

↓

同期式符号分割多重通信方式における 多重度向上に関する研究

A Study on Increase of Multiplicity
in Synchronous Code Division Multiplex System

1992年3月

埼玉大学大学院理工学研究科（博士後期課程）

生産情報科学専攻（主指導教官 小林禧夫）

羽 渕 裕 真

あらまし

近年、移動体通信、衛星通信などにより通信が身近なものとなっている。そのため、通信の利用者の増加と共に情報量そのものが増大し、多重度向上への要求が強まっている。また、最近、電灯線通信や移動体通信などの分野で耐妨害性や秘匿性や秘話性などの多くの特長を持つスペクトル拡散通信方式が注目されている。そこで、本論文は、そのスペクトル拡散通信方式の特長の一つである符号分割多重に着目し、多重度を従来方式に比べ増大させる方式について検討を行うものである。

従来の符号分割多重の問題点は時分割多重 (TDM) に比べ多重度が低いことであった。これは、拡散符号間の相互相関により同時通信を行う各チャネル間にチャネル間干渉が存在するためである。この問題に対して、拡散符号間の相互相関値そのものを小さくする方式、受信側でチャネル間干渉を再生し除去する方式が提案されている。これらの方式では多重度を TDM と同程度の M [M : 拡散符号の系列長] にすることが可能である。更に、多重度を $2M$ にする方式として、文献 [46] に 2 つの疑似雑音系列群を用いる方式が提案されているが、チップ波形がレイズドコサイン形の場合、系列群間の位相差が $1/2[\text{chip}]$ の時のみしか示されておらず、他のチップ波形や最適な位相差については検討はなされていない。そこで、本論文では、拡散符号の同期をとる条件下で従来の多重度 (M 重化) に比べて 2 倍にする $2M$ 重方式を様々な拡散符号において最適化し、更に、それを発展させ、多重度を 3 倍にする $3M$ 重方式を提案するものである。

まず、第 1 章では、スペクトル拡散通信の歴史とその基本原理について述べ、本研究の位置付けを行う。

第 2 章では符号分割多重と多元接続の性能がチャネル間干渉により劣化することを示し、その問題に対する従来の解決策である拡散符号の直交性を利用する方式、受信側でチャネル間干渉を再生し除去するキャンセラを用いる方式の両方式について特徴を明確化する。

第 3 章では末広らにより提案された多重度 M を達成できる擬直交 M 系列対をマンチェスタ符号に拡張し、このマンチェスタ符号化した擬直交 M 系列対 (擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対) を用いて従来の多重度に比べ 2 倍 ($2M$ 重化)、3 倍 ($3M$ 重化) に増加する符号分割多重通信方式を提案する。本方式は $1[\text{chip}]$ ずつシフトした M 種類の擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を一つの系列群とし、その系列群の数を系列群間に位相差を付けて増加することにより多重度を向上する方式である。本方式の $2M$ 重方式は文献 [46] の方式を応用し、系列群間の位相

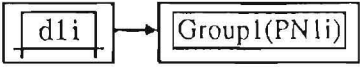
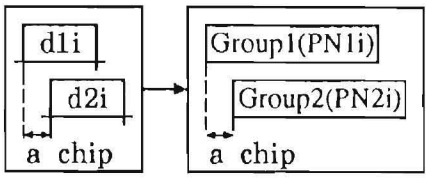
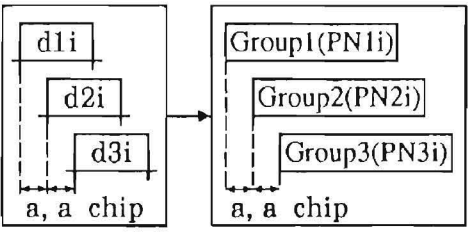
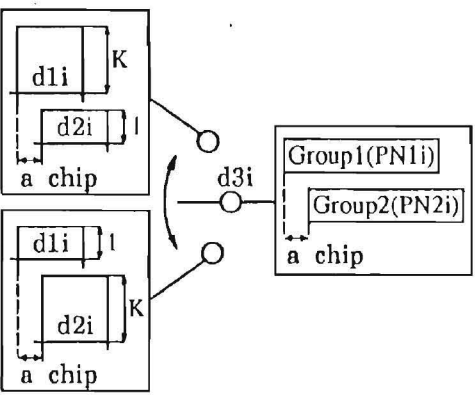
差について最適化を行ったものであり、3M重方式は2M重方式を発展させたものである。本方式は系列群間に位相差 a [chip] を付けることから a -chip シフト多重化法と呼んでいる。本方式は受信側にキャンセラを用いることによりビット誤り率 (BER) が 10^{-3} の点において 2.4[dB] 性能向上する。本方式は擬直交 M 系列対と同様に、有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M$ となり、M 系列を拡散符号とする 1 つのチャンネルのみを伝送した場合に対してビット誤り率が $10\log[(M+1)/2M]$ [dB] 劣化する。また、3M重方式では S/N 比無限大において本質的に符号誤りが存在する可能性を有している。

第4章では a -chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた符号分割多重通信方式を提案する。拡散符号として、M 系列の後に +1 のチップを付加した直交系列を用いている。本章では、系列群間の位相差 a の最適化と 3M重方式の大信号と小信号の振幅比 K の最適化を行い、その時のビット誤り率特性について検討を行っている。その結果、本方式は第3章で提案した方式とは異なり、有効な受信信号エネルギーの損失を生ずることがないため、第3章の方式に比べてビット誤り率を $10\log[(M+1)/2M]$ [dB] 改善できる。更に、3M重方式の S/N 比無限大における符号誤りを 0 にすることを達成している。また、本方式のキャンセラを用いる方式は単純な多値システムに比べて、 $BER=10^{-3}$ の点において 2M重方式では約 3.0[dB]、3M重方式では約 4.0[dB] 性能を向上することができ、有効である。

第5章では谷本らの変形 M 系列 (従来の変形 M 系列) の問題点を改善した改良型変形 M 系列を提案する。従来の変形 M 系列は、チップ波形を変化させる度に付加する直流分を変化させねばならず、また、チップ波形が矩形以外の場合において自己相関関数のサイドローブがチップの整数倍以外のシフト点で 0 にならないという欠点も有している。そのため、第3章、第4章で提案した a -chip シフト多重化法へ適用することが困難であった。それに対し、本系列 (改良型変形 M 系列) はチップ波形によらず付加する直流分は一定であり、自己相関関数のサイドローブは常に 0 になる。そのため、本系列を a -chip シフト多重化法へ適用することができる。また、本系列は一定の直流分を付加した矩形波の線形フィルタリングにより生成されるため、信号生成の点からも従来の変形 M 系列に比べて有利である。

第6章は結論であり、本研究の成果を総括する。

表 本方式と従来のM重方式，多値方式との比較

方式	拡散符号	キャンセラの有無	最適な系列群間の位相差 a [chip]	最適な振幅比 K	周波数利用効率 η bits/sec/Hz	多値方式との比較	従来のM重方式との比較
<p>M重方式</p> 	POMMS	-	-	-	0.5	×	○
	MOS	-	-	-	0.5	○	○
	RCMOS	-	-	-	0.25	○	○
	RCOS	-	-	-	0.5	○	○
	RCIMMS	-	-	-	0.5	○	◎
<p>2M重方式</p> 	POMMS	off on	2/3	-	1.0	×	-
	MOS	off on	2/3	-	1.0	○	-
	RCMOS	off on	5/7	-	0.5	◎	-
	RCOS	off on	2/5	-	1.0	○	-
	RCIMMS	off on	1/2	-	1.0	○	-
<p>3M重方式 (a-chipシフト多重化のみ)</p> 	POMMS	off on	2/3	-	1.5	×	-
	MOS	off on	2/3	-	1.5	×	-
<p>3M重方式 (a-chipシフト多重+振幅多重)</p> 	MOS	off on	2/3	1.70 2.60	1.5	○	-
	RCMOS	off on	5/7	2.15 2.45	1.5	◎	-
	RCOS	off on	2/5	1.75 2.55	1.5	△	-

POMMS : 擬直交マンチェスタ符号化M系列対
 MOS : マンチェスタ符号化直交系列
 RCMOS : レイズドコサイン形マンチェスタ符号化直交系列
 RCOS : レイズドコサイン形直交系列
 RCIMMS : レイズドコサイン形改良型変形M系列

本方式が，従来方式と多値方式のビット誤り率特性と比較して，

◎ : 全てのS/N比で優れている
 ○ : ほぼ同一である
 △ : S/N比によって優劣がかわる
 × : 劣っている

目次

第1章 序論	4
1.1 スペクトル拡散の歴史	4
1.2 スペクトル拡散システム	4
1.3 本研究の目的と位置付け	7
1.4 本論文の構成	8
第2章 符号分割多重 (CDM) と多元接続 (CDMA) に関する基礎理論	9
2.1 まえがき	9
2.2 直接拡散のための拡散系列としての疑似雑音符号	9
2.2.1 最長符号系列 (M 系列)	9
2.2.2 Gold 系列	11
2.3 符号分割多重と多元接続システム	12
2.3.1 符号分割多重 (CDM)	12
2.3.2 符号分割多元接続システム (CDMA)	12
2.3.3 周波数利用効率	13
2.4 符号分割多重と符号分割多元接続のチャネル間干渉除去方式	15
2.4.1 拡散符号によるチャネル間干渉除去方式	15
(a) 擬直交 M 系列対	15
(b) 直交系列	16
(c) 変形 M 系列	17
(d) その他の系列	19
2.4.2 キャンセラによるチャネル間干渉除去方式	19
2.5 本章のまとめ	21
第3章 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対による符号分割多重通信方式	22
3.1 まえがき	22
3.2 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対と a-chip シフト多重化法	23
3.2.1 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対	23
3.2.2 a-chip シフト多重化法	24
3.3 本多重システムの構成と性能評価	25
3.3.1 本多重システムの構成	25
3.3.2 系列群間の位相差 a の最適値の評価と本多重通信方式の性能評価	26

3.4	キャンセラを用いた場合の性能評価	38
3.4.1	キャンセラを用いた復調システムの構成	38
3.4.2	性能評価	39
3.5	本章のまとめ	42
第4章	a-chip シフト多重化法と振幅多重化法による符号分割多重通信方式	44
4.1	まえがき	44
4.2	a-chip シフト多重化法と振幅多重化法の組合せ方式	45
4.3	マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合の性能評価	47
4.3.1	マンチェスタ符号化直交系列	47
4.3.2	系列群間の位相差 a の最適値の検討	47
4.3.3	2M 重方式のビット誤り率特性	54
4.3.4	3M 重方式のビット誤り率特性	55
4.3.5	性能評価	58
4.4	レイズドコサイン形マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合の 性能評価	60
4.4.1	系列群間の位相差 a の最適値の検討	60
4.4.2	2M 重方式のビット誤り率特性	66
4.4.3	3M 重方式のビット誤り率特性	67
4.4.4	性能評価	70
4.5	レイズドコサイン形直交系列を用いた場合の性能評価	71
4.5.1	系列群間の位相差 a の最適値の検討	71
4.5.2	2M 重方式のビット誤り率特性	77
4.5.3	3M 重方式のビット誤り率特性	78
4.5.4	性能評価	81
4.6	本章のまとめ	82
第5章	チップ波形によらない変形 M 系列の自己相関関数のサイドローブ抑 圧法とその符号分割多重通信への応用	84
5.1	まえがき	84
5.2	チップ波形を考慮した場合の従来の変形 M 系列	85
5.3	改良型変形 M 系列	86
5.4	a-chip シフト多重化法に適用した場合の性能評価	88
5.4.1	系列群間の位相差 a の最適値の検討	88
5.4.2	理論解析及びコンピュータシミュレーションによる性能評価	95

5.5 本章のまとめ	96
----------------------	----

第 6 章 結論	98
----------	----

謝辞

参考文献

付録

- A. 周波数利用効率について
- B. 擬直交 M 系列対, 直交系列, 変形 M 系列を用いた M 重方式のビット誤り率について
- C. 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた多重方式のビット誤り率について
- D. 干渉度が 1 未満となる位相差が存在する理由について
- E. チップ波形を変化させた場合の従来の変形 M 系列の直流分と改良型変形 M 系列の直流分について

第1章 序論

1.1 スペクトル拡散の歴史

スペクトル拡散方式^{(1)~(26)}の研究は1940年代から行われてきた。その当時から、スペクトル拡散方式は秘話性や秘匿性に優れた通信方式として、通信の秘密保持や電波妨害の除去を必要とする軍用通信において研究されてきた。しかしながら、使用する送受信機器が高価かつ複雑であったことから、民生用への適用は困難であった。

近年、集積回路技術(LSI)や表面弾性波素子(SAW)などのデバイス技術⁽⁷⁾の発達により、送受信機の小型化、高信頼化、低価格化が可能となり、民需目的の研究も盛んに行われるようになった。1976年には米国Purdue大学のCooperらのスペクトル拡散移動無線の接続局数の解析がきっかけとなり、移動通信への適用が検討され、多元接続(CDMAまたはSSMA)の研究も行われるようになった。1978年には京都で開催された第14回CCIR(国際無線通信諮問委員会)総会においてスペクトル拡散方式が研究課題として取り上げられ、それを契機にスペクトル拡散方式が内外で多くの研究が進められるようになった。それ以後、郵政省電波研究所(現在、通信総合研究所)をはじめとする多くの研究機関が、移動通信や衛星通信などへの適用を目的としてスペクトル拡散方式の研究を進めている。その他の応用として、電灯線データ伝送システム^{(45)(54)~(58)}、衛星通信による大規模測位システム、LAN⁽⁸⁰⁾、SAWデバイスを用いた微弱無線通信システムへの応用⁽⁷⁾、周波数利用効率の改善^{(31)~(51)(59)~(65)(77)~(81)(83)~(94)}、同期システム⁽⁵²⁾⁽⁵³⁾⁽⁸²⁾⁽⁹⁶⁾、拡散符号^{(59)~(76)}などに関する基礎的研究など幅広い研究⁽⁹⁵⁾⁽⁹⁷⁾が行われている。さらに最近では、米国Qualcomm社が移動体衛星通信システムを総合的に捉えた場合、CDMAが周波数分割多元接続方式(FDMA)よりも通信容量を増大できることが可能であることを発表⁽³⁵⁾し、将来有望な技術であるとして注目されている。

1.2 スペクトル拡散システム

スペクトル拡散^{(1)~(26)}とは、情報信号に依存しない符号(系列)によって情報伝送に最低限必要な帯域幅以上の帯域幅に拡大し、その広い帯域幅を占有する信号で伝送する方式である。それを実現する方式としては以下のものが挙げられる。

1. 直接拡散方式(DS方式)

情報のデータ速度よりも極めて速い疑似雑音符号系列(PN系列)そのものを

拡散符号として直接乗算する方式である。

2. 周波数ホッピング方式 (FH 方式)

周波数軸上に並んだ多数の搬送波周波数からタイムスロット毎に拡散符号に応じて単一又は複数の周波数を選択, 切り換える方式である。

3. 時間ホッピング方式 (TH 方式)

拡散符号系列により情報信号を細かく断続的に送信するパルス変調である。

4. パルス化 FM 方式 (チャープ方式)

ある期間にわたって周波数が直線的に変化するチャープ信号を用いる方式である。

5. ハイブリッド方式

上記の方式を組み合わせた方式である。

本節ではスペクトル拡散の原理について最も広く用いられ, そして本論文の対象とする直接拡散方式を例にとって説明する。

図 1.1 に基底帯域における直接拡散方式を示す。入力信号を $d(t)$ とし, その所要帯域幅を R_b とする。スペクトルを拡散する拡散符号を $PN(t)$ と表し, その帯域幅を W_s とする。この時, 送信信号 $s(t)$ は (1.1) 式のように $d(t)$ と $PN(t)$ の乗算により得られ, その帯域幅は拡散符号の帯域幅 W_s となる。

$$s(t) = d(t) \cdot PN(t) \quad (1.1)$$

この場合, 拡散の程度を表す尺度として, 次の拡散比 (処理利得 Processing Gain : G_p) が用いられる。

$$G_p = \frac{W_s}{R_b} \quad (1.2)$$

受信信号 $r(t)$ は, 送信側の拡散符号に適合する拡散符号 $PN'(t)$ により相関検波される。受信信号 $r(t)$ は

$$r(t) = d(t) \cdot PN(t) + n(t) \quad (1.3)$$

但し, $n(t)$ は伝送路雑音である。その時の相関検波出力 $V(T)$ は

$$\begin{aligned}
 V(T) &= \int_0^T r(t) \cdot PN'(t) dt \\
 &= \int_0^T d(t) \cdot PN(t) \cdot PN'(t) dt + \int_0^T n(t) \cdot PN'(t) dt \\
 &= A \cdot T + \int_0^T n(t) \cdot PN'(t) dt
 \end{aligned} \tag{1.4}$$

となり、情報データが得られる。但し、 A は情報データ $d(t)$ の振幅、 $PN(t)$ と $PN'(t)$ は同一であり、 T は拡散符号の一周期である。(1.4) 式の第 2 項は、 $PN'(t)$ と $n(t)$ の相関が低いため、積分操作で除去される。

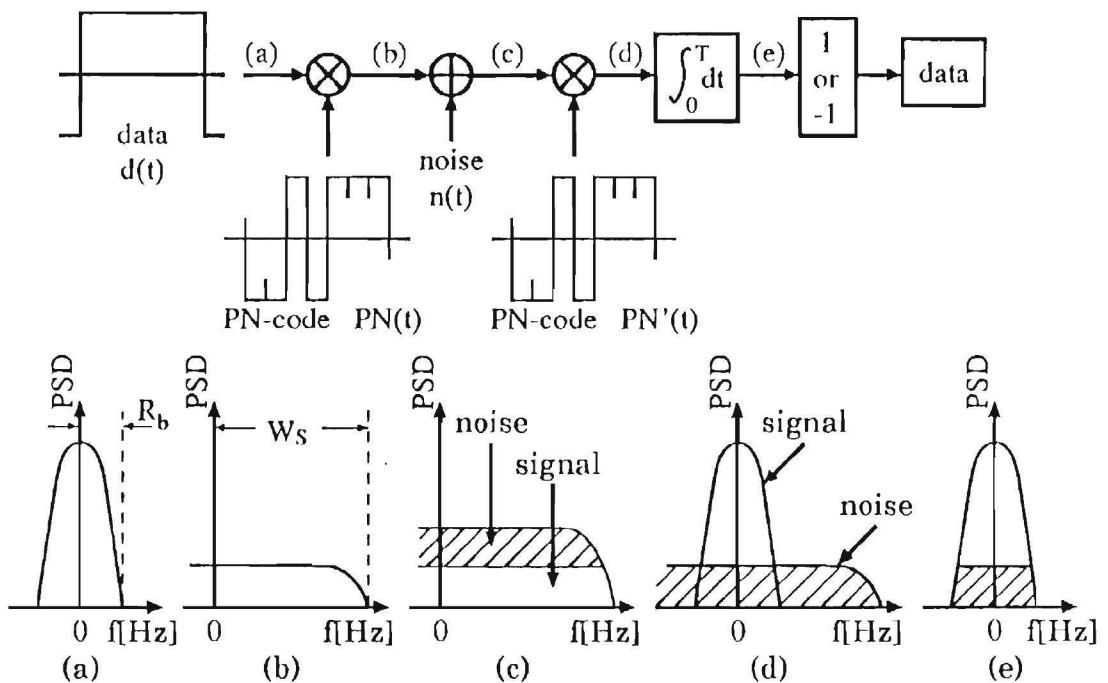


図 1.1 スペクトル拡散方式の原理

このスペクトル拡散方式の特長としては、

1. 耐妨害性と耐干渉性

拡散帯域の一部で信号のパワースペクトル密度 (PSD) より大きな PSD をもつ妨害を受けても逆拡散で排除できる。また、マルチパスフェージングの存在する伝送路などに対する耐久性が高い。以上より、狭帯域通信システムと共存が可能である。

2. 秘匿性と秘話性

PSD が低い場合通信そのものを感知されにくい。送信拡散符号を知らなければ逆拡散して情報を取り出すことができにくい。

3. 符号分割多重による多元接続 (CDMA) が可能

相互相関の低い適当な拡散符号を選ぶならば，異なる拡散符号を使う利用者間の混信は低く，符号分割多元接続が可能となる。

4. 高分解能な測位

拡散符号の自己相関特性を利用したものである。この時の測定精度は拡散符号のクロック速度で決まり，距離が一意に決定する範囲は拡散符号の長さによって決まる。

が挙げられ，適用分野も衛星通信，移動通信などの通信分野，測距分野など多岐にわたっている。拡散符号によってチャンネル識別を行う符号分割多重では，拡散符号間に相互相関値が存在するためにチャンネル間干渉が存在する。そのため，符号分割多重において，チャンネル数が少ない場合にはこのチャンネル間干渉が無視でき誤り率特性の劣化も無いが，チャンネル数が多い場合にはこのチャンネル間干渉が無視できないものとなり多重度を制限してしまう問題を有している。

1.3 本研究の目的と位置付け

本研究はスペクトル拡散通信の特長の1つである符号分割多重 (CDM) に着目したものであり，特に，直接拡散方式によるものである。

符号分割多重は拡散符号の直交性(あるいは擬直交性)を利用したものである。しかしながら，この符号分割多重では，拡散符号間に相互相関が存在するために同時通信を行う各チャンネル間にチャンネル間干渉が存在し，チャンネル数が多い場合にはこのチャンネル間干渉は無視できなくなる。従って，如何にしてこのチャンネル間干渉を低減するかが問題であり，低減することができれば周波数利用効率を改善することができる。

チャンネル間干渉を小さくする方式としては2つの方式が考えられる。まず第1の方式は拡散符号の相互相関を小さくする方式である。第2の方式は発生したチャンネル間干渉を受信部で除去する方式である。第1の方式については，相互相関の小さい系列の研究であり，M系列を基とする擬直交M系列対⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾，直交系列⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾，変形M系列⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾や実数直交周期系列，多相周期系列などが提案されている⁽⁶¹⁾⁽⁶⁶⁾⁽⁶⁸⁾。第2の方式については，全チャンネルに割り当てられた拡散符号間の相互相関をあらかじめ知っておき，それを利用して受信部でチャンネル間干渉を再生し除去する方式が提案されている^{(77)~(81)}。

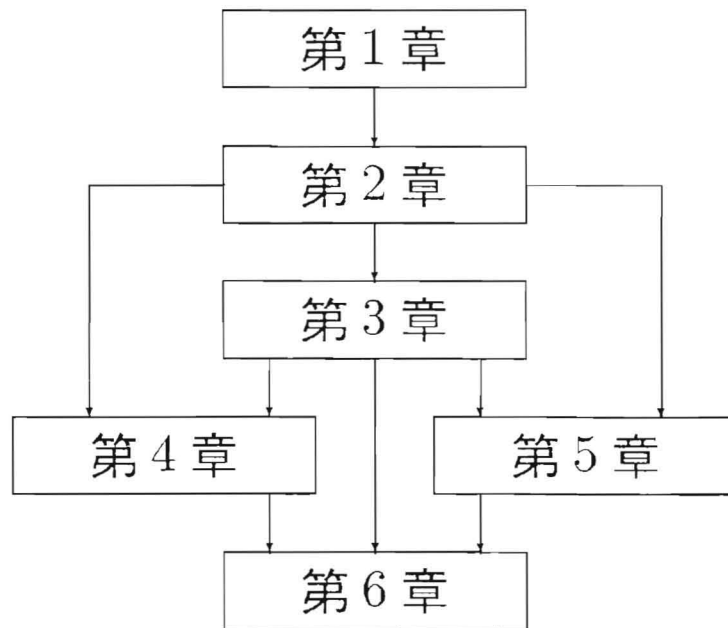
また，多重度を向上させる方式として，2つの疑似雑音系列群を用いて多重度を2倍にする2M重方式が提案されている^{(45)~(47)}。しかしながら，チップ波形が

レイズドコサイン形の時，系列群間の位相差が $1/2[\text{chip}]$ の場合しか検討されておらず，その他の波形や系列群間の位相差の最適値については検討が行なわれていない。

本論文では，文献 [46] の $2M$ 重方式の最適化を行い，更にそれを発展させ，拡散符号間の同期を取る条件下で相互相関の小さい系列である擬直交 M 系列対⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾，直交系列⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾，変形 M 系列⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾ を用いて，従来の多重度 M に比べ 2 倍，3 倍 ($2M$ 重化， $3M$ 重化) に向上できる方式を提案するものである^{(83)~(94)}。また，これら全てにおいて，受信側にキャンセラを用いることにより性能向上を図っている。本方式は従来の同期式符号分割多重通信方式と同様にスペクトル拡散通信方式の非同期性という特長は失われるが，従来方式に比べ多重度を向上できる。

1.4 本論文の構成

本論文は 6 章から構成されており，その構成は以下の通りである。本論文は第 2 章で従来の符号分割多重通信方式の問題点を明かにし，その問題に対する従来のアプローチについて総括する。第 3 章では，擬直交マンチェスタ符号化 M 系列による符号分割多重通信方式であり，新たな多重化法として **a**-chip シフト多重化法を提案する。第 4 章では，**a**-chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた多重通信方式を提案する。第 5 章では，**a**-chip シフト多重化法への適用が可能となる変形 M 系列の欠点を改善した改良型変形 M 系列を提案する。第 6 章はまとめであり，研究成果を総括する。



第2章 符号分割多重 (CDM) と多元接続 (CDMA) に関する基礎理論

2.1 まえがき

本章では、符号分割多重と多元接続の問題点としてチャネル間干渉を取り上げ、その問題の従来の方策である拡散符号の直交性を利用した方式、受信側でチャネル間干渉を再生し除去を行うキャンセラを用いる方式について特徴を明確化する。先ず、第2節では本研究の基礎となる直接拡散方式の拡散符号として最も広く用いられる M 系列と Gold 系列について述べる。第3節では、符号分割多重と符号分割多元接続システムの問題点について言及する。第4節では、符号分割多重の問題点であるチャネル間干渉の除去方式として、拡散符号によるものとキャンセラによるものについて述べる。

2.2 直接拡散のための拡散系列としての疑似雑音符号

スペクトル拡散通信のための拡散符号が満たすべき条件として、

1. ランダム性を有すること。ここでのランダム性は無限周期の完全なランダム性をさすのではなく、ある周期をもつ疑似ランダム性をさしている。
2. 直交性を有すること。つまり、拡散符号間の相互相関の絶対値がいかなる位相差においても十分小さいこと。
3. 拡散符号の種類が多くとれること。
4. 発生が容易であること。

などが挙げられる。

これらの条件を満たす拡散符号としては、直接拡散方式では M 系列およびその線形合成による Gold 系列を代表とする線形帰還シフトレジスタ系列が挙げられる。本節では、直接拡散のための拡散符号として代表的な M 系列と Gold 系列について述べる⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾⁽⁶⁹⁾。

2.2.1 最長符号系列 (M 系列)⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾

最長符号系列 (M 系列)⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾ とはある段数のシフトレジスタまたは遅延素子によって生成される符号系列のうち最長のものをいう。ここでは2値シフトレジスタ符号系列発生器を対象を限定する。シフトレジスタの段数を N とすると、最長

$M = 2^N - 1$ [chip]の系列が得られる。シフトレジスタ符号系列発生器はN段のシフトレジスタとその複数個の段の状態の論理的結合をフィードバックする論理回路とで構成される。例として、図2.1に5段M系列発生器を示す。5段のシフトレジスタからはフィードバックするタップの位置を変えることによって3種類の系列長31[chip]のM系列が発生できる。M系列の性質を要約すると次の通りである。

1. 系列の平衡性が良い。系列の一周期での「1」の出現回数と「0」の出現回数の差が1しかない。系列長 $M(=2^N - 1)$ のM系列では「1」の数が $(M+1)/2$ 個、「0」の数が $(M-1)/2$ 個である。このことは、M系列自体及びそのM系列によって変調された信号の直流成分が十分小さいことを意味している。
2. 系列長 $M(=2^N - 1)$ のM系列一周期に含まれる長さ p の「1」、「0」の連なりの個数は $2^{N-(p+2)}$ である。但し、 $p \leq N-2$ の場合であり、長さ N の「1」の連なりが1個と長さ $N-1$ の「0」の連なりが1個存在する。この連なりの相対的位置は系列ごとに異なるが、各長さの連なりの出現回数は同じ系列長のM系列では一定である。
3. 「1」と「0」を「+1」と「-1」に割り当てた系列の自己相関特性は図2.2のようになり、サイドローブが $-1/M$ の値をとる。但し、 T_c は1[chip]のパルス幅、 T はM系列の一周期に相当する時間 $(=MT_c)$ である。
4. M系列のパワースペクトルの特徴は、(1)線スペクトルで構成され、その周波数間隔は $1/T$ 、(2)スペクトルの包絡線はM系列のパルス幅 T_c の関数 $[\sin(\pi f T_c)/(\pi f T_c)]^2$ で決定、(3)DC電力 ($f = 0$) は $1/M^2$ である。パワースペクトルを求めると次式を得る。

$$S_M(\tau) = \frac{1}{M^2} \delta(f) + \left[\frac{\sin(\pi f T_c)}{\pi f T_c} \right]^2 \frac{M+1}{M^2} \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} \delta\left(f - \frac{i}{T}\right) \quad (2.1)$$

5. M系列の位相をシフトしたものと元の系列との2を法とする和は、元の系列を別の大きさだけ位相シフトしたものとなる。

このM系列を符号分割多重の拡散符号として用いた場合には次のような問題がある。シフトレジスタの他のタップの位置から生成したM系列を用いる場合には、チャンネル間干渉は大きくなり、更に、同一周期の系列数が少ないためチャネ

ル数も限られてしまう。また、図 2.2 から分かる様に、M 系列を 1[chip] ずつシフトした M 個の系列を新たな拡散符号として用いる符号分割多重を行った場合においても、各チャネルから $1/M$ の干渉を受け、最大の干渉は $(M-1)/M$ となり、各チャネルの誤り率が極端に増加してしまう (雑音余裕度がほとんど無くなる)。しかしながら、M 系列の自己相関特性が、図 2.2 から分かるようにそのサイドローブが一定値 $(-1/M)$ をとるため、M 系列を基にする相互相関特性の優れた系列の検討がなされている (59)~(66)。

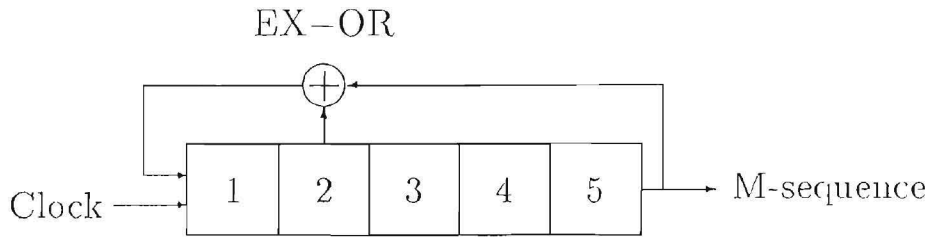


図 2.1 5 段 M 系列発生器

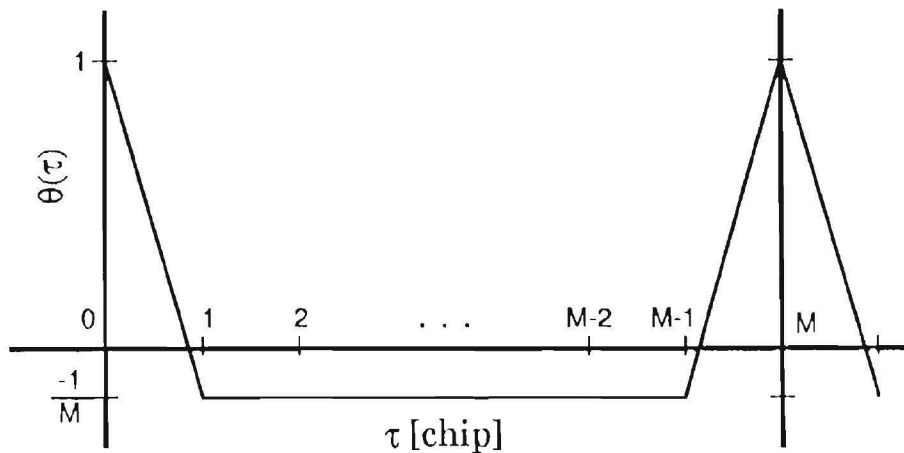


図 2.2 M 系列の自己相関特性

2.2.2 Gold 系列 (24)(25)(69)

Gold 系列 (24)(25)(69) は、図 2.3 に示すように、一対の M 系列の 2 を法とする和により得られる。符号系列の加算はビット毎にクロック信号と同期して行われる。基になる符号系列の長さは同じである。従って、2 つの符号発生器の位相関係は不変であり、生成される符号の長さは基になる符号と同じ長さである。Gold 系列の性質を要約すると次の通りである。

1. 長さ N のシフトレジスタの初期オフセットを変えることによって、M 系列 2 個を含む $2^N + 1$ 個の符号が得られる。

2. プリファードペアの M 系列を使って生成された Gold 系列の 1[chip] おきの相互相関値は 3 値をとり，その発生頻度は既知である．しかしながら，自己相関については，M 系列のようにそのサイドローブが一定値にはならない．

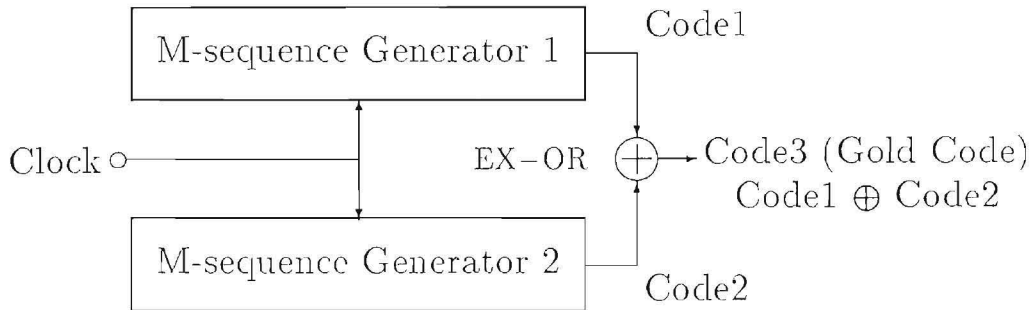


図 2.3 Gold 符号系列発生器の構成

2.3 符号分割多重と多元接続システム

2.3.1 符号分割多重 (CDM)

符号分割多重 (CDM) はスペクトル拡散通信方式の特長の一つである．CDM は帯域を周波数分割する周波数分割多重 (FDM)，同一周波数帯を時分割する時分割多重 (TDM) に対し，第 3 の軸として拡散符号の直交性を利用した方式であり，共通の周波数領域と共通の時間領域を使うことのできる方式である．

2.3.2 符号分割多元接続システム (CDMA)^{(28)~(44)(50)~(53)}

図 2.3 に符号分割多元接続システム (CDMA) の例を示す．

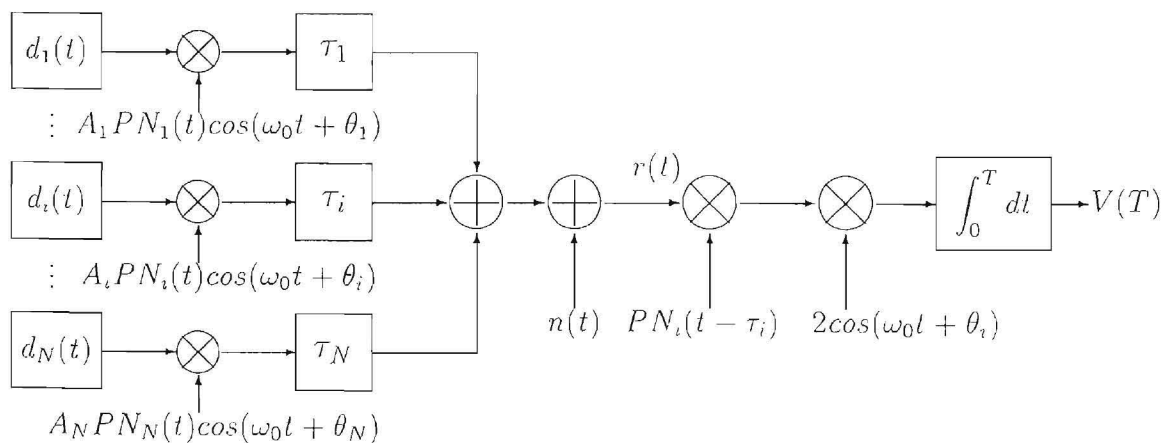


図 2.4 DS-SSM システム構成

このように、各チャンネルは1データに拡散符号一周期を割り当て、信号のスペクトルを拡散して送信し、受信側では自己の拡散符号と相関受信することにより、情報を復調するものである。このシステムで問題となるのは、受信側において自己の拡散符号との相関受信を行った時に他チャンネルとの相関成分がチャンネル間干渉成分として現れることである。このチャンネル間干渉量は拡散符号の相互相関値に基づいている。

図2.4において、受信信号 $r(t)$ は(2.2)式となる。

$$r(t) = \sum_{j=1}^N A_j d_j(t - \tau_j) PN_j(t - \tau_j) \cos(\omega_0 t + \theta_j) + n(t) \quad (2.2)$$

但し、 A_j は振幅、 $d_j(t)$ は j 番目のチャンネルのデータ $\{\pm 1\}$ 、 $PN_j(t)$ は j 番目のチャンネルに割り当てられている拡散符号 ($= \sum a_k^{(j)} P_{T_c}(t - kT_c)$)、 $a_k^{(j)}$ は拡散符号列 $\{\pm 1\}$ 、 $P_T(t) = \Pi(\{t - T/2\}/T)$ 、 T は情報データ周期 ($= MT_c$)、 M は拡散符号の系列長、 T_c はチップ幅、 N はチャンネル数、 θ_j はキャリア位相 $[0, 2\pi]$ 、 τ_j は遅延時間 $[0, T]$ 、 $n(t)$ は雑音である。

i チャンネルに着目すると、図2.4における積分放電フィルタの出力 $V(T)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} V(T) &= \frac{2}{T} \int_0^T r(t) PN_i(t) \cos(\omega_0 t) dt \\ &= A_i + \frac{1}{T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N A_j \int_0^T d_j(t - \tau_j) PN_j(t - \tau_j) PN_i(t) \cos \theta_j dt \\ &\quad + \frac{2}{T} \int_0^T n(t) PN_i(t) \cos(\omega_0 t) dt. \end{aligned} \quad (2.3)$$

(2.3)式において、第1項は希望信号項、第2項はチャンネル間干渉項、第3項は雑音項である。この第2項のチャンネル間干渉が周波数利用効率を劣化させる原因である。次に、この周波数利用効率について検討する^{(27)~(30)(44)}。

2.3.3 周波数利用効率^{(27)~(30)(44)}

図2.5に i チャンネルの受信機に j チャンネルの信号が入力してきた場合の状態を示している。

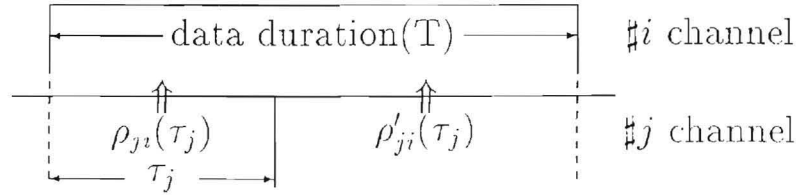


図 2.5 チャンネル間の関係と部分相関値

なお、各チャンネルからの信号は線形加算されているため、その干渉量は独立であるとして考えることができる。

図 2.5 から j チャンネルからのチャンネル間干渉は部分相関 ($\rho_{ji}(\tau), \rho'_{ji}(\tau)$) の和として与えられる。よって、(2.3) 式は (2.4) 式のように書き換えられる。

$$V(T) = A_i + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N A_j [\pm \rho_{ji}(\tau_j) \pm \rho'_{ji}(\tau_j)] \cos(\theta_j) + \text{Noise}(T). \quad (2.4)$$

但し、

$$\begin{aligned} \rho_{ji}(\tau_j) &= \frac{1}{T} \int_0^{\tau_j} P N_j(t - \tau_j) P N_i(t) dt \\ \rho'_{ji}(\tau_j) &= \frac{1}{T} \int_{\tau_j}^T P N_j(t - \tau_j) P N_i(t) dt \\ \text{Noise}(T) &= \frac{2}{T} \int_0^T n(t) P N_i(t) \cos(\omega_0 t) dt \end{aligned}$$

(2.4) 式において、全てのチャンネルのパワーを同一とし、 $n(t)$ を両側パワースペクトル密度 $N_0/2$ の加法性白色ガウス雑音とすると、信号電圧対雑音電圧比 SNR_v は以下のようなになる。

$$SNR_v = \left[\frac{N-1}{3M} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.5)$$

但し、 E_b はデータ 1bit 当りのエネルギーを表し、 N_0 は雑音パワースペクトル密度を表している。これより、チャンネル数 N を与えるとそれに対応する S/N 比が与えられる。

この時の周波数利用効率 η は次式で与えられる (付録 A 参照)。

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{N \cdot R_b}{W_s} \\ &= \frac{3}{2} \left[\frac{N'_0}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right] \end{aligned} \quad (2.6)$$

但し、 R_b は 1 チャンネル当りの情報速度、 W_s は占有帯域であり、 E_b/N_0' は相関出力である。 W_s/R_b は拡散比 M になる。例として、図 2.4 のシステムにおいて、ビット誤り率 (Bit Error rate : BER と略記) を 10^{-3} とする時の η と E_b/N_0 比の関係を図 2.6 に示す。

このように、チャンネル間干渉が生じるため、周波数利用効率が悪くなる。そのため、このチャンネル間干渉を低減する方式として、相互相間の小さい系列を用いた方式、チャンネル間干渉除去方式が検討されている。チャンネル間の同期をとる同期式であれば位相差が既知であるために基本的にチャンネル間干渉の排除が可能である。次節では、同期式においてチャンネル間干渉を 0 にできる拡散符号について述べる。また、受信側においてチャンネル間干渉を再生し除去を行うキャンセラについても述べる。

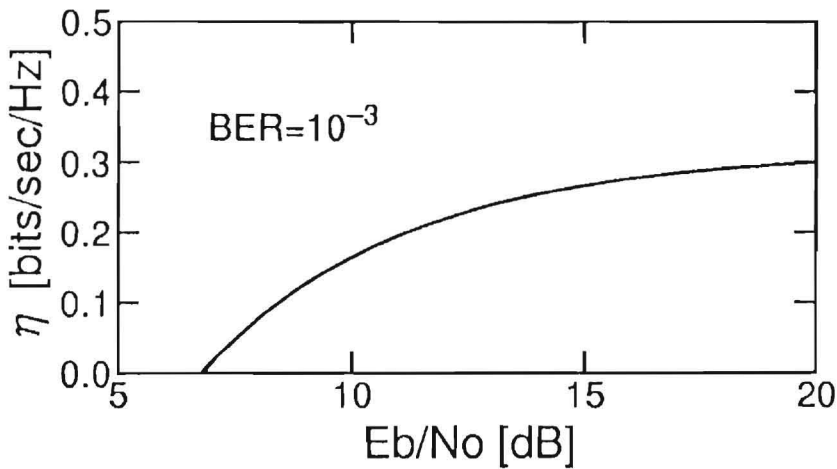


図 2.6 周波数利用効率

2.4 符号分割多重と符号分割多元接続のチャンネル間干渉除去方式

2.4.1 拡散符号によるチャンネル間干渉除去方式

(a) 擬直交 M 系列対 ⁽⁵⁹⁾⁽⁶⁰⁾

M 系列が $(M-1)/2$ 個の -1 と $(M+1)/2$ 個の $+1$ で構成されている時、 -1 のチップを 0 に置き換えた系列を考える。

例として、7chipM 系列について考えてみると、その系列対は次の様になる。

$$\left. \begin{aligned} \{M_i\} &= \{-1, -1, +1, -1, +1, +1, +1\} \\ \{M'_i\} &= \{0, 0, +1, 0, +1, +1, +1\} \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

この M_i と M'_i の系列の相互相関特性を図 2.7 に示す。図 2.7 より、 T_c ずつシフトした点の相関値は 0 である。送信信号を $+1$ と -1 からなる M 系列 (M_i) と

し、0と+1からなる系列(M_i')からなる検波フィルタで受信するならば、チャンネル間干渉は0となり、 $T_c(1[\text{chip}])$ ずつ巡回シフトした $M(=7)$ 個の系列対を拡散符号として各チャンネルに割り当てる M 多重通信が可能となる。これより、 M_i と M_i' の系列対は擬直交 M 系列対と呼ばれている⁽⁵⁹⁾。しかしながら、この相関値のピーク値が通常の M 系列のピークの $(M+1)/2M(=4/7)$ となる。このことは、受信側において、1bit当りの有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M(=4/7)$ となり、その時のビット誤り率は

$$BER = Q \left(\sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.8)$$

となる。但し、 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$ 、 M は系列長、 E_b は1bit当りの送信信号エネルギー、 N_0 は雑音パワースペクトル密度を表している(付録B参照)。従って、 M 系列を拡散符号とする一つのチャンネルのみを伝送した場合に対してビット誤り率特性が $10\log[(M+1)/2M][\text{dB}]$ の劣化を生ずる。

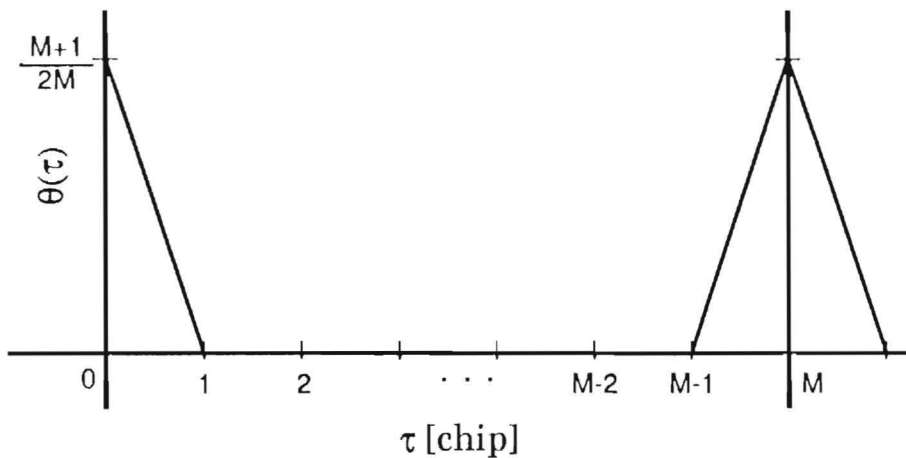


図 2.7 相互相関特性

(b) 直交系列⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾

この系列は M 系列を $1[\text{chip}]$ ずつシフトした M 種類の M 系列の後に+1のchipを付加することによって生成される⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾。長さ M の M 系列を $1[\text{chip}]$ ずつシフ

トした M 系列を次式に示す.

