でき、受信搬送波対歪および雑音電力比を最大にする Free Spectral Range や最大周波数偏移量が存在することを明らかにした

- ・非線形成分が変化しても最適移相量は常にかつ唯一つ存在することを明らかにした

- ・光移相器を用いた非線形歪みの抑圧方式が Free Spectral Range の制御を行う方式よりも半導体レーザーの非線形性が変動したときに有効であることを明確にした

第5章では、直接光周波数変調方式におけるマルチオクターブ無線信号の伝送品質について議論した。先ず提案方式が2次相互変調歪にも有効であることを示した。次に、空きチャネルの歪電力を最小にする非線形補償受信機を提案した。送信機の半導体レーザーの非線形性がランダムに変化することを考慮した計算機シミュレーションを行い、提案する方式の非線形補償性能を示した。その結果

- ・光移相器による非線形補償を行った場合、制御を行わないときと比較して相互変調歪電力を約 5dB 改善できることを明らかにした

- ・提案する非線形補償受信機ではレーザーダイオードの非線形性が 100kHz 以下で変動する場合は安定した受信搬送波電力対歪および雑音電力比を得ることができた。また、レーザーダイオードの非線形性が 10kHz 以下で変動する場合は推定により受信搬送波対歪および雑音電力比を移相量を制御しない場合と比較しておよそ 5dB 改善できることを明らかにした

参考文献

- [1] Donald C. Cox, "A Radio System Proposal for Widespread Low-Power Tetherless Communications", IEEE TRANS., vol.39, No.2, pp324-335, Feb.1991.
- [2] <http://www.yusei.go.jp>, 平成 11 年版 通信白書など
- [3] S.Komaki, K.Tsukamoto, M.Okada, and H.Harada, "Proposal of Radio Highway Networks for Future Multimedia-personal Wireless Communications", ICPWC'94, Bangalore India, pp.204-208, Aug.1994
- [4] S.Komaki and E.Ogawa, "Trends of Fiber Optic Microcellular Radio Communication Networks", IEICE Trans. Commun., vol.E79-C, No.1, pp.98-104, Jan.1996
- [5] W.I.Way, "Subcarrier Multiplexed Lightwave System Design Considerations for Subcarrier Loop Applications", IEEE J.Lightwave Tech., vol.7, No.11, pp.1806-1818, Nov.1989
- [6] J.Namiki, M.Shibutani, W.Domon, T.kanai and K.Emura, "Optical Fiber and Radio Extension Link for Future Personal Communications", Microwave and Optical Technology Letters, vol.6, No.1, pp.55-60, Jan.1993
- [7] H.Ogawa, "Microwave and Millimeter-wave Fiber Optic Technologies for Subcarrier Transmission Systems", IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, No.9, pp.1078-1090, Sep.1993
- [8] T.Kuri and K.Kitayama, "60-GHz-Band Full-Duplex Radio-On-Fiber System Using Two-RF-Point Electroabsorption Transceiver," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.12, pp.419-421, 2000

- [9] T.Kuri and K.Kitayama, "Optical heterodyne detection of millimeter-wave-band radio-on-fiber with a remote dual-mode local light," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.49, No.10, pp.2025-2029, Oct. 2001
- [10] K.Nakhira, K.Ohta and H.Mizuno, "A Study on Optical Interconnection Fir Satellite Communications Earth Stations", 電子情報通信学会技術報告, No.SAT92-54, pp.33-38, Oct.1992
- [11] L.J.Mayer, "Using Fiber Optics with Analog RF Signals", Proc. of 39th IEEE VTC, June 1989
- [12] 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.1990
- [13] "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
- [14] 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, pp.26-29, Jan.1996
- [15] K.Ogawa, A.Hashimoto and K.Komiyama, "Advances Wireless Access System", Wireless Personal Communications, No.4, pp.325-338, 1997
- [16] H.Harada, H.J.Lee, S.Komaki and N.Morinaga, "Performance analysis of Fiber-Optic Millimeter-wave Band Radio Subcarrier Loop", IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, No.9, pp.1128-1135, Sep.1993
- [17] R.Hofstetter, "Dispersiojn Effects in Optical Millimeter-wave Systems Using Self Hererodyne Method for Transport and Generation", IEEE Trans. MTTs., vol.43, No.9, pp.2263-2269, Sep.1995
- [18] S.Komaki, K.Tsukamoto, M.Okada and H.Harada, "Networks Considerations on Fiber Optic Microcellular Radio Systems", 24th EuMS-WS, vol.1, No.1, pp.46-51, Sep.1994
- [19] H. Harada, S.Kajiya, K. Tsukamoto, S. Komaki, and N. Morinaga, "TDM Intercell Connection Fiber-optic Bus Link for Personal Radio Communication Systems", IEICE TRANS. COMMUN., vol.E78-B, pp.1287-1294, Sep.1995

