

①

高密度光磁気記録のための
多値符号に関する研究

芳野重俊

平成8年

内容梗概

本論文は、筆者が愛媛大学大学院工学研究科(システム工学専攻)在学中に行った光磁気ディスクを対象とした多値記録符号に関する研究の成果をまとめたものであり、次の6章から成る。

第1章の序論では、本研究に至った経緯と本研究の目的について述べる。最近の光磁気記録システムの記録密度の急激な向上には、ハード面での記録媒体や記録再生機構の性能向上と共に、厳しい記録再生条件を克服するために開発されてきたソフト面での記録符号化方式、パーシャルレスポンス方式、ビタビ検出手法などの各種信号処理手法の発展に負うところが大きい。まず、記録符号化方式としては、2値符号において、(d, k)制約、DCフリー符号などが利用され効果をあげてきた。この2値符号に代えて多値符号が利用出来れば、符号化効率を向上させ、2値記録で実績のある上述の技術を活用することで、さらに高記録密度の達成が期待できる。

第2章では、光磁気記録の記録機構に対して、記録符号に望まれる特性について検討し、その結果、高密度記録で低下する光磁気記録のCN比の改善には記録パルス幅の拡大が効果的であり、多値記録符号がその目的に有効な手段と成り得ることを明らかにしている。さらに、従来の2値記録符号と多値符号の変換則ならびに構成法について類似点と相違点を述べるとともに多値符号である3B2T符号の復号時のエラー率改善について発表論文^[SY-1]に関して述べる。

第3章では、高密度記録の再生等化方式として有効性が認められてきているパーシャルレスポンス最尤検出(PRML)方式の概念について述べ、2値記録に比べて多値符号に適用した場合の問題点をノイズマージンを中心に検討を行なう。また、ビタビ検出のパスの探索を高速に行なえるロザリオ型探索法について、発表論文^[SY-2]に関して述べる。

第4章では、通常の2値記録用媒体を使用して、多値を実現するための再生値多値化の方法として、多値のレベルに応じてパルス幅を選択する記録方式について、発表論文

[SY-3][SY-4]を中心に示す。本論文で採用した方法は、従来の2値符号化方式に対するドライブ機構の大幅な変更をせずに多値化を達成でき、コスト面で有利な方式である。

第5章では、計算機シミュレーションにより2値符号との性能を比較することで、現在の12~16Mbpsの記録速度を20Mbps程度に向上させた場合の高密度記録における多値符号の有効性を示している。多値符号としては、3値符号である3B2T符号と4B3T符号および4値符号である2B1Q符号を選んだ。一方、比較対象の2値記録符号としては、現在光磁気記録システムに最も一般的な(1,7;2,3;2)符号と(2,7;1,2;4)符号を選んだ。2値、3値および4値符号とそれぞれ組み合わせるPR方式には、PR(1), PR(1,1) および PR(1,2,1)の3種類を用いた。評価すべき特性として雑音スペクトラム、アイパターン、ビットエラー率等を取り上げ、発表論文[SY-4][SY-5][SY-6][SY-7]を中心としてまとめている。

第6章では、本研究で得られた結果と今後に残された課題について述べる。

関連発表論文

- [SY-1] S.Tazaki, S.Yoshino, S.Tsuzuki and Y.Yamada: "Optimization of Dataword Assignments on 3B-2T Recording code", The 1st Magneto-Electronics International Symposium, pp. 301-303 (1994).
- [SY-2] 芳野, 田崎, 都築, 山田: "ビタビ検出におけるロザリオ型マージ探索法", '95年電子情報通信学会総合大会, p. 70 (1995).
- [SY-3] 芳野, 田崎, 都築, 山田: "3B2Tおよび4B3T符号の光磁気記録への適用", 第17回情報理論とその応用シンポジウム, pp. 771-774 (1994).
- [SY-4] S.Yoshino, S.Tazaki, S.Tsuzuki and Y.Yamada: "Performance Comparison of Multi-level Codes for High Density MO Recording", IEEE International Conf. on Com., pp. 1538-1541 (1996).
- [SY-5] S.Tazaki, M.Noguchi, S.Yoshino, S.Tsuzuki and Y.Yamada: "Performance Comparison of Recording Codes based on Sampled Servo Format", IEEE International Conf. on Com., pp. 1809-1813 (1994).
- [SY-6] 芳野, 田崎, 都築, 山田: "光磁気記録における(1,7)および(2,7)符号の記録パルスのデューティ比の影響について", 電気関連学会四国支部連合大会, p. 155 (1994).
- [SY-7] 芳野, 田崎, 都築, 山田: "(1,7)および(2,7)符号と3B2T符号の記録密度による性能比較", 電気関連学会四国支部連合大会, pp. 363-378 (1995).

目次

第 1 章 序論	1
第 2 章 記録機構と記録符号化方式	3
2.1 節 序言	3
2.2 節 光記録方式の分類	3
2.3 節 光変調方式と磁界変調方式の原理	4
2.4 節 光変調方式と磁界変調方式のシステム例	6
2.4.1 光変調方式システム	6
2.4.2 磁界変調方式システム	7
2.5 節 記録符号とマークの関係	8
2.6 節 記録符号の望ましい特性	9
2.6.1 符号の分類	10
2.7 節 記録符号の各種パラメータの比較	10
2.8 節 記録符号の変換則と符号構成	12
2.8.1 3B2T - BM 符号	13
2.8.2 4B3T - M2 符号	14
2.8.3 2B1Q 符号	14
2.8.4 (1,7) 符号	15
2.8.5 (2,7) 符号	16
2.9 節 結言	17

第 3 章	パーシャルレスポンス方式およびビタビ検出	18
3.1 節	序言	18
3.2 節	パーシャルレスポンス方式の特性	18
3.3 節	パーシャルレスポンスの伝達関数	19
3.4 節	信号検出の基準レベル	20
3.5 節	PRML の多値記録への適用と効果	21
3.5.1	ビタビ検出法	21
3.5.2	ビタビ検出法の手順	23
3.5.3	パーシャルレスポンス適用時の各符号に対する状態推移図	24
3.6 節	パス探索法の手順	34
3.6.1	パス形状マトリクス探索法	34
3.6.2	ロザリオ型パス探索法の手順	35
3.6.3	ロザリオ型マージ探索法の効果	38
3.7 節	結言	39
第 4 章	パルス幅選択による多値記録	40
4.1 節	序言	40
4.2 節	規格化実効幅 K_a の計算	41
4.3 節	多値化の方法	44
4.4 節	結言	45
第 5 章	性能評価	47
5.1 節	序言	47
5.2 節	記録再生システムモデル	47
5.3 節	記録再生条件	48
5.4 節	(1,7) および (2,7) 符号におけるポジション記録とエッジ記録の方法	49
5.5 節	記録パルスのデューティ比について	49
5.6 節	識別点での信号波形	51
5.6.1	アイパターン	51
5.6.2	雑音マージン	54

5.7 節	L システムの特性	56
5.7.1	識別点でのナイキスト等化パラメータ η 対雑音電力特性	56
5.7.2	識別点での雑音電力スペクトラム (L システム)	59
5.7.3	CN 比対ビットエラー率特性 (L システム)	66
5.8 節	M システムの特性	69
5.8.1	識別点でのナイキスト等化パラメータ η 対雑音電力特性	69
5.8.2	識別点での雑音電力スペクトラム (M システム)	72
5.8.3	CN 比対ビットエラー率特性 (M システム)	79
5.9 節	符号化方式とビットエラー率の関係	82
5.9.1	L システム	82
5.9.2	M システム	83
5.9.3	多値符号化方式の評価	84
5.10 節	結言	85
第 6 章	結論	86
	謝辞	88
	参考文献	89
	記号表	92

第 1 章

序論

情報化の進展に伴い、社会において扱われる情報量は、年々激増している。パソコンとそれを利用するために大容量の記憶装置を前提にしている基本ソフト、インターネットに代表される遠隔データベースアクセスなどの普及の勢いによって、情報量の爆発的な増大を容易に想像することができる。このため、大量の情報を小型のリムーバブルな媒体に記録できる装置への需要は、近年特に高くなってきている。これらの装置には、光磁気ディスク、相変化ディスク、大容量FDD、磁気テープ、さらにリムーバブル磁気ディスクなどが有って競合状態である。中でも、光磁気ディスクは、記録の安定性の面で一歩先んじており、将来性が高いものと考えられる。

この光磁気記録システムの記録密度の急激な向上には、ハード面での記録媒体や記録再生機構の性能向上と共にソフト面での記録符号化方式、パーシャルレスポンス方式、ビタビ検出手法などの各種信号処理手法の発展に負うところが大きい。

記録符号化方式は、従来より2値符号においては、(d,k)制約、DCフリー符号などが利用され効果をあげてきた。

再生信号の振幅の増大には、記録パルス幅の拡大が有効であるため、2値記録符号において、RLL符号が用いられてきた。さらに記録パルス幅を拡大するには、符号化効率の高い多値符号の適用が有効と考えられる。

本研究では、多値符号を適用して、多値化に伴う記録信号の振幅の減少(3値符号では、6dB)を上回る再生信号の振幅の増加によって、高密度化を達成することを目的としている。

従来、多値符号が採用されなかった理由としては、記録機構の再生信号のCN比が低く、高密度記録に使われる再生信号の減衰域では、多値化による信号のレベルマージン低下が許容出来なかったこと^[1]や回路の複雑化によるコスト上昇が挙げられる。多値符号

は、記録パルス幅の増大が可能で、周波数の増加に対して信号レベルの減衰が激しい領域において2値符号より優れた特性を得ることができる。また、その領域での雑音成分は主として電氣的雑音であり、将来に向かって大きく改善される可能性が大きい。

本論文で採用した多値化の方法は、多値のレベルに応じてそれぞれの符号シンボルの異なるデューティ比のパルスを選択するもので、従来の2値符号化方式の記録機構を大幅に変更せずに多値化を達成できてコスト面で有利な方式であると考えられる。

多値符号は、3値符号である3B2T符号と4B3T符号および4値符号である2B1Q符号を対象とした。また、性能比較のために使用する2値記録符号は、最も一般的な(1,7;2,3;2)符号^[2]や(2,7;1,2;4)符号^[3]とした。2値、3値および4値符号と組み合わせるPR方式には、それぞれPR(1), PR(1,1) および PR(1,2,1) を選んだ^[4]。

第2章

記録機構と記録符号化方式

2.1 節 序言

本章では、光記録方式のうち光磁気記録において代表的な記録方式である光変調方式と磁界変調方式の原理を説明し、それぞれの機構の仕様の一例について、キャリアレベル、記録再生波形を示して比較する。

2.2 節 光記録方式の分類

光記録方式は、表2.1のように分類される。この中で、書換形における技術開発は、最近のパーソナルコンピュータの普及とソフトウェア規模の変化から、大容量化と小型化を主な目標にしている。本研究で対象とする光磁気記録方式は、記録媒体に通常、アモル

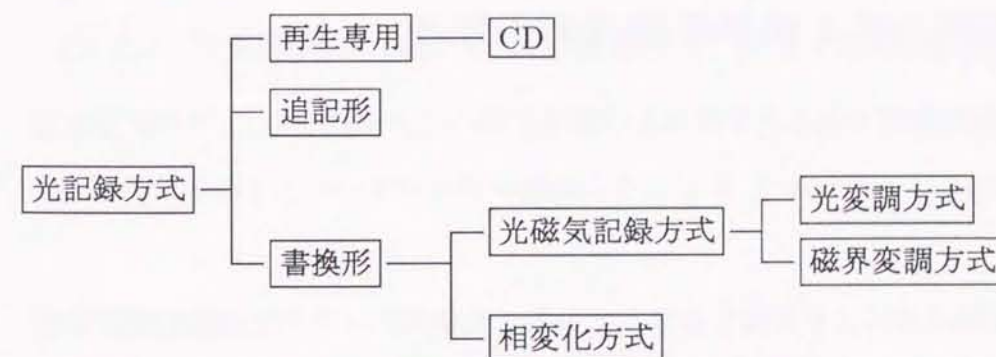
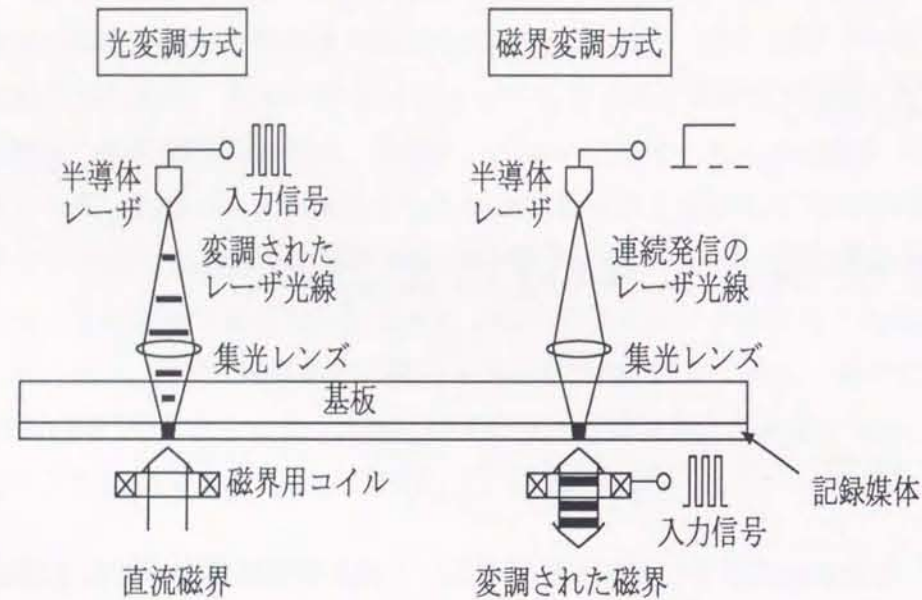


図 2.1 光記録方式の分類^[5]

図 2.2 光変調方式と磁界変調方式^[6]

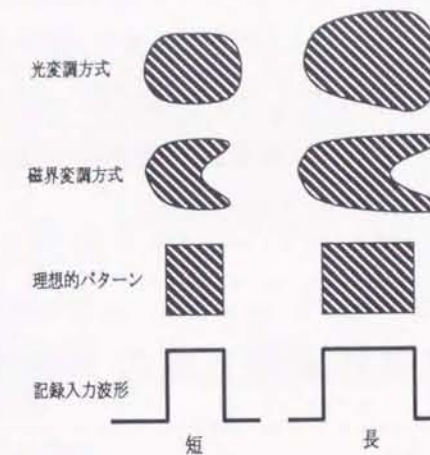
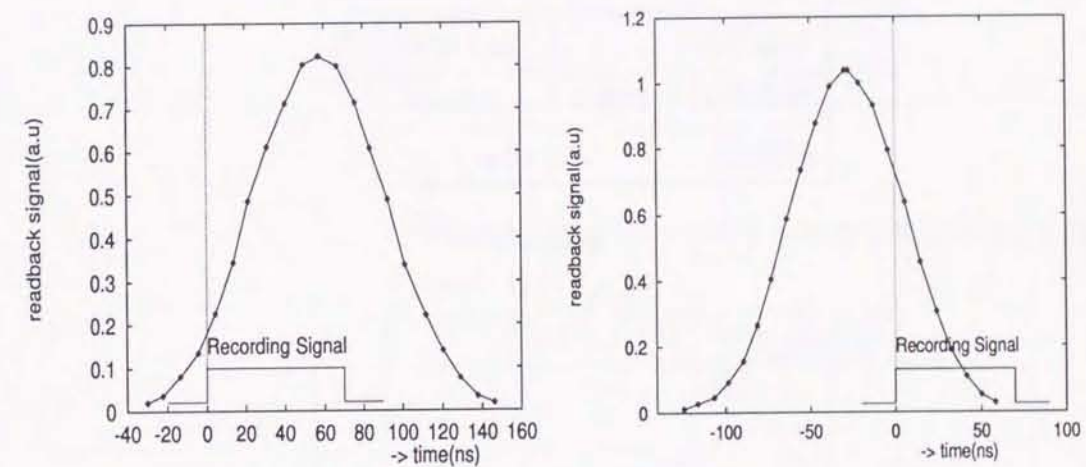
ファス合金磁性材料を使用している。この材料をレーザーによる熱スポットでキュリー点以上に加熱して材料の極性を外部の垂直磁界に合わせて整列させ、急冷することで磁気記録する。また、相変化方式は、記録材料の光学的変化を利用するものでレーザー出力の制御により、材料の急冷状態では非晶質、徐冷状態では晶質として記録し、読み出し時は、反射光量の変化によって行う。

2.3 節 光変調方式と磁界変調方式の原理

現在の代表的な記録機構である光変調および磁界変調の各方式について、その原理を図 2.2 に示す^[6]。

- 光変調方式

レーザー光を記録符号により変調する方式である。光磁気ディスク上の磁化形状は図 2.3 のように原理的には、理想的な記録パターンより、パターンの長さがビームスポット分だけ大きくなり、また記録媒体の熱伝導の悪さが影響して、記録パルスの形状の補正をしない場合液滴状になる。したがって、希望する記録長の長円状になるよ

図 2.3 光変調方式と磁界変調方式での記録パターン^[7]図 2.4 光変調方式 (左) と磁界変調方式 (右) の読出点信号波形の例^[7]

うに、記録するレーザーのパワー制御などにより、記録パターンを補正する。

- 磁界変調方式

磁界を記録符号により変調する方式である。光磁気ディスク上の磁化形状は図 2.3 のように原理的には、矢羽根状であるが、尾を長く引かないように、記録媒体の熱伝導の改善やレーザー光の変調、記録媒体の予熱処理などの工夫がなされている。

同一のパルス幅 $70ns$ の矩形波記録入力波形に対する両変調方式の読出点の波形を図 2.4 に示す。原理的には、光変調方式の場合は線対象波形で、磁界変調方式の場合は点対象波形となり、両者の波形は異なるはずであるが、実際には、ほとんど同じであることが分る。これは、光ピックアップの OTF の低域周波数通過特性等により磁界変調方式での読出し信号波形の高域成分が減衰するためと思われる。

2.4 節 光変調方式と磁界変調方式のシステム例

2.4.1 光変調方式システム

表 2.1 に、光変調システムの仕様 (以後表 2.1 のシステムを "L システム" と呼ぶ。) の一例を示す。

表 2.1 L システムの仕様^[8]

記録媒体	ISO 準拠
記録時レーザー電力	8.5mW
線速度	10 m/sec.