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M\} \\ M_2 &= \{x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M, x_1\} \\ &\vdots \\ M_M &= \{x_M, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}\} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

(2.9) 式各系列の後ろに +1 を付加した直交系列は

$$\left. \begin{aligned} OS_1 &= \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M, \boxed{1}\} \\ OS_2 &= \{x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, x_M, x_1, \boxed{1}\} \\ &\vdots \\ OS_M &= \{x_M, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{M-1}, \boxed{1}\} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

additional chip

となる. 従って, 直交系列は次の特性がある.

$$\frac{1}{T} \int_0^T OS_i(t) OS_j(t) dt = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.11)$$

但し, T は系列の一周期長である.

各々の系列の自己相関特性ではそのサイドローブにおいて 0 でない相関値が存在する. しかしながら, 位相差 0 において相互相関値を 0 に抑えることができ, M 多重通信が可能である. この時のビット誤り率は,

$$BER = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (2.12)$$

となり (付録 B 参照), M 系列を拡散符号とする一つのチャンネルのみを伝送した場合に対して擬直交 M 系列対のようなビット誤り率の劣化はない. しかしながら, 系列長は M+1[chip] であるのに対してチャンネル数は M までしかとれない.

(c) 変形 M 系列⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾

変形 M 系列とは M 系列に直流分を付加することにより自己相関関数のサイドローブを 0 にするものである⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾. 図 2.8 に自己相関特性を示す. M 系列の自己相関関数のサイドローブの大きさは $-1/M$ であるが, 自己相関関数のサイドローブレベルを図 2.8 のように全体に $1/M$ だけ増加して破線のようにすれば, 自己相関関数のサイドローブレベルを 0 に抑えることができる.

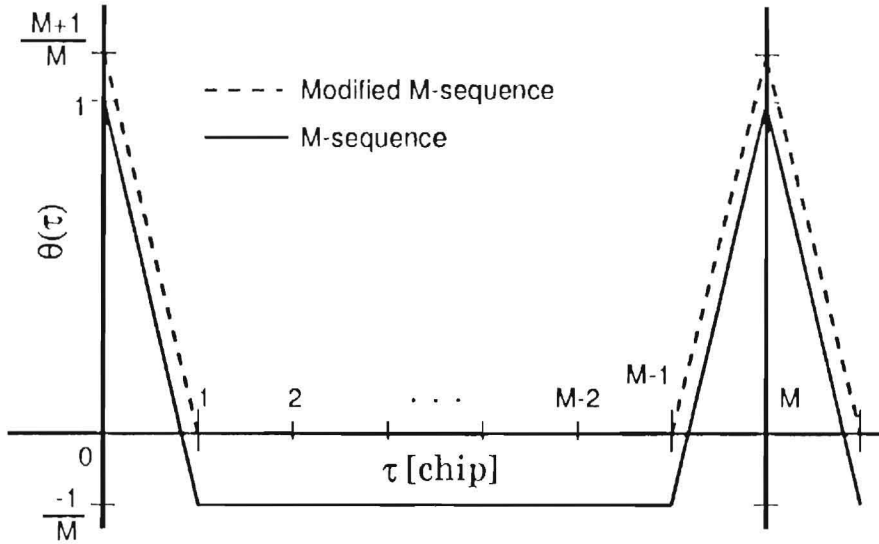


図 2.8 自己相関特性

一般に M 系列 $f_M(t)$ に直流分を付加した 2 つの系列

$$f_1(t) = f_M(t) + D_1 \quad (2.13)$$

$$f_2(t) = f_M(t) + D_2 \quad (2.14)$$

を考え、 $f_1(t)$ を送信側の拡散符号、 $f_2(t)$ を受信側の拡散符号とする。この時、 $f_1(t)$ と $f_2(t)$ の相互相関関数 $\theta_{12}(\tau)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} \theta_{12}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T f_1(t) f_2(t + \tau) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [f_M(t) + D_1][f_M(t + \tau) + D_2] dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T f_M(t) \cdot f_M(t + \tau) dt \\ &\quad + \frac{D_1}{T} \int_0^T \{f_M(t)\} dt + \frac{D_2}{T} \int_0^T \{f_M(t + \tau)\} dt + \frac{D_1 D_2}{T} \int_0^T dt \\ &= -\frac{1}{M} + \frac{D_1 + D_2}{M} + D_1 D_2 \end{aligned} \quad (2.15)$$

但し、

$$\frac{1}{T} \int_0^T f_M(t) dt = \frac{1}{M} \quad (2.16)$$

とした。よって、 $(D_1 + D_2)/M + D_1 D_2 = 1/M$ となるように D_1 、 D_2 を設定すれば $\theta_{12}(\tau)$ のサイドローブレベルは 0 になる。ここで送信受信側の拡散符号が同

一であるとすれば ($D_1 = D_2$), $2D_1/M + D_1^2 = 1/M$ となり, これを D_1 について解けば次式のようになる.

$$D_1 = \frac{-1 \pm \sqrt{M+1}}{M} \quad (2.17)$$

この D_1 を M 系列に付加することによって変形 M 系列が生成できる. そのため, 1 データを拡散符号 1 系列で拡散する時, 信号の振幅値が 4 値をとる. しかしながら, ビット誤り率は次式となり (付録 B 参照), 直交系列の場合と同じになる.

$$BER = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (2.18)$$

(d) その他の系列⁽⁶⁰⁾⁽⁶¹⁾⁽⁶⁶⁾

M 系列を基にする直交系列は上記の 3 種類の他には, 次のようなものがある. 例えば, 次式のように系列長 $2M$ の一対の 2 値系列 $\{A_i\}, \{B_i\}$ で構成する系列対が汐崎らにより提案されている⁽⁶⁰⁾. この系列対の相互相関関数のサイドローブは 0 になるが, 擬直交 M 系列対と同じく相互相関のピークが $(M+1)/2M$ になるために誤り率の劣化を生じる.

$$\left. \begin{aligned} \{A_i\} &= \{a_0, a_0, a_1, a_1, \dots, a_{n-1}, a_{n-1}\} \\ \{B_i\} &= \{a_0, 1, a_1, 1, \dots, a_{n-1}, 1\} \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

A_i は M 系列を表し, B_i は M 系列に $+1$ の要素を挿入した系列である. また, A_i, B_i の各要素はクロックパルス幅 $T_c/2$ 毎に各要素は $+1$ または -1 の値をとる.

また, 桐本らにより 2 元 M 系列の成分を複素数に写像することにより直交系列を得る方式も提案されている⁽⁶⁶⁾.

2.4.2 キャンセラによるチャネル間干渉除去方式^{(77)~(81)}

本節で論じる方式はチャネル間干渉が熱雑音とは異なり, 希望信号と同様のスペクトル拡散信号であり, 受信側で再生可能な信号であることに着目したものである. つまり, 同時通信を行う全チャネルの拡散符号が既知であるとすれば, 同期捕捉の際に遅延時間 τ_i を知ることができれば (2.4) 式の部分相互相関関数を求めることができチャネル間干渉をキャンセルすることができる.

河野ら, 梶原らにより, このチャネル間干渉を代数的にキャンセルする方式が提案されている⁽⁷⁸⁾⁽⁸¹⁾.

いま、信号配置が図 2.9 で表されている時、データ周期 T 間の相関信号 \mathbf{X} は次式で表される。但し、各チャネルのパワーは同一とし、無雑音状態で考える。

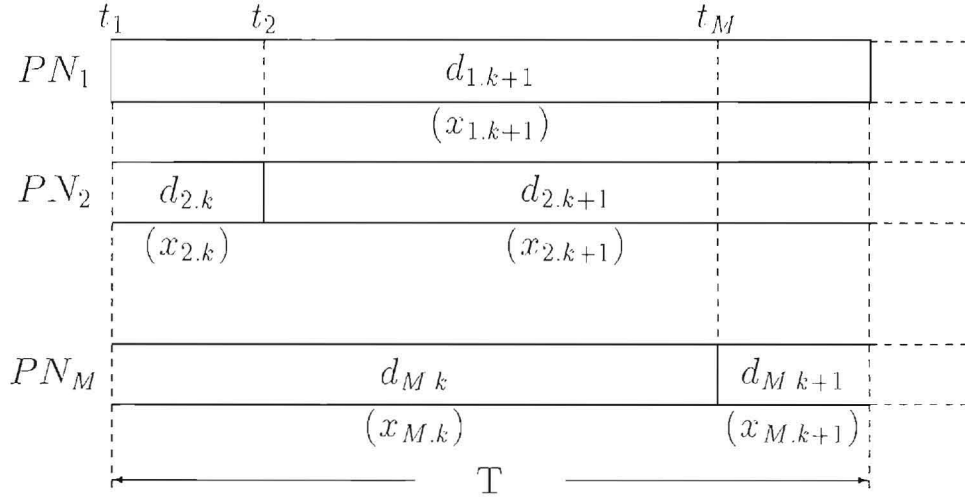


図 2.9 信号配置

$$\mathbf{X} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{D} \quad (2.20)$$

但し、 \mathbf{D} はデータ列であり、 $d_{i,j}$ は i チャネルの j 番目のデータを表している。また、 \mathbf{R} は部分相関行列であり、 ρ_{ik} は i チャネルと k チャネルの相関値である。各々は次式で表される。

$$\mathbf{X}^t = [x_{1,k+1}, x_{2,k}, x_{2,k+1}, \dots, x_{M,k}, x_{M,k+1}]$$

$$\mathbf{D}^t = [d_{1,k+1}, d_{2,k}, d_{2,k+1}, \dots, d_{M,k}, d_{M,k+1}]$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12}^1 & \rho_{12}^2 & \cdots & \rho_{1M}^1 & \rho_{1M}^2 \\ \rho_{12}^1 & \tau_2 & 0 & \cdots & \rho_{2M}^1 & 0 \\ \rho_{12}^2 & 0 & 1 - \tau_2 & \cdots & \rho_{2M}^2 & \rho_{2M}^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \rho_{1M}^1 & \rho_{2M}^3 & \rho_{2M}^4 & \cdots & \tau_M & 0 \\ \rho_{1M}^2 & 0 & \rho_{2M}^2 & \cdots & 0 & 1 - \tau_M \end{bmatrix}$$

$$\rho_{im}^1 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_m} PN_1(t - t_i) PN_m(t - t_m) dt$$

$$\rho_{im}^2 = \frac{1}{T} \int_{t_m}^{t_1+T} PN_1(t - t_i) PN_m(t - t_m) dt$$

$$\rho_{im}^3 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_i} PN_1(t - t_i) PN_m(t - t_m) dt$$

$$\begin{aligned}\rho_{im}^4 &= \frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_m} PN_1(t-t_i)PN_m(t-t_m)dt \\ \tau_i &= (t_i - t_1)/T\end{aligned}$$

以上より、受信側で \mathbf{R} の逆行列 \mathbf{R}^{-1} を求め、それを \mathbf{X} に乗算することによってチャンネル間干渉の無いデータ列 \mathbf{D} を取り出すことができる。また、信号波形そのものをキャンセルする方式の検討もなされている⁽⁷⁷⁾。

2.5 本章のまとめ

本章では、先ず直接拡散のための拡散符号として代表的な M 系列及び Gold 系列について述べ、次に CDM, CDMA の問題点について言及し、その問題における従来の解決法について述べた。同期式の場合で有れば、チャンネル間の位相差が一定であり既知であるため基本的にチャンネル間干渉を除去でき TDM, FDM とほぼ同一の多重度を達成できる。

第3章 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対による符号分割多重通信方式

3.1 まえがき

第2章で示したように，非同期式符号分割多重ではチャンネル間干渉が存在するため周波数利用効率が0.3程度の低い値となってしまふ．それに対してチャンネル間の同期をとる同期式ではチャンネル間干渉の除去が可能であり，周波数利用効率の改善が可能である．文献[46]では，2つの疑似雑音系列群を用いて多重度を $2M$ にする $2M$ 重方式が提案されているが，チップ波形をレイズドコサイン形にして $1/2[\text{chip}]$ ずらした時だけしか示されておらず，その他のチップ波形，最適な位相差について検討する必要がある．

一方，電灯線など低周波部が使用できない伝送路において，低周波成分の少ないマンチェスタ符号の使用が考えられる．しかしながら，このマンチェスタ符号は情報信号としては使われているが，拡散符号のチップに適用した例は少なく，その点について検討する必要がある．

本章では，末広らの擬直交 M 系列対⁽⁵⁹⁾を応用し，これをマンチェスタ符号化した擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いる同期式符号分割多重通信方式を提案する^{(83)~(86)}．本方式は擬直交 M 系列対と同じく $1[\text{chip}]$ 以上位相差のある場合の相互相関値が0であるため， $1[\text{chip}]$ ずつシフトした M 種類の系列を新たな拡散符号として用いることができる．更に， $1[\text{chip}]$ ずつシフトした M 種類の系列を1つの系列群とし，その系列群数を系列群間の位相差を $a\text{-chip}$ にして増加する $a\text{-chip}$ シフト多重化を行なうことによりチャンネル間干渉を希望信号電力以下に抑えることができ，チャンネル数を $2M$ ， $3M$ とすることができる．更に，受信側にキャンセラを用いることにより性能向上を図っている．本方式の $2M$ 重方式(系列群を2つ用いる方式)は文献[46]の方式を応用したものであり，その系列群間の位相差の最適化を行ったものである． $3M$ 重方式(系列群を3つ用いる方式)は $2M$ 重方式を発展させたものである．

本章では，先ず，擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対とその系列対を用いた $a\text{-chip}$ シフト多重化法について述べる．次に具体的なシステムの構成として系列群数が $2(2M$ 重)の場合について説明し，系列群間の位相差 $a[\text{chip}]$ の最適値の検討と，系列群数が $3(3M$ 重)までのビット誤り率による性能検討を行う．次に，受信側にキャンセラを用いた場合について検討を行う．

3.2 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対と a-chip シフト多重化法

3.2.1 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対

マンチェスタ符号化 M 系列とは図 3.1 のように M 系列の -1 の部分を $(-1, +1)$ に、 $+1$ の部分を $(+1, -1)$ の順に変換した系列である。

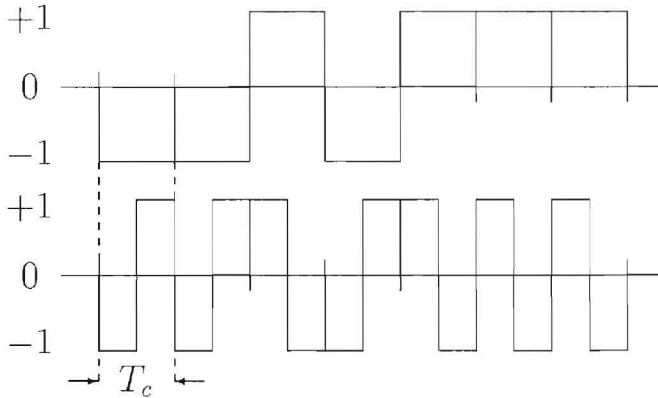


図 3.1 マンチェスタ符号化 M 系列

この場合の自己相関特性を図 3.2(a) に示す。図 3.2(a) より自己相関関数のサイドローブに 0 でない相関値が存在している。これは 1[chip] ずつシフトした系列を新たな拡散符号として用いる符号分割多重では、この相関値がチャンネル間干渉としてあらわれ問題となってくる。そこで、この相関値を 0 にする方式として擬直交 M 系列対を導入する。図 3.2(b) の点線は $M=7$ [chip] の場合の擬直交 M 系列対の相互相関特性を表わしている。この相関値のピーク値は通常の M 系列のピークの $[M+1]/2M(=4/7)$ となる。しかしながら、1[chip] おきの相関値は 0 であるため、チャンネル間干渉は 0 となり、1 [chip] ずつシフトした 7 種類の系列を新たな拡散符号として各チャンネルに割り当てることができる。

本章では、擬直交 M 系列対をマンチェスタ符号化した系列を用いている。

(3.1) 式と (3.2) 式を擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対と呼ぶことにする。

$$(-, +, -, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -) \quad (3.1)$$

$$(0, 0, 0, 0, +, -, 0, 0, +, -, +, -, +, -) \quad (3.2)$$

但し、 $+$ は $+1$ 、 $-$ は -1 を表わしている。図 3.2(b) の実線は (3.1) 式と (3.2) 式の系列の相互相関特性を表わしている。擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対の相互相関特性において、 $\tau=1/2$ [chip] の点に第二ピークが存在しているが、1[chip]

おきの相関値は0であるため、擬直交 M 系列と同じく 7 種類の系列をチャンネル間干渉無しで用いることができる。

次節に、更に多重度を上げる a-chip シフト多重化法について述べる。

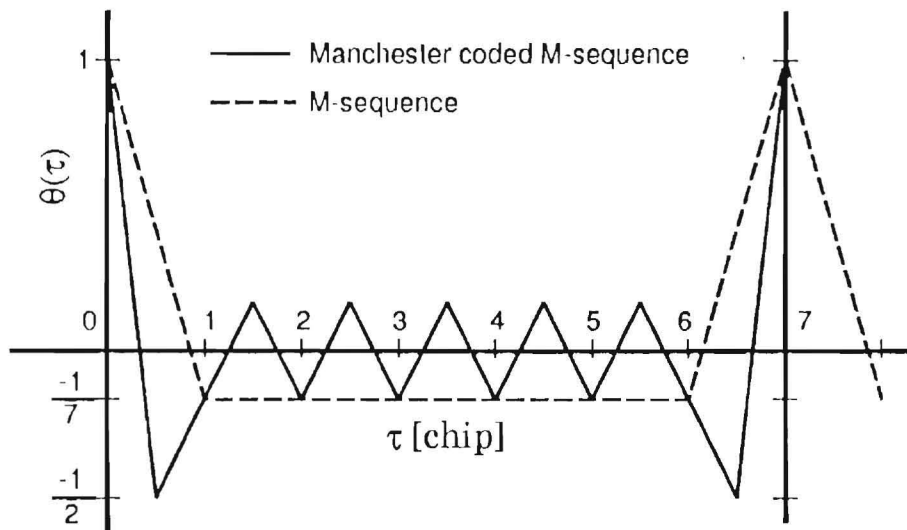


図 3.2(a) マンチェスタ符号化 M 系列と M 系列の自己相関特性

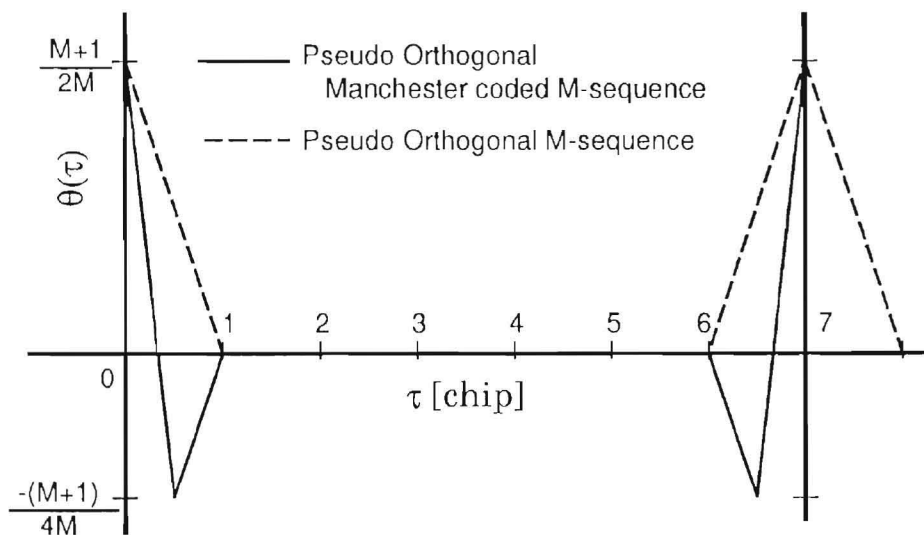


図 3.2(b) 擬直交マンチェスタ M 系列対と擬直交 M 系列対の相互相関特性

3.2.2 a-chip シフト多重化法

1つの系列を 1[chip] ずつシフトして M 種類の系列をつくり、その M 種類の系列を 1つの系列群とし、この系列群の数を増やすことによって多重度を向上させ、

更に系列群間の位相差を a -chip にすることにより他の系列群からの干渉度を低減する方法を a -chip シフト多重化法と呼ぶこととする。

図 3.3 に系列群数を 2 にした場合の概念図を示す。但し、系列群 1 で PN_{11} は 0 [chip]、 PN_{1M} は $(M - 1)$ [chip] シフトした系列に相当する。系列群 2 は系列群 1 と同一系列であり、系列群間の位相差を a [chip] としたものである。また、データ長と拡散符号の系列長が同一の SIK (Sequence Inversion Keying) 方式とする。この時、各系列群内のチャンネル間干渉は 0 となるが、系列群 1 は系列群 2 から、系列群 2 は系列群 1 から干渉を受けることになる。この他系列群からの干渉は系列群間の位相差 a [chip] によって異なると考えられ、 a の値に最適値が存在すると考えられる。このことについては 3.3.2 節で述べる。

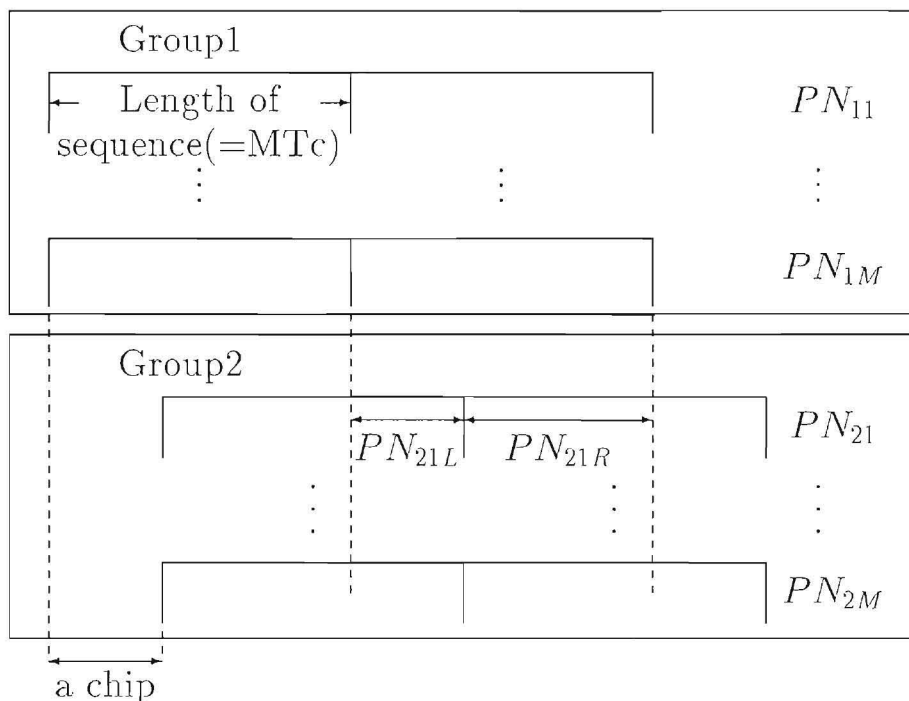


図 3.3 a -chip シフト多重化法概念図

3.3 本多重システムの構成と性能評価

3.3.1 本多重システムの構成

図 3.4 に 2 つの系列群を用いた $2M$ 重システムの構成を示す。ここで、系列群間の位相差は a [chip] とした。データ長と系列長は同一とし、同期がとられているものとした。但し、 τ' は位相差 a [chip] に相当する時間である。3M 重方式は $2M$ 重方式を拡張したものであり、 a [chip] ずつシフトした 3 つの系列群を用いるものである。

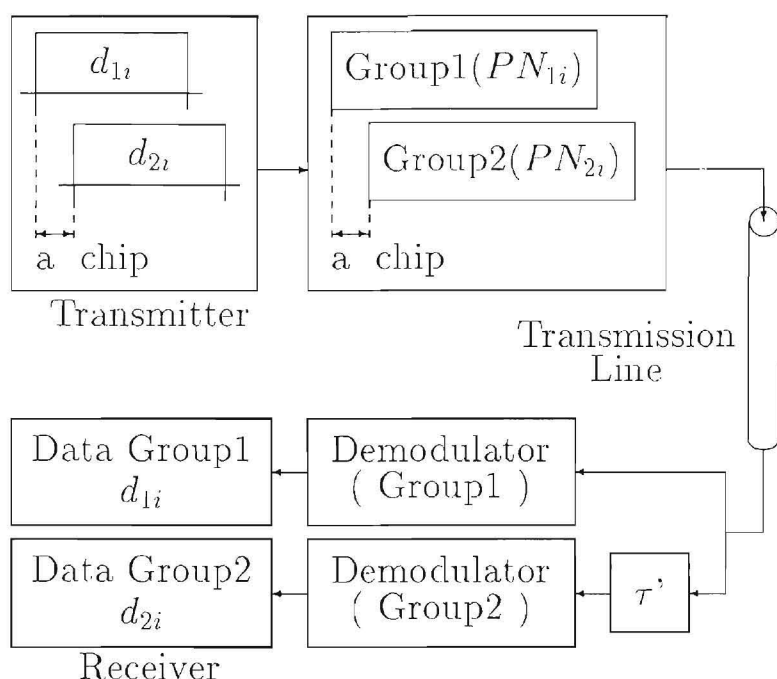


図 3.4 2M 重システムの構成

3.3.2 系列群間の位相差 a の最適値の評価と本多重通信方式の性能評価

他系列群からの干渉の分散が大きいということは平均干渉電力が大きいということであり、相関器出力 S/N 比を低くしてしまう。干渉の最悪値が大きいということは雑音余裕度を小さくするということであり、特に、希望信号電力以上の場合には S/N 比無限大においても符号誤りが存在することになる。そのため、他系列群からの干渉は、干渉の最悪値と干渉の分散が共に小さいことが望ましい。そこで、まず、系列群数 2 の場合において、干渉の最悪値と干渉の分散を各々最小にする a の値を求め、その時のビット誤り率について検討する。

例として図 3.3 の PN_{11} に着目すると、 PN_{11} は系列群 1 内の各チャンネルからは干渉を受けないが、系列群 2 内の各チャンネルから干渉を受けることになる。つまり、 PN_{11} が系列群 2 内の PN_{21} から受ける干渉は図 3.3 より系列群間に位相差があるため PN_{21L} と PN_{21R} からの干渉の和で表される。また、1bit のデータを 1 周期分の系列で拡散するため、 PN_{21L} と PN_{21R} が属する系列にかけられるデータは同一ではなく、各々のデータが独立に $+$ と $-$ のいずれかをとる。従って、 PN_{11} は PN_{21} から $(PN_{21L}, PN_{21R}) = \{(+,+), (-,+), (+,-), (-,-)\}$ の 4 通りの干渉を受けることになる。系列群 2 内の他のチャンネルについても同様である。つまり、 PN_{11} は系列群 2 内の各チャンネルから各々 4 通りの干渉を受けるた

め、系列群2から 4^M 通りの干渉を受けることになる。つまり、 $\#11$ チャンネルが系列群2の全チャンネルから受ける干渉は次のようになる。

$$\begin{aligned}
 V_{11}(a) &= \frac{1}{T} \sum_{j=1}^M \int_0^T d_{2j}(t-a)PN_{2j}(t-a)PN'_{11}(t)dt \\
 &= \frac{1}{T} \sum_{j=1}^M \left\{ \int_0^a d_{2j}(t-a)PN_{2j}(t-a)PN'_{11}(t)dt \right. \\
 &\quad \left. + \int_a^T d_{2j}(t-a)PN_{2j}(t-a)PN'_{11}(t)dt \right\} \\
 &= \sum_{j=1}^M \{ \pm \rho_{j1}(a) \pm \rho'_{j1}(a) \} \tag{3.3}
 \end{aligned}$$

但し、 M は一つの系列群内の系列数、 $PN'_{11}(t)$ は受信側の系列である。このことは他のチャンネルについても同様であり、一般的に $\#ki$ チャンネル(系列群 k の i 番目のチャンネル)については次式となる。

$$V_{ki}(a) = \sum_{j=1}^M \{ \pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a) \} \tag{3.4}$$

先ず、干渉の最悪値について検討する。干渉の最悪値は(3.4)式より次式で定義される。

$$\Lambda_{ki}(a) = \sum_{j=1}^M \{ |\rho_{ji}(a)| + |\rho'_{ji}(a)| \} \tag{3.5}$$

(3.4)式は系列群 k の各チャンネルが他の系列群から受ける 4^M 通りの干渉の内の最大のものを表している。これを平均したものが次式となる。

$$\Lambda_k(a) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Lambda_{ki}(a) \tag{3.6}$$

図3.5に $M=7$ [chip]の場合の系列群1の各チャンネルが系列群2の各チャンネルから受ける干渉の最悪値(4^7 通りの干渉の内の最大のもの $\Lambda_{ki}(a)$)を示す。これらを平均した平均最悪値($\Lambda_k(a)$)を図3.6に示す。但し、 $\mathbf{a}=0$ (希望信号電力)の値で規格化している。系列群間の位相差が \mathbf{a} [chip]である時、系列群2の各チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の最悪値は図3.5、3.6において(7-

a [chip] シフトした点に相当する。この時、 $\mathbf{a}=0$ の値で規格化しているため全ての他チャンネルから受ける干渉度 (希望信号波で規格化した干渉) の最悪値が 1 以上の時は干渉電力が希望信号電力以上となるため S/N 比を無限大にしても符号誤りが生じる可能性があり、1 未満では干渉電力が希望信号電力未満となるため S/N 比を無限大にすれば符号誤り無く伝送できることになる。それ故、1 未満の点の位相差を系列群間の位相差とし、S/N 比を無限大にしたならば、そのチャンネルは符号誤り無しで伝送できるということを示している。全てのチャンネルについて最悪の干渉度が最小となる位相差は $\mathbf{a}=2/3$ [chip] の時であり、全てのチャンネルの干渉度は $1/3$ となる。この時、系列群 1 の i 番目のチャンネル ($\#1i$ チャンネル) に干渉を及ぼすチャンネルは系列群 2 の i 番目のチャンネル ($\#2i$ チャンネル) のみである。

次に、干渉の分散について検討する。干渉の分散は (3.4) 式より次式で定義される。

$$\begin{aligned}\sigma_{ki}^2(a) &= \langle \{V_{ki}(a)\}^2 \rangle \\ &= \frac{1}{4^M} \sum_{j=1}^M \left[\{\pm\rho_{ji}(a)\}^2 + \{\pm\rho'_{ji}(a)\}^2 \right]\end{aligned}\quad (3.7)$$

但し、全てのデータは独立であり、 $\langle \cdot \rangle$ はアンサンブル平均である。系列群 k の各チャンネルが受ける干渉の分散は他系列群の各チャンネルから受ける 4^M 個の干渉の分散である。これを平均したものが次式となる。

$$\sigma_k^2(a) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sigma_{ki}^2(a)\quad (3.8)$$

図 3.7 に $M=7$ [chip] の場合の系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散 (4^7 通りの干渉の分散 $\sigma_{ki}^2(a)$) を示す。これらを平均した分散 ($\sigma_k^2(a)$) を図 3.8 に示す。但し、 $\mathbf{a}=0$ の値で規格化している。系列群間の位相差が \mathbf{a} [chip] である時、系列群 2 の各チャンネルが系列群 1 の各チャンネルから受ける干渉の分散は図 3.7, 3.8 において $(7-a)$ [chip] シフトした点に相当する。これより干渉の分散が最小になるのは $\mathbf{a}=7/10$ [chip] の時であることが分かる。

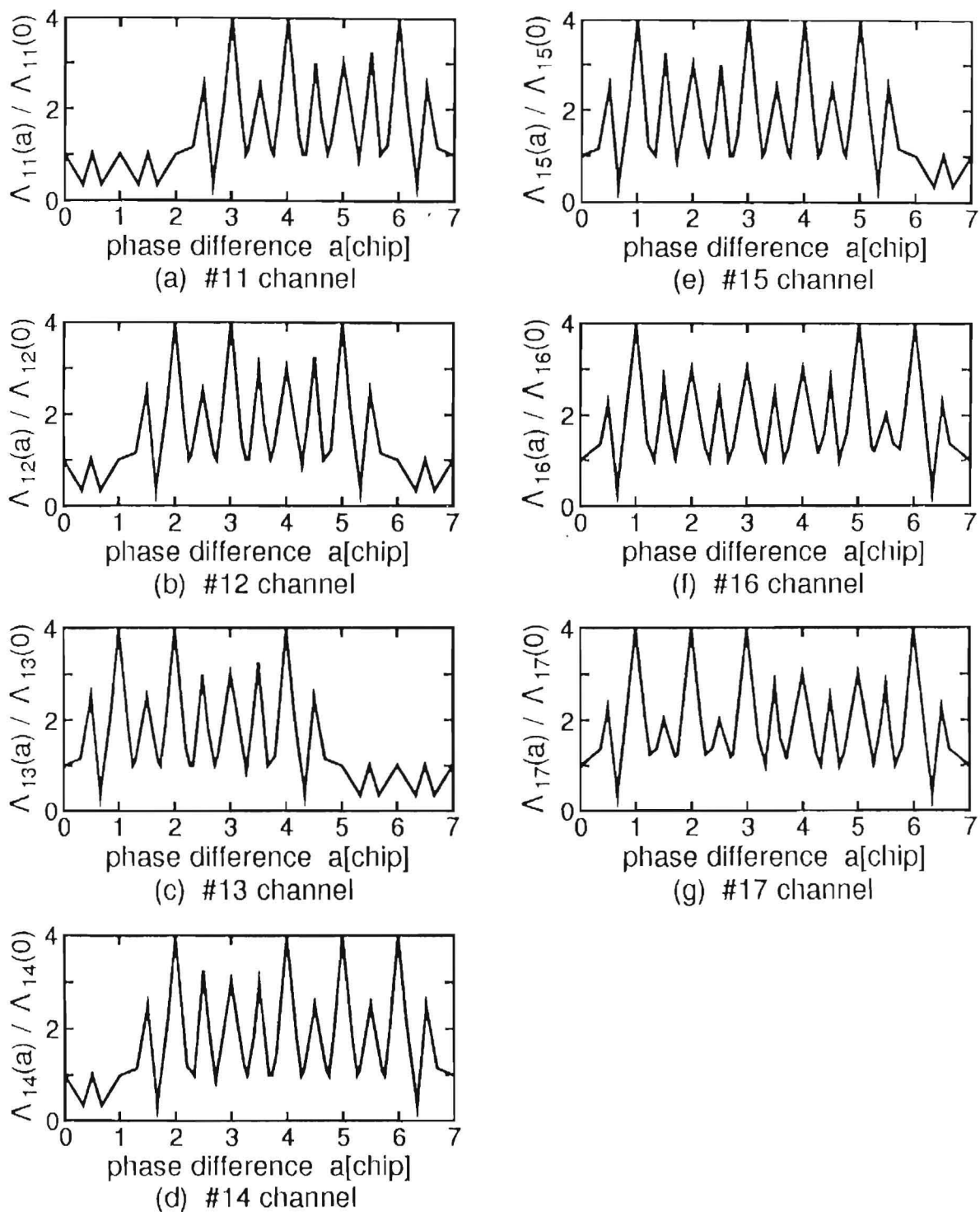


図3.5 系列群1の各チャンネルが系列群2の各チャンネルから受ける干渉の最悪値

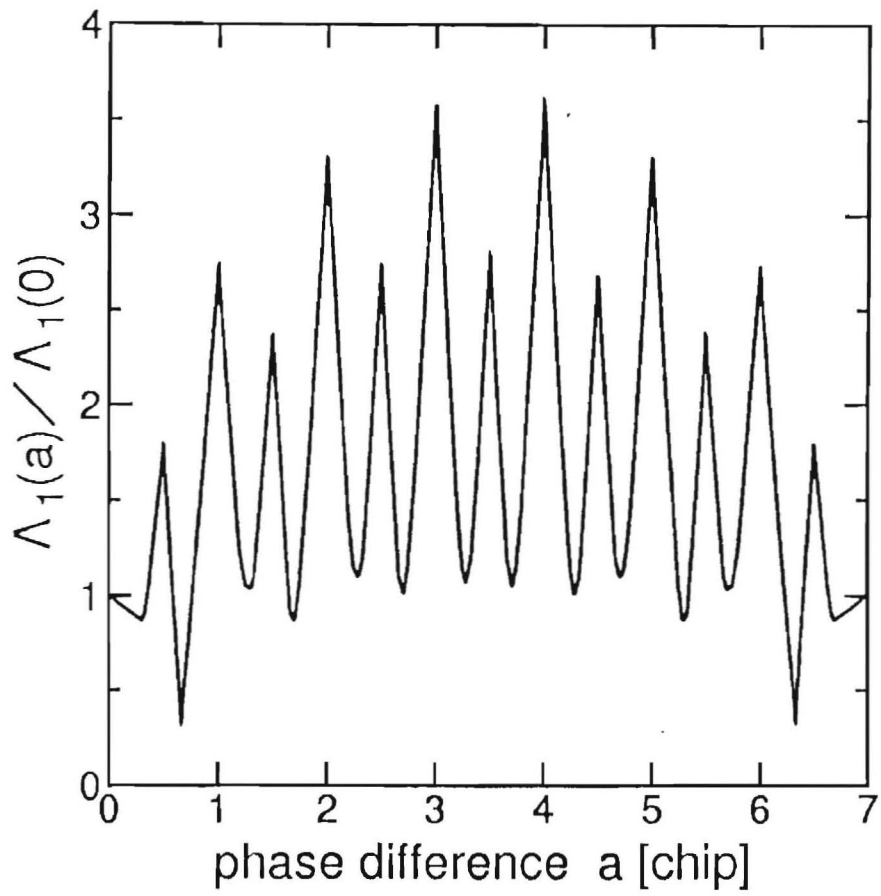


図 3.6 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の最悪値 (図 3.5 の平均)

