



Title	直接光スイッチング符号分割多重光ファイバ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)	東野, 武史
Citation	大阪大学, 2005, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/503
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

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

The University of Osaka

直接光スイッチング符号分割多重光ファイバ無線
ネットワークにおける高品質伝送技術に関する研究

2005年5月

東野 武史



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，大阪工業大学大学院工学研究科教授安川交二博士，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ならびに電子情報エネルギー工学専攻の諸先生方，広島国際大学教授森永規彦博士（元大阪大学大学院工学研究科名誉教授），中部大学教授塩澤俊之博士（元大阪大学大学院工学研究科名誉教授），元大阪大学大学院工学研究科教授前田肇博士（故人）に厚く感謝申し上げます．

また，常日頃より熱心な御討論と貴重な御助言，御好意溢れる御支援を賜った大阪大学大学院工学研究科助教授塚本勝俊博士に心より感謝申し上げます．

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工業大学講師 熊本和夫博士，現日本電気株式会社 荘川敬氏，現株式会社 NTTドコモ Jaturong Sangiamwong 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，蓑田佑紀氏，村越昭彦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氏に感謝申し上げます．

内容梗概

本論文は、筆者が2001年から2005年にかけて大阪大学大学院工学研究科在学中に行った直接光スイッチング符号分割多重光ファイバ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5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、意義を明確にすることを目的としている。

第2章では、光ファイバ無線ネットワークにおける無線波及び基地局多重方式として提案されている直接光スイッチング符号分割多重/多元接続方式について構成と干渉抑圧原理を述べる。次に、本方式において無線波の符号化を行う光スイッチを対象とし高品質無線波伝送を実現するために必要な光デバイスの問題点とそれに対する解決の方針について述べる。

第3章では、直接光スイッチング符号分割多重方式における干渉抑圧実験による原理確認を行い、直交特性を達成する擬似直交受信方式を提案し、この方式のCI比(CIR: Carrier-to-Interference power Ratio)改善効果について原理確認実験を行う。まず、実験構成について述べ、相関特性が明らかにされているM系列を拡散系列として用いた干渉抑圧実験を行い、光極性反転相関器(OPRC: Optical Polarity Reversing Correlator)を用いることによりバイポーラ符号の適用が可能であること、及び符号長拡大によりCI比特性が改善可能であることを示す。次に、M系列とPrime符号を用いて、両者の符号長に対するCI比改善効果を比較し、M系列によるCI比改善効果が優れていることを示す。最後に、M系列のハミング重みと相関関数に着目した擬似直交受信方式を提案し、その原理について述べ、原理動作を実験によって確認し、光スイッチのスイッチング速度を高速化することなくCI比特性を直交特性に近づけることができることを明らかにする。

第4章では、直接光スイッチング符号分割多重方式のスイッチ速度及び符号化速度を低減することを目的として、エリアシングひずみを抑圧可能なカオス拡散系列を用いた拡散符号構成法を提案し、その特性を解析する。さらに無線搬送波対エリアシングひずみ電力比(CD比: Carrier-to-Distortion power Ratio)の改善効果について原理確認実験を行う。まず、符号化速度を信号帯域の2倍以下よりも低下さ

せた時に信号品質劣化要因となるエリアシングひずみ電力の解析結果から，受信機に信号処理を加えることなくエリアシングひずみを抑圧可能な拡散符号構成法を見出す．次に，カオス拡散系列によるエリアシングひずみ抑圧効果を確認する為に，無変調無線搬送波実験を行い，無線搬送波対エリアシングひずみ電力比 (CD比) の改善効果を示す．次に，デジタル変調無線波の伝送実験を行い，シンボル誤り率 (SER : Symbol Error Rate) の観点から，受信信号対エリアシングひずみ電力比 (SD比 : Signal-to-Distortion power Ratio) 改善効果を示す．最後に，無線信号の多重化時の干渉波とそのエリアシング抑圧効果の原理確認実験を行い，提案方式による符号化速度に対する SD比改善効果及び符号化速度低減効果の計算結果を示す．

第5章は結論であり，本研究で得られた成果を総括する．

目次

第1章	序論	1
1.1	異種無線通信基盤と光ファイバ無線ネットワーク	1
1.2	光符号分割多重方式と直接光スイッチング符号分割多重方式	4
1.3	本研究のねらいと概要	12
第2章	直接光スイッチング符号分割多重光ファイバ無線ネットワーク	17
2.1	序言	17
2.2	直接光スイッチング符号分割多重方式	17
2.2.1	干渉抑圧原理	17
2.2.2	自然サンプリング方式及び頭部平坦化サンプリング方式とその周波数変換への応用	19
2.3	直接光スイッチング符号分割多重方式の問題とその解決方針	20
2.3.1	光スイッチの消光比に関連する問題点	21
2.3.2	光スイッチのスイッチ速度に関連する問題点	24
2.4	結言	30
第3章	干渉抑圧原理確認実験と擬似直交受信方式の提案	31
3.1	序言	31
3.2	実験構成	31
3.3	光極性反転相関器 (OPRC) を用いた CI 比改善効果	34
3.3.1	M 系列と Prime 系列	38
3.3.2	実験結果	38
3.4	擬似直交受信方式の提案	40
3.4.1	擬似直交受信方式	42

3.4.2	実験結果	43
3.5	結言	44
第4章	カオス拡散系列を用いたスイッチング速度低減手法	47
4.1	序言	47
4.2	エリアシングひずみ電力の解析とカオス拡散系列の発生	49
4.2.1	拡散系列による無線波の帯域サンプリングの周波数解析	49
4.2.2	エリアシングひずみの発生と信号劣化特性	54
4.2.3	カオス拡散系列の生成	58
4.3	エリアシングひずみ抑圧実験	62
4.3.1	実験構成	62
4.3.2	実験結果	62
4.4	結言	68
第5章	結論	69
	参考文献	73
	本論文に関する原著論文	83
	付録A 直接光スイッチング符号分割多重方式の相互相関関数	87

目 次

1.1	時間方向への符号化方式の例	6
1.2	周波数方向への符号化方式	7
2.1	直接光スイッチング符号分割多重方式	18
2.2	2種類のサンプリング手法による周波数変換. (上) 自然帯域サンプリング方式, (下) 頭部平坦化サンプリング方式	19
2.3	光スイッチの消光比を考慮した拡散符号長対 CI 比特性	23
2.4	M 系列のスタッフビットの挿入と本システムにおける自己相関関数	25
2.5	マルチバンド無線サービスへの適用例	27
2.6	エリアシングひずみ発生の原理	29
3.1	実験構成	32
3.2	実験装置概観	34
3.3	送信機構成	35
3.4	受信機構成	36
3.5	M 系列と Prime 符号の符号系列数	39
3.6	符号長対 CI 比特性	41
3.7	擬似直交受信方式による CI 比改善効果	45
4.1	帯域サンプリング後の無線波スペクトル	51
4.2	(a) 拡散符号の波形と $\phi(k)$ の関係. (b) 帯域サンプリングされた無線波のスペクトル ($ k \leq 1$)	53
4.3	r とスペクトルエリアシングの関係	54
4.4	SD 比の数値計算の為の仮定 ($1 \leq r \leq 2$)	56
4.5	p に対する SD 比特性 ($f_{RF}=1.9$ GHz, $B_{RF}=300$ kHz)	57

4.6	r 対受信 SD 比特性	61
4.7	実験構成.	62
4.8	希望波受信機出力のスペクトル ($L=127, r=1/4$). (a) 受信搬送波 (Chaos-seq.). (b) 受信搬送波 (M-seq.). (c) 受信変調波 (Chaos-seq.). (d) 受信変調波 (M-seq.). (e) 原信号.	64
4.9	受信光パワー対 SER 観測結果. ($L=63, 1 \leq r \leq 2$)	66
4.10	干渉波受信機出力のスペクトル ($L=127, r=1/4$). (a) 受信搬送波 (Chaos-seq.). (b) 受信搬送波 (M-seq.). (c) 受信変調波 (Chaos-seq.). (d) 受信変調波 (M-seq.).	67

表 目 次

3.1	実験系の仕様	37
4.1	実験系の仕様 2.	63
4.2	図 4.8 の実験に用いた希望波観測用の拡散符号系列の k と $ \phi(k) $ の 関係.	65
4.3	図 4.9 の実験に用いた拡散符号系列の k と $ \phi(k) $ の関係.	65
4.4	図 4.10 の実験に用いた干渉波観測用の拡散符号系列の k と $ \phi(k) $ の 関係.	66

第1章 序論

1.1 異種無線通信基盤と光ファイバ無線ネットワーク

20世紀末に立ち上がった携帯電話サービスは、またたく間に社会インフラとして浸透し、21世紀になってそれを中心としたワイヤレス技術は更に継続発展すると考えられている。なぜならば、携帯電話サービスや無線LANの利用者の増加及び伝送速度の高速化といった無線通信技術の流れは、それらを使う人々がより個性化する時代と、「いつでも・どこでも・だれとでも」通信が可能という要求を背景にしておき、無線通信への利便性・即時性への期待が、いっそう高まり続けているからである。

この数年間に著しい発展を遂げた無線通信技術について概観する。第2世代携帯電話システムとして800MHz帯及び1.5GHz帯の無線周波数を用いるPDC(Personal Digital Cellular)がある。PDCは現在最も広く使用されている携帯電話システムであり、その加入者数は、2004年9月現在で、約5900万人である [1]。IMT-2000(International Mobile Telecommunication-2000) [2] [3]は音声通話だけでなく、テキスト、画像等マルチメディアを通して通信を行いたいという要求を背景に、データ通信伝送速度を大幅に改良したことで知られる第3世代携帯電話システムであり、わが国の携帯電話サービスもこの第3世代への移行が進んでいる。W-CDMAを例に挙げると、規格上のデータ通信速度は屋内停止時で2Mbps、低速移動中で384kbps、高速移動時で144kbpsをサポートしており、端末の高機能化に伴う大容量データ通信に対する需要にも応えている。

また、PC(Personal Computer)の普及に伴い、インターネット利用人口も人口普及率を60%を超す [4]など増加する一方である。家庭には、ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)、CATV(Cable Television)、FTTH(Fiber To The Home)などの伝送速度が1Mbpsを超すブロードバンド接続と呼ばれる加入者系ネットワークが浸透した。

無線 LAN は、「小電力データ通信」とも呼ばれ、主に 2.4GHz 帯の ISM バンド (Industrial Scientific Medical Band) の電波を利用し、オフィスや家庭などの屋内で LAN 環境を構築する場合に用いられている。IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers: 米国電気電子技術者協会) は、1997 年、2.4GHz 帯の電波を使った最初の無線 LAN 規格 IEEE802.11 を策定した。そのときの伝送速度は 2Mbps であったが、その後 IEEE802.11b, a, g が誕生し、54Mbps の伝送速度まで達成した [7] [8]。

BWA (Broadband Wireless Access) の代表的な無線通信技術に、22/26/38GHz 帯を用いる準ミリ波帯 FWA (Fixed Wireless Access) [5] [6] がある。この周波数帯は、地域電気通信技術者の競争を促すことで、電気通信の市場を活性化するという目的から、1998 年に旧郵政省によって解放された周波数帯である。基地局と利用者を 1 対 1 で結ぶ P-P (Point-to-Point) 方式は、基地局アンテナのビームを利用者に向けて絞り、電波を強めることで、最大 156Mbps の伝送速度と約 4km の伝送距離をカバーできる。一方、基地局と複数の利用者を結ぶ P-MP (Point-to-Multipoint) 方式は、26/38GHz 帯を用い、基地局装置を複数の利用者で共有する為、安価なネットワーク構築を可能とする。伝送速度が 10Mbps、伝送距離が 1km である。その他、60GHz のミリ波を用いる無線通信 [9] は、伝送速度が 622Mbps から 1Gbps と広帯域での伝送が可能で、かつ機器の小型化を可能とする。この無線システムは、企業内での超高速無線 LAN の構築 [10]、ケーブル TV の無線伝送 [11]、車車間通信システム [12] 等への利用が考えられている。

光無線通信 [13] [14] は、赤外線を用いたデータ通信システムであり、ネットワーク機器間のデータ伝送や、オフィス内の無線 LAN など、比較的通信距離の短い通信や、オフィスビル間のような中距離通信への利用が考えられている。伝送速度は、100Mbps から数 Gbps と高速で伝送距離が約 2km であり、事業免許が不要で直進性の高いことから干渉や盗聴に強く、広帯域化が比較的容易である一方、光を吸収する雪や霧、光を遮断する障害物などの環境の影響を考慮する必要がある。

様々な無線システムを例に挙げ、その特徴について述べた [15]- [19] が、このような異種無線システムが混在する現在の状況を考えると、標準化され、画一化された情報通信手段で今後の電波利用を担っていくことは不可能であり、またその発展性が阻害される。すなわち、次々と新しい電波利用形態・電波形式が開発・実用化

されていくものと予想される。また、電波を使うユーザ側は、現在よりもさらに高品質で大容量な無線インターネット接続サービスを要求し、それらを収容及び処理する広帯域な通信基盤が必要となることが容易に考えられる。

こういった情勢の中、光ファイバ無線 (Radio on Fiber) 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ている [20] [21]。光ファイバ無線ネットワークは、低損失性と広帯域性を兼ねそろえた光ファイバをマイクロ波・ミリ波の無線波の信号伝送媒体として用いて光信号強度に重畳された無線波の伝送及び交換を行うものであり、これを利用した光マイクロセル移動通信は、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る。無線基地局には電気信号と光信号との変換機能 (O/E・E/O) だけを持たせ、変復調等の信号処理を制御局に集中させることにより、無線基地局とネットワークの汎用性を高めている。

光ファイバ無線ネットワークにおける無線波の多重方式は、ファイバに接続された基地局で受信される無線波の多重及び基地局そのものの多重方式としてだけでなく、基地局が相互接続された制御局において、周波数変換、変復調などといった信号処理を集中して行うためにも重要な技術である。これまで、光ファイバに接続された無線基地局の多重方式として、時間スロットを基地局毎に割り当てる時分割多重 (Time Division Multiplexing) 方式 [22] [23]、異なる周波数の副搬送波を基地局毎に割り当てる副搬送波多重 (Subcarrier Multiplexing) 方式 [24] [25]、基地局毎に異なる光波長を割り当てる波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing) 方式 [26] [27]、基地局毎に符号を割り当てる符号分割多重 (Code Division Multiplexing) 方式 [28] 等がある。

符号分割多重方式は、同一周波数運用・非同期アクセス等の利点を有する。さらに波長分割多重方式 [29] や多心ファイバによる空間分割多重方式 (Space Division Multiplexing) [30] 等と併用することで収容基地局数が改善可能 [31] であり、他のアクセス方式との親和性が高いといえる。

光ファイバ無線アクセスに適用可能な CDMA 方式を大別すると、電気領域 CDMA 方式と光領域 CDMA 方式がある。電気領域 CDMA 方式は、無線基地局で受信された無線波を、予め電気段において拡散変調しておき、この信号によって光源を強度変調することによって得られる光信号をファイバ伝送する方式である。拡散変調

は電気段で行われるため、電気回路の帯域制限により拡散帯域が制限され、高い処理利得が得ることができない。これに対して、光領域 CDMA 方式は、光デバイスの広帯域性を用いて光領域に無線波を拡散することが可能であり、高い処理利得を得やすいといった利点を有する。光 CDMA 方式のなかでも、無線波によって変調された光強度変調信号を、拡散符号の 0, 1 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 (Direct Optical Switching : DOS)-CDMA 方式 [32] は、光強度スイッチの広帯域性を十分に利用でき、さらに送受信機構成が簡単である為、小型化にできるなどの点で優れている。本論文は、この DOS-CDMA 方式を対象にして、その高品質無線波伝送技術について述べたものである。

次節では、これまで提案された光 CDMA 方式を分類し、それらの特徴を述べ、光ファイバ無線ネットワークのようなアナログ光伝送への適用性について検討する。さらに、本論文において対象とする直接光スイッチング CDMA 方式との関連について述べる。

1.2 光符号分割多重方式と直接光スイッチング符号分割多重方式

シングルモードファイバを用いた光通信方式は、その低損失性・広帯域性により高ビットレートで長距離伝送を可能とするネットワークを構築するための技術として用いられるようになった。ネットワークを実現する上で最も重要なことは、接続するユーザや基地局がネットワーク資源を共有することである。光符号分割多重 (OCDM: Optical Code Division Multiplexing) 技術は、光ファイバを用いた LAN (Local Area Network) を対象にして、厳しい波長制御を行わずに非同期アクセスを可能とし、さらにユーザの増加に対して急激な品質劣化をあたえない (Graceful Degradation) といった特徴を有するシステムである。

初期の光 CDMA は、インコヒーレント光パルス列の符号系列 [34] [35] [36] を用いた手法が提案された。文献 [35] は、Gold 符号を用いてデジタルの“1”に対して拡散符号系列のパターンによってオンオフ符号化された光信号を、“0”に対して

はオールゼロを送信し、受信機は整合フィルタを用いて逆拡散を行った。これに対して、文献 [36] では、[35] の手法では逆拡散は電氣的に行われるために処理速度が遅く、処理利得が十分に獲得できないと指摘し、タップ付光遅延線 (Tapped Delay Line) を用いて光パルスを時間的に拡散し、受信機では整合フィルタでインコヒーレントに光パワーを合成するという、光信号処理による処理利得の改善を報告した。しかしインコヒーレント光 CDMA 方式を用いるデジタル信号用の光符号化方式は光の位相を符号化しない為、無線の CDMA で用いられる M 系列や Gold 符号 [37] といったバイポーラ符号を適用できないという欠点を有する。この為、Prime 符号や OOC(Optical Orthogonal Code) 等のユニポーラ符号 [38] [39] が提案された [40]。しかし、これらの符号はバイポーラ符号の使用時に比べ受信感度及び符号系列数の点で劣っていた。初期の光 CDMA におけるこのような制限を緩和する為、種々のコヒーレント光 CDMA 方式が提案された。光位相の符号化方式 [41] [42] や周波数領域において光スペクトル位相の符号化方式 [43] [44] である。

光の時間コヒーレンス性を利用した手法には、外部光変調器を用いて光位相変調を行うことで DS-CDMA を光領域で行う手法 [41] がある。この手法の問題点として、符号同期の取得が困難である点、光源の周波数ドリフトや線幅の揺らぎによる信号品質劣化が挙げられる。また、文献 [45], [46], [63] は、時間コヒーレンス性の高い光パルスをカップラと光遅延線により時間方向に拡散する際に光位相シフトにより各々のパルスに 0 または π の位相差をつける符号化方式である。受信機において光パルスをコヒーレントに合成することで相関演算が行われる。この方式は、パッシブな符号化および復号化を可能とする。ここまでに示した方式は主にデジタル信号を時間領域において符号化するための方式であり、光ファイバ無線ネットワークにおいて強度変調された無線波のようなアナログ信号に対する符号化方式としてそのまま適用することはできない。図 1.1 に、光ファイバ無線ネットワークのアナログ光信号の時間方向への符号化方式の例を示す。

図 1.1 に示す方式は、無線波の振幅によって LD を直接変調し、得られた光搬送波の強度を無線波の帯域幅の 2 倍の逆数である T_s を繰返し周期としてオンオフの PN パターンの電圧波形によって駆動される光外部変調器などを使用して符号化を行う。受信機における逆拡散の際、符号同期が確立した希望局の PN パターンによって外部変調器を駆動させ、希望局の光信号を通過させる。この演算は受信信号

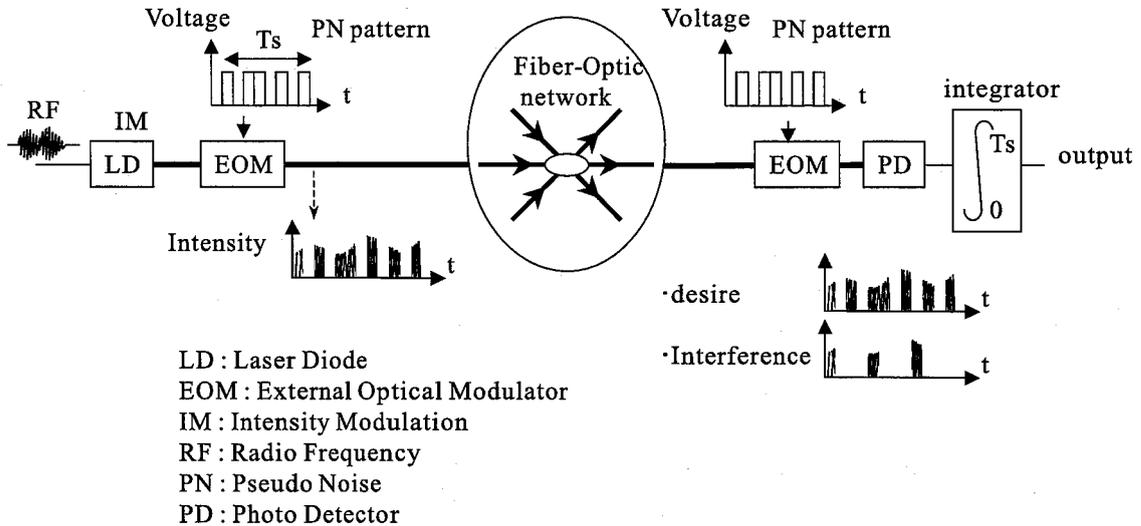


図 1.1: 時間方向への符号化方式の例

と受信機の符号の乗算に相当する。得られた光信号を電気信号に変換した時点では、無線波はパルス変調された波形となっており、この電気信号を帯域フィルタに通過させることで原信号の再生を行う。フィルタによる積分演算は、図に示す符号周期 (T_s) においては受信信号と受信機の符号の乗算結果の加算演算である為、この時点で相関演算が完了することになる。干渉波に関しては、乗算出力のパルス数が希望波に対して少ない為、電力が抑圧された無線波が再生される。

一方、これまでの時間方向への符号化に対し、幅が 1psec 以下のコヒーレントな光パルスとグレーティングとレンズを用いて周波数領域における符号化方式 [43] [44] が提案された。レンズは位相マスクとして作用し、レンズの厚みを調節して $0, \pi$ の位相差による符号化を行っている。この符号化方式も主にデジタル信号を光領域に拡散する手法である。周波数領域で符号化する方式を光ファイバ無線ネットワークの符号分割多重方式に適用した例を図 1.2 に示す。図 1.2 の上部に示す方式 [65] は、AWG(Arrayed Wave Guide) と位相マスクを用いた周波数領域における光スペクトル位相の符号化方式である。無線波の帯域幅の 2 倍の逆数の周期 (T_s) の光パルス強度変調波を光周波数符号化器 (FE) に入力する。周波数符号化器はアレイ導波路 (AWG) と位相マスクで構成され、その伝達関数は割り当てられた符号系列のチップ値に従ってシフト量 $0, \pi$ の擬似ランダムのパターンとなっている。周波数符

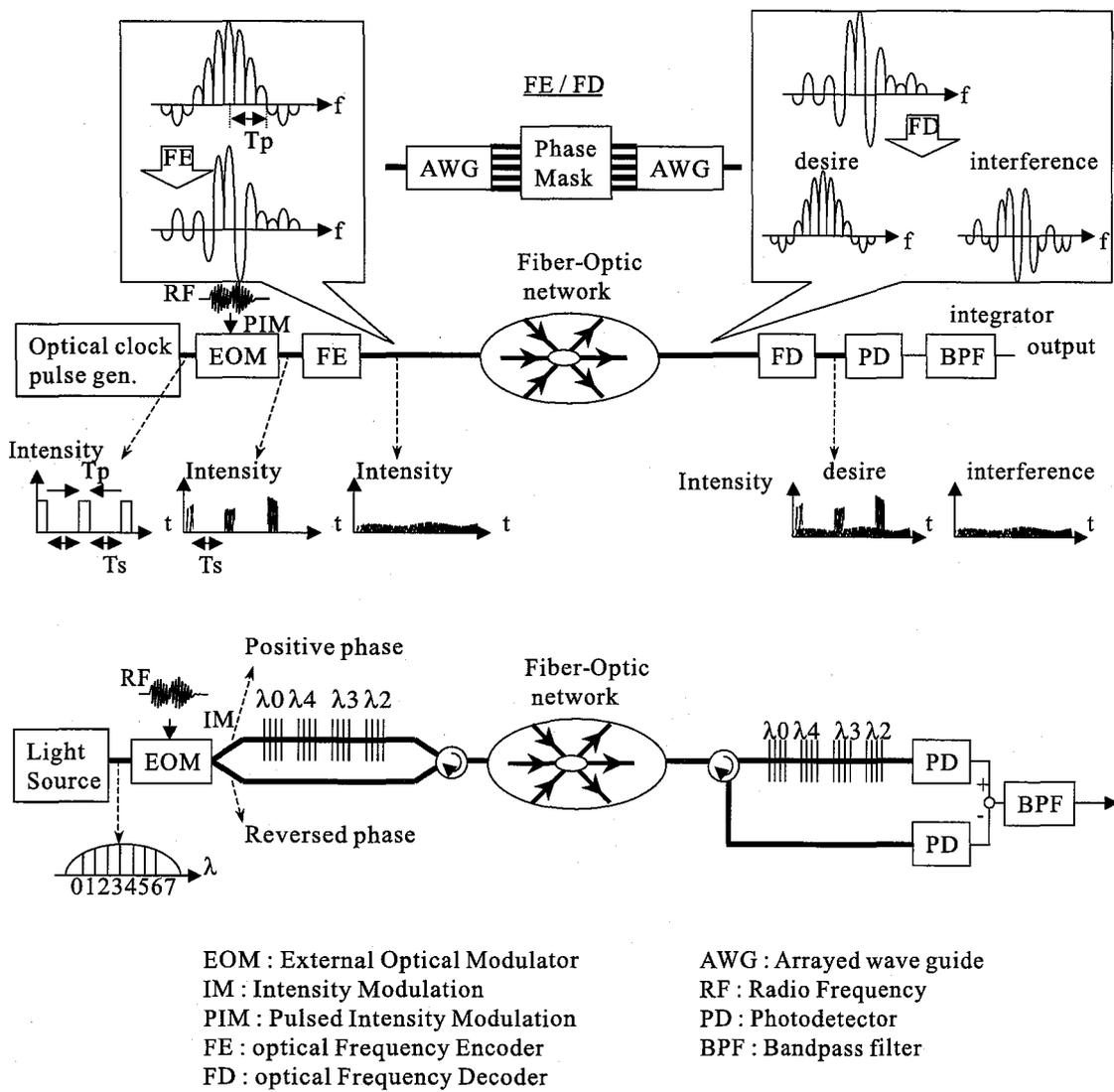


図 1.2: 周波数方向への符号化方式.