また、図 4.2 より計算したキャリアレベルを図 2.5 に示す。

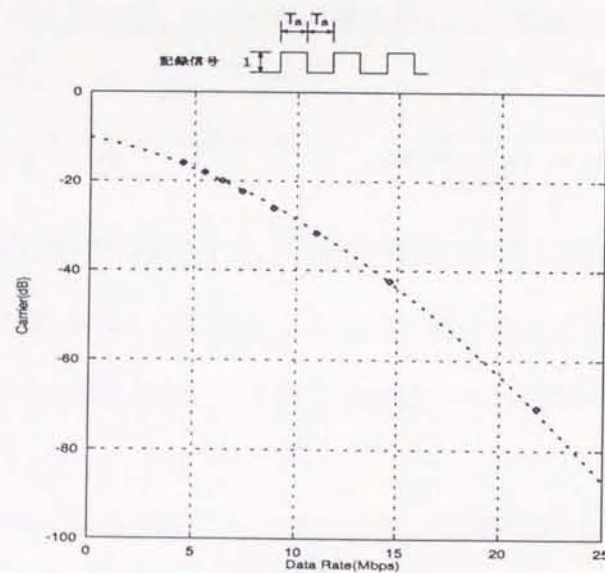


図 2.5 L システムのキャリアレベル

2.4.2 磁界変調方式システム

表 2.2 に、磁界変調システムの仕様 (以後、表 2.2 のシステムを M システムと呼ぶ) の一例およびそのキャリアと雑音のレベル測定データを示す。

表 2.2 M システムの仕様^[7]

記録媒体	R-1101104C(ISO 準拠)
回転速度	1800 rpm
直径	46 mm
記録電流	+/-190 mA
記録時レーザー電力	7.0 mW
読出時レーザー電力	1.5 mW
解析帯域幅	30 kHz
映像帯域幅	100 Hz
線速度	8.67 m/sec
変調磁界	+/-280 Oe

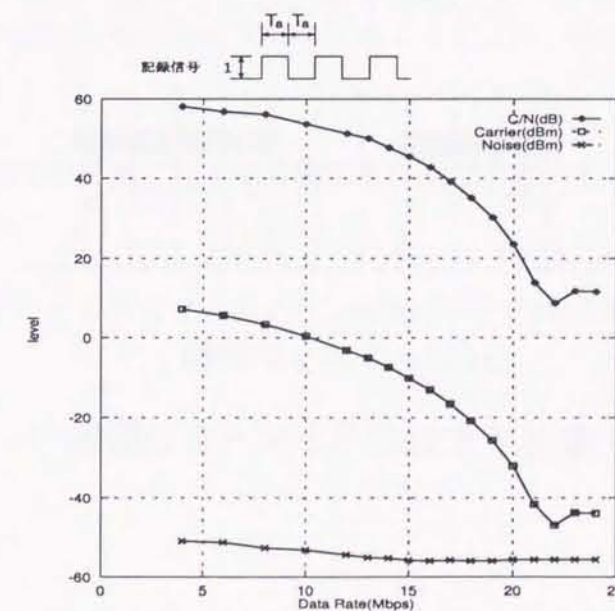


図 2.6 M システムのキャリア、雑音および CN 比のレベル

2.5 節 記録符号とマークの関係

記録方式には、図 2.7 に示すように、マーク 1 個を "1" に対応させるピットポジション記録方式 (NRZL 記録) とマークの前縁と後縁に "1" を対応させるピットエッジ記録方式 (NRZI 記録) とがある。再生時は、ピットポジション記録では、マークの有無を判定するのに対して、ピットエッジ記録は、エッジの有無による判定を行う。ピットエッジ記録は、各エッジに記録ビットを対応させるので 2 個のエッジで 1 つの記録ビットを構成するピットポジション記録に比べて高密度記録が可能である。

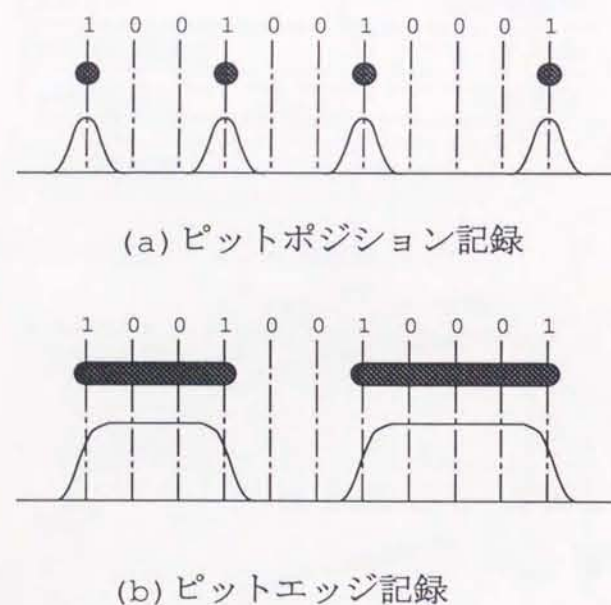


図 2.7 記録符号とマークの関係 ^[9]

2.6 節 記録符号の望ましい特性

光磁気記録用符号が具備すべき条件として次のことが挙げられる^[10]。

- (1) 記録に要する信号帯域幅を小さくすることにより、高密度記録を達成する。
- (2) 記録成分の高域ならびに低域成分を抑制することにより、記録再生のための増幅器を含めた回路の特性安定とコストダウンをはかる。
- (3) 記録信号の最大極性反転間隔を小さくすることにより、再生波形からの同期情報抽出を容易にする。
- (4) DCワンダリング等による信号検出・再生動作の不安定さを除去することにより、符号誤り特性を改善する。
- (5) 信号検出・再生信号との整合をはかることにより、符号誤り特性を改善する。
- (6) ポインタを活用することにより、符号誤り特性を改善する。
- (7) ビタビ検出法などに関連づけることにより、符号誤り特性を改善する。
- (8) 記録信号の最小極性反転間隔を大きくすることにより、符号間干渉を減らし符号誤り特性を改善する。
- (9) ジッタなどの時間軸変動による信号検出窓余裕を大きくすることにより、信号誤り特性を改善する。
- (10) 記録パルス幅を大きくすることにより、再生パルスの高さを大きくする。

2.6.1 符号の分類

代表的な記録符号を分類して表 2.3~2.4に示す。

表 2.3 記録符号の分類 (2 値符号)^[10]

非ブロック 符号化方式	RZ, NRZ L	m ビットごとに逐次的に対応符号へ 変換する
	FM, PM	
	MFM	
	M ² FM	
ブロック 符号化方式	ZM	ブロックで適当な規則に従って 変換する体系
	4-5 MNRZ	
	8-10 変換	
	3 PM	
	(1, 7)	
	(2, 7)	

表 2.4 記録符号の分類 (多値符号)^[10]

ブロック符号化方式	2 B 1 Q	2 Binary to One Quaternary ^[11]
	3 B 2 T	3 Binary to 2 Ternary
	4 B 3 T	4 Binary to 3 Ternary

2.7 節 記録符号の各種パラメータの比較

各符号は、次のようなパラメータを定義することによって、客観的な評価を与えることができる^{[5][10]}。

表 2.5 記録符号の各種パラメータの定義

パラメータ	2 値記録符号	多値記録符号
m	入力データ語のビット数	
n	変換された符号語のビット数	
d	最小"0"連続個数	最小"同一符号"連続個数
k	最大"0"連続個数	最大"同一符号"連続個数
T_b	入力データ語の 1 ビットの時間間隔	
CR	符号化効率 ($CR = m/n$)	
WR	ウインド比 ($WR = T_w/T_b = m/n$)	
T_w	検出窓幅 ($T_w = CR \cdot T_b = m/n \cdot T_b$)。再生信号の時間軸変動の許容値を示す。	
T_{min}	最小反転間隔 ($T_{min} = m/n(d+1)T_b$)。ディスク上に記録される最小マークに関係する。 T_{min} があまり小さすぎると、光ピックアップの OTF、または、回折限界によって、波形干渉を起こす。記録密度、信号帯域の面からは、 T_{min} が大きいが良い。	
T_{max}	最大反転間隔 ($T_{max} = m/n(k+1)T_b$)。再生信号中より同期信号を得るため、反転間隔が長い場合の直流成分の変動を抑えるために T_{max} は、小さいほうが良い。	
DR	記録密度比 ($DR = T_{min}/T_b = m/n(d+1)$)	
r	ブロック長 (変換の際、拘束される入力データ語の個数)。 $r = 1$ のとき、固定長符号。 $r > 1$ のとき可変長符号。	
DSV	Digital Sum Variation, 符号"0"を'-1', 符号"1"を'1' とした値の積分值。 DSV の変動範囲が有限のとき、その符号はDCフリーである。	整数値 0 から $(n-1)$ までの符号に $-\frac{n-1}{2}$ 加えて 2 倍した値の積分值。DSVの変動範囲が有限のとき、その符号はDCフリーである。
CDS	Codeword Digital Sum。1 ブロックの符号語の最初から最後まででの DSV。	
FOM	Figure Of Merit (高密度化指数) 高密度記録における指標となる。 $FOM = DR \times T_w/T_b^2$	

また、表 2.6~2.7 に 2 値および多値記録符号の各種パラメータを示す。

表 2.6 2 値記録符号の各種パラメータの比較

パラメータ	m	n	d	k	WR	T_w/T_b	T_{min}/T_b	T_{max}/T_b	DSV	r	FOM
NRZI	1	1	0	∞	1	1	1	∞	∞	1	1
PE	1	2	0	1	0.5	0.5	0.5	1	2	1	0.25
FM	1	2	0	1	0.5	0.5	0.5	1	2	1	0.25
MFМ	1	2	1	3	0.5	0.5	1	2	∞	1	0.5
M^2FM	2	4	1	4	0.5	0.5	1	2.5	n	1	0.5
3PM	3	6	2	11	0.5	0.5	1.5	6	∞	2	0.75
EFM	8	17	2	11	0.47	0.47	1.41	5.64	n	>1	0.66
4/5	4	5	0	2	0.8	0.8	0.8	1.6	∞	1	0.64
Improved 4/5	4	5	0	5	0.8	0.8	0.8	2.4	∞	1	0.64
8/9	8	9	0	8	0.9	0.9	0.9	8.1	∞	1	0.81
(0,3;8,9)	8	9	0	3	0.9	0.9	0.9	3.6	∞	1	0.81
8/10 convert	8	10	0	3	0.8	0.8	0.8	3.2	4	>1	0.64
(1,7)*	2	3	1	7	0.67	0.67	1.33	5.33	∞	2	0.89
(2,7)*	2	4	2	7	0.5	0.5	1.5	4	∞	2	0.75

* 今後これらの符号は、それぞれ (1,7) 符号、(2,7) 符号と呼ぶ。

表 2.7 多値記録符号の各種パラメータの比較

パラメータ	m	n	d	k	WR	T_w/T_b	T_{min}/T_b	T_{max}/T_b	DSV	r	FOM
3B2T-BM	3	2	0	∞	1.5	1.5	1.5	∞	∞	3	2.25
4B3T-M2	4	3	0	∞	1.33	1.33	1.33	∞	∞	4	1.78
2B1Q	2	1	0	∞	2	2	2	∞	∞	2	4

2.8 節 記録符号の変換則と符号構成

多値符号の符号化には、3B2T 符号^[12]および 4B3T 符号^[13]のデータ語割当を最適化した 3B2T-BM 符号^[4]と 4B3T-M2 符号^[4]および 2B1Q 符号^[14]を用いる。加えて、これらの符号との性能比較のため、代表的な 2 値符号である (1,7) 符号^[2]および (2,7) 符号^[3]を用いる。

2.8.1 3B2T-BM 符号

3B2T-BM 符号は 3 ビットの 2 値データ語を 3 値の 2 ビットの符号語に変換する 3B2T 符号の改良した符号化方式である^[4]。この改良は、データ語を符号化する場合に、グレー符号のようにハミング距離が近いデータ語を符号間距離の近い符号語に対応させることによって、復号過程での誤りビットの発生を最小にするという手法を 3B2T 符号に適用したものである。1 レベルの符号誤りを発生させて、復号した場合、復号誤りビット数は、ルール B 符号の場合 0.5 ビット/シンボル改善できる。符号化表の求め方を、次に示す。

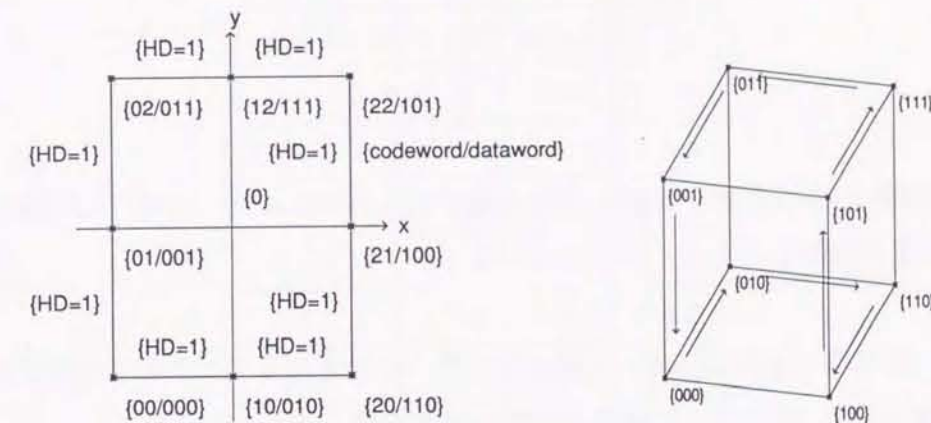


図 2.8 3B2T-BM 符号の符号語割当 (左) とデータ語割当 (右)

- (1) 図 2.8 の左の図は、H.Kasai らによる 3 値 2 ビットであるルール B 符号の符号間距離を XY 平面上の x に 1 ビット、y に 1 ビット割り当てて表わす。
- (2) また、図 2.8 の右の図は、2 値 3 ビットのデータ語をビットにそれぞれ x, y および z に割り当てて 3 次元で表す。
- (3) 最初に図 2.8 の左の図の '00' に対して図 2.8 の右の図の '000' を割り当て、符号化表に書き込む。
- (4) 次に、双方の図において隣り合うまだ割り当てていない符号語または、データ語に 1 単位移動し、そのときの符号語とデータ語の組を符号化表に書き込む。

表 2.8 3B2T - BM 符号の符号化表^{[4][12]}

データ語	符号語
110	20
100	21
001	01
101	22
000	00
010	10
111	12
011	02

(5) (4) の移動と符号化表への書き込みを繰り返し行い、すべてのデータ語の割り当てが終るまで続ける。

こうして、隣り合う符号語に対して隣り合うデータ語を割り当てる符号化表が得られる。この方法で求めた 3B2T - BM 符号の符号化表の例を表 2.8 に示す。

2.8.2 4B3T - M2 符号

表 2.9 に符号化表を示す^[4]。この符号は、 c 制約を $c = 3$ に保つように符号語の境界における DSV 値が '-1' のとき map1、'0' または '1' のとき map2、'2' のとき map3 を選ぶようにする。また、この符号は 3B2T-BM 符号と同様に、4 ビットの 2 値データ語を 3 値の 3 ビットの符号語に変換する 4B3T 符号の 1 ビットエラーに起因するシンボルエラーの最小化を目的としてデータ語割当を最適化した符号化方式である。

2.8.3 2B1Q 符号

表 2.10 に符号化表を示す^[4]。2B1Q 符号は、2 ビットの 2 値データ語を 4 値の 1 ビットの符号語に変換する符号化方式である。

表 2.9 4B3T - M2 符号の符号化表^[4]

データ語	map1	map2	map3
1101	222	020	020
1000	221	110	110
1110	212	101	101
0101	122	011	011
0010	220	200	200
1011	202	202	000
0111	112	112	001
0100	121	121	010
1100	211	211	100
0001	022	022	002
0011	012	012	012
1111	102	102	102
0000	021	021	021
1001	201	201	201
1010	210	210	210
0110	120	120	120

表 2.10 2B1Q 符号の符号化表^[4]

データ語	符号語
00	0
01	1
10	2
11	3

2.8.4 (1,7) 符号

(1,7) 符号は、'0' のランレングスが最小 1 最大 7 の符号であり、現在の代表的な光磁気記録符号の一つである^[2]。

表 2.11 (1,7) 符号の符号化表^[2]