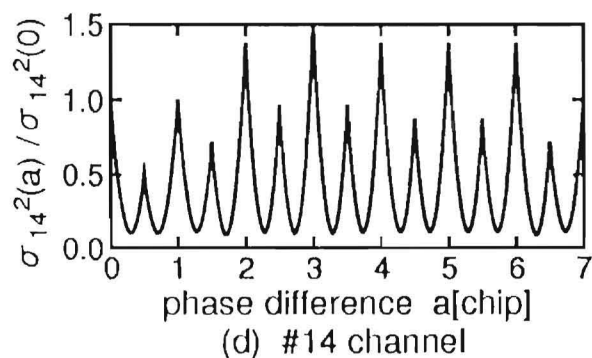
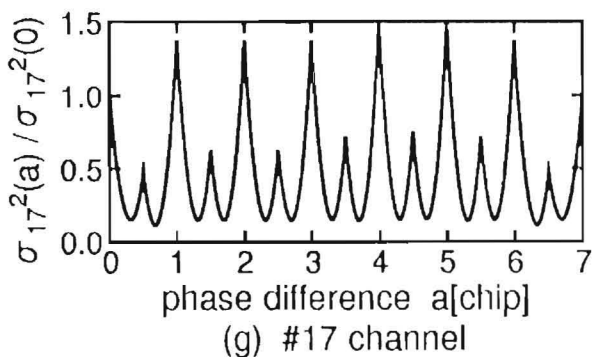
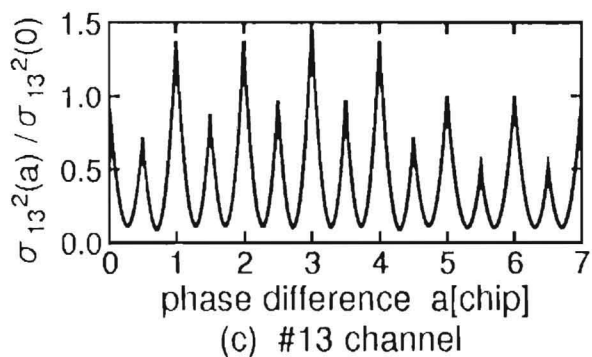
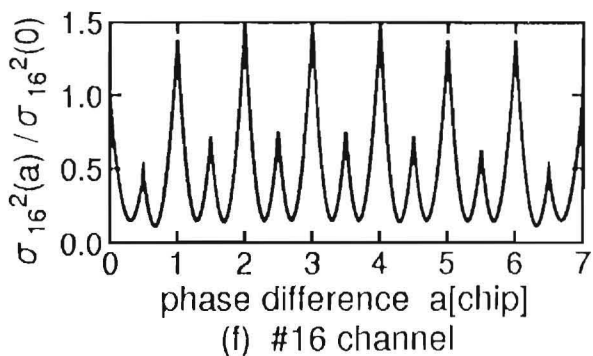
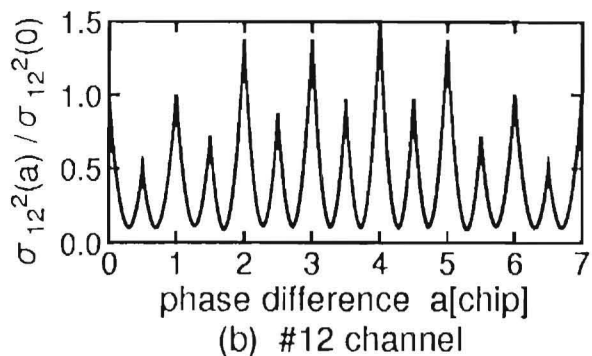
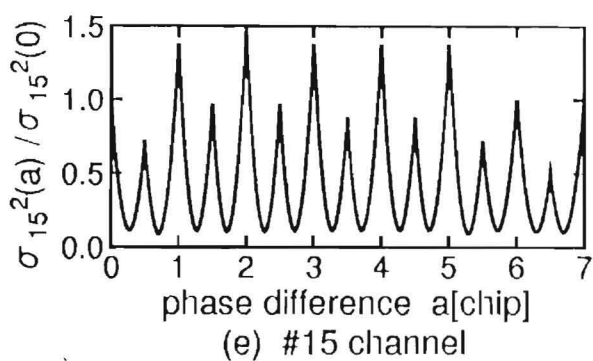
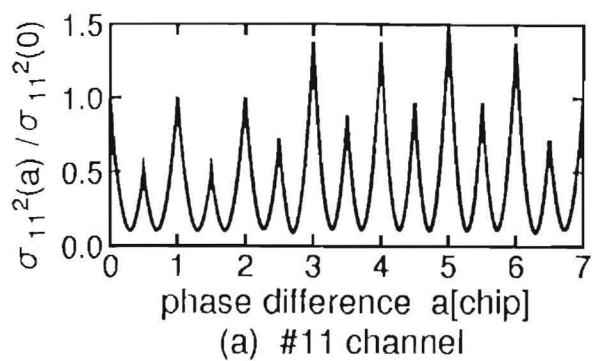


図 3.7 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散

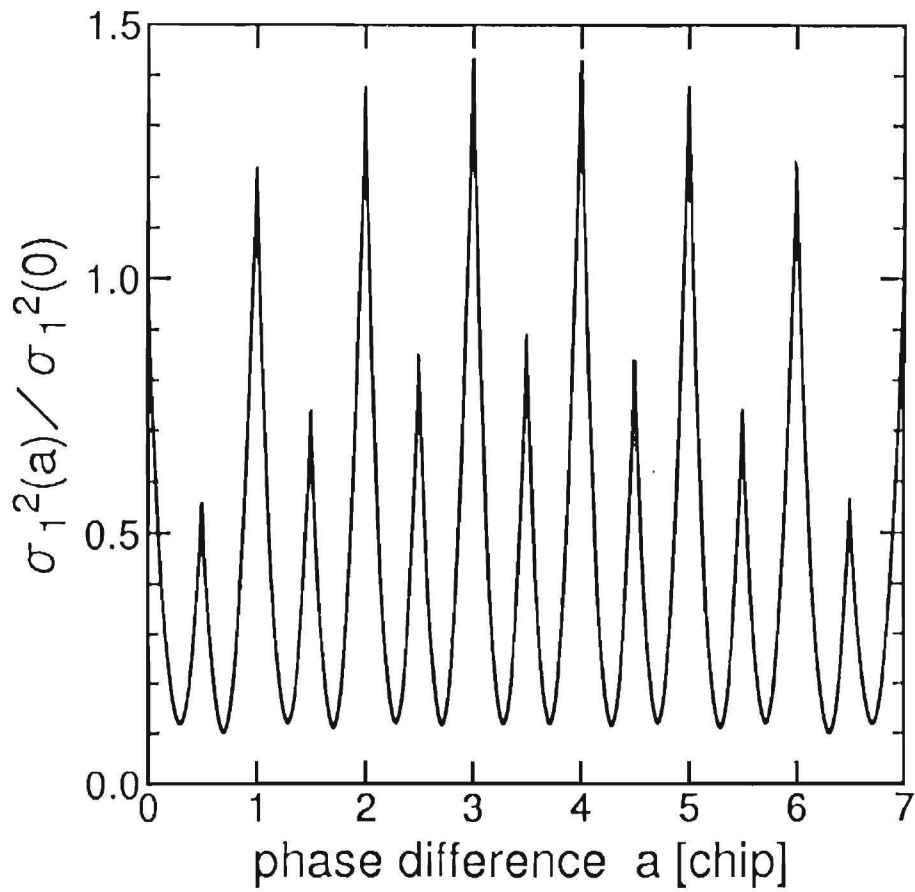


図 3.8 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の分散 (図 3.7 の平均)

次に、干渉の最悪値と分散を各々最小にする系列群間の位相差 \mathbf{a} を用いた時のビット誤り率 (BER) を求め、最良のビット誤り率特性を示す \mathbf{a} の値を求める。

系列群 k の i 番目のチャンネル (k チャンネル) のビット誤り率は次式となる (付録 C 参照)。

$$BER_m = Q \left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{\frac{M+1}{2M}} \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.9)$$

但し、 $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]$ が 4^M 通り存在するため、 BER_m も 4^M 通り存在する。そのため、 BER_{ki} はそれらの平均となる。つまり、

$$BER_{ki} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^{4^M} BER_m \quad (3.10)$$

である。

図 3.9 に系列群数が 2 の場合のビット誤り率特性を示す。横軸は情報 1bit 当りの送信信号エネルギー対雑音のパワースペクトル密度比 (E_b/N_0 比) である。 $\mathbf{a}=2/3[\text{chip}]$ の時が干渉の最悪値が最小になる場合であり、 $\mathbf{a}=7/10[\text{chip}]$ の時が干渉の分散が最小になる場合である。ビット誤り率において、高 E_b/N_0 比 (S/N 比と等価) の時は雑音の分散が小さいため干渉の最悪値が支配的となり、低 E_b/N_0 比の時は雑音の分散が大きいため干渉の分散が支配的となると考えられる。図 3.9 より、低 E_b/N_0 比 ($\leq 10[\text{dB}]$) において、 $\mathbf{a}=7/10[\text{chip}]$ の場合と $2/3[\text{chip}]$ の場合は同程度の誤り率特性を示しており、高 E_b/N_0 比 ($\geq 10[\text{dB}]$) では、やはり干渉の最悪値が最小となる $\mathbf{a}=2/3[\text{chip}]$ の場合が良い誤り率特性となっている。これより、全 E_b/N_0 比にわたって $\mathbf{a}=2/3[\text{chip}]$ を最適値として採用しても差し支えないことが分かった。更に系列群数を 3 にした場合についても同様に系列群間の位相差を各々 $2/3[\text{chip}]$ にした時が最適であると考えられる。これより、以下の議論では $\mathbf{a}=2/3[\text{chip}]$ とする。

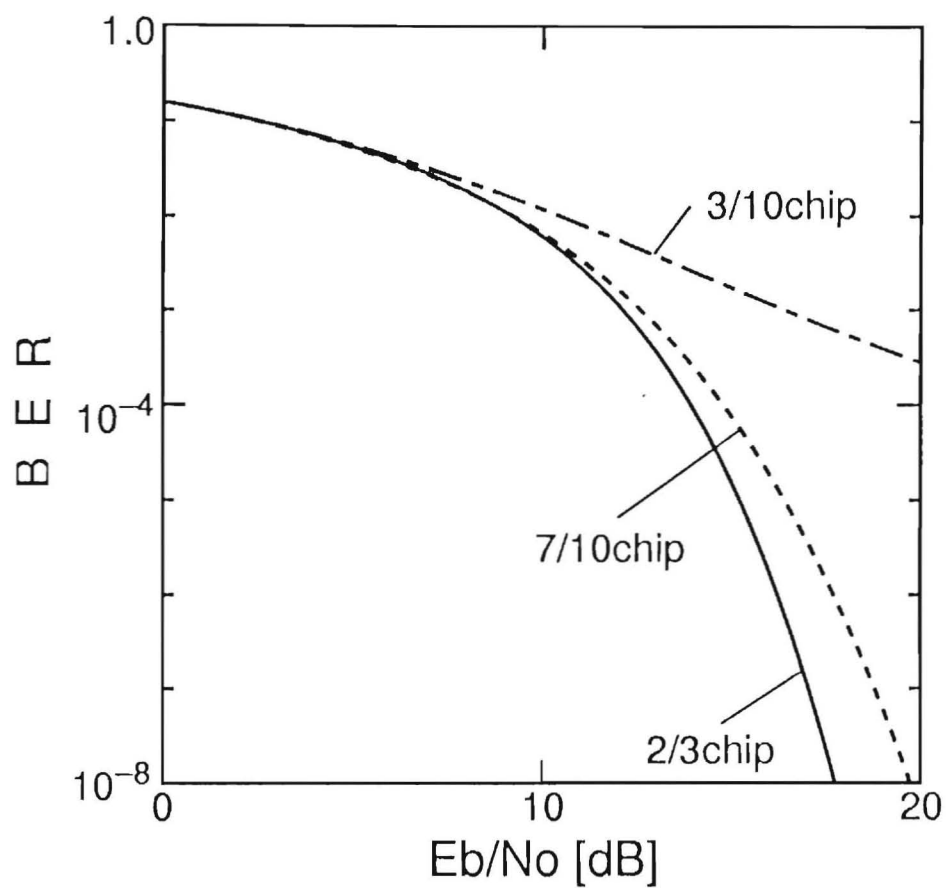


図 3.9 系列群間の位相差 α をパラメータとした時の平均ビット誤り率特性

系列群間の位相差を $2/3[\text{chip}]$ に設定すると、ある一つのチャンネルに干渉を及ぼすチャンネルは他系列群の一つのチャンネルのみであり、その干渉度は $1/3$ である。つまり、系列群 1 の i 番目のチャンネル ($\#1i$ チャンネル) は系列群 2 の i 番目のチャンネル ($\#2i$ チャンネル) からのみ干渉を受ける。従って、(3.10) 式より、 $2M$ 重方式のビット誤り率は次式となる (付録 C 参照)。

$$BER_{off} = \frac{1}{2} \left\{ Q \left(\frac{4}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{2}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\} \quad (3.11)$$

3つの系列群を用いる $3M$ 重方式の誤り率は $2M$ 重方式を拡張したものであり、次式となる (付録 C 参照)。

$$BER_{mn} = Q \left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{\frac{M+1}{2M}} + \frac{\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]}{\frac{M+1}{2M}} \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.12)$$

但し、 $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]$ と $\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]$ が各々 4^M 通り存在するため、 BER_{mn} は 4^{2M} 通り存在する。そのため、 BER_{ki} はそれらを平均したものととなる。つまり、

$$BER_{ki} = \frac{1}{4^{2M}} \sum_{m=1}^{4^M} \sum_{n=1}^{4^M} BER_{mn} \quad (3.13)$$

である。

$2/3[\text{chip}]$ ずつシフトした 3つの系列群を用いる $3M$ 重方式の場合では、系列群 2 は他の系列群 (系列群 1 と 3) に対し位相差は $2/3[\text{chip}]$ であるが、系列群 1 (系列群 3) は系列群 2 とは $2/3[\text{chip}]$ の位相差であるが系列群 3 (系列群 1) と $4/3[\text{chip}]$ であるため、各系列群が受ける干渉度に差が生じ、異なった誤り率特性となる。

$$BER_{k_l} = \begin{cases} \frac{1}{2^{2M+1}} \sum_{n=1}^{4M} \left[Q \left(\left(\frac{4}{3} + \frac{\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]}{\frac{M+1}{2M}} \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right. \\ \quad \left. + Q \left(\left(\frac{2}{3} + \frac{\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]}{\frac{M+1}{2M}} \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right] & k = 1, 3 \\ \frac{1}{4} \left[Q \left(\frac{5}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + 2Q \left(\sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right] & k = 2 \end{cases} \quad (3.14)$$

但し、 $\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]$ は系列群 1(系列群 3) の i 番目のチャンネル (# li チャンネル) が系列群 3(系列群 1) から受ける干渉である。以上より、平均ビット誤り率特性は、

$$BER_{off} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{k_l} \right\} \quad (3.15)$$

図 3.10 に擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対のビット誤り率特性を示す。図 3.11 に系列群数を 3 にした場合の各系列群のビット誤り率特性を示す。横軸は図 3.9 と同様に情報 1bit 当りの送信信号エネルギー対雑音のパワースペクトル密度比である。但し、 $M=7$ [chip]、系列群 1 と系列群 2、系列群 2 と系列群 3 の各々の位相差は $2/3$ [chip] であり、系列群 1 と系列群 3 の位相差は $4/3$ [chip] である。

系列群数を 2 にした場合は系列群 1 と系列群 2 が同じ干渉度となるためどちらの群も同一の誤り率特性を示すが、系列群数を 3 にした場合は、系列群 2 と系列群 1(系列群 3) とは異なった誤り率特性となる。つまり、系列群 2 は系列群 1 と系列群 3 とともに系列群間の位相差が $2/3$ [chip] であるため最悪の干渉度が $2/3$ となり S/N 比無限大において符号誤りを 0 にすることができる。それに対し、系列群 1 (系列群 3) は系列群 3(系列群 1) とは $4/3$ [chip] の位相差であるため干渉度が大きくなり S/N 比無限大においても符号誤りが存在する可能性がある。

これらの誤り率を小さくする方法としてキャンセラの利用が考えられる。次節ではキャンセラを用いたシステムを提案し、そのビット誤り率特性について検討する。

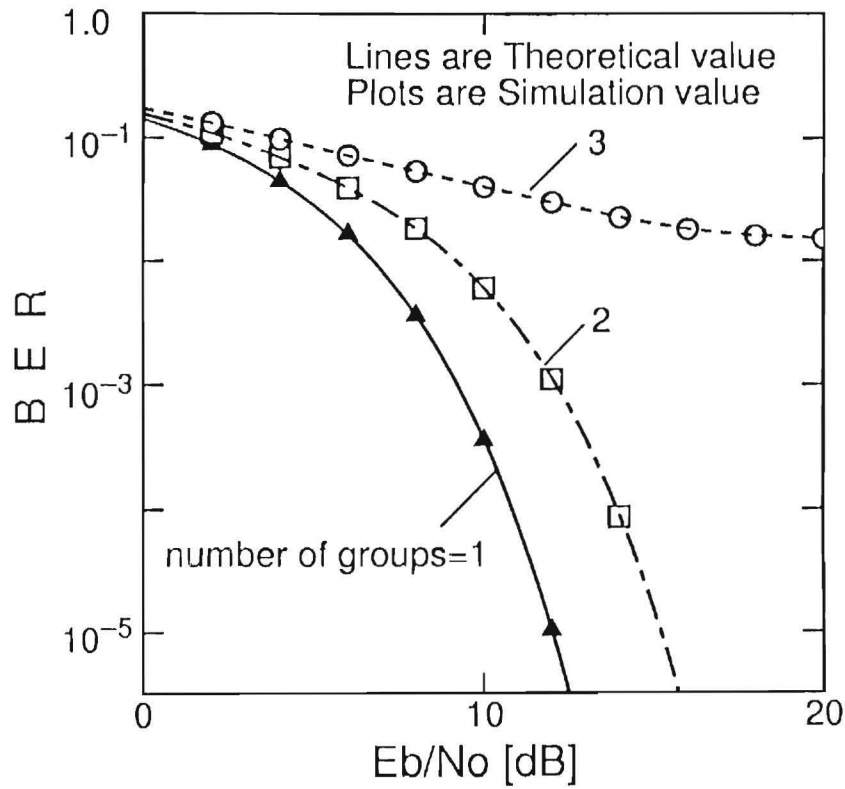


図 3.10 系列群数を増加した場合の平均ビット誤り率特性

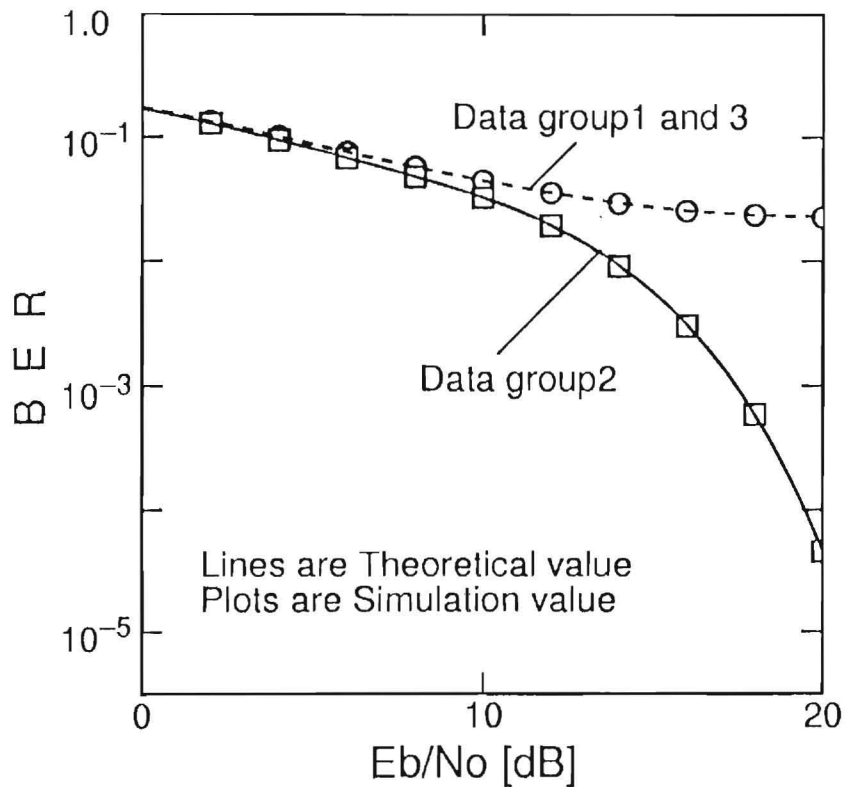


図 3.11 系列群数が3の場合の各系列群のビット誤り率特性

3.4 キャンセラを用いた場合の性能評価

3.4.1 キャンセラを用いた復調システムの構成

2/3[chip]シフトした2種類の系列群を用いて同時通信を行なった場合は一つのチャンネルに対して干渉するチャンネルは1つである。そこでキャンセラを用いた復調システムは図3.12のように構成される。

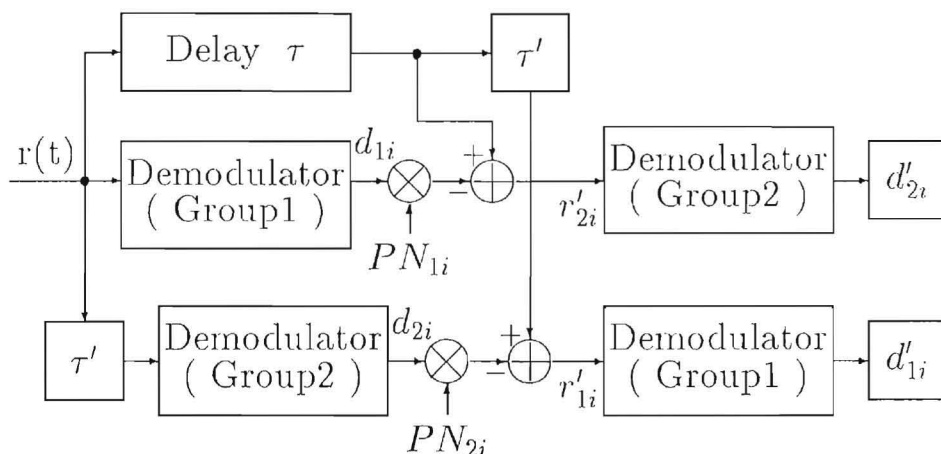


図 3.12 キャンセラの構成 (系列群数 2)

つまり、まず受信信号から系列群1と系列群2を各々復調し、次にこの復調データに送信側に用いたのと同じ拡散符号で再度拡散し、その拡散された信号を1フレーム遅延した受信信号から減算することにより他チャンネルをキャンセルし、再度復調してデータを取り出すものである。

チャンネル #1i ($i = 1, 2, \dots, 7$) とチャンネル #2i が相互に干渉するチャンネルである。#1i は系列群1、#2i は系列群2のチャンネルである。図3.12の2番目の復調器の入力信号 $r'1i(t)$ と $r'2i(t)$ は次式で表わされる。

$$r'1i(t) = r(t - \tau - \tau') - d_{2i}(t - \tau - \tau')PN_{2i}(t - \tau - \tau') \quad (3.16)$$

$$r'2i(t) = r(t - \tau) - d_{1i}(t - \tau)PN_{1i}(t - \tau) \quad (3.17)$$

但し、 $r(t)$ は受信信号であり、 $d_{1i}(t)$ と $d_{2i}(t)$ は #1i と #2i の1回目の復調データ、 $PN_{1i}(t)$ と $PN_{2i}(t)$ は #1i チャンネルと #2i チャンネルに割り当てられたマンチェスタ符号化 7chipM 系列、 τ は系列一周期に相当する時間、 τ' 位相差 2/3[chip] に相当する時間である。また、各チャンネルの信号の振幅値は既知とした。(3.16)(3.17)

式の第2項は再度拡散された信号である。系列群数を3にした場合は系列群数が2の場合の拡張である。

3.4.2 性能評価

ここで、キャンセラを用いるシステムをオンキャンセラ、用いないシステムをオフキャンセラと呼ぶことにする。

図3.12のキャンセラを用いた時の2M重方式のビット誤り率は次のようになる(付録C参照)。

$$BER_{on} = (1 - BER_{off}) \cdot Q \left(\sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + \frac{BER_{off}}{2} \left\{ Q \left(\frac{5}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\} \quad (3.18)$$

図3.13に系列群数が2の場合を示す。但し、横軸は情報1bit当りの送信信号エネルギー対雑音のパワースペクトル密度比である。系列群数が2の場合にはオフキャンセラに対してビット誤り率が 10^{-3} の点において約2.4[dB]改善できることが分かった。

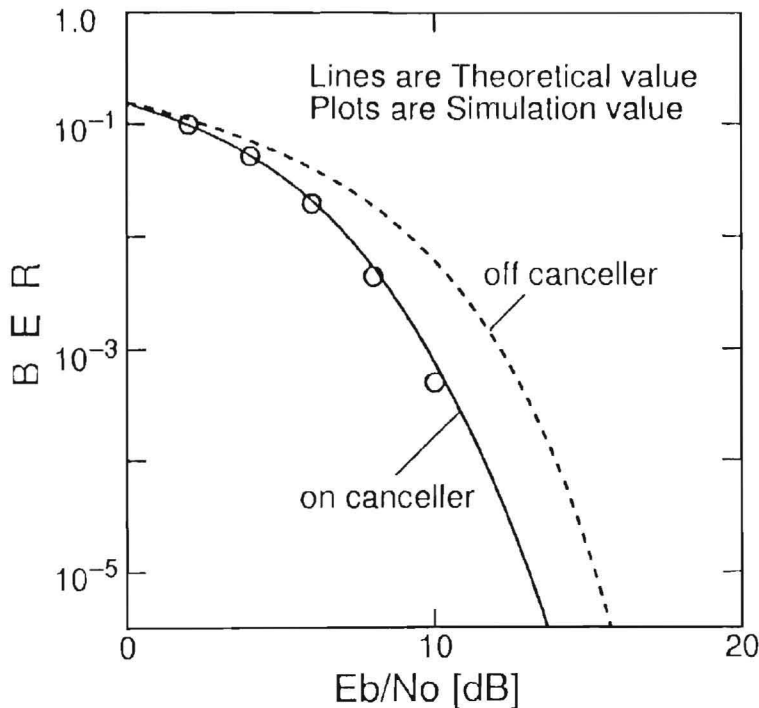


図3.13 系列群数が2の場合の平均ビット誤り率特性

3M重方式のビット誤り率は2M重方式を拡張したものである。系列群1(系列群3)は系列群2からは一つのチャンネルからのみ干渉度1/3の干渉を受け、系列群3(系列群1)の各チャンネルから干渉を受ける。

系列群1の*i*番目のチャンネル(#1*i*チャンネル)の場合のビット誤り率は次式となる。系列群3のビット誤り率も同様にして求めることができる。

$$BER_{on,1i} = (1 - BER_{2i}) \cdot Pe1_1 + BER_{2i} \cdot Pe2_1 \quad (3.19)$$

但し、 $Pe1_1$ は系列群2の*i*番目のチャンネルを正しくキャンセルした場合であり、 $Pe2_1$ は誤ってキャンセルした場合である。

$$Pe1_1 = \frac{1}{2^\alpha} \prod_{m=1}^M P_{3m}(\xi) \cdot \prod_{n=1}^M P_{3n}(\zeta) \cdot Q \left(\left(1 + \sum_{m=1}^M z_{mi}(\xi) + \sum_{n=1}^M z'_{ni}(\zeta) \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_1 = \frac{1}{2^{\alpha+1}} \prod_{m=1}^M P_{3m}(\xi) \cdot \prod_{n=1}^M P_{3n}(\zeta) \cdot \left\{ Q \left(\left(\frac{5}{3} + \sum_{m=1}^M z_{mi}(\xi) + \sum_{n=1}^M z'_{ni}(\zeta) \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\left(\frac{1}{3} + \sum_{m=1}^M z_{mi}(\xi) + \sum_{n=1}^M z'_{ni}(\zeta) \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\}$$

α は系列群3の各データのうち誤ってキャンセルした数、 $P_{3m}(\xi)$ は系列群1の0から4/3[chip]間に干渉を及ぼす系列群3の#*m*チャンネルのデータが正しくキャンセルされたかどうかの確率であり、 $z_{mi}(\xi)$ はその時の干渉度である。 $P_{3n}(\zeta)$ は系列群1の4/3[chip]から $M \cdot T_c$ [chip]間に干渉を及ぼす系列群3の#*n*チャンネルのデータが正しくキャンセルされたかどうかの確率であり、 $z'_{ni}(\zeta)$ はその時の干渉度である。

表 3.1 $P_{3m}(\xi)$, $P_{3n}(\zeta)$, $z_{mi}(\xi)$, $z'_{ni}(\zeta)$

	$P_{3m}(\xi)$	$P_{3n}(\zeta)$	$z_{mi}(\xi)$	$z'_{ni}(\zeta)$
$\xi = 0, \zeta = 0$ 誤ってキャンセル	BER_{3m}	BER_{3n}	$\frac{\pm 2\rho_{mi}(2a)}{\frac{M+1}{2M}}$	$\frac{\pm 2\rho'_{ni}(2a)}{\frac{M+1}{2M}}$
$\xi = 1, \zeta = 1$ 正しくキャンセル	$1 - BER_{3m}$	$1 - BER_{3n}$	0	0
$\xi = 2, \zeta = 2$ 干渉を及ぼさないチャンネル	1	1	0	0

系列群2の $\#2i$ チャンネルは系列群1の $\#1i$ チャンネルと系列群3の $\#3i$ チャンネルからのみ干渉を受ける。この $\#2i$ チャンネルのビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on.2i} = \frac{1}{2^\alpha} P_{1i}(\xi) \cdot P_{3i}(\zeta) \cdot Q \left((1 + u_{1i}(\xi) + v_{3i}(\zeta)) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.20)$$

但し、 $P_{1i}(0)=BER_{1i}$, $P_{3i}(0)=BER_{3i}$, $P_{1i}(1)=1-BER_{1i}$, $P_{3i}(1)=1-BER_{3i}$, $u_{1i}(0)=v_{3i}(0)=\pm 2/3$, $u_{1i}(1)=v_{3i}(1)=0$ である。従って、キャンセラを用いた場合の平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{on.ki} \right\} \quad (3.21)$$

図3.14, 15に系列群数が3の時のビット誤り率特性を示す。但し、横軸は図3.9と同様である。系列群数が3の時は系列群1と系列群3の場合は図3.15よりビット誤り率特性が大幅に改善された。しかしながら、系列群2の場合は19.2[dB]の時にオンキャンセラとオフキャンセラのビット誤り率が反転することが分かった。しかしながら、図3.14より平均誤り率はキャンセラを用いると大幅に改善するため、総合的にはキャンセラを用いる方が良いと考えられる。

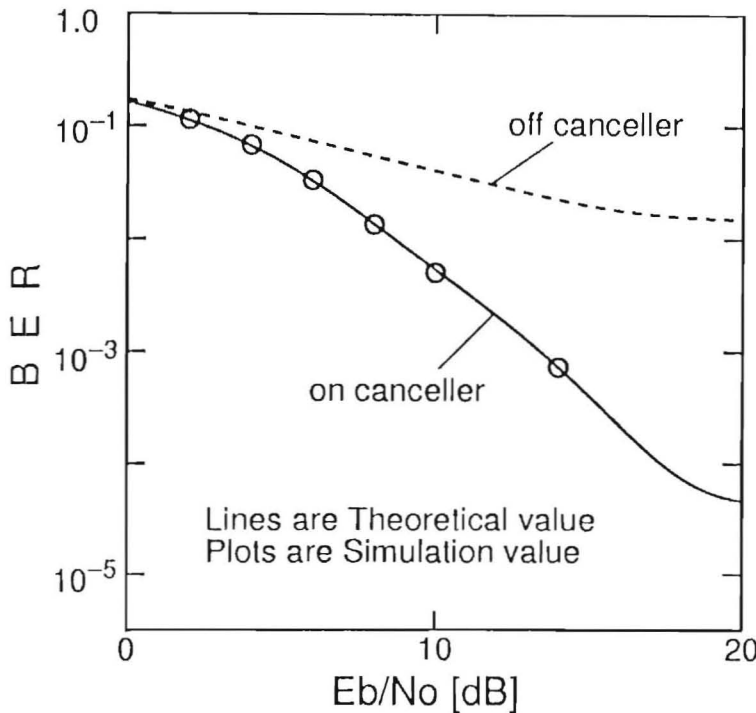


図3.14 系列群数が3の場合の平均ビット誤り率特性

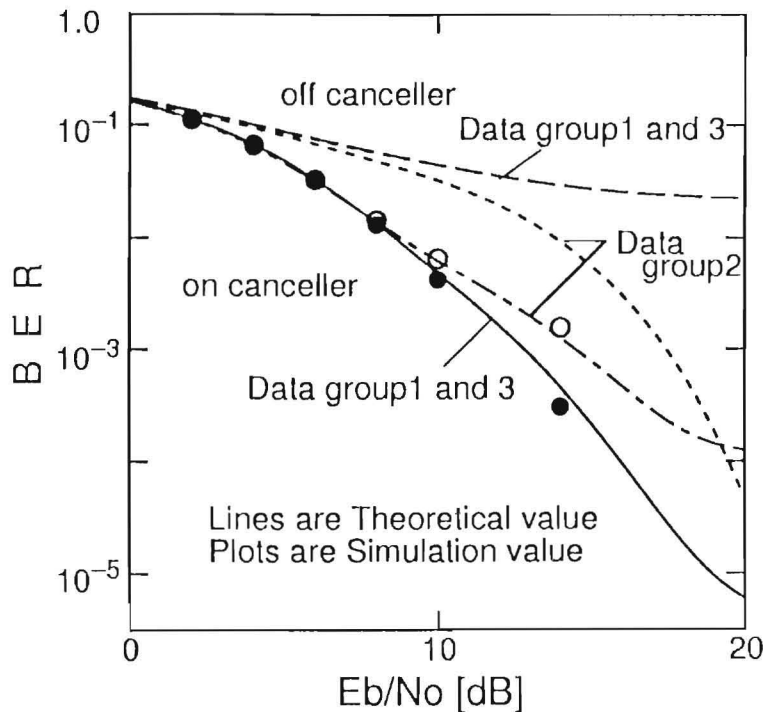


図 3.15 系列群数が 3 の場合の各系列群のビット誤り率特性

3.5 本章のまとめ

符号分割多重通信方式の一方式として、 a -chip シフト多重化法による多重通信方式を提案した。本方式は、拡散符号として M 系列に対する擬直交 M 系列対をマンチェスタ符号化 M 系列に拡張した擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用い、それを $1[\text{chip}]$ ずつシフトした M 種類の系列を 1 つの系列群とし、その系列群の数を系列群間に位相差を付けながら増加する方式である。本方式では、系列群数を 1 にした時は文献 [59] と同様にチャンネル間干渉無しで M チャンネルの多重伝送が可能である。

まず、本方式の最重要点である系列群間の位相差 a の最適化を行った。但し、系列長が $M=7[\text{chip}]$ の場合である。その結果、系列群を 2 つ用いる $2M$ 重方式の場合は、系列群間の位相差を $a=2/3[\text{chip}]$ に設定した時に全ての他チャンネルからの相互相関値の絶対値の和 (最悪値) が最小値 $1/3$ をとることが分かった。これは系列群間の位相差を $2/3[\text{chip}]$ 設定にすれば全てのチャンネルが S/N 比無限大で符号誤り無しで伝送できることを示している。また、この $a=2/3[\text{chip}]$ が全 E_b/N_0 比において最適値として用いても差し支えないことが分かった。これより、系列群を 3 つ用いる $3M$ 重方式の場合も各々の系列群間の位相差を $2/3[\text{chip}]$ にした時

が最適となる。

次に、系列群間の位相差 \mathbf{a} を $2/3[\text{chip}]$ に設定した時、系列群数を 1, 2, 3 とした場合のビット誤り率を理論解析とシミュレーションにより求めた。その結果、受信側にキャンセラを用いることによって系列群数を 2 にした場合は $BER=10^{-3}$ の点においてオフキャンセラと比較して約 $2.4[\text{dB}]$ の改善ができ、系列群数を 3 にした場合は $E_b/N_0=10[\text{dB}]$ の時にビット誤り率が一桁以上向上することが分かった。

本章では、系列長を $M=7[\text{chip}]$ として検討を行ったが、系列群間の位相差 \mathbf{a} を $2/3[\text{chip}]$ に設定した時の干渉度は拡散符号の系列長 M によらず $1/3$ となる。そのため、系列長 M を大きくしても $M=7[\text{chip}]$ の場合と同一の性能となる。

本方式は M 系列を拡散符号とする 1 つのチャンネルのみ伝送した場合に対して誤り率は $10\log[(M+1)/2M][\text{dB}]$ (M : 系列長) の劣化となるが、伝送される符号はマンチェスタ符号のため低周波成分は少なく、従来よりマンチェスタ符号が用いられてきた低域高域共に帯域制限された伝送路でのシステム、例えば、電灯線 LAN などにおいて多重度を上げる方法として用いることが期待できる。

第4章 a-chip シフト多重化法と振幅多重化法による符号分割多重通信方式

4.1 まえがき

第3章において、末広らの擬直交 M 系列対⁽⁵⁹⁾ をマンチェスタ符号化した擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を拡散符号とする a-chip シフト多重化法を用いる符号分割多重通信方式を提案した。この方式は、文献 [59] と同様に 1[chip] ずつシフトした M 個 (M : 系列長) の系列間の干渉は 0 となり M 多重通信が可能となるが、1bit 当りの有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M$ となり、 M 系列を拡散符号とする 1つのチャンネルのみを伝送した場合に対してビット誤り率特性が $10\log[(M+1)/2M]$ [dB] 劣化する欠点を有している。また、 a [chip] ずつシフトさせた 3つの擬直交マンチェスタ符号化 M 系列群を用いて多重度を 3倍にする $3M$ 重方式では系列群相互の干渉が大きくなるため S/N 比無限大においても符号誤りが存在する可能性がある。

本章では、拡散符号として M 系列の後ろに $+1$ を付加した直交系列⁽⁶²⁾ を用いる多重通信方式を提案する^{(87)~(92)}。多重度を $2M$ にする $2M$ 重方式は a-chip 多重化法のみを用いる方式であり、多重度を $3M$ にする $3M$ 重方式は a-chip シフト多重化法と振幅多重化法を組合わせた方式である。本方式は、第3章の方式とは異なり、有効な受信信号エネルギーの損失を生ずることがなく、また、 S/N 比無限大において符号誤りを 0 にすることができる。

本章では、まず a-chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた多重通信方式のシステム構成について述べ、次に、直交系列をマンチェスタ符号化したマンチェスタ符号化直交系列のパルス波形が矩形^{(87)~(90)}、レイズドコサイン形⁽⁸⁷⁾⁽⁹¹⁾の各場合、チップ波形がレイズドコサイン形であるレイズドコサイン形直交系列の場合⁽⁹²⁾ について系列群間の位相差 a と $3M$ 重方式の大信号と小信号の振幅比 K の最適値を求め、それらの値を用いた時のビット誤り率特性により性能評価を行う。

4.2 a-chip シフト多重化法と振幅多重化法の組合せ方式

多重度を3倍にする3M重方式のシステム構成を図4.1に示す。但し、 τ は系列一周期に相当する時間であり、 τ' は $a[\text{chip}]$ に相当する時間である。3M重方式は表4.1に示すように2つのデータ群に系列群1と系列群2を割り当て、更に第3のデータ群によって系列群1と系列群2の中の互いに最も大きい干渉を及ぼし合うチャンネルの組の振幅の大小関係を決定することにより情報を送り、チャンネル数を3Mにする多重通信方式である。

表 4.1 3M 重方式

データ群 1(d_{1i})	系列群 1(PN_{1i}) で送信
データ群 2(d_{2i})	系列群 2(PN_{2i}) で送信
データ群 3(d_{3i})	系列群 1 と 2 の中の対応する信号の振幅の割り当てを変えることで送信 (d_{1i} と d_{2i})

送信側においては、系列群1のデータ d_{1i} ($i = 1, 2, \dots, 7$)は各チャンネルに割り当てられた拡散符号系列 PN_{1i} で拡散され、系列群2のデータ d_{2i} は拡散符号系列 PN_{2i} で拡散される。但し、系列群1と系列群2の位相差は a [chip]である。また、 $a \leq 1[\text{chip}]$ とすると、 d_{1i} と d_{2i} が互いに最も大きい干渉を及ぼすチャンネルのデータである。更に、 d_{1i} と d_{2i} の振幅はデータ群3の d_{3i} によって決定される。つまり、 d_{3i} が+1の時は d_{1i} の振幅を、-1の時は d_{2i} の振幅を大とするものである。この時、大信号の振幅と小信号の振幅の比を K とする。

受信側においては、積分ダンプフィルタの出力 V_{1i} と V_{2i} の正負により d_{1i} と d_{2i} のデータを判定し、 V_{1i} と V_{2i} の絶対値の大小により d_{3i} を判定する。つまり、 d_{3i} は(4.1)式の様に判定される。

$$d_{3i} = \begin{cases} +1 & \text{if } |V_{1i}| \geq |V_{2i}| \\ -1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.1)$$

更に、キャンセラを用いる方式(オンキャンセラ)では V_{1i} と V_{2i} の絶対値の大きいチャンネルのデータを再度拡散して受信信号からキャンセルを行い、絶対値の小さいチャンネルを再度復調するものである(表4.2)。

表 4.2 受信信号の判定則

	V_{1i}		V_{2i}		$ V_{1i} - V_{2i} $	
	+	-	+	-	+	-
d_{1i}	+1	-1			cancel	2nd demod.
d_{2i}			+1	-1	2nd demod.	cancel
d_{3i}					+1	-1

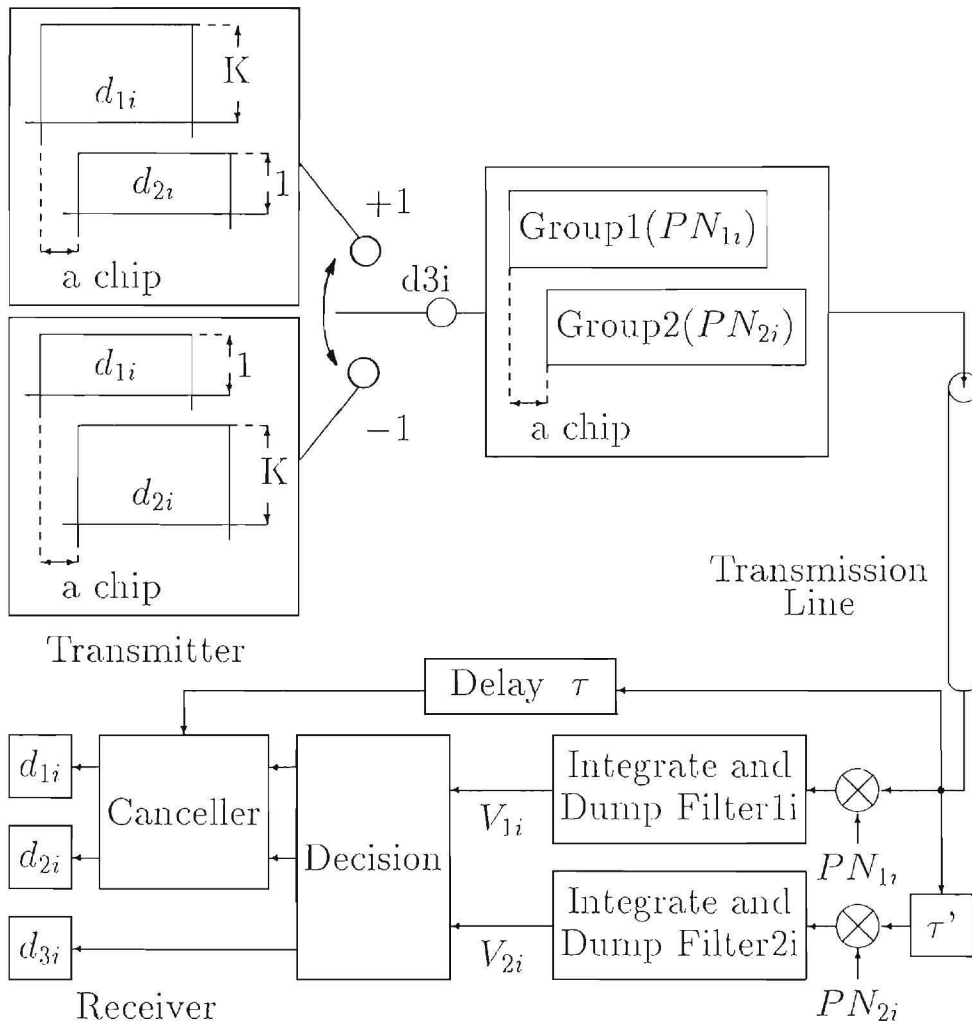


図 4.1 3M 重システムの構成

多重度を 2M にする 2M 重方式は、3M 重方式において d_{3i} を +1 または -1 に固定し、 d_{1i} と d_{2i} の振幅を同一にした場合である。つまり、a-chip シフト多重化のみを用いた場合であり、基本的に第 3 章の方式と同一である。

4.3 マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合の性能評価^{(87)~(90)}

4.3.1 マンチェスタ符号化直交系列

本節では直交系列をマンチェスタ符号化した系列を用いる。具体的に系列長が 7[chip] の場合について述べる。

(4.2) 式は 1[chip] ずつシフトした 7 種類の 7chipM 系列の後ろに +1 を付加した直交系列 (Orthogonal Sequence; OS と略記) をマンチェスタ符号化した系列を各々表わしている。(4.2) 式の系列をマンチェスタ符号化直交系列 (Manchester coded Orthogonal Sequence; MOS と略記) と呼ぶことにする。

$$\left. \begin{aligned} MOS_1 &= (-, +, -, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -, \boxed{+, -}) \\ MOS_2 &= (+, -, -, +, -, +, +, -, -, +, +, -, +, -, \boxed{+, -}) \\ &\quad \vdots \\ MOS_7 &= (-, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -, -, +, \boxed{+, -}) \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

additional chip

但し、+ は +1 を、- は -1 を表わしている。

(4.2) 式のマンチェスタ符号化直交系列 $MOS_i (i = 1, \dots, 7)$ は直交系列 OS_i と同じくシフト 0 における各系列間の相互相関値が 0 であるため 7 種類の系列をチャンネル間干渉無しで用いることができる。すなわち、7 チャンネル確保できる。

4.3.2 系列群間の位相差 a の最適値の検討

ここでは、系列群数が 2 の場合について検討を行う。3 章の図 3.3 の a -chip シフト多重化法の概念図において系列群 1 の $PN_{1i} (i = 1, 2, \dots, M)$ は各々 (4.2) 式の MOS_i に相当し、系列群 2 の PN_{2i} は MOS_{1i} を a -chip シフトしたものである。また、データ長と拡散符号の系列長が同一の SIK 方式とする。

系列群間の位相差 a [chip] に対するチャンネル間干渉の最悪値と分散について検討する。但し、 $M=7$ [chip] とする。

まず、チャンネル間干渉の最悪値について検討する。あるチャンネルにおける干渉の最悪値は 4^7 通り存在する干渉のうちの最大のものである。図 4.2(a)~(g) に系列群間の位相差 a に対する系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の内の最悪値 (4^7 通りの干渉の内の最大のもの $\Lambda_{1i}(a)$) を示す。図 4.3 にこれらを平均した平均最悪値 ($\Lambda_1(a)$) を示す。但し、 $a=0$ (希望信号電力) の値で規格化している。また、系列群間の位相差が a [chip] である時、系列群 2 の各チ

チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の最悪値 $\Lambda_{2i}(a)$, $\Lambda_2(a)$ は図 4.2, 4.3 において $(8-a)$ [chip] シフトした点に相当する. これより, 干渉の最悪値が最小となる位相差は $a=2/3$ [chip] であることが分かる (付録 D 参照). また, この時, 最悪の干渉度が $1/3$ となり 1 未満の値となるため, 干渉電力が希望信号電力未満となり, S/N 比無限大において符号誤り無く伝送することができる.