- [20] 加治屋 哲, 原田 博司, 塚本 勝俊, 小牧 省三, “TDMバス型光ファイバリンクを用いたマイクロセル無線通信方式”, 1994年電子情報通信学会春季総合大会, No.B-325, Mar.1994
- [21] 藤井 隆, 塚本 勝俊, 森永 規彦, “光増幅器を用いたバス型マイクロセル光ファイバリンクの伝送特性解析”, 電子情報通信学会技術報告, No.RCS92-76, pp.43-48, Oct.1992
- [22] 加治屋 哲, 朴 相兆, 塚本 勝俊, 小牧 省三, “符号分割多元接続を用いた無線ハイウェイネットワークの一検討”, 電子情報通信学会技術報告, No.RCS95-121, pp.63-68, Jan.1996
- [23] Wei Huang, Mohamed H. M. Nizam, Ivan Andnovic, Moche Tur, “Coherent Optical CDMA(OCDMA) Systems Used for High-Capacity Optical Fiber Networks-System Description, OTDMA Comparison, and OCDMA/WDMA Networking”, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol.18, No.6, pp.765-778, June 2000
- [24] P.R.Prucal, M.A.Santoro, and T.R.Fan, “Spread Spectrum Fiber Optic Local Area Network Using Optical Processing”, IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol.LT-4, No.5, pp.547-554, May 1986
- [25] W.C.Kwong, P.A.Perrier and P.R.Prucnal, “Performance Comparison of Asynchronous and Synchronous Code-Division Multiple-Access Techniques for Fiber Optic Local Networks”, IEEE Trans.Comm., Vol.39, No.11, pp.1625-1634, Nov.1991
- [26] K.Kitayama, N.Wada and H.Sotobayashi, “Architectural Considerations for Photonic IP Router Based upon Optical Code Correlation,” IEEE J. Lightwave Technol., vol.18, No.12, pp.1834-1844, Dec.2000
- [27] S.Benedetto and G.Olmo, “Performance evaluation of coherent optical CDMA”, Electronics Letter, Vol.27, No.22, pp.2000-2002, Oct.1991
- [28] D. Zaccarin and M. Kavehrad, “All optical CDMA system based on spectral encoding of LED”, IEEE Photon. Tech. Lett., vol.4, No.4, pp.479-482, Apr.1993
- [29] 小畑 智司, 荘司 洋三, 塚本 勝俊, 小牧 省三, “周波数符号化を用いた無線ハイウェイの提案”, 電子情報通信学会技術報告, No.MWP97-21, pp.67-72, Feb.1998