データ語	符号語
10	010
11	X01
0001	X00001
0010	X00000
0011	010001

注, 記号 X は, 直前の符号語の最終シンボルの値が 0 の場合 1, 1 の場合 0 とする。

(1,7) 符号の符号化表を表 2.11 に示す。

2.8.5 (2,7) 符号

(2,7) 符号は, '0' のランレングスが最小 2 最大 7 の符号である^[3]。(2,7) 符号の符号化表を表 2.12 に示す。

表 2.12 (2,7) 符号の符号化表^[3]

データ語	符号語
10	0100
11	1000
000	000100
010	100100
011	001000
0010	00100100
0011	00001000

2.9 節 結言

記録再生機構として、光変調方式と磁界変調方式の原理を説明し、それぞれの機構の一例を挙げて、キャリアレベル、記録再生波形を示して比較した。両方式は、光磁気ディスク上では、異なる記録パターンとなるにもかかわらず、ほぼ同じ再生波形となる。従って、信号処理に関しては、第4章において説明するように同一の手法を適用できることが分った。また、記録符号について光磁気記録のために好ましい特性と本研究で検討する3値および4値の多値記録符号方式を含めた記録符号方式について説明を行った。

第 3 章

パーシャルレスポンス方式およびビタビ検出

3.1 節 序言

本章では、本研究で用いる光磁気記録再生の信号処理方式であるパーシャルレスポンス方式とビタビ検出法の概要および試験用符号器入力のための疑似ランダム信号発生器について述べる。特にビタビ検出法では、最尤パス探索のために考案したロザリオ型パス探索法について説明する。

3.2 節 パーシャルレスポンス方式の特性

パーシャルレスポンス方式は、光磁気記録再生系において次のような目的で適用され、ビット誤り率特性を改善している。

- 狭帯域化による CN 比向上。
- 振幅マージン向上。

なお、位相マージンについては減少するのでジッタがビット誤り率特性に大きな影響を与える。光磁気記録再生系は、一種の低域通過型フィルタの特性を有しており、上記目的に適合した低域通過特性のパーシャルレスポンス方式として、PR(1,1), PR(1,2,1), PR(1,3,3,1) などが知られている。なお、パーシャルレスポンス方式を適用するためには、パーシャルレスポンス以外の符号間干渉成分が信号検出の妨害にならないよう十分小さくする必要

がある。このために使用されるのが等化器であり、ナイキスト等化、余弦等化などの等化方式を適用する。本稿では、ナイキスト等化を適用する。

3.3 節 パーシャルレスポンスの伝達関数

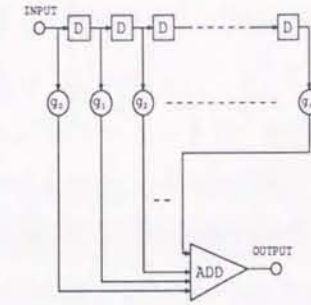


図 3.1 トランスポーサルフィルタ

パーシャルレスポンス方式を実現するために、一般に使用されているトランスポーサルフィルタでは、図 3.1 で示すように $0 \sim n-1$ シンボル前の信号系列のそれぞれに $g_0 \sim g_{n-1}$ の重みを付けて加算することで既知の符号間干渉を与えている。このように、パーシャルレスポンス方式は、この重みを使い PR(g_0, g_1, \dots, g_{n-1}) 方式と表現している。この出力信号 $g(t)$ は、

$$g(t) = \sum_{i=0}^{n-1} g_i \cdot D^i$$

で表される。ここで D は、1 シンボル時間の遅延演算子である。

例えば、

$$g_0 = 1 \quad g_1 = 1 \quad \text{の場合} \quad \text{PR}(1,1) \text{ 方式となり、}$$

$$g_0 = 1 \quad g_1 = 2 \quad g_2 = 1 \quad \text{の場合} \quad \text{PR}(1,2,1) \text{ 方式となり、}$$

$$g_0 = 1 \quad g_1 = 3 \quad g_2 = 3 \quad g_3 = 1 \quad \text{の場合} \quad \text{PR}(1,3,3,1) \text{ 方式となる。}$$

$g(t)$ のフーリエ変換を $G(\omega)$ とすると、光磁気記録で利用される上記 PR(1,1), PR(1,2,1), PR(1,3,3,1) の $(1+D)^m$ 型のパーシャルレスポンス方式では、

$$G(\omega) = (1 + \exp(-j\omega T_s))^m \quad (3.1)$$

$$= 2^m \cdot \exp\left(-\frac{j m \omega T_s}{2}\right) \cdot \cos^m\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \quad (3.2)$$

で表される低域通過型の特性になることが分る。ここで、 T_s はシンボル間隔時間を表す。これらの周波数伝達特性を図3.2に示す。

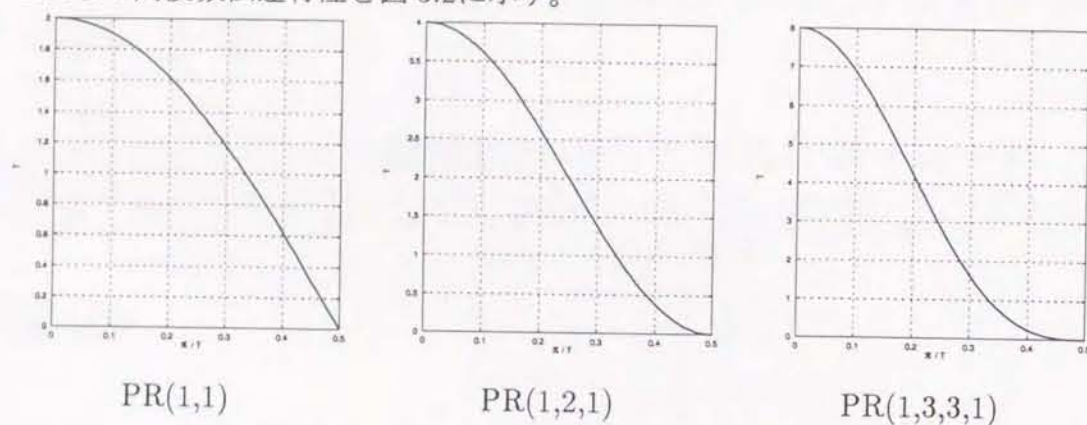


図 3.2 パーシャルレスポンス周波数伝達特性

この $(1+D)^m$ 型のパーシャルレスポンスが光磁気記録において利用される理由の一つは、等化器において強調された高域雑音を抑制し、識別点における CN 比を効果的に向上させることができるためである。

3.4 節 信号検出の基準レベル

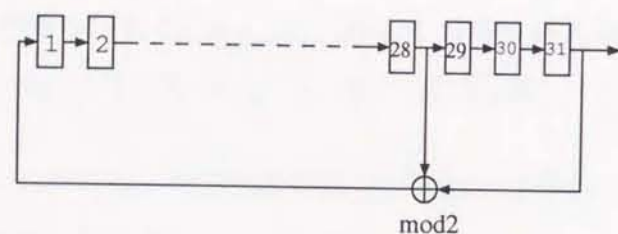


図 3.3 31 ビット M 系列疑似ランダム信号発生回路

信号検出は、符号器入力に図 3.3 で示す 31 ビットのシフトレジスタより発生する周期 $(2^{31} - 1)$ の疑似ランダム信号を入力した場合の各状態推移毎に求めた信号レベルの平均値を求め、信号検出の基準レベルとする。 a_0 を 1 番目のレジスタの入力値、 a_n (ただし、 $n \neq 0$) を n 番目のレジスタの出力値とすると図 3.3 の回路の動作は、以下のように表すことができる。

$$a_0 = (a_{31} + a_{28}) \bmod 2 \quad (3.3)$$

3.5 節 PRML の多値記録への適用と効果

3.5.1 ビタビ検出法

ここでは、最尤検出法であるビタビ検出法について説明する^[15]。光磁気記録から読出点を経由して識別点までを無記憶定常通信路と仮定する。このとき、受信系列 $Y = y_0 y_1 y_2 \dots y_{N-1}$ が受信されたとする。ただし、 N は任意に大きい正整数である。また、受信系列の時点 t のブロックは、 $y_t = (y_{1,t}, y_{2,t}, \dots, y_{n,t})$ であり、 $y_{i,t}$ は通信路の出力アルファベットの元である。通信路の出力アルファベットは、有限集合か、または実数あるいは複素数全体の集合としておく。このとき、最尤復号をするには、受信系列 y に対し、尤度関数 (条件付き確率または、条件付き確率密度) $P(Y|W)$ を最大とする符号系列 $W = w_1, w_2, \dots, w_{N-1}$ が送られたと判定すればよい。通信路が無記憶定常特性と仮定しているから、この尤度関数は、

$$P(Y|W) = \prod_{t=0}^{N-1} P(y_t|w_t) \quad (3.4)$$

と書ける。さらにこの対数を取り -1 を掛ければ

$$-\log P(Y|W) = -\sum_{t=0}^{N-1} \log P(y_t|w_t) \quad (3.5)$$

となる。従って、受信系列のブロック y_t ごとに $-\log P(y_t|w_t)$ を求め、あらゆる可能な符号体系についてこの和を作っていく、その結果を比較してこの和が最小となる符号系列を求めることにより最尤復号が行える。もちろん $-\log P(y_t|w_t)$ そのものでなくても、これに比例する量であれば、よい。例えば、通信路が 2 元対称特性であるときは、 y_t と w_t の間のハミング距離が使えるし、白色ガウス雑音であれば、 y_t と w_t のユークリッド距離の 2 乗 $d_e^2(y_t, w_t)$ を用いることができる。このような量を枝メトリック (branch metric) と呼び、 $\lambda(y_t, w_t)$ で表す。また、 $-\log P(y_t|w_t)$ を特に基本枝メトリックと呼ぶ。枝メトリックと呼ぶのは、トレリス線図の枝に w_t が対応づけられているからである。以下では、枝とそれに対応づけられている符号ブロックを同一視することがある。

トレリス線図において符号系列は、時点 0 の初期状態から、出発するパスに対応する。そこで、受信系列 $Y = y_0 y_1 y_2 \dots y_{N-1}$ と、あるパスに対応する符号系列 $W = w_1, w_2, \dots, w_{N-1}$ に対し、枝メトリックの和 $\lambda(y_0, w_0) + \dots + \lambda(y_{N-1}, w_{N-1})$ を受信系列 y に対するこのパスのパスメトリックまたは、単にメトリックと呼び、 $\lambda(Y, W)$ で表す。特に、枝メトリックが

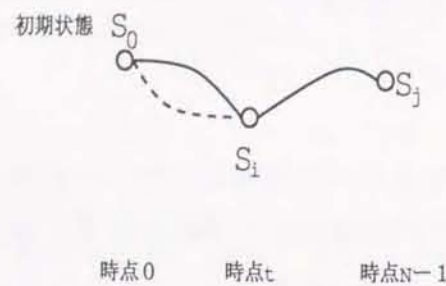


図 3.4 パスの選択

基本枝メトリックである場合は、基本パスメトリックと呼ぶ。結局、最尤復号は、トレリス線図においてメトリックが最小となるパス(最尤パスと言う)を求めることにより行なえることになる。

さて、図 3.4 において、時点 t で状態 S_i を通り、時点 $N-1$ では、状態 S_j に達するパスを考えよう。いま、実線で書かれているパスがこれらのパスの中でメトリックが最小であったとする。このとき、実線のパスは、初期状態から出発して時点 t で状態 S_i に達するすべてのパスの中で、時点 t までのメトリックが最小でなければならない。もし、破線のパスの時点 t までのメトリックが実線のパスのそれより小さかったとすれば、時点 t 破線でそれ以降実線となるパスのメトリックが実線だけのメトリックよりも小さくなってしまふからである。従って、時点 $N-1$ で状態 S_j に達するパスのメトリックが最小のものを求めるとき、時点 t で状態 S_i を通るパスの中では、その時点までのメトリックが最小のものだけを選び、他は捨てることができる。つまり、各時点において、それぞれの状態に達するパスの中で、その時点までのメトリックが最小のもの一つだけを残し、ほかは捨ててよい。このようにしてもすべてのパスの中でメトリックが最小のものを求めることができるのである。

このような原理に基づき、トレリス線図の中で各時点の状態ごとにメトリック最小のパスを求めていくことにより、無駄な計算をできるだけ省いた最尤復号を行うのが、ビタビ検出である。

3.5.2 ビタビ検出法の手順

符号器(従ってトレリス線図)の状態を S_0, S_1, \dots, S_{M-1} とする。初期状態は、符号器の遅延素子の内容がすべて 0 の状態(全零状態と呼ぶ)であると仮定する。 S_0 はこのような状態を表すとする。また、トレリス線図において時点 t の状態 S_i から時点 $t+1$ の状態 S_j への枝が存在するとき、これを b_{ij} と表す。枝 b_{ij} に対応づけられている符号ブロックも同じ記号 b_{ij} で表す(ここでは、記述の簡単化のため、 S_i から S_j への枝は、高々 1 本として論議を進めるが、2 本以上の場合も同様に議論できる。また、初期状態が全零状態以外の場合に対する一般化も容易である)。

前節より、トレリス線図の各時点において、それぞれの状態に達するパスが一つだけ、残されている。これを各状態の生き残りパス(survivor)と言う。また、時点 t における状態 S_i の生き残りパスを $p_{i,t}$ で表し、そのメトリックを $\lambda_{i,t}$ とする。ただし、 $p_{0,0}$ は空系列であり、 $\lambda_{i,0}$ は適当な定数(例えば 0)とする。このとき、時点 t でのビタビ検出法は、次のようになる。

- (1) トレリス線図において、時点 t_i の各状態 S_i から時点 $t+1$ の状態 S_j へのすべての枝 b_{ij} について枝メトリック $\lambda(y_t, b_{ij})$ を計算する。
- (2) すべての枝 b_{ij} について、時点 t の状態 S_i の生き残りパス $p_{i,t}$ のメトリック $\lambda_{i,t}$ と $\lambda(y_t, b_{ij})$ とを加える。
- (3) 時点 $t+1$ の状態 S_j ごとに S_j へのすべてのパスに対し(2)で求めた和を比較し、最小値を与える生き残りパス $p_{i,t}$ とし、 $\lambda_{j,t+1} = \lambda_{i,t} + \lambda_{y_t, b_{ij}}$ とおく。なお、メトリックの最小値を与える $p_{i,t}$ と $b_{i,j}$ の組が複数個あるときは、その中から一つを(例えば、ランダムに)選ぶ。

この操作のうち、(3)の過程は、時点 $t+1$ の各状態ごとに行われるが、(2)の過程も通常時点 $t+1$ の各状態ごとに行われる。(2)の加算、(3)のメトリックの比較および最小値を与えるパスの選択とから、(2)と(3)の過程をまとめて、ACS(Add-compare-select)と呼ぶことがある。この言葉を用いれば、ビタビ検出法の基本操作は、枝メトリックの計算と ACS とからなる、とすることができる。

ビタビ検出の大きな特徴の一つは、軟判定が比較的容易にできるという点である。実際、メトリックが何であってもビタビ検出は、同じように実行できる。従って、白色ガウス通信

路では、ユークリッド距離の 2 乗をメトリックとして用いることにより完全な軟判定検出が実現できる。このビタビ検出での問題点は、ACS 操作の複雑さと、トレリス線図上の生残りパスを遡りマージ状態を探索するために多くの処理時間が費やされることである。3.6 節に述べるロザリオ型探索法は、パス形状マトリクスを使用した代数的探索法^[6]のパス形状マトリクスをロザリオ型に変更することで、より単純で高速化した探索法である。

3.5.3 パーシャルレスポンス適用時の各符号に対する状態推移図

図 3.5 から図 3.18 に各記録符号におけるパーシャルレスポンス (PR) 方式の状態推移図およびトレリス線図を示す。図中の a_k は、等価器入力信号系列、 b_k は等価器出力信号系列を示す。

(1) 3B2T 符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

3B2T 符号の PR(1,1) は、状態数が 3 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_2 とすると下図のように表される。

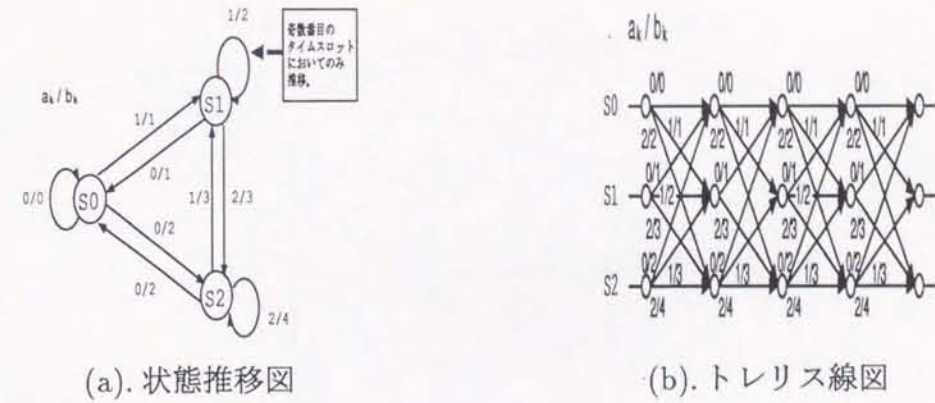


図 3.5 3B2T 符号 PR(1,1)

(2) 4B3T 符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

4B3T 符号の PR(1,1) は、状態数が 3 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_2 とすると下図のように表される。