次に, 系列群間の位相差 a [chip] に対するチャンネル間干渉の分散について検討する. 図 4.4(a)~(g) に系列群間の位相差 a に対する系列群1の各チャンネルが系列群2の各チャンネルから受ける干渉の分散 (4^7 通りの干渉の分散 $\sigma_{1i}^2(a)$) を示す. 図 4.5 にこれらを平均した分散 ($\sigma_1^2(a)$) を示す. 但し, $a=0$ の値で規格化を行っている. また, 系列群間の位相差が a [chip] である時, 系列群2の各チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の分散 $\sigma_{2i}^2(a)$, $\sigma_2^2(a)$ は図 4.4, 4.5 において $(8-a)$ [chip] シフトした点に相当する. これより, 系列群間の位相差が 1 [chip] 以内で干渉の分散が最小となるのは $a=3/10, 7/10$ [chip] の時であることが分かる.

次に, 干渉の最悪値, 干渉の分散を各々最小にする系列群間の位相差 a を用いた時のビット誤り率を求め, 最良のビット誤り率特性を示す a の値を求める. 系列群 k の i 番目のチャンネル ($\#ki$ チャンネル) のビット誤り率は, 第3章の (3.9)(3.10) 式と同様にして求めることができ, それは次式となる.

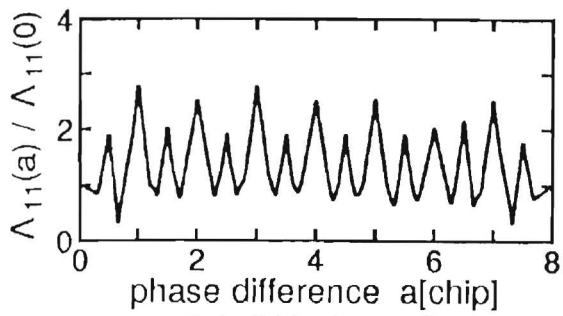
$$BER_m = Q \left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{M+1} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (4.3)$$

但し, $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]$ が 4^M 通り存在するため, BER_m も 4^M 通り存在する. そのため, BER_{ki} はそれらを平均したものとなる. つまり,

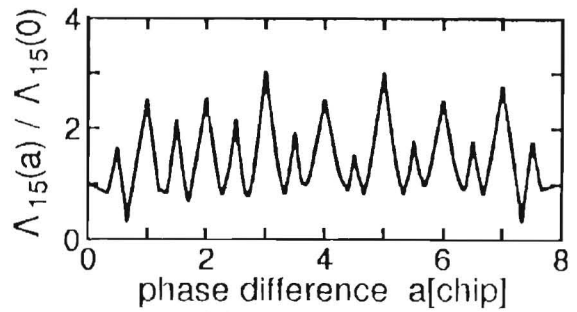
$$BER_{ki} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^M BER_m \quad (4.4)$$

である.

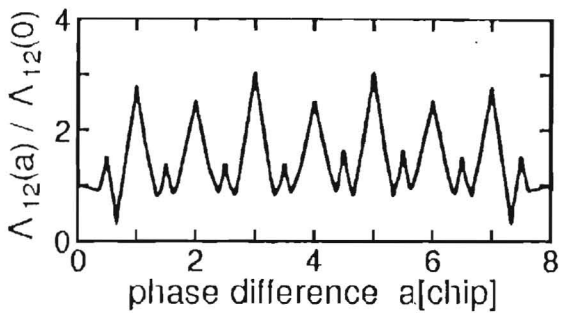
図 4.6 に系列群間の位相差 a をパラメータとした時のビット誤り率 (Bit Error Rate: BER と略記) を示す. これより, ほぼ全 E_b/N_0 比にわたって $a=2/3$ [chip] が最適値であるとして差し支えないことが分かった. 以下の議論では $a=2/3$ [chip] とする.



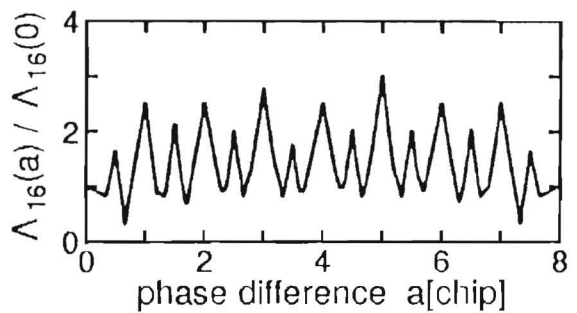
(a) #11 channel



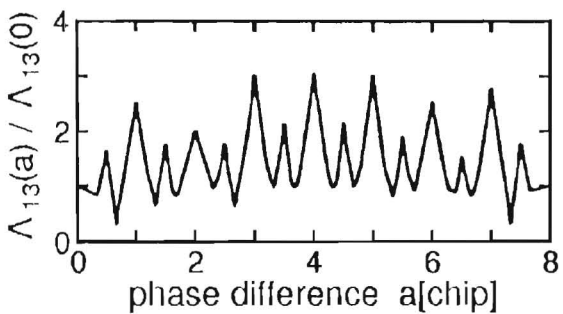
(e) #15 channel



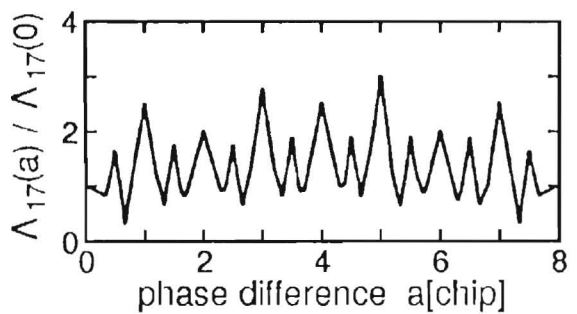
(b) #12 channel



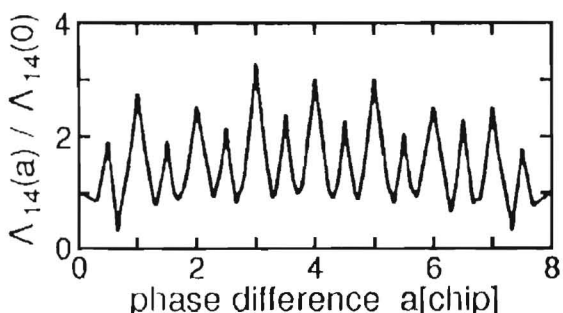
(f) #16 channel



(c) #13 channel



(g) #17 channel



(d) #14 channel

図 4.2 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の最悪値

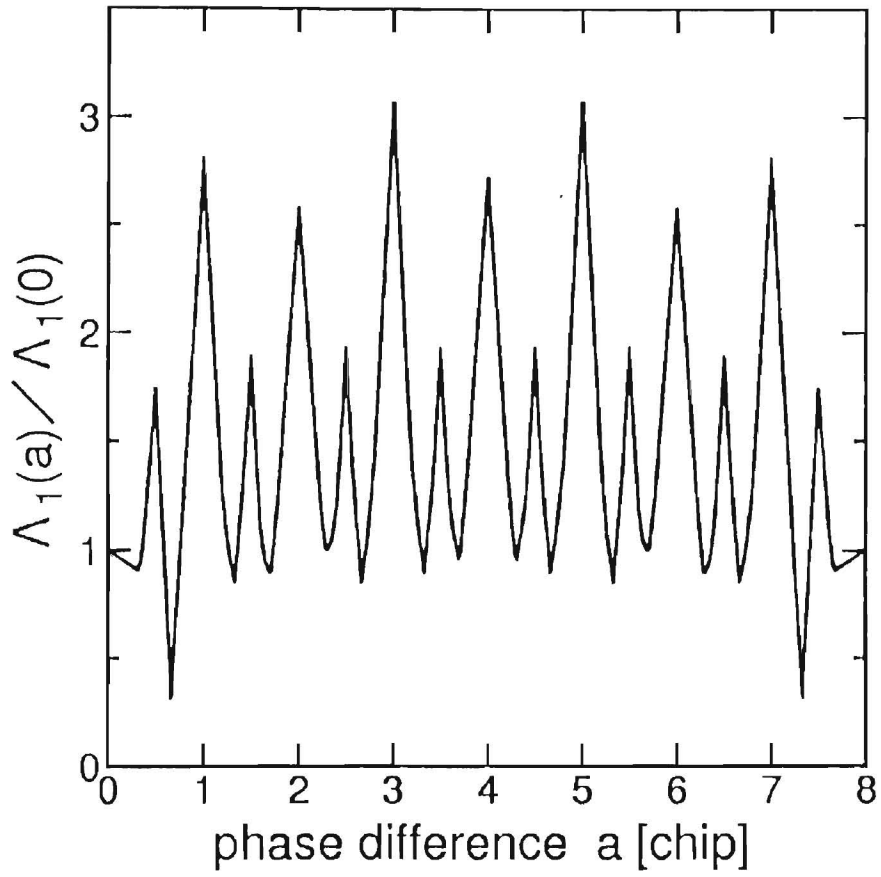


図 4.3 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の最悪値 (図 4.2 の平均)

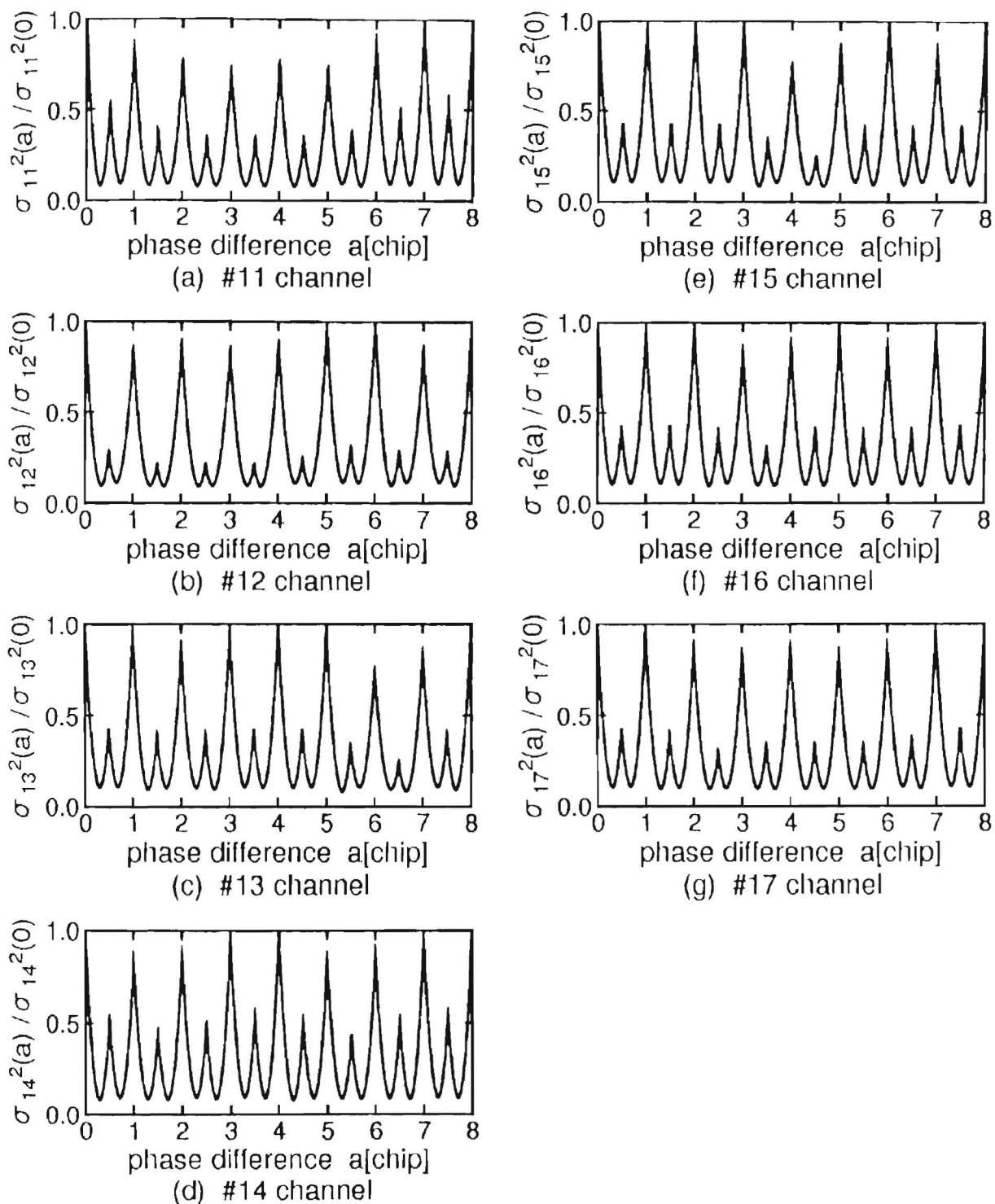


図 4.4 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散

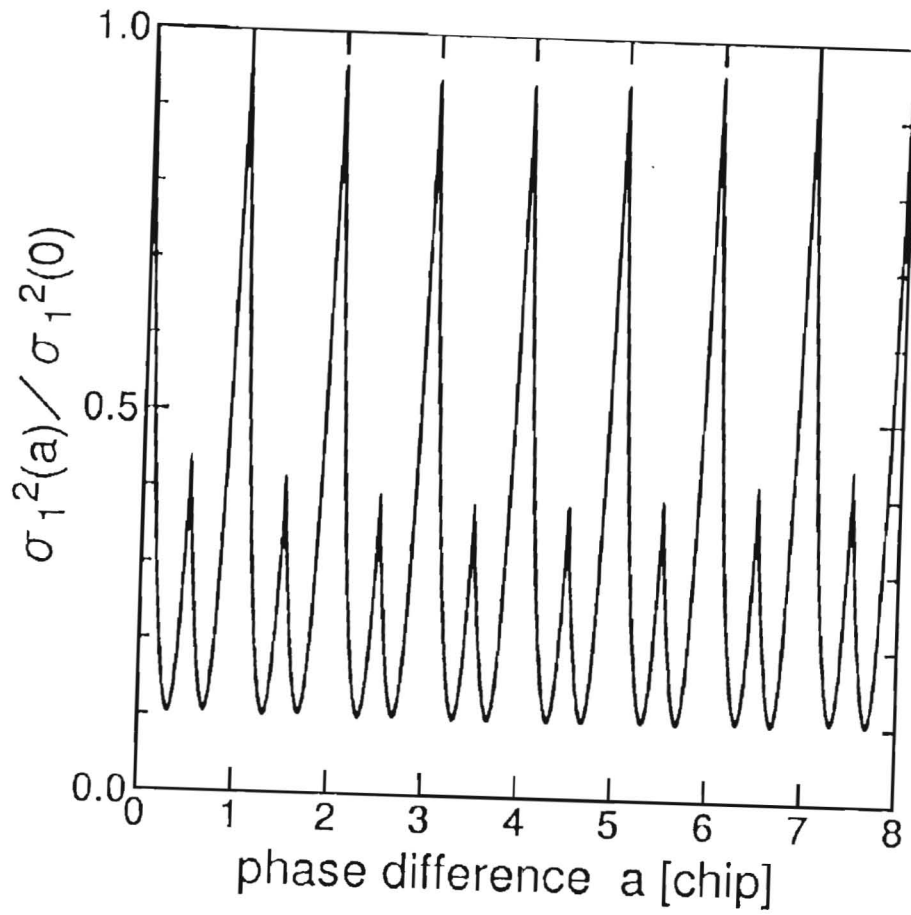


図 4.5 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の分散 (図 4.4 の平均)

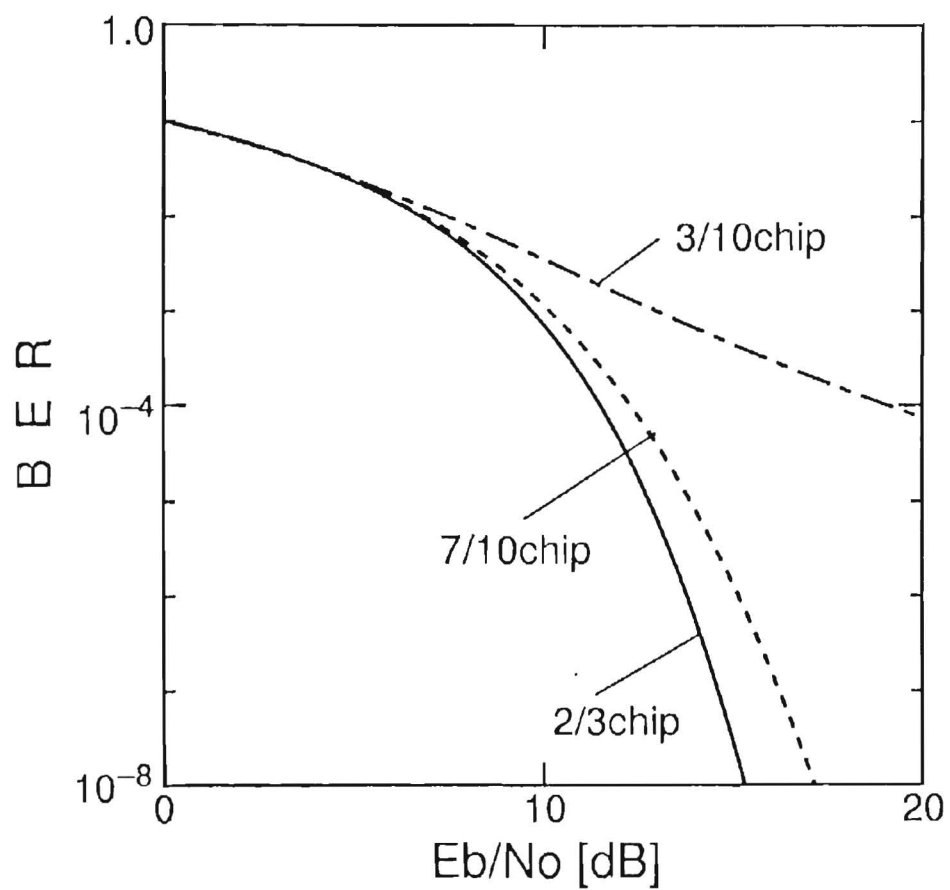


図 4.6 系列群間の位相差 α をパラメータとした時の平均ビット誤り率特性

4.3.3 2M重方式のビット誤り率特性

第3章が拡散符号として擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた方式であるのに対し、本方式はマンチェスタ符号化直交系列を用いている。系列群間の位相差 α を $2/3[\text{chip}]$ に設定すると、ある一つのチャンネルに干渉を及ぼすチャンネルは他系列群の一つのチャンネルのみであり、その干渉度は $1/3$ である。つまり、系列群1の i 番目のチャンネル ($\#1i$ チャンネル) は系列群2の i 番目のチャンネル ($\#2i$ チャンネル) からのみ干渉を受ける。従って、(4.3)(4.4) 式より、2M重方式のオフキャンセラのビット誤り率は次式となる。

$$BER_{off} = \frac{1}{2} \left\{ Q \left(\frac{4}{3} \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{2}{3} \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \right\} \quad (4.5)$$

受信側にキャンセラを持つオンキャンセラのビット誤り率は、第3章の2M重方式と同様にして求めることができ、次のようになる。

$$BER_{on} = (1 - BER_{off}) \cdot Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (4.6)$$

$$+ \frac{BER_{off}}{2} \cdot \left\{ Q \left(\frac{5}{3} \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \right\} \quad (4.7)$$

本方式は基本的に第3章の方式よりも $10 \log[(M+1)/2M][\text{dB}]$ 改善することができる。

図4.7に平均ビット誤り率特性を示す。但し、 E_b は情報1bit当りの送信信号エネルギーであり、 N_0 は雑音のパワースペクトル密度である。本方式と帯域幅と情報速度を同一としたマンチェスタ符号化4値システムの性能を比較すると、 $BER=10^{-3}$ の点において、オフキャンセラでは約1.0[dB]、オンキャンセラでは約3.0[dB]改善できる。

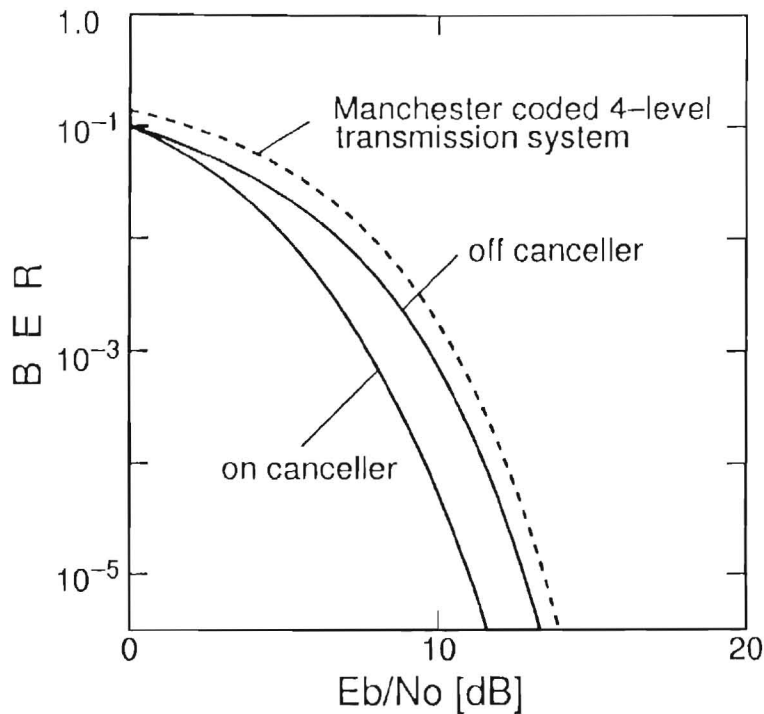


図 4.7 2M 重方式の平均ビット誤り率特性

4.3.4 3M 重方式のビット誤り率特性

図 4.8 は E_b/N_0 比を 10[dB] に固定した場合の大信号と小信号の振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性であり、図 4.9 は E_b/N_0 比を 10[dB] に固定した場合の振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性である。図 4.8 より振幅比 K の値に最適値が存在することが分かる。これは、図 4.9 に示すように、振幅比 K を増加させるとデータ群 1 とデータ群 2 のビット誤り率は単調増加し、データ群 3 のビット誤り率は単調減少するためである。図 4.8 のように、各 E_b/N_0 比において最小となる平均ビット誤り率とその時の振幅比 K を求めれば図 4.10 のような特性が得られる。これより、 E_b/N_0 比の変化によりビット誤り率が最小となる振幅比 K の値が変動することが分かる。しかしながら、 $K=1.70$ (オフキャンセラ)、 2.60 (オンキャンセラ) に固定した各性能は振幅比 K の値を各 E_b/N_0 比で最適値とした場合の性能と比べ $BER \geq 10^{-5}$ の範囲では最悪でも 0.1[dB] 程度の劣化であるため、振幅比 K の値を固定的に用いても差し支えないことが分かった。

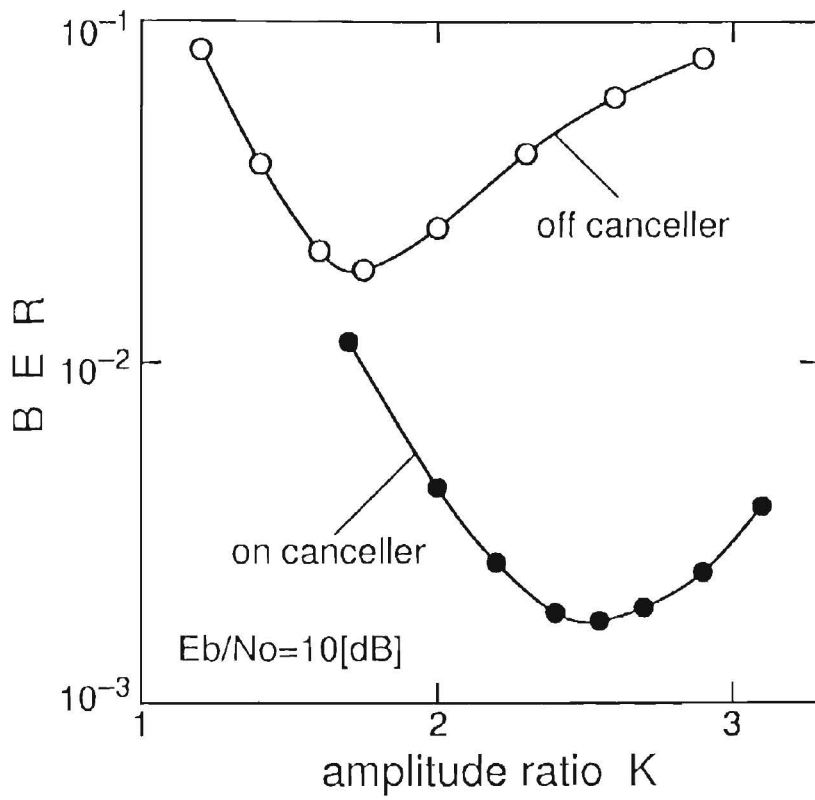


図 4.8 振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性 ($E_b/N_0=10$ [dB])

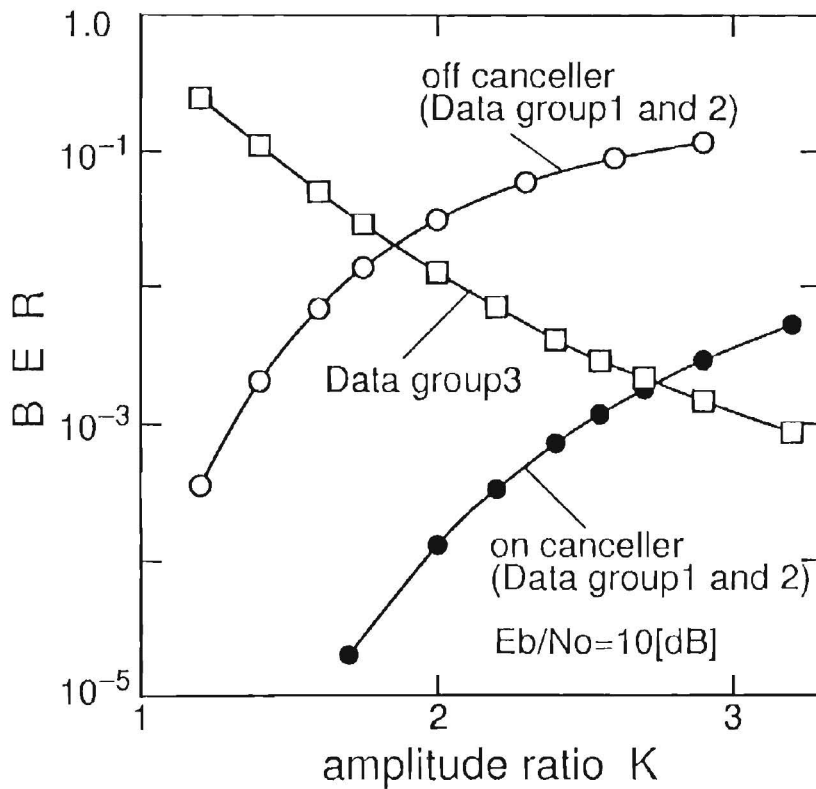


図 4.9 振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性 ($E_b/N_0=10$ [dB])

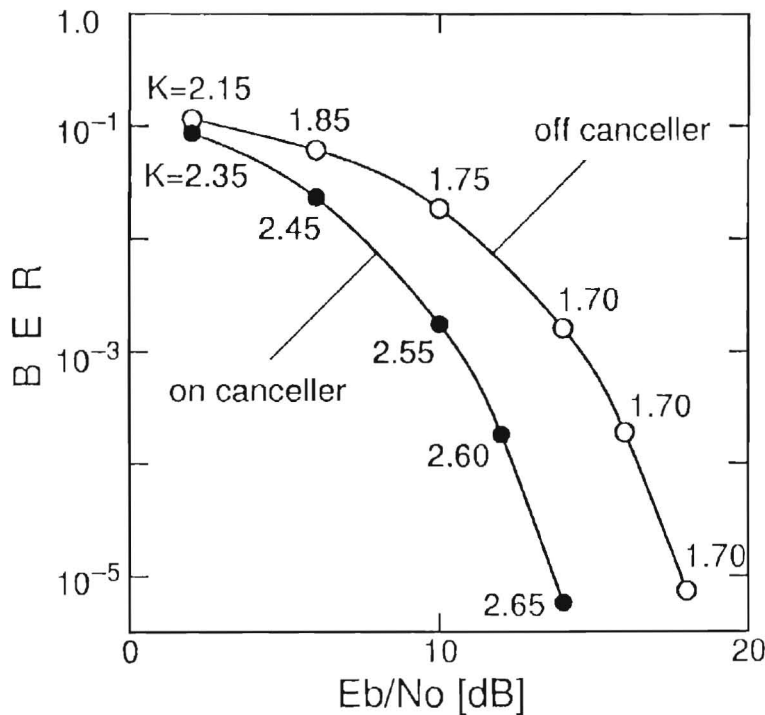


図 4.10 振幅比 K を各 E_b/N_0 比で最適にした時の平均ビット誤り率特性

図 4.11 に各方式のビット誤り率特性を示す。但し、 a -chip シフト多重化法のみによる方式は、 $a=0, 2/3, 4/3$ [chip] に設定した 3 つの系列群を用い、拡散符号はマンチェスタ符号化直交系列を用いている。図 4.11 より、本方式のオフキャンセラの性能は帯域幅と情報速度を同一にしたマンチェスタ符号化 8 値システムの性能と同程度であり、本方式のオンキャンセラの性能はマンチェスタ符号化 8 値システムの性能に対し $BER = 10^{-3}$ の点において約 4.0 [dB] 改善できる。すなわち、本方式は単なる多値システムより有効な多重通信方式といえる。更に、本方式は a -chip シフト多重化法のみによる方式に対して高 E_b/N_0 比 (≥ 12 [dB]) において性能を向上できることが分かった。

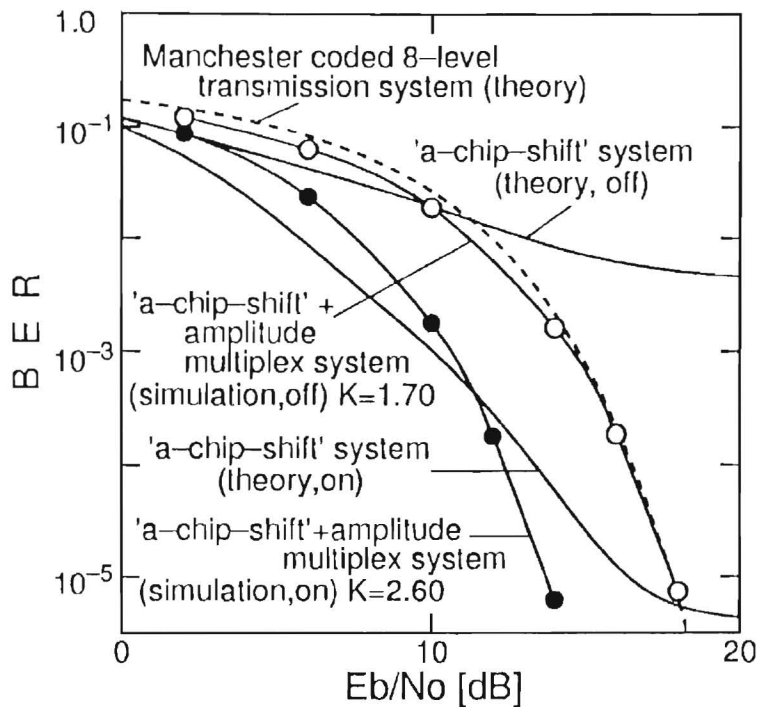


図 4.11 各方式の平均ビット誤り率特性

4.3.5 性能評価

マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合には、系列群間の位相差を $2/3[\text{chip}]$ に設定した時に全ての他チャンネルからの相互相関値の絶対値の和 (最悪値) が最小値 ($1/3$) になり、かつ 1 未満となることが分かった。これは系列群間の位相差を $2/3[\text{chip}]$ に設定すれば、干渉電力が希望信号電力未満となるため、全てのチャンネルが S/N 比無限大で符号誤り無く伝送できることを示している。更に、この値がほぼ全 E_b/N_0 比にわたって適当であることが分かった。また、3M 重方式において、大信号と小信号の振幅比 K の値に最適値が存在し、それはオフキャンセラでは 1.70、オンキャンセラでは 2.60 であることが分かった。

これらの値を用いた時の本方式の周波数利用効率を図 4.12 に示す。図 4.12(a) が $\text{BER}=10^{-3}$ の場合、図 4.12(b) が $\text{BER}=10^{-5}$ の場合である。但し、a-chip シフト多重化法のみによる方式は、 $a=0, 2/3, 4/3[\text{chip}]$ に設定した 3 つの系列群を用い、拡散符号はマンチェスタ符号化直交系列を用いている。図 4.12 より、本方式のオンキャンセラの性能はマンチェスタ符号化多値システムの性能に対し、2M 重方式では約 3.0[dB]、3M 重方式では約 4.0[dB] 改善できることが分かった。すなわち、本方式は単なる多値システムより有効な多重通信方式といえる。更に、本方式は、a-chip シフト多重化法のみによる方式に対して高 E_b/N_0 比 ($\geq 12[\text{dB}]$)

において性能を向上できることが分かった。しかしながら、低 E_b/N_0 比 (≤ 12 [dB]) においては a-chip シフト多重化法のみを用いた場合が有利であるため、 E_b/N_0 比によって方式を選択すべきである。

本節では、 $M=7$ [chip] の場合について検討を行ったが、 M によらず系列群間の位相差 a を $2/3$ [chip] に設定すれば干渉度は $1/3$ になるため、 M の値を大きくしても $M=7$ [chip] の場合と同一の性能となる。

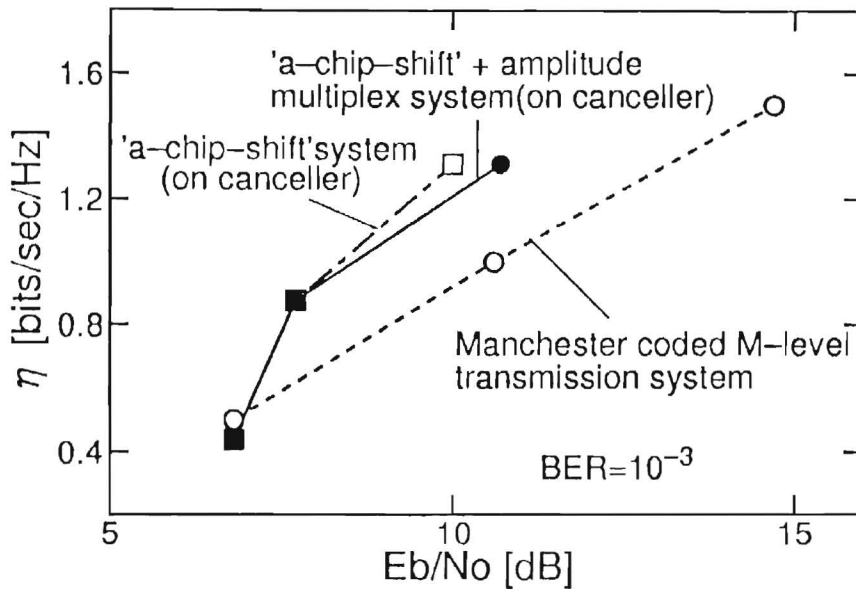


図 4.12(a) 周波数利用効率 (BER=10⁻³)

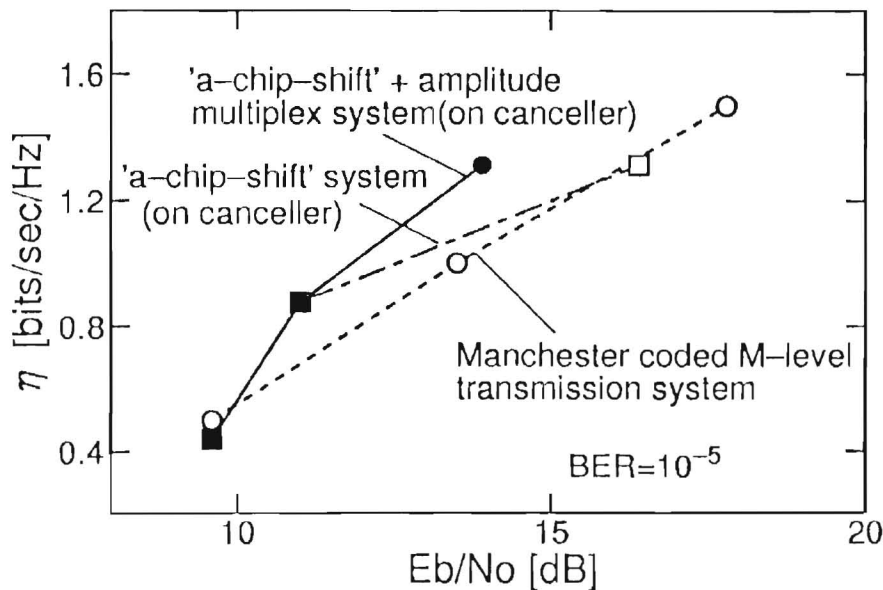


図 4.12(b) 周波数利用効率 (BER=10⁻⁵)

4.4 レイズドコサイン形マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合の性能評価 (87)(91)

4.4.1 系列群間の位相差 a の最適値の検討

本節では、マンチェスタ符号化した系列のパルス波形を変化させた場合の一例としてレイズドコサイン形を取り上げ、その場合について検討を行う。その拡散符号をレイズドコサイン形マンチェスタ符号化直交系列 ($RCMOS$) と呼ぶことにする。

ここでは、系列群数が2の場合について検討を行う。第3章の図3.3の a -chipシフト多重化法の概念図において系列群1の PN_{1i} ($i = 1, 2, \dots, M$) は各々マンチェスタ符号化直交系列のパルス波形をレイズドコサイン形にした $RCMOS_{1i}$ に相当し、系列群2の PN_{2i} は $RCMOS_{1i}$ を a -chipシフトしたものである。また、データ長と拡散符号の系列長が同一のSIK方式とする。