号化器の入力段の AWG は入力された光パルスの周波数スペクトルを位相マスク上に空間的に照射する。空間的に分布された光パルスの周波数成分には位相マスクによって 0 または π の位相シフトが与えられたのち、出力段の AWG を通じてすべての周波数成分が集められる。この符号化の結果、もとのパルスを構成するスペクトル間の位相整合性が崩れることにより、周波数符号化器出力にはパルス波形が時間的に拡散された雑音状の波形が表れる。受信側で希望局の無線波を受信する場合には、送信側で与えた位相シフトが相殺する為、周波数復号化器にはもとの光パルスが再生される。非希望局の無線波の光パルスに関しては位相整合が崩れたままであり、光パルスが再生されず雑音状の波形が得られる。PD 出力を帯域フィルタに通過させることで、パルス変調された電気信号から無線波を再生している。この方式は時間領域符号化方式の時に必要となった符号同期処理を必要としないが、光コヒーレント CDMA 方式に基づいた方式である為、光源の波長安定性および符号化デバイスの精密性への要求が高い。一般に、時間軸に対して符号化を行う方式と周波数軸に対して符号化を行う方式を考慮しても、光のコヒーレンス性を用いる光コヒーレント CDMA 方式は、送受信機の両方でバイポーラ符号を適用可能である為、インコヒーレント CDMA に比べて受信感度や符号系列数の点で優れているが、光の位相および偏波制御を必要とし、さらに光源や符号化および復号化デバイスへの精密性が要求されるなどデバイスに依存するところが大きく、装置構成を容易に簡単にできないことから、ネットワークの拡張性や柔軟性の点で不利であると考えられる。さらに、多数の基地局及び多種の無線波が混在して伝送される光ファイバ無線ネットワークにおいて、光のコヒーレンスを使って無線波を伝送することは必ずしも効率的とはいえないなど、光ファイバ無線ネットワークとの親和性に課題が多いと考えられる。

以上のようなコヒーレント CDMA 方式の問題に対し、インコヒーレントな光の特性を用いる光 CDMA でバイポーラ符号を適用可能とする新しい符号化方式 [50] や関連受信機のアーキテクチャ [51] が提案された [47]- [54]。文献 [51] では、送信側はユニポーラ符号で拡散し、受信側はバランス型受信機により受信されたユニポーラ符号とバイポーラ符号との相関演算が行われる為、コヒーレントタイプと同等の相関特性が得られることが示された。この手法は、ユニポーラ符号の欠点である符号数とコヒーレント光 CDMA の装置複雑性を回避している。Griffin [47],

Zaccarin [48], Brandt-Pearce [49], Nguyen [50]らの符号化手法は, 広帯域でインコヒーレントな光源のスペクトルの符号化に基づいており, その通信容量は同時接続数の逆数に比例して制限されると述べている. この原因は主に, 光検波時に発生する他ユーザからのインコヒーレント光による干渉である [56] [57]. 同じ要因によるシステム容量の制限は, 光副搬送波多重 (SCM: Subcarrier Multiplexing) [58] やコヒーレント多重 (Coherent Multiplexing) [59] でも起こり, これを回避・低減する手法 [60] も提案されている.

最近では, FBG (Fiber Bragg Grating) を用いることにより, 異なる波長をもつ光パルスに対して異なる時間遅延を与え, 時間方向と光周波数方向に拡散する光周波数ホッピング [61] がある. 受信機では送信機と逆のパターンのFBGを用い, 各波長の時間遅延差を打ち消し, 光パワーをインコヒーレントに合成する. FBGは光パワーの挿入損失が低いデバイスであり, これまでのグレーティングと位相マスクを用いた構成に比べ, 受信感度の改善が期待できる. また, 時間と光周波数の二次元で拡散することにより潜在的符号数が増加し, 収容ユーザ数の改善が示された. FBGとバランス型受信機を用いた方式 [62] では, 拡散符号にM系列を用いることで直交に近い相関特性を利用した方式が示されている. FBGを符号化デバイスとして用いる光ファイバ無線ネットワークにおける符号分割多重方式 [66] も提案されている. この方式の概略図を図1.2の下部に示す. この方式では, 無線波によって広帯域な光源を1入力2出力のマッハ・ツェンダー型の強度変調器により強度変調することで, 上下段の出力に強度変調波の包絡線が無線波の振幅のそれぞれ正相と逆相となる光信号が得られる. この後, FBGを用いて波長単位の無線波のスペクトルに拡散する. 図の場合, $\lambda_1, \lambda_5, \lambda_6, \lambda_7$ の波長に対しては無線波の正相の強度変調となり, $\lambda_0, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ の波長に対しては無線波の逆相の強度変調を与える. 受信機では, FBGとバランスミキシング受信機により逆拡散を行うことで, バイポーラ符号の適用を可能にしている. 拡散符号としてスタッフビットを挿入した変形M系列を用いることで直交に近いCI比特性が得られるといった特徴をもつ. しかし, FBGを用いて無線波を波長領域に拡散する方式は, 広帯域な光源を使用し, 無線波を波長領域に拡散することで波長多重との親和性を損なうなど必ずしも効率的であるとはいえないと考えられる.

さらに, この他, FBGを用いる符号化方式のうち時間方向と波長方向の二次元

に符号化を行う方式 [64] では, AWG(Arrayed Wave Guide) と組合せた方式もあり, 原理確認実験及びこの符号化方式に適する拡散符号の構成法が提案されている.

様々な光 CDMA 方式の特徴を紹介したが, 以上に述べた符号化方式を踏まえてこれまでに, 光領域でアナログ信号を容易に符号化可能とし, 光デバイスの高速性を十分に生かせる符号化手法として, 強度変調された光信号を拡散符号の擬似ランダムパターンでオン-オフ動作を行う光スイッチにより無線波の拡散を行う直接光スイッチング (DOS : Direct Optical Switching)-CDMA 方式 [32] が提案されている. この方式は, 送信機の構成は O/E 変換器と光スイッチだけで構成でき, 符号化方式はスイッチのオンオフ動作によって強度変調波の符号化と同時に帯域サンプリングを行う. 受信機では, 送信機と同様に光スイッチにより逆拡散を行う. 光スイッチによる逆拡散出力にはアナログパルス強度変調された光信号が得られ, これを電気信号に変換した後, 帯域フィルタの積分作用によりパルス化された無線波の補間を行うと同時にパルスの加算を行う. この符号化方式は, 送受信機構成に強度変調器を光スイッチとして使用し, 無線波による光強度変調波の外部変調器として用いることが可能であるため, 小型化及び経済性に適しているといえる. 加えて, DOS-CDMA 方式では, 波長の異なる光源を使用することにより同一の拡散系列によって符号化された無線波は, たとえ同一の無線周波数であっても受信機の波長フィルタによって分離可能である為, 本方式を単一で用いる場合に比べて拡散符号数と光源の波長数を乗算したチャネル数を確保することが可能であり, 波長多重方式との親和性が高いといえる.

次に本方式の符号化方式について述べる. DOS-CDMA 方式では, これまで受信機に単一の光スイッチを用いる場合には, バイポーラ符号系列が使用できず, 符号数が少ないことや受信感度が低いことなどが問題となっていた. これに対し, バランスドミキシング受信機を用いることで, 受信機にバイポーラ符号を適用可能とする光極性反転相関器 (OPRC : Optical Polarity Reversing Correlator) が提案された. DOS-CDMA 方式に OPRC を適用することで送信側はオンオフ光パルスによる 0, 1 のユニポーラパターンによる拡散, 受信側は ± 1 のバイポーラパターンによる逆拡散が可能になり, 符号数および受信感度の改善が理論的に示された [33]. しかし [33] は, 理論的な考察のみで実験的な検証にはいたっていない. そこで, 本論文ではまず, DOS-CDMA 方式に OPRC を適用した場合の干渉抑圧改善効果を実

験的に明らかにすることを第一番目の目的としている。

次に、DOS-CDMA 方式における問題点や未解決な点を挙げる。上述のように実験的な検証がなされていないことに加え、これまでの解析では、無線波の符号化時に完全なオンオフ動作が行われていると仮定しているが、スイッチのオン時の透過光パワーとオフ時の透過光パワーの比(本論文ではこれを消光比と呼ぶ)を無限に大きくとることは不可能であり、オフ時の不完全な光パワーの遮断動作による漏れ光パワーにより理想的な干渉抑圧特性が得られなくなることが予想されるが、これを含んだ解析はなされていない。光スイッチが理想的でない動作をする場合の信号品質に対する影響を明らかにする必要がある。

また、DOS-CDMA 方式は、光スイッチのオンオフ動作により時間方向へ符号化する手法である為、送受信機間の符号同期を必要とする。無線通信の符号分割多重方式における同期補足及び同期追跡手法が適用可能であるが、これらを電気段の処理によって実現した場合、電気回路の帯域制限によって広帯域化の妨げになることが予想される。したがって光デバイスの広帯域性を生かしつつ、精密性が要求される光コヒーレント処理を必要としない符号同期手法について検討する必要がある。

次に、DOS-CDMA 方式は、光スイッチのオンオフ動作により強度変調波をパルス化することで無線波の符号化と同時にサンプリングを行っている。この為、受信機においてひずみなく無線波を再生するには、光スイッチが無線波を周期的に符号化を行う速度(本論文ではこれを符号化速度と呼ぶ)を少なくとも無線波の帯域幅の2倍以上にしなければならないといった、符号化速度に関する条件が課される。これは、帯域サンプリング定理と呼ばれており、従来の CDMA 方式にはない、アナログ波を符号化して伝送するために提案された DOS-CDMA 方式を光ファイバ無線ネットワークに適用した場合に課される特有の条件である。これに加え、これまで検討されてきた DOS-CDMA 方式は、同一無線周波数運用を可能とすることを目的として、主に光マイクロセル通信システムへの応用を前提とされており、隣接するセル間で使用する無線周波数は重なっているか、近接した状況を考えていた。しかしヘテロジニアス無線通信においてはマルチバンド無線サービスであることが一般的であり、帯域の離れた複数の無線波伝送を考慮しなければならない。上に述べたように DOS-CDMA 方式は、帯域サンプリング定理に基づいた信号伝送方式である為、あるセルに到来する複数の電波を広帯域なひとつの無線波とみな

して、これにあわせて符号化速度を増加しなければならなくなる。しかし、これは一つの無線波から見ると光スイッチの高速なスイッチング速度を有効に利用しているとはいえない。従って、マルチバンド無線サービスの伝送において DOS-CDMA 方式の光スイッチの高速なスイッチング速度を十分に生かし、無線波を拡散する応用方式について検討する必要がある。

さらに DOS-CDMA 方式は、帯域サンプリング定理に基づいた信号伝送方式であり、従来から伝送する無線波の帯域幅の2倍以上の速度に符号化速度を一致させなければならない。これまで、DOS-CDMA 方式の干渉抑圧効果を改善するには長い符号長の拡散符号で符号化するとされていたが、拡散符号のチップが繰り返されるチップ速度は符号長の拡大に比例して増加することになり、光スイッチのスイッチング速度に負担をかけるのでスイッチを高速化せずに干渉抑圧効果を改善する手法について検討する必要がある。

さらに、チップ速度は伝送信号帯域幅の2倍に対し、符号長に比例して高速化されており、符号周期内の平均的なサンプリング速度は必要最低限の速度に対し、オーバーサンプリングとなり、光スイッチのスイッチング速度に負担となっている。この為、光スイッチのスイッチング速度を低減する手法は光スイッチデバイスのスペックを緩和する意味で重要な課題といえる。

1.3 本研究のねらいと概要

本論文の目的、意義、本論文を構成する各章の概要について述べる。

直接光スイッチング符号分割多重方式は、光搬送波強度に重畳した無線波をオンオフ動作によりパルス化すると同時に時間方向へ符号化しているが、これは無線波を帯域標本化していることに相当する。受信機では互いに相反する動作をする光スイッチとバランス型光検波器を用いた光極性反転相関器(OPRC)の使用により、M系列やGold符号に代表されるバイポーラ符号を使用可能とできる。従って、これまで多くの光CDMAで用いられてきたPrime符号を使用する場合に比べ、受信感度及び多重数の改善が得られることが文献[32]、[33]で理論的に明らかにされた。そこで、本論文では、まず直接光スイッチング符号分割多重方式の干渉抑圧原理を実験的に明らかにすることを一番目の目的とし、本原理の実証実験を行っている。

また、直接光スイッチング符号分割多重方式では、光スイッチを用いて、拡散・逆拡散を行うため、高速な動作が可能な光スイッチを用いれば、高い処理利得及び収容局数を達成できるが、無線波を帯域サンプリング定理に基づいて伝送・再生している。この為、受信機においてひずみなく無線波を再生するには、符号化速度を少なくとも無線波の帯域幅の2倍以上にしなければならない。従って、無線波が広帯域化するほど、または接続局数が増加するほど信号品質を維持するのに必要なスイッチ速度が高速化し、光スイッチデバイスの負担が大きくなるという問題がある。この問題に対し、本論文では、光スイッチのスイッチング速度に負担をかけることなく信号品質を改善する擬似直交受信方式を提案し [79] 原理確認実験により実証している。また、符号化速度を信号帯域幅の2倍とした場合、符号周期内にはパルスがランダムなパターンで発生している為、これらのパルスによる平均的なサンプリング速度は符号化速度に比べて非常に高速であり、帯域サンプリングの観点からはオーバーサンプリングとなっている。つまり、従来からスイッチング速度に大きな負担を課していることになる。従って、光スイッチのスイッチング速度を緩和することは従来の DOS-CDMA 方式における重要な課題といえるわけである。スイッチング速度を緩和する手法として、符号化速度を維持したまま符号長を短くする手法と、符号長を維持したまま符号化速度を低減する手法が挙げられる。前者の手法はスイッチング速度の確実な低減が可能であるが、符号長が短くなることで拡散符号の相関特性の劣化及び信号品質劣化が予想される。これに対し、後者の方法は符号化周期が帯域サンプリング定理によって決定される周期を越えて拡張される為、帯域サンプリング定理の厳密性を緩和する意味で非常に魅力的かつ興味深いと筆者は考える。本論文では後者の方法に基づいた符号化速度低減手法を提案している [72]。符号化速度を信号帯域幅の2倍よりも低くすると、エリアシングひずみにより信号品質が劣化する問題に対し、エリアシングひずみを除去する手法がこれまでに提案されている。文献 [71] は、拡散符号周期の拡大によって発生するエリアシングひずみによる信号劣化を防ぎつつ干渉波の抑圧効果を改善可能なフィルタ構成について述べている。しかしながら、これまで提案されたフィルタは受信機に複雑な信号処理が必要であるため、実現の困難性が問題視されている。本論文ではエリアシングひずみを完全に除去するのではなく、受信機雑音程度まで抑圧すれば、信号品質を維持するには十分であることに着目し、光スイッチの符号化速度を低減

した際に発生するエリアシングひずみを，受信機に信号処理を加えることなく抑圧可能な拡散系列の構成法を提案し [75]，この拡散符号の候補としてカオス拡散符号を適用することを提案している．さらに提案したカオス拡散系列のエリアシングひずみ抑圧効果について実証実験を行い，その結果を示している．

本論文は全5章で構成されており，以下，第2章から第5章までの概要を述べる．

第2章では，光ファイバ無線における無線波及び基地局多重方式として提案されている直接光スイッチング符号分割多重/多元接続方式の構成と干渉抑圧原理を述べる．次に，本方式において高品質無線波伝送を実現するための問題点のうち，まず，光スイッチの消光比劣化による無線搬送波対干渉電力比 (CI比 : Carrier-to-Interference power Ratio) 劣化特性を解析により明らかにする．次に，干渉抑圧効果を改善するためにはスイッチング速度の高速化は不可避であるという問題について述べ，この問題に対し，本方式にM系列符号にスタッフビットを挿入した変形M系列を適用することで，干渉抑圧効果が改善可能であることを示す．しかしこの場合，従来の変形M系列のように自己相関のピーク値以外をすべて0にすることはできず，干渉抑圧効果の改善としては不十分であることを述べる．最後に，符号化速度を信号帯域の2倍に比べ，低減した場合に信号劣化要因となるエリアシングひずみの除去の必要性を述べる．以上に挙げた問題を解決する為のアプローチについて述べ，各章への関連を述べる．

第3章では，直接光スイッチング符号分割多重方式における干渉抑圧動作の実験による原理確認実験を行うとともに，符号化速度を高速化せずにCI比を改善する擬似直交受信方式を提案し原理確認実験を行う．まず，実験構成について説明し，拡散系列として相関特性が明らかにされているM系列を用いた干渉抑圧実験により光極性反転相関器 (OPRC : Optical Polarity Reversing Correlator) を用いることでバイポーラ符号の適用が可能であることを示す．次に，M系列とPrime符号を用いて，両者の符号長に対するCI比改善効果を比較し，M系列によるCI比改善効果が優れていることを示す．最後に，M系列の重みと相関関数に着目した擬似直交受信方式を用いた時にCI比特性の改善が得られることを理論的に明らかにし，その動作原理を実験的に実証する．

第4章では，直接光スイッチング符号分割多重方式の光スイッチのスイッチ速度及び符号化速度を低減することを目的として，エリアシングひずみを抑圧可能なカ

オス拡散系列を用いた拡散符号構成法を提案し，これを用いたときの無線搬送波対エリアシングひずみ電力比 (CD 比 : Carrier-to-Distortion power Ratio) について原理確認実験を行う．まず，符号化速度を信号帯域の2倍よりも低下させた時に信号品質劣化要因となるエリアシングひずみ電力の解析結果から，受信機に信号処理を加えることなくエリアシングひずみを抑圧可能な拡散符号構成法を見出す．次に，カオス拡散系列によるエリアシングひずみ抑圧効果を確認する為に，無変調無線搬送波実験を行い，無線搬送波対エリアシングひずみ電力比 (CD 比) の改善効果を示す．次に，デジタル変調無線波の実験を行い，シンボル誤り率 (SER : Symbol Error Rate) の観点から，受信信号対エリアシングひずみ電力比 (SD 比 : Signal-to-Distortion power Ratio) 改善効果を定量的に示す．最後に，カオス拡散系列がもつエリアシング抑圧効果の原理確認実験を行い，提案方式による SD 比改善効果と符号化速度低減効果の数値計算結果を示す．

第5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 多重光ファイバ無線ネット ワーク

関連論文 [67, 80]

2.1 序言

直接光スイッチング符号分割多重光ファイバ無線ネットワークについて、その構成と干渉抑圧原理について述べる。本多重方式において、高品質無線波伝送を実現するために以下の問題点を取り扱った。

- 光スイッチの消光比
- 光スイッチのスイッチング速度

これらの問題点について解決の方針を述べ、次章以降の関連について明確にする。

2.2 直接光スイッチング符号分割多重方式

2.2.1 干渉抑圧原理

図 2.1 に直接光スイッチング符号分割多重方式のシステム原理図を示す。無線基地局 (BS) で受信された無線波でレーザーダイオード (LD) を強度変調 (IM : Intensity Modulation) する。得られた強度変調波 (IM signal) は、外部変調器として使用される光スイッチ (PSW : Photonic Switch) によってオンオフ符号化されると同時に

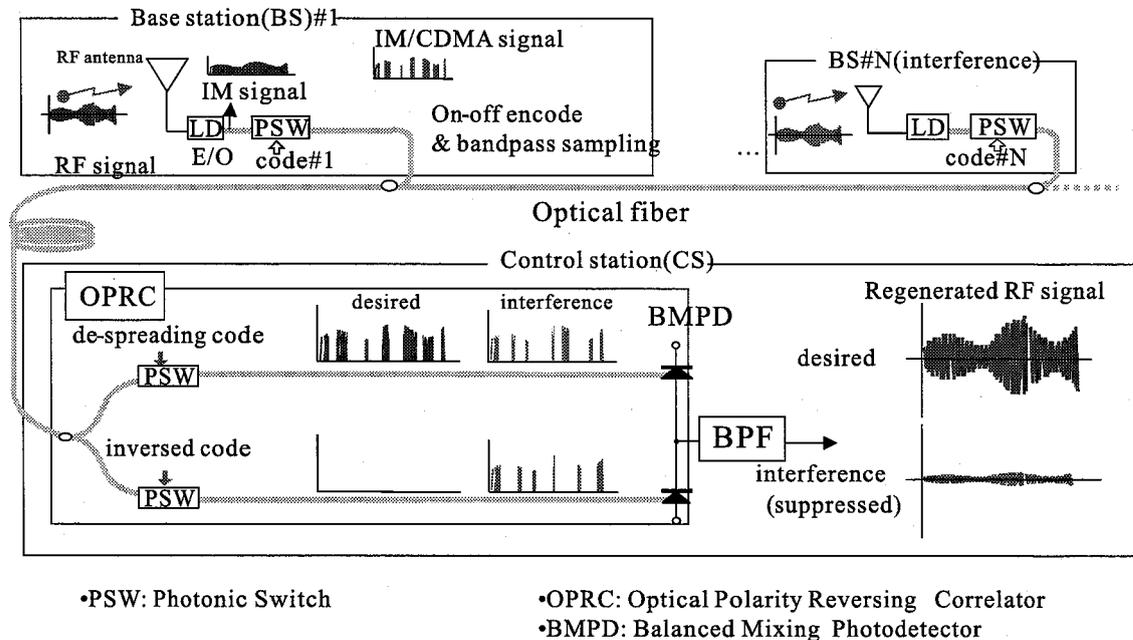


図 2.1: 直接光スイッチング符号分割多重方式.

帯域サンプリングされ、IM/CDMA 信号が得られる。IM/CDMA 信号は光カプラによって多重され制御局 (CS : Control Station) まで伝送される。

CSで受信された光信号は、二つのブランチに分けられた後、互いに相反するオンオフ動作を行う光スイッチにより逆拡散が行われる。下段ブランチの Inversed code は上段ブランチの PSW を駆動する 0, 1 の拡散符号を論理反転させた拡散符号であることを示す。バランストミキシング PD (BMPD : Balanced Mixing Photodetector) による O/E 変換の後、帯域フィルタ (BPF : Bandpass Filter) により無線波の再生及び帯域サンプリングによって発生したエイリアスの除去が行われる。

次に希望波および干渉波受信時の違いについて述べる。希望波受信時には、受信系列のオンオフパターンと逆拡散系列が一致するため、希望信号は無線波が上段ブランチからのみ得られる。これに対し干渉波受信時には受信される IM/CDMA 信号と光スイッチを駆動する系列が一致せず、相関特性に従い両ブランチの PD 出力から無線波が得られ、BMPD 後の電気信号が互いに打ち消しあう為、抑圧された無線波が得られる。

2.2.2 自然サンプリング方式及び頭部平坦化サンプリング方式とその周波数変換への応用

DOS-CDMA 方式の符号化方式において無線波を符号パターンに従ってオンオフ符号化することは無線波のサンプリングと等価であり、スペクトル的に考えるとサンプリングによって無線波と同じ形のスペクトルがサンプリング周波数 $1/T_s$ ごとに発生することになる。サンプリングによって発生した高調波スペクトル (本論文ではこのスペクトル成分をエイリアスと呼ぶ) は周波数変換された情報信号であるので、これを帯域フィルタ等を用いて、フィルタリングすることにより無線波の周波数変換が可能となる [67].