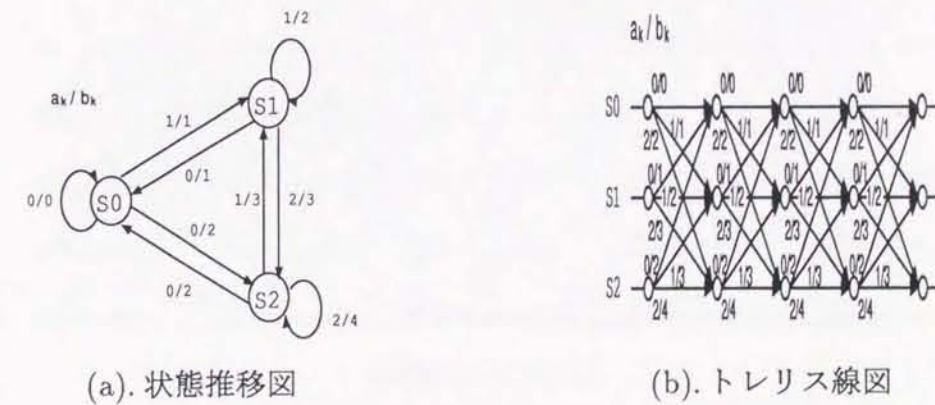
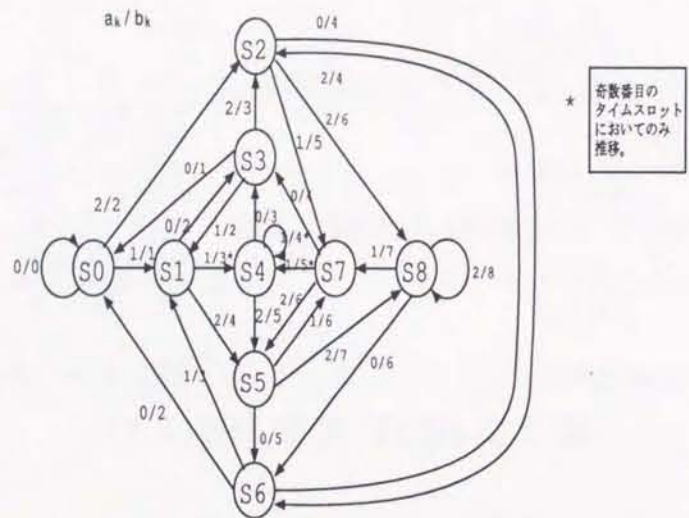


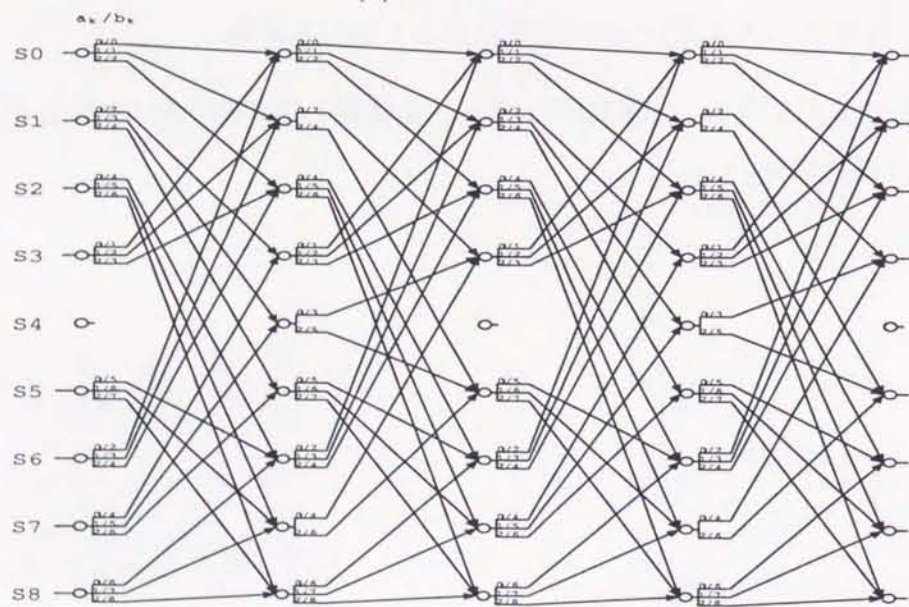
図 3.6 4B3T 符号 PR(1,1)

(3) 3B2T 符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

3B2T 符号の PR(1,2,1) は、状態数が 9 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_8 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図

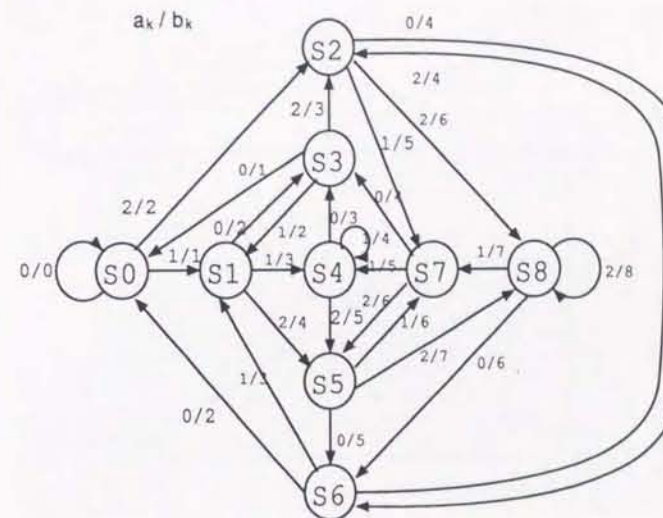


(b). トレリス線図

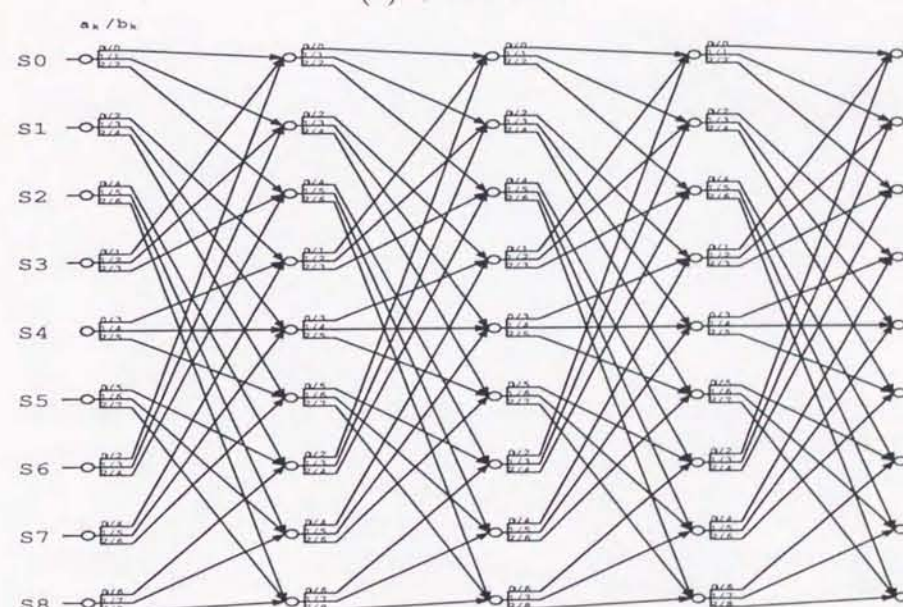
図 3.7 3B2T 符号 PR(1,2,1)

(4) 4B3T 符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

4B3T 符号の PR(1,2,1) は、状態数が 9 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_8 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図

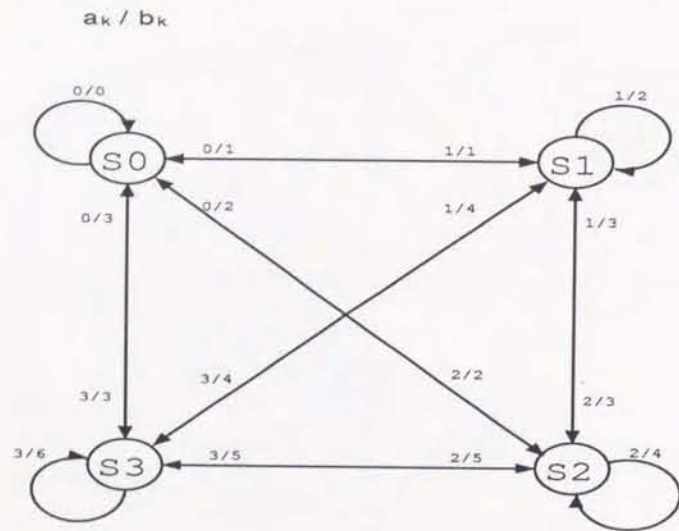


(b). トレリス線図

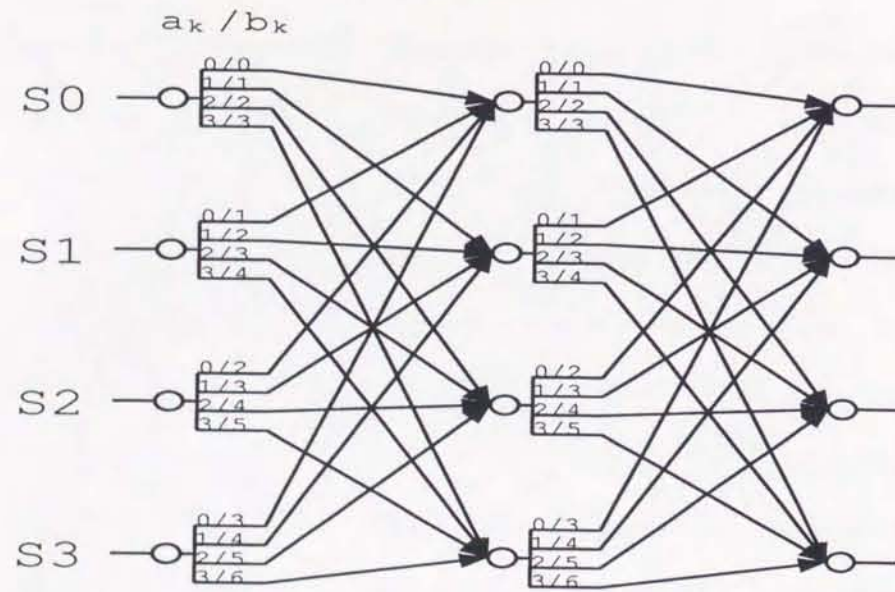
図 3.8 4B3T 符号 PR(1,2,1)

(5) 2B1Q 符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

2B1Q 符号の PR(1,1) は、状態数が 4 有り、各状態を表す番号を S0 から S3 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図

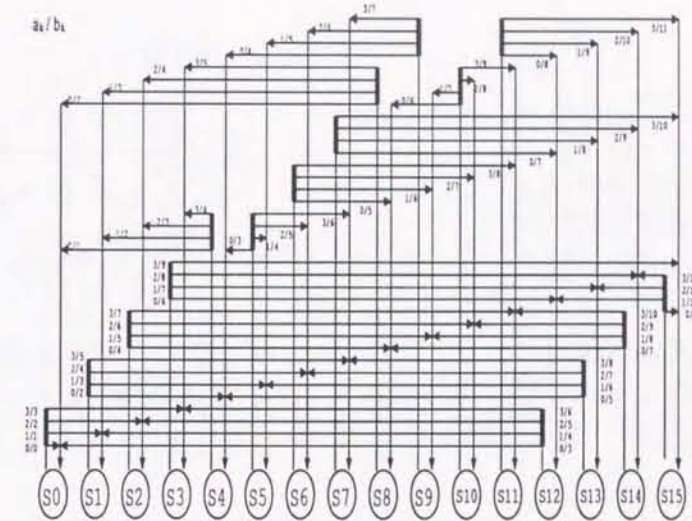


(b). トレリス線図

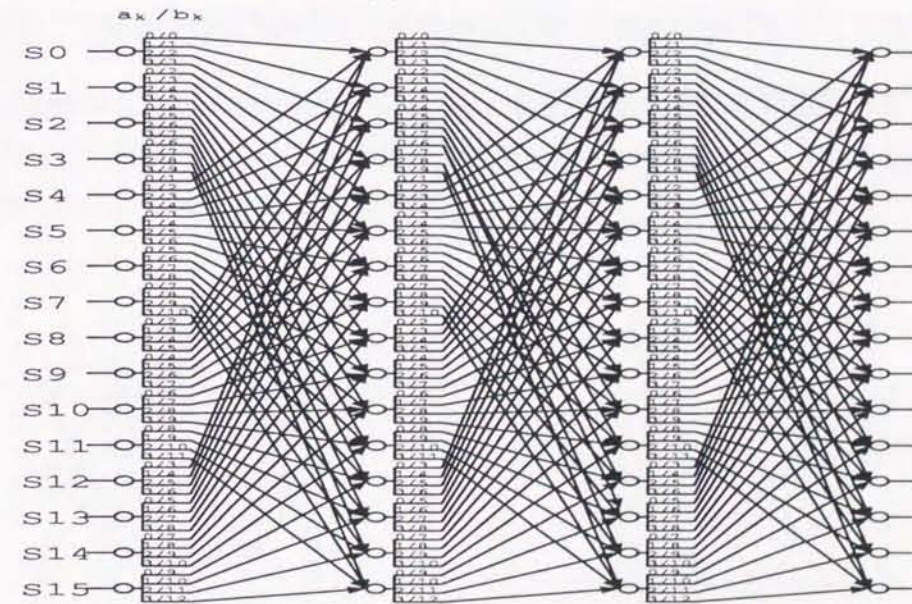
図 3.9 2B1Q 符号 PR(1,1)

(6) 2B1Q 符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

2B1Q 符号の PR(1,2,1) は、状態数が 16 有り、各状態を表す番号を S0 から S15 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図

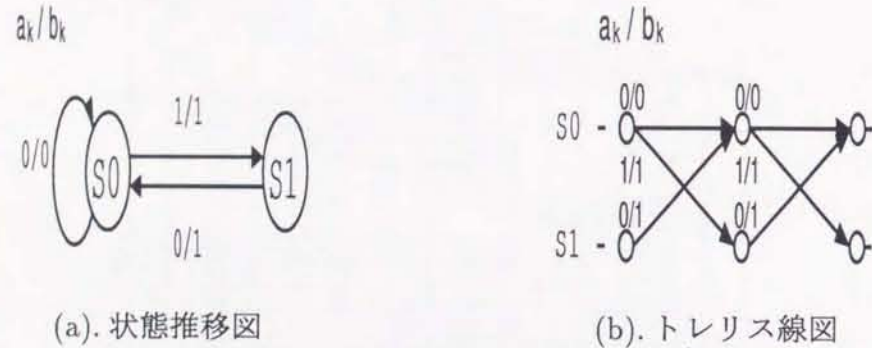


(b). トレリス線図

図 3.10 2B1Q 符号 PR(1,2,1)

(7) (1,7) ビットポジション記録符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

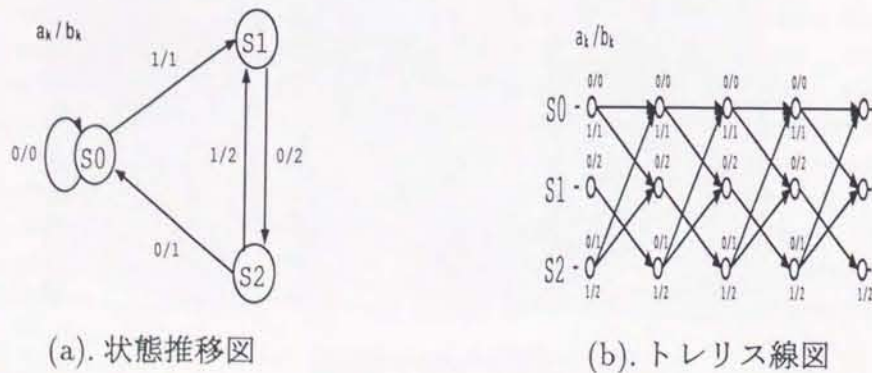
(1,7) ビットポジション記録符号の PR(1,1) は、状態数が 2 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_1 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図
 (b). トレリス線図
 図 3.11 (1,7) ビットポジション記録符号 PR(1,1)

(8) (1,7) ビットポジション記録符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

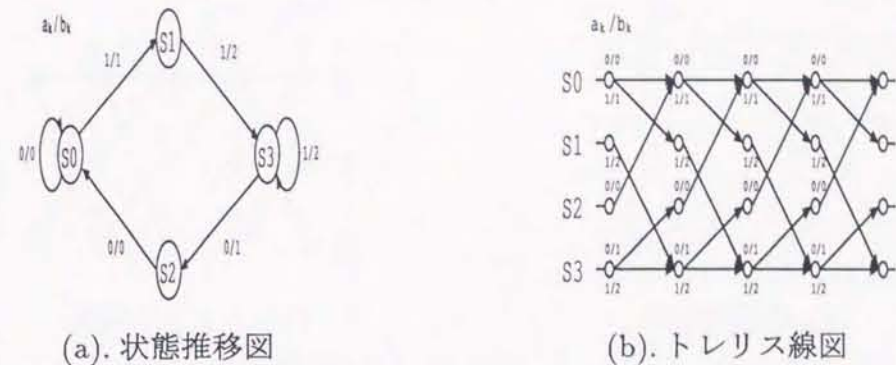
(1,7) ビットポジション記録符号の PR(1,2,1) は、状態数が 3 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_2 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図
 (b). トレリス線図
 図 3.12 (1,7) ビットポジション記録符号 PR(1,2,1)