系列群間の位相差 a [chip] に対するチャンネル間干渉の最悪値と分散について検討する。但し、 $M=7$ [chip] とする。

まず、チャンネル間干渉の最悪値について検討する。あるチャンネルにおける干渉の最悪値は 4^7 通り存在する干渉のうちの最大のものである。図4.13(a)~(g)に系列群間の位相差 a に対する系列群1の各チャンネルが系列群2の各チャンネルから受ける干渉の内の最悪値 (4^7 通りの干渉の内の最大のもの $\Lambda_{1i}(a)$) を示す。図4.14にこれらを平均した平均最悪値 ($\Lambda_1(a)$) を示す。但し、 $a=0$ (希望信号電力)の値で規格化している。系列群間の位相差が a [chip] である時、系列群2の各チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の最悪値 $\Lambda_{2i}(a), \Lambda_2(a)$ は図4.13, 4.14において $(8-a)$ [chip]シフトした点に相当する。これより、系列群間の位相差を約 $5/7$ [chip] に設定した時に干渉度は約 $1/8$ となり、最小となることが分かる。この時、 $RCMOS_{1i}$ と $RCMOS_{2i}$ ($i = 1, 2, \dots, 7$) が互いに最も大きい干渉を及ぼすチャンネルである。

次に、系列群間の位相差 a [chip] に対するチャンネル間干渉の分散について検討する。図4.15(a)~(g)に系列群1の各チャンネルが系列群2から受ける干渉の分散 ($\sigma_{1i}^2(a)$) を示す。図4.16にこれらを平均した分散 ($\sigma_1^2(a)$) を示す。但し、 $a=0$ の値で規格化を行っている。また、系列群間の位相差が a [chip] である時、系列群2の各チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の分散 $\sigma_{2i}^2(a), \sigma_2^2(a)$ は図4.15, 4.16において $(8-a)$ [chip]シフトした点に相当する。これより、 $a=4/15, 5/7$ [chip]の時に干渉の分散が極小値をとる。

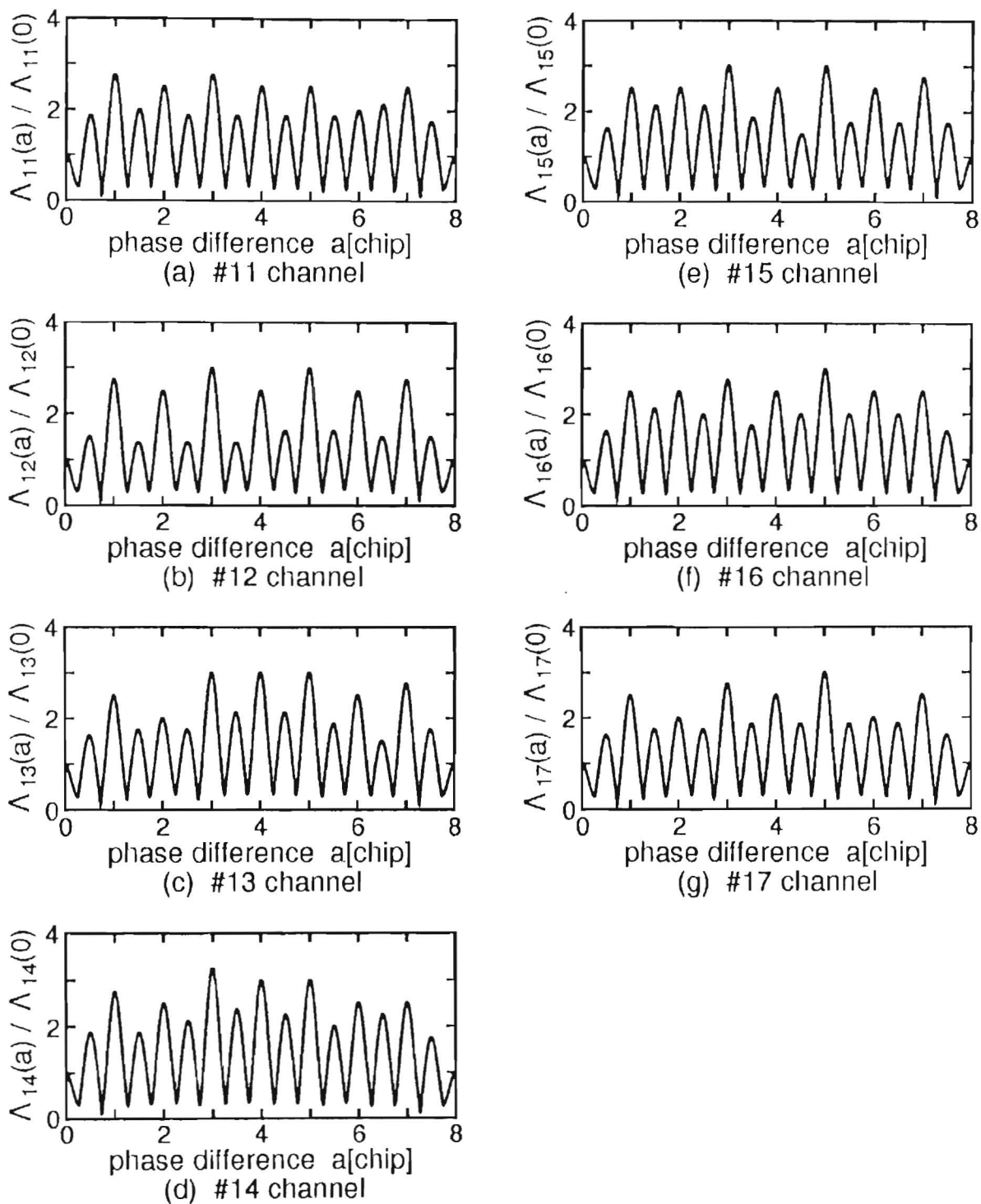


図 4.13 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の最悪値

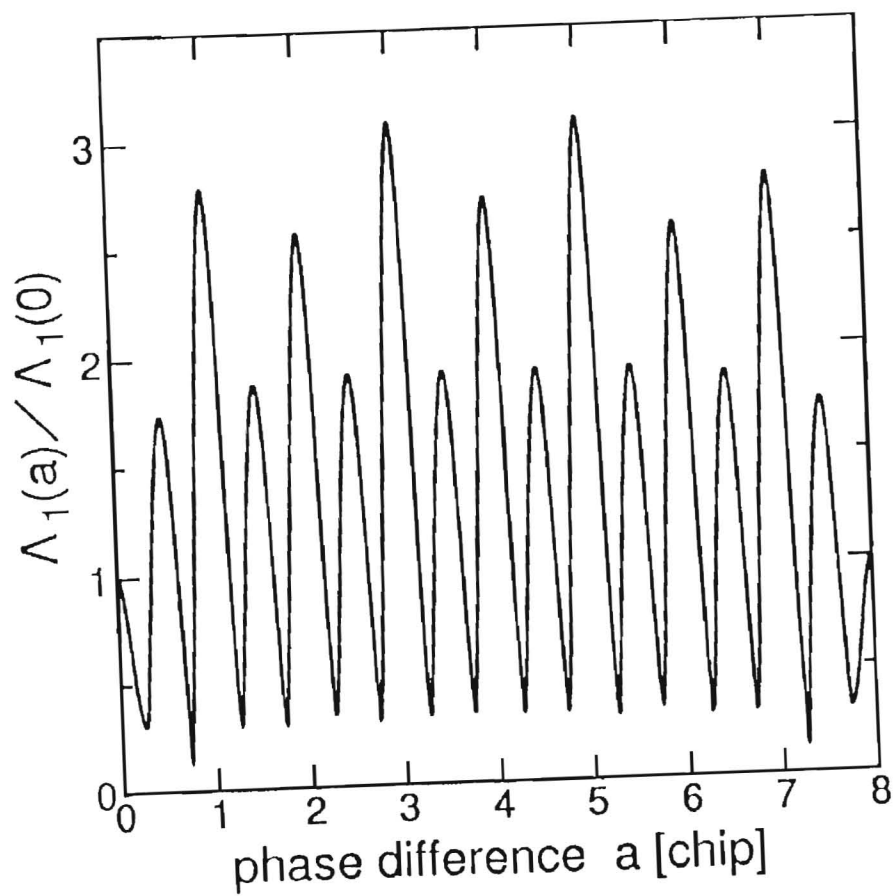
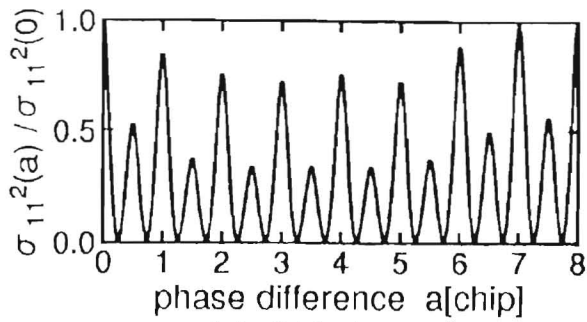
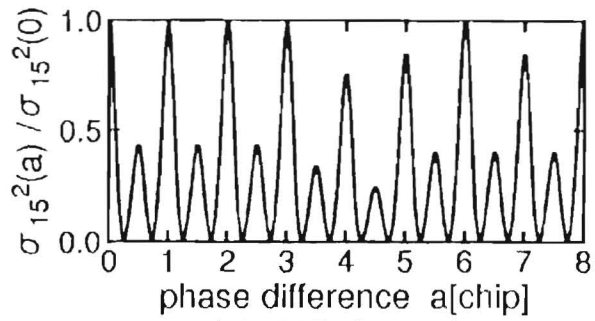


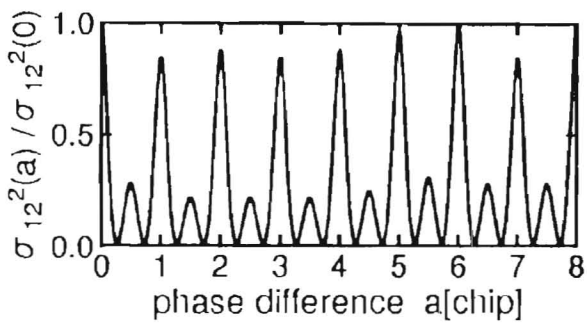
図 4.14 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の最悪値 (図 4.13 の平均)



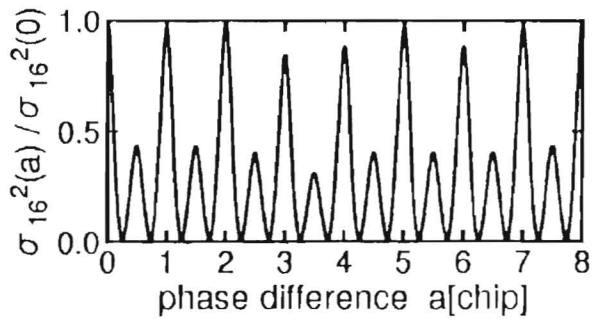
(a) #11 channel



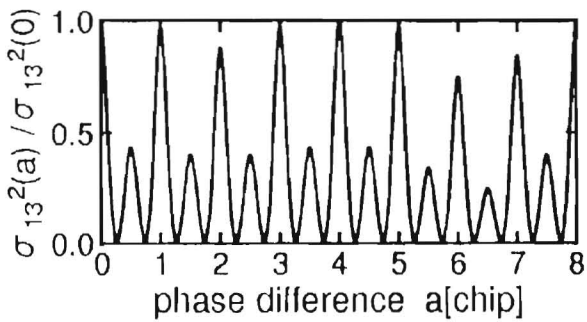
(e) #15 channel



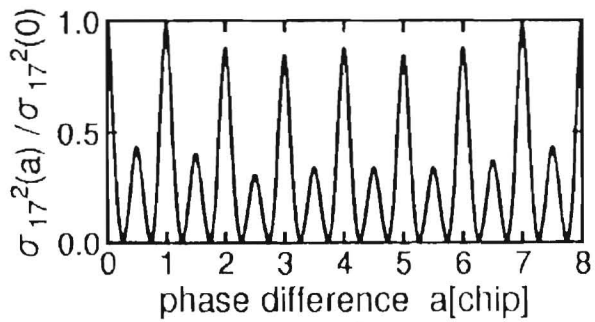
(b) #12 channel



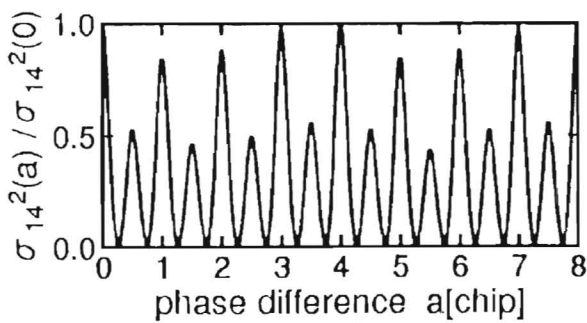
(f) #16 channel



(c) #13 channel



(g) #17 channel



(d) #14 channel

図 4.15 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散

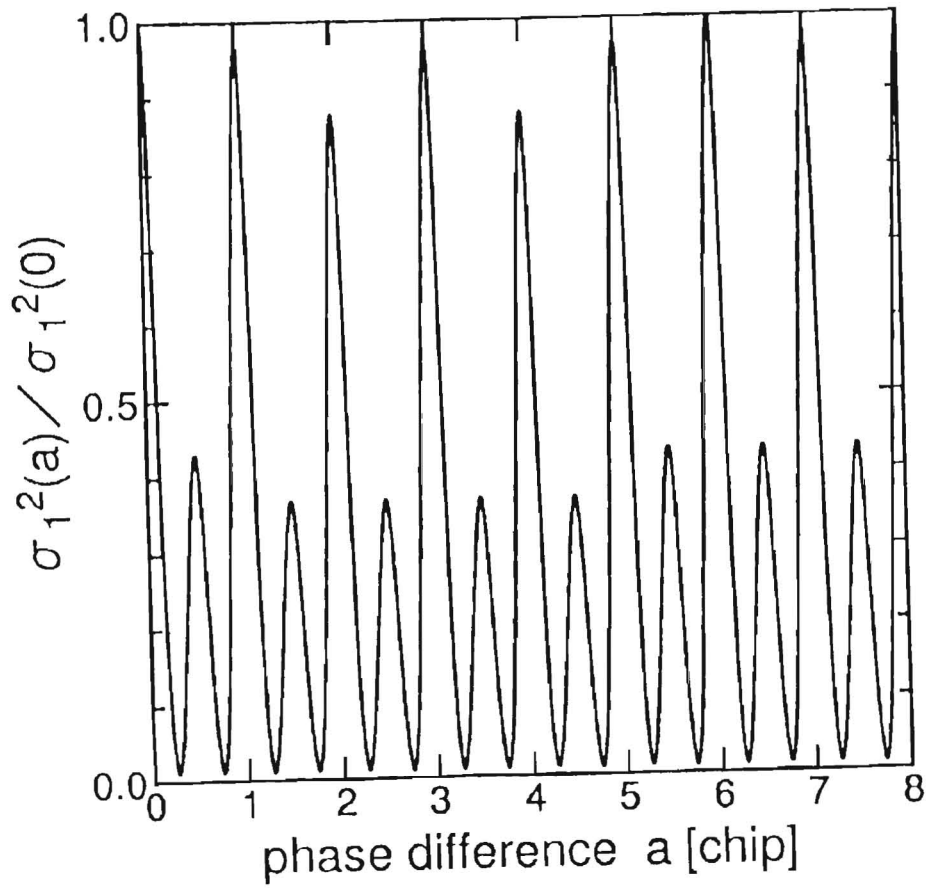


図 4.16 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の分散 (図 4.15 の平均)

次に、干渉の最悪値、干渉の分散を各々最小にする系列群間の位相差 \mathbf{a} を用いた時のビット誤り率を求め、最良のビット誤り率特性を示す \mathbf{a} の値を求める。系列群 k の i 番目のチャンネル ($\#ki$ チャンネル) のビット誤り率は、第3章の (3.9)(3.10) 式と同様にして求めることができ、それは次式となる。

$$BER_m = Q \left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(\mathbf{a}) \pm \rho'_{ji}(\mathbf{a})]}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCMOS_{ki}(t)\}^2 dt} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (4.8)$$

但し、 $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(\mathbf{a}) \pm \rho'_{ji}(\mathbf{a})]$ が 4^M 通り存在するため、 BER_m も 4^M 通り存在する。そのため、 BER_{ki} はそれらの平均となる。つまり、次式となる。

$$BER_{ki} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^M BER_m \quad (4.9)$$

図 4.17 に系列群間の位相差 \mathbf{a} をパラメータとした時の平均ビット誤り率特性を示す。これより、ほぼ全 E_b/N_0 比にわたって $\mathbf{a}=5/7[\text{chip}]$ が良好な値をとり、最適値として差し支えないことが分かる。よって、以下の議論では $\mathbf{a}=5/7[\text{chip}]$ と設定する。

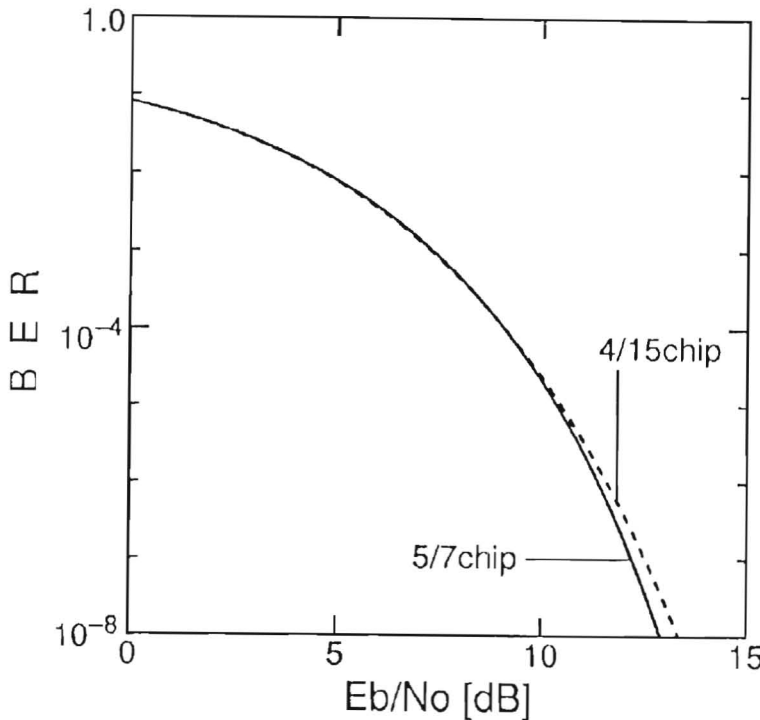


図 4.17 系列群間の位相差 \mathbf{a} をパラメータとした時の平均ビット誤り率特性

4.4.2 2M重方式のビット誤り率特性

2M重方式のオフキャンセラの各チャンネルのビット誤り率は(4.8)(4.9)式で与えられ、その平均ビット誤り率は次式となる。但し、系列群間の位相差は5/7[chip]である。

$$BER_{off} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{ki} \right\} \quad (4.10)$$

オンキャンセラの場合は、各チャンネルにおいて最大の干渉を及ぼすチャンネルのみ(系列群1の#1iチャンネルと系列群2の#2iチャンネルが互いに最大の干渉を及ぼす)をキャンセルする。その時の平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{1}{2^{2M-1}} \sum_{m=1}^{2^{2M-1}} \left\{ (1 - BER_{ki}) \cdot Pe1_m + \frac{BER_{ki}}{2} \cdot (Pe2_{same.m} + Pe2_{diff.m}) \right\} \right\} \right\} \quad (4.11)$$

但し、

$$Pe1_m = Q \left((1 + x_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_{same.m} = Q \left(\left(1 + \frac{2\rho'_{i1}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCMOS_{ki}(t)\}^2 dt} + x_m \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_{diff.m} = Q \left(\left(1 - \frac{2\rho'_{i1}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCMOS_{ki}(t)\}^2 dt} + x_m \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$x_m = \frac{\sum_{j=1}^M \rho_{j1}(a) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \rho'_{j1}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCMOS_{ki}(t)\}^2 dt}$$

図4.18に平均ビット誤り率特性を示す。但し、 E_b は情報1bit当りの送信信号エネルギーであり、 N_0 は雑音のパワースペクトル密度である。本方式と帯域幅と情報速度を同一にしたマンチェスタ符号化4値システムの性能を比較すると、 $BER=10^{-3}$ の点において、オフキャンセラでは約3.2[dB]、オンキャンセラでは約3.7[dB]改善できることが分かった。更に、オフキャンセラの性能は $BER \geq 10^{-5}$ の範囲において、オンキャンセラの性能に比べて最大0.8[dB]の劣化に抑えることができることが分かった。このことはパルス波形をレイズドコサイン形に

することによりキャンセラを用いなくてもよく、システムを簡易にすることができることを示している。

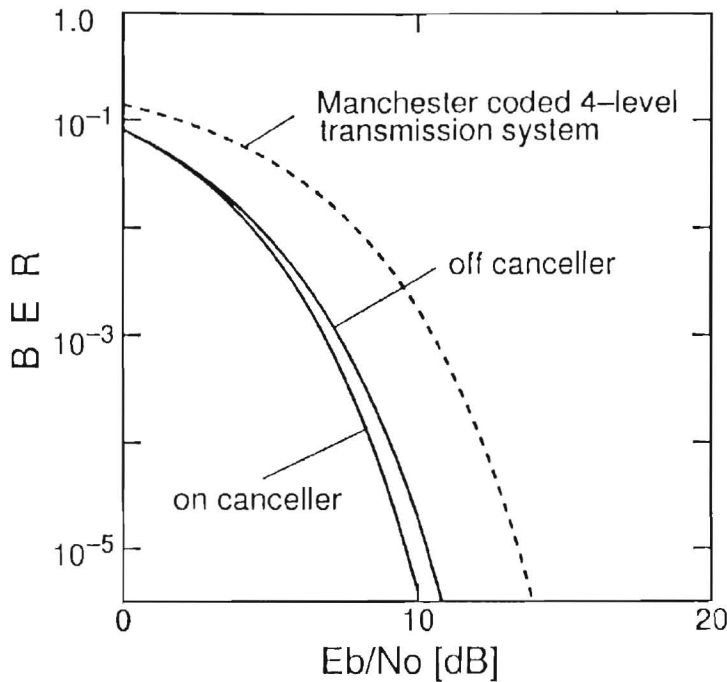


図 4.18 2M 重方式の平均ビット誤り率特性

4.4.3 3M 重方式のビット誤り率特性

図 4.19 は E_b/N_0 比を 10[dB] に固定した場合の大信号と小信号の振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性であり、図 4.20 は E_b/N_0 比を 10[dB] に固定した場合の振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性である。図 4.19 より振幅比 K の値に最適値が存在することが分かる。これは、図 4.20 に示すように、振幅比 K を増加させるとデータ群 1 とデータ群 2 のビット誤り率は単調増加し、データ群 3 のビット誤り率は単調減少するためである。図 4.19 のように、各 E_b/N_0 比において最小となる平均ビット誤り率とその時の振幅比 K を求めれば図 4.21 のような特性が得られる。これより、 E_b/N_0 比の変化によりビット誤り率が最小となる振幅比 K の値が変動することが分かる。しかしながら、 $K=2.15$ (オフキャンセラ)、 2.45 (オンキャンセラ) に固定した各性能は振幅比 K の値を各 E_b/N_0 比で最適値とした場合の性能と比べ $BER \geq 10^{-5}$ の範囲では最悪でも 0.1[dB] 程度の劣化であるため、振幅比 K の値を固定的に用いても差し支えないことが分かった。

図 4.22 にマンチェスタ符号化 M 系列のパルス波形が矩形、レイズドコサイン形の各場合のビット誤り率特性を示す。図 4.22 より、パルス波形がレイズドコサイン形の場合の性能は矩形の場合に比べてチャンネル間干渉を低く抑えることがで

きるため良好な性能を示している。また、 $BER > 10^{-5}$ の範囲において、パルス波形がレイズドコサイン形の場合のオフキャンセラの性能はオンキャンセラに対して最悪 1.0[dB] 程度の性能劣化に抑えることができることが分かった。

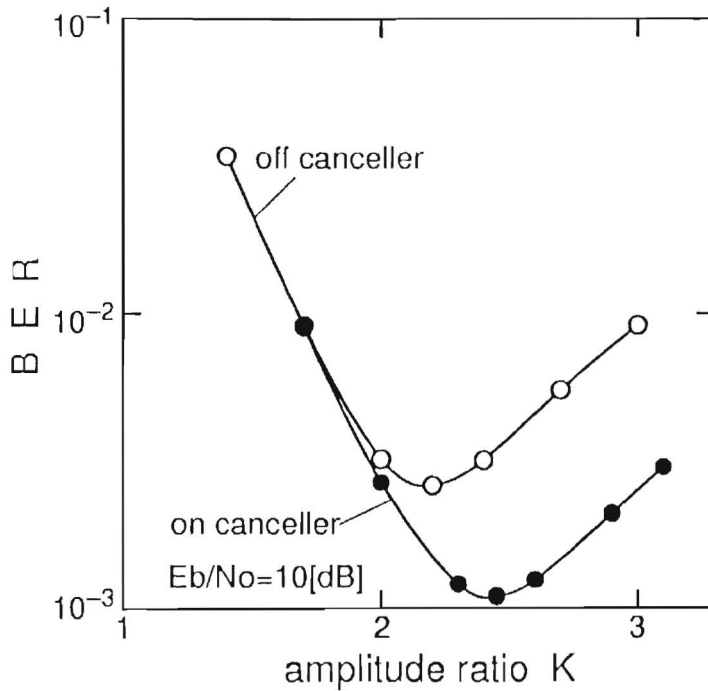


図 4.19 振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性 ($E_b/N_0=10$ [dB])

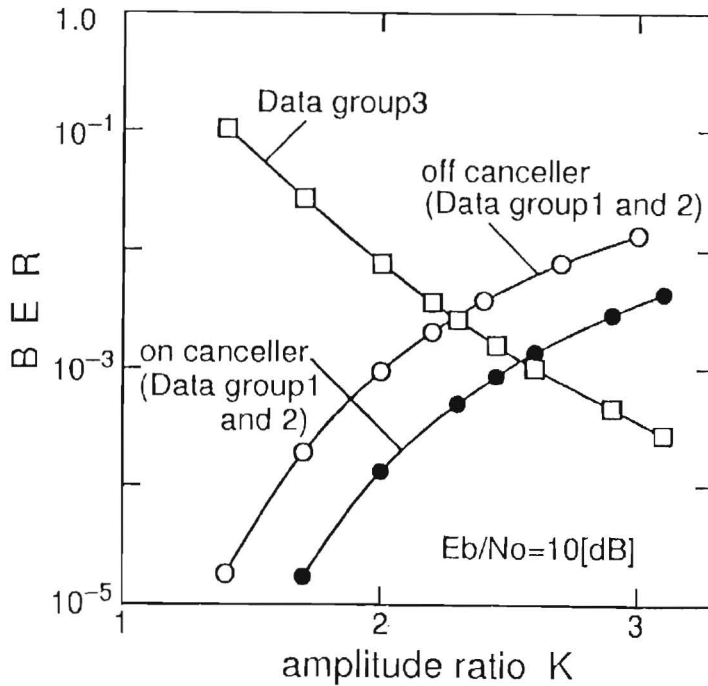


図 4.20 振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性 ($E_b/N_0=10$ [dB])

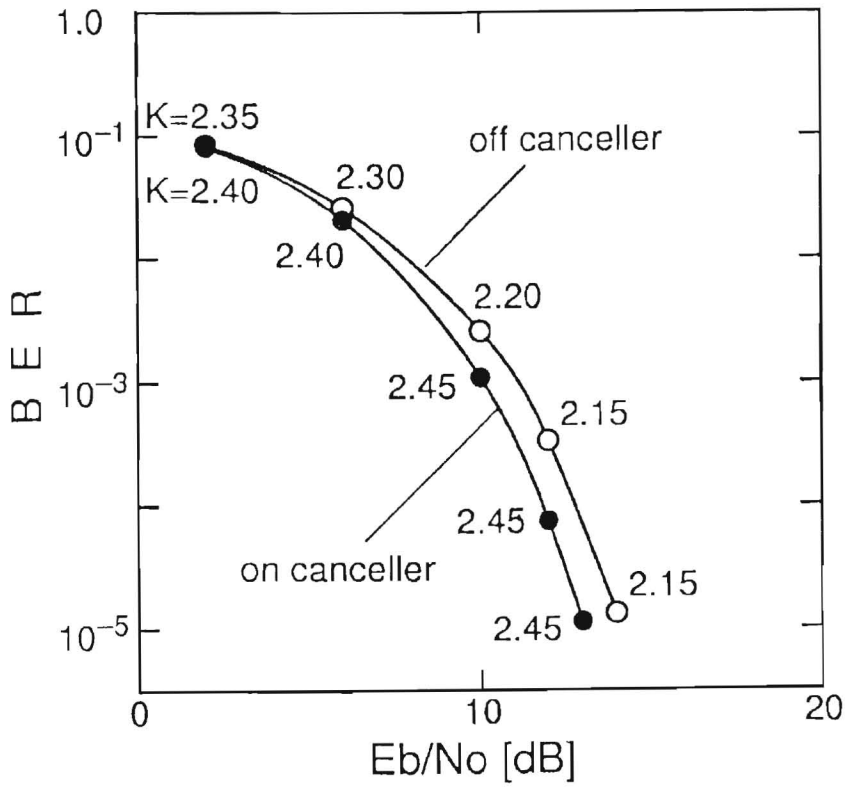


図 4.21 振幅比 K を各 E_b/N_0 比で最適にした時の平均ビット誤り率特性

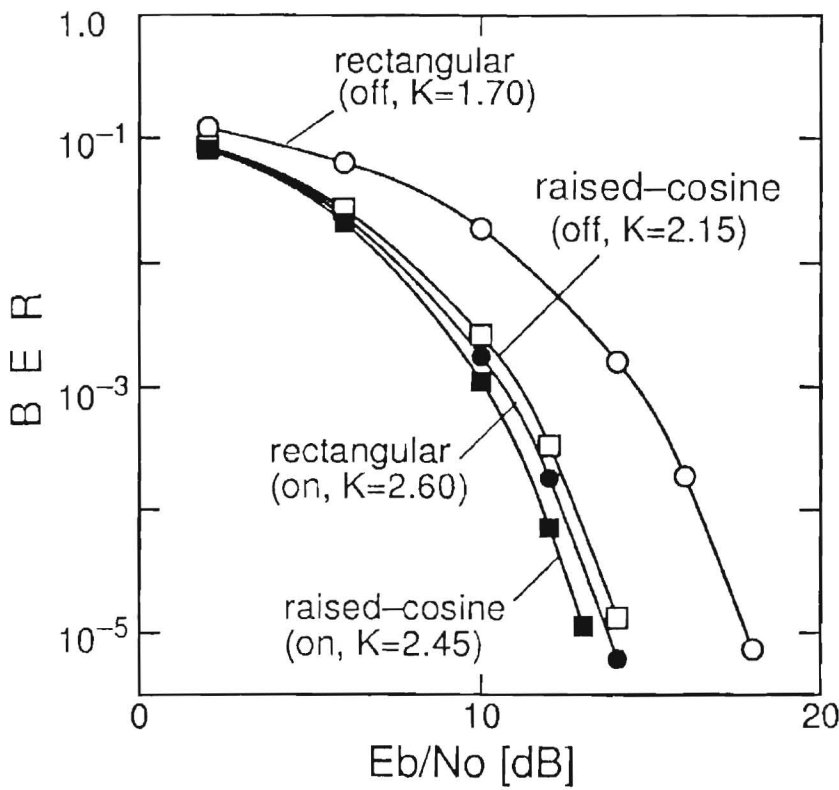


図 4.22 各方式の平均ビット誤り率特性

4.4.4 性能評価

マンチェスタ符号化直交系列のパルス波形を変化させた場合の一例として、レイズドコサイン形を取り上げた時は、系列群間の位相差を $5/7[\text{chip}]$ に設定した時に全ての他チャンネルからの相互相関値の絶対値の和(最悪値)が最小値(約 $1/8$)になり、かつ1未満となることが分かった。更に、この値がほぼ全 E_b/N_0 比にわたって適当であることが分かった。

2M重方式のビット誤り率特性を求めた結果、マンチェスタ符号化4値システムの性能に対し $BER=10^{-3}$ の点において、オフキャンセラでは $3.2[\text{dB}]$ 、オンキャンセラでは $3.7[\text{dB}]$ 有利であることが分かった。更に、オフキャンセラの性能が前節のパルス波形が矩形のマンチェスタ符号化直交系列のオンキャンセラの性能とほぼ同等であるため、パルス波形をレイズドコサイン形にすることによりキャンセラを用いなくてもよく、システムを簡易にできることが分かった。

3M重方式のビット誤り率特性を求めた結果、振幅比 K の値に最適値が存在することが分かった。それは、オフキャンセラでは 2.15 、オンキャンセラでは 2.45 である。また、2M重方式の場合と同じく、オフキャンセラの性能が矩形の場合のオンキャンセラの性能とほぼ同等であるため、パルス波形をレイズドコサイン形にすることによりキャンセラを用いなくてもよく、システムを簡易にできることが分かった。

本節では、 $M=7[\text{chip}]$ の場合について検討を行った。一般的には、調べた範囲 ($M \leq 31$) では系列群間の位相差を $5/7[\text{chip}]$ の時が適当となり、 $M=7[\text{chip}]$ の場合と同じビット誤り率特性となる。また、 $M > 31$ にした場合も最適な位相差 a における干渉度が $5/7[\text{chip}]$ の干渉度と同程度であるためビット誤り率も同程度になると考えられる。

4.5 レイズドコサイン形直交系列を用いた場合の性能評価⁽⁹²⁾

4.5.1 系列群間の位相差 a の最適値の検討

本節では、直交系列のパルス波形を変化させた場合の一例としてレイズドコサイン形を取り上げ、それを拡散符号とした場合について検討を行う。ここでは、その拡散符号をレイズドコサイン形直交系列 (RCOS) と呼ぶことにする。

ここでは、系列群数が2の場合について検討を行う。第3章の図3.3の a -chip シフト多重化法 の概念図において系列群1の $PN_{1i}(i = 1, 2, \dots, M)$ はパルス波形をレイズドコサイン形にした直交系列 $RCOS_{1i}$ に相当し、系列群2の PN_{2i} は $RCOS_{1i}$ を a -chip シフトしたものである。また、データ長と拡散符号の系列長が同一の SIK 方式とする。

系列群間の位相差 $a[\text{chip}]$ に対するチャンネル間干渉の最悪値と分散について検討する。但し、 $M=7[\text{chip}]$ とする。

まず、チャンネル間干渉の最悪値について検討する。図4.23(a)~(g)に系列群間の位相差 a に対する系列群1の各チャンネルが系列群2の各チャンネルから受ける干渉の内の最悪値 (4^7 通りの干渉のうちの最大のもの $\Lambda_{1i}(a)$) を示す。図4.24にこれらを平均した平均最悪値 ($\Lambda_1(a)$) を示す。但し、 $a=0$ (希望信号電力) の値で規格化している。また、系列群間の位相差が $a[\text{chip}]$ である時、系列群2の各チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の最悪値 $\Lambda_{2i}(a)$ と $\Lambda_2(a)$ は図4.23と図4.24において各々 $(8-a)[\text{chip}]$ シフトした点に相当する。これより、干渉の最悪値が最小となる位相差は $a=2/5 [\text{chip}]$ であり、この時の相関値は約 $1/2$ となる。

次に、系列群間の位相差 $a[\text{chip}]$ に対するチャンネル間干渉の分散について検討する。図4.25(a)~(g)に系列群間の位相差 a に対する系列群1の各チャンネルが系列群2の各チャンネルから受ける干渉の分散 (4^7 通りの干渉の分散 $\sigma_{1i}^2(a)$) を示す。図4.26にこれらを平均した分散 ($\sigma_1^2(a)$) を示す。但し、 $a=0$ の時の値で規格化している。また、系列群間の位相差が $a[\text{chip}]$ である時、系列群2の各チャンネルが系列群1の各チャンネルから受ける干渉の分散 $\sigma_{2i}^2(a)$ 、 $\sigma_2^2(a)$ は図4.25、4.26において各々 $(8-a)[\text{chip}]$ シフトした点に相当する。これらより、系列群間の位相差が $1[\text{chip}]$ 以内で干渉の分散が最小となるのは、 $a=1/2[\text{chip}]$ の時である。

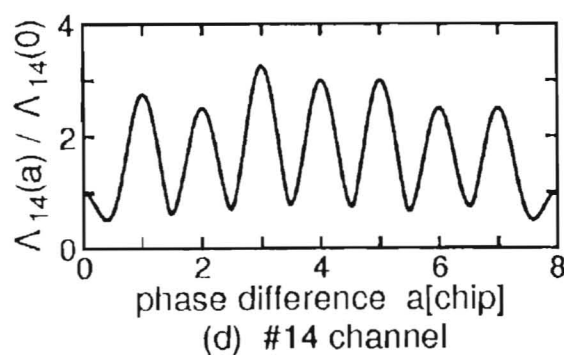
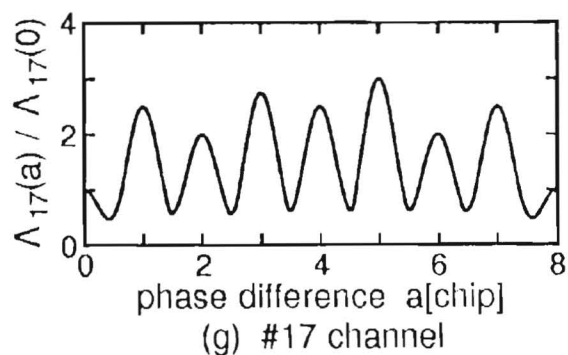
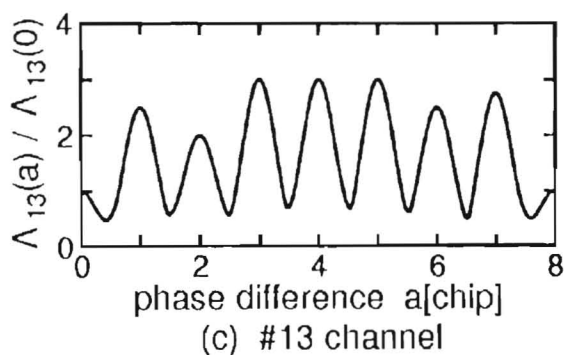
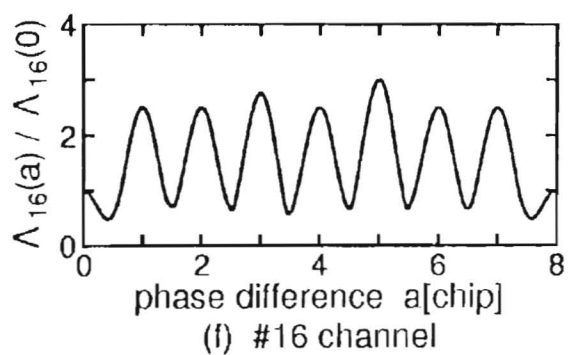
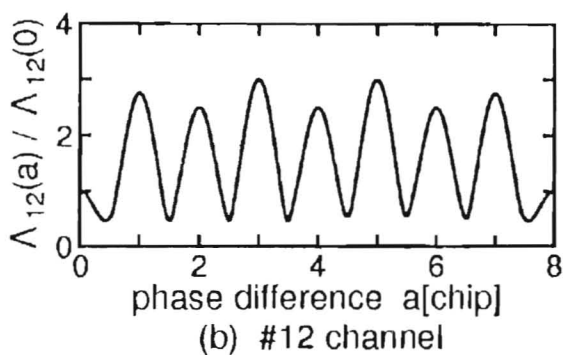
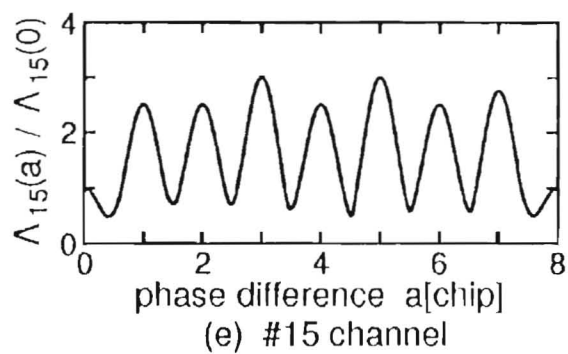
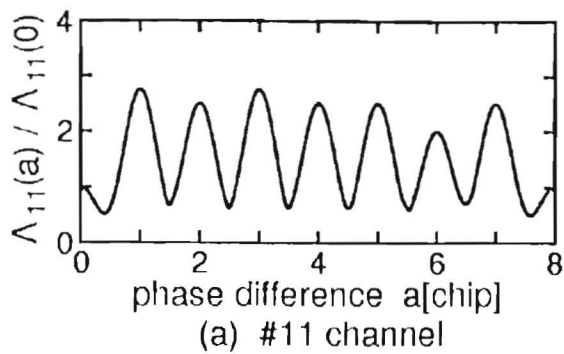


図 4.23 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の最悪値

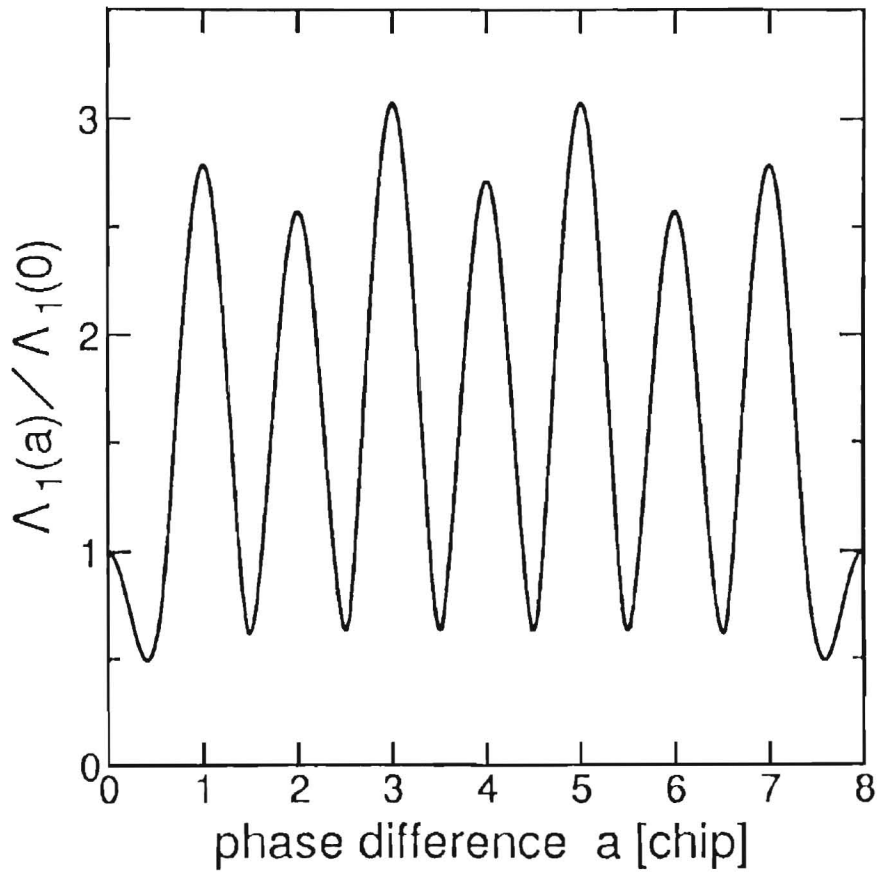


図 4.24 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の最悪値 (図 4.23 の平均)