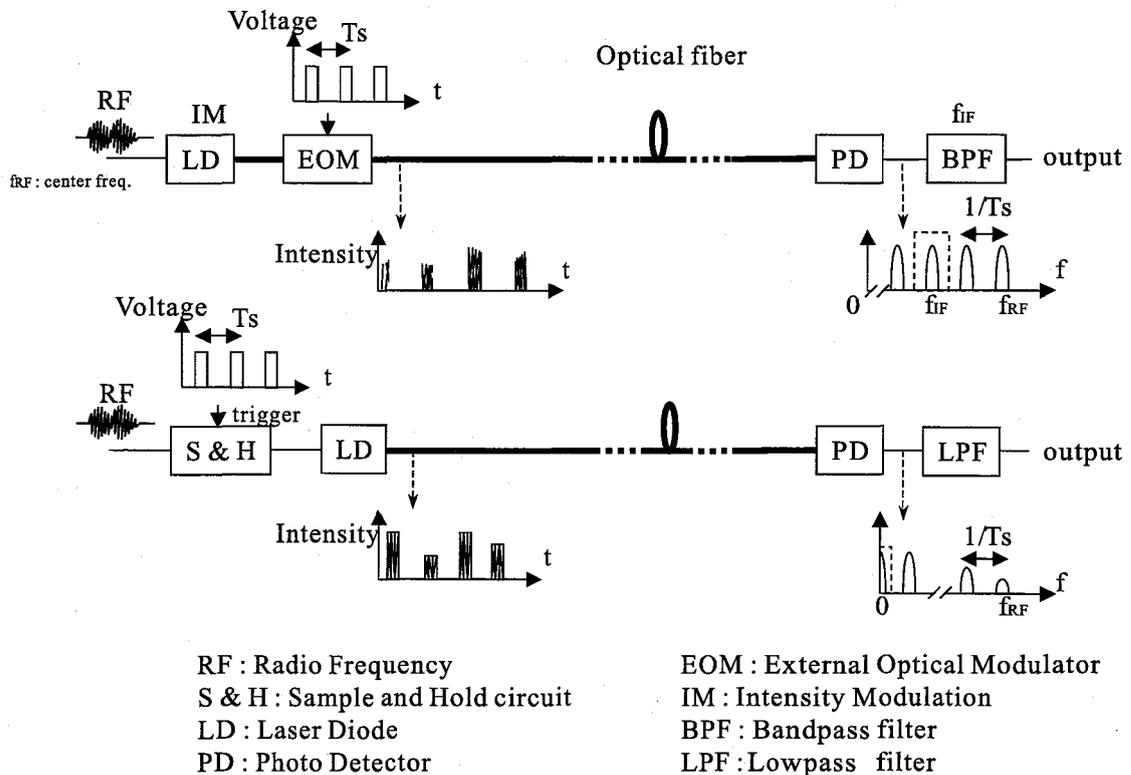


図 2.2: 2 種類のサンプリング手法による周波数変換. (上) 自然帯域サンプリング方式, (下) 頭部平坦化サンプリング方式

図 2.2 に帯域サンプリングによって無線波の周波数変換を行う時のサンプリング方法を 2 つ示す. 図 2.2 の上部に示す方式は, 無線波の振幅によって LD を直接変

調し，得られた光搬送波の強度を情報信号の帯域幅の2倍の逆数である T_s を繰返し周期としてオンオフのPNパターンの電圧波形によって駆動される光外部変調器などを使用する自然帯域サンプリング方式であり，PNパターンの電圧信号をゲート信号として用い，パルスの頭部が無線波の情報を忠実に表す方式である．PD検波後の無線波の帯域フィルタを用いて所望の中心周波数の信号を再生する．一方，下部に示す方式は，無線波を予め，サンプリング回路と保持回路を用いてパルスの頭部を平坦化し，得られた電気パルス信号で光源を強度変調する方式である．受信機において電気信号を得た後，低域フィルタに通過させることで低域信号の再生を行う．両者の方式の特徴を以下に示す．頭部平坦化方式はパルスを用いた通信である為，系に対する回路構成の適応性が改善され，通信路の雑音やひずみに対する感受性を減少させることができる．さらに無線波のスペクトルが特に低域に集中する為，受信側においてダウンコンバートすることなく低域の情報信号を取り出すことができる．しかし，符号化を電気段で行わなければならない為，自然帯域サンプリング方式に比べ十分なスイッチング速度が得られず，広帯域な信号ほど低域に変換されたスペクトルがひずむ可能性がある．さらに，頭部平坦化方式では搬送波周波数の成分は殆ど残っていない為，受信側で送信された無線搬送波の周波数が必要である場合には，受信機で搬送波を供給する必要がある．

2.3 直接光スイッチング符号分割多重方式の問題とその解決方針

本システムにおいて高品質無線波伝送を実現する為の問題点のうち，本論文で取り扱う問題点と解決策について述べる．まず，光スイッチの不完全な消光比が大きくCI比を劣化させることと，理想的なCI比を得るのに必要となる消光比を明らかにする．

次に，光スイッチのスイッチ速度に関連する問題点を3つに分けて述べ，解決の方針について述べる．1つ目は，CI比を改善するにはチップレートの高速化が必要であることを述べる．2つ目に，マルチバンド無線サービスに適用するには符号化速度の高速化が必要であることを述べる．3つ目に，帯域サンプリング定理に基づ

く伝送では常に必要以上の速度でスイッチを駆動していることになり、光スイッチに負担をかけていることを示す。

2.3.1 光スイッチの消光比に関連する問題点

前節で、直接光スイッチング符号分割多重方式の干渉抑圧原理について、光スイッチの消光比が理想的に無限大であることを想定しているが、光スイッチの消光比が劣化した場合、以下のような要因で理想的な CI 比から劣化すると考えられる。

- 希望波受信時に下段ブランチから漏れた信号による減算
- 干渉波受信時に両ブランチを通過する光信号のアンバランス

本節では、光スイッチの挿入損失、バランスドミキシング PD の受信感度を含んだ解析により、光スイッチの消光比劣化による CI 比劣化を明らかにする。

r_t, r_1, r_2 を、それぞれ送信機の光スイッチの消光比、受信機上段及び下段の光スイッチの消光比とする。ここで、消光比とは、光スイッチを駆動する電気パルスがオンの時に通過する光パワーとオフの時に通過する光パワーの比である。 l_1 及び l_2 をそれぞれ、受信機の上下段の光スイッチの挿入損失とし、 α_1 及び α_2 をそれぞれ受信機の上下段の PD の受信感度とすると、希望波受信時の上下段の PD 出力の光電流 i_{Co1} 及び i_{Co2} は、

$$i_{Co1} = m \frac{\alpha_1}{l_1} (L_{c1} + r_t r_1 L_{c2}) P_r \quad (2.1)$$

$$i_{Co2} = m \frac{\alpha_2}{l_2} (r_2 L_{c1} + r_t L_{c2}) P_r \quad (2.2)$$

となる。ここで、 m は、LD における光変調度を表し、 P_r は平均受信光パワーを表す。 L_{c1} 及び L_{c2} は、逆拡散符号のうち、それぞれ上下段の光スイッチをオンとする符号長に対するパルスデューティである。これらのパルスデューティは、拡散に用いる符号によって変化し、M 系列を用いた場合、 L_{c1}, L_{c2} はそれぞれ $\frac{L-1}{2L}, \frac{L+1}{2L}$ となる。ここで、 η_1, η_2 及び $\Delta\eta$ は、それぞれ $\alpha_1/l_1, \alpha_2/l_2$ 及び η_2/η_1 とする。式(2.1), (2.2) から拡散符号として M 系列を用いた場合の希望信号の受信電力、 C は、

$$C = \frac{1}{2} \left[m P_r \eta_1 \left\{ (1 - r_2 \Delta\eta) \frac{L-1}{2L} + r_t (r_1 - \Delta\eta) \frac{L+1}{2L} \right\} \right]^2 \cdot \frac{RG}{4} \quad (2.3)$$

となる． G は，電気段のトータルのゲインであり， R は，受信機の抵抗値である．

希望信号の拡散を行ったM系列を巡回シフトしたM系列を干渉波を拡散する符号として割り当てた場合，PD後の上下段のPDに検出された光電流， i_{Io1} ， i_{Io2} も同様に求めることができ，それぞれ

$$i_{Io1} = m \frac{\alpha_1}{l_1} (L_{I1} + r_1 L_{I2} + r_t L_{I3} + r_t r_1 L_{I4}) P_r \quad (2.4)$$

$$i_{Io2} = m \frac{\alpha_2}{l_2} (r_2 L_{I1} + L_{I2} + r_t r_2 L_{I3} + r_t L_{I4}) P_r \quad (2.5)$$

と書ける．ここで， L_{I1} は，送信側光スイッチがオンであり，上段光スイッチをオンとするパルスの符号長に対するパルスデューティ， L_{I2} は，送信側光スイッチがオンであり，下段光スイッチをオフとするパルスの符号長に対するパルスデューティ， L_{I3} は，送信側光スイッチがオフであり，上段光スイッチをオンとするパルスの符号長に対するパルスデューティ， L_{I4} は，送信側光スイッチがオフであり，下段光スイッチを通過するパルスの符号長に対するパルスデューティをそれぞれ表す．

式(2.4)，(2.5)より，干渉信号の電力， I_{odd} は，

$$I_{odd} = \frac{1}{2} \left[m P_r \eta_1 \left\{ (1 - r_2 \Delta \eta) \frac{L+1}{4L} + (r_1 - \Delta \eta) \frac{L-3}{4L} \right. \right. \\ \left. \left. + r_t (1 - r_2 \Delta \eta) \frac{L+1}{4L} + r_t (r_1 - \Delta \eta) \frac{L+1}{4L} \right\} \right]^2 \cdot \frac{RG}{4} \quad (2.6)$$

と書ける．ゆえに r_t ， r_1 ， r_2 及び L を考慮したCI比は，

$$CIR(r_t, r_1, r_2, L) = \frac{\left\{ (1 - r_2 \Delta \eta) L_{c1} + r_t (r_1 - \Delta \eta) L_{c2} \right\}}{\left\{ (1 - r_2 \Delta \eta) L_{I1} + (r_1 - \Delta \eta) L_{I2} \right.} \\ \left. + r_t (1 - r_2 \Delta \eta) L_{I3} + r_t (r_1 - \Delta \eta) L_{I4} \right\}^2 \quad (2.7)$$

$$= 4 \left[\left\{ (1 + r_t r_1 - \Delta \eta (r_t + r_2)) L + r_t r_1 - 1 - \Delta \eta (r_t - r_2) \right\} \right. \\ \left. / \left\{ ((1 + r_t)(1 + r_1) - \Delta \eta (1 + r_t)(1 + r_2)) L \right. \right. \\ \left. \left. - (1 + r_t + r_t r_1 - 3r_1 - \Delta \eta (r_2 + r_t r_2 + r_t - 3)) \right\} \right]^2 \quad (2.8)$$

となる．両ブランチの光パワーは等パワーに調節されると仮定し，本解析では $\Delta \eta = 1$ とおく．

3つの光スイッチの消光比が理想的に無限に大きいとすると、CI比は $\frac{L^2-2L+1}{4}$ となり、 L のみの関数となる。一方、 L を無限大と仮定すると、CI比は、消光比のみの関数となり、

$$CIR(r_t, r_1, r_2) = 4 \left\{ \frac{1 + r_t r_1 - r_t - r_2}{(1 + r_t)(r_1 - r_2)} \right\}^2 \quad (2.9)$$

となる。

式(2.9)より、CI比は $r_t=1$ となるケースを除いて r_1 と r_2 が等しい時に、無限大となることがわかる。 $r_t=1$ は送信側でスイッチングを行わない場合を表し、本解析ではこのケースは考慮せず、送信側光スイッチの消光比を無限大と仮定すると、CI比は、

$$CIR(r_t = \infty, r_1, r_2) = 4 \left(\frac{1 - r_2}{r_1 - r_2} \right)^2 \quad (2.10)$$

となる。式(2.10)よりCI比は、希望波信号電力は下段ブランチの光スイッチの消光比が大きければ改善でき、干渉波信号電力は、上下段の光スイッチの消光比のアンバランスにより劣化することがわかる。

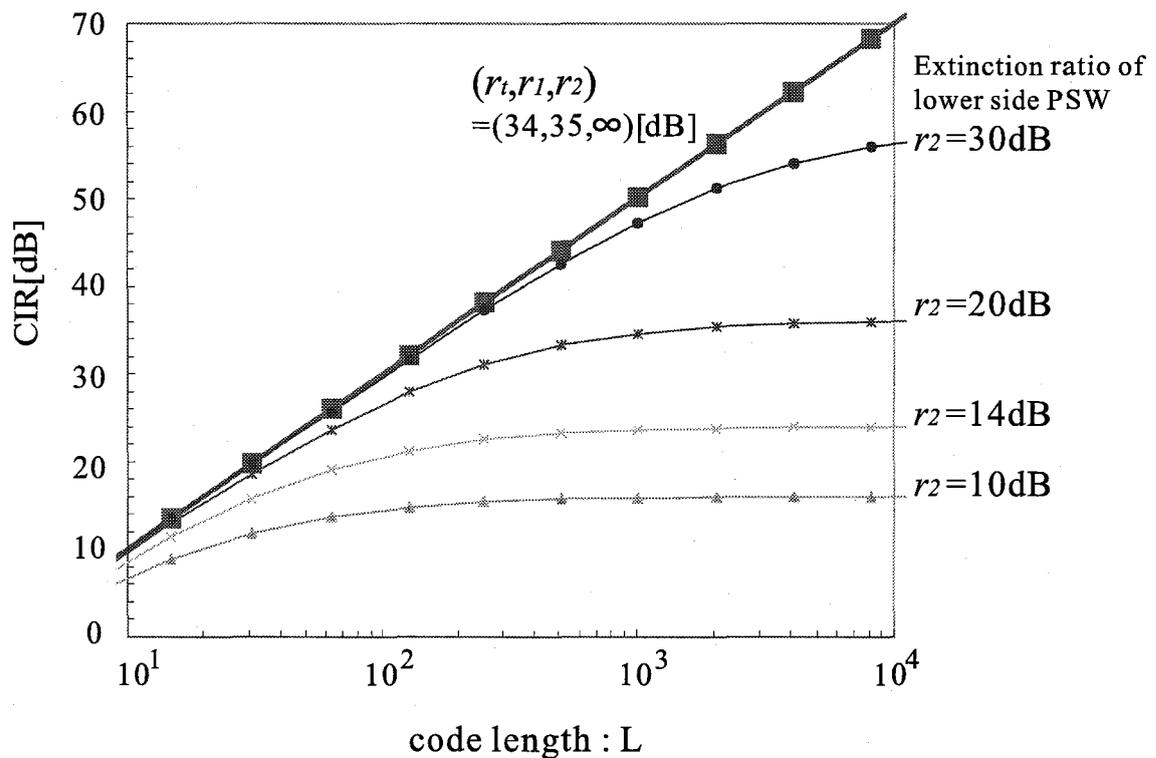


図 2.3: 光スイッチの消光比を考慮した拡散符号長対 CI 比特性.

図 2.3 に、下段光スイッチの消光比の劣化をパラメータとした拡散符号長対 CI 比特性を示す。送信機光スイッチ及び受信機上段光スイッチの消光比は、それぞれ 34 dB, 35 dB とし、式 (2.9) を用いて計算した。符号長が長いほど CI 比は改善されるが、理想的に $r_2 = \infty$ とした値からの劣化が大きく、下段ブランチの光スイッチの消光比が 10 dB 程であれば、CI 比は約 25 dB に飽和してしまい、符号長が 1000 でも、30 dB 劣化することがわかる。しかし、この時、消光比が 30 dB であれば、CI 比は 27 dB 改善することがわかる。CI 比の劣化を防ぐには、長い拡散符号長の符号長を用いるほど高い消光比の光スイッチを用いることが必要であることがわかった。

2.3.2 光スイッチのスイッチ速度に関連する問題点

CI 比改善とチップレートの高速化

本システムでは、光スイッチのオンオフ動作により無線波の拡散を行っている為、処理利得 (無線波の帯域幅に対するチップレートの比) を改善するには、光スイッチのスイッチ速度を向上させることが必要不可欠である。このため、より大きな CI 比を得るにはより高速なスイッチング動作が可能な光スイッチによって符号化を行うか、相関特性の良い符号を用いなければならないことになる。前者の方法は高速な光スイッチが必要となり、デバイスのスペックに負担をかけるため、できれば後者の手法が望ましい。一般にスペクトル拡散に用いられる M 系列や Gold 系列、Kasami 系列を始めとする拡散符号は非常に良い相関特性を持つことが分かっている。さらに、文献 [73], [74] では、従来の M 系列符号にスタッフビットを挿入することで、M 系列の自己相関関数のピーク値以外を 0 とすることで元の M 系列と巡回シフトした M 系列が直交することが示されている。これは符号長を伸ばすことなく相関特性を改善しており、DOS-CDMA 方式に適用すれば、1 チップ分のチップレートの高速化だけで CI 比が改善可能となる。

この節では、M 系列にスタッフビットを挿入することで、従来の M 系列の自己相関関数のピーク値以外を抑圧する手法を本システムに適用した場合の相関関数の変化を符号長 15 の M 系列を例にとって示す。図 2.4 に符号長 15 の M 系列 (生成多項式: $x^4 + x^3 + 1$) にスタッフビットを挿入した M 系列を用いた場合の DOS-CDMA

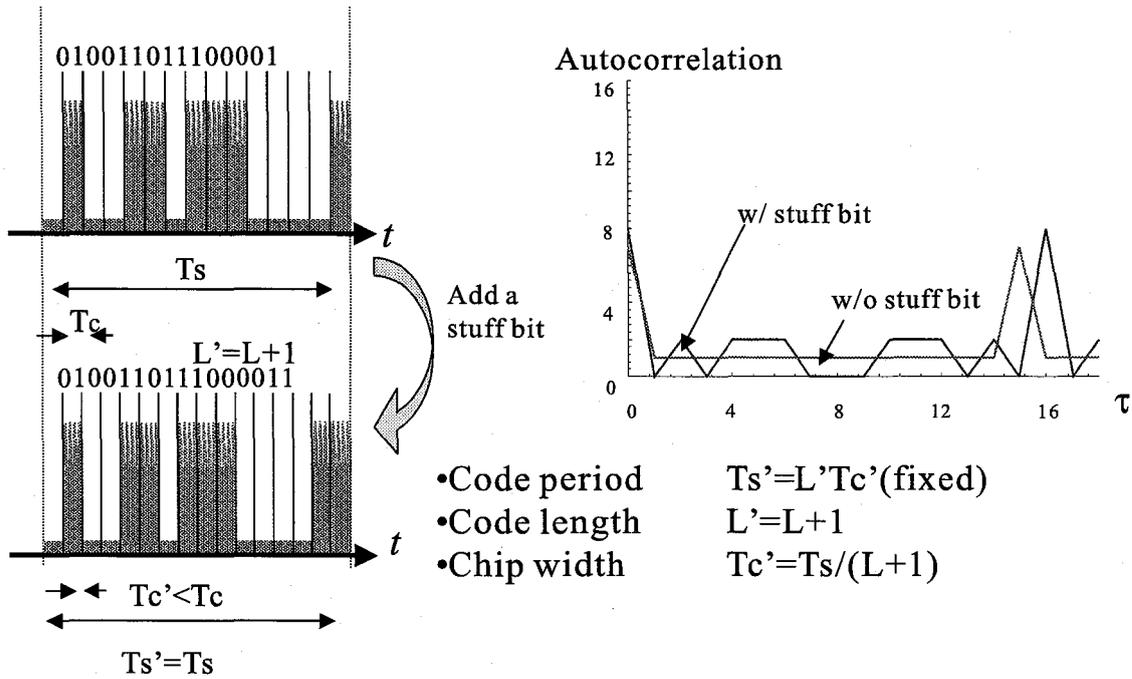


図 2.4: M 系列のスタッフビットの挿入と本システムにおける自己相関関数.

方式の自己相関関数を示す. 図中で, T_s , T_c , L はそれぞれ符号周期, チップ幅, 符号長を示す. 本論文では符号長は 1 つの符号語のチップ数を表す. スタッフビットを挿入した符号の符号周期, チップ幅, 符号長をそれぞれ T_s' , T_c' , L' とする. スタッフビットの挿入前と挿入後の符号周期を一致させる為, $T_s = T_s'$ とする. これにより $L' = L + 1$, $T_c' = T_s' / (L') = T_s / (L + 1)$ となる為, 1 チップ分のチップ速度の高速化が起こることがわかる. 図に示すようにスタッフビットを挿入しても, 自己相関関数のピーク値以外は 0 になる遅延量と 2 となる遅延量があり, すべての遅延量において 0 になるというわけではないことが分かる. これは, DOS-CDMA 方式が送信機側でオンオフ符号化を行うのに対し, 受信機側でバイポーラ符号で復号を行うことに起因しており, ユニポーラ符号とバイポーラ符号との相関演算を行っているため, 符号化の際の符号語重みや復号の為のバイポーラ符号の割り当て方によって変化し, スタッフビットを挿入しても必ずしも CI 比が改善されるわけではないことが分かる. 以上により, DOS-CDMA 方式における CI 比改善の為には, チップレートを高速化する以外にユニポーラ符号とバイポーラ符号による相関関数を考慮し, 同じ符号系列でもオンとオフの割り当ての違いにより相関特性が異なる

り、CI比の改善の可能性があることが期待できることが分かった。

マルチバンド無線サービスへの適用

DOS-CDMA方式は、無線波を帯域サンプリングの定理に基づいて符号化及び再生を行う為、受信機でひずみなく無線波の再生を行うには、伝送する無線波の帯域幅の2倍以上の速度によって符号化を行う必要がある。前節まで、光マイクロセル移動体通信への適用を例にあげ、同一セル内では無線波の周波数が近接した場合を前提にしていたが、異種無線システムが混在する場合にはこの前提は必ずしも成立しない。帯域が離れた複数の無線波に対し、直接光スイッチング符号分割多重方式による無線波の伝送を行う場合、1つの基地局で取り扱う多種の無線波のうち最も低い中心周波数の無線波から最も高い中心周波数の無線波をひとつの広帯域な無線波の帯域サンプリング伝送とみなして全帯域幅の2倍以上の符号化速度が必要となるが、光スイッチのスイッチ速度に負担をかけるだけで、必ずしも効率の良い方法とはいえない。光スイッチのスイッチ速度を最大限利用するため、帯域が離れた無線波伝送に直接光スイッチング符号分割多重方式を適用する場合の適用例を図2.5に示す [70]。

図2.5(a)は、異なる周波数帯を占有する無線波に対し、直接光スイッチングCDMAを併用する手法であり、受信した無線波を帯域フィルタにより分離し、各々の無線波に対し、直接光スイッチングによって符号化を行う手法で、マルチバンド無線サービスを一括して符号化する手法に対し、光スイッチデバイスの広帯域な拡散利得を容易に得ることが可能である。また、バス型のファイバリンクに接続される他の無線基地局において無線周波数の再利用を可能とするが、原理的に光スイッチ及びLDの設置数が多重された無線波の数だけ必要となる。図2.5(b)は、(a)の手法に加え時分割多重を加えた手法である。マルチバンド無線サービスを無線周波数及び時間領域において分割した後に光スイッチにより光領域で符号化を行う。分割された無線波に対して同じ拡散符号で拡散を行った場合は、基地局の多重となるが、異なる拡散符号で符号化を行えば、無線波の多重も可能となる。制御局において逆拡散と帯域フィルタリングによって無線波の再生が可能である。(a)に比べ1台の光スイッチによる符号化が可能となるが、switchによって無線波を時間領域に分割

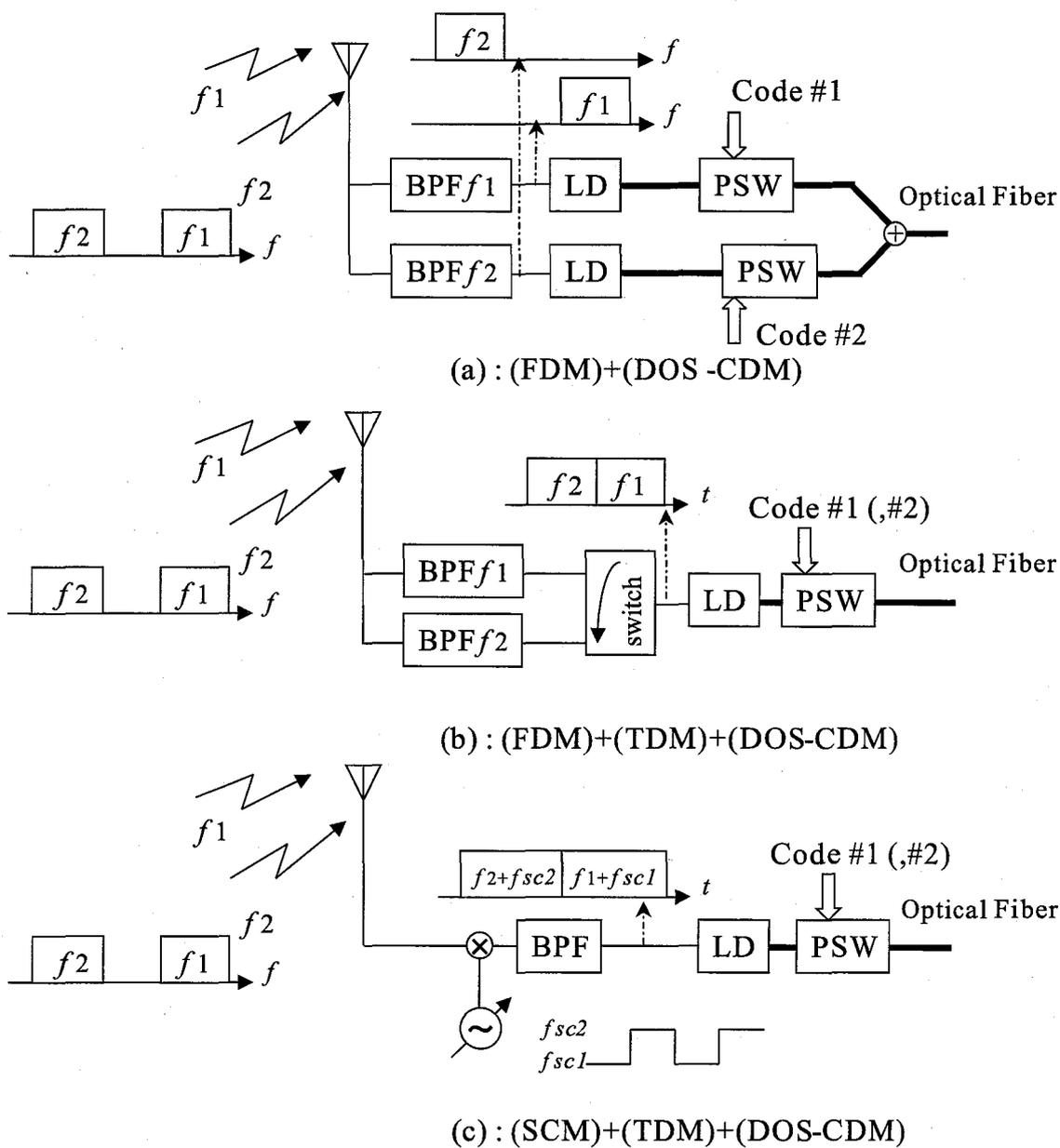


図 2.5: マルチバンド無線サービスへの適用例.

する際、帯域サンプリングの定理に基づくサンプリングレートによって切り替え速度の下限が決まる為、多重する無線波のうち最大の帯域幅を持つ無線波に合わせた切り替え速度が要求される。図 2.5(c) は (b) に、副搬送波多重を併用した手法である。予め準備した副搬送波 (f_{sc1}, f_{sc2}) によって周波数変換された後、変換後の無線波の周波数帯 ($f_1 + f_{sc1}, f_2 + f_{sc2}$) の信号が通過するように設定された帯域フィルタを準備し、帯域フィルタを通過した無線波に対して直接光スイッチングによる符号化を行う手法である。この手法も、拡散符号を基地局ごとや無線波ごとに割り当てることで無線波の多重または基地局の多重が可能となる。

帯域サンプリング定理に基づく無線波伝送とオーバーサンプリング

前節でも述べたように、DOS-CDMA 方式は帯域サンプリング定理に基づいた無線波の伝送及び再生を行う為、伝送する無線波の帯域幅の2倍以上の符号化速度を必要とする。本論文では、符号化速度は符号周期の逆数を表す。符号化速度を無線波の帯域幅の2倍に設定すると、符号周期内に符号語重みの数だけサンプリングパルスがある為、帯域サンプリング定理が最低限必要とするサンプリング速度に比べ冗長に高速なサンプリングを行っていることになる。このオーバーサンプリングの結果、光スイッチのスイッチング速度は無線波の帯域に比べ非常に大きくなってしまふ。光スイッチの要求スペックを軽減する為、スイッチング速度の低減は非常に重要な課題である。

次に、符号化速度やスイッチング速度を帯域幅の2倍以下に低減した場合に問題となるエリアシングについて述べる。エリアシングひずみが発生すると受信信号品質及び最大接続可能基地局数等の劣化要因となる。図 2.6 にエリアシングひずみ発生の原理を示す。本システムでは、帯域サンプリング定理に基づき、符号化速度 (f_s : encoding rate) を帯域幅の2倍 ($2 \cdot B_{RF}$) に一致させることでサンプリング伝送を実現している。これに対し、符号長を維持したまま符号化速度を低減すると、図に示すように、周波数軸上で隣接するエイリアスが原信号 (Original signal) に重なることでエリアシングを生じる。図 2.6(a) に示すように符号化速度が帯域幅の2倍以下1倍以上である場合には、負の周波数 $-f_{RF}$ から発生したスペクトルが重なる。しかし負の周波数からのスペクトルは、無線波の中心周波数に比べ、チップ

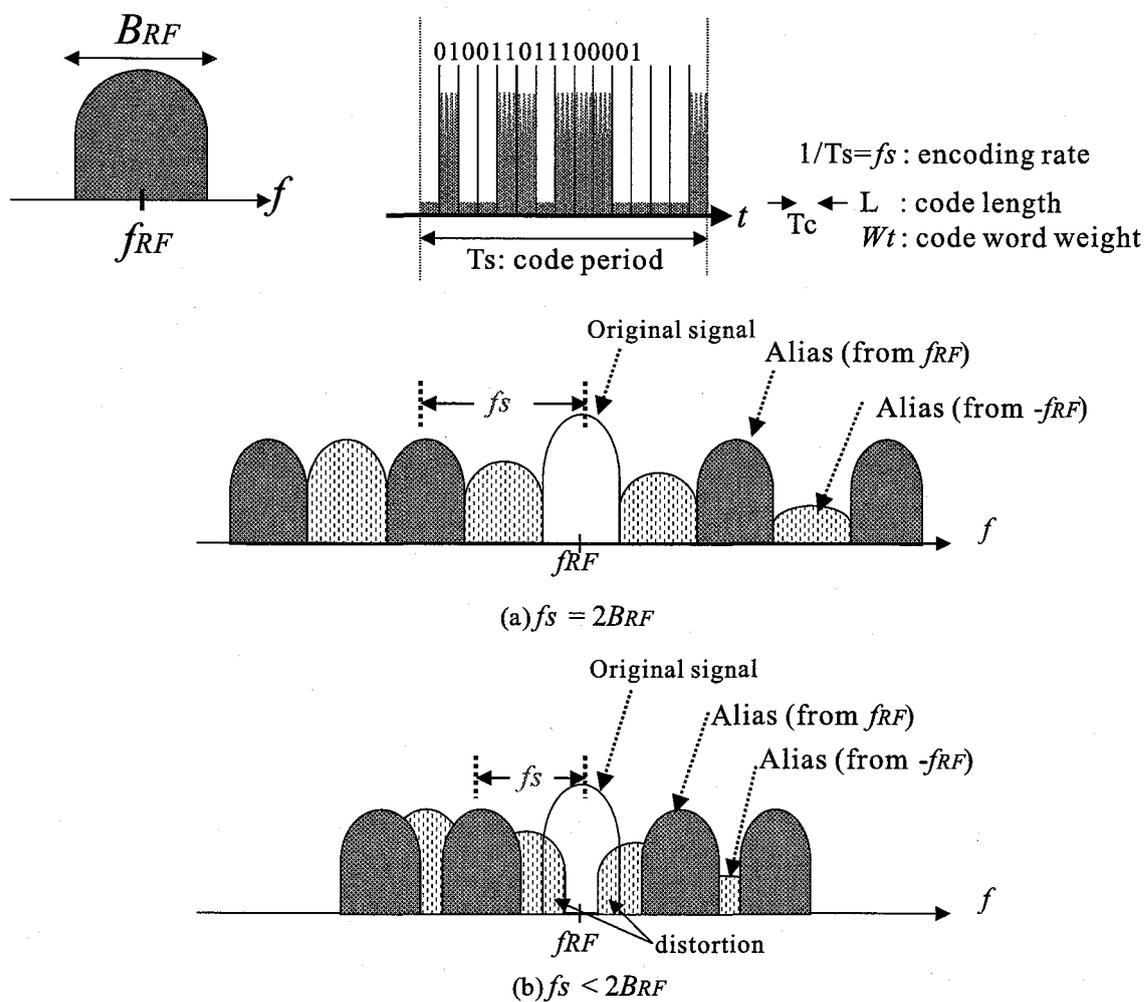


図 2.6: エリアシングひずみ発生の原理.