- [30] R.Inohara, K.Tsukamoto and S.Komaki, "Proposal of Equal-Chip-Power Phase Masking Scheme on Coherence Coding CDMA Radio Highway Network", Proc. of CPT2000, vol.1 No.1, pp.51-52, Jan.2000
- [31] J.A.Salehi, A.M.Weiner, and J.P.Heritage, "Coherent ultrashot light pulse code-division multiple access communication systems", IEEE J. of Lightwave Tech., Vol.7, No.3, pp.478-491, Mar.1990
- [32] 朴 相兆, 塚本 勝俊, 小牧 省三, "反転強度光スペクトル拡散を用いる DOS-CDMA 無線ハイウェイの提案", 1996年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-500, p.501, Sep.1996
- [33] S.Park, S.Kajiya, K.Tsukamoto, and S.Komaki, "Multimedia Mobile Radio Highway Network Using Optical CDMA Multiplexing Method", Proc.of MDMC'96, pp.838-841., July 1996
- [34] S.Park, K.Tsukamoto, and S.Komaki, "Proposal of Radio Highway Network Using a Novel Direct Optical Switching CDMA Method", MWP'96, No.TU4-6, pp.77-80, Dec.1996
- [35] S.Park, K.Tsukamoto, and S.Komaki, "Polarity-Reversing Type Photonic Receiving Scheme for Optical CDMA Signal in Radio Highway", IEICE Trans. on Electron., Vol.E81-C, No.3, 462-467, Mar.1998
- [36] S.Park, K. Tsukamoto and S. Komaki, "Proposal of Direct Switching CDMA for Cable-To-The-Air System and Its Performance Analysis", IEICE TRANS. COMMUN., vol.E81-B, No.6, pp.1188-1196, June.1998
- [37] 熊本和夫, 朴 相兆, 塚本勝俊, 小牧省三, "DOS-CDMA 無線ハイウェイにおけるエリアシングキャンセラーの提案", 電子情報通信学会総合大会, B5-262, p.626, Mar.1998
- [38] 熊本和夫, 朴 相兆, 塚本勝俊, 小牧省三, "直接光スイッチング CDMA 無線ハイウェイにおける高次帯域標本化拡散方式の提案", IEICE マイクロ波研究会, MW98-122, pp.53-60, June 1998

- [39] K.Kumamoto, S.Park, K.Tsukamoto and S.Komaki, "Higher-Order Bandpass Sampling Spreading Scheme for Direct Optical Switching CDMA Radio Highway", Proc. of CPT'99, pp.111-112, Jan.1999
- [40] K.Kumamoto, S.Park, K.Tsukamoto and S.Komaki, "Application of Aliasing Cancelling Scheme for Direct Optical Switching CDMA System with Higher-Order Bandpass Sampling", Proc. of PIMRC'99, No.A4-5, Sep.1999
- [41] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Proposal of Higher-Order Spread Spectrum Direct Optical Switching CDMA System", IEICE Trans.on Commun., vol.E83-B, No.8, pp.1753-1765, Aug.2000
- [42] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Theoretical consideration on transferring transparency for RF signal bandwidth on Direct Optical Switching CDMA Radio-on-Fiber Networks", Proc. of MWP2000, No.WE2.3, pp.160-163, Sep.2000
- [43] 塚本勝俊, 熊本和夫, 朴 相兆, 小牧省三"光符号分割多重接続方式の Fiber-Optic 無線アクセスネットワークへの適用-光直接スイッチング CDMA システム-", 1999 年電子情報通信学会春季総合大会, vol.2, No.SAB1-2, pp.674-675, Mar.1999
- [44] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Advanced Concept of Radio Highway-Code Division Multiple Access Techniques in Radio on Fiber Networks-", AP-RASC01, No.C4/CD, p.102, Aug.2001
- [45] 荘川 敬, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三, "直接光スイッチング CDMA 方式における自己干渉を考慮した CI 比に関する検討", 電子情報通信学会技術報告, No.MWP2000-2, pp.9-14, Oct.2000
- [46] Takashi Shokawa, Takeshi Higashino, Kazuo Kumamoto, Katsutoshi Tsukamoto, Shozo Komaki, "Experimental demonstration of interference suppression with Optical Polarity-Reversing Correlator in DOS-CDMA Radio-on-Fiber networks", Proc. of The 2nd KJJWMP, No.III-4, pp.55-58, Feb.2001