(9) (1,7) ビットエッジ記録符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

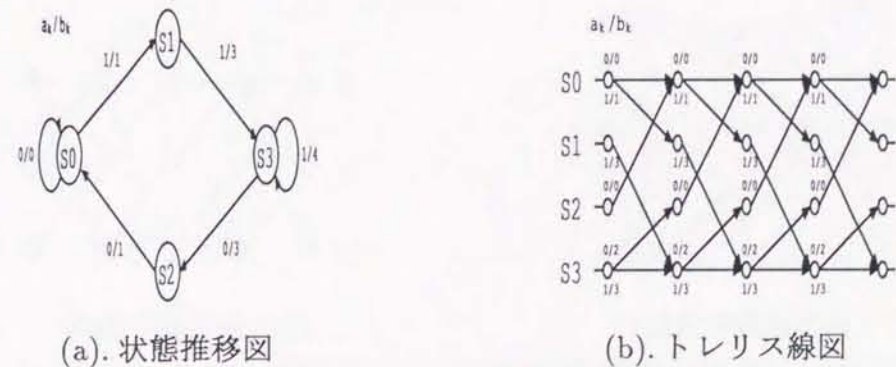
(1,7) ビットエッジ記録符号の PR(1,1) は、状態数が 4 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_3 とすると下図のように表される。状態数は、ビットエッジ (NRZI) 記録により同一符号化方式のビットポジション記録の 2 倍になっている。



(a). 状態推移図
 (b). トレリス線図
 図 3.13 (1,7) ビットエッジ記録符号 PR(1,1)

(10) (1,7) ビットエッジ記録符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

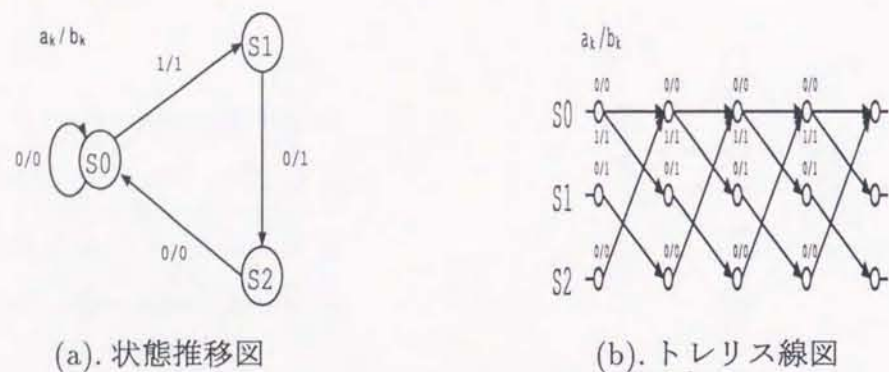
(1,7) ビットエッジ記録符号の PR(1,2,1) は、状態数が 4 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_3 とすると下図のように表される。状態数は、ビットエッジ (NRZI) 記録により同一符号化方式のビットポジション記録の 2 倍になっている。



(a). 状態推移図
 (b). トレリス線図
 図 3.14 (1,7) ビットエッジ記録符号 PR(1,2,1)

(11) (2,7) ピットポジション記録符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

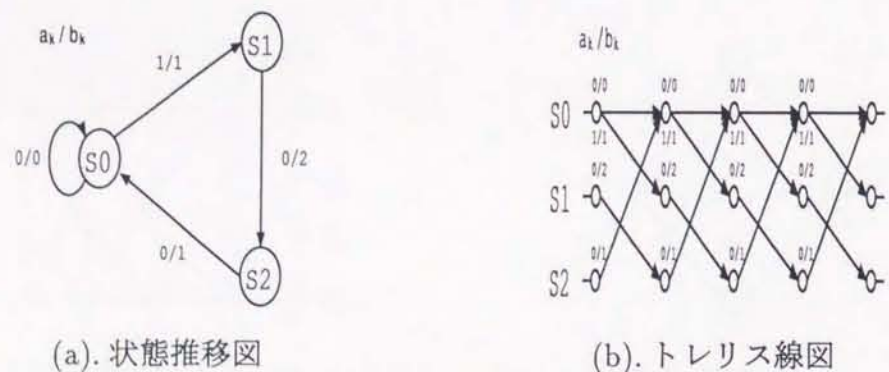
(2,7) ピットポジション記録符号の PR(1,1) は、状態数が 3 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_2 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図
図 3.15 (2,7) ピットポジション記録符号 PR(1,1)

(12) (2,7) ピットポジション記録符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

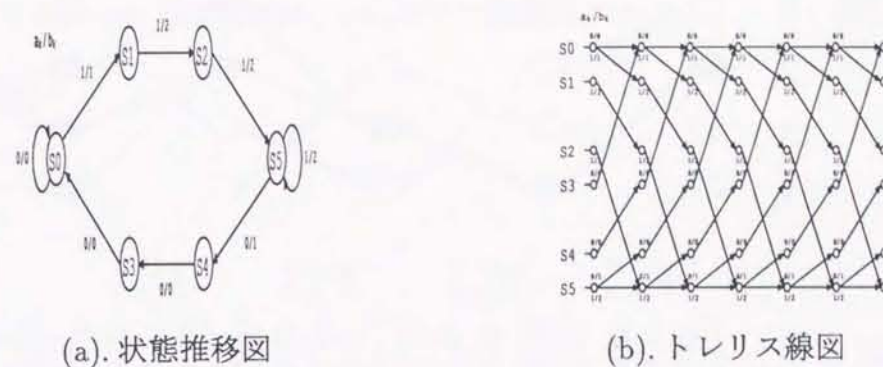
(2,7) ピットポジション記録符号の PR(1,2,1) は、状態数が 3 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_2 とすると下図のように表される。



(a). 状態推移図
図 3.16 (2,7) ピットポジション記録符号 PR(1,2,1)

(13) (2,7) ピットエッジ記録符号 PR(1,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

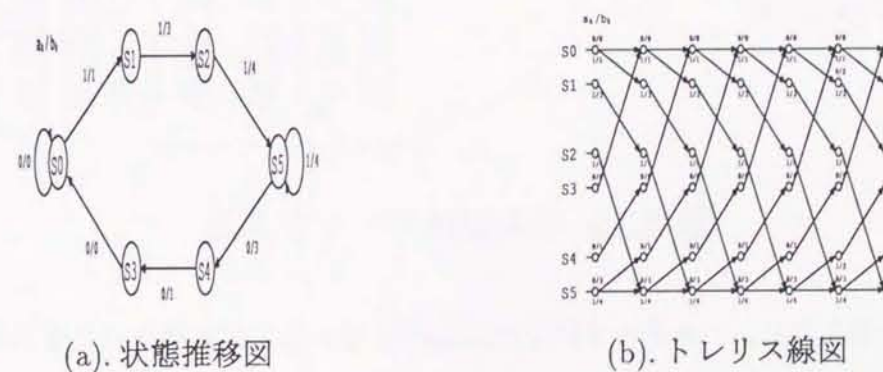
(2,7) ピットエッジ記録符号の PR(1,1) は、状態数が 6 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_5 とすると下図のように表される。状態数は、ピットエッジ (NRZI) 記録により同一符号化方式のピットポジション記録の 2 倍になっている。



(a). 状態推移図
図 3.17 (2,7) ピットエッジ記録符号 PR(1,1)

(14) (2,7) ピットエッジ記録符号 PR(1,2,1) 方式の状態推移図とトレリス線図

(2,7) ピットエッジ記録符号の PR(1,2,1) は、状態数が 6 有り、各状態を表す番号を S_0 から S_5 とすると下図のように表される。状態数は、ピットエッジ (NRZI) 記録により同一符号化方式のピットポジション記録の 2 倍になっている。



(a). 状態推移図
図 3.18 (2,7) ピットエッジ記録符号 PR(1,2,1)

3.6 節 パス探索法の手順

3.6.1 パス形状マトリクス探索法

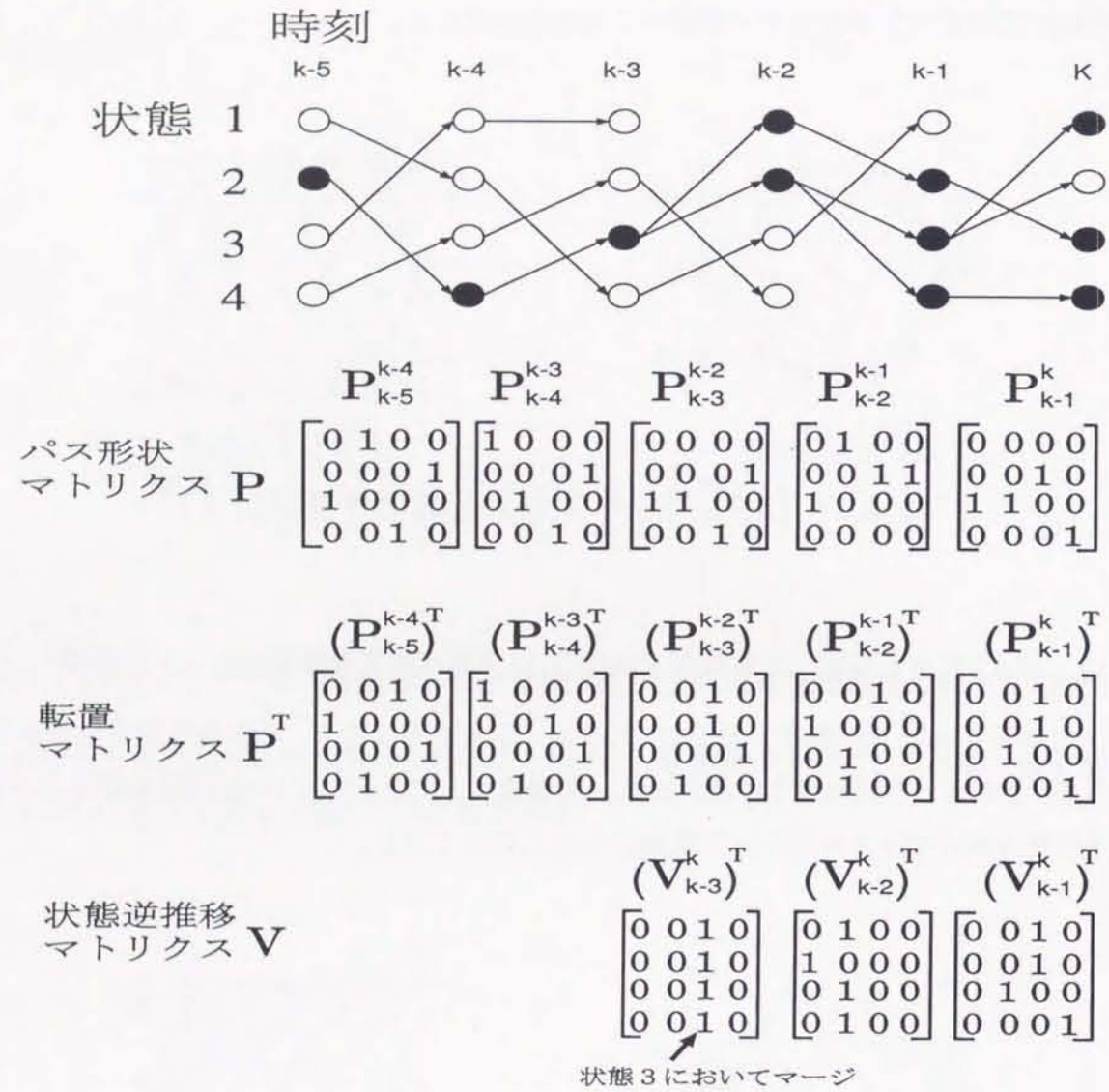


図 3.19 パス形状マトリクス法

図3.19で示すように、パスメモリに3次元配列を用いる。生き残りパスを矢印で表した場合、全ての生き残りパスについて、各時刻の推移に対応した2次元マトリクス上に、矢の末の位置を行番号、矢の先の位置を列番号に対応させて矢印が存在する場合に"1"をセットする。また、パスが存在しない場合は、"0"をセットする。

次に、図3.19で示すように時刻kにおいて時刻を遡った逆マトリクスの積を求めるときでマージ状態の有無の判定を行なう。マージ状態である場合は、逆マトリクス結果によりマージ状態の番号が分る。また、マージ位置は、マージを検出した時点より計算したマトリクスの数だけ遡った時点になる。

この探索法では、パスメモリに3次元配列が必要であることや各時点毎に過去に遡って行う逆マトリクスの計算に時間がかかるという問題点がある。

3.6.2 ロザリオ型パス探索法の手順

パス形状マトリクス法の問題点であるパスメモリの大きさと計算時間を改善した以下に示すロザリオ型パス探索法を考案した。図3.20のように、パスメモリには2次元配列を用いる。生き残りパスを矢印で表した場合、全ての生き残りパスについて、各時刻パスの推移に対応した1次元マトリクス上に、矢の末の位置を行番号、矢の先の状態番号に対応させて矢印が存在する場合にその状態番号をセットする。前状態からの推移が無い場合は、HI-VALUE(計算機で設定する計算不可能な最大数)をセットする。

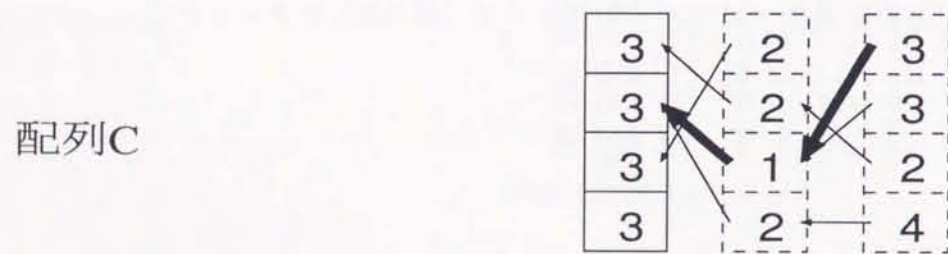
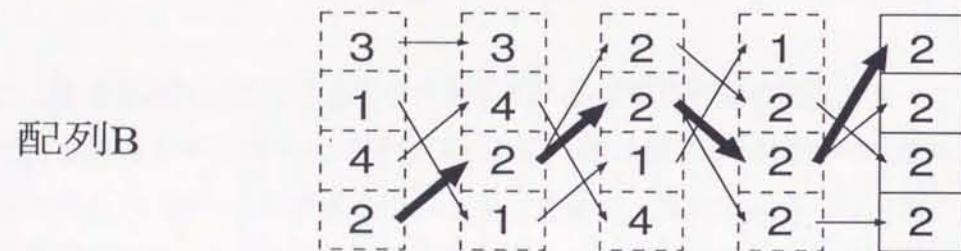
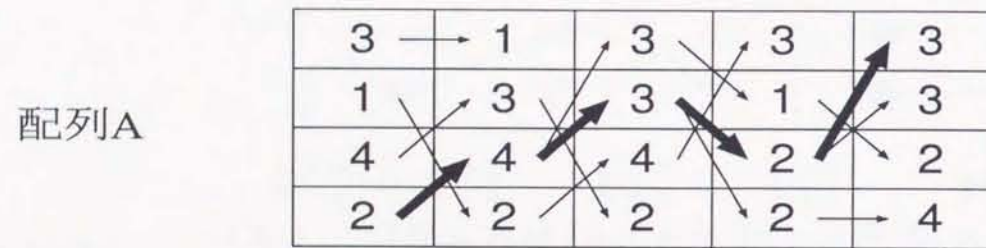
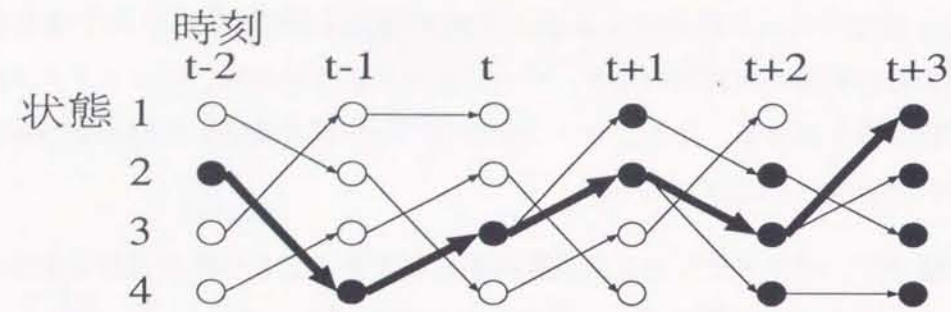


図 3.20 ロザリオ型パス探索法において使用する配列

次に、図 3.21 で示すように、図 3.20 のパスメモリを配列 B を利用してパスメモリの最初より状態番号をたどることによりマージ状態の有無の判定を行なう。マージしていない場合は、マージ検出を続ける。配列 B の結果を保存して次の時点でのマージ検出に利用できるため、マトリクス形状法より計算量は少なくなる。マージを検出した場合は、次のマージ時刻検出手順を実行する。