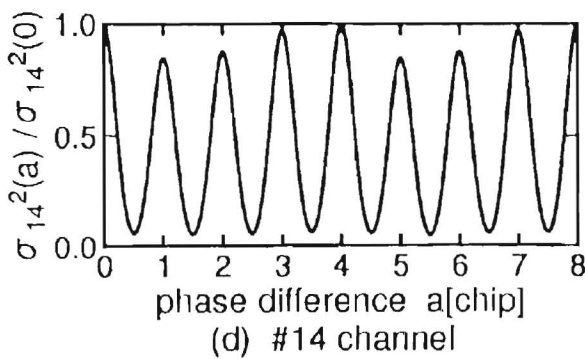
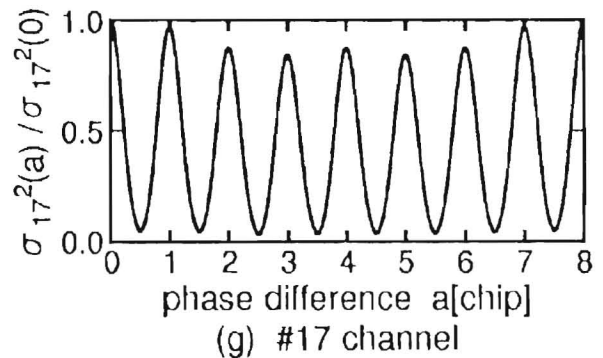
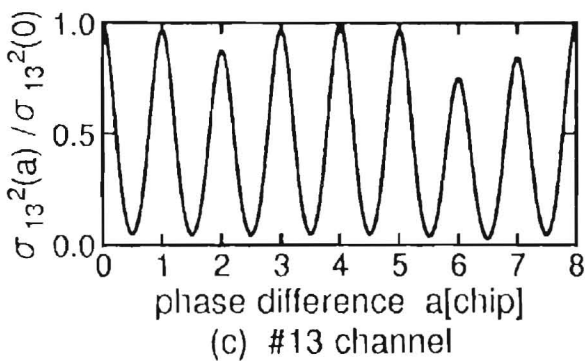
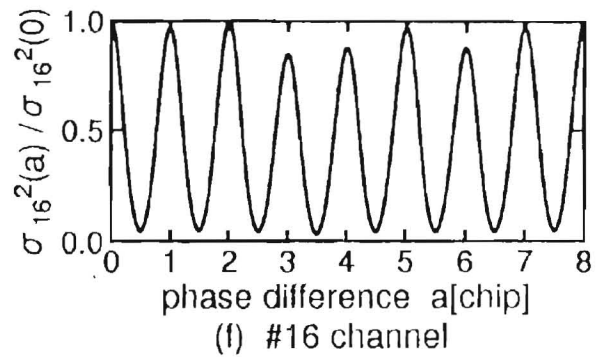
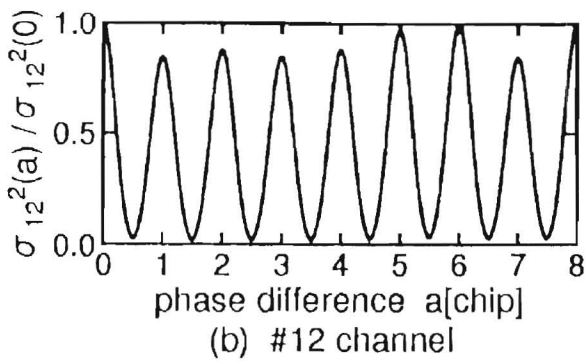
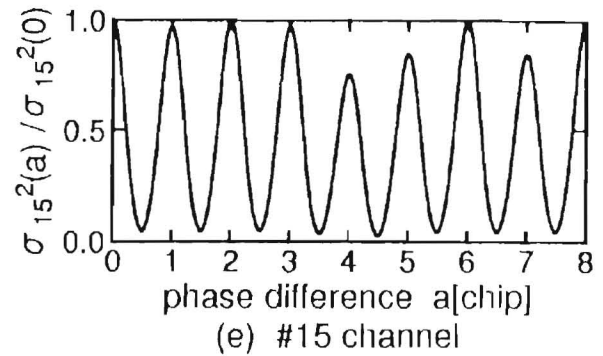
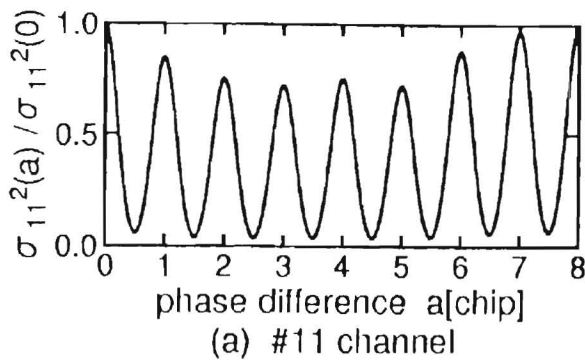


図 4.25 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散

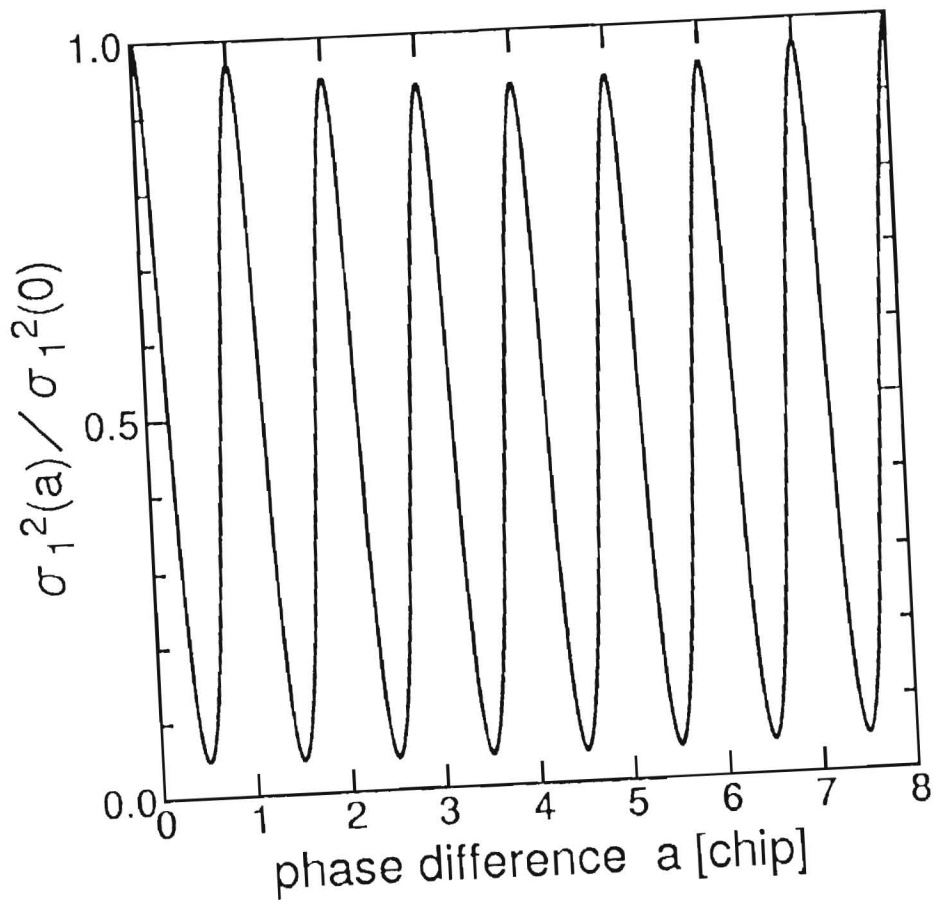


図 4.26 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の分散 (図 4.25 の平均)

次に、干渉の最悪値と干渉の分散を各々最小にする系列群間の位相差 a の値を用いた時のビット誤り率を求め、最良のビット誤り率特性を示す a の値を求める。

系列群 k の i 番目のチャンネル (k チャンネル) のビット誤り率は第3章の (3.9) (3.10) 式と同様にして求めることができ、それは次式となる。

$$BER_m = Q \left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCOS_{ki}(t)\}^2 dt} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (4.12)$$

但し、 $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]$ が 4^M 通り存在するため、 BER_m の 4^M 通り存在する。そのため、 BER_{ki} はそれらの平均となる。つまり、次式となる。

$$BER_{ki} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^M BER_m \quad (4.13)$$

図 4.27 に系列群間の位相差 a をパラメータとした時の平均ビット誤り率特性を示す。図 4.27 より、 $E_b/N_0=13.5$ [dB] の点において、 $a=1/2$ [chip] の時の特性と $a=2/5$ [chip] の時の特性が反転している。しかしながら、 $a=2/5$ [chip] の時の特性が $a=1/2$ [chip] の時の特性に比べて最大でも 1.0[dB] 未満の劣化に抑えることができるため、以下の議論では $a=2/5$ [chip] に設定する。

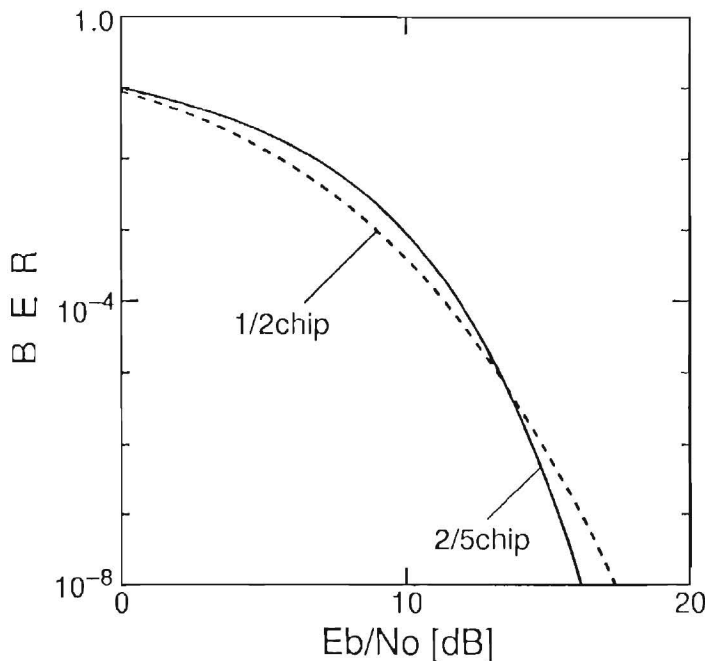


図 4.27 系列群間の位相差 a をパラメータとした時の平均ビット誤り率特性

4.5.2 2M重方式のビット誤り率特性

2M重方式のオフキャンセラの各チャネルのビット誤り率は(4.12)(4.13)式で与えられ、その平均ビット誤り率は次式となる。但し、系列群間の位相差 a は $2/5$ [chip] である。

$$BER_{off} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{ki} \right\} \quad (4.14)$$

オンキャンセラの場合は、各チャネルにおいて最大の干渉を及ぼすチャネルのみ(系列群1の $\#1i$ チャネルと系列群2の $\#2i$ チャネルが互いに最大の干渉を及ぼす)をキャンセルする。その時の平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{1}{2^{2M-1}} \sum_{m=1}^{2^{2M-1}} \left\{ (1 - BER_{ki}) \cdot Pe1_m + \frac{BER_{ki}}{2} \cdot (Pe2_{same\ m} + Pe2_{diff\ m}) \right\} \right\} \right\} \quad (4.15)$$

但し、

$$Pe1_m = Q \left((1 + x_m) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_{same\ m} = Q \left(\left(1 + \frac{2\rho'_{1i}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCOS_{ki}(t)\}^2 dt} + x_m \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_{diff\ m} = Q \left(\left(1 - \frac{2\rho'_{1i}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCOS_{ki}(t)\}^2 dt} + x_m \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$x_m = \frac{\sum_{j=1}^M \rho_{j1}(a) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \rho'_{j1}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{RCOS_{ki}(t)\}^2 dt}$$

図 4.28 に平均ビット誤り率特性を示す。但し、 E_b は情報 1bit 当りの送信信号エネルギーであり、 N_0 は雑音のパワースペクトル密度である。本方式と帯域幅と情報速度を同一にした 4 値システムとの性能を比較すると、ビット誤り率 10^{-3} において、オフキャンセラでは同程度の誤り率特性となり、オンキャンセラでは約 3.0[dB] 改善できる。

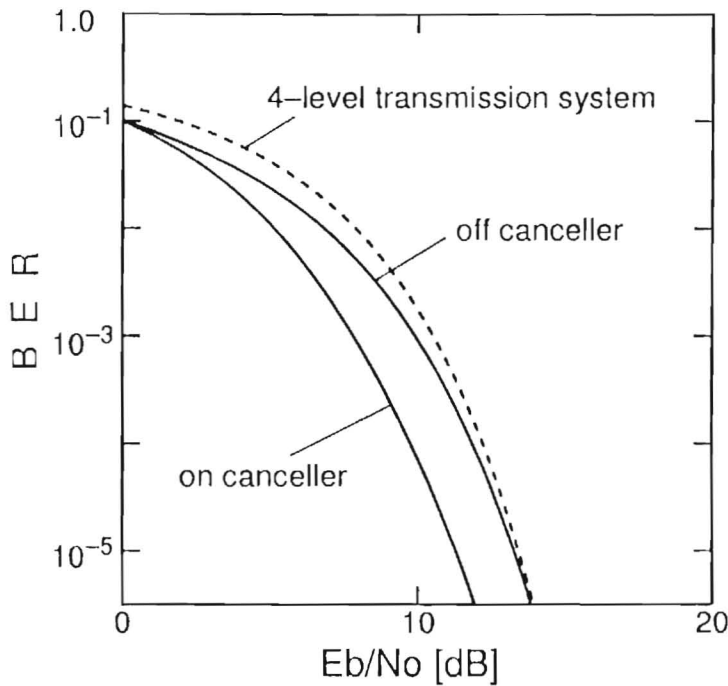


図 4.28 2M 重方式の平均ビット誤り率特性

4.5.3 3M 重方式のビット誤り率特性

図 4.29 は E_b/N_0 比を 10[dB] に固定した場合の大信号と小信号の振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性である。図 4.30 は E_b/N_0 比を 10[dB] に固定した場合の振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性である。図 4.29 より振幅比 K の値に最適値が存在し、それはオフキャンセラでは $K \approx 1.75$ 、オンキャンセラでは $K \approx 2.55$ である。これは、図 4.30 に示すように、振幅比 K を増加させるとデータ群 1 とデータ群 2 のビット誤り率は単調増加し、データ群 3 のビット誤り率は単調減少するためである。図 4.30 のように、各 E_b/N_0 比において最小となる平均ビット誤り率とその時の振幅比 K を求めれば図 4.31 のような特性が得られる。これより、 E_b/N_0 比の変化によりビット誤り率が最小となる振幅比 K の値が変動することが分かる。しかしながら、 $K=1.75$ (オフキャンセラ)、 2.60 (オンキャンセラ) に固定した各性能は振幅比 K を各 E_b/N_0 比で最適値とした場合の性能と比べ $BER \geq 10^{-5}$ の範囲では最悪でも 0.1[dB] 程度の劣化であるため、振幅比 K の値を固定的に用いても差し支えないことが分かった。

図 4.32 に振幅比 K を固定にした場合の 3M 重方式と帯域幅と情報速度を同一にした 8 値システムのビット誤り率特性を示す。オフキャンセラの性能は 8 値システムの性能と同程度であり、オンキャンセラの性能は 8 値システムの性能に対

し $BER = 10^{-3}$ において約 3.6[dB] 改善できる. すなわち, 本方式は単なる多値化より有効な方式といえる.

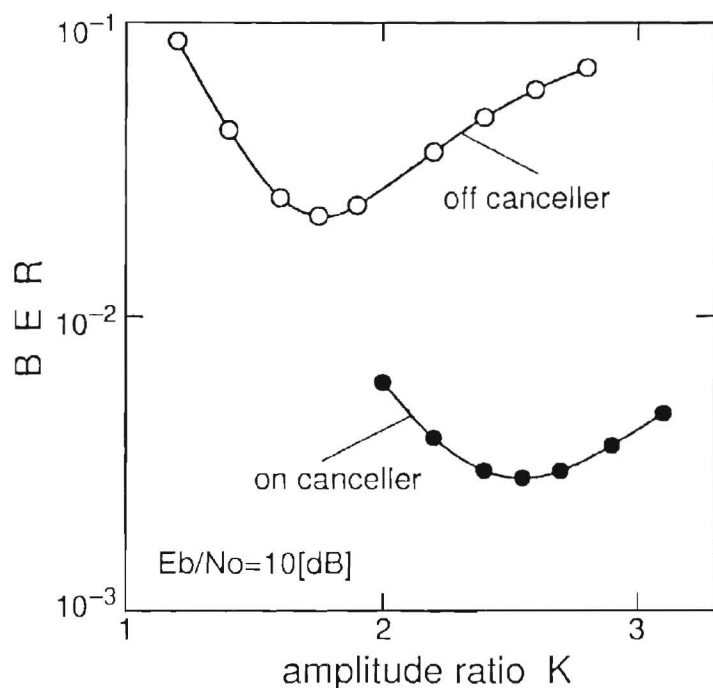


図 4.29 振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性 ($E_b/N_0=10$ [dB])

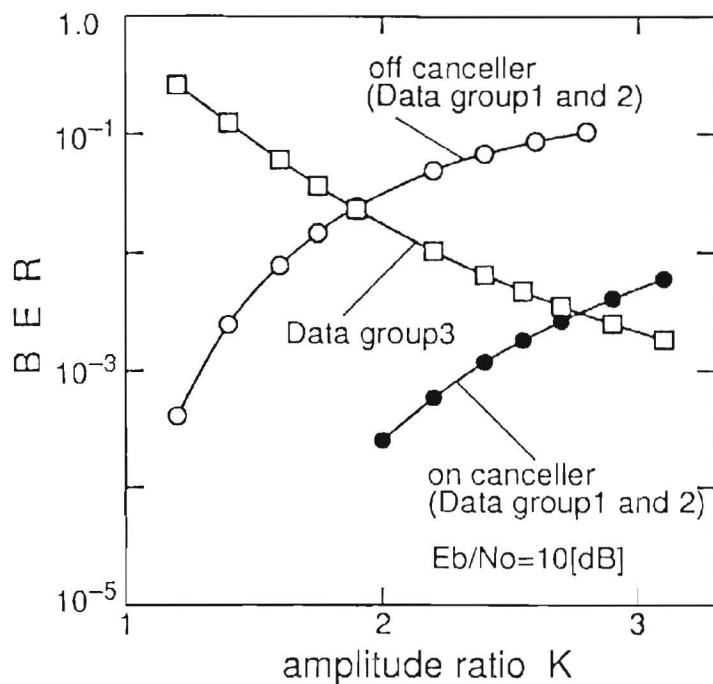


図 4.30 振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性 ($E_b/N_0=10$ [dB])

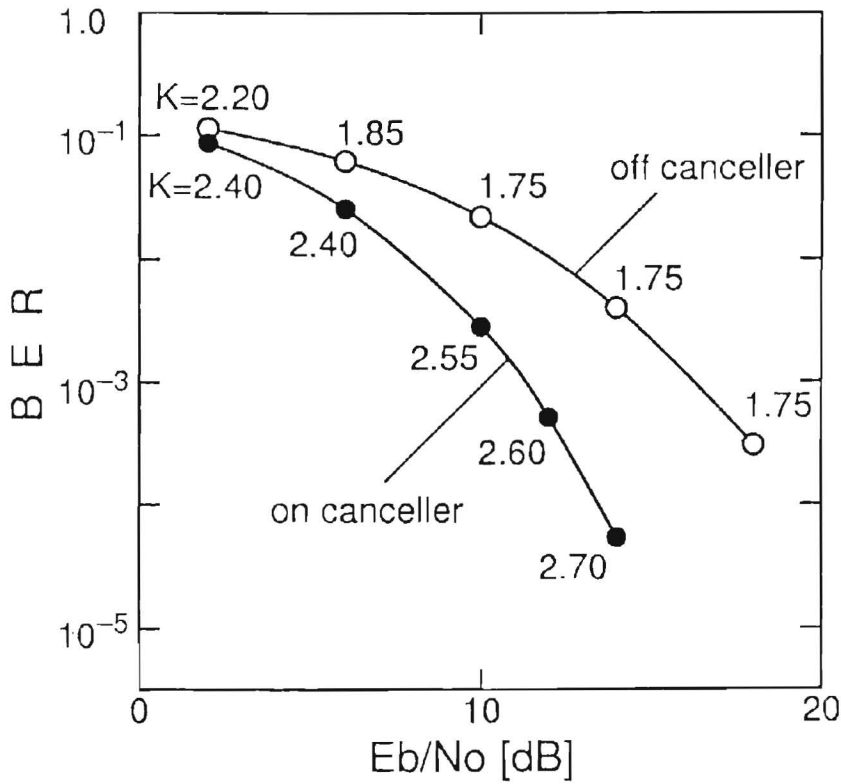


図 4.31 振幅比 K を各 E_b/N_0 比で最適にした時の平均ビット誤り率特性

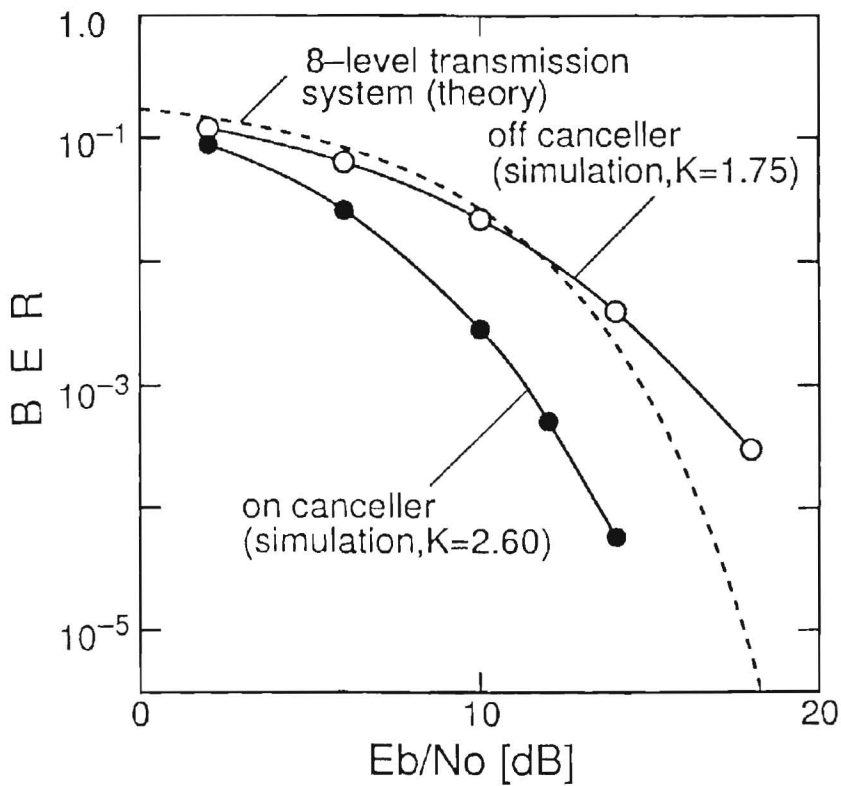


図 4.32 各方式の平均ビット誤り率特性

4.5.4 性能評価

拡散符号としてレイズドコサイン形直交系列を用いた場合、系列群間の位相差を $2/5[\text{chip}]$ に設定した時に全ての他チャンネルからの相互相関値の絶対値の和(最悪値)が最小値になり、かつ1未満となることが分かった。これは系列群間の位相差をこの値に設定すれば全てのチャンネルがS/N比無限大で符号誤り無しで伝送できることを示している。更に、全 E_b/N_0 比において最適値として用いても差し支えないことが分かった。

2M重方式、3M重方式のビット誤り率特性を求めた結果、2M重方式のオンキャンセラの性能は4値システムに対し $BER=10^{-3}$ において3.0[dB]有利であることが分かった。3M重方式では、振幅比Kに最適値が存在し、その値はオフキャンセラでは1.75、オンキャンセラでは2.60となることが分かった。この時のオンキャンセラの性能は8値システムに対しビット誤り率 10^{-3} において3.6[dB]有効であることが分かった。また、図4.33に示す $BER=10^{-3}$ の時の周波数利用効率からも本方式は単なる多値システムよりも有利であることが分かる。

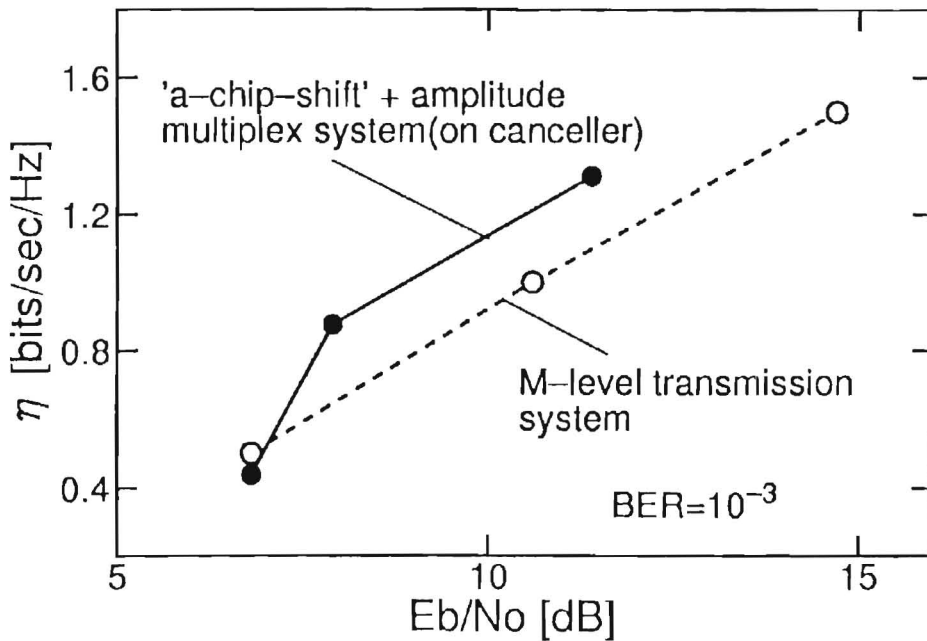


図 4.33 周波数利用効率

本節では、 $M=7[\text{chip}]$ の場合について検討を行ったが、 M を大きくしても干渉度の最悪値、分散の大きさは $M=7[\text{chip}]$ の場合とほぼ同じであるため、ビット誤り率特性もほぼ同一となる。

4.6 本章のまとめ

本章では、第3章で提案した擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対による符号分割多重通信方式の問題点、

1. 有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M$ となり、 M 系列を拡散符号とする1つのチャンネルのみを伝送した場合に対して $10\log[(M+1)/2M]$ [dB] 劣化する.
2. a [chip] ずつシフトした3つの系列群を用いて多重度を3倍にする $3M$ 重方式では、系列群相互の干渉が大きくなるため S/N 比無限大においても符号誤りが存在する可能性がある.

を克服した新しい多重通信方式を提案した.

本方式では、拡散符号として 1 [chip] ずつシフトした M 種類の M 系列の後ろに $+1$ のチップを付加した直交系列を用いた多重通信方式である. $2M$ 重方式は、系列群 (M 個の直交系列から成っている) を位相差を付けて2つ用いる方式である. つまり、 a -chip シフト多重化法のみを用いた方式である. $3M$ 重方式は2つの系列群の各対応するチャンネルの振幅を第三のデータによって変化させるものである. つまり、 a -chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた方式である.

まず、系列群間の位相差 a と大信号と小信号の振幅比 K の最適化を行った. 但し、 $M=7$ [chip] とした. その結果、

- 矩形マンチェスタ符号化直交系列の場合
 $a=2/3$ [chip], $K=1.70$ (オフキャンセラ), $K=2.60$ (オンキャンセラ)
- レイズドコサイン形マンチェスタ符号化直交系列の場合
 $a=5/7$ [chip], $K=2.15$ (オフキャンセラ), $K=2.45$ (オンキャンセラ)
- レイズドコサイン形直交系列の場合
 $a=2/5$ [chip], $K=1.75$ (オフキャンセラ), $K=2.60$ (オンキャンセラ)

である.

以上のパラメータを用いたシステムのビット誤り率特性を求めた. その結果、 $2M$ 重方式は、第3章の方式に比べ有効な受信信号エネルギーの損失を生ずることがないため、ビット誤り率を $10\log[(M+1)/2M]$ [dB] 改善することができる. $3M$ 重方式では、マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合において、 a -chip シフト多重化法のみを用いた方式と比較した結果、低 E_b/N_0 比 (≤ 12 [dB]) では a -chip シ

フト多重化法のみを用いた方式が、高 E_b/N_0 比 ($\geq 12[\text{dB}]$) では本方式が有効であることが分かった。そのため、 E_b/N_0 比によって方式を選択すべきである。また、本方式のオンキャンセラの性能と、帯域幅と情報速度を同一にした単純な多値システムの性能とを比較した結果、 $BER=10^{-3}$ の点において、

- 矩形マンチェスタ符号化直交系列の場合
2M 重方式：3.0[dB]， 3M 重方式：4.0[dB]
- レイズドコサイン形直交系列の場合
2M 重方式：3.0[dB]， 3M 重方式：3.6[dB]

と改善することができ、有効であることが分かった。

第5章 チップ波形によらない変形 M 系列の自己相関関数のサイドローブ抑圧法とその符号分割多重通信への応用

5.1 まえがき

相互相関の小さい系列の一つに、谷本らにより提案された変形 M 系列⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾がある。この変形 M 系列は M 系列に直流分を付加することにより 1[chip] ずつシフトした点の相関値を 0 にする系列である。つまり、変形 M 系列の系列長を M とすると、1[chip] ずつシフトして得られた M 個の変形 M 系列を新たな拡散符号として各チャンネルに割り当てる符号分割多重をチャンネル間干渉無く行える。しかしながら、この変形 M 系列は M 系列のチップ波形の変化後に直流分を付加して生成されるために、チップ波形によって付加する直流分を変化しなければならない、また、チップ波形を矩形以外にした時に自己相関関数のサイドローブが図 5.1 の点線 (レイズドコサイン波形の場合) で示すようにチップの整数倍以外の点で 0 にはならない。このことは、拡散符号がチップの整数倍間隔の位相差で使われる場合には問題無いが、拡散符号をチップの整数倍以外の位相差で使う a-chip シフト多重化法では性能劣化の要因となる。

そこで、本章では、チップ波形に関わらず、付加する直流分が一定であり、自己相関関数のサイドローブが常に 0 になる改良型変形 M 系列⁽⁹³⁾⁽⁹⁴⁾を示し、a-chip シフト多重化法に適用した場合の性能評価を行う。

5.2 チップ波形を考慮した場合の従来の変形 M 系列

谷本らの変形 M 系列は、(5.1) 式に示すように M 系列に直流分 DC を付加することにより生成することができる⁽⁶⁴⁾。本節以降、谷本らの変形 M 系列を従来の変形 M 系列と呼ぶことにする。

$$f(t) = f_M(t) \cdot h(t) + DC \quad (5.1)$$

但し、 $f_M(t)$ は M 系列、 $h(t)$ はチップ波形、 DC は直流分を表している。

この直流分 DC は自己相関関数のサイドローブがチップの整数倍のシフト点で 0 になるように決定される。その直流分は (5.2) 式で与えられる (付録 E 参照)。

$$DC = c_1 \frac{-1 \pm \sqrt{(c_2/c_1^2)M + 1}}{M} \quad (5.2)$$
$$c_1 = \frac{M}{T} \int_0^{T/M} h(t) dt$$
$$c_2 = \frac{M}{T} \int_0^{T/M} h(t)^2 dt$$

但し、 M は拡散符号のチップ数、 T は系列の周期を表している。

(5.2) 式より、従来の変形 M 系列の直流分 DC はチップ波形 $h(t)$ の変化に従って、変化することが分かる。

図 5.1 にチップ波形を変化させた場合の一例として、レイズドコサイン形の場合の規格化自己相関特性を示す。図 5.1 より、チップ波形を矩形以外にした場合では、自己相関関数のサイドローブのチップの整数倍以外の位相差で 0 でない値が存在してしまう。このことは、拡散符号がチップの整数倍間隔の位相差で使われる場合には問題無いが、第 3 章及び第 4 章で提案した a-chip シフト多重化法では拡散符号間の位相差をチップの整数倍以外の点で用いるため問題となる。

以上より、従来の変形 M 系列ではチップ波形を変化させた後に直流分を付加するため、拡散符号のチップ波形によって直流分を変化させなければならない、チップ波形が矩形以外の場合には自己相関関数のサイドローブのチップの整数倍以外の位相差で 0 にならないなどの問題を有していることが分かった。このことは a-chip シフト多重化法への適用を困難にしている。次節に、これらの問題の解決策を提案する。

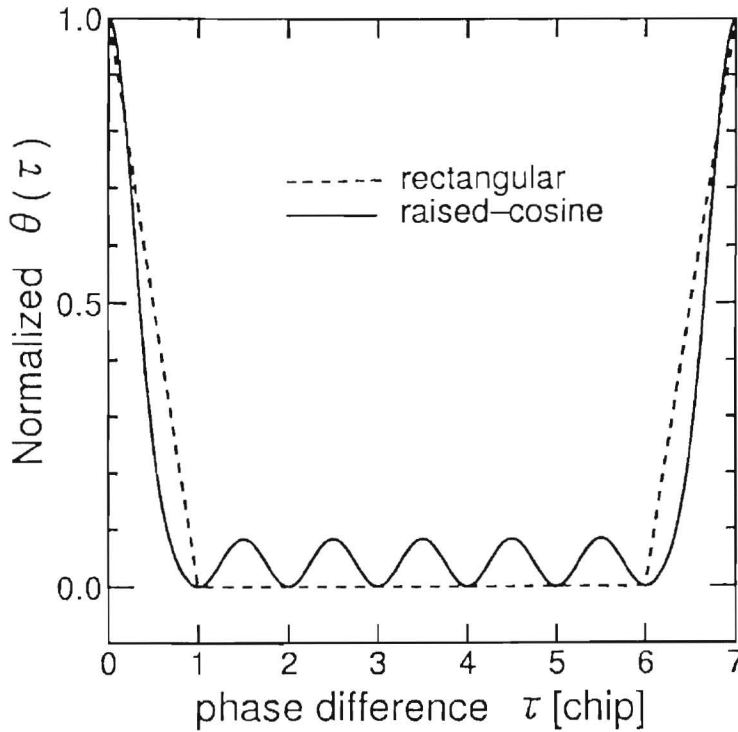


図 5.1 チップ波形を変化させた場合の規格化自己相関特性 ($M=7$ [chip])

5.3 改良型変形 M 系列

従来の変形 M 系列は拡散符号のチップ波形を変化させた後に直流分を付加する方法であるため、チップ波形によって直流分を変化させなければならない、また、チップ波形が矩形以外の場合は自己相関関数のサイドローブのチップの整数倍以外の位相差で 0 にならない。それに対し、ここで提案する改良型変形 M 系列は直流分を付加した後にチップ波形を変形させる方法であるため、従来の変形 M 系列の問題点を解決することができる。この改良型変形 M 系列は (5.3) 式で表される (93)(94)。

$$g(t) = h(t) \cdot \{f_M(t) + dc\} \quad (5.3)$$

但し、 $f_M(t)$ は M 系列、 $h(t)$ はチップ波形、 dc は直流分を表している。

$g(t)$ の自己相関関数 $\theta(\tau)$ は、1[chip] 以上シフトがある場合には、

$$\theta(\tau) = \frac{(-1 + 2dc + Mdc^2)}{T} \int_0^{T/M} h(t) \cdot h(t + \tau) dt \quad (5.4)$$

である。但し、 M は拡散符号のチップ数、 T は系列の周期を表している。よって (5.4) 式の $(-1 + 2dc + Mdc^2)$ が 0 となるように dc を決定すれば、自己相関関数のサイドローブがチップ波形 $h(t)$ に無関係に 0 になることが分かる。その時の dc は、

$$dc = \frac{-1 \pm \sqrt{M+1}}{M} \quad (5.5)$$

となり、その値は従来の変形 M 系列のチップ波形が矩形 ($c_1 = c_2 = 1$) の場合に相当し、チップ波形に依存していないことが分かる (付録 E 参照)。図 5.2 に改良型変形 M 系列の自己相関特性を示す。

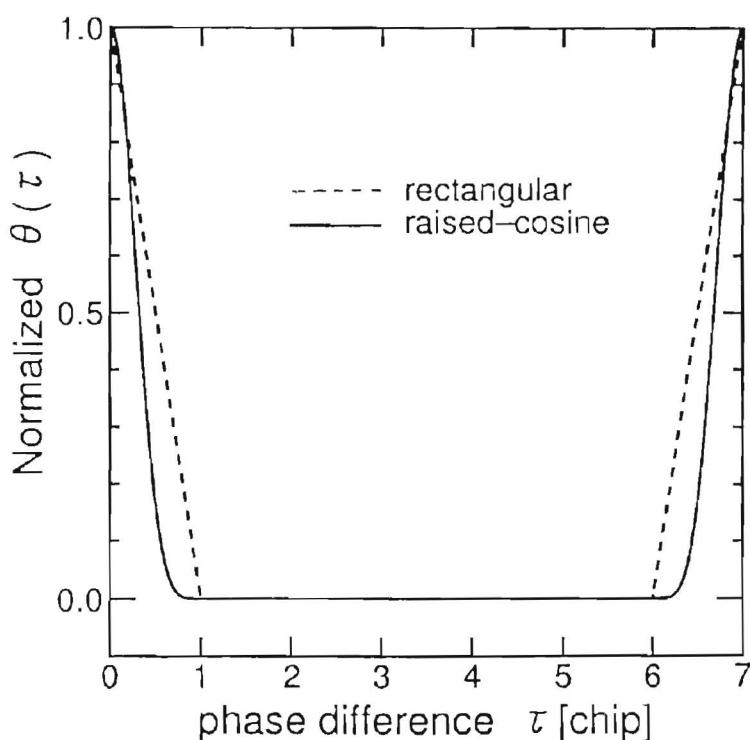


図 5.2 チップ波形を変化させた場合の規格化自己相関特性 ($M=7$ [chip])

これより、自己相関関数のサイドローブがチップ波形に依らず 0 に抑えられていることが分かる。

以上より、改良型変形 M 系列では拡散符号のチップ波形に関わらず、付加する直流分は一定であり、自己相関関数のサイドローブが常に 0 にすることができる。

次節では、この改良型変形 M 系列を a -chip シフト多重化法に適用した場合の性能評価を行う。

5.4 a-chip シフト多重化法に適用した場合の性能評価

5.4.1 系列群間の位相差 a の最適値の検討

本節では、従来の変形 M 系列と改良型変形 M 系列を a-chip シフト多重化法に適用した時の系列群間の位相差 a の最適値について検討する。ここでは、従来の変形 M 系列と改良型変形 M 系列の場合ともに、チップ波形はレイズドコサイン形とし、データ長と拡散符号の系列長が同一の SIK 方式とする。また、系列長 M は $7[\text{chip}]$ である。

言うまでもなく、各系列群内の干渉は 0 であり、異系列群からのみ干渉を受ける。第 3 章における議論と同様に、系列群 1 の各チャンネルは系列群 2 の各チャンネルから 4^7 通りの干渉を受ける。そのため、系列群間の位相差 a の最適値を決定する要因としては 2 つ考えられ、それは 4^7 通りの干渉のうちの最大のものである干渉の最悪値と 4^7 通りの干渉の分散である。

まず、干渉の最悪値について検討する。図 5.3(a)~(g) に系列群間の位相差 a に対する系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の内の最悪値 (4^7 通りの干渉の内の最大のもの $\Lambda_{1i}(a)$) を示す。図 5.4 にこれらを平均した平均最悪値 ($\Lambda_1(a)$) を示す。但し、 $a=0$ の値 (希望信号電力) で規格化している。実線が改良型変形 M 系列を、点線が従来の変形 M 系列を表している。また、系列群間の位相差が $a[\text{chip}]$ である時、系列群 2 内の各チャンネルが系列群 1 の各チャンネルから受ける干渉の最悪値 $\Lambda_{2i}(a)$ 、 $\Lambda_2(a)$ は図 5.3、5.4 において $(7-a)[\text{chip}]$ シフトした点に相当する。これより、従来の変形 M 系列では $a=1/3[\text{chip}]$ の時、改良型変形 M 系列では $a=2/5[\text{chip}]$ の時に最小となることが分かった。また、この時の干渉の最悪値が 1 未満であるため、干渉電力が希望信号電力未満となり、従来の変形 M 系列と改良型変形 M 系列ともに S/N 比無限大においてビット誤り率を 0 にすることができる。

次に、干渉の分散について検討する。図 5.5(a)~(g) に系列群間の位相差 a に対する系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散 ($\sigma_{1i}^2(a)$) を示す。図 5.6 にこれらを平均した分散 $\sigma_1^2(a)$ を示す。但し、 $a=0$ の値で規格化している。実線が改良型変形 M 系列を、点線が従来の変形 M 系列を表している。また、系列群間の位相差が $a[\text{chip}]$ である時、系列群 2 の各チャンネルが系列群 1 の各チャンネルから受ける干渉の分散 $\sigma_{2i}^2(a)$ 、 $\sigma_2^2(a)$ は各々図 5.5、5.6 において $(7-a)[\text{chip}]$ シフトした点に相当する。これより、従来の変形 M 系列と改良型変形 M 系列ともに系列群間の位相差 $a = 1/2[\text{chip}]$ の時に分散が最小となることが分かった。