レートが十分に小さい場合はほとんど小さく無視できる。光スイッチの電気段の帯域幅は数 GHz から数十 GHz 程度であり、チップレートが中心周波数と近い場合には負の周波数からのスペクトルを十分注意する必要がある。図 2.6(b) に示すように符号化速度が帯域幅の 1 倍以下となると原信号の隣接スペクトルが重なり、特にこの場合の信号品質劣化が著しいことが予想される。以上の理由により、光スイッチの符号化速度やスイッチング速度を低減する場合には、アンチエイリアス技術が必要となる。文献 [71] では、符号周期の拡大によって発生するエリアシングひずみを除去可能なエリアシングキャンセラフィルタの構成法を述べている。不均一サンプリングからの信号再生に関する文献には、[76], [77] 等がある。

2.4 結言

この章では、直接光スイッチング符号分割多重方式における干渉抑圧原理について説明を行い、本システムを用いて高品質無線波伝送を実現する為の問題点として光スイッチの消光比とスイッチング速度に関する課題とこれらに関する解決の方針を述べた。

受信 CI 比を改善するためには、高い消光比及びより高速なスイッチ速度でスイッチングが可能な光スイッチによって拡散を行うことが必要であることがわかった。さらに、マルチバンド無線サービス伝送の際に、光スイッチの高速性を十分に生かすいくつかの手法を挙げた。また、DOS-CDMA 方式の CI 比はユニポーラ符号とバイポーラ符号との相関関数により求められ、M 系列にスタッフビットを挿入しても自己相関数のピーク値以外が 0 にならないことを例に挙げバイポーラ符号間の相関関数と異なることを示した。

最後に、本システムにおける帯域サンプリング定理に基づく無線波のサンプリング伝送において、帯域幅の 2 倍と符号化速度を一致させることはオーバーサンプリングであり、光スイッチの要求スペックを緩和させる為にスイッチ速度や符号化速度を低減させる重要性について述べた。さらに、符号長を維持したまま符号化速度を低減した場合に問題となるエリアシングについて述べ、これに対するアンチエイリアス技術の必要性について述べた。

第3章 干渉抑圧原理確認実験と擬似直交受信方式の提案

関連論文 [78–80]

3.1 序言

直接光スイッチング符号分割多重方式における干渉抑圧動作を実験により確認する。また、擬似直交受信方式を提案し、その改善効果を明らかにする。実験の内容は、

- 光極性反転相関器 (OPRC) とバイポーラ符号を用いた CI 比の改善
- Prime 符号と M 系列を用いた CI 比改善効果の比較
- 擬似直交受信方式を用いた場合の CI 比改善効果の確認

である。前半では、OPRC により M 系列等のバイポーラ符号が適用可能になることで CI 比及び多重数の改善が得られることを示す。後半では、M 系列の重みと相関関数に着目することで、スイッチ速度を維持しつつ、直交に近い CI 比特性が得られることを示す。

3.2 実験構成

図 4.7, 表 3.1 に実験構成及び実験に用いたデバイスパラメータを示す。

送信機は無線信号発生器, レーザダイオード (LD), 偏波コントローラ (PC) 光スイッチ (PSW) として用いるマツハツェンダー型の LN 変調器 (LN-MOD) と符号系列発生器 (Code generator1) で構成される。無線信号発生器から発生した無線波

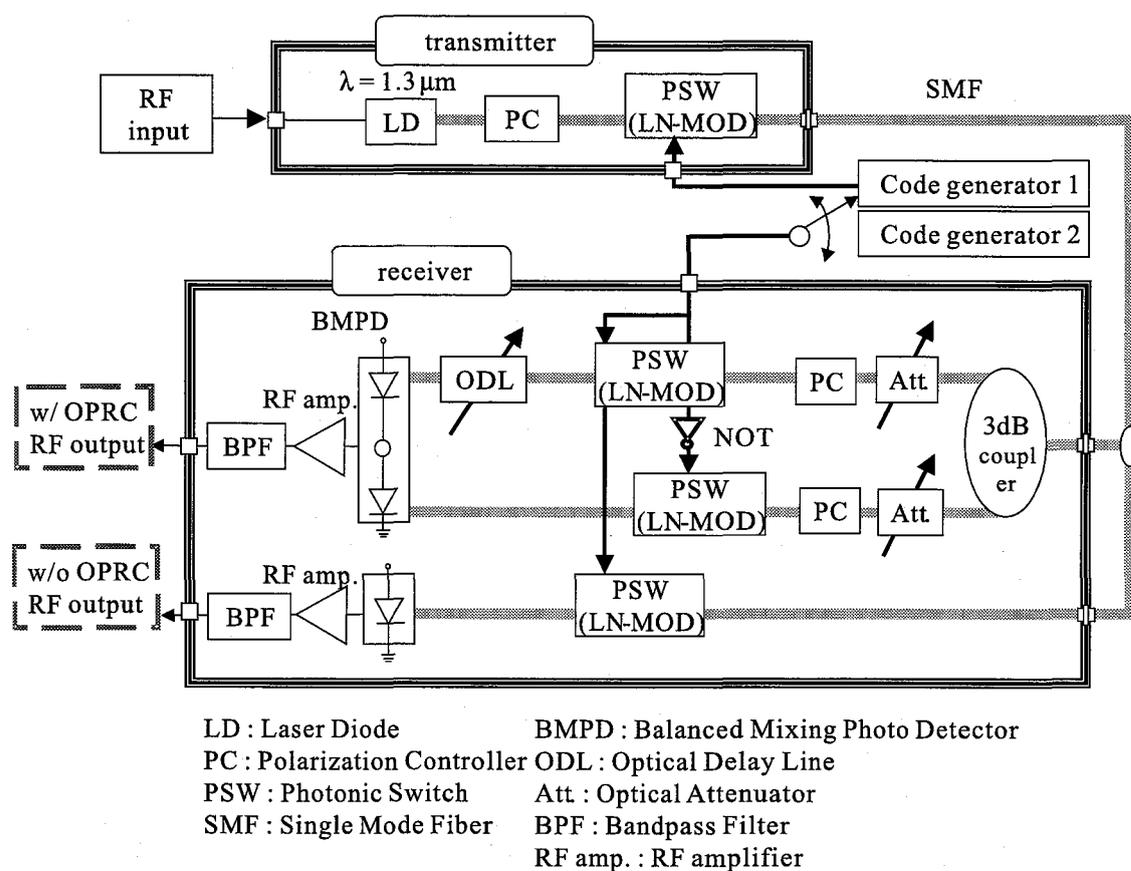


図 3.1: 実験構成.

でLDを強度変調した後，得られた光信号を符号系列発生器により発生した電気パルス波形により光スイッチを駆動させることによりオンオフ符号化が行われる．得られた光強度変調符号多重化(IM/CDM：Intensity Modulation/Code Division Multiplexing)信号はシングルモードファイバ(SMF)により受信機まで伝送される．

受信機は，2つの相関器を準備している．一つはOPRC(w/OPRC)で，もう一方は，OPRCを用いない単一スイッチのみの構成(w/oOPRC)である．OPRCは，3dB光カップラ(3dB coupler)，光減衰器(Att.)，光スイッチ(PSW)，論理反転ゲート(NOT)，光遅延線(ODL)，バランスドミキシング光検波器(BMPD)，RF増幅器(RF amp.)，帯域フィルタ(BPF)で構成される．受信光信号は，3dBカップラによって2つの枝に分けられ，互いに等電力となるよう調節された後，互いに相反するオンオフパルスで駆動する光スイッチにより光強度スイッチングされ，光バランス検波される．得られた電気信号は，RF増幅器により増幅された後，帯域フィルタにより無線信号の再生が行われる．

一方，OPRCを用いない単一光スイッチによる相関器は，光スイッチ(PSW)，光検波器(PD)，RF増幅器(RF amp.)，帯域フィルタ(BPF)で構成される．受信光信号は，光スイッチにより光強度スイッチングされ，光強度検波の後，無線波の増幅と再生が行われる．

図3.2，3.3，3.4に，実験装置概観，送信機写真，受信機写真を示す．図3.2の標準信号発生器(HP ESG-D4000A)から発生させた無線信号を，DOS-CDMA送信機に同軸ケーブルを使用して入力する．DOS-CDMA送信機の出力は，ファイバを通じてDOS-CDMA受信機に伝送される．DOS-CDMA送受信機内の計3台の光スイッチは，ファンクション/任意波形ジェネレータ(Agilent 33250A)によって駆動させている．光パワーは光パワーメータ(HP 8153A)で観測し，DOS-CDMA受信機出力の無線電力はRFパワーメータ(HP E4418B)で観測する．DOS-CDMA受信機出力は，同軸ケーブルを使用して広帯域無線信号受信機のRF受信部(HP 70910A)に入力され，IF(中間周波数)及びベースバンド信号に周波数変換され，ベースバンド信号受信部(HP 89410A)に入力される．また，DOS-CDMA受信機出力はスペクトルアナライザ(HP 70004A)によって観測する．

図3.3及び図3.4中のPCは，偏波コントローラ(PC：Polarization controller)を示す．表3.1に実験に用いたデバイスのパラメータを示す．消光比(extinction ratio)

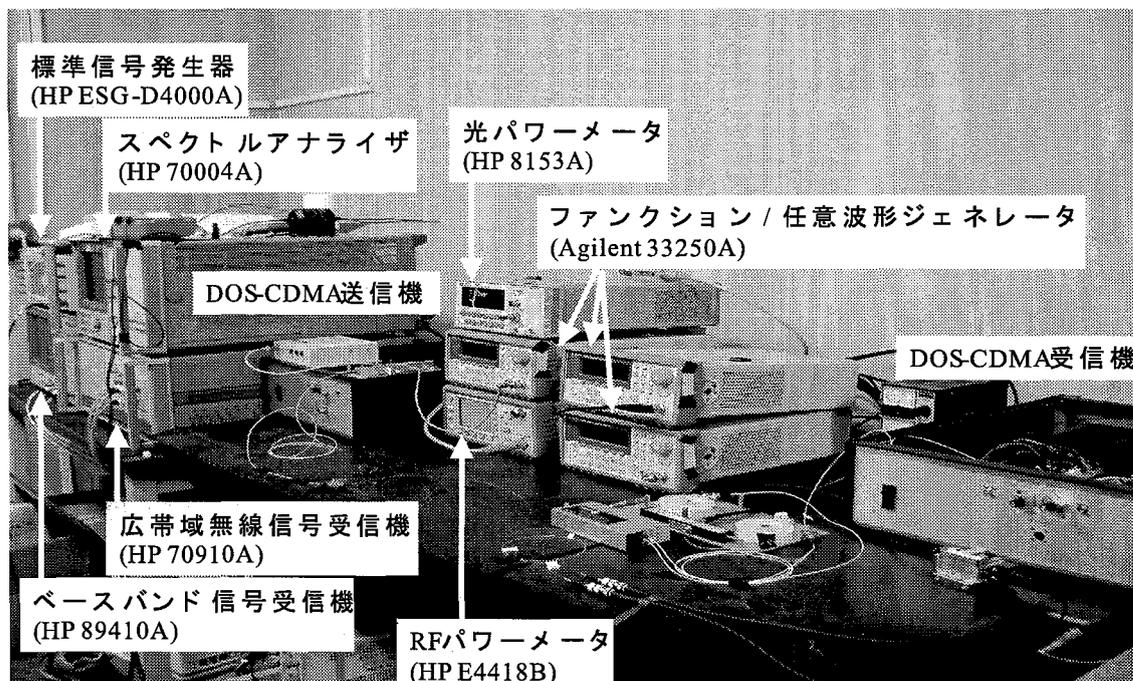


図 3.2: 実験装置概観.

は、光スイッチのオンの時とオフの時に通過する光パワーの比である。また V_{π} は、外部強度変調器として使用する光スイッチの入力電圧対光パワー特性において、透過する光パワーが最大になる電圧値と最小になる電圧値の差であり、マッハ・ツェンダー型の変調器においては、導波路中の光位相が反転するのに必要な電圧値であることから、半波長電圧と呼び、 V_{π} と表記する。DOS-CDMA 方式において V_{π} は、拡散系列の矩形波のピーク・ツー・ピーク電圧を表す。また、受信機の2台の光スイッチの挿入損失が異なることによって生じる透過光パワーの不均衡は、図3.4に示す受信機の光減衰器の減衰量を調節することで可能な限りなくしている。

3.3 光極性反転相関器 (OPRC) を用いた CI 比改善効果

本節では、OPRC を用いることによって M 系列等のバイポーラ符号が適用可能になることで符号長の拡大による干渉抑圧効果の改善と符号系列数の改善が得られることを示す。まず、OPRC と M 系列を用いる場合と単一光スイッチと Prime 符号を用いた場合の CI 比見積もり値と符号系列数を求める。次に、実験により、符

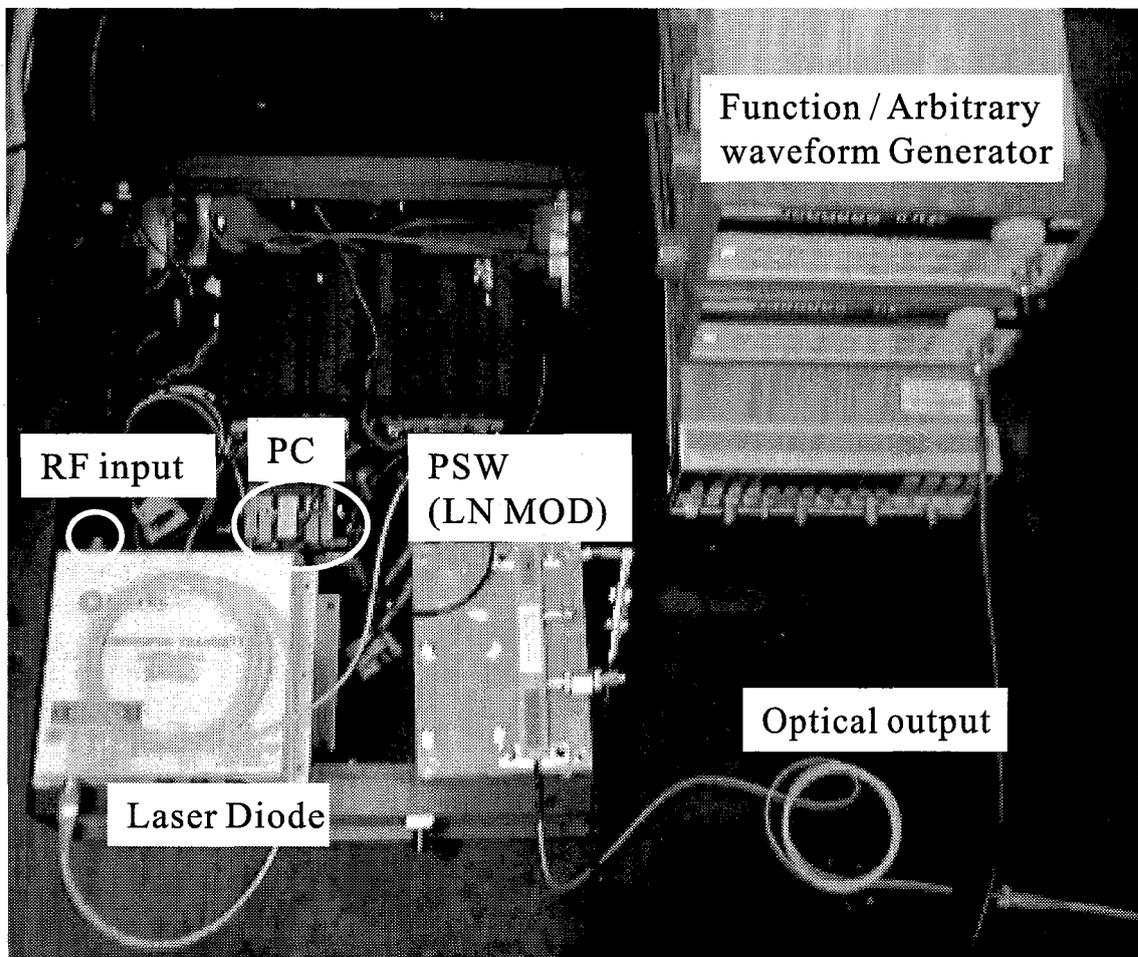


図 3.3: 送信機構成.

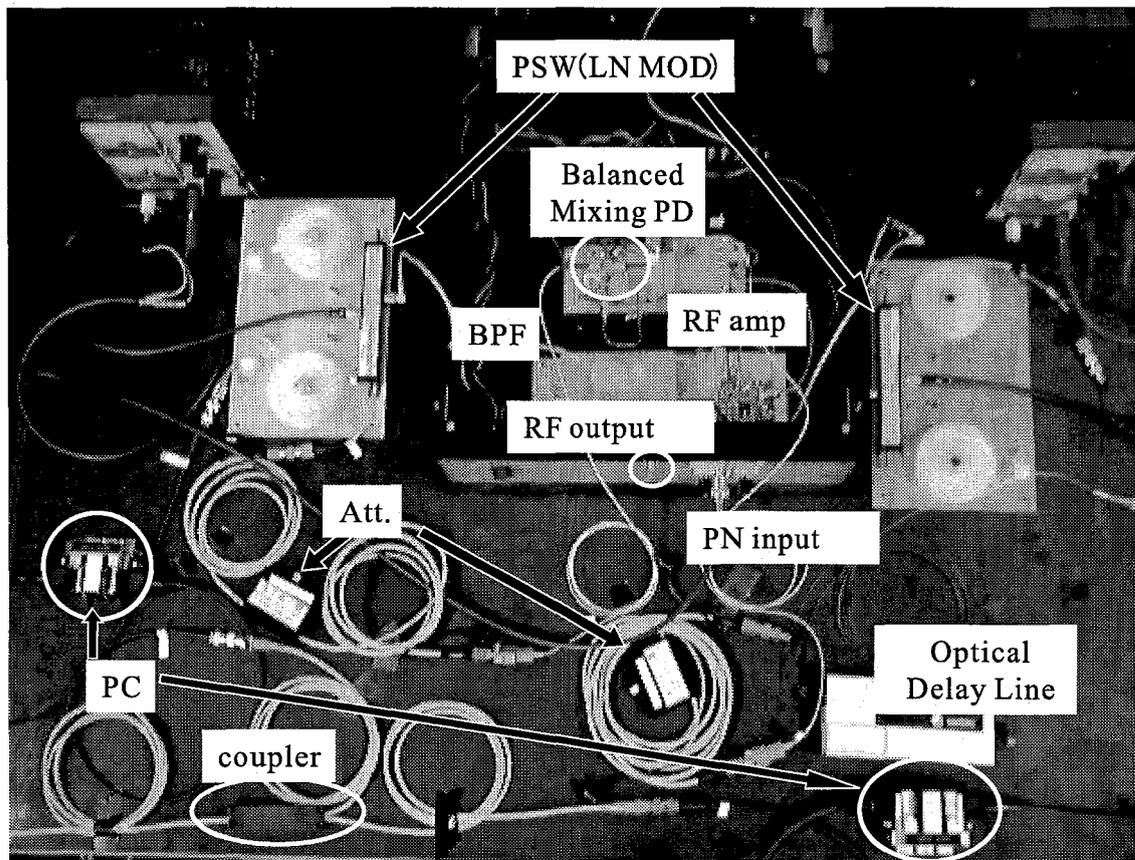


図 3.4: 受信機構成.

表 3.1: 実験系の仕様

LD module (ORTEL 3541C)	DFB Laser wavelength λ : 1.3 μm output power : 3.4 dBm RIN : -149 dB/Hz modulation gain γ : 0.103 W/A
LN intensity modulator (transmitter) (RAMAR corp.)	insertion loss : 6.1 dB extinction ratio : 35.7 dB V_{π} : 6.0
LN intensity modulator (receiver) (SumitomoTMZ1.3-2.5)	insertion loss 6.0 dB (upp.), 4.4 dB (low.) extinction ratio 33.2 dB (upp.)32.0 dB(low.) V_{π} : 1.0 V (upp.), 1.0V (low.)
PD(NEC NDL5481P1)	responsivity:0.91 A/W
RF modulation	$\pi/4$ shift DQPSK
RF carrier frequency	1.9 GHz
input RF power	10 dBm
bandwidth of RF signal	300 kHz

号長対 CI 比改善効果を実証する。

3.3.1 M 系列と Prime 系列

M 系列と Prime 符号の系列長, L_M , L_P は,

$$L_M = 2^n - 1 \quad (3.1)$$

$$L_P = p^2 \quad (3.2)$$

のように離散値をとる。ここで, n は 2 以上の自然数, p は素数である。

CI 比の見積もり値は, 拡散符号を本システムに適用した場合の相関関数のピーク値とピーク値以外とのコントラストに比例する。M 系列の場合, ピーク値は $L_M - 1/2$, ピーク値以外は 1 となる。Prime 符号の場合, ピーク値は p , ピーク値以外は 1 となる。これより, M 系列と Prime 符号を用いた CI 比の見積り値は,

$$CIR_M = 20 \log \left(\frac{L_M - 1}{2} \right) \quad [\text{dB}] \quad (3.3)$$

$$CIR_P = 10 \log L_P \quad [\text{dB}] \quad (3.4)$$

となる。

図 3.5 に, 巡回シフトした拡散系列を干渉波に割り当てることで, 2 局同時接続時に上式の CI 比を維持可能な系列の数と系列長の関係を示す。送信側で拡散符号の符号間のタイミングが既知である, 同期 CDMA やダウンリンク等の場合に適用可能である。

Prime 符号は発生源の素数 p だけ発生可能であるのに対し, M 系列は符号系列長だけ符号として使用可能であることがわかる。

3.3.2 実験結果

図 3.6 に符号長対 CI 比の実験結果を示す。希望信号と干渉信号の受信スペクトル写真も付記する。OPRC と M 系列を用いた場合, 符号長を 10 倍拡大に対して, 20 dB の CI 比改善が観測され, また, OPRC を用いず, Prime 符号を用いた場合には符号長 10 倍の拡大に対し 10 dB の CI 比改善が観測され, 見積り値とほぼ一致

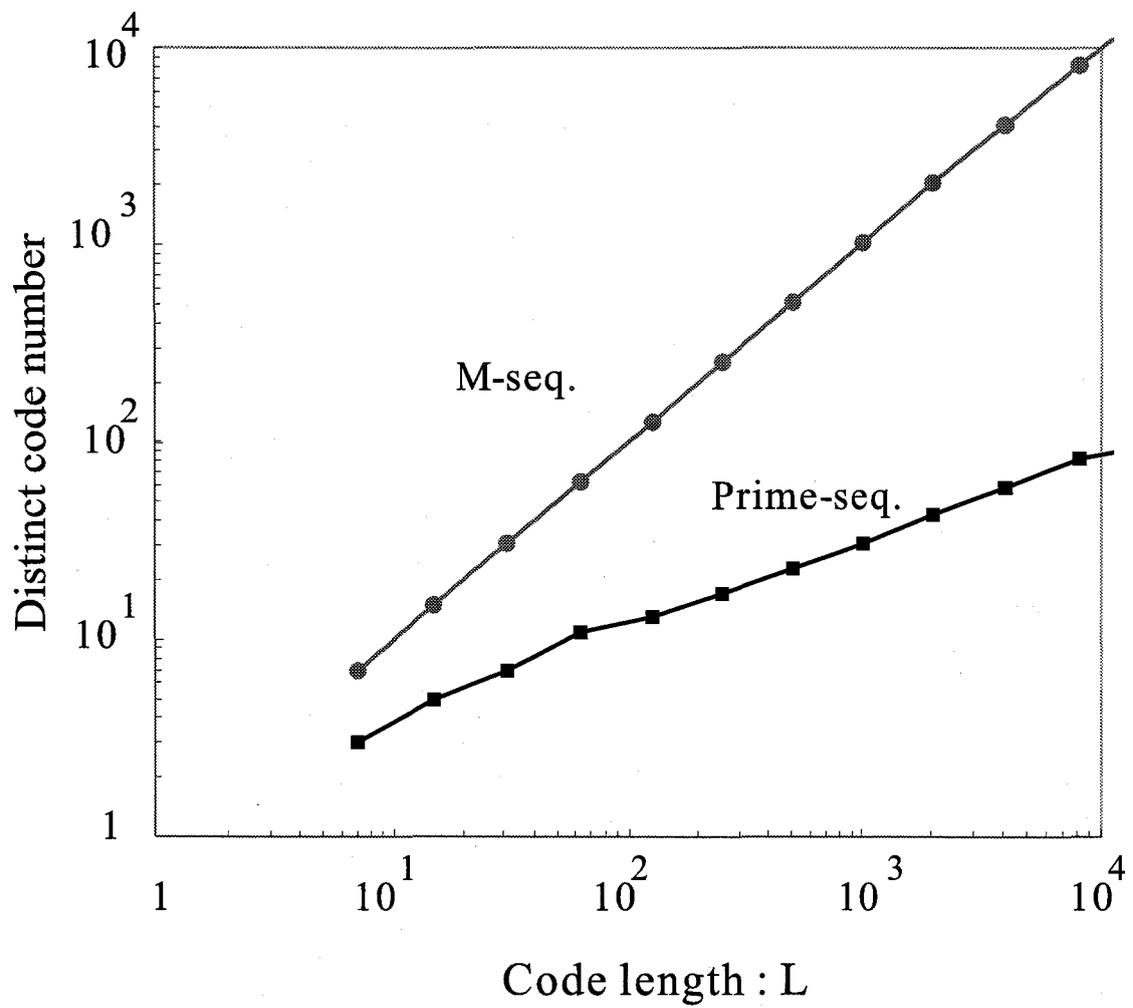


図 3.5: M 系列と Prime 符号の符号系列数.