- [47] 東野武史, 莊川 敬, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三”直接光スイッチング CDMA-RoF システムにおける干渉波抑圧実験”, 2001年電子情報通信学会春季総合大会, vol.1, No.B5-264, p.662, Mar.2001
- [48] 東野武史, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三”直接光スイッチング CDMA-RoF システムにおける信号品質に関する実験的検討”, No.MWP01-7, pp.39-44, Nov.2001
- [49] A.Kohlenberg, “Exact Interpolation of Band - Limited Functions” , J.Appl.Phys, vol.24, pp.1432-1436, Dec.1953
- [50] D.A.Linden, “A Discussion of Sampling Theorems”, Proc. of the IRE, pp.1219-1226, July 1959
- [51] S.Komaki, K.Tsukamoto and M.Okada, “Requirements for Radio-wave Photonic Devices from the Viewpoint of Future Mobile Radio Systems”, IEEE Trans. MTT-5, vol.43, No.9, pp.2222-2228, Sep.1995
- [52] 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, 1989
- [53] 山本 杲也著, “光ファイバ通信技術”, 日刊工業新聞社
- [54] 柴田 宣, 菊島 浩二, 桜井 尚也, 渡辺 隆市, “FM 一括変換方式を用いた光映像分配システム”, IEICE Trans. Commun., vol.J83-B, No.7, pp.948-959, July 2000
- [55] K.Kikushima, H.Yoshinaga, H.Nakamoto, C.Kishimoto, M.Kawabe, K.Suto, K.Kumozaki and N.Shibata, “Optical super wide-band FM modulation scheme and its application to multi-channel AM video transmission systems”, IOOC'95, HongKong, PD2-7, 1995
- [56] R.Ohmoto and H.Ohtsuka, “Performance of FM double modulation for subcarrier optical transmission”, IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, No.9, Sept.1993
- [57] 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”, Technol. Lett., vol.3, pp176-178, 1991

- [58] M.Hiraizumi, K.Kubotera, T.Takahara, T.Naitou, Y.Hongou and T.Fukugawara, "Distortion Performance of Optical Heterodyne AM/FM Converter", IEICE General Conf. Japan, B-1015, p.500, Sept.1996
- [59] T.E.Darcie and G.E.Bodeep, "Lightwave Subcarrier CATV Transmission Systems", Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.38, pp524-533, 1990
- [60] S.L.Woodward, "Lightwave CATV systems using frequency-modulated laser and interferometer", Electron. Lett., vol.25, pp1665-1666, 1989
- [61] W.I.Way, R.Olshansky and K.Sato editor, "Application of RF and Microwave Subcarriers to Optical Fiber Transmission in Presence in Recent and Future Broadband Networks", IEEE J.Selected Area in Commun., vol.8, No.7, Sept.1990
- [62] G.Fiksmann, R.Gross, J.Fan and L.Kazovsky, "Performance Optimization of Directly Modulated FM-SCM systems with Optical Discriminator", Photon. Technol. Lett., vol.5, pp845-848, 1993
- [63] G.Yabre and J.Le Bihan, "Intensity Modulation Technique Using a Directly Frequency Modulated Semiconductor Laser and an Interferometer", J. Lightwave Technol., vol.13, pp2093-2098, 1995
- [64] G.Yabre, "Interferometric Conversion of Laser Chirp to IM:Effect of the Interferometer Free Spectral Range on the Output Nonlinear Distortion", Photonics Technology Letters, vol.8, pp.1388-1390, 199
- [65] 藤井 滋之, 朴 相兆, 塚本 勝俊, 小牧 省三, "直接光周波数変調無線ハイウェイの受信特性解析と相互変調歪の抑圧効果", 電子情報通信学会技術報告, No.MWP97-6, pp.50-55, Oct.1997
- [66] 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. of Microwave Photonics 97, vol.FR3-2, pp251-255, Sep.1997
- [67] S.Fujii, S.J.Park, K.Tsukamoto and S.Komaki, "Proposal of Compensation Nonlinear Scheme in Optical Direct FM Fiber-Optic Microcellular Communication System", Proc.