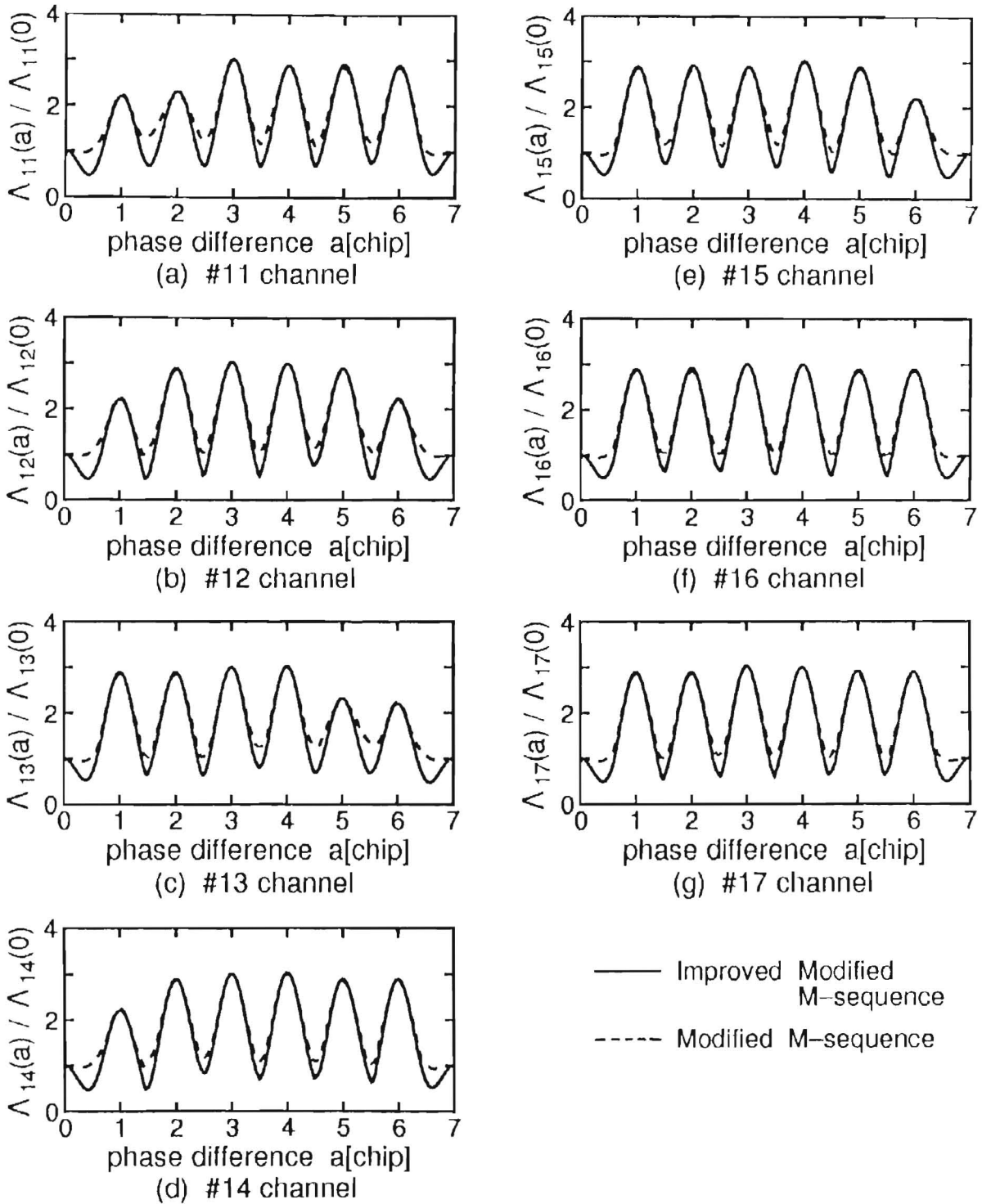


図 5.3 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の最悪値

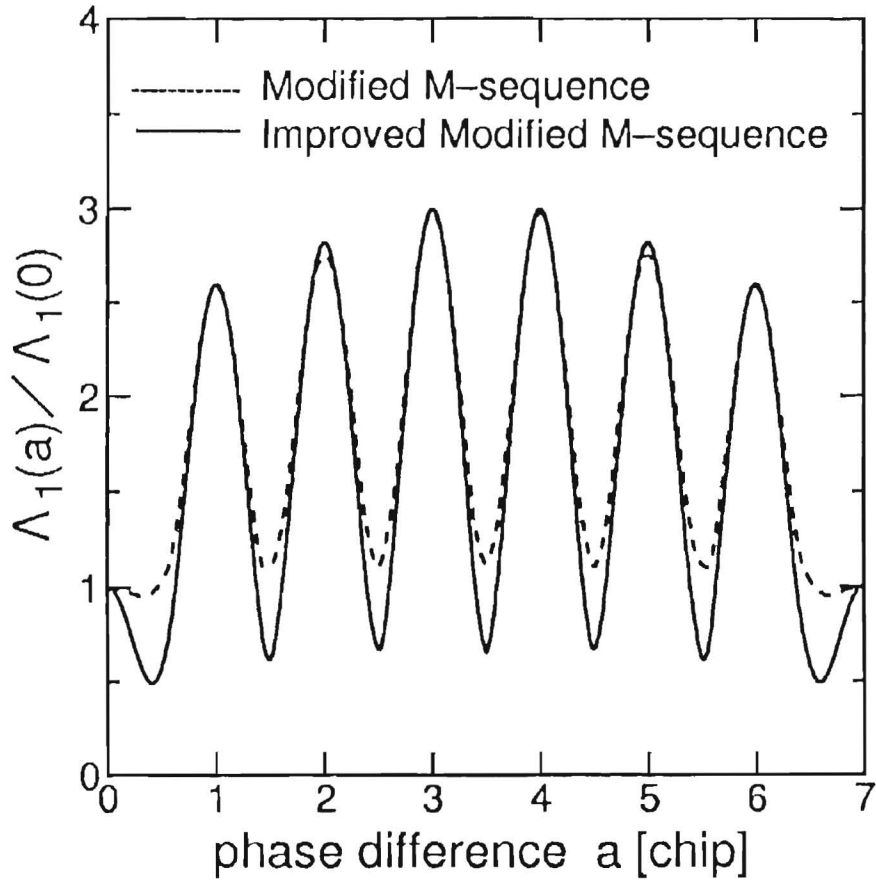


図 5.4 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の最悪値 (図 5.3 の平均)

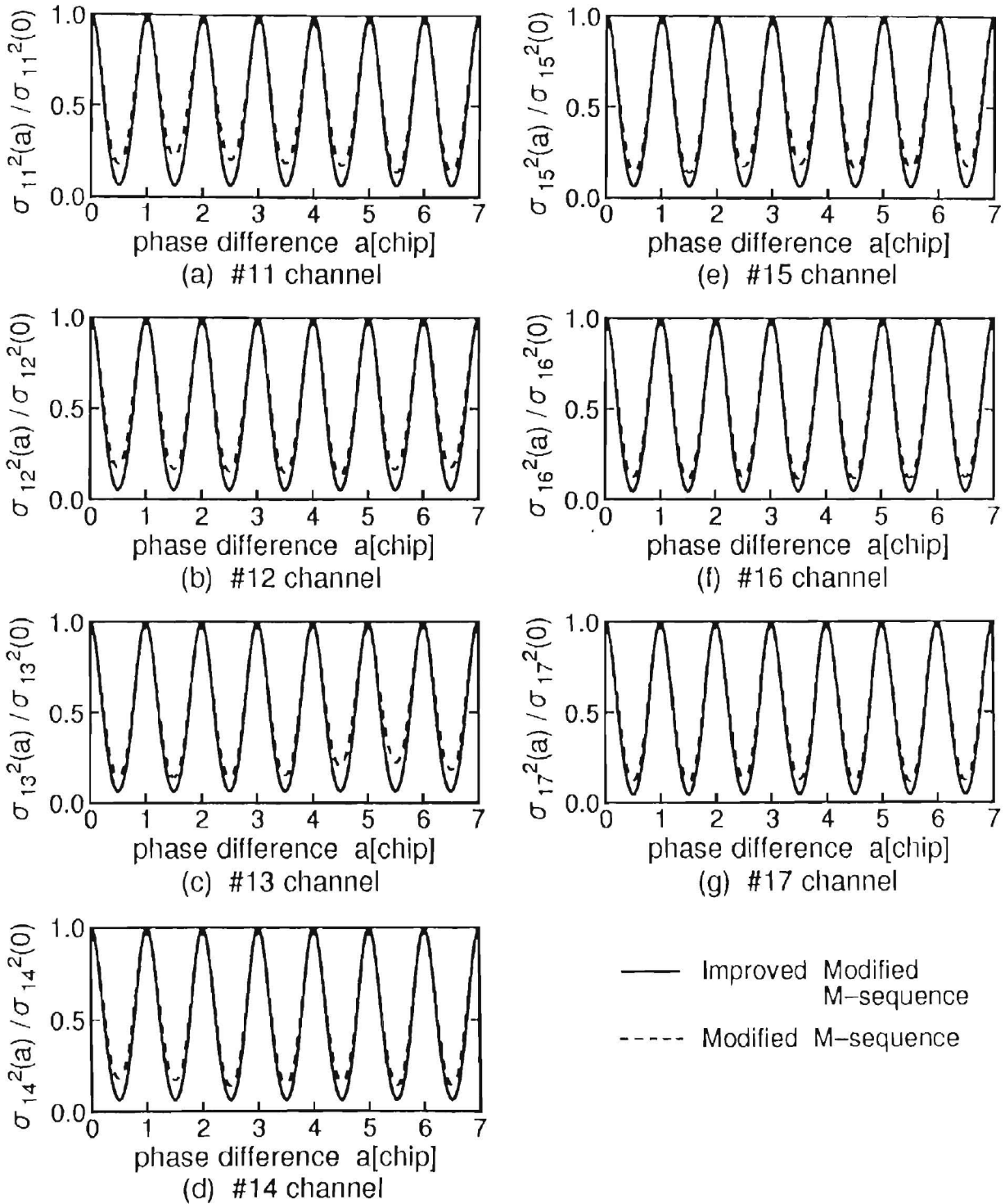


図 5.5 系列群 1 の各チャンネルが系列群 2 の各チャンネルから受ける干渉の分散

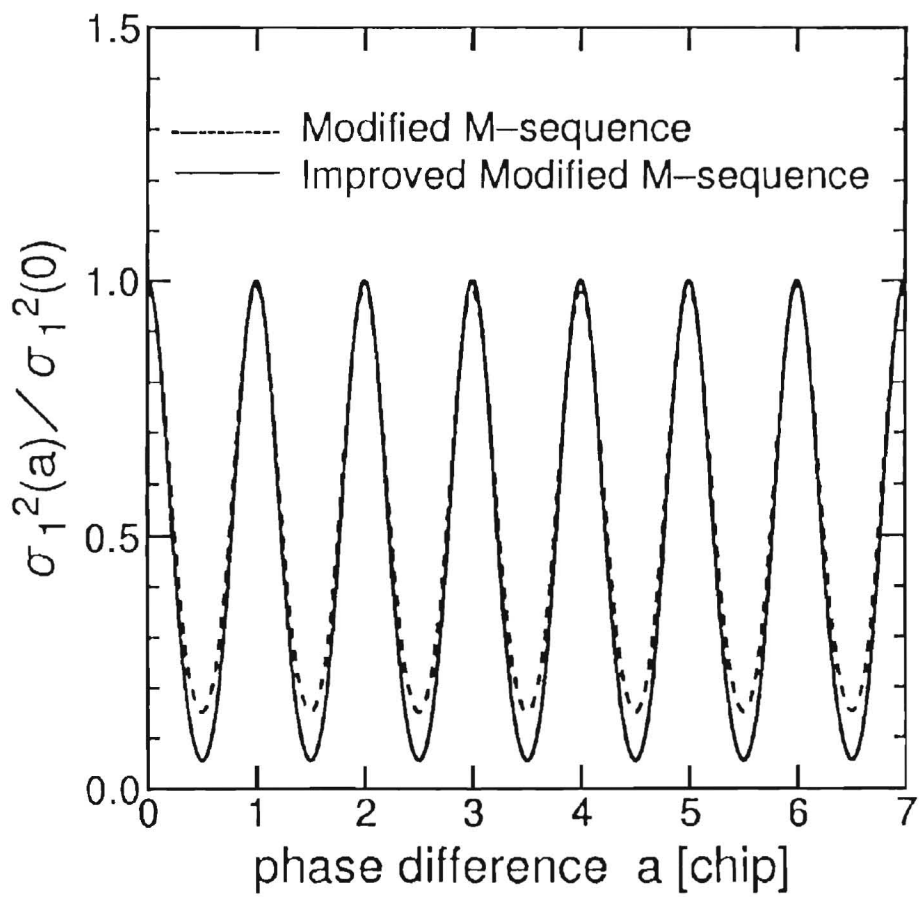


図 5.6 系列群 1 が系列群 2 から受ける干渉の分散 (図 5.5 の平均)

次に、干渉の最悪値、干渉の分散を各々最小にする系列群間の位相差 \mathbf{a} を用いた時のビット誤り率特性を求め、ビット誤り率を最小にする \mathbf{a} の値を求める。系列群 k の i 番目のチャンネル ($\#ki$ チャンネル) のビット誤り率は第3章の (3.9)(3.10) 式と同様にして求めることができ、それは、

$$BER_m = Q \left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{\frac{1}{T} \int_0^T \{g(t)\}^2 dt} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (5.6)$$

となる。但し、 $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]$ が 4^M 通り存在するため、 BER_m も 4^M 通り存在する。そのため、 BER_{ki} はそれらの平均となる。つまり、

$$BER_{ki} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^{4^M} BER_m \quad (5.7)$$

である。

図5.7に拡散符号として従来の変形M系列を用いた場合の情報1bit当りの送信信号エネルギー対雑音パワースペクトル密度比 (E_b/N_0) に対する平均ビット誤り率特性を示す。図5.7より、ビット誤り率を最小にする \mathbf{a} の値は、低 E_b/N_0 比 (≤ 17 [dB]) では $\mathbf{a}=1/2$ [chip] であり、高 E_b/N_0 比 (≥ 17 [dB]) では $\mathbf{a}=1/3$ [chip] である。つまり、低 E_b/N_0 比時では、干渉の分散が支配的であり、高 E_b/N_0 比時は、干渉の最悪値が支配的となる。

図5.8に拡散符号として改良型変形M系列を用いた場合を示す。この場合も従来の変形M系列を用いた場合と同様に最適となる \mathbf{a} の値が E_b/N_0 比によって変動する。低 E_b/N_0 比 (≤ 13.7 [dB]) では $\mathbf{a}=1/2$ [chip] であり、高 E_b/N_0 比 (≥ 13.7 [dB]) では $\mathbf{a}=2/5$ [chip] の時にビット誤り率が最小となる。

以上より、次節以降では、従来の変形M系列と改良型変形M系列の場合ともに系列群間の位相差 \mathbf{a} を $1/2$ [chip] に設定する。

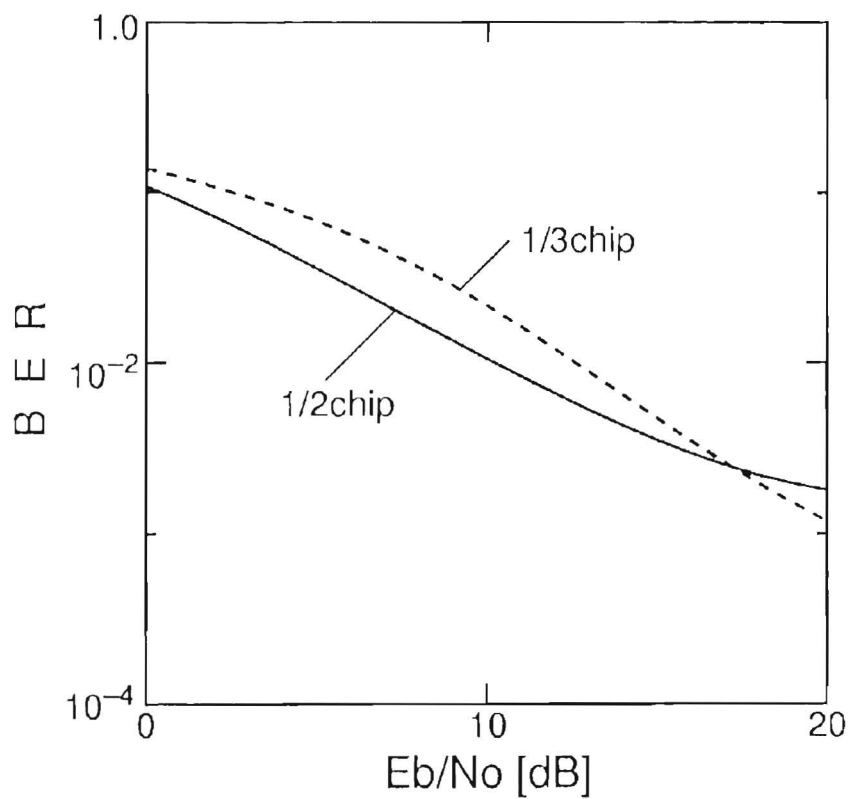


図 5.7 従来の変形 M 系列の場合の平均ビット誤り率特性

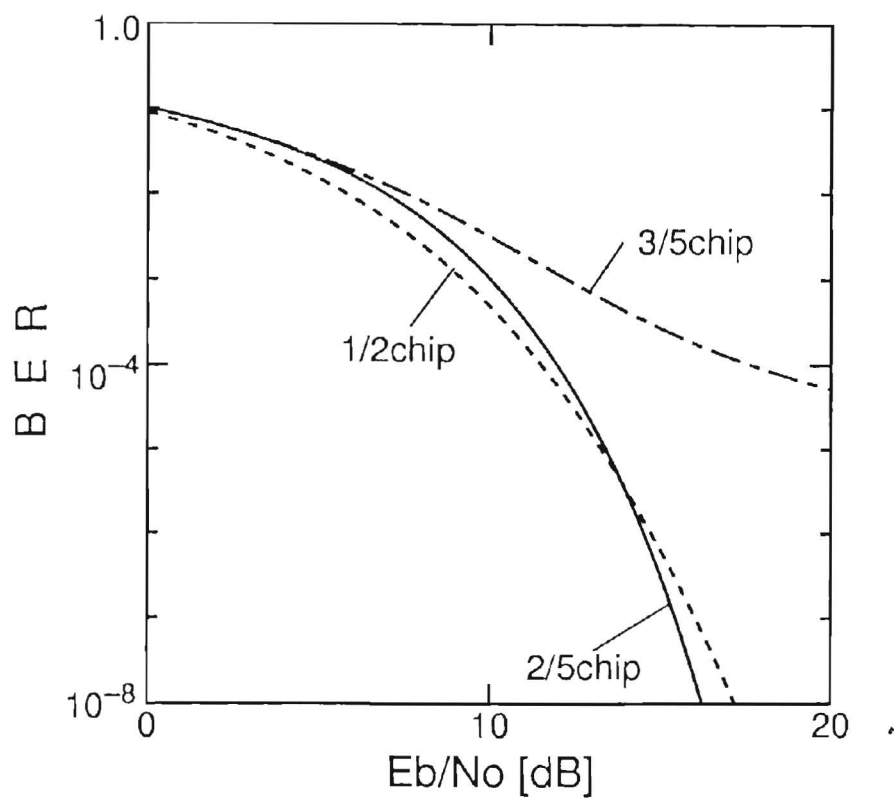


図 5.8 改良型変形 M 系列の場合の平均ビット誤り率特性

5.4.2 理論解析及びコンピュータシミュレーションによる性能評価

ここでは、従来の変形 M 系列と改良型変形 M 系列を a-chip シフト多重化法 (2M 重方式) へ適用した場合の性能評価をビット誤り率特性により行う。但し、系列長 M は 7[chip] であり、系列群間の位相差 a は 1/2[chip] である。

受信側にキャンセラを持たないオフキャンセラの場合の各チャンネルのビット誤り率は (5.6)(5.7) 式で与えられ、その平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{off} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{ki} \right\} \quad (5.8)$$

受信側にキャンセラを持つオンキャンセラの場合では、各チャンネルにおいて最大の干渉を及ぼすチャンネルの信号のみ (系列群 1 の #1i チャンネルと系列群 2 の #2i チャンネルが互いに最大の干渉を及ぼす) をキャンセルする。その時のビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{1}{2^{2M-1}} \sum_{m=1}^{2^{2M-1}} \left\{ (1 - BER_{ki}) \cdot Pe1_m + \frac{BER_{ki}}{2} \cdot (Pe2_{same\ m} + Pe2_{diff\ m}) \right\} \right\} \right\} \quad (5.9)$$

但し、

$$Pe1_m = Q \left(\left(\frac{\sum_{j=1}^M \pm \rho_{j,i}(a) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \pm \rho'_{j,i}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{g(t)\}^2 dt} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_{same\ m} = Q \left(\left(\frac{2\rho'_{i,i}(a) + \sum_{j=1}^M \pm \rho_{j,i}(a) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \pm \rho'_{j,i}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{g(t)\}^2 dt} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$Pe2_{diff\ m} = Q \left(\left(\frac{-2\rho'_{i,i}(a) + \sum_{j=1}^M \pm \rho_{j,i}(a) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \pm \rho'_{j,i}(a)}{\frac{1}{T} \int_0^T \{g(t)\}^2 dt} \right) \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

図 5.9 に情報 1bit 当りの送信信号エネルギー対雑音パワースペクトル密度比 (E_b/N_0) に対する平均ビット誤り率特性を示す。これより、改良型変形 M 系列を用いた場合が従来の変形 M 系列を用いた場合よりもオンキャンセラとオフキャンセラともに優れていることが分かった。具体的には、改良型変形 M 系列の方が従来の変形 M 系列よりも、ビット誤り率が 10^{-2} の点においてオフキャンセラでは E_b/N_0 比で 4.5[dB]、オンキャンセラでは 2.5[dB] 優れていることが分かった。

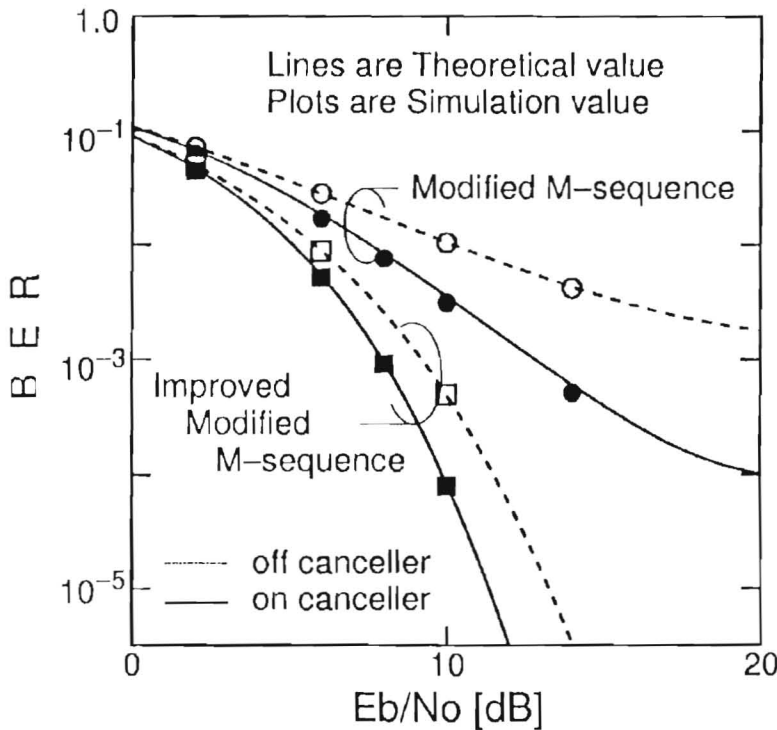


図 5.9 平均ビット誤り率特性

5.5 本章のまとめ

従来の変形 M 系列は、自己相関関数の 1[chip] ずつシフトした点の相関値は 0 であるため、1[chip] ずつシフトして得られた M 個の系列を新たな拡散符号として各チャンネルに割り当てる符号分割多重がチャンネル間干渉無く行える。しかしながら、従来の変形 M 系列は M 系列のチップ波形を変化させた後で直流分を付加する方法であるため、次のような問題が生じる。

1. 拡散符号のチップ波形に応じて、付加する直流分を変化させねばならない。
2. チップ波形が矩形以外の場合では、自己相関関数のサイドローブのチップの整数倍以外のシフト点に 0 でない相関値が存在する。

このことは、チップの整数倍のシフト点を使う場合には問題にならないが、それ以外の点を使う場合には問題となる。例えば、**a**-chip シフト多重化法への適用を困難にしている。そこで、本章では、M 系列に直流分を付加した後にチップ波形を変化させることにより自己相関関数のサイドローブを 0 にする方法を提案した。また、これによって得られた改良型変形 M 系列を **a**-chip シフト多重化法へ適用した結果、従来の変形 M 系列に比べてビット誤り率が 10^{-2} の点でオフキャンセラでは E_b/N_0 比で 4.5[dB]、オンキャンセラでは 2.5[dB] 改善でき、キャンセラの有無に関わらず優れていることが分かった。そのため、**a**-chip シフト多重化法への適用を可能にした。更に、一定の直流分を付加した矩形波の線形フィルタリングにより改良型変形 M 系列は生成されるため、信号生成の点からも従来の変形 M 系列に比べて有利である。

第6章 結論

同期式符号分割多重通信方式はスペクトル拡散特有の非同期性は失われるものの、チャンネル間干渉の除去が可能であり、多重度を向上できる利点を持っている。

従来の符号分割多重通信方式は多重度 M (M : 拡散符号の系列長) を達成することが可能であった。しかしながら、現在では通信利用者の増加と共に情報量そのものが増大し、一通信回線の多重度の更なる向上が望まれている。それに対して多重度を $2M$ にする方式が文献 [46] で提案されているが、チップ波形がレイズドコサイン形、系列群間の位相差が $1/2[\text{chip}]$ の場合しか示されておらず、他のチップ波形や最適な位相差については検討されていなかった。そこで、本論文では、多重度 $2M$ を達成する $2M$ 重方式の最適化を行い、それを発展させたいくつかの多重度増加方式を提案した。

第1章では、スペクトル拡散通信について概説し、本研究の立場と目的を明らかにした。

第2章では、符号分割多重と多元接続の問題点としてチャンネル間干渉を取り上げ、その問題の従来の解決策である拡散符号の直交性を利用する方式、受信側でチャンネル間干渉を再生し除去する方式の特長及び欠点を明確化した。

第3章では、多重度を向上できる新しい方式として a -chip シフト多重化法を提案した。拡散符号としては擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いている。本方式は文献 [46] の方式を $2M$ 重方式として含んでおり、系列群間の位相差の最適化を行った、更に、それを発展させて多重度 $3M$ を達成している。本方式の性能評価を理論解析とシミュレーション両面から行った。その結果、本方式は、受信側にキャンセラを用いることにより、 $2M$ 重方式では $BER=10^{-3}$ の点において 2.4 [dB] 改善することができ、 $3M$ 重方式でも性能向上できることが分かった。しかしながら、擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いているために擬直交 M 系列対と同様に有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M$ となるため、 M 系列を拡散符号とする1つのチャンネルのみを伝送する場合に比べて誤り率が $10\log[(M+1)/2M]$ [dB] 劣化する。また、多重度を $3M$ する $3M$ 重方式では S/N 比を無限大にしても符号誤りが存在する可能性がある。

第4章では、 a -chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた方式を提案した。本方式では、有効な受信信号エネルギーの損失を抑えることができ、 M 系列を拡散符号とする1つのチャンネルのみを伝送した場合に比べて誤り率が劣化しない。更に、 S/N 比無限大において符号誤り 0 を達成している。本章では、拡散符号としてマンチェスタ符号化直交系列のパルス波形を矩形、レイズドコサイン

形にした系列とレイズドコサイン形直交系列を用い、系列群間の位相差 a の最適値、3M 重方式の大信号と小信号の振幅比 K の最適値を求め、その時のビット誤り率特性について検討を行った。その結果、高 S/N 比において、 a -chip シフト多重化法のみを用いた方式より有効となることが分かった。また、同一帯域幅の単純な多値システムに比べて有効であることが分かった。特に、拡散符号として矩形マンチェスタ符号化直交系列を用いた場合は、多値システムのビット誤り率特性に比べて、 $BER=10^{-3}$ の点において 2M 重方式では約 3.0[dB]、3M 重方式では約 4.0[dB] 改善できる。

第 5 章では、チップ波形によらず自己相関関数のサイドローブを 0 にすることができる改良型変形 M 系列を提案した。従来の変形 M 系列では、1. チップ波形を変化させる度に M 系列に付加する直流分を変化させねばならず、系列の生成が困難である、2. チップ波形が矩形以外では自己相関関数のサイドローブがチップの整数倍以外の点で 0 にならず、 a -chip シフト多重化法への適用が困難である、などの問題点があった。この問題点を M 系列に直流分を付加した後にチップ波形を変化させること (改良型変形 M 系列) によって解決できた。その結果、系列の生成を容易にし、 a -chip シフト多重化法への適用を可能にした。

なお、本論文では系列群間に位相差を付けながら増加する方法を a -chip シフト多重化法と名付けたが、内容と名称の整合性より Δ -chip シフト多重化法と呼ぶことにしたい。

本論文では、チップ波形をマンチェスタ符号化した拡散符号について、また、パルス波形を変化させた場合の一例としてレイズドコサイン形を取り上げ検討を行った。本方式は伝送路特性に適したチップ波形を用いることができる。例えば、伝送される符号がマンチェスタ符号の場合は低周波成分が少なく、従来マンチェスタ符号が用いられてきた低域高域共に帯域制限された伝送路でのシステム、例えば電灯線 LAN などにおける多重度増加方式として用いることが期待できる。

今後は、実際の伝送路特性、例えば電灯線の伝送路特性や帯域制限を考慮した性能検討を行う必要がある。また、本論文では受信側において同期追従ができているものと仮定したシステムについて検討を行ったが、今後実用化するためには同期追従を含めた検討を行い、同期追従誤差が本方式の性能へ及ぼす影響などについて明らかにすると共に本方式に有効な同期追従法を確立する必要がある。

スペクトル拡散方式は通信分野ばかりでなく測距分野にも適用され、また、通信と測距を同時に行うシステムの検討がされている。今後、更に広範囲な分野で研究され、将来有望な基幹技術となることを期待する。

謝辞

本研究は、著者が埼玉大学大学院理工学研究科博士後期課程在学中に、同大学小林禧夫教授、羽石操教授、大嶋健司教授、長谷川孝明助教授のもとで行ったものであります。心から感謝致します。

また、日頃から御指導頂いた羽倉幸雄埼玉大学元教授に感謝致します。

さらに、学会、研究会を通じ、多くのご意見御指導を頂きました慶應義塾大学中川正雄教授、長岡技術科学大学丸林元教授、太刀川信一助教授、横浜国立大学河野隆二助教授を初めとする関係各位の方々に感謝致します。

また、御討論頂きました鈴木康夫氏、大保寺孝至氏、矢野安宏氏、岡崎功氏、並びに研究室諸氏に感謝致します。

参考文献

- (1) 角川靖夫, 塚本賢一 : "スペクトル拡散 (SS) 通信方式とその適用分野 [I]", 電子通信学会誌, **Vol.65**, 9, pp.965-971, (1982-09),
- (2) 角川靖夫, 塚本賢一 : "スペクトル拡散 (SS) 通信方式とその適用分野 [II]", 電子通信学会誌, **Vol.65**, 10, pp.1053-1059, (1982-10)
- (3) 森広芳照, 正村達郎 : "スプレッドスペクトラム通信", 電子通信学会誌, **Vol.61**, 7, pp.794-797, (1978-07)
- (4) 丸林元, 中川正雄, 河野隆二 : "スペクトル拡散通信の研究開発動向", 電子情報通信学会誌, **Vol.72**, 5, pp.580-591, (1989-05)
- (5) 丸林元 : "スペクトル拡散通信の最新研究・開発動向", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), **J74-B-II**, 5, pp.176-181, (1991-05)
- (6) 太刀川信一 : "スペクトル拡散通信のための拡散符号に関する研究動向", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), **J74-B-II**, 5, pp.182-188, (1991-05)
- (7) 坪内和夫 : "スペクトル拡散通信の応用とデバイス", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), **J74-B-II**, 5, pp.189-198, (1991-05)
- (8) 水野光彦 : "スペクトル拡散陸上移動通信の研究動向と展望", 電波研究所季報, **Vol.32**, No.165, pp.229-255, (1986-12)
- (9) Mituo Yokoyama : "History and Overview of Spread Spectrum Communications in Japan", 電子情報通信学会論文誌 (E), **Vol.E74**, 5, pp.1073-1082, (1991-05)
- (10) Ryuji Kohno : "Pseudo-Noise Sequences and Interference Cancellation Techniques for Spread Spectrum Systems - Spread Spectrum Theory and Techniques in Japan", 電子情報通信学会論文誌 (E), **Vol.E74**, 5, pp.1083-1092, (1991-05)
- (11) Masao Nakagawa and Takaaki Hasegawa : "Spread Spectrum for Consumer Communications - Applications of Spread Spectrum Communications in Japan -", 電子情報通信学会論文誌 (E), **Vol.E74**, 5, pp.1093-1102, (1991-05)
- (12) L.A.GerHard and R.C.Dixon : "Introduction - Special Issue on Spread Spectrum Communications", IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-25**, No.8, pp.745-747, August 1977
- (13) Robert A.Scholtz : "The Spread Spectrum Concept," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-25**, No.8, pp.748-755, August 1977
- (14) Charles E.Cook and Howard S.Marsh : "AN INTRODUCTION TO SPREAD SPECTRUM," IEEE COMMUNICATIONS Magazine, pp.8-16, March 1983
- (15) Robert A.Scholtz : "Notes on Spread-Spectrum History," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-31**, No.1, pp.82-84, January 1983

- (16) Robert Price : "Further Notes and Anecdotes on Spread Spectrum Origins," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-31**, No.1, pp.85-97 January 1983
- (17) William R.Bennett : "Secret Telephony as a Historical Example of Spread-Spectrum Communication", IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-31**, No.1, pp.98-104, January 1983
- (18) Raymond L.Pickholtz, Donald L.Schiling and Laurence B.Milstein : " Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-30**, No.5, pp.57-86, May 1982
- (19) George R.Cooper, Ray W.Nettleton and David P.Grybos : "Cellular Land-Mobile Radio : Why Spread Spectrum ?," IEEE COMMUNICATIONS Magazine, pp.17-24, March 1979
- (20) Andrew J.Viterbi : "Spread Spectrum Communications – Myths and Realities," IEEE COMMUNICATIONS Magazine, pp.11-18, May 1979
- (21) Andrew J.Viterbi : "When Not to Spread Spectrum – a Sequel," IEEE COMMUNICATIONS Magazine, pp.12-17, April 1985
- (22) George L.Turin : "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio," Proceedings of the IEEE, **Vol.68**, No.3, pp.328-353. March 1980
- (23) Laurence B. Milstein : "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications," IEEE Proceedings of the IEEE, **Vol.76**, No.6, pp.657-671, June 1988
- (24) R.C.Dixon : Spread Spectrum Systems, 立野敏, 片岡志津雄, 飯田清, 訳 : 最新スペクトル拡散通信方式, JATEC 出版, (昭和 53 年)
- (25) 横山光雄 : スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版, (昭和 63 年)
- (26) 中川正雄監修 : スペクトル拡散通信技術の基礎と応用, トリケップス (1987)
- (27) Michael B.Pursley and Dilip V.Saruwate : "Evaluation of Correlation Parameters for Periodic Sequences," IEEE Transactions on Information Theory, **Vol.IT-23**, No.7, pp.508-513, July 1977
- (28) Michael B.Pursley : " Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part I: System Analysis," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-25**, No.8, pp.795-799, August 1977
- (29) Michael B.Pursley and Dilip V.Saruwate : "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part II: Code Sequence Analysis," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-25**, No.8, pp.800-803, August 1977
- (30) Kung Yao:"Error Probability of Asynchronous Spread Spectrum Multiple Acces Communication Systems," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-25**, No.8, pp.803-809, August 1977

- (31) Behnaam Aazhang and H.Vincent Poor : "Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels - Part I: Linear Correlation Receivers," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-35**, No.11, pp.1179-1188, November 1987
- (32) Behnaam Aazhang and H.Vincent Poor : "Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels - Part II: Hard-Limiting Correlation Receivers," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-36**, No.1, pp.88-97, January 1988
- (33) Per K.Engel and Dilip V.Sarwate : "Spread-Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes : Linear Receivers," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-35**, No.12, pp.1309-1319, December 1987
- (34) Per K.Engel and Dilip V.Sarwate : "Spread-Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes : Impulsive Noise," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-36**, No.1, pp.98-106, January 1988
- (35) Klein S.Gilhausen, Irwin M.Jacobs, Roberto Padovani and Lindsay A. Weaver, Jr : "Increased Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communication," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, **Vol.8**, No.4, pp.503-514, May 1990
- (36) 横山光雄 : "SSRA 通信方式の性能解析", 電子通信学会論文誌 (B), **J64-B**, 1, pp.16-23, (1981-01)
- (37) 荻原春生, 石飛光章 : "周波数拡散による加入者系集線多重化方式の提案", 電子情報通信学会技術研究報告, **SE79-104**, pp.57-64, (1979)
- (38) 広崎膨太郎, 長谷川聡 : "帯域分割形 SS 方式に関する一検討", 電子情報通信学会技術研究報告, **CS80-60**, pp.73-78, (1980)
- (39) 末広直樹, 羽鳥光俊 : "相互相関のない多相周期系列とその非同期 SSMA 通信への応用", 電子通信学会論文誌 (A), **J68-A**, 10, pp.1087-1093, (1985-10)
- (40) 末広直樹, 羽鳥光俊 : "情報系列と同期系列を併用する非同期 SSMA 通信", 電子情報通信学会通信方式研究会技術研究報告, **CS85-82**, pp.37-41, (1985)
- (41) 太刀川信一, 丸林元 : "遅延変換スペクトル拡散多元接続通信方式の干渉雑音とその性質", 電子情報通信学会論文誌 (B), **J67-B**, 1, pp.32-38, (1984-01)
- (42) 杉山久佳, 雨宮好文 : "スペクトル拡散多重通信における同時通話者数増大の一方法", 電子通信学会論文誌 (B), **J65-B**, 7, pp.913-920, (1982-07)
- (43) 畑雅恭, 内匠逸 : "完全同期 SSRA 通信方式の提案", 電子情報通信学会スペクトル拡散通信研究会技術研究報告, **SS88-16**, pp.103-108, (1988)
- (44) 佐々木重信, 丸林元, 朱近康 : "並列組合せ SSMA に関する一検討", 電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告, **SST91-16**, pp.7-10, (1991-08)

- (45) 長谷川孝明, 鈴木康夫, 大保寺孝至, 羽瀨裕真, 羽倉幸雄: "コンシューマ通信における S.S. 通信方式の適用 - クロック速度変調, ニューラルネットワーク検波, チップシフトを用いた CDM -", 第3回情報伝送と信号処理ワークショップ, 3.1 pp.51-57, (1990-11)
- (46) 長谷川孝明, 鈴木康夫, 羽倉幸雄: "1/2 チップシフトした拡散符号を用いる同期式スペクトル拡散多重通信方式", 電子情報通信学会スペクトル拡散技術とその応用研究会技術研究報告, SSTA89-18, pp.45-48, (1989-08)
- (47) 鈴木康夫, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: "1/2 チップシフトした拡散符号を用いる同期式スペクトル拡散多重通信方式", 1989年電子情報通信学会秋季全国大会論文集, B-348
- (48) 岡崎功, 長谷川孝明: "スペクトル拡散パルス位置変調通信方式の多重化に関する一検討", 電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告, SST91-18, pp.17-22, (1991-08)
- (49) 長谷川孝明, 岡崎功, 羽倉幸雄: "スペクトル拡散パルス位置変調通信方式の特性評価", 1991年電子情報通信学会春季全国大会論文集, B-725
- (50) 太刀川信一, 丸林元: "M-ary/SSMA の周波数利用効率", 電子情報通信学会論文誌 (A), J73-A, 10, pp.1678-1687, (1990-10)
- (51) 太刀川信一, 丸林元: "移動体衛星通信における M-ary/SSMA と FDMA の周波数利用効率の比較", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), J74-B-II, 5, pp.270-275, (1991-05)
- (52) 横山光雄: "SSRA 通信方式のための同期方式", 電子情報通信学会論文誌 (A), J60-A, 1, pp.41-47, (1977-01)
- (53) 太刀川信一, 丸林元: "スペクトル時間拡散多元接続通信方式 (ST-SSMA) における相互相関特性と同期性能について", 電子情報通信学会スペクトル拡散技術とその応用研究会技術研究報告, SSTA89-11, pp.1-6, (1989-08)
- (54) 太刀川信一, 穂刈治英, 丸林元: "電灯線通信 (データ伝送)", 電子情報通信学会スペクトル拡散技術とその応用研究会技術研究報告, SSTA89-7, pp.45-50, (1989-03)
- (55) 遠藤馨, 中村正, 津村聡一, 鶴田七郎: "スペクトル拡散電灯線通信方式", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), J74-B-II, 5, pp.234-242, (1991-05)
- (56) 太刀川信一, 石川武弘, 丸林元: "電灯線伝送路における波形の劣化と SS 方式の同期回路について", 電子情報通信学会スペクトル拡散通信研究会技術研究報告, SS87-24, pp.41-47, (1987-08)
- (57) 太刀川信一, 永瀬元晴, 丸林元: "スペクトル拡散電灯線データ伝送における同期外れ現象とその対策 - 同期監視回路による方法 -", 電子情報通信学会スペクトル拡散通信研究会技術研究報告, SS88-3, pp.15-20, (1988-04)
- (58) 太刀川信一, 丸林元: "電灯線データ伝送に適した参照用 PN 系列を同時に送る DS/SS 方式", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), J74-B-II, 5, pp.225-233, (1991-05)
- (59) 末広直樹, 羽鳥光俊: "M 系列より導かれる直交系列と擬直交系列", 電子情報通信学会スペクトル拡散通信研究会技術研究報告, SS87-20, pp.15-20, (1987-08)