することが分かった。これにより、OPRCを用いることでバイポーラ符号の適用が可能になり、M系列を使用した場合の符号長拡大に対するCI比改善効果が優れていることが明らかとなった。30dBのCI比を得るには、M系列とPrime系列を使用した場合に、それぞれの符号長が63, 1849であることが分かり、M系列を用いた方が光スイッチのスイッチング速度の低減が可能であることが分かった。

また、OPRCを用いずに、M系列を用いた結果も示しており、この場合は符号長を拡大してもCI比改善効果は得られず、CI比は6 dB程度であった。この理由は、M系列はその系列内において0と1の生起確率が等しく、希望信号に対し、干渉信号が光スイッチを約半分程度通過することに起因する。このため、光段で約3 dB、電気段で約6 dBのCI比しか得られず、符号長を拡大してもこの特徴が維持されるためである。

3.4 擬似直交受信方式の提案

直接光スイッチング符号分割多重方式では、帯域サンプリング定理により符号周期が固定される為、CI比を改善する為に符号長を拡大するほど、チップ速度が上昇し高速な光スイッチが必要となるといったデバイス面での負担が増える。また、CI比を改善する他の方法として符号間の相関値を抑圧する方法が考えられる。後者の方法を実現する手法としてM系列符号にスタッフビットを挿入することで、自己相関関数のピーク値以外の相関値を抑圧してCI比を改善する方式がある。しかし、この方法は2章でも述べたように、送信側でユニポーラ符号で拡散を行い、受信側でバイポーラ符号で逆拡散を行う為、従来の方法の適用では不十分である。この問題に対し、符号長を維持したまま、CI比を改善可能とする擬似直交受信方式を提案し、実験により原理動作の実証を行う。

提案方式は、符号語重みと本方式におけるオンオフパルスのマッピング方式により、符号の相関関数が異なることに着目している。拡散符号のオンオフ光パルスのマッピング方式には、

- 符号のチップ値の1を光パルスのオンに割り当てる
- 符号のチップ値の0を光パルスのオンに割り当てる

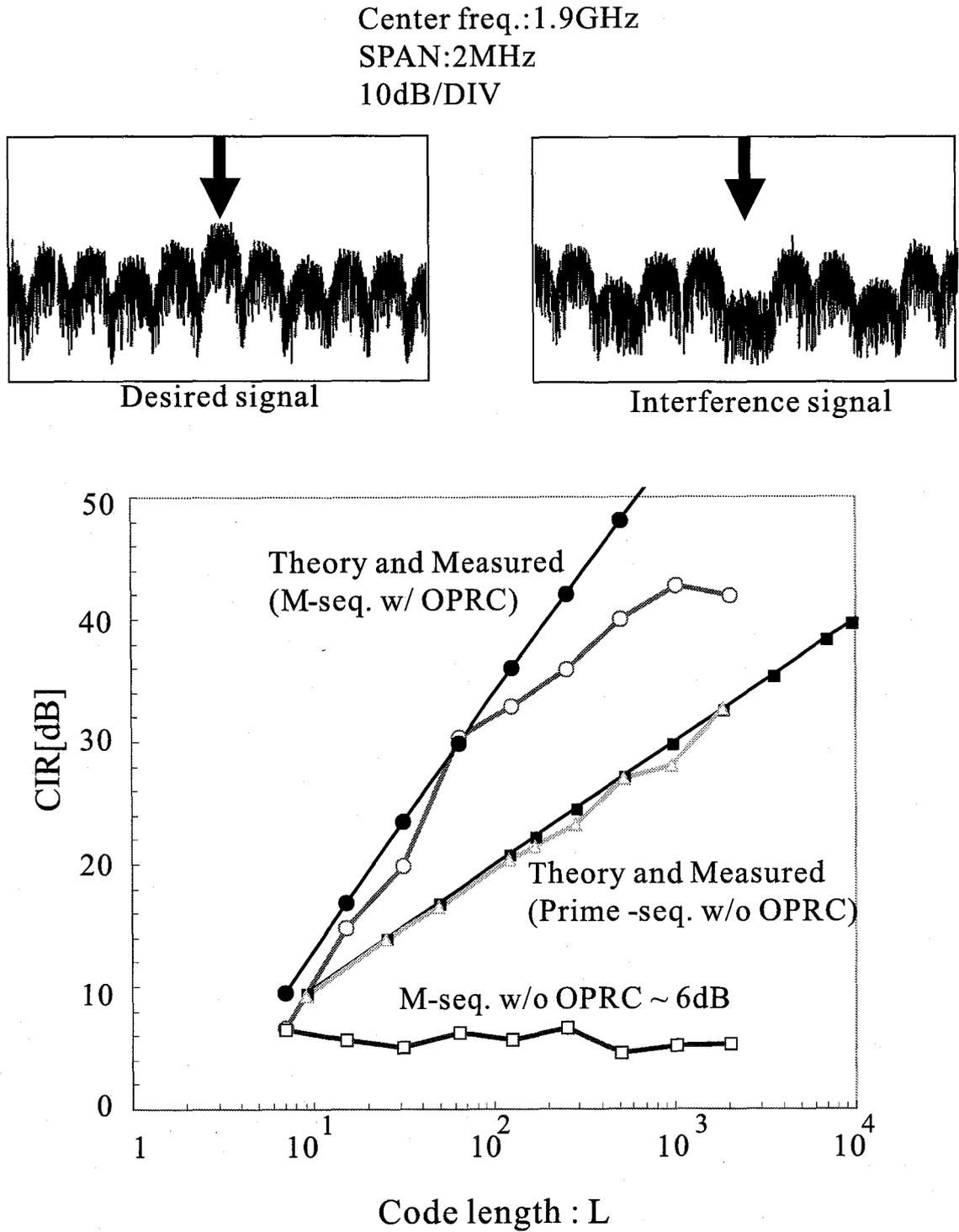


図 3.6: 符号長対 CI 比特性.

といった2通りの方法がある。M系列の偶数重みと奇数重みのうち、偶数重みのM系列は自己相関関数のピーク値以外が0となり、これを用いて多重化した場合に、直交関係のCI比特性が得られることを示し、奇数重みと比べたCI比改善特性の原理確認実験を行う。

3.4.1 擬似直交受信方式

各基地局が非同期にアクセスする環境ではなく、基地局毎に割り当てられた拡散符号間の同期が確立している同期CDMA環境を仮定し、同じM系列をチップシフトした系列を符号に使用する場合を仮定する。

M個の無線波がCSから各RBSに伝送されており、各RBSに伝送する無線波を符号化を行うための拡散符号には、巡回シフトしたM系列が以下のように割り当てられている。 $\mathbf{c} = \{c_0, c_1, \dots, c_k, \dots, c_{L-1}\} = \{\mathbf{a}, T\mathbf{a}, \dots, T^k\mathbf{a}, \dots, T^{L-1}\mathbf{a}\}$ ここで T はチップ遅延演算子、 \mathbf{a} は、符号長 L のM系列符号であるとする。この時、チャンネル数は L となる。LDは k 番目の無線波、 $g_k(t)$ によって変調度1で強度変調される。光スイッチによって $\{0, 1\}$ の値を持つM系列、 c_k 、で光強度がスイッチングされる。希望波に対応するM系列を $c_k = T^k\mathbf{a}$ とし、非希望波に対応するM系列を $c_m = T^m\mathbf{a}$ ($m \neq k, 0 \leq m \leq (M-1)$)とする。 k 番目のRBSへ伝送される光強度変調波を I_k 、多重化された光信号を I とすると、 I は、

$$\begin{aligned} I_k &= P_S(1 + g_k(t)) \cdot c_k \\ I &= \sum_{m=0}^{M-1} P_r(1 + g_m(t)) \cdot c_m \end{aligned} \quad (3.5)$$

と与えられる。 P_S はLDのピーク電力であり、 $g_k(t)$ は無線波である。 P_r は、受信光電力であり P_S/F_{loss} と表せる。 F_{loss} は、CSとRBS間のトータルの光電力損失である。各RBSは光増幅器を備えており、そのゲインは F_{loss} と等しくすることで $P_S=P_r$ であると仮定する。OPRCにおけるBMPD出力の光電流 i 及び i_n は、

$$i = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha P_r g_m(t) c_m \cdot \chi(c_k) \quad (3.6)$$

$$i_n = \alpha P_r \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} g_m(t) c_{mn} \right\} \cdot \chi(c_{kn}) \quad (3.7)$$

のように与えられる。αはBMPDの受信感度、nは拡散符号のチップ番号である。 $\{+1,-1\}$ の値を持つ系列は、 $\chi(c_{kn})=2c_{kn}-1$ によって与えられる。

$\phi_n = \sum_{m=0}^{M-1} c_{mn}$ と $\chi(c_{kn})$ の相互相関関数は、

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{\phi,\chi(c_k)}(l) &= \sum_{n=0}^{L-1} \phi_{n+l} \cdot \chi(c_{kn}) \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} \left\{ c_{k(n+l)} + \sum_{\substack{m=0 \\ \neq k}}^{M-1} c_{m(n+l)} \right\} \cdot \chi(c_{kn})\end{aligned}\quad (3.8)$$

と与えられる(付録参照)。l=0における相互相関値は、

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{\phi,\chi(c_k)}(0) &= \sum_{n=0}^{L-1} \left\{ c_{kn} \cdot \chi(c_{kn}) + \sum_{\substack{m=0 \\ \neq k}}^{M-1} c_{mn} \cdot \chi(c_{kn}) \right\} \\ &= \sum_{\{c_{kn}=1\}} (2c_{kn} - 1) + \sum_{\substack{m=0 \\ \neq k}}^{M-1} \sum_{\{c_{mn}=1\}} (2c_{kn} - 1) \\ &= 2 \sum_{\{c_{kn}=1\}} c_{kn} - W_t(c_k) \\ &\quad + \sum_{\substack{m=0 \\ \neq k}}^{M-1} \left\{ 2 \sum_{\{c_{mn}=1\}} c_{kn} - W_t(c_m) \right\} \\ &= W_t(c_k) + \sum_{\substack{m=0 \\ \neq k}}^{M-1} \theta_{c_m,\chi(c_k)}(0)\end{aligned}\quad (3.9)$$

と求められる。ここで、 $W_t(c_k)$ は c_k のハミング重みであり、 c_k の1の数を表す。 $\theta_{c_m,\chi(c_k)}(l)$ は、 $\{0,1\}$ の値を持つ系列、 c_m 、と $\{-1,+1\}$ の値を持つ系列、 $\chi(c_k)$ との相互相関関数を表す。これより、

$$\hat{\theta}_{\phi,\chi(c_k)}(0) = \begin{cases} \frac{L+1}{2} & \text{for } W_t(c_k) = \frac{L+1}{2} \\ \frac{L-1}{2} - (M-1) & \text{for } W_t(c_k) = \frac{L-1}{2} \end{cases}\quad (3.10)$$

となり、偶数重みのM系列を使用した場合には干渉波を完全に抑圧することが可能となる(付録参照)。

3.4.2 実験結果

図3.7に符号長対受信CIN比の実験測定結果と受信スペクトルを示す。実験パラメータ等は前節と同じとする。受信スペクトルからも分かるように、擬似直交受信

方式を用いた場合には、干渉波の電力密度は受信機雑音電力によりも小さく抑圧され、直交特性が得られた。従来手法と比べた提案手法の改善効果は、符号長が7, 64の場合にそれぞれ35 dB, 12dBである。提案方式を用いた場合、約42 dBの受信CIN比が得られた。

3.5 結言

本章では、OPRCの干渉抑圧動作の原理確認実験を行った。光極性反転相関器(OPRC)により直接光スイッチング符号分割多重方式にバイポーラ符号が適用可能になることで、Prime符号に比べM系列を用いる方が符号長の拡大に対するCI比改善効果が優れていることが示された。

M系列の符号語重み及び相関関数に着目し、光スイッチのスイッチ速度を維持しつつ、CI比を改善する擬似直交受信方式を提案し原理確認実験により、その有効性を実証した。

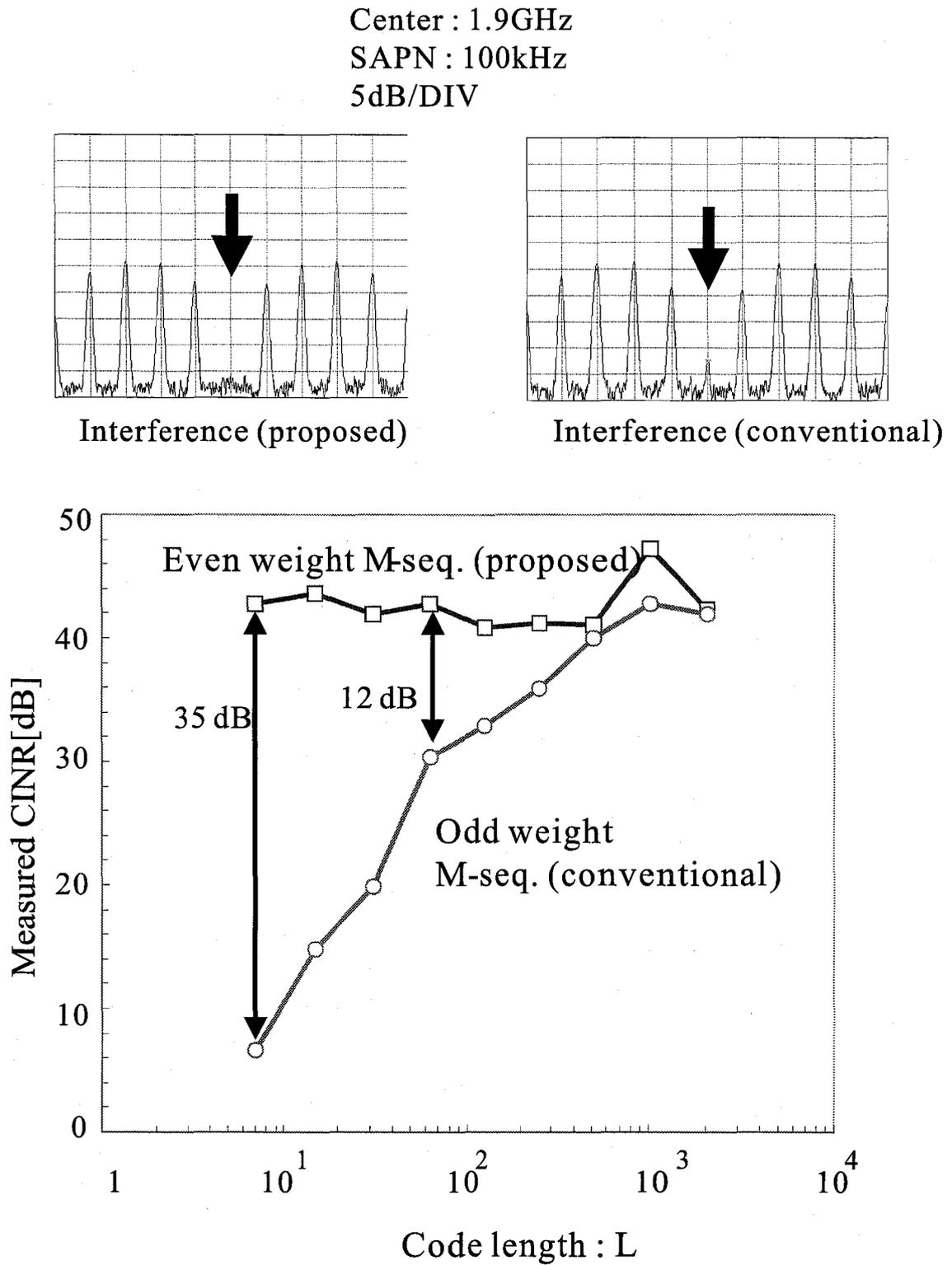


図 3.7: 擬似直交受信方式による CI 比改善効果.

第4章 カオス拡散系列を用いたスイッチング速度低減手法

関連論文 [72, 75]

4.1 序言

DOS-CDMA 方式では，帯域サンプリングの原理に基づいて信号伝送を行う為，受信機の帯域フィルタでひずみなく無線波を再生するには，符号化速度を無線波の帯域幅の少なくとも2倍以上にする必要がある．符号化速度を帯域幅の2倍にした場合，そのチップレートは符号化速度に対し符号長分が乗算された速度となる．さらにこの時，符号語重みが符号長の半分程度のPN系列をサンプリング系列として用いた場合，単位秒当たりの平均パルス数，つまり平均的なサンプリング速度は，符号化速度に対し符号語重みが乗算された速度となり，帯域サンプリング定理によって決まる必要最低限のサンプリング速度に比べ冗長に高速なサンプリングを行っていることになる．このオーバーサンプリングの結果，光スイッチのスイッチング速度は符号化速度に比べて非常に高速になるという問題がある．光スイッチの要求スペックを低減する為に，スイッチング速度，特に符号化速度を低減する重要性については第1章，第2章で述べた．本章では，符号長を維持したまま符号化速度を低減することでスイッチング速度を低減する手法を提案している．符号長を維持したまま符号化速度を帯域幅の2倍以下に低減すると，信号帯域内に発生するエリアシングひずみによる信号品質の劣化及び接続可能基地局数の減少が起こる．これに対し，文献 [71] では，符号周期の拡大によって発生するエリアシングひずみを打ち消しつつCI比を改善するエリアシングキャンセラフィルタの構成法について述べている．また，不均一サンプリングからの信号の再生には複雑な信号処理が必要 [69] [76] [77] であり，信号処理面での負担は増加するがこれらの手法は

DOS-CDMA 方式に適用可能である。本章ではまず、符号化速度を信号帯域幅の2倍よりも低下させた時に信号品質劣化要因となるエリアシングひずみ電力の解析結果から、受信機に信号処理を加えることなくエリアシングひずみを抑圧可能な拡散符号構成法を見出す。

次にエリアシングひずみによる信号品質劣化の回避策となる拡散符号の候補としてカオス拡散系列を適用する手法を提案している。カオス拡散系列は無線のスペクトル拡散で用いられる Gold 系列や Kasami 符号に比べて遜色のない偶相関関数および奇相関関数をもつ符号系列を構成可能であることで知られている [81] [82]。単純な計算手順で異なる初期値を与えるだけで多様な符号を簡単に生成可能であり、原理的に符号系列数の制限がない等の特徴がある。従来の拡散符号系列のなかにもエイリアス抑圧の為に条件に合う拡散符号を見出すことが期待できるが、同系列の符号との相関を考えた場合には、本来の符号系列が持つ符号数に比べてその数が減少することが予想される。DOS-CDMA 方式の帯域サンプリングを行う際に、特にアンチエイリアシングを目的とした符号設計を考慮した場合、符号化速度を低減した場合に求められる拡散符号には干渉抑圧特性とひずみ抑圧効果および符号系列数という点で十分な特性をもつことが必要とされる。以上の理由より、従来の拡散系列からではなく、潜在的に広大な符号空間をもつカオス拡散系列から条件に合う符号系列を探し出すという方法を用いた。

本章では、カオス拡散系列によるエリアシングひずみ抑圧効果を確認する為に、無変調無線搬送波実験を行い、無線搬送波対エリアシングひずみ電力比 (CD 比) の改善効果を示す。次に、デジタル変調無線波の実験を行い、シンボル誤り率 (SER : Symbol Error Rate) の観点から、受信信号対エリアシングひずみ電力比 (SD 比 : Signal-to-Distortion power Ratio) 改善効果を定量的に示す。最後に、カオス拡散系列がもつエリアシング抑圧効果の原理確認実験を行い、提案方式による SD 比改善効果と符号化速度低減効果の数値計算結果を示す。

4.2 エリアシングひずみ電力の解析とカオス拡散系列の発生

4.2.1 拡散系列による無線波の帯域サンプリングの周波数解析

中心周波数 f_{RF} の帯域信号 $r(t)$ は,

$$r(t) = \text{Re} \left\{ g(t) e^{j2\pi f_{RF} t} \right\}, \quad (4.1)$$

と表せる. ここで $g(t)$ は, 複素ベースバンド信号であり, その帯域幅は B_{RF} とする.

i 番目の基地局に割り当てられた拡散系列の波形を $s_i(t)$ とすると, $s_i(t)$ は,

$$s_i(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{L-1} c_i(m) \cdot p_{T_c}(t - mT_c - lT_s), \quad (4.2)$$

と表せる. ここで, $c_i(m) \in \{0, 1\}$ は m 番目のチップの値を表す. L と T_s はそれぞれ拡散系列長, 拡散系列周期を表す. $p_{T_c}(t)$ は, チップパルス波形であり, その高さとは幅はそれぞれ 1 と T_c とすると, $p_{T_c}(t)$ は,

$$p_{T_c}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T_c}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T_c}{2} \end{cases}. \quad (4.3)$$

のように表せる.

$p_{T_c}(t)$ の周波数スペクトル, $P_{T_c}(f)$, は $f = 0$ を中心に対称な $(\sin \pi f T_c) / \pi f T_c$ の形となり, $1/T_c$ 間隔にゼロ点が出る.

光スイッチによる無線波のオンオフ符号化操作は帯域サンプリングと等価であり, パルス化した無線波から原信号を帯域フィルタを用いてひずみなく再生するには, 少なくとも信号の帯域幅の 2 倍以上の速度でサンプリングする必要がある. この条件は,

$$T_s = \frac{1}{f_s} \leq \frac{1}{2B_{RF}}. \quad (4.4)$$

のように表せる [68]. 本論文では f_s を符号化速度と呼んでいる.

受信機の帯域フィルタの入力 (減算器出力) 信号, $\hat{r}(t)$, は,

$$\hat{r}(t) = r(t) \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_i(t - lT_s) \cdot \left\{ s_j(t - lT_s) - \overline{s_j(t - lT_s)} \right\}, \quad (4.5)$$

と表せる．ここで， $s_j(t)$ は j 番目の逆拡散符号系列波形を表し， $\overline{s_j(t)}$ は， $s_j(t)$ が論理反転された拡散符号であることを示し，OPRC の下段光スイッチを駆動させる波形である． $\overline{s_j(t)}$ は，以下のように表される．

$$\overline{s_j(t)} = \sum_{m=0}^{L-1} c_j(m) p_{T_c}(t - mT_c). \quad (4.6)$$

$\hat{r}(t)$ は，サンプリング周期が T_s である L 個の等間隔サンプリング系列により原信号がサンプリングされた波形の和であり，

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) &= \sum_{m=0}^{L-1} \hat{r}_m(t), \\ \hat{r}_m(t) &= c_i(m) \cdot (c_j(m) - \overline{c_j(m)}) \sum_{l=-\infty}^{\infty} r(mT_c + lT_s) \cdot p_{T_c}(t - mT_c - lT_s) \end{aligned} \quad (4.7)$$

と表せる．

$\hat{r}(t)$ の周波数スペクトルを $\hat{R}(f)$ とすると，

$$\hat{R}(f) = \frac{1}{2} \hat{G}(f - f_{RF}) + \frac{1}{2} \hat{G}^*(-f - f_{RF}), \quad (4.8)$$

$$\hat{G}(f) = \sum_{m=0}^{L-1} \hat{G}_m(f), \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \hat{G}_m(f) &= c_i(m) \cdot \{c_j(m) - \overline{c_j(m)}\} \frac{T_c}{T_s} \\ &\quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(f - k\pi \frac{T_c}{T_s}\right)}{f - k\pi \frac{T_c}{T_s}} G\left(f - \frac{k}{T_s}\right) e^{-j2\pi k \frac{mT_c}{T_s}}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

と表せる [76] [77]．図 4.1 は，帯域サンプリング後の帯域信号を示す．原信号の帯域幅を B_{RF} とする．サンプリングされた周波数スペクトルにおいて，エイリアススペクトルは $f_s = 1/T_s$ [Hz] に等間隔配置されており，その振幅包絡線は周波数シフトされた sinc 関数により重み付けされる．

式 (4.8)，(4.10) が示すように， $\hat{G}(f)$ は $\hat{G}_m(f)$ の m に関する総和である．式 (4.10) の第 1 項の $c_i(m) \cdot (c_j(m) - \overline{c_j(m)})$ は，ユニポーラ符号 c_i とバイポーラ符号に変換した c_j との相関関数となる．最後の位相項は，複素平面上で合成されるベクトルである．

等価低域系の電力スペクトルを $\hat{G}(f)$ とすると， $\hat{G}(f)$ は，

$$\hat{G}(f) = \theta_{c_i, X(c_j)}(\tau) \cdot \frac{T_c}{T_s} \cdot \frac{\sin\left(f - k\pi \frac{T_c}{T_s}\right)}{f - k\pi \frac{T_c}{T_s}} G\left(f - k\pi \frac{T_c}{T_s}\right) \cdot \phi(k), \quad (4.11)$$