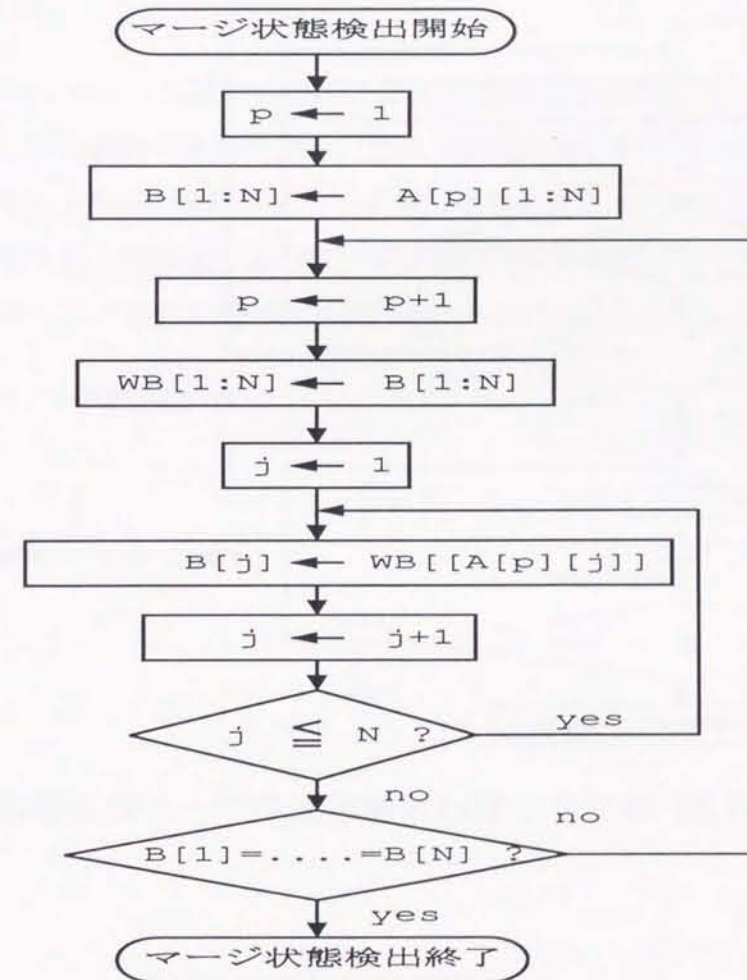


図 3.21 ロザリオ型パス探索法のマージ状態検出

マージ状態である場合は、配列Bに残った番号が状態番号に対応するので図3.22で示す手順により、マージ時刻検出を行う。

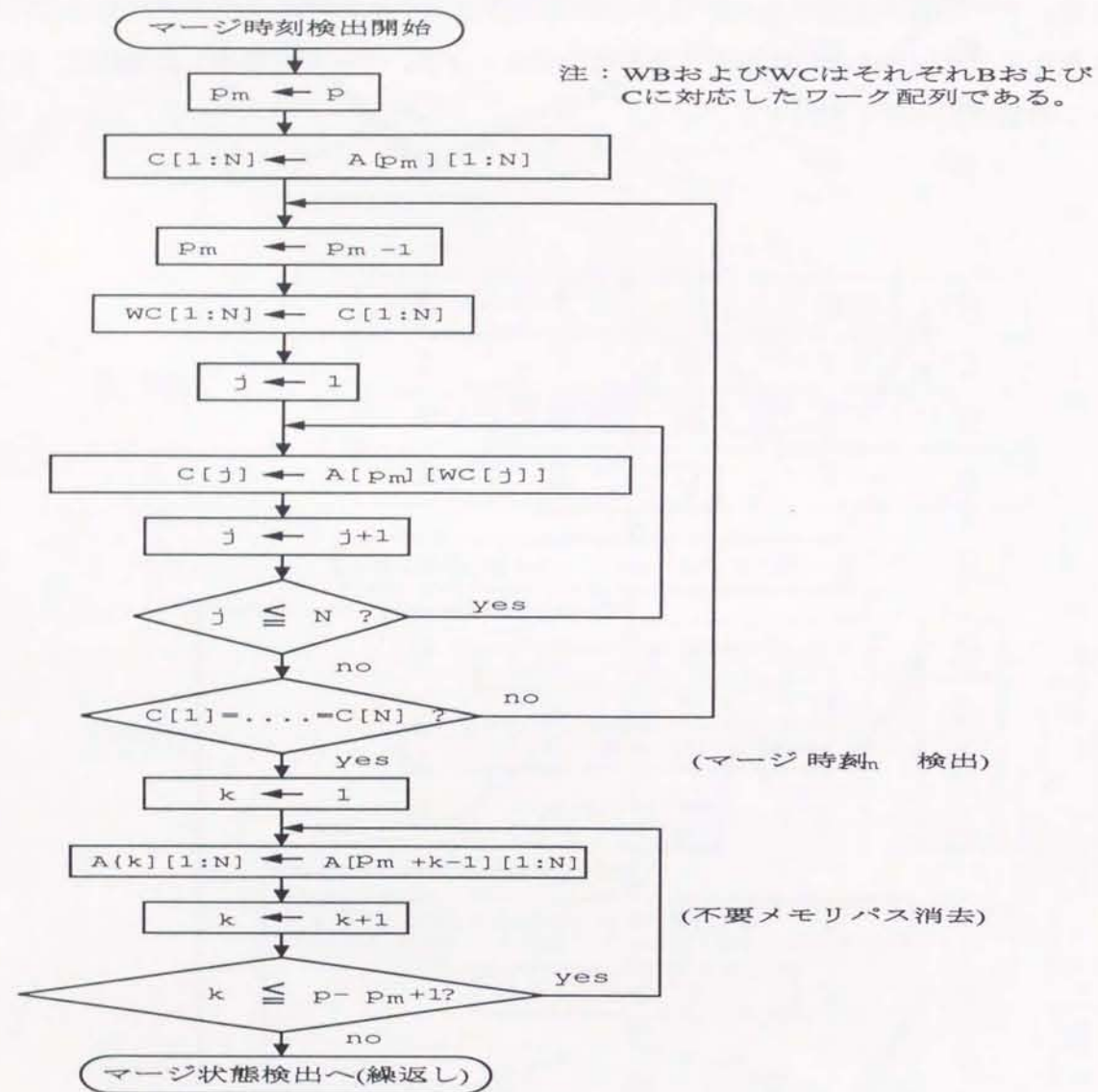


図 3.22 ロザリオ型パス探索法のマージ時刻検出

3.6.3 ロザリオ型マージ探索法の効果

3B2T符号、PR(1,1)MLに対して適用した場合、従来のパス形状マトリクス法よりも処理時間を約1/9短縮し、パスメモリ量も1/3に縮小できた。また、シミュレー

ションにおいてロザリオ型探索法とパス形状マトリクスによる探索法は、ともに同じビットエラー率特性となることを確認した。3次元マトリクスを計算の対象とするパス形状マトリクス探索法に比べて、ロザリオ型探索法は、状態数が多くなるほど処理時間とパスメモリ量が相対的に減少する。なお、特定の記録符号方式については、パス形状を番号付けてその並び順を検査することでマージ判定する高性能な探索法がある。この高性能な探索法が適用不可能な場合、ロザリオ型探索法を適用して最尤パス探索を高速化することが可能である。

3.7 節 結言

本章では、パーシャルレスポンス方式とビタビ検出法の概要について説明するとともに本研究で検討した記録符号と組合わせた場合の状態推移、トレリス線図を全て示した。また、試験用符号器入力のための疑似ランダム信号発生器について述べた。さらに、ビタビ検出のための最尤パス探索法であるロザリオ型パス探索法についてその手順を説明し、従来のパス形状マトリクス法に比べ優れていることを示した。

第4章

パルス幅選択による多値記録

4.1 節 序言

本章では、従来の2値記録用記録再生機構を用いてパルス幅の選択により多値記録を行なう記録方式の原理と実現方法について、実際の機構の記録再生特性を示して説明する。

また、パルス幅の選択による記録再生法が後述するシミュレーションで用いる記録信号の振幅を多値記録レベルに応じて減衰させる方法とほぼ同一のアイパターンを示すことを明らかにして、シミュレーションの簡単化のためにパルス幅の選択による記録再生法を多値記録レベルに応じて減衰させる方法に置き換えることができることを明らかにする。

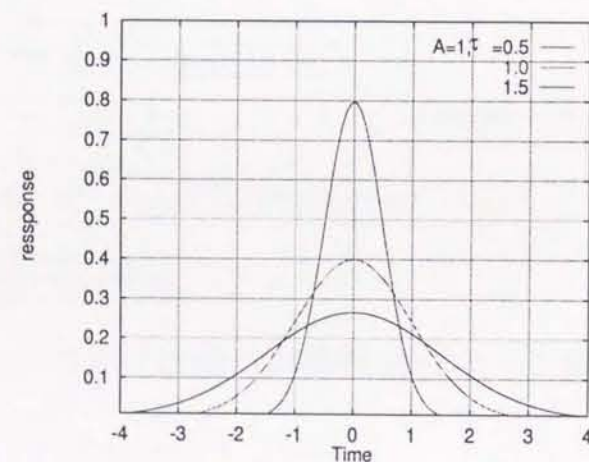


図 4.1 ガウス型インパルス応答波形

ここで、 A は、インパルス応答の大きさ、 τ は、実効幅を表す。

4.2 節 規格化実効幅 K_a の計算

図 4.5 で表される記録再生システムの各部の信号波形と周波数伝達関数は、表 4.1 のように表される^[17]。ここでは、PR(1) について示すが、パーシャルレスポンス方式も、等化器出力波形の項の変更のみで同様に各部の信号波形と周波数伝達関数を示すことができる。

表 4.1 光磁気記録システムの信号波形および周波数伝達関数 (PR(1) 方式の場合)

項目	時間関数	フーリエ変換
パルス幅 T_a の記録パルス	$s(t) = u(t) - u(t - T_a)$	$S(x) = \frac{\sin(2\pi x T_a / 2)}{2\pi x T_a / 2}$
記録再生系のインパルス応答	$h(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\tau}} \exp(-t^2 / 2\tau^2)$	$H(x) = \exp(-2\pi^2 \tau^2 x^2)$
記録再生系の出力波形	$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t' - t) h(t') dt'$	$G(x) = S(x) H(x)$
等化器の出力波形	$r(t) = \frac{1}{2} \frac{\sin(\pi\tau/\eta)}{\pi\tau/\eta} \cdot \frac{\cos(\pi\beta\tau/\eta)}{1 - (2\beta\tau/\eta)^2}$	$R(x)$: 式 4.1 のとおり
等化器伝達特性	-	$E(x) = R(x) / G(x)$
ハイパスフィルタ特性	-	$H_h(x) = \frac{jx}{x_c + jx}$

ここで、 $u(t)$ は単位ステップ関数、 τ はインパルス応答の実効幅、 x_c はハイパスフィルタのカットオフ周波数、 β はロールオフ係数、 η は等化器の帯域幅と符号間干渉のトレードオフを調整するパラメータである。

$$R(x) = \begin{cases} \eta & , |x| \leq \frac{1-\beta}{2\eta} \\ \frac{\eta}{2} \{1 - \sin \frac{\eta\pi}{\beta} (|x| - \frac{1}{2\eta})\} & , \frac{1-\beta}{2\eta} < |x| < \frac{1+\beta}{2\eta} \\ 0 & , |x| \geq \frac{1+\beta}{2\eta} \end{cases} \quad (4.1)$$

規格化実効幅を $K_a = \frac{\tau}{T_a}$ とすると、高さ1、デューティ比50%、周期 $2T_a$ の繰り返しパルスを記録したときの読出点での信号波形の基本波成分(キャリア)の時間平均電力 P は、

$$P = A^2 \frac{2}{\pi^2} \exp(-K_a^2 \pi^2) \quad (4.2)$$

で表される^[18]。

式(4.2)から次式により K_a を求めることができる。

$$K_a = \frac{1}{\pi} \sqrt{\log\left(\frac{2A^2}{\pi^2 P}\right)} \quad (4.3)$$

式(4.3)を用いて図2.6より計算した K_a を図4.3に示す。

なお、このとき、バンド幅 B のキャリア測定用バンドパスフィルタを用いた場合、 P と白色雑音の片側電力スペクトラム密度 N_0 により C/N は、

$$\frac{C}{N} = 10 \log \left(\frac{2A^2}{\pi^2 N_0 B} \exp(-K_a^2 \pi^2) \right) \quad (4.4)$$

と表される^[18]。

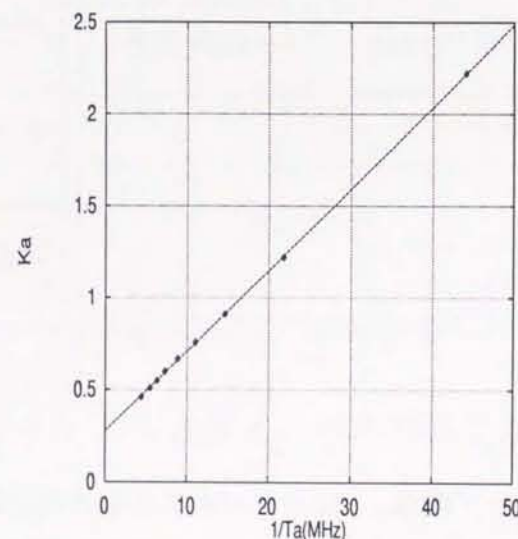


図 4.2 L システムの K_a の値^[8]

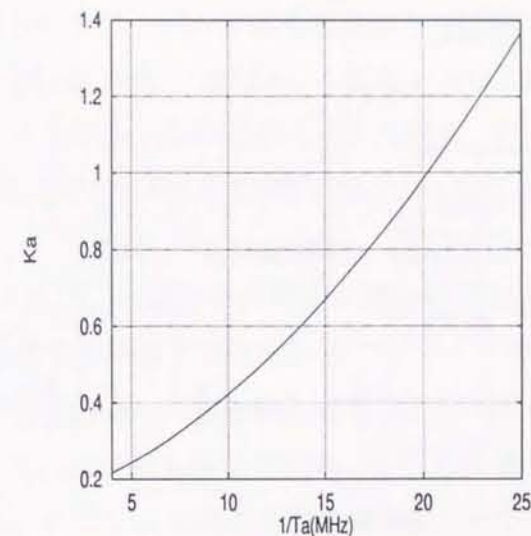


図 4.3 M システムの K_a の値 (図 2.6 に基づく計算値)

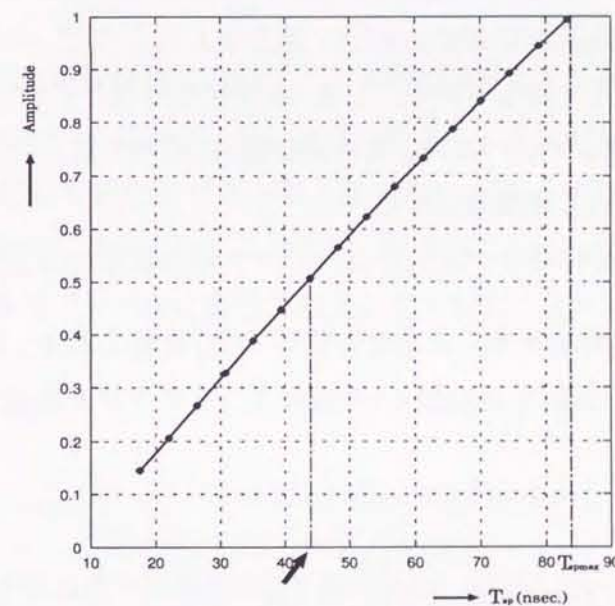


図 4.4 記録パルス幅と識別点信号のピーク値の関係 (M システムの一例)

図2.6は、上記の繰り返し波形を記録再生して得たキャリア成分の実測値であり、これをもとに式4.2の K_a より図4.3を得ることができる。なお、計算した図4.3および資料15による図4.3の K_a の値は、以降に説明する記録再生シミュレーションにおいて使用する。

4.3 節 多値化の方法

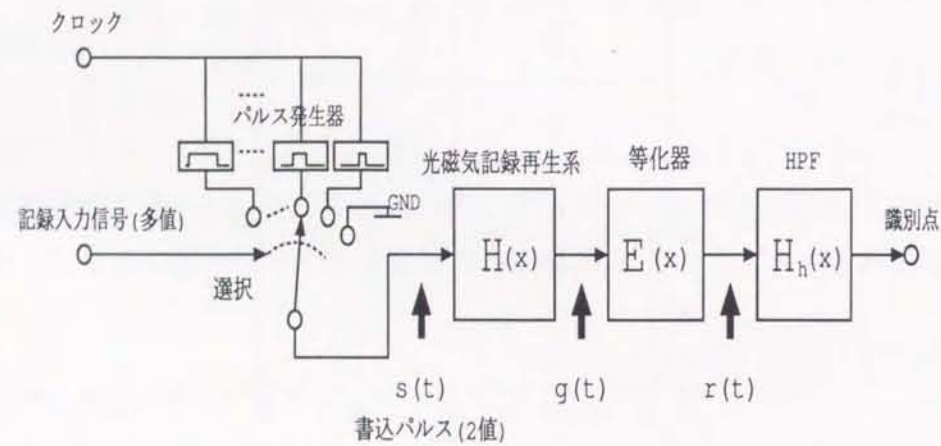


図 4.5 パルス幅選択による多値符号記録

多値化は、図 4.5 のように記録符号により記録パルス幅を選択することで実現する。図 4.4 は、このパルス幅と識別点におけるピーク値を示したもので、パルス幅に応じて、そのピーク値が変化することを示している。一方、本研究で対象としている高密度記録領域においては、記録パルス幅がインパルス応答の実効幅 τ に比べて短いので、図 4.4 のように、記録パルス幅の増加に対して単調増加する。