- of Optoelectronics and Communications Conference 98, vol.15A1-4, pp312-313, July 1998
- [68] 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
- [69] K.Kumamoto, K.Tsukamoto and S.Komaki, "Proposal of nonlinear distortion compensation receiver for direct optical FM radio-on-fiber system", Proc. of CPT2002, Jan.2002
- [70] Ed L.Wooten, R.L.Stone and E.M.Bradley, "Rapidly Tunable Narrowband Wavelength Filter Using LiNbO3 Unbalanced Mach-Zehnder Interferometers", J. Lightwave Technol., vol.14, pp2530-2536, 1996
- [71] A. A. Shaar, and P. A. Davies, "Prime Sequences : Quasi-Optimal Sequences for OR Channel Code Division Multiplexing", ELECTRONICS LETTERS, vol.19, No.21, Oct.1983

付録

1 次帯域標本化の定理

周期 T_S の標本化パルス列によって信号 $f(t)$ を標本化したもの $\hat{f}(t)$ は次式で与えられる.

$$\hat{f}(t) = \sum_{n=-\infty}^{-\infty} f(t)\delta(t - nT_S) \quad (\text{A.1})$$

またこの式を周波数領域で表現すると次式となる.

$$F(f) = \sum_{n=-\infty}^{-\infty} \frac{1}{T_S} F(f - n\frac{1}{T_S}) \quad (\text{A.2})$$

ここで信号 $f(t)$ の標本化の様子を図 A.1 に示す. このとき信号を歪なしに再生するためには, 信号帯域幅 B_{rf} に対して標本周期 T_S が

$$T_S \leq \frac{1}{2B_{rf}} \quad (\text{A.3})$$

の条件を満たしている必要がある. この条件は言い換えると, 信号を帯域幅の 2 倍以上の速度で標本化する必要があるということである. 図 A.2 に標本周期を最大の $T_S = 1/2B_{rf}$ にした場合の信号のスペクトルを示す.

この図より無線信号を歪なしに再生するためには搬送波周波数 f_C と信号帯域幅 B_{rf} が次式を満たしている必要がある.

$$f_C = nB_{rf} (n : \text{正の整数}) \quad (\text{A.4})$$

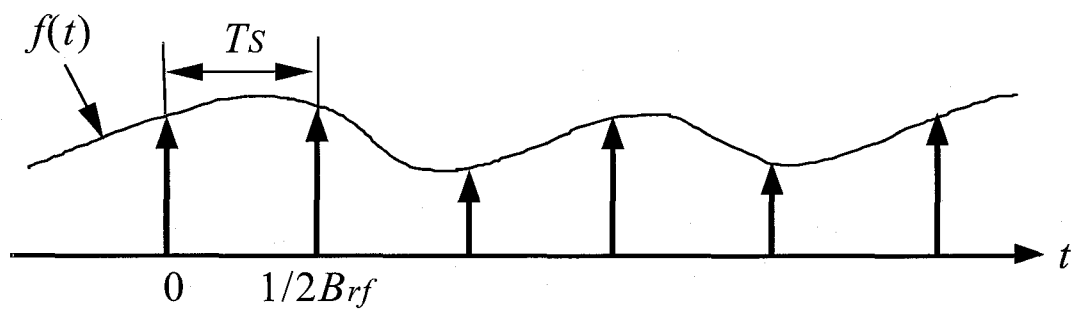


図 A.1: 関数の1次帯域標本化

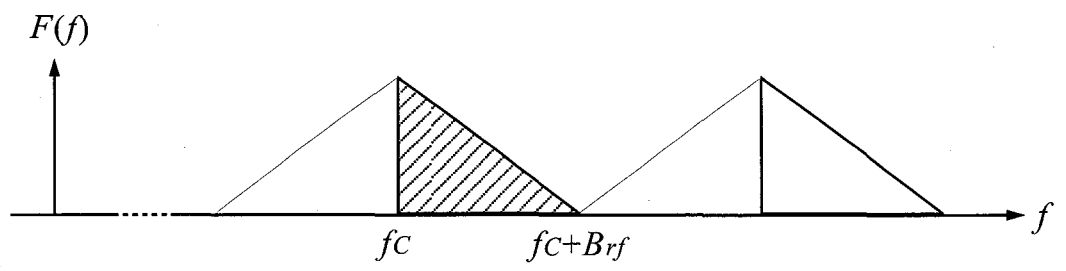


図 A.2: 標本周期が最大の時の帯域標本化とスペクトル

このとき次式で与えられる特性を持った矩形の帯域フィルタによって信号を歪みなしに再生できる。

$$H(f) = \frac{1}{B_{rf}} \quad (f_c < f < f_c + B_{rf}) \tag{A.5}$$

本論文に関する原著論文

学会論文

- [A1] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Proposal of Higher-Order Spread Spectrum Direct Optical Switching CDMA System", IEICE Trans.on Commun., vol.E83-B, No.8, pp.1753-1765, Aug.2000
- [A2] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Nonlinear Distortion Suppression Scheme in Optical Direct FM Radio-on-Fiber System", IEICE Trans.on Commun., vol.E84-B, No.5, pp.1167-1172, March 2001