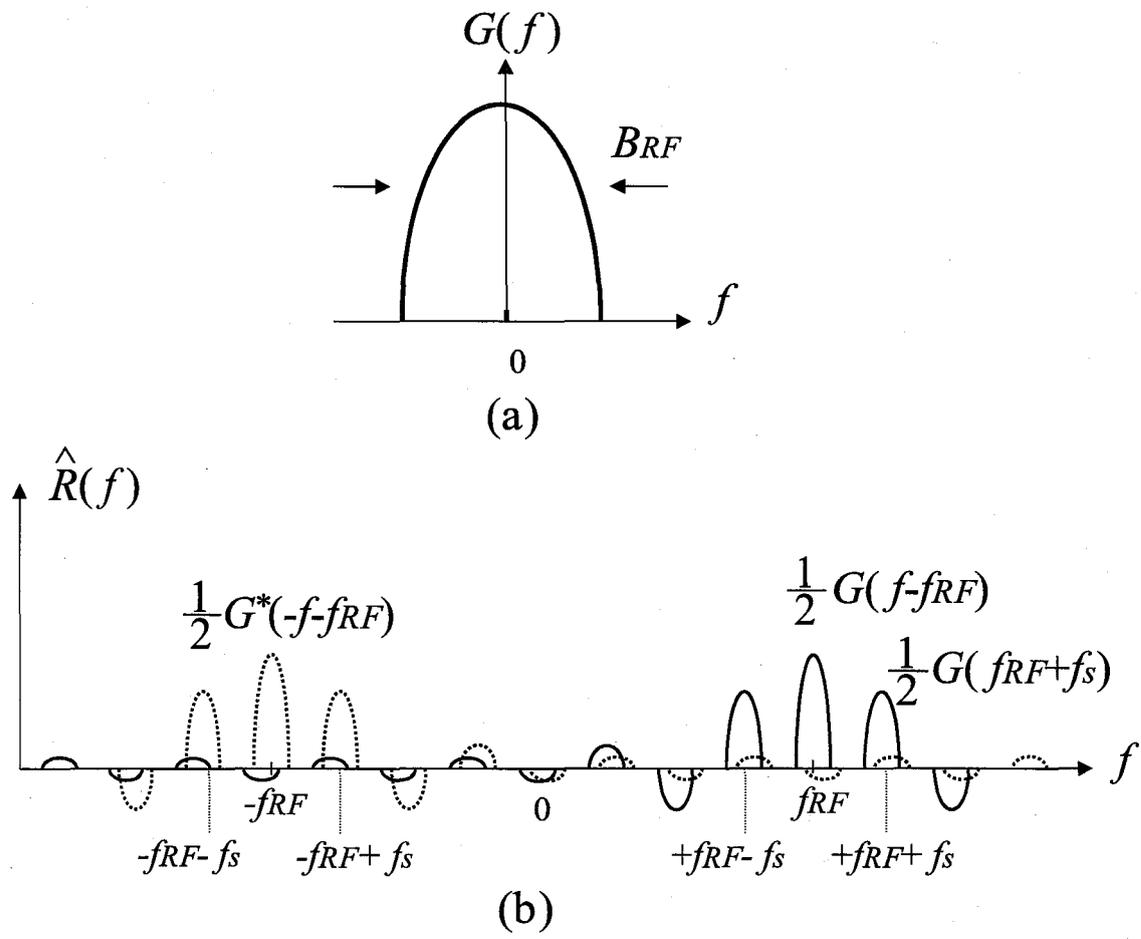


図 4.1: 帯域サンプリング後の無線波スペクトル.

$$\phi(k) = \sum_{\{c_i(m) \cdot c_j(m)=1\}} e^{-j2\pi k \frac{m}{L}} - \sum_{\{c_i(m) \cdot \bar{c}_j(m)=1\}} e^{-j2\pi k \frac{m}{L}}. \quad (4.12)$$

と表せる. $\theta_{c_i, \chi(c_j)}(\tau)$ は拡散系列 c_i と c_j の DOS-CDMA 方式での相互相関関数を表す [80]. $\theta_{c_i, \chi(c_j)}(\tau)$ は以下のようにかける.

$$\theta_{c_i, \chi(c_j)}(\tau) = \sum_{m=0}^{L-1} c_i(m) \cdot \chi(c_j(m+\tau)), \quad (0 \leq \tau \leq L-1), \quad (4.13)$$

ここで, τ はチップ遅延量である. 式 (4.12) の位相項の総和であり, 合成成分 $\phi(k)$ は, 複素ベクトルである. 式 (4.12) の第1項と2項は, それぞれ OPRC の上下段ブランチを通過する信号の位相スペクトルの合成である. 受信機において希望信号を受信するために逆拡散系列が $c_j(t) = c_i(t)$ である場合, $c_i(c_i - \bar{c}_i) = c_i$ であるので,

$$\theta_{c_i, \chi(c_i)}(0) = W_t(c_i), \quad (4.14)$$

$$\phi(k) = \sum_{\{c_i(m)=1\}} e^{-j2\pi k \frac{m}{L}}, \quad (4.15)$$

となる. ここで, $W_t(c_i)$ は拡散系列 c_i のハミング重みであり, c_i 中の '1' の数を表す. $k=0$ に対応するスペクトル成分が原信号を, $k \neq 0$ に対応するスペクトル成分がエイリアスをそれぞれ表す. 図 4.2 に拡散符号の波形と $\phi(k)$ の関係. 帯域サンプリングされた無線波のスペクトル ($|k| \leq 1$) を示す. 図より拡散符号 c_i の符号長とハミング重みはそれぞれ 15, 7 である. この図で $|\phi(k)|$ は, 拡散系列が $c_i(m) = 1$ となるチップ位置で決まる角度を持つ. 式 (4.15) より, $|\phi(1)|$ と $\angle\phi(1)$ はそれぞれ, 2.0 と 140.5 度と計算される. 図 4.2(c) に帯域サンプリングされた無線波の等価低域系スペクトル ($|k| \leq 1$) を示す. $k=0$ が原信号を表し, $k \neq 0$ がエイリアススペクトルを表す. エイリアススペクトルは符号化速度 f_s ごとに等間隔に周波数軸上に配置される. また式 (4.11) より, その振幅値は $\phi(k)$ の大きさによっても重み付けられることがわかる. このことから, $|\phi(k)|$ の小さい特定の符号系列を用いることによって信号処理なしに k 番目のエイリアスを抑圧可能であることが分かる. また, $|\phi(k)|$ は k に対して偶関数であり, $|\phi(-k)| = |\phi(k)|$ である. $|\phi(k)|$ は $k=0$ で最大値 $W_t(c_i)$ をとり, $k \neq 0$ で, 0 以上, $W_t(c_i)$ 以下の実数値をとる. $|\phi(k)|$ は, 拡散系列で唯一であり, ビットシフトした同じ拡散系列でも変わらない.

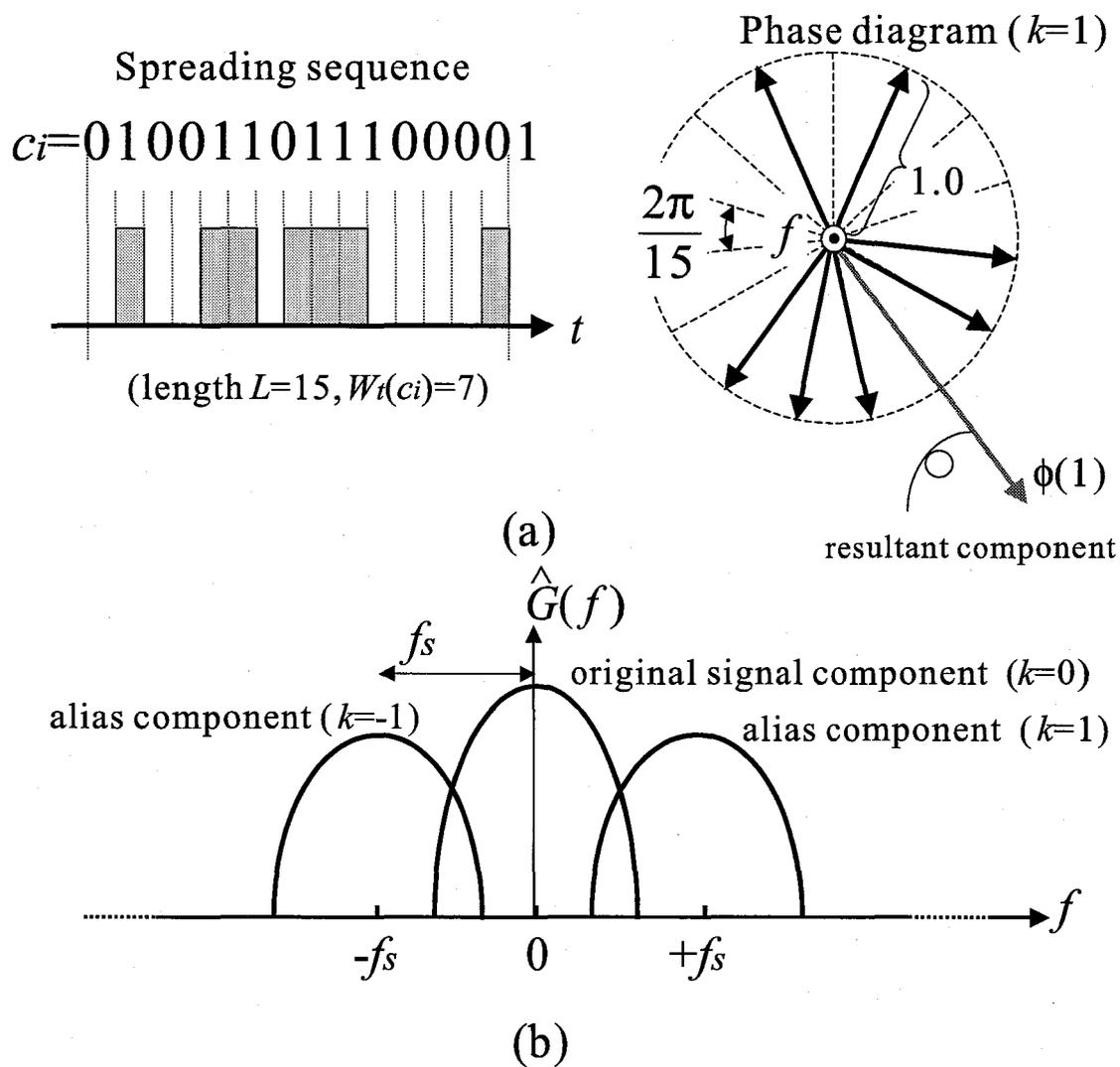


図 4.2: (a) 拡散符号の波形と $\phi(k)$ の関係. (b) 帯域サンプリングされた無線波のスペクトル ($|k| \leq 1$).

4.2.2 エリアシングひずみの発生と信号劣化特性

r を帯域サンプリングレートと信号帯域幅の比とし、

$$r \triangleq \frac{f_s}{B_{RF}}. \quad (4.16)$$

のように定義し、スイッチング速度低減効果の指標とする。帯域フィルタにより再

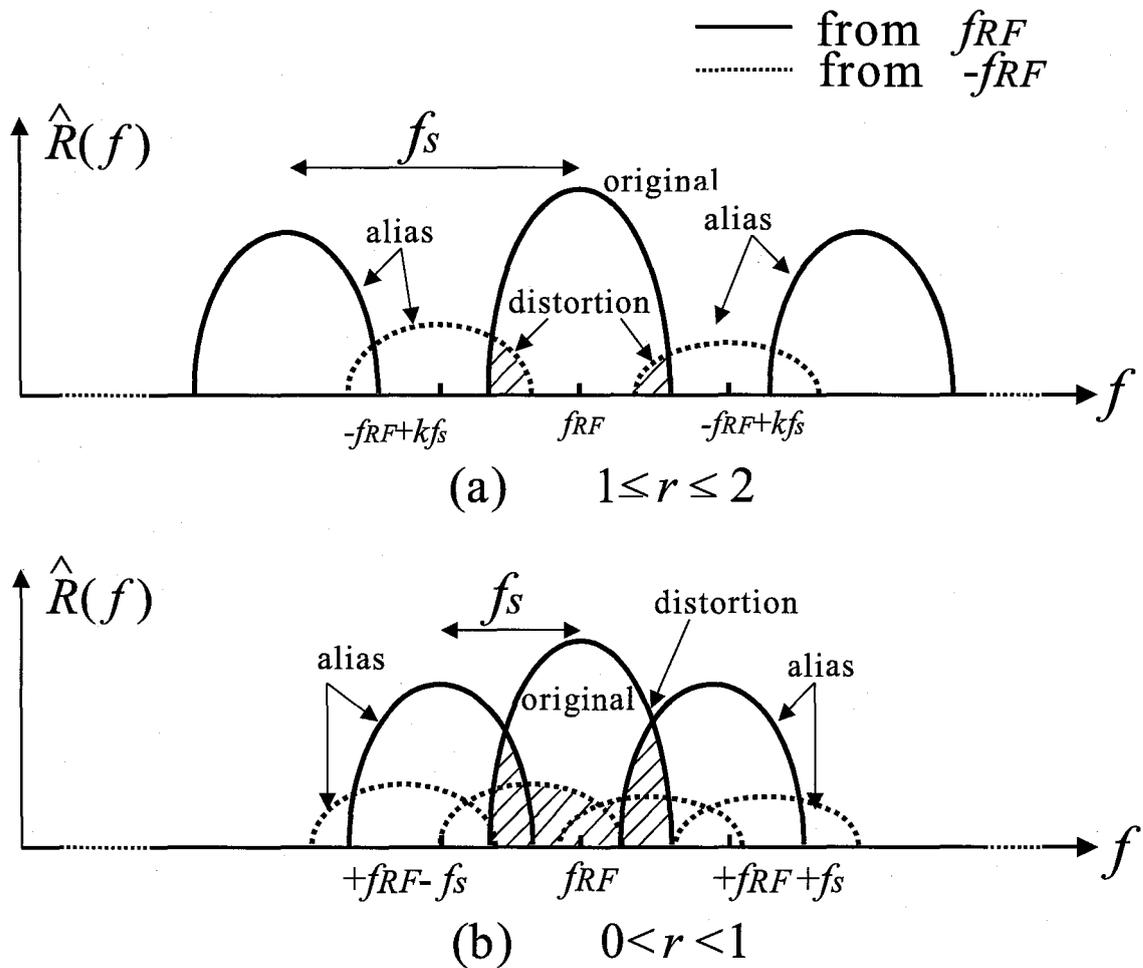


図 4.3: r とスペクトルエリアシングの関係.

生された無線波はエイリアススペクトルが原信号のスペクトルに重なることに起因するひずみにより信号品質が劣化する。図4.3に示すように、 r により信号品質劣化を起こす主要なエイリアスの重なり方の違いを示す。 $1 \leq r \leq 2$ の場合、同図(a)に示すように原理上、 $-f_{RF}$ を発生源とするエリアシングひずみとなり、 $0 < r < 1$

の場合，同図(b) $-f_{RF}$ 及び f_{RF} を発生源とするエイリアスによるエイリアスひずみが発生する．サンプリングパルス幅が有限な自然帯域サンプリングでは，これらのエイリアスの大きさは，サンプリング周期及びサンプリングパルス幅によって決まる．

• $1 \leq r \leq 2$ の場合

$-f_{RF}$ を発生源とするエイリアスのうち帯域フィルタを通過する成分を k を用いて表現すると，

$$k_{min} = \left\lfloor \frac{2f_{RF} - B_{RF}}{f_s} \right\rfloor \leq k \leq \left\lfloor \frac{2f_{RF} + B_{RF}}{f_s} \right\rfloor = k_{max}, \quad (4.17)$$

となり，周波数軸上では $-f_{RF} + kf_s$ に位置する．これらのスペクトルはエリアシングひずみの原因となる． $[x]$ は， x に等しいか， x より小さい最大の整数を表し， $\lceil x \rceil$ は， x に等しいか， x より大きい最小の整数を表す．図 4.4 に示すようにエイリアシングひずみによる SD 比の最悪値を見積もる．

スペクトルが重なった場合に，エイリアスが最大の劣化を与える為に，原信号スペクトルの形状を矩形とし，位相スペクトルは $|\phi(k)| = W_t(c_i)$ とした．

SD 比は，

$$SDR = \frac{B_{RF}}{\sum_{k=k_{min}}^{k_{max}} l_{overlap} \cdot \left(\frac{\sin(k\pi \frac{T_c}{T_s})}{k\pi \frac{T_c}{T_s}} \right)^2}. \quad (4.18)$$

のように表せる．ここで $l_{overlap}$ は，図 4.3(b) において，原信号とエイリアスの重なる帯域幅を表しており，

$$l_{overlap} = \begin{cases} f_u - f_l & (f_{RF} \geq -2f_{RF} + \frac{k}{T_s}) \\ f_u - f'_l & (f_{RF} < -2f_{RF} + \frac{k}{T_s}). \end{cases} \quad (4.19)$$

と書ける．ここで，パルス幅 T_c のサンプリングパルスのチップレートを $f_c = 1/T_c$ ，チップレートと無線波の中心周波数の比を，以下のように定義する．

$$p \triangleq \frac{f_c}{f_{RF}} \quad (4.20)$$

図 4.5 に， $f_{RF} = 1.9\text{GHz}$ $B_{RF} = 300\text{ kHz}$ の場合の p に対する SD 比の下限値を示す．SD 比の下限値の計算は， $(\sin \pi f T_c) / \pi f T_c$ が極値をとる点 $f = (2n + 1) / 2T_c$ ($n = \pm 1, \pm 2, \dots$) [68] を用いた．また，スペクトルの形状を矩形とし，スペクトルの重なりによる信号品質劣化が最大になるようにした．図より，SD 比の劣化は

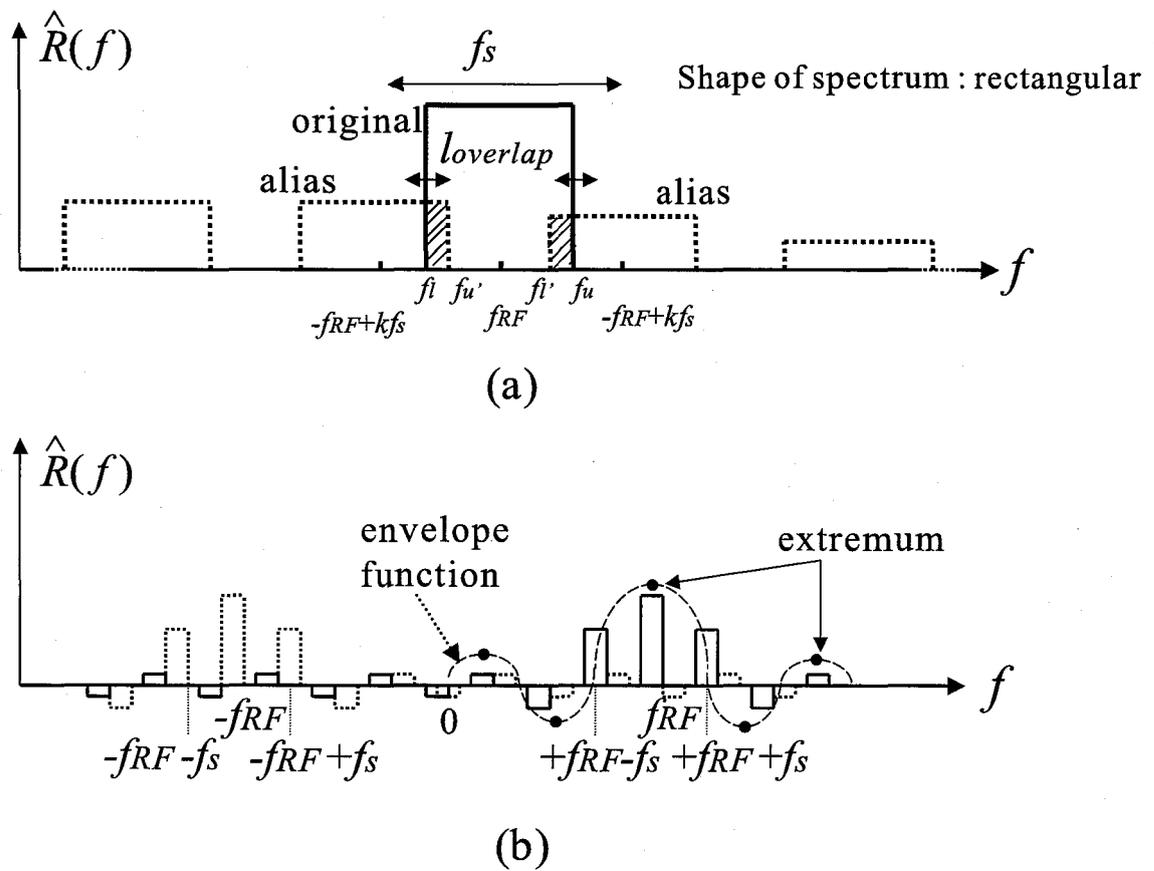


図 4.4: SD 比の数値計算の為の仮定 ($1 \leq r \leq 2$).

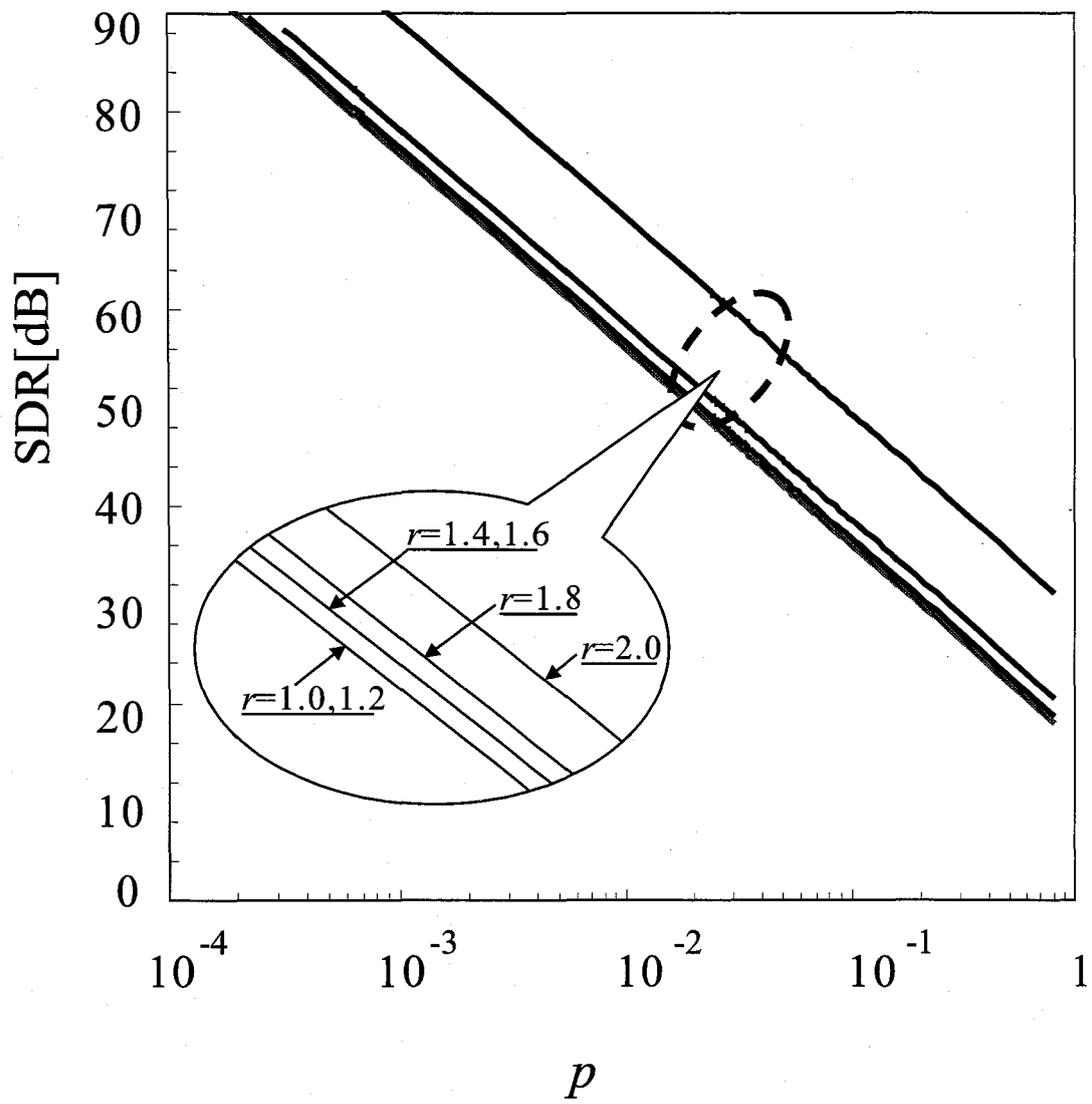


図 4.5: p に対する SD 比特性 ($f_{RF}=1.9$ GHz, $B_{RF}=300$ kHz).