ここで、多値化のために各レベルに応じたパルス幅の決定の方法を述べる。

- (1) まず、記録パルス幅を制御した場合の波形 $M(t)$ を表す式 4.5 によりパルス幅 T_{sp} に対する波形のピーク値を求め図 4.4 の例のようなグラフを作成する。

$$M(t) = \mathcal{F}^{-1} \{ S_{sp}(x) H_{sp}(x) \cdot E(x) H_h(x) \} \quad (4.5)$$

ここで、 $S_{sp}(x)$ と $H_{sp}(x)$ は、パルス幅 T_{sp} の記録パルスに対する、それぞれ、フーリエ変換と記録再生系の周波数伝達関数である、

- (2) 次に多値のレベル数を N とすると、多値の最大レベルに相当する記録パルス幅 T_{spmax} の場合のピーク値を $N-1$ 等分し、各レベルの値とする。
- (3) 各レベルの値を使って、(1) で求めたグラフより、各レベルに対応したパルス幅を求める。

図 4.6~4.8 は、このようにして、パルス幅を記録符号で選択し、アイパターンを描いたものである。この例は、2B1Q 方式で 12Mbps の場合であり、本研究において使用するパルス幅の最も大きいケースとなる。このときのパルス幅は、デューティ比 50% の記録パルスを使用して、最大レベルから並べると $8.333 \times 10^{-8} \text{sec}$, $5.610 \times 10^{-8} \text{sec}$, $3.109 \times 10^{-8} \text{sec}$ の順になる。

また、記録パルス幅が T_{spmax} の場合の波形を単純に各多値のレベルに応じて減衰させた場合のアイパターンを図 5.3~5.5 に示している。

記録パルス幅が狭いほど記録パルス幅と識別点信号のピーク値の関係の直線性が良くなるが、図 4.6~4.8 と図 5.3~5.5 が最も異なる記録パルス幅の最も広いこのケースにおいてもほとんど一致している。そこで、本稿の今後のシミュレーションにおいては、処理を簡単にするため、単純に各多値のレベルに応じて減衰させる後者の方法により行う。

4.4 節 結言

従来の 2 値記録用記録再生機構を用いてパルス幅の選択により多値記録を行なう記録方式の原理と実現方法について説明し、パルス幅の選択による記録再生法が記録信号の振幅を多値記録レベルに応じて変化させる方法とほぼ同一のアイパターンになることを最も厳しい条件において比較して示した。このため、以後は、シミュレーションでの演算処理を簡単にするため、多値のレベルに応じて減衰させる方法によりシミュレーションを行うことにした。

記録パルス幅の記録符号による選択で多値記録を実現した場合の疑似ランダムデータ入力信号でのアイパターンを次図に示す。

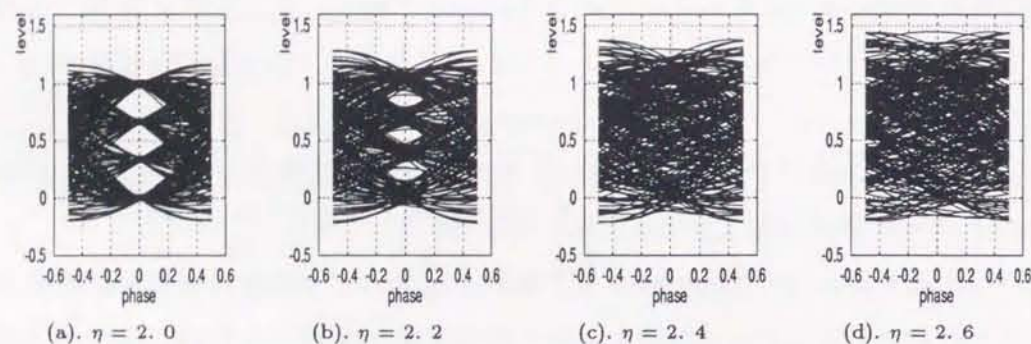


図 4.6 2B1Q PR(1) 方式のアイパターン

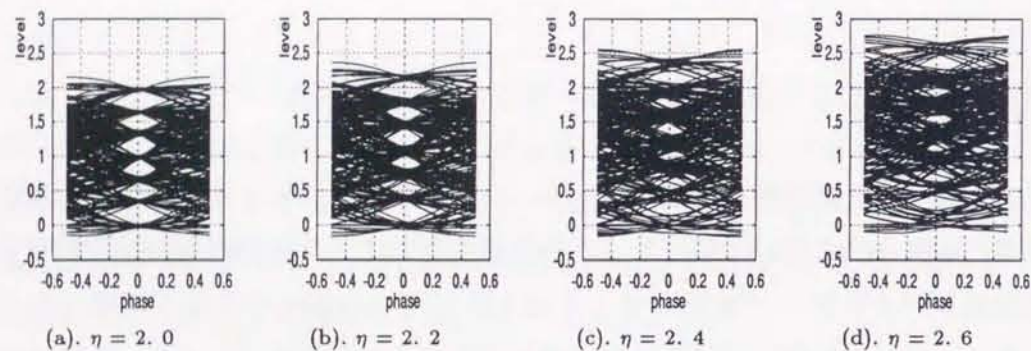


図 4.7 2B1Q PR(1,1) 方式のアイパターン

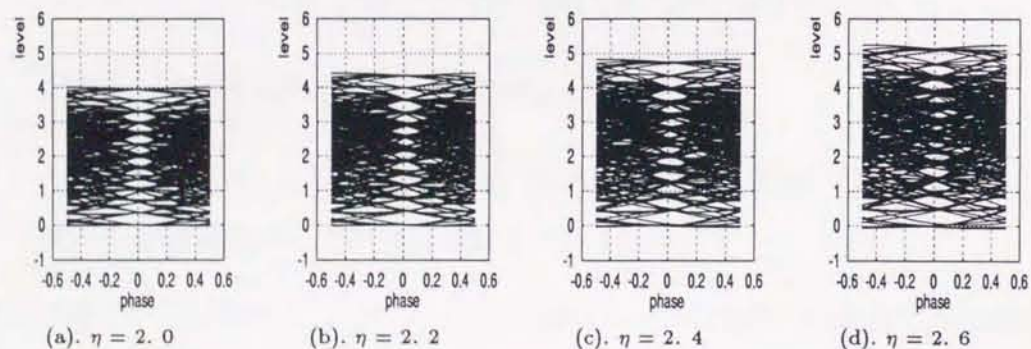


図 4.8 2B1Q PR(1,2,1) 方式のアイパターン

第5章

性能評価

5.1 節 序言

本章では、多値記録方式 (2B1Q, 3B2T-BM, 4B3T-M2) と 2 値記録方式 ((1,7), (2,7)) を PR(1), PR(1,1) および PR(1,2,1) の各パーシャルレスポンス方式と組み合わせた場合の性能比較を行なう。まず、記録再生モデルと記録再生条件を定め、これに従って、記録符号とパーシャルレスポンス方式の全ての組合せについて、アイパターン、雑音電力、雑音電カスペクトル、ビットエラー率を求める。次にビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比により性能を評価する。

5.2 節 記録再生システムモデル

多値記録再生システムのモデルを図 5.1 に示す。これには、多値一パルス幅変換器による再生パルスを多値化するための回路を含んでいる。

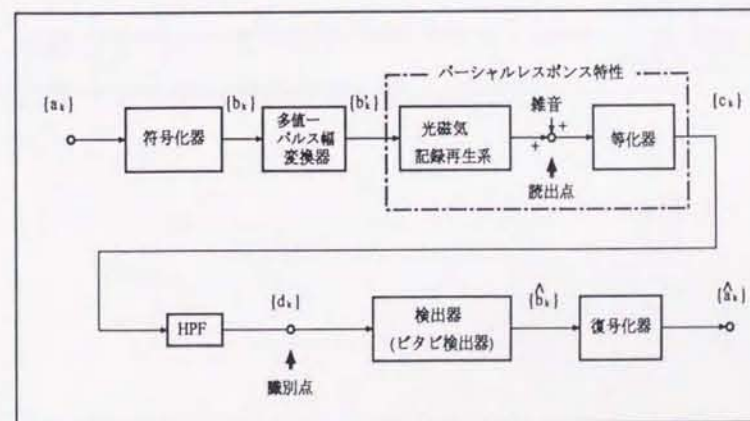


図 5.1 多値符号を使ったシステム構成の一例

表 5.1 記録再生条件

項目	方法
記録符号	3B2T-BM ^[4] , 4B3T-M2 ^[4] , 2B1Q ^[14] , (1,7) ^[3] および(2,7) ^[2] (1,7),(2,7)はピットポジション記録およびピットエッジ記録
検出方式	PR(1)の場合: レベル検出; PR(1,1), PR(1,2,1)の場合: ビタビ検出((1,7)(2,7)はd制約を考慮し、k制約は考慮しない。)
相加雑音	白色雑音を仮定
データビットレート f_b	12Mbps, 16Mbps, 20Mbps, 24Mbps
等化方式	ナイキスト等化
ハイパスフィルタのカットオフ周波数 X_c	10kHz (固定)
規格化実効幅 K_a	Lシステムは図4.2、Mシステムは図4.3を使用。ただし、記録パルス幅がLシステムで22.73ns以下、Mシステムで45.45ns以下の場合には、実測値が得られていないため、図4.2または図4.3より2次近似式を得て外挿値を求める。
η	最適値
β	0.5 (固定)
ジッタ	付加しない

5.3 節 記録再生条件

性能評価の場合に用いる記録再生条件を表5.1に示す。

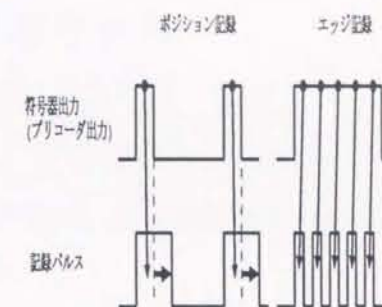


図 5.2 ポジション記録とエッジ記録の記録パルス波形

5.4 節 (1,7) および (2,7) 符号におけるポジション記録とエッジ記録の方法

ポジション記録 表5.2の最大記録パルスデューティ比より、パルス幅を(1,7)符号では T_s 、(2,7)符号では $1.5T_s$ とする。

エッジ記録 T_s 毎に記録入力パルスが"1"の場合、符号器出力は、 $0.5T_s$ のパルスを記録パルスとして発生し、ピットポジション記録する。

5.5 節 記録パルスのデューティ比について

符号パルスは、記録符号の符号化規則によって記録時のパルス幅に制限がある。表5.2は記録パルス幅の制限を表したものである。

表 5.2 記録パルス幅の条件

記録符号	符号化効率 (η_c)	最小ランレン グス (d)	最大記録パルス デューティ比
(1,7) ポジション記録	2/3	1	T_s
(2,7) ポジション記録	1/2	2	$1.5T_s$
(1,7) エッジ記録	2/3	2	$0.5T_s$
(2,7) エッジ記録	1/2	3	$0.5T_s$
3B2T-BM	3/2	1	$0.5T_s$
4B3T-M2	4/3	1	$0.5T_s$
2B1Q	2.0	1	$0.5T_s$

5.6 節 識別点での信号波形

5.6.1 アイパターン

多値記録符号化方式の疑似ランダムデータ信号入力時に η を変化させた場合のアイパターンの変化を図 5.3~5.11に示す。

アイパターンが最も開いているのは、 η が符号化効率 η_c に等しい場合で、2B1Qにおいては、 $\eta = \eta_c = 2.0$ のとき、3B2Tにおいては、 $\eta = \eta_c = 1.5$ のとき、さらに4B3Tにおいては、 $\eta = \eta_c \approx 1.333$ のときである。