- (60) 汐崎陽, 千田彰一, 北畠顕, 松尾裕英 : "相関関数のサイドローブが零になる 2 値系列信号の構成法", 電子通信学会論文誌 (A), **J64-A**, 12, pp.1007-1012, (1981-12)
- (61) 小林由紀夫 : "相関関数のサイドローブが零となる擬似ランダム符号の基礎検討", 電子通信学会通信方式研究会技術研究報告, **CS80-32**, 12, pp.61-66, (1980)
- (62) 広崎膨太郎, 長谷川聡 : "周波数拡散多重通信用変復調装置", 公開特許広報 (A), pp.299-304, 昭 570554
- (63) 朱近康, 野村民也, 山田隆弘 : "直交系列を用いる SSSA 通信方式の特性", 電子通信学会論文誌 (B), **J68-B**, 3, pp.319-326, (1985-03)
- (64) 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", 電子通信学会論文誌 (B), **J67-B**, 3, pp.297-304, (1984-03)
- (65) Glenn Weathers, E.M.Holliday and H.B.Buie : "Offset as a Means of m-Sequence Periodic Correlation Sidelobe Cancellation," Proceedings of the IEEE, **Vol.70**, No.7, pp.772-774, July 1982
- (66) 桐本哲郎, 堀田貴志, 大橋由昌 : "M 系列を用いた複素 2 値直交系列の生成法", 電子情報通信学会論文誌 (A), **J73-A**, 10, pp.1662-1668, (1990-10)
- (67) 北島秀夫, 下野哲雄 : "2 値系列のための相関技法の考察", 電子情報通信学会情報理論研究会技術研究報告, **IT84-16**, pp.9-13, (1984)
- (68) Dilip V.Saruwate and Michael B.Pursley : "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proceeding of the IEEE, **Vol.68**, No.5, pp.593-618, May 1980
- (69) R.Gold : "Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation function," IEEE Transactions on Information Theory, **Vol.IT-14**, No.1, pp.154-156, January 1968
- (70) J.Lee and D.R.Smith : "Families of Shift-Register Sequences with Impulsive Correlation Properties," IEEE Transactions on Information Theory, **Vol.IT-20**, No.2, pp.255-261, March 1974
- (71) Staffan A.Fredricsson : "Pseudo-Randomness Properties of Binary Shift Register Sequences," IEEE Transactions on Information Theory, **Vol.IT-21**, No.1, pp.115-120, January 1975
- (72) M.B.Pursley and H.F.A.Roefs : "Numerical Evaluation of Correlation Parameters for Optimal Phase of Binary Shift-Register Sequences," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-27**, No.10, pp.1597-1604, October 1979
- (73) S.Singh Lunayach : "Performance of Direct Sequence Spread-Spectrum System with Long Period and Short Period Code Sequences," IEEE Transactions on Communications, **Vol.COM-31**, No.3, pp.412-540, March 1983
- (74) 河野隆二, 今井秀樹 : "直接拡散 4 相 PSK に用いる擬似雑音系列について", 電子通信学会論文誌 (A), **J65-A**, 1, pp.696, (1982-01)

- (75) Yasuo Taki, Hiroshi Miyakawa, Mitsutoshi Hatori and Seiichi Namba : " Even-Shift Orthogonal Sequences," IEEE Transactions on Information Theory, **Vol.IT-15**", No.2, pp.295-300, March 1969
- (76) L.R.Welch : " Lower bounds on the maximum cross correlation of signals," IEEE Transactions on Information Theory, **Vol.IT-20**, No.3, pp.397-399, May 1974
- (77) 正村達郎, 久保田周治 : "チャンネル間干渉除去形 SSMA 受信方式の検討", 電子通信学会通信方式研究会技術研究報告, **CS80-168**, pp.61-66 (1980)
- (78) 河野隆二, 今井秀樹, 羽鳥光俊 : "非同期 SSMA における他局間干渉の除去方式について". 電子通信学会論文誌 (A), **J66-A**, 5, pp.416-423, (1983-05)
- (79) Ryuji Kohno, Hideki Imai, Mitsutoshi Hatori and Subbarayan Pasupathy : "Combination of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, **Vol.8**, No.4, pp.675-682, May 1990
- (80) Ryuji Kohno, Hideki Imai, Mitsutoshi Hatori and Subbarayan Pasupathy : "An Adaptive Canceller of Cochannel Interference for Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Networks in a Power Line," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, **Vol.8**, No.4, pp.691-699, May 1990
- (81) 梶原昭博, 中川正雄 : "Crosscorrelation Cancellation in Spread-Spectrum Block Demodulator", 電子情報通信学会スペクトル拡散研究会技術研究報告, **SST91-17**, pp.11-16, (1991-08)
- (82) 梶原昭博, 中川正雄 : "SPREAD SPECTRUM BLOCK DEMODULATOR(蓄積一括によるスペクトル拡散復調方式)", 電子情報通信学会スペクトル拡散技術とその応用研究会技術研究報告, **SSTA90-27**, pp.67-74,(1990-06)
- (83) 羽瀧裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄, 羽石操 : "擬直交マンチェスタ符号化 M 系列による符号分割多重化法". 電子情報通信学会論文誌 (B-I), **J73-B-I**, 4, pp.371-377, (1990-04)
- (84) 羽瀧裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄 : "マンチェスタ化 M 系列による符号分割多重化の一検討", 1989 年電子情報通信学会春季全国大会論文集, B-614
- (85) 羽瀧裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄 : "マンチェスタ符号化 M 系列による符号分割多重化法の一検討", 電子情報通信学会スペクトル拡散技術とその応用研究会技術研究報告, **SSTA89-27**, pp.101-104, (1989-08)
- (86) 羽瀧裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄 : "キャンセラを用いたマンチェスタ符号化 M 系列による符号分割多重化の一検討", 1989 年電子情報通信学会秋季全国大会論文集, B-349
- (87) 羽瀧裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄, 羽石操 : "マンチェスタ符号化直交系列による符号分割多重化法", 電子情報通信学会論文誌 (B-II), **J73-B-II**, 5, pp.199-206, (1991-05)

- (88) Hiromasa Habuchi, Takaaki Hasegawa, Yukio Hakura and Misao Haneishi: "A Novel Synchronous Code Division Multiplex Using Orthogonal Manchester Coded M-sequences," International Conference on Communication Systems **ICCS'90**, 28.8, pp.1227-1231(28.8.1-28.8.5), November 1990
- (89) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: "直交系列をマンチェスタ符号化した系列を用いた符号分割多重化の一検討", 電子情報通信学会スペクトル拡散通信とその応用研究会技術研究報告, **SSTA90-12**, pp.75-79, (1990-03)
- (90) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: "直交系列をマンチェスタ符号化した系列による符号分割多重化の一検討", 1990年電子情報通信学会春季全国大会論文集, B-672
- (91) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: "レイズドコサイン形直交マンチェスタ符号化 M 系列による符号分割多重化の一検討", 1990年電子情報通信学会秋季全国大会論文集, B-585
- (92) Hiromasa Habuchi, Takaaki Hasegawa, Yukio Hakura and Misao Haneishi: "A Synchronous Code Division Multiplex Using Raised-Cosine Orthogonal Sequences," International Symposium on Information Theory And Its Applications, **ISITA'90**, 55-2, pp.841-844, November 1990
- (93) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 鈴木康夫: "チップ波形によらない変形 M 系列の自己相関関数のサイドローブ抑圧法とその応用", 電子情報通信学会論文誌 (A), 12月号掲載予定
- (94) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 鈴木康夫: "チップ波形によらない変形 M 系列の自己相関関数のサイドローブ抑圧法とその応用", 1991年電子情報通信学会秋季全国大会論文集, A-92
- (95) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: "マンチェスタ化された光 M 系列信号用 Matched Filter", 1988年電子情報通信学会秋季全国大会論文集, B-428
- (96) 長谷川孝明, 岡田孝浩, 羽倉幸雄, 羽石操: "マンチェスタ符号化 PN 信号のための遅延ロックアップ", 電子情報通信学会論文誌 (B-1), **J73-B-I**, 8, pp.663-665, (1990-08)
- (97) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: "拡散符号を拘束したスペクトル拡散通信方式の検討", 1991年電子情報通信学会春季全国大会論文集, B-724

A. 周波数利用効率について

(2.4) 式で希望信号データを +1 とすれば, $V(T)$ の分散 $\text{Var}\{V(T)\}$ は, (2.4) 式の第 2 項の分散を $\text{Var}\{\text{Interference}\}$, 第 3 項の分散を $\text{Var}\{\text{Noise}\}$ としたならば, 次のようになる.

$$\begin{aligned}\text{Var}\{V(T)\} &= \text{Var}\{\text{Interference}\} + \text{Var}\{\text{Noise}\} \\ &= \frac{1}{6M^2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N A_j^2 r_{ji} + \frac{N_0}{T}\end{aligned}\quad (\text{A.1})$$

但し,

$$\begin{aligned}r_{ik} &= \sum_{L=0}^{M-1} \{C_{ik}^2(L-M) + C_{ik}(L-M)C_{ik}(L-M+1) \\ &\quad + C_{ik}^2(L-M+1) + C_{ik}^2(L) + C_{ik}(L)C_{ik}(L+1) + C_{ik}^2(L+1)\} \\ C_{ik}(L) &= \begin{cases} \sum_{k=0}^{M-1-L} a_k^{(j)} a_{k+L}^{(i)} & (0 \leq L \leq M-1) \\ \sum_{k=0}^{M-1-L} a_{k-L}^{(j)} a_k^{(i)} & (1-M \leq L \leq 0) \\ 0 & (|L| \geq M) \end{cases}\end{aligned}$$

よって, SNR_v は

$$\text{SNR}_v \simeq \left[\frac{1}{6M^3} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N r_{ji} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A.2})$$

となる. 但し, 全てのチャネルのパワーは同一とした. E_b はデータ 1bit 当りのエネルギーを表している.

(A.2) 式において, $\#j$ チャネルと $\#i$ チャネルの系列が各々ランダム系列とすると, r_{ji} は

$$r_{ji} = 2M^2 \quad (\text{A.3})$$

であり, (A.3) 式を (A.2) 式に代入し, 整理すると

$$\text{SNR}_v \simeq \left[\frac{N-1}{3M} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{2.5})$$

となり, ユーザ数 N を与えるとそれに対応する S/N 比が与えられる.

次に S/N 比に対する周波数利用効率について考える。(2.5)式より、相関出力の E_b/N_0' は

$$\frac{E_b}{N_0'} \simeq \left[\frac{2(N-1)}{3M} + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \quad (\text{A.4})$$

となる。また、チャンネル数 N について (A.4) 式を変形すれば、

$$N = \frac{3M}{2} \left[\frac{N_0'}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right] + 1 \quad (\text{A.5})$$

となる。周波数利用効率 η は次式で与えられる。

$$\eta = \frac{N \cdot R_b}{W_s} \quad (\text{A.6})$$

但し、 R_b は 1 チャンネル当りの情報速度、 W_s は占有帯域である。 W_s/R_b は拡散比 M になり、(A.6) 式に (A.5) 式を代入すれば、

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{3}{2} \left[\frac{N_0'}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right] + \frac{1}{M} \\ &\simeq \frac{3}{2} \left[\frac{N_0'}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right] \end{aligned} \quad (\text{2.6})$$

となる。

B. 擬直交 M 系列対，直交系列，変形 M 系列を用いた M 重方式のビット誤り率について

B.1 擬直交 M 系列対を用いた M 重方式の誤り率特性

図 B.1 に示すシステムについてビット誤り率を検討する.

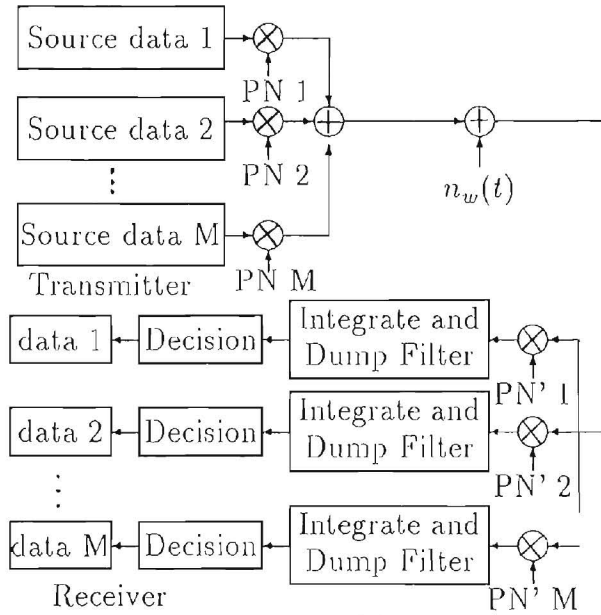


図 B.1 M 重方式

受信信号 $r(t)$ は次式となる.

$$r(t) = \sum_{j=1}^M d_j(t) \cdot PN_j(t) + n_w(t) \quad (\text{B.1})$$

i に着目すると，上式と $PN'_i(t)$ を相関をとった時の出力 $V(T)$ は，

$$\begin{aligned} V(T) &= \frac{1}{T} \int_0^T r(t) \cdot PN'_i(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{j=1}^M d_j(t) PN_j(t) \cdot PN'_i(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_i(t) dt \\ &= \frac{M+1}{2M} d_i + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_i(t) dt \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

ここで，(B.2) 式の第 2 項 (雑音) について分散を求める. 但し， $n_w(t)$ を平均 0，両側電力スペクトル密度 ($N_0/2$) の白色ガウス性雑音とする.

$$\langle \sigma^2 \rangle = \left\langle \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t_1) PN'_i(t_1) dt_1 \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t_2) PN'_i(t_2) dt_2 \right\rangle$$

$$\begin{aligned}
&= \left\langle \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T n_w(t_1)n_w(t_2)PN'_i(t_1)PN'_i(t_2)dt_1dt_2 \right\rangle \\
&= \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \langle n_w(t_1)n_w(t_2) \rangle PN'_i(t_1)PN'_i(t_2)dt_1dt_2 \\
&= \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1)PN'_i(t_1)PN'_i(t_2)dt_1dt_2 \\
&= \frac{1}{T^2} \frac{N_0}{2} \int_0^T PN'_i(t)^2 dt \\
&= \frac{M+1}{4M} \cdot \frac{N_0}{T} \tag{B.3}
\end{aligned}$$

生起確率 $P(1)$ のデータ $+1$ が受信側で -1 に誤る確率を $p(\varepsilon|1)$ ，生起確率 $P(-1)$ のデータ -1 が受信側で $+1$ に誤る確率を $p(\varepsilon|-1)$ とし，各々の生起確率が等しいならば，誤りは平均 0 ，分散 σ^2 のガウス不規則変数が $-\infty$ から $-(M+1)/2M$ の間に落ちる場合であるから，その確率は確率密度関数の積分を行えばよい。

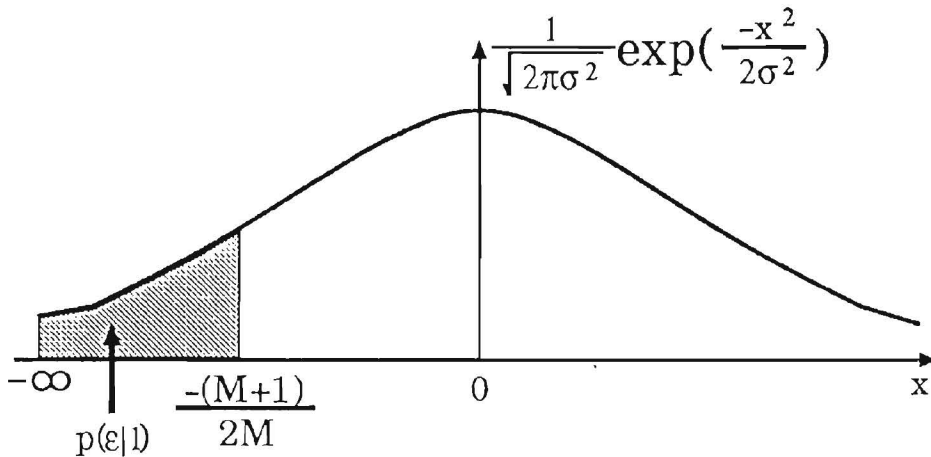


図 B.2 確率密度関数

$$\begin{aligned}
BER &= P(1) \cdot p(\varepsilon|1) + P(-1) \cdot p(\varepsilon|-1) \\
&= p(\varepsilon|1) \\
&= \int_{-\infty}^{-\frac{M+1}{2M}} \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \frac{(M+1)N_0}{4MT}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \cdot \frac{(M+1)N_0}{4MT}}\right) dx
\end{aligned}$$

ここで， $y = x/\sqrt{\frac{(M+1)N_0}{2MT}}$ に置き換えると上式は，

$$BER = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{\frac{(M+1)T}{2MN_0}}} \exp(-y^2) dy$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(M+1)E_b}{2MN_0}} \right) \\
&= Q \left(\sqrt{\frac{(M+1)E_b}{MN_0}} \right)
\end{aligned} \tag{B.4}$$

となる。但し、

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-z^2) dz, \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$$

B.2 直交系列を用いた M 重方式の誤り率特性

この系列も M 個のチャネルをチャネル間干渉なく用いることができ、誤り率は一つのチャネルのみを伝送した場合と同一となる。ここで、 i チャネルに着目すると、その相関器出力は以下のようになる。

$$V(T) = d_i + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN_i(t) dt \tag{B.5}$$

上式の第 2 項 (雑音項) の分散を求めると、

$$\begin{aligned}
\langle \sigma^2 \rangle &= \left\langle \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t_1) PN_i(t_1) dt_1 \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t_2) PN_i(t_2) dt_2 \right\rangle \\
&= \frac{N_0}{2T}
\end{aligned} \tag{B.6}$$

となり、誤り率 BER は次式となる。

$$BER = \int_{-\infty}^{-d_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \frac{N_0}{2T}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \cdot \frac{N_0}{2T}}\right) dx$$

ここで、 $y = x/\sqrt{\frac{N_0}{2T}}$ に置き換えると上式は、

$$\begin{aligned}
BER &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{\frac{d_i^2 T}{N_0}}} \exp(-y^2) dy \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \\
&= Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)
\end{aligned} \tag{B.7}$$

となる。但し、 $E_b = d_j^2 T$ で送信信号 1bit 当りのエネルギーである。

B.3 変形 M 系列を用いた M 重方式の誤り率特性

この系列も M 個のチャネルをチャネル間干渉なく用いることができ、誤り率は一つのチャネルのみを伝送した場合と同様となる。ここで、 i チャネルに着目すると、その相関器出力は以下のようになる。

$$V(T) = \frac{M+1}{M}d_j + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN_i(t) dt \quad (\text{B.8})$$

(B.8) 式の第 2 項 (雑音項) の分散を求めると、

$$\begin{aligned} \langle \sigma^2 \rangle &= \left\langle \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t_1) PN_i(t_1) dt_1 \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t_2) PN_i(t_2) dt_2 \right\rangle \\ &= \frac{(M+1)N_0}{2MT} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

となり、誤り率 BER は次式となる。

$$BER = \int_{-\infty}^{-\frac{M+1}{M}d_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \frac{(M+1)N_0}{2MT}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \cdot \frac{(M+1)N_0}{2MT}}\right) dx$$

ここで、 $y = x / \sqrt{\frac{(M+1)N_0}{MT}}$ に置き換えると上式は、

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{\frac{d_i^2 T}{N_0}}} \exp(-y^2) dy \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

となる。但し、 $E_b = d_i^2 T$ で送信信号 1bit 当りのエネルギーである。

C. 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた多重方式のビット誤り率について

C.1 2M 重方式の誤り率特性

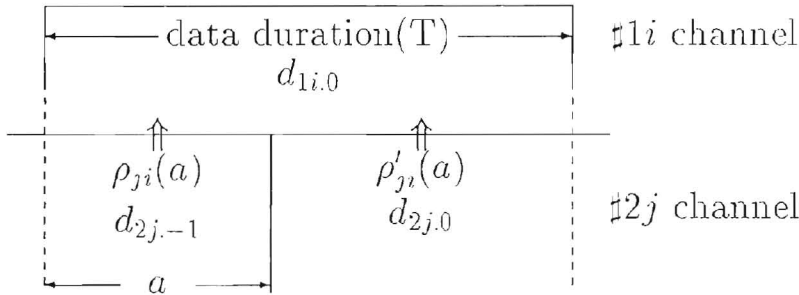


図 C.1 チャンネル間関係と部分相関値

系列群間の位相差を $a[\text{chip}]$ とすると、系列群 1 と系列群 2 の各々の群内のチャンネル間干渉は 0 であり、他系列群からのみ受ける。図 C.1 のように系列群 1 の i 番目のチャンネル ($\#1i$) チャンネルに着目すると、その相関器出力 $V_{1i}(T)$ は、

$$\begin{aligned}
 V_{1i}(T) &= \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} + \sum_{j=1}^M \frac{1}{T} \int_0^T d_{2j}(t) PN_{2j}(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \\
 &\quad + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \\
 &= \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} + \sum_{j=0}^M \left\{ d_{2j,-1} \rho_{ji}(a) + d_{2j,0} \rho'_{ji}(a) \right\} \\
 &\quad + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \tag{C.1}
 \end{aligned}$$

となる。但し、 $d_{1i,0}$ は系列群 1 の i 番目のチャンネルの現在のデータ、 $d_{2j,-1}$ は系列群 2 の j 番目のチャンネルの 1 つ前のデータ、 $d_{2j,0}$ は系列群 2 の j 番目のチャンネルの現在のデータを表し、各々 ± 1 である。

ここで、(C.1) 式の第 2 項 (干渉項) を z_m と置く、この値は $d_{2j,-1}$ と $d_{2j,0}$ が各々独立に ± 1 をとるため 4^M 通り存在する。よって、 $V_{1i}(T)$ は次式となる。

$$V_{1i}(T) = \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} + z_m + \frac{1}{T} \int_0^T n(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \tag{C.2}$$

誤り率は擬直交 M 系列対の場合と同様に考えることができ、平均 0、分散 $\sigma^2 (= \frac{M+1}{4M} \frac{N_0}{T})$ のガウス不規則変数が $-\infty$ から $-\{(M+1)/2M \cdot d_{1i,0} + z_m\}$ の間に落ちる場合であるから、その確率は確率密度関数の積分を行えばよい。ここで、

$d_{1i,0}$ は +1 と -1 の発生を等確率とし, $d_{1i,0}=+1$ の場合について考える.

$$BER_m = \int_{-\infty}^{-\left\{\frac{M+1}{2M} + z_m\right\}} \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \frac{(M+1)N_0}{4MT}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \cdot \frac{(M+1)N_0}{4MT}}\right) dx \quad (C.3)$$

ここで, $y = x/\sqrt{\frac{(M+1)N_0}{2MT}}$ に置き換えると上式は,

$$\begin{aligned} BER_m &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{-\left(1 + \frac{z_m}{\frac{M+1}{2M}}\right) \sqrt{\frac{M+1}{2M} \frac{T}{N_0}}} \exp(-y^2) dy \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\left(1 + \frac{z_m}{\frac{M+1}{2M}}\right) \sqrt{\frac{M+1}{2M} \frac{E_b}{N_0}}\right) \\ &= Q\left(\left(1 + \frac{z_m}{\frac{M+1}{2M}}\right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (C.4)$$

となる. よって,

$$BER_m = Q\left(\left(1 + \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{\frac{M+1}{2M}}\right) \sqrt{\frac{(M+1) E_b}{M N_0}}\right) \quad (3.9)$$

となる. BER_m は, z_m が 4^M 通り存在するため, 4^M 通り存在する. そのため, i チャネルのビット誤り率は次式となる.

$$BER_{1i} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^{4^M} BER_m \quad (C.5)$$

また, 系列群 2 の各チャネルについても同様に考えることができるため, 一般的には, 各系列群のビット誤り率は次式として表される.

$$BER_{ki} = \frac{1}{4^M} \sum_{m=1}^{4^M} BER_m \quad (3.10)$$

よって, 平均ビット誤り率は,

$$BER_{off} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{ki} \right\} \quad (C.6)$$

となる.

次に、受信側にキャンセラを持つオンキャンセラのビット誤り率について考える。ここでは、系列群間の位相差 \mathbf{a} が 1[chip] 以内であるとする。そのため、系列群 1 の i 番目のチャンネル ($\#1i$ チャンネル) と系列群 2 の i 番目のチャンネル ($\#2i$ チャンネル) が互いに最も大きな干渉を及ぼすチャンネルである。このオンキャンセラでは、この最大の干渉を及ぼすチャンネルの信号のみをキャンセルするものである。

まず、(C.1) 式で表される相関器出力 $V_{1i}(T)$ は次式のように変形する。

$$\begin{aligned}
 V_{1i}(T) = & \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} \\
 & + d_{2i,0} \cdot \rho'_{ii}(a) + \sum_{j=0}^M d_{2j-1} \cdot \rho_{ji}(a) + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^M d_{2j,0} \cdot \rho'_{ji}(a) \\
 & + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt
 \end{aligned} \tag{C.7}$$

これより、第 2 項が最大のチャンネル間干渉成分であり、それをキャンセルすればよいことになる。

第 2 項を正しくキャンセルした場合は、

$$\begin{aligned}
 V_{1i}(T) = & \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} + \sum_{j=0}^M d_{2j-1} \cdot \rho_{ji}(a) + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^M d_{2j,0} \cdot \rho'_{ji}(a) \\
 & + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt
 \end{aligned} \tag{C.8}$$

となる。この時の誤り率 $Pe1_m$ は、

$$Pe1_m = Q \left((1 + x_m) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \tag{C.9}$$

但し、

$$x_m = \frac{\sum_{j=0}^M d_{2j-1} \cdot \rho_{ji}(a) + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^M d_{2j,0} \cdot \rho'_{ji}(a)}{\frac{M+1}{2M}} \tag{C.10}$$

となる。次に、誤ってキャンセルした場合は、

$$\begin{aligned}
 V_{1i}(T) = & \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} \\
 & + 2d_{2i,0} \cdot \rho'_{ii}(a) + \sum_{j=0}^M d_{2j-1} \cdot \rho_{ji}(a) + \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^M d_{2j,0} \cdot \rho'_{ji}(a)
 \end{aligned}$$

$$+\frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \quad (C.11)$$

となる。この場合の誤り率は $d_{1i,0}$ と $d_{2i,0}$ が同符号の場合、異符号の場合に分けて考える。まず、同符号の場合は、

$$Pe2_{same.m} = Q \left(\left(1 + \frac{2\rho'_{ii}(a)}{M+1} + x_m \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (C.12)$$

となる。次に、異符号の場合は、

$$Pe2_{diff.m} = Q \left(\left(1 + \frac{-2\rho'_{ii}(a)}{M+1} + x_m \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (C.13)$$

となる。系列群2の場合も同様に考えることができる。また、 x_m は 2^{2M-1} 通り存在するため、オンキャンセラの平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{om} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{1}{2^{2M-1}} \sum_{m=1}^{2^{2M-1}} \left\{ (1 - BER_{ki}) \cdot Pe1_m \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \frac{BER_{ki}}{2} (Pe2_{same.m} + Pe2_{diff.m}) \right\} \right\} \right\} \quad (C.14)$$

以上より、系列群間の位相差を $2/3$ [chip] に設定した時は、系列群1の i 番目のチャンネル (#1*i* チャンネル) と系列群2の i 番目のチャンネル (#2*i* チャンネル) のみが互いに干渉を及ぼすチャンネルである。この時の干渉度は $1/3$ である。そのため、受信側にキャンセラを持たないオフキャンセラの誤り率、

$$BER_{off} = BER_{ki} \\ = \frac{1}{2} \left\{ Q \left(\frac{4}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{2}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\} \quad (3.11)$$

となる。次に、オンキャンセラの誤り率は次のようになる。

正しくキャンセルできた場合は、

$$Pe1 = Q \left(\sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (C.15)$$

となる。誤ってキャンセルした場合で同符号の場合は,

$$Pe2_{same} = Q \left(\frac{5}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (C.16)$$

となる。異符号の場合は,

$$Pe2_{diff} = Q \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (C.17)$$

となる。よって、オンキャンセラの平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on} = (1 - BER_{off}) \cdot Pe1 + \frac{BER_{off}}{2} (Pe2_{same} + Pe2_{diff}) \quad (3.18)$$

C.2 3M重方式の誤り率特性

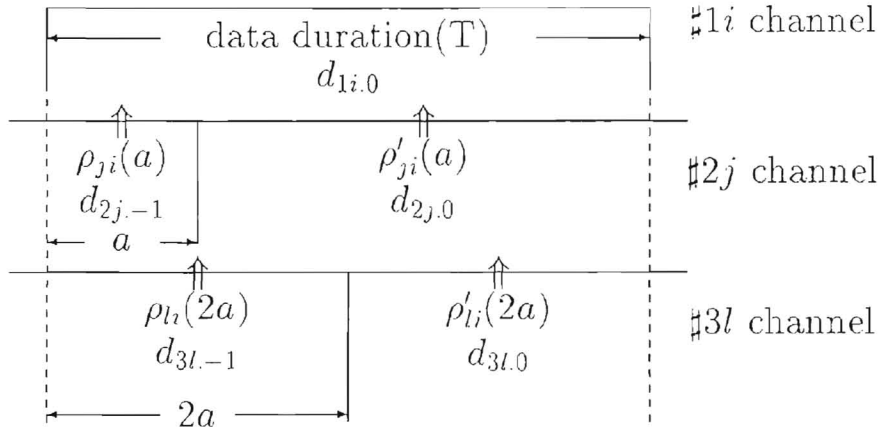


図 C.2 チャンネル間の関係と部分相関値

3M重方式のオフキャンセラの誤り率も2M重方式と同様にして求めることができる。まず、系列群1の*i*番目のチャンネル#1*i*チャンネルに着目すると、その相関器出力 $V_{1i}(T)$ は,

$$\begin{aligned} V_{1i}(T) &= \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} + \sum_{j=1}^M \frac{1}{T} \int_0^T d_{2j}(t) PN_{2j}(t) \cdot PN'_{1i}(t) \\ &\quad + \sum_{l=1}^M \frac{1}{T} \int_0^T d_{3l}(t) PN_{3l}(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \\ &= \frac{M+1}{2M} d_{1i,0} + \sum_{j=0}^M \left\{ d_{2j,-1} \rho_{ji}(a) + d_{2j,0} \rho'_{ji}(a) \right\} \\ &\quad + \sum_{l=0}^M \left\{ d_{3l,-1} \rho_{li}(2a) + d_{3l,0} \rho'_{li}(2a) \right\} \\ &\quad + \frac{1}{T} \int_0^T n_w(t) \cdot PN'_{1i}(t) dt \end{aligned} \quad (C.18)$$

となる。但し、第1項は希望信号項、第2項は系列群2の各チャネルからの干渉項、第3項は系列群3の各チャネルからの干渉項、第4項は雑音項である。これより、誤り率は次式となる。

$$BER_{mn} = Q \left((1 + z_m + y_n) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.12)$$

但し、

$$x_m = \frac{\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]}{\frac{M+1}{2M}}, \quad y_n = \frac{\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]}{\frac{M+1}{2M}}$$

この時、 $\sum_{j=1}^M [\pm \rho_{ji}(a) \pm \rho'_{ji}(a)]$ と $\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]$ は各々 4^M 通り存在する。そのため、 BER_{mn} は 4^{2M} 通り存在し、 BER_{li} はそれらを平均したものとなる。

$$BER_{li} = \frac{1}{4^{2M}} \sum_{m=1}^{4^M} \sum_{n=1}^{4^M} BER_{mn} \quad (3.13)$$

他の系列群の各チャネルの誤り率も同様にして求めることができる。その結果、オフキャンセラの平均ビット誤り率は、

$$BER_{off} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{ki} \right\} \quad (C.19)$$

となる。系列群間の位相差を $2/3[\text{chip}]$ に設定したならば、系列群1は系列群2と $2/3[\text{chip}]$ 、系列群3とは $4/3[\text{chip}]$ 位相差がある。そのため、系列群1(系列群3)の i 番目のチャネル ($\#1i$ チャネル) は、系列群2からは i 番目のチャネル ($\#2i$ チャネル) からのみ干渉度 $1/3$ の干渉を受け、系列群3(系列群1)からは各チャネルから干渉を受ける。 $\#2i$ チャネルは $\#1i$ チャネルと $\#3i$ チャネルからのみ干渉を受ける。その干渉度は各々 $1/3$ である。よって、各系列群の各チャネルの誤り率は、

$$BER_{ki} = \begin{cases} \frac{1}{2^{2M+1}} \sum_{n=1}^{4^M} \left[Q \left(\left(\frac{4}{3} + y_n \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\left(\frac{2}{3} + y_n \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right] & k = 1, 3 \\ \frac{1}{4} \left[Q \left(\frac{5}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + 2Q \left(\sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right] & k = 2 \end{cases} \quad (3.14)$$

但し,

$$y_n = \frac{\sum_{l=1}^M [\pm \rho_{li}(2a) \pm \rho'_{li}(2a)]}{\frac{M+1}{2M}}$$

である.

次に, オンキャンセラの場合のビット誤り率を求める. 但し, 2/3[chip] ずつシフトした3つの系列群を用いた場合である. この場合もオフキャンセラの場合と同じく, 系列群1と系列群3のビット誤り率と系列群2のビット誤り率は異なったものとなる. 先ず, 系列群1と系列群3の場合のビット誤り率特性について求める. 系列群1の*i*番目のチャンネル(#1*i*チャンネル)に着目する.

#2*i*チャンネルが正しくキャンセルできた場合は,

$$Pe1_1 = \frac{1}{2^\alpha} \prod_{m=1}^M P_{3m}(\xi) \cdot \prod_{n=1}^M P_{3n}(\zeta) \cdot Q \left(\left(1 + \sum_{m=1}^M z_{mi}(\xi) + \sum_{n=1}^M z'_{ni}(\zeta) \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (C.20)$$

となる. #2*i*チャンネルを誤ってキャンセルした場合は,

$$Pe2_1 = \frac{1}{2^{\alpha+1}} \prod_{m=1}^M P_{3m}(\xi) \cdot \prod_{n=1}^M P_{3n}(\zeta) \cdot \left\{ Q \left(\left(\frac{5}{3} + \sum_{m=1}^M z_{mi}(\xi) + \sum_{n=1}^M z'_{ni}(\zeta) \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) + Q \left(\left(\frac{1}{3} + \sum_{m=1}^M z_{mi}(\xi) + \sum_{n=1}^M z'_{ni}(\zeta) \right) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\} \quad (C.21)$$

となる. 但し, α は系列群3の各データ(2M個のデータ)のうち誤ってキャンセルした数, $P_{3m}(\xi)$, $P_{3n}(\zeta)$, $z_{mi}(\xi)$, $z'_{ni}(\zeta)$ は次表のようになる.

表3.1 $P_{3m}(\xi)$, $P_{3n}(\zeta)$, $z_{mi}(\xi)$, $z'_{ni}(\zeta)$

	$P_{3m}(\xi)$	$P_{3n}(\zeta)$	$z_{mi}(\xi)$	$z'_{ni}(\zeta)$
$\xi = 0, \zeta = 0$ 誤ってキャンセル	BER_{3m}	BER_{3n}	$\frac{\pm 2\rho_{mi}(2a)}{\frac{M+1}{2M}}$	$\frac{\pm 2\rho'_{ni}(2a)}{\frac{M+1}{2M}}$
$\xi = 1, \zeta = 1$ 正しくキャンセル	$1 - BER_{3m}$	$1 - BER_{3n}$	0	0
$\xi = 2, \zeta = 2$ 干渉を及ぼさないチャンネル	1	1	0	0

よって、系列群1(系列群3)のビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on.1i} = (1 - BER_{2i}) \cdot Pe1_1 + BER_{2i} \cdot Pe2_1 \quad (3.19)$$

系列群2の#2iチャンネルは系列群1の#1iチャンネルと系列群3の#3iチャンネルからのみ干渉を受ける。この#2iチャンネルのビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on.2i} = \frac{1}{2^\alpha} P_{1i}(\xi) \cdot P_{3i}(\zeta) \cdot Q \left((1 + u_{1i}(\xi) + v_{3i}(\zeta)) \sqrt{\frac{M+1}{M} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.20)$$

但し、 $P_{1i}(0)=BER_{1i}$, $P_{3i}(0)=BER_{3i}$, $P_{1i}(1)=1-BER_{1i}$, $P_{3i}(1)=1-BER_{3i}$, $u_{1i}(0)=v_{3i}(0)=\pm 2/3$, $u_{1i}(1)=v_{3i}(1)=0$ である。従って、キャンセラを用いた場合の平均ビット誤り率は次式となる。

$$BER_{on} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 \left\{ \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M BER_{on\ k_i} \right\} \quad (3.21)$$

D. 干渉度が1未満となる位相差が存在する理由について

パルス波形が矩形の場合についての説明を試みる. 系列群間の位相差が0[chip]の時, 系列群1の PN_{1i} ($i = 1, 2, \dots, M$) チャンネルは系列群2の PN_{2j} ($j = 1, 2, \dots, M$) で $i = j$ となるチャンネルからのみ干渉を受け, $i \neq j$ のチャンネルからは干渉を受けない. 従って, 干渉度は1となる. 次に系列群間の位相差を $2/3$ [chip]に設定した場合について, 図D.1のように 1 [chip]を $2/3$ [chip]と $1/3$ [chip]の部分に分割して考える. 図D.1から分かるように $2/3$ [chip]の部分の相関値は常に0であり, $1/3$ [chip]の部分の相関値が干渉としてあらわれる. しかしながら, その干渉を一系列長にわたって積分したならば, 系列群間の位相差が 1 [chip]以内であるため PN_{1i} チャンネルは PN_{1i} を $2/3$ [chip]シフトした PN_{2j} ($i = j$)のチャンネルからは干渉度 $1/3$ の干渉を受け, PN_{2j} ($i \neq j$)のチャンネルからは干渉を受けないことになる. つまり, マンチェスタ符号化直交系列の場合, 系列長によらず, 系列群の位相差 $2/3$ [chip]において干渉度は $1/3$ であり, 必ず干渉度が1未満の系列群の位相差が存在する. また, パルス波形がレイズドコサイン形の場合についても, 基本的に矩形の場合と同様と考えられるが, 極性の変化が滑らかであるため干渉が最小となる系列群の位相差は $2/3$ [chip]とはかぎらない. 調べた範囲 ($M \leq 31$) では系列群の位相差が約 $5/7$ [chip]の時に干渉度が最小となっている.

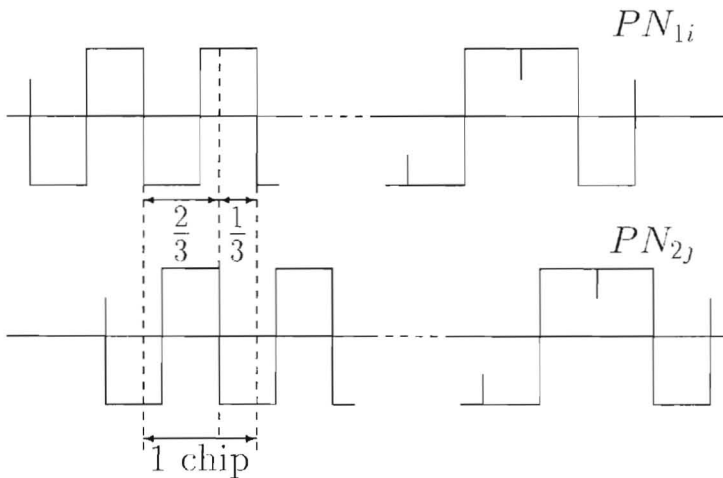


図 D.1 系列群間の位相差を $2/3$ chip にした場合の説明

E. チップ波形を変化させた場合の従来の変形 M 系列の直流分と改良型変形 M 系列の直流分について

E.1 チップ波形を変化させた場合の従来の変形 M 系列の直流分について

(5.1) 式より, 従来の変形 M 系列は,

$$f(t) = f_M(t) \cdot h(t) + DC \quad (\text{E.1})$$

で表される. 但し, $f_M(t)$ は M 系列, $h(t)$ はチップ波形, DC は直流分である. $f(t)$ の自己相関関数 $\theta(\tau)$ は次式となる.

$$\begin{aligned} \theta(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t)f(t+\tau)dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [h(t) \cdot f_M(t) + DC][h(t+\tau) \cdot f_M(t+\tau) + DC]dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T h(t)f_M(t) \cdot h(t+\tau)f_M(t+\tau)dt \\ &\quad + \frac{DC}{T} \int_0^T \{h(t)f_M(t) + h(t+\tau)f_M(t+\tau)\}dt \\ &\quad + \frac{DC^2}{T} \int_0^T dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T h(t)f_M(t) \cdot h(t+\tau)f_M(t+\tau)dt \\ &\quad + \frac{DC}{T} \int_0^T \{h(t)f_M(t) + h(t+\tau)f_M(t+\tau)\}dt + DC^2 \\ &= -\frac{1}{T} \int_0^{T/M} h(t)h(t+\tau)dt + \frac{2DC}{T} \int_0^{T/M} h(t)dt + DC^2 \quad (\text{E.2}) \end{aligned}$$

但し, M は拡散符号のチップ数, T は系列の周期を表している. $1[\text{chip}]$ ずつシフトした点 ($\tau = i \cdot T_c$, 但し, i は整数, T_c はチップ幅) の時に $\theta(i \cdot T_c)$ が 0 になるように DC を設定する.

$$c_1 = \frac{M}{T} \int_0^{T/M} h(t)dt$$

$$c_2 = \frac{M}{T} \int_0^{T/M} h(t)^2 dt$$

すると, DC は以下のようになる.

$$DC = c_1 \frac{-1 \pm \sqrt{(c_2/c_1^2)M + 1}}{M} \quad (\text{E.3})$$

E.2 改良型変形 M 系列の直流分について

(5.3) 式より，改良型変形 M 系列は，

$$g(t) = h(t)\{f_M(t) + dc\} \quad (\text{E.4})$$

で表される．但し， $f_M(t)$ は M 系列， $h(t)$ はチップ波形， dc は直流分である． $g(t)$ の自己相関関数 $\theta(\tau)$ は次式となる．

$$\begin{aligned} \theta(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T g(t)g(t+\tau)dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [h(t)\{f_M(t) + dc\}][h(t+\tau)\{f_M(t+\tau) + dc\}]dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T h(t)f_M(t) \cdot h(t+\tau)f_M(t+\tau)dt \\ &\quad + \frac{dc}{T} \int_0^T h(t)h(t+\tau)\{f_M(t) + f_M(t+\tau)\}dt \\ &\quad + \frac{dc^2}{T} \int_0^T h(t)h(t+\tau)dt \\ &= -\frac{1}{T} \int_0^{T/M} h(t)h(t+\tau)dt \\ &\quad + \frac{2dc}{T} \int_0^{T/M} h(t)h(t+\tau)dt + \frac{dc^2}{T} \int_0^T h(t)h(t+\tau)dt \\ &= \frac{-1 + 2dc + M \cdot dc^2}{T} \int_0^{T/M} h(t)h(t+\tau)dt \end{aligned} \quad (\text{E.5})$$

但し， M は拡散符号のチップ数， T は系列の周期を表している．以上より， $\theta(\tau)$ が 0 になるのは，上式の積分の係数が 0 になるように直流分 dc を設定した時である．その時の直流分 dc の値は，

$$dc = \frac{-1 \pm \sqrt{M+1}}{M} \quad (\text{E.6})$$

である．その時の直流分 dc はチップ波形 $h(t)$ に依存しないことが分かる．