$p \rightarrow 1$ となる程、大きくなることがわかる。これは、チップレートが無線の中心周波数に近づくことにより、折り返しスペクトルの電力が大きくなるためである。SD比は、 p の10倍増加に対し-20dBの劣化が見られる。これは、関数 $(\sin x)/x$ の極値 x における2乗近似値が $1/x^2$ となるためである [68]。 $r=1$ の時、SD比は最悪の特性となるが、これは、サンプリングによって、エイリアススペクトルが周波数領域において隙間なく発生するためである。無線中心周波数に対し、1000分の1程度のチップレートであれば ($p \leq 10^{-3}$)、チップレートを注意深く選択することなく75dB以上のSD比が得られるので、折り返しによるエリアシングの影響は無視できる。

• $0 < r < 1$ の場合

図4.3(b)は、 $0 < r < 1$ の場合のスペクトルの位置関係を示す。ここで、 $p \leq 10^{-3}$ と仮定し折り返しスペクトルの影響は無視できるくらい小さいとする。この節では、 f_{RF} に起因するエリアシングを考慮したCD比を評価する。

信号帯域内 (B_{RF}) に発生するエリアシングスペクトルに対応する k は、

$$k = \pm 1, \dots, \pm (\lceil B_{RF}/f_s \rceil - 1). \quad (4.21)$$

を満たす。以下の条件、

$$\left(\frac{\sin k\pi \frac{T_c}{T_s}}{k\pi \frac{T_c}{T_s}} \right)^2 \simeq 1, \quad (4.22)$$

を満たす領域では、 k に対するCD比 ($CDR(k)$) は、 $\phi(0)$ とその他の $\phi(k)$ との比から近似することができ、

$$CDR(k) = 20 \log \frac{|\phi(0)|}{|\phi(k)|} \quad [\text{dB}]. \quad (4.23)$$

のように見積もることができる。

4.2.3 カオス拡散系列の生成

式(4.11)より、周波数軸上で $f = f_{RF} + k/T_s$ に位置するエイリアス電力 ($\hat{G}(f_{RF} + k/T_s)$) は、中心周波数の成分 ($k=0$) を除いて、 $|\phi(k)|$ が乗算されることが分かった。 $|\phi(k)|$ の値は、チップ値が1である、 $c_i(m)=1$ 、を満たすチップ番号 m の時間位置

の位相平面上の同心単一円ベクトルの合成ベクトルの振幅値であり、 $|\phi(k)|$ の値が小さい系列であれば、エリアシングひずみが抑圧可能である。

本研究では、エリアシングひずみ抑圧可能な拡散系列の構成法としてカオス拡散系列 [85] [86] の適用を提案する。カオス拡散系列は、カオスから発生したランダム系列を 0,1 の拡散系列に割り当て、適当な系列長で打ち切る。それらのうち、 $|\phi(k)|$ の値が所望の CD 比を満たす系列を選択すれば、任意の系列長の拡散系列を無限の探索範囲から選択できることになる。所望する系列長 (L) の周期内にそれよりも短い周期をもつ系列 (L') が発生し、 L 内に局所的な周期が発生すると、拡散系列の周期が短くなり、所望のエリアシング抑圧ができなくなるといった問題に対し、非周期性をもつカオスを導入することで L 内に局所的周期が発生するのを回避している。発生する拡散系列には、多重化およびエリアシングひずみ抑圧を考慮すると、以下の 2 つの特徴が望まれる。(1) 希望信号に対する拡散系列、 c_i に対する $|\phi(k)|$ は、所望の CD 比及び SD 比を満たすほど十分小さい。(2) 干渉信号に対する拡散系列、 c_j には、OPRC で用いられる逆拡散系列、 $c_i(c_j - \bar{c}_j)$ 、に対する $|\phi(k)|$ が所望の CDI 比及び SDI 比を満足するほど十分小さい。

カオス拡散系列の m 番目のチップ値、 $c_i(m)$ ($0 \leq m \leq L-1$) は、 $[0,1]$ の実数値をとる時系列 x_m から非線形写像 $M: x_{m+1} = M(x_m)$, ($0 \leq m \leq L$) を用いて、任意の系列長 L の拡散系列のチップ値 $c_i(m)$ を

$$c_i(m) = \begin{cases} 1, & x > 0.5 \\ 0, & x \leq 0.5 \end{cases} \quad (4.24)$$

のように割り当てる。本研究で用いた非線形写像 M は以下のようなロジスティック写像 [83]

$$x_{m+1} = 4x_m(1 - x_m) \quad (4.25)$$

である。ロジスティック写像で生成される “pure chaos” と呼ばれるカオスから得られる 2 値系列は性質の良い乱数であり [84]、スペクトル拡散通信の拡散符号への適用にも応用されている [81]。異なる初期値を与えることで、他の符号が得られる。初期値 (x_0) により発生するパターンが異なるが、ここでは初期値によって符号を選ぶのではなく、発生したカオス拡散系列のエリアシング抑圧効果の式 (4.23) による見積り結果のみを考慮して符号を選択する。ここで、写像に与える初期値と符号

の相関関数の因果関係が明らかであれば符号探索時間が大幅に短縮できることが期待できるが、現段階ではこの関係は不明である為、本研究の検討課題としておく。

次に、符号発生の手順を述べる。まず始めに希望波の符号化に使用するカオス拡散符号を発生する。この際、信号帯域内に重なるエイリアススペクトルの $|\phi(k)|$ が十分小さい系列を選ぶ。次に、干渉波の符号化に使用するカオス拡散符号を発生する。この際、信号帯域内に重なるエイリアススペクトルの $|\phi(k)|$ が十分小さい系列を選ぶ。さらに、希望波用のユニポーラ符号と OPRC の使用により両極化した干渉波用のバイポーラ符号とを乗算した符号系列 $(c_i(c_j - \bar{c}_j))$ を求め、この系列の $|\phi(k)|$ が十分小さければ採用する。これは、希望局が干渉局の信号受信する時のエイリアススペクトルを抑圧することと等価であり、多重するすべてのカオス拡散符号間において成立していることが必要である。

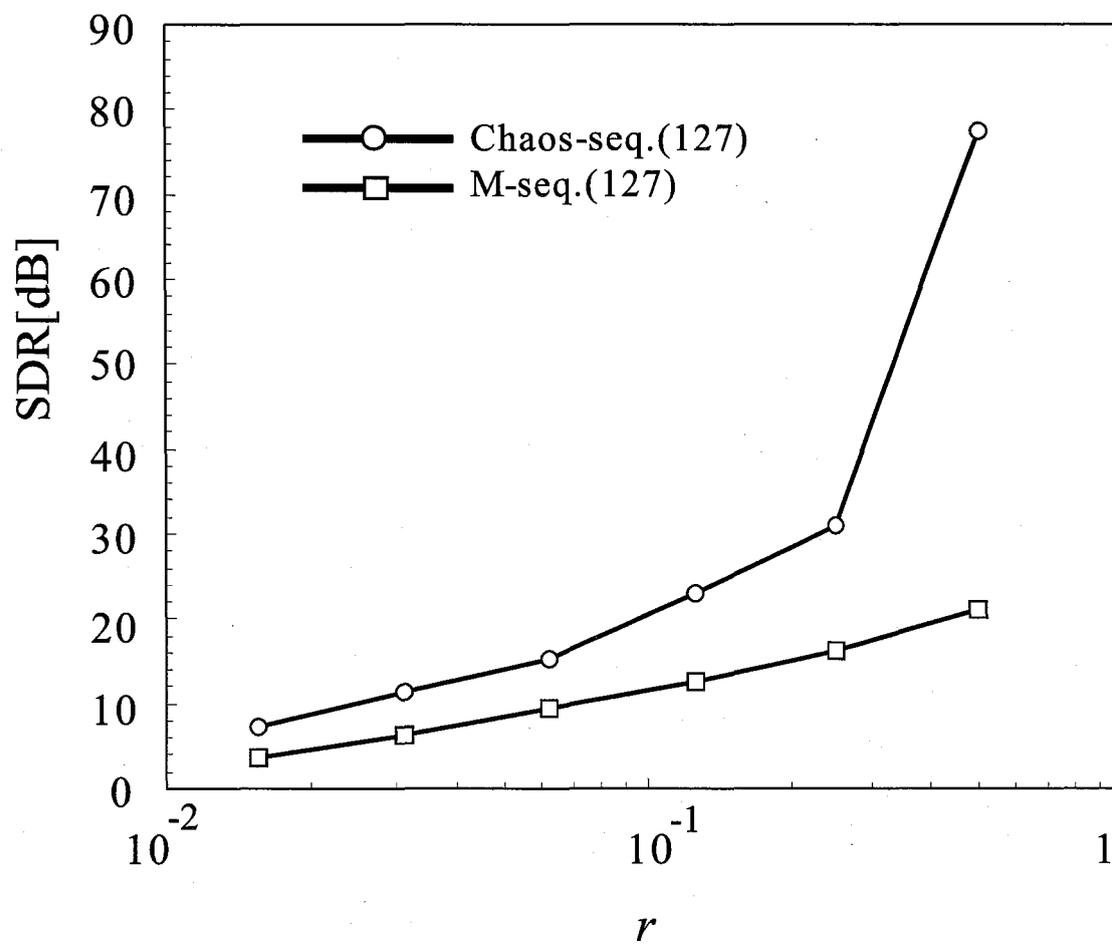
- 希望波受信時のエリアシングひずみ抑圧

表 4.2 に発生させた系列長 127 のカオス拡散系列 (Chaos-seq.) と同系列長の M 系列 (M-seq.) の k と $|\phi(k)|$ と $CDR(k)$ を示す。図中の $CDR(k)$ は、式 (4.23) を用いて計算した。カオス拡散符号は $|k| \leq 3$ のエリアス抑圧を前提として発生させた。表 4.3 に発生させた系列長 63 のカオス拡散系列 (Chaos-seq.) と同系列長の M 系列 (M-seq.) の k と $|\phi(k)|$ を示す。カオス拡散符号は $|k| \leq 3$ のエイリアス抑圧を前提として発生させた。

- 干渉波受信時のエイリアシングひずみ抑圧

表 4.4 に発生させた系列長 127 のカオス拡散系列 (Chaos-seq.) と同系列長の M 系列 (M-seq.) について、表 4.2 に示す符号と乗算した符号に関する k と $|\phi(k)|$ と $CDR(k)$ を示す。図中の $CDR(k)$ は、式 (4.23) を用いて計算した。カオス拡散符号は $|k| \leq 3$ のエイリアス抑圧を前提として発生させた。

図 4.6 に $0 < r < 1$ の時に表 4.2 の符号を用いた場合の r と SD 比の数値計算結果を示す。SD 比計算の際に図 4.6 と同じ条件を仮定した。簡単の為、信号スペクトルの形状を矩形と仮定した。図より所要 SD 比が 20 dB の時に、カオス拡散系列と M 系列を使用した場合に符号化速度を信号帯域幅に対してそれぞれ 10 分の 1、2 分の 1 まで低減できることが分かる。カオス拡散系列は M 系列に対し符号長を維持して符号化速度を低減した時に発生する信号品質劣化を防ぐことが可能であることが分かる。

図 4.6: r 対受信 SD 比特性

4.3 エリアシングひずみ抑圧実験

4.3.1 実験構成

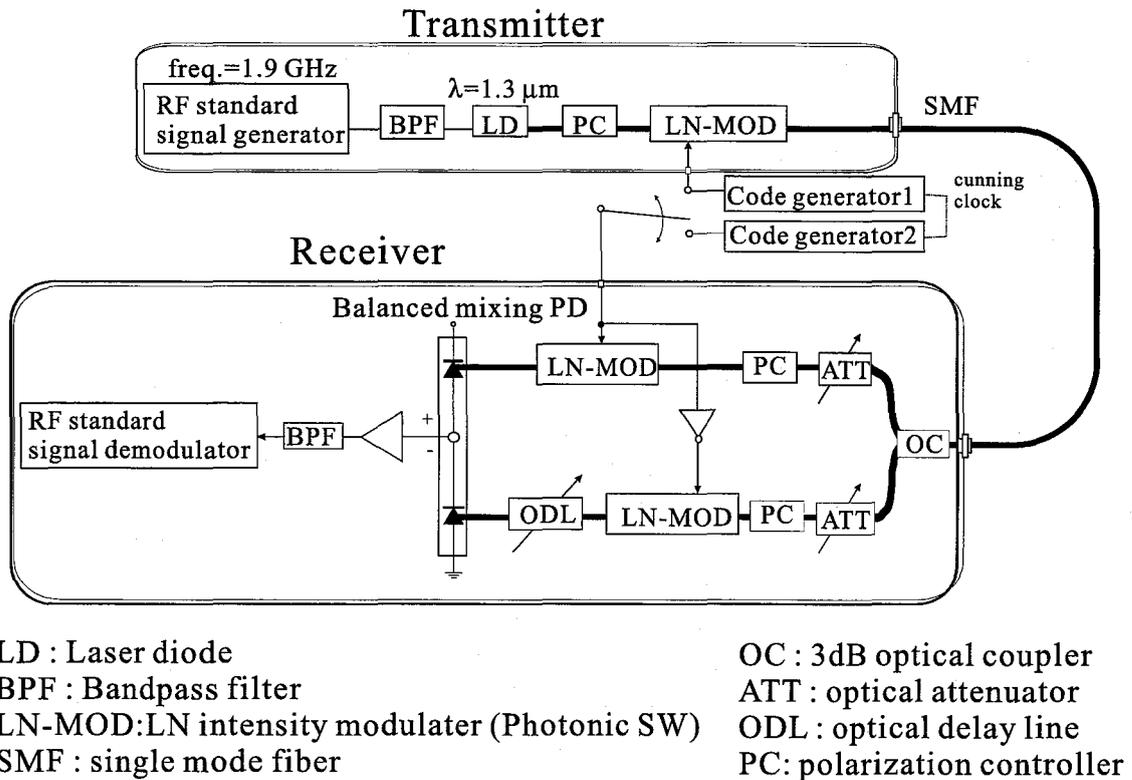


図 4.7: 実験構成.

図 4.7 と表 4.1 に実験構成及び実験に用いたデバイスパラメータを示す。第 3 章の実験構成と同じである。

4.3.2 実験結果

希望波に関する実験結果

図 4.8 に希望波受信時の受信機出力のスペクトルを示す。拡散符号には、表 4.2 に示す拡散符号を用いた。

M 系列を用いた場合に比べ、提案したカオス拡散系列を用いた場合に、エイリアススペクトルが抑圧されており、式 (4.23) による見積もり値 (表 4.2) とほぼ等し

表 4.1: 実験系の仕様 2.

RF standard signal generator	HP ESG-D4000A PHS (RCR STD-28)
RF modulation	$\pi/4$ shift DQPSK
RF carrier frequency	1.9 GHz
output RF power	10 dBm
bandwidth of RF signal	300 kHz
LD module (ORTEL 3541C)	DFB Laser wavelength λ : 1.3 μm output power : 3.4 dBm RIN : -149 dB/Hz modulation gain γ : 0.103 W/A
LN intensity modulator (transmitter) (RAMAR corp.)	insertion loss : 6.1 dB extinction ratio : 35.7 dB V_{π} : 6.0 V
LN intensity modulator (receiver) (SumitomoTMZ1.3-2.5)	insertion loss 6.0 dB (upp.), 4.4 dB (low.) extinction ratio 33.2 dB (upp.), 32.0 dB (low.) V_{π} : 1.0 V (upp.), 1.0 V (low.)
PD(NEC NDL5481P1)	responsivity : 0.91 A/W
BPF(receiver)	2nd-order butterworth filter center : 1.9 GHz, bandwidth : 70 MHz
RF standard signal demodulator	HP 70910A (RF part) HP 89410A (baseband part)

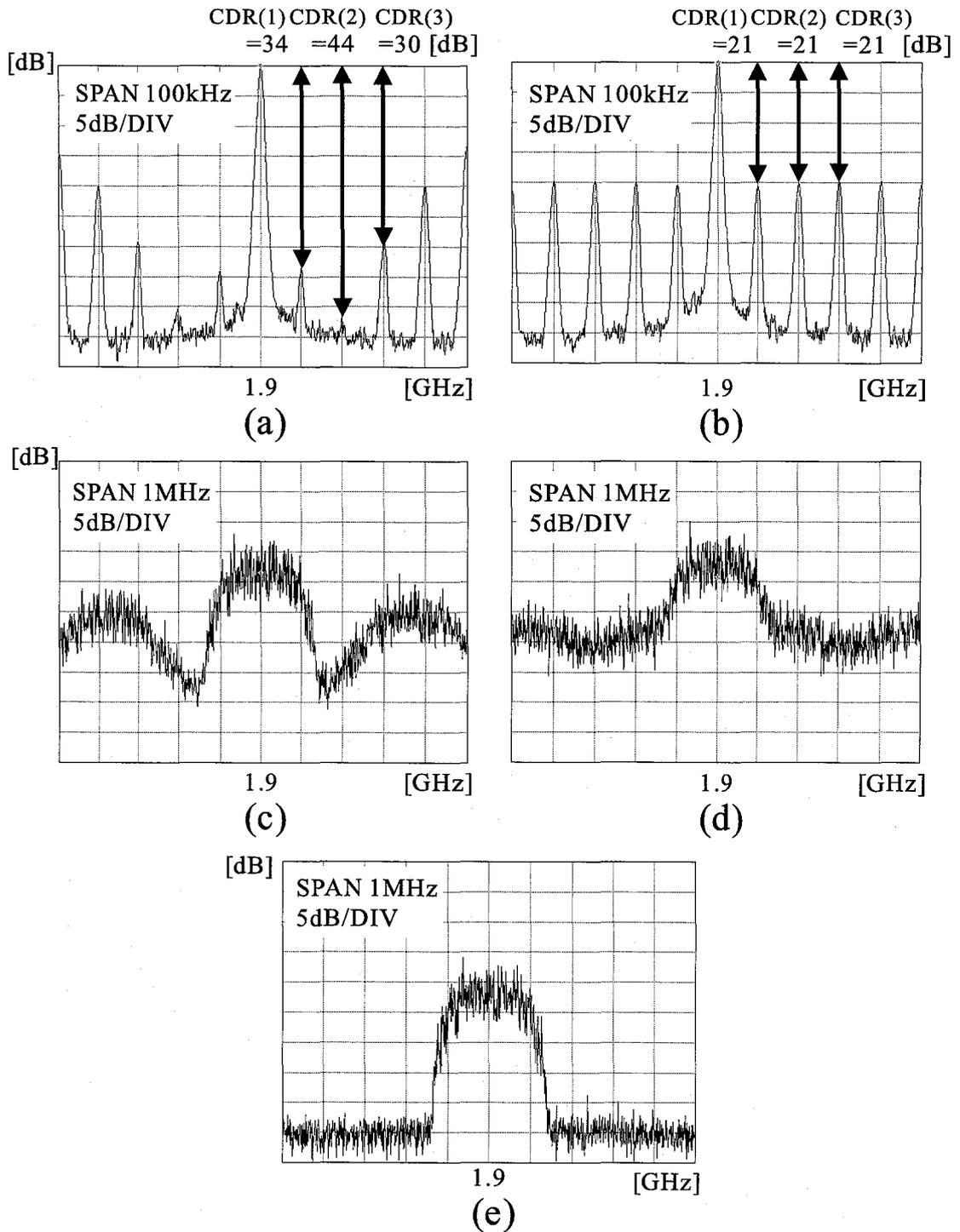


図 4.8: 希望波受信機出力のスペクトル ($L=127$, $r=1/4$). (a) 受信搬送波 (Chaos-seq.). (b) 受信搬送波 (M-seq.). (c) 受信変調波 (Chaos-seq.). (d) 受信変調波 (M-seq.). (e) 原信号.

表 4.2: 図 4.8 の実験に用いた希望波観測用の拡散符号系列の k と $|\phi(k)|$ の関係.

	k	0	1	2	3	4
M-seq.(127)	$ \phi(k) $	64.0	5.66	5.66	5.66	5.66
	CDR(k)[dB]		21.07	21.07	21.07	21.07
Chaos-seq.(127)	$ \phi(k) $	61.0	0.874	0.220	1.887	5.352
	CDR(k)[dB]		36.87	48.86	30.19	21.14

いことがわかる.

図 4.9 に $\pi/4$ DQPSK 変調した無線波を表 4.9 に示す拡散符号を用いて拡散した時の受信光パワー対シンボルエラーレートの観測結果を示す. 送受信機間に光減衰機を挿入し, 光パワーを調節し, 受信機の入力前でモニタリングしながら観測を行った. M 系列を用いた場合, 光パワーの増加により SER の改善が見られるが,

表 4.3: 図 4.9 の実験に用いた拡散符号系列の k と $|\phi(k)|$ の関係.

	k	0	1	2	3	4
M-seq.(63)	$ \phi(k) $	32.0	4.00	4.00	4.00	4.00
	CDR(k)[dB]		18.1	18.1	18.1	18.1
Chaos-seq.(63)	$ \phi(k) $	36.0	0.077	0.295	0.331	3.60
	CDR(k)[dB]		53.4	41.7	40.7	20.0

ひずみ電力によりその改善効果に飽和がみられるのに対し, カオス拡散系列を用いた場合では, エリアシングひずみを抑圧効果により, 10^{-6} 以下の SER を達成でき, IQ ダイアグラムとアイパターンともに良好な受信状態が観測できた.

干渉波に関する実験結果

図 4.10 に干渉波受信時の受信機出力のスペクトルを示す. 拡散符号には, 表 4.4 に示す拡散符号を用いた.

図 4.10 に干渉波受信時の, 受信機出力のスペクトルを示す. M 系列を用いた場

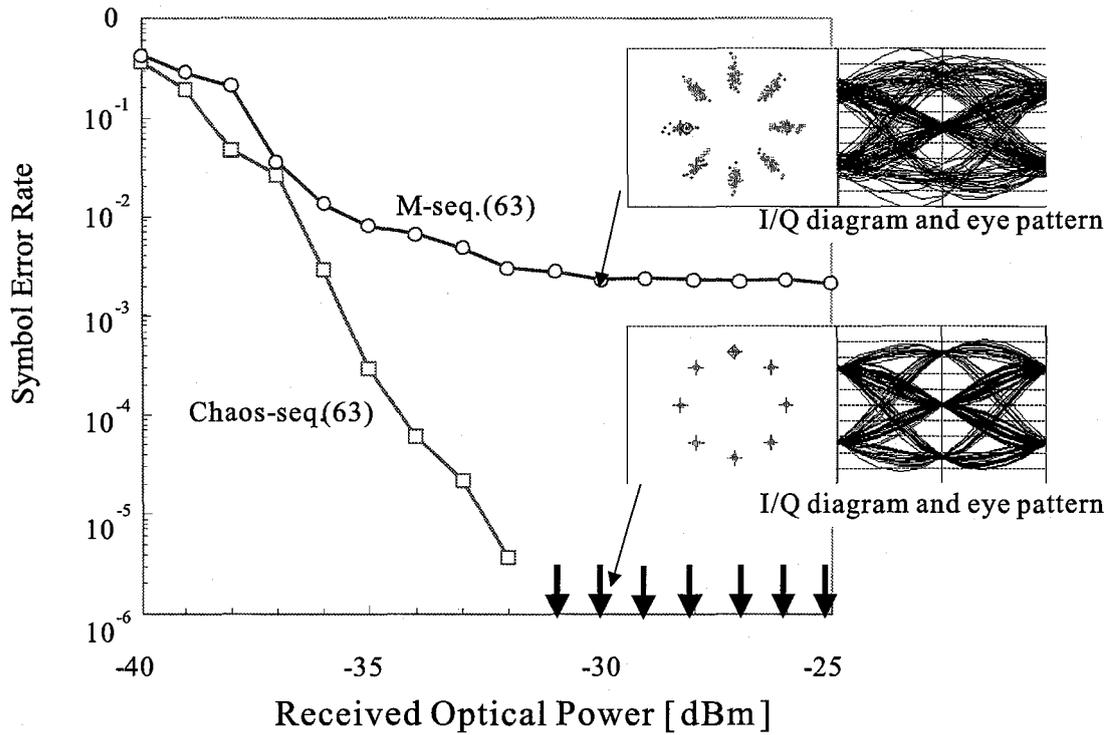


図 4.9: 受信光パワー対 SER 観測結果. ($L=63$, $r=1/4$)

表 4.4: 図 4.10 の実験に用いた干渉波観測用の拡散符号系列の k と $|\phi(k)|$ の関係.

	k	1	2	3	4
M-seq.(127)	$ \phi(k) $	7.225	11.12	9.89	4.10
	CDR(k)[dB]	18.95	15.20	16.22	23.87
Chaos-seq.(127)	$ \phi(k) $	2.31	1.24	2.60	6.87
	CDR(k)[dB]	28.41	33.86	27.40	19.09

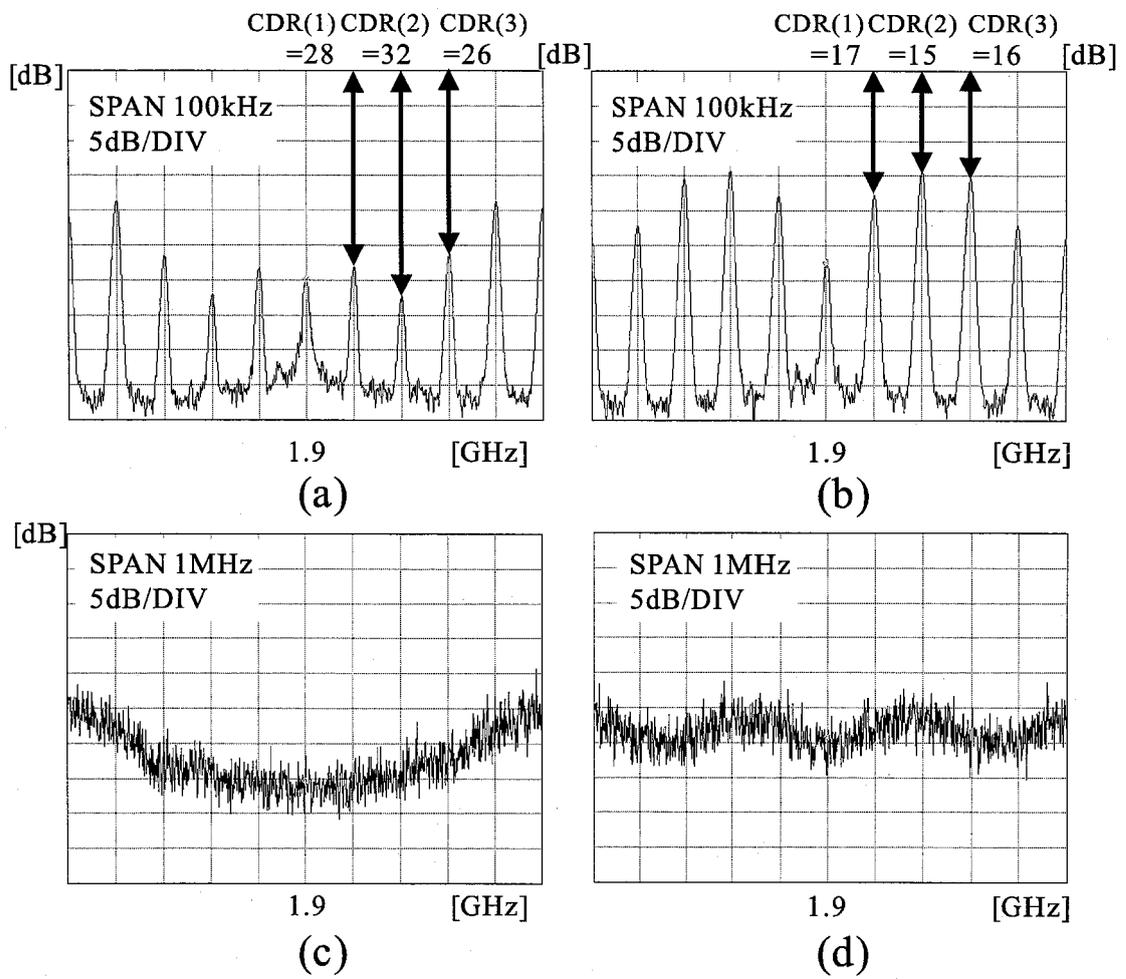


図 4.10: 干渉波受信機出力のスペクトル ($L=127, r=1/4$). (a) 受信搬送波 (Chaos-seq.). (b) 受信搬送波 (M-seq.). (c) 受信変調波 (Chaos-seq.). (d) 受信変調波 (M-seq.).