国際会議発表

- [B1] Kazuo Kumamoto, S.J.Park, Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Higher-Order Bandpass Sampling Scheme for Direct Optical Switching CDMA Radio Highway", Proc of CPT'99, No.Wep-4-1, pp.111-112, Jan.1999
- [B2] Kazuo Kumamoto, S.J.Park, Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Application of Aliasing Cancelling Scheme for Direct Optical Switching System with Higher-Order Bandpass Sampling" Proc. of PIMRC'99, No.A4-5, pp.96-100, Sep.1999
- [B3] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Theoretical consideration on transferring transparency for RF signal bandwidth on Direct Optical Switching CDMA Radio-on-Fiber Networks", Proc. of MWP2000, No.WE2.3, pp.160-163, Sep.2000
- [B4] Kazuo Kumamoto Katsutoshi Tsukamoto and Shozo Komaki, "Advanced Concept of Radio Highway-Code Division Multiple Access Techniques in Radio on Fiber Networks", AP-RASC01, No.C4/CD-01, p.102, Aug.2001
- [B5] Takashi Shokawa, Takeshi Higashino, Kazuo Kumamoto, Katsutoshi Tsukamoto, Shozo

Komaki, "Experimental demonstration of interference suppression with Optical Polarity-Reversing Correlator in DOS-CDMA Radio-on-Fiber networks", Proc. of The 2nd KJJW of MWP, No.III-4, pp.55-58, Feb.2001

研究会発表

- [C1] 熊本和夫, 朴 相兆, 塚本勝俊, 小牧省三"直接光スイッチング CDMA 無線ハイウェイにおける高次標本化拡散方式の検討", 電子情報通信学会技術報告, No.MW98-32, pp.53-60, June 1998
- [C2] 荘司洋三, 藤井滋之, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三"帯域標本化を用いた時分割 Radio-on-Fiber リンクの実験的検討", 電子情報通信学会技術報告, No.MWP98-20, pp.63-68, Jan.1999
- [C3] 荘川 敬, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三, "直接光スイッチング CDMA 方式における自己干渉を考慮した CI 比に関する検討", 電子情報通信学会技術報告, No.MWP2000-2, pp.9-14, Oct.2000
- [C4] 東野武史, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三"直接光スイッチング CDMA-RoF システムにおける信号品質に関する実験的検討", 電子情報通信学会技術報告, No.MWP01-7, pp.39-44, Nov.2001

全国大会発表

- [D1] 熊本和夫, 朴 相兆, 塚本勝俊, 小牧省三"DOS-CDMA 無線ハイウェイにおけるエリアシングキャンセラーの提案", 1998年電子情報通信学会春季総合大会, vol.1, No.B5-262, p.626, Mar.1998
- [D2] 塚本勝俊, 熊本和夫, 朴 相兆, 小牧省三"光符号分割多重接続方式の Fiber-Optic 無線アクセスネットワークへの適用-光直接スイッチング CDMA システム-", 1999年電子情報通信学会春季総合大会, vol.2, No.SAB1-2, pp.674-675, Mar.1999
- [D3] 大槻英知, 猪原 涼, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三"多値 CDMA-Radio-on-Fiber 方式の提案", 2000年電子情報通信学会春季総合大会, vol.1, No.B5-310, p.695, Mar.2000
- [D4] 東野武史, 荘川 敬, 熊本和夫, 塚本勝俊, 小牧省三"直接光スイッチング CDMA-RoF システムにおける干渉波抑圧実験", 2001年電子情報通信学会春季総合大会, vol.1, No.B5-264, p.662, Mar.2001