合に比べ、提案したカオス拡散系列を用いた場合に、エイリアススペクトルが抑圧されており、式(4.23)による見積もり値(表4.4)とほぼ等しいことがわかる。

4.4 結言

本章では、直接光スイッチング符号分割多重方式における帯域サンプリング定理に基づいた無線波伝送において、光スイッチのスイッチング速度を低減することを目的とし、これを達成するために光スイッチによって無線波の符号化を行う際の符号化速度を低減する手法について、符号化速度が無線波の帯域幅の2倍を下回るときに発生するエリアシングひずみに起因する信号品質劣化及び接続可能多重数劣化に対し、受信機に新たに信号処理を加えることなく、回避可能な拡散符号の構成法を提案した。この拡散符号の候補としてカオス拡散系列を本方式の拡散符号として適用することを提案し、実証実験により受信機に新たに信号処理を加えることなくエリアシングひずみを抑圧しつつ光スイッチの符号速度を低減可能であることを示した。

単局の無線波伝送時において、カオス拡散系列を使用した場合に信号帯域幅の10分の1、M系列では2分の1、符号化速度を低減しても、それぞれ20 dB以上の信号品質を維持できることがわかった。しかし、カオス拡散系列を用いた場合に対し、M系列では単局の無線波伝送は可能でも、複数の無線基地局の為の無線波伝送を行うには、十分な信号品質が維持できないことが分かった。

第5章 結論

本論文では、光ファイバ無線通信ネットワークにおける無線波及び無線基地局の多重化/多元接続方式として提案されている、直接光スイッチング符号分割多重方式について、その干渉抑圧の原理確認実験をはじめとし、高品質無線波伝送の実現を目的として、直接光スイッチング符号分割多重方式が従来からもつ問題点について検討し、その解決策について検討した。まず始めに本システムの干渉抑圧効果を高めるには符号長を拡大して相関値を低減することが必要であり、そのためには光スイッチのスイッチング速度の増加は不可避であるとされていた。これに対し、本論文では拡散符号のチップ値と光スイッチのオンオフパターンの割り当て方に着目することでM系列の自己相関関数のピーク値以外を0とし、これを他局の拡散符号に割り当てことで直交特性を得る、擬似直交受信方式を提案した。次に、帯域サンプリング定理を基本とする信号伝送及び信号再生処理では、伝送信号に対し冗長に高速なレートでオーバサンプリングを行わなければならない、光デバイスのスイッチング速度に負担をかけている。この問題に対し、カオス拡散符号を帯域サンプリングのサンプリング系列として適用し、受信機に新たなアンチエイリアス信号処理を施すことなく無線波の符号化速度を低減可能とする方式を提案した。本論文では以上に述べた提案方式についてそれぞれ第3章と第4章において理論的検討を行った。さらにこれらの提案方式の原理確認の為に実験的実証を行った。本論文で行った実験内容を以下に示す。

1. 直接光スイッチング符号分割多重方式の干渉抑圧原理及び符号長拡大に対するCI比改善効果をそれぞれ確認すること
2. 擬似直交受信方式によるCI比改善効果を確認すること
3. カオス拡散系列を用いてエリアシングひずみ抑圧効果を確認すること

以下に、本研究で得られた成果をまとめる。

- 直接光スイッチング符号分割多重方式の干渉抑圧の原理を実験的に確認した。
- 受信機に光極性反転相関器を用いることで、符号長の拡大に対して干渉抑圧効果が改善されることを確認した。バイポーラ符号系列としてM系列を、ユニポーラ符号系列としてPrime系列を使用した場合のCI比の改善効果を比較し、符号長の10倍の拡大に対し、前者は20 dB、後者は10 dBの改善が得られ、M系列のCI比改善効果が優れていることが明らかになった。この結果より、20dBのCI比を維持しつつ10局の基地局を多重するのに必要な符号長は、M系列では63であるのに対し、Prime系列では1849であることが分かり、バイポーラ符号を用いる有用性が確認された。
- CI比に関しては、擬似直交受信方式の適用によりほぼ直交特性を得ることが実験的に確認できた。擬似直交受信方式を用いた場合、受信特性は干渉信号以外の受信機雑音に支配されるようになり、本方式を用いない場合に比べて符号長が7の時に35 dB、符号長が63の時に12 dBのCI比改善が得られた。
- 符号化速度を低減した際に信号品質及び接続数に劣化を及ぼさないカオス拡散系列について提案し、これらを用いた符号化速度低減量に対するSD比を見積った。その結果、単一局接続の場合において、符号長127のカオス拡散符号とM系列を用いた場合、20dBのSD比を維持しつつ、符号化速度をそれぞれ10分の1、2分の1まで低減可能であることが分かり、カオス拡散系列は、M系列を用いた場合に比べさらに多くの局を多重可能であることが示された。最後に、カオス拡散系列のエリアシング抑圧効果の原理を実験的に確認し、受信信号品質の改善効果を定量的に示した。

以上の結果より、直接光スイッチング符号分割多重方式について、光スイッチのスイッチング速度を維持したまま干渉抑圧効果を改善可能であることと、受信機に新たな信号処理を施すことなく光デバイスに要求されるスイッチング速度を低減可能であることが理論解析及び原理確認実験により示された。

直接光スイッチング符号分割多重光ファイバ無線ネットワークに本論文で提案した方式を適用することで光ファイバ無線リンクを使用することによるネットワーク構成の簡便性を維持しつつ光デバイスの動作速度の要求を高めることなく高品質

無線伝送が可能であることが示された。光ファイバマイクロセルシステムにおいては、基地局数の増加による通信容量の改善に寄与し、さらに同一無線周波数の抑圧効果によりさらなる周波数利用効率の改善も期待できる。ミリ波等を用いた広帯域無線波伝送の場合には、本論文で提案したエリアシング抑圧技術により、特に無線波の帯域幅の変更や変動に対してネットワーク構成の独立性を維持しつつ、無線波の多重化及び多元接続が可能となる。

参考文献

- [1] <http://www.tca.or.jp/>, 電気通信事業者協会.
- [2] 電波産業会, “IMT-2000 DS-CDMA System ARIB STANDARD,” ARIB STD-T63, 2004 年.
- [3] 電波産業会, “IMT-2000 MC-CDMA System ARIB STANDARD,” ARIB STD-T64, 2004 年.
- [4] <http://www.soumu.go.jp>, 総務省.
- [5] 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規格 P-P システム,” ARIB STD-T58, 2000 年.
- [6] 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規格 P-MP システム,” ARIB STD-T59, 2001 年.
- [7] 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.
- [8] 電波産業会, “小電力データ通信システム/ワイヤレス LAN システム標準規格,” ARIB STD-T33, 1999 年.
- [9] Y. Shoji, and H. Ogawa, “Experimental Demonstration of 622 Mbps Millimeter-Wave over Fiber Link for Broadband Fixed Wireless Access System,” *IEICE Trans. Electron.*, vol.E86-C, no.7, July 2003.
- [10] M. Inoue, G. Wu, Y. Hase, A. Sugitani, E. Kawakami, S. Shimizu and K. Tokuda, “An IP-Over-Ethernet-Based Ultrahigh-speed Wireless LAN Proto-

- type Operating in the 60-GHz Band,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E83-B, no.8, Aug. 2000.
- [11] H. Izadpanah, “A Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Technology Demonstrator for the Next-Generation Internet Network Reach Extension,” *IEEE Communications magazine*, Sep. 2001.
- [12] A. KATO, K. Sato, M Fujise and S. Kawakami, “Propagation characteristics of 60-GHz Millimeter Waves for ITS Inter-Vehicle Communications,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E84-B, no.9, Sep. 2001.
- [13] Special issues, “Optical Wireless Communications,” *IEEE Wireless Commun.*, vol. 10, no. 2, Apr. 2003.
- [14] 電波産業会, “光無線 LAN システム標準規格,” ARIB STD-T50, 2002 年.
- [15] William C. Y. Lee “Mobile Cellular Telecommunications,” McGrawHill, 1995.
- [16] 井上きよみ, “図解 ブロードバンドがわかるとネットワークに強くなる,” メディア・テック, 2002 年 3 月.
- [17] 杉沼浩司, “図解入門 よくわかる最新移動体通信の基本と仕組み,” 株式会社秀和システム, 2001 年 10 月.
- [18] 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.
- [19] 中嶋信生, “無線技術とその応用 4 新世代ワイヤレス技術,” 丸善株式会社, 2004 年 3 月.
- [20] 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.

- [21] J. Namiki, M. Shibutani, W. Domon, T. Kanai, and K. Emura, "Optical feeder basic system for microcellular mobile radio." *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no. 9, pp.1069-1077, Sep. 1993.
- [22] Y. Shoji, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Proposal of radio high-way networks using asynchronous time division multiple access," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E79-B, no. 3, pp.308-315, Mar. 1996.
- [23] H. Harada, S. Kajiya, K. Tsukamoto, S. Komaki, and N. Morinaga, "TDM intercell connection fiber-optic bus link for personal radio communication system." *IEICE Trans. Commun.*, vol.E78-B, no.9, pp.1287-1294, Sept. 1995.
- [24] 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.
- [25] H. Ogawa, "Microwave and millimeter-wave fiber optic technologies for sub-carrier transmission systems." *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no. 9, pp.1078-1090, Sep. 1993.
- [26] T. Kuri and K. Kitayama, "Novel Channel-Selection Scheme of Dense Wavelength Division Multiplexed Millimeter-Wave-Band Radio-on-Fiber Signals with Optical Heterodyne Detection." *IEICE Trans. Electron.*, vol.E86-C, no. 7, pp.1146-1152, July 2003.
- [27] C. Lim, A. Nirmalathas, D. Novak and R. Waterhouse "Capacity Analysis and the Merging of a WDM Ring Fiber-Radio Backbone Incorporating Wavelength Interleaving with a Sectorized Antenna Interface." *IEICE Trans. Electron.*, vol.E86-C, no. 7, pp.1184-1190, July 2003.
- [28] S. Kajiya, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Proposal of fiber-optic radio high-way networks using CDMA method.," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E79-C, no. 1, pp.111-117, Jan. 1996.

- [29] T. Pfeiffer, J. Kissing, J. Elbers, B. Deppisch, M. Witte, H. Schmuck, and E. Voges, "Coarse WDM/CDM/TDM concept for optical packet transmission in metropolitan and access networks supporting 400 channels at 2.5Gb/s peak rate.," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 12, pp.1928-1938, Dec. 2000.
- [30] M. Nakamura and K. Kitayama "High-Speed 2-D Parallel Optical Interconnects Using Image Fibers with VCSEL/PD Arrays.," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E84-C, no. 3, pp.282-287, Mar. 2001.
- [31] F. Khaleghi, and M. Kavehrad, "A subcarrier multiplexed CDM optical local area network, theory and experiment.," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 1, pp.75-87, Jan. 1995.
- [32] S. Park, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Polarity-reversing type photonic receiving scheme for optical CDMA signal in radio highway.," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E81-C, no. 3, pp.462-467, Mar. 1998.
- [33] 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. E8-B, no. 6, pp.1188-1196, Jun. 1998.
- [34] J. Y. Hui, "Pattern code modulation and Optical decoding- A novel code-division multiplexing technique for multifiber networks." *IEEE Journal. of Select. Areas Commun.*, vol. SAC-3, pp.916-927, Nov. 1985.
- [35] S. Tamura, S. Nakano, and K. Okazaki, "Optical Code-Multiplex Transmission by Gold Sequence." *IEEE Journal. of Lightwave Technol.*, vol. LT-3, no. 1, pp.121-127, Feb. 1985.
- [36] P. Prucnal, M. Santoro, and T. R. Fan, "Spread Spectrum Fiber-Optic Local Area Network Using Optical Processing." *IEEE Journal. of Lightwave Technol.*, vol. LT-4, no. 5, pp.547-554, May 1986.
- [37] R. Gold, "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing." *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-13, pp.619-621, 1967.

- [38] F. R. K. Chung, J. A. Salehi, and V. K. Wei, "Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications." *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 35, pp.595-604, May 1989.
- [39] S. V. Marić, "New family of algebraically designed optical orthogonal codes for use in CDMA fiber-optic networks." *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 6, pp.538-539, Mar. 1993.
- [40] J. Salehi, "Code division multiple access technique in optical fiber networks - Part I: Fundamental principles." *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 37, pp.824-833, Aug. 1989.
- [41] G. J. Foschini, and G. Vannucci, "Using spread-spectrum in a high-capacity fiber-optic local network." *IEEE Journal. of Lightwave Technol.*, vol. LT-6, no. 3, pp.370-379, Mar. 1988.
- [42] N. Karafols, and D. Uttamchandani, "Self-homodyne code division multiple access technique for fiber optic local area networks." *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, pp.880-883, July 1994.
- [43] A. M. Weiner, J. P. Heritage, and J. Salehi, "Encoding and decoding of femtosecond pulses." *Opt. Lett.*, vol. 13, no. 4, pp.330-302, Apr. 1988.
- [44] J. Salehi, A. M. Weiner, and J. P. Heritage, "Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple Access Communication System." *IEEE Journal. of Lightwave Technol.*, vol. LT-8, no. 3, pp.478-490, Mar. 1990.
- [45] M. E. Marhic, and Y. L. Chang, "Pulse coding and coherent decoding in fiber-optic ladder networks." *Electron. Lett.*, vol. 25, no. 22, pp.1535-1536, Oct. 1989.
- [46] D. D. Sampson, and D. A. Jackson, "Spread-spectrum optical fiber network based on pulsed coherent correlation." *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 19, pp.1550-1553, Sept. 1990.

- [47] R. A. Griffin, D. D. Sampson, and D. A. Jackson, "Modification of optical coherence using spectral phase coding for use in photonic code-division multiple access systems based on pulsed coherent correlation." *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 25, pp.2214-2216, Dec. 1993.
- [48] D. Zaccarin, and M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED." *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp.479-482, Apr. 1993.
- [49] D. Zaccarin, and M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED." *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, pp.479-482, Apr. 1993.
- [50] T. O'Farrell, and S. I. Lockmann, "Performance analysis of an optical correlator receiver for SIK DS-CDMA communication systems networks with bipolar capacity." *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 1, pp.63-65, Jan. 1994.
- [51] D. Zaccarin, and M. Kavehrad, "New architecture for incoherent optical CDMA to achieve bipolar capacity." *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 3, pp.258-259, Feb. 1994.
- [52] L. Tančevsky, L. Bazgaloski, I. Andonovic, and J. Budin, "Incoherent asynchronous optical CDMA using gold codes ." *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 9, pp.721-723, Apr. 1994.
- [53] I. Andonovic, L. Tančevsky, M. Shabeer, and L. Bazgaloski, "Incoherent all-optical code recognition with balanced detection." *IEEE Journal. of Lightwave Technol.*, vol. 12, no. 6, pp.1073-1080, June 1994.
- [54] L. Nguyen, B. Aazhang, and J. F. Young, "All-optical CDMA with bipolar codes balanced detection." *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 6, pp.469-470, Mar. 1995.
- [55] F. Khaleghi, and M. Kavehrad, "A new correlator receiver architecture for

- noncoherent optical CDMA networks with bipolar capacity,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 44, no. 10, Oct. 1996.
- [56] E. D. J. Smith, P. T. Gougn, and D. P. Taylor, “Noise limits of optical spectral-encoding CDMA systems.” *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 17, pp.1469-1470, Aug. 1995.
- [57] R. A. griffin, D. D. Sampson, and D. A. Jackson, “Coherence coding for photonic code-division multiple access networks.” *IEEE Journal. of Lightwave Technol.*, vol. 13, no. 9, pp.1826-1837, Sept. 1995.
- [58] C. Desem, “Optical interference in lightwave subcarrier multiplexing system employing multiple optical carriers.” *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 1, pp.50-52, Jan. 1988.
- [59] K. W. Chu, and F. M. Dickey, “Optical coherence multiplexing for interprocessor communications.” *Opt. Eng.*, vol. 30, no. 3, pp.337-344, Mar. 1991.
- [60] E. D. J. Smith, R. J. Blaikie, and D. P. Taylor, “Performance enhancement of spectral-amplitude-coding optical CDMA using pulse-position modulation,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 46, no. 9, pp. 1176-1185, Sep. 1998.
- [61] H. Fathallah, L. A. Rusch, and S. LaRochelle, “Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system,” *Journal of Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 3, pp. 397-404, Mar. 1999.
- [62] J. Huang, D. Hsu, and Y. Wang, “Photonic CDMA networking with spectrally pseudo-orthogonal coded fiber bragg gratings,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E83-B, no. 10, pp. 2331-2340 Oct. 2000.
- [63] K. Kitayama, H. Sotobayashi, and N. Wada, “Optical code division multiplexing(OCDM) and its applications to photonic networks,” *IEICE Trans. Fund.*, vol. E82-A, no. 12, pp.2616-2626, Dec. 1999.

- [64] K. Yu, J. Shin, and N. Park, "Wavelength-time spreading optical CDMA system using wavelength multiplexers and mirrored fiber delay lines." *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp.1278-1280, Apr. 1993.
- [65] Ryo Inohara, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki "Theoretical analysis of CIR in Photonic Coherence Coding CDMA Radio-on-Fiber Network," Technical Digest of the 2nd Korea-Japan Joint Workshop on Microwave-Photonics , vol.1, no.1, pp.103-106, Feb. 2001.
- [66] Bong Kyu Kim, Sangjo Park, Yonghee Yeon, and Byoung Whi Kim "Radio-over-fiber system using fiber-grating-based optical CDMA with modified PN codes ," *Photonics Technology Letters, IEEE* , vol.15, no.10, pp.1485-1487, Oct. 2003.
- [67] Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki "An experimental investigation of radio frequency conversion using chaotic bandpass sampling in fiber-optic radio highway ," *Proc. of The 6th Korea-Japan joint workshop on microwave and millimeter-wave photonics* , vol.1, no.T4-12, pp.79-82, Jan. 2005.
- [68] H. Taub, and D. L. Schilling, "Principles of communication systems.," *McGRAWHILL INTERNATIONAL EDITIONS, Electrical and Electronic Engineering Series*, 1986.
- [69] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, "The theory of bandpass sampling.," *IEEE Trans. Signal Processing.*, vol. 39, no. 9, pp.1973-1984, Sep. 1991.
- [70] S. Komaki, "Microwave Technologies for Software Radio Networks.," *APMC2003.*, vol. 3, pp.1780-1785, Nov. 2003.
- [71] K. Kumamoto, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "Proposal of higher-order spread spectrum direct optical switching CDMA system.," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E83-B, no. 8, pp.1753-1765, Aug. 2000.

- [72] T. Higashino, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "A new spreading code generation method for DOS CDMA RoF system and its experimental investigation.," *Proceedings of international topical meeting on Microwave photonics 2003*, pp.291-294, Sep. 2003.
- [73] 谷本 正幸, 住吉 浩次, 駒井 又二, "変形 M 系列を用いた同期式スペクトル拡散多重通信方式," *信学論 (B)*, vol. J67-B, no.3, pp.297-304, Mar. 1984.
- [74] 菅野公伸, 梅原大裕, 川合誠, "準同期 CDMA における直交化巡回シフト M 系列," *信学総大*, A-5-5, p.144, 2003 年 3 月.
- [75] Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of Switching Speed Reduction Method Using Chaotic Spreading Sequence in Direct Optical Switching CDMA Radio-on-Fiber Network and Its Experimental Investigation.," *IEICE Trans., Electron.*, .
- [76] A. Kohlenberg, "Exact interpolation of band-limited functions.," *J. Appl. Phys.*, vol. 24, no. 12, pp.1432-1436, Dec. 1993.
- [77] A. J. Coulson, "A generalization of nonuniform bandpass sampling.," *IEEE Trans. Signal Processing.*, vol. 43, no. 3, pp.694-704, Mar. 1995.
- [78] Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Experimental Study of received signal performance in Direct Optical Switching CDMA ROF System.," *Proceeding of Microwave-Photonics 2002.*, pp.3-6, Awaji, Japan, Nov. 2002.
- [79] Takeshi Higashino, Takashi Nakanishi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "CIR improvement method in Direct Optical Switching CDM RoF network," *Proceeding of 4th Japan-Korea Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics 2003.*, Daejeon, Korea, pp.25-28 Jan. 2003.
- [80] T. Higashino, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "An experimental investigation of interference suppression in direct optical switching CDM radio-on-fiber system," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E86-C, no. 7, pp.1159-1166, Jul. 2003.

- [81] S. Aoki, K. Yamada, Y. Nose, I. Sasaki and K. Aoki, "A study on the applicability of chaotic quantized sequences with synchronized bits for SS code," Technical report of IEICE., vol. DSP98-64, SST98-22, CS98-60, pp. 37-52, Jul. 1998.
- [82] T. Kohda and A. Tsuneda "Pseudonoise sequences by chaotic nonlinear maps and their correlation properties," IEICE trans. commun., vol. E76-B, pp. 855-862, 1993.
- [83] Heidari-Bateni, and G. McGillem, C.D. "A chaotic direct-sequence spread-spectrum communication system," IEEE trans. on commun., vol.42, pp. 1524-1527, Issue: 234, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [84] 香田 徹, 柿本 篤志 "擬似乱数とカオス," 情報処理学会論文誌., vol.27, No. 3, pp. 289-296, Mar. 1986.
- [85] G. Mazzini, G. Setti, and R. Rovatti, "Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-CDMA-part I: system modeling and results.," *IEEE Trans. Circuit syst. I.*, vol. 44, no. 10, pp.937-947, Oct. 1997.
- [86] R. Ronatti, G. Seti, g. Mazzini, "Chaotic complex spreading sequences for asynchronous DS-CDMA-part II: some theoretical performance bounds," *IEEE Trans. Circuit syst. I.*, vol. 45, no. 4, pp.496-506, Apr. 1998.

本論文に関する原著論文

学会論文

1. Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, “ An Experimental Investigation of Interference Suppression in Direct Optical Switching CDM Radio-on-Fiber System,” IEICE Trans. Electron., pp.1159-1166, Jun. 2003.
2. Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, “ Proposal of Switching Speed Reduction Method Using Chaotic Spreading Sequence in Direct Optical Switching CDMA Radio-on-Fiber Network and Its Experimental Investigation,” IEICE Trans., Electron., (採録決定)

国際会議発表

1. Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, “ Experimental Study of received signal performance in Direct Optical Switching CDMA ROF System,” Proceeding of Microwave-Photonics 2002, pp.3-6, Awaji, Japan, Nov. 2002.
2. Takeshi Higashino, Takashi Nakanishi, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, “ CIR improvement method in Direct Optical Switching CDM RoF network,” Proceeding of 4th Japan-Korea Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics 2003, Daejeon, Korea, pp.25-28 Jan. 2003.
3. Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, “ A New Spreading Code Generation Method for DOS CDMA RoF System and Its Experimental Investigation,” Proceeding of Microwave-Photonics 2003, pp.291-294, Sep. 2003.

4. Takeshi Higashino, Hajime Yamasaki, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Proposal of Direct Optical Switching CDM Radio-on-Fiber Link with Chaotic Synchronization," Proceeding of 5th Japan-Korea Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics 2004, pp.111-114, Jan. 2004.
5. Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, " An Experimental Investigation of Radio Frequency Conversion Using Chaotic Bandpass Sampling in Fiber-Optic Radio Highway ," Proceeding of 6th Korea-Japan Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics 2005, pp.79-82, Jan. 2005.

国内研究会発表

1. 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.
2. 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.
3. 東野武史, 塚本勝俊, 小牧省三, "直接光スイッチング CDMA-RoF システムに適した拡散符号構成法," 電子情報通信学会技術研究報告, vol.102, No.231, pp.13-18, Jul.2003.

筆頭外発表論文

1. 中西隆, 東野武史, 塚本勝俊, 小牧省三, "直接光スイッチング CDM RoF システムの CIR 改善手法," 2003 年電子情報通信学会春季総合大会, vol.1, No.C14-5, p.336, Mar. 2003.
2. 中西隆, 東野武史, 塚本勝俊, 小牧省三, "バイポーラ符号を用いる光 CDMA-RoF ネットワークシステムの一提案," 電子情報通信学会技術報告, No.MWP03-7, pp.37-42, Oct.2003.

3. Katsutoshi Tsukamoto, Takeshi Higashino, Takashi Nakanishi, and Shozo Komaki "Direct Optical Switching Code-Division-Multiple-Access System for Fiber-Optic Radio Highway Networks," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 21, no. 12, pp.3209-3220, Dec. 2003.
4. Takashi Nakanishi, Takeshi Higashino, Katsutoshi Tsukamoto, and Shozo Komaki, "Ladder Configuration for Coding/Decoding Optical CDMA-RoF Network System Using Bipolar Spreading Code," Proceeding of 5th Japan-Korea Joint Workshop on Microwave and Millimeter-Wave Photonics 2004, pp.167-170, Jan. 2004.

付録A 直接光スイッチング符号分割多重方式の相互相関関数

符号長 L の $\{0,1\}$ の値を持った系列を $u = \{u_0, u_1, \dots, u_{L-1}\}$ または $v = \{v_0, v_1, \dots, v_{L-1}\}$ とする. $\{-1,+1\}$ の値を持った系列を $\chi(v)$ とすると, $\chi(v) = \{\chi(v_0), \chi(v_1), \dots, \chi(v_{L-1})\}$ と表され, $\chi(\alpha) = 2\alpha - 1$ となる. ただし, $\alpha = 0$ または 1 である. ここで, $\{0,1\}$ の値を持つ系列 u と $\{-1,+1\}$ の値を持つ系列 $\chi(v)$ との相関関数 $\theta_{u,\chi(v)}(l)$ を定義する. $\theta_{u,\chi(v)}(l)$ は,

$$\begin{aligned} \theta_{u,\chi(v)}(l) &= \sum_{i=0}^{L-1} u_i \cdot \chi(v_{i+l}) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} (u_i v_{i+l} - u_i \bar{v}_{i+l}) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} u_i v_{i+l} - \sum_{i=0}^{L-1} u_i \bar{v}_{i+l} \\ &= W_t(uT^l v) - W_t(uT^l \bar{v}) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

$$\theta_{\bar{u},\chi(v)}(l) = W_t(\bar{u}T^l v) - W_t(\bar{u}T^l \bar{v}) \quad (\text{A.2})$$

と与えられる [35]. ここで, \bar{v} は, $v (v \in \{0,1\})$ の論理反転である. さらに, $\theta_{u,\chi(v)}(l)$ は,

$$\begin{aligned} \theta_{u,\chi(v)}(l) &= \sum_{i=0}^{L-1} u_i \cdot \chi(v_{i+l}) \\ &= \sum_{\{u_i=1\}} (2v_{i+l} - 1) \\ &= \sum_{\{u_i=1\}} 2v_{i+l} - \sum_{\{u_i=1\}} 1 \\ &= 2 \sum_{\{u_i=1\}} v_{i+l} - W_t(u) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

と表せる. 式 (A.3) から,

$$\sum_{\{u_i=1\}} v_{i+l} = \frac{1}{2} (\theta_{u,\chi(v)}(l) + W_t(u)) \quad (\text{A.4})$$

$$\sum_{\{u_i=0\}} v_{i+l} = \frac{1}{2} (\theta_{\bar{u},\chi(v)}(l) + W_t(\bar{u})) \quad (\text{A.5})$$

が得られる。

ここで、 \mathbf{a} と \mathbf{b} を符号長 L の M 系列であり、 $\mathbf{b} = T^\tau \mathbf{a}$ and $\tau \neq 0$ と仮定する。 \mathbf{a} と \mathbf{b} の相互相関関数は、

$$\begin{aligned} \theta_{\mathbf{a},\chi(\mathbf{b})}(0) &= W_t(\mathbf{a} \cdot \mathbf{b}) - W_t(\mathbf{a} \cdot \bar{\mathbf{b}}) \\ &= W_t(\mathbf{a} T^\tau \mathbf{a}) - W_t(\mathbf{a} T^\tau \bar{\mathbf{a}}) \\ &= \theta_{\mathbf{a},\chi(\mathbf{a})}(\tau) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

となる。ゆえに、

$$\theta_{\mathbf{a},\chi(\mathbf{a})}(\tau) = \begin{cases} W_t(\mathbf{a}) & \tau = 0 \\ 0 & \tau \neq 0 \text{ and } W_t(\mathbf{a}) = \frac{L+1}{2} \\ -1 & \tau \neq 0 \text{ and } W_t(\mathbf{a}) = \frac{L-1}{2} \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

となる。