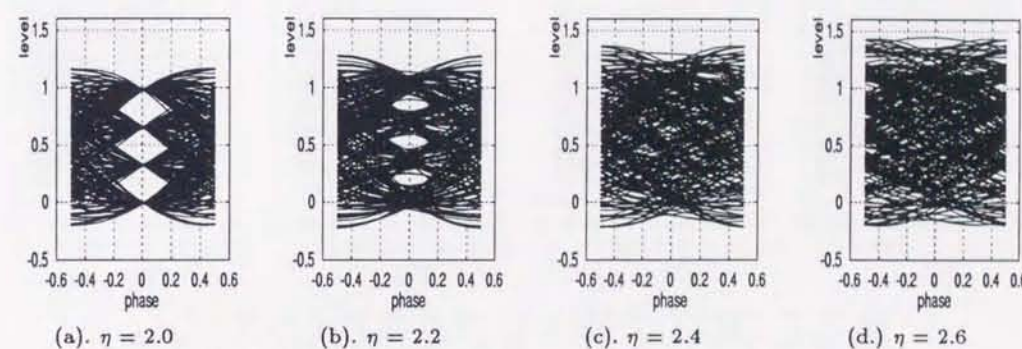


図 5.3 2B1Q PR(1) 方式のアイパターン

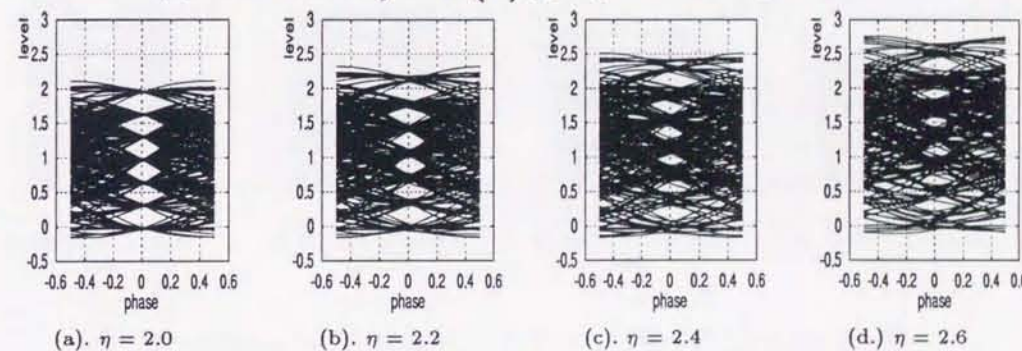


図 5.4 2B1Q PR(1,1) 方式のアイパターン

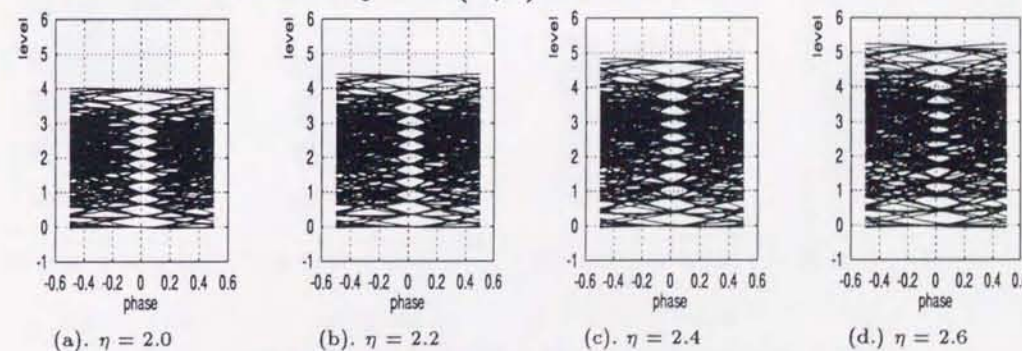


図 5.5 2B1Q PR(1,2,1) 方式のアイパターン

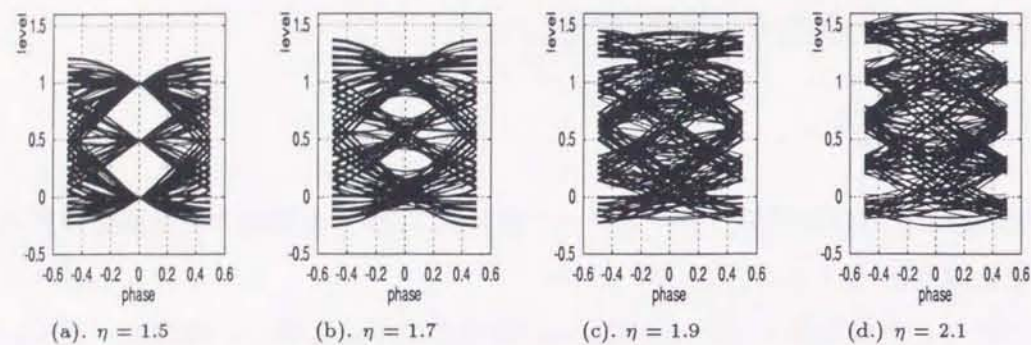


図 5.6 3B2T PR(1) 方式のアイパターン

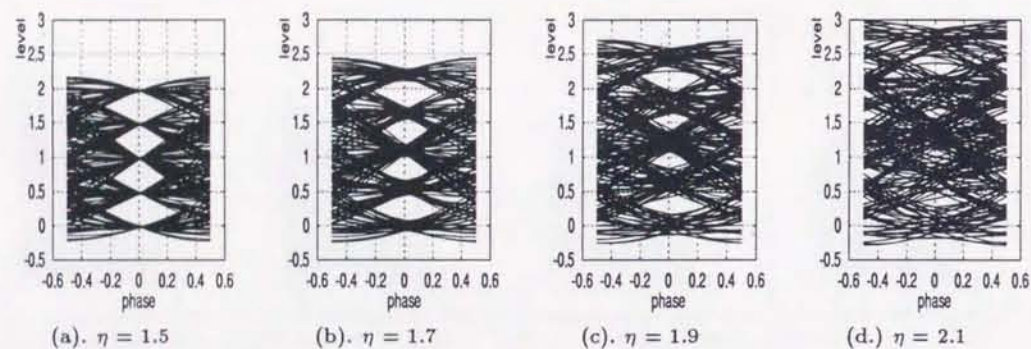


図 5.7 3B2T PR(1,1) 方式のアイパターン

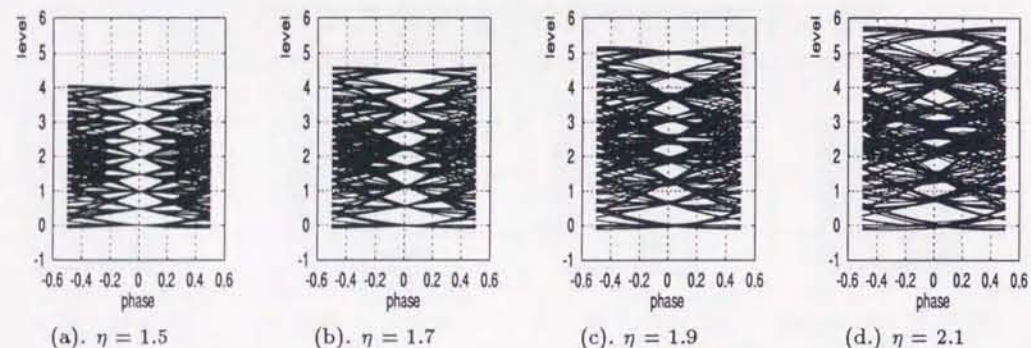


図 5.8 3B2T PR(1,2,1) 方式のアイパターン

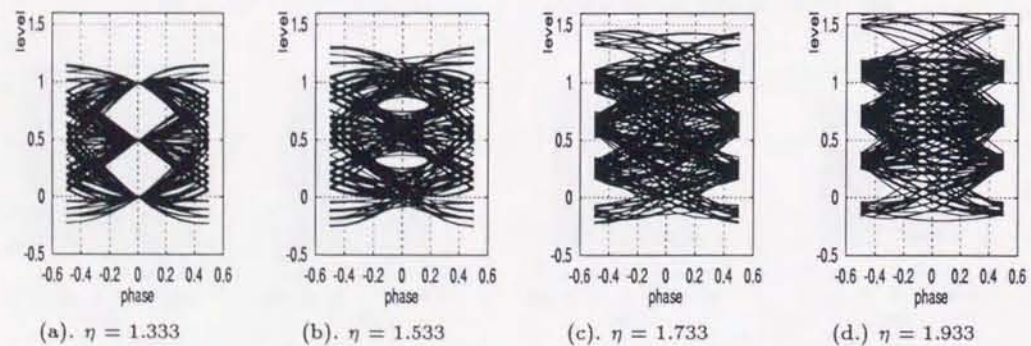


図 5.9 4B3T PR(1) 方式のアイパターン

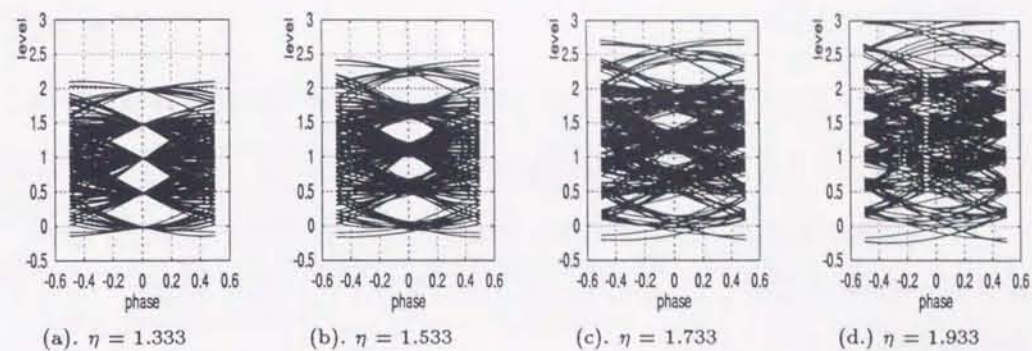


図 5.10 4B3T PR(1,1) 方式のアイパターン

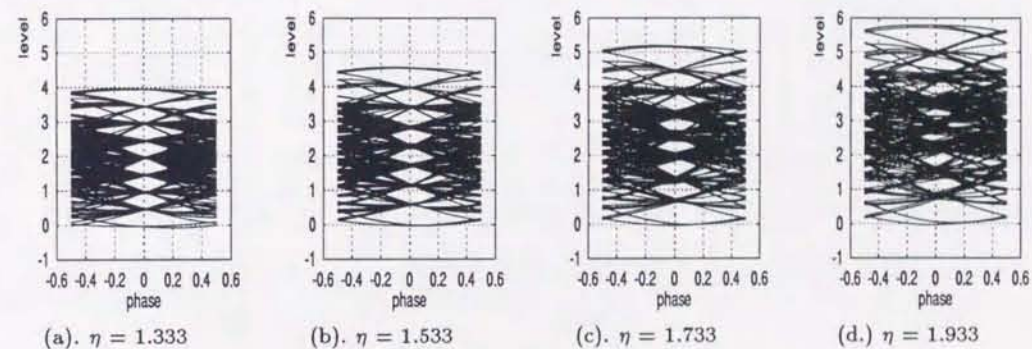


図 5.11 4B3T PR(1,2,1) 方式のアイパターン

5.6.2 雑音マージン

(1) 振幅マージン

図 5.12 に各記録符号方式の η を符号化効率に等しい値から 150% まで変化させた場合のアイパターンより得た振幅マージンを示す。この図より、各方式とも符号化効率に等しい場合を除き同一の η の値に対して、PR(1), PR(1,1), PR(1,2,1) の順に振幅マージンが大きくなるのがわかる。

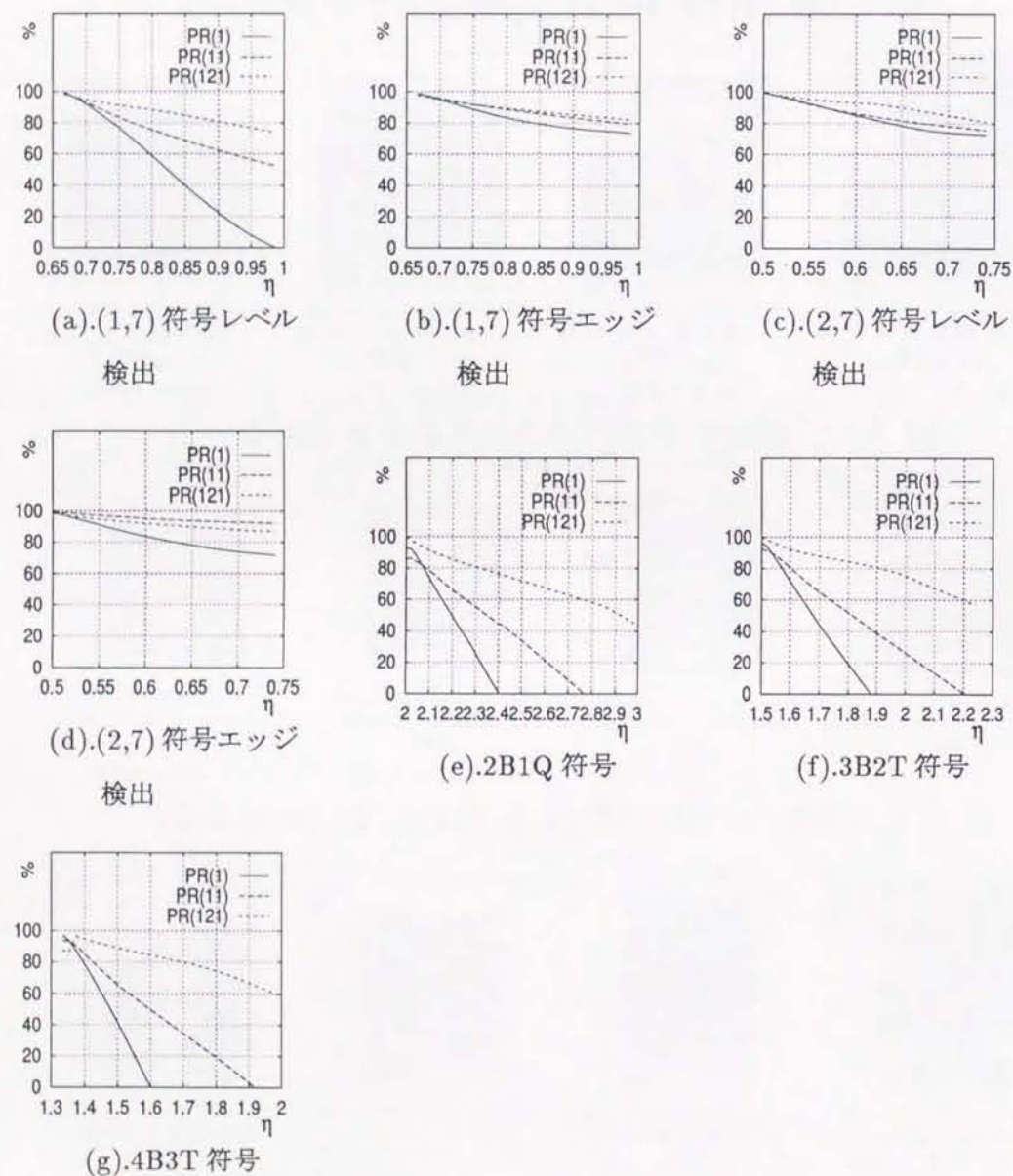


図 5.12 振幅マージン

(2) 位相マージン

図 5.12 に各記録符号方式の η を符号化効率に等しい値から 150% まで変化させた場合のアイパターンより得た位相マージンを示す。この図より、位相マージンは、記録符号化方式の影響が大きいことがわかる。

2 値記録方式と比較して多値記録方式では位相マージンが少なく、大レベルの信号が小レベルの信号に影響を及ぼしていることが分かる。

さらに、レベル記録方式と比較してエッジ記録方式は、 η のこの程度の範囲での変化に対しては、ほとんど位相マージンが変らない優れた特性を示している。

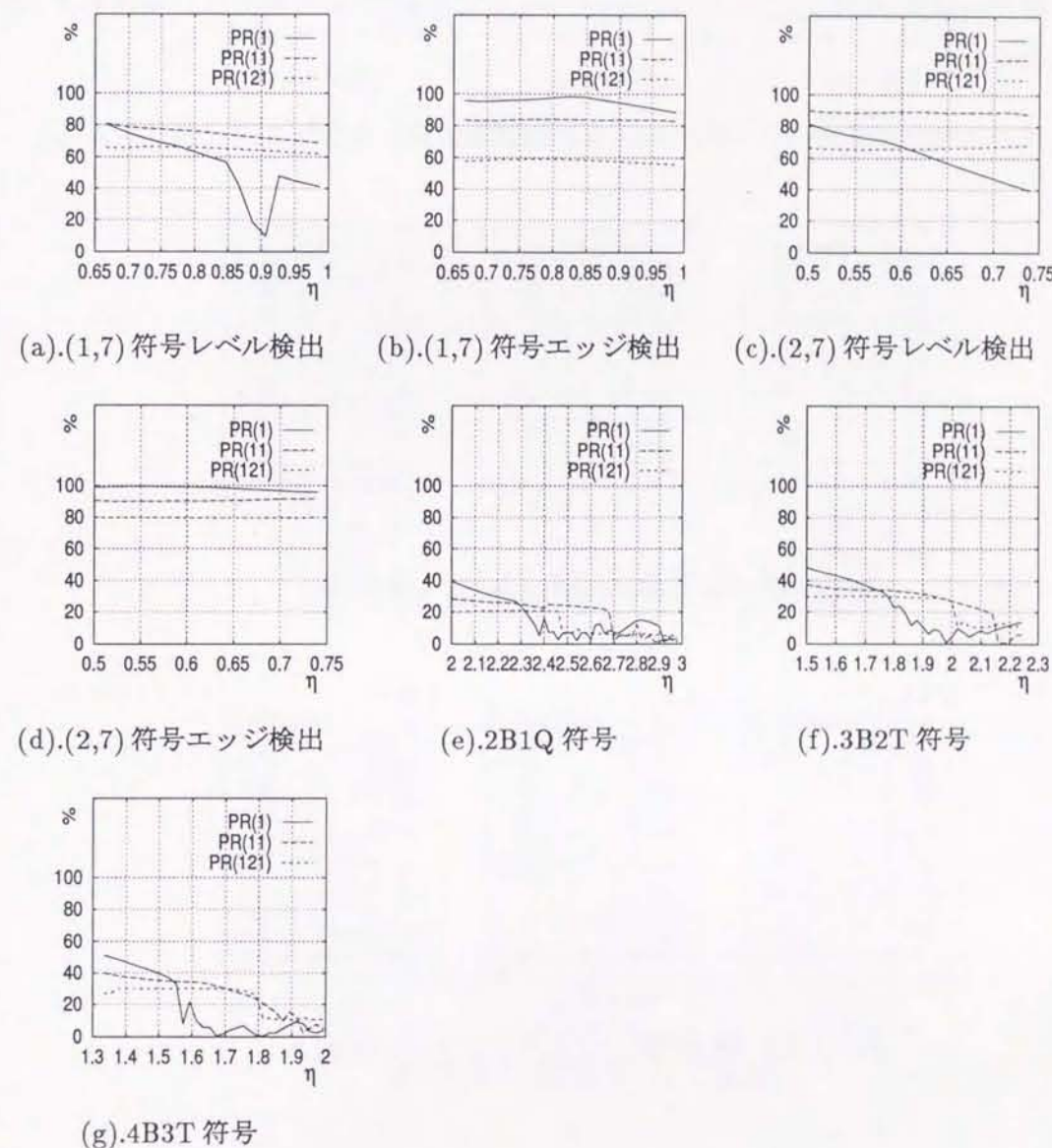


図 5.13 位相マージン

5.7 節 L システムの特性

5.7.1 識別点でのナイキスト等化パラメータ η 対雑音電力特性

この特性は、次のような特徴が見られる。

- 符号化効率 η_c が低い符号ほど、雑音電力は大きい。
- データレート f_b が高いほど、雑音電力は大きい。
- 同一符号の場合、ほぼ、PR(1),PR(1,1),PR(1,2,1) の順で 雑音電力は、増加する (例外もある)。
- ナイキスト等化パラメータ η が大きいほど雑音電力は、大きくなる (例外もある)。

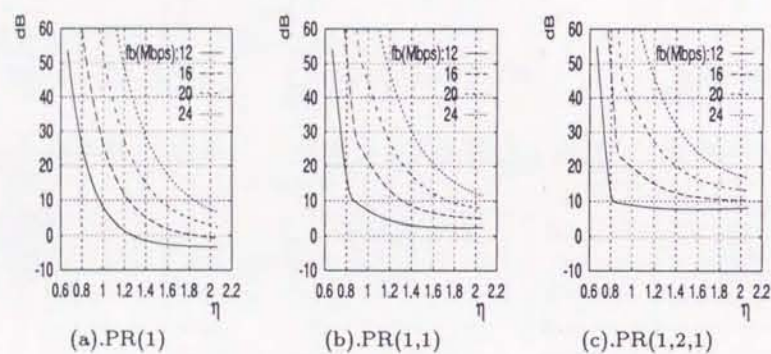


図 5.14 雑音電力 (1,7) レベル検出

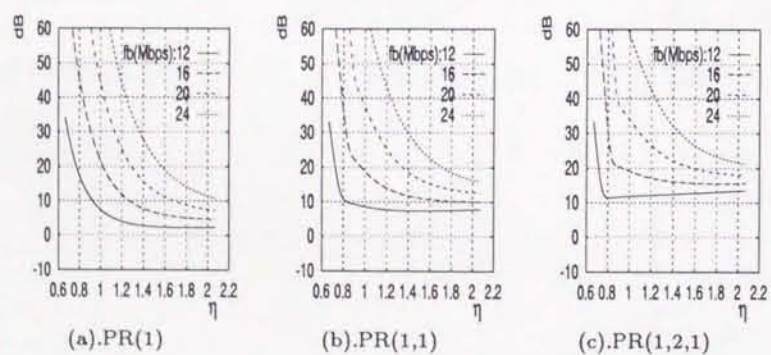


図 5.15 雑音電力 (1,7) エッジ検出

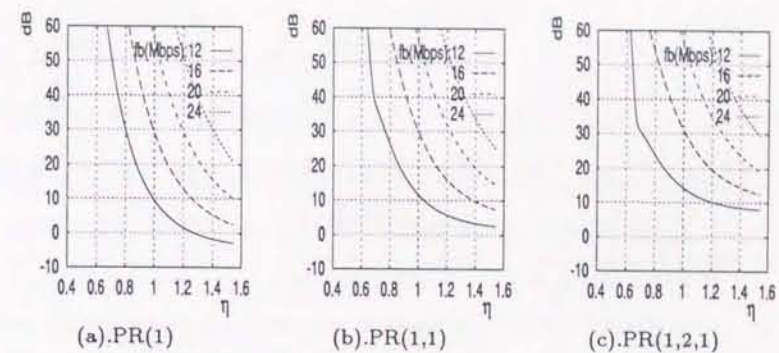


図 5.16 雑音電力 (2,7) レベル検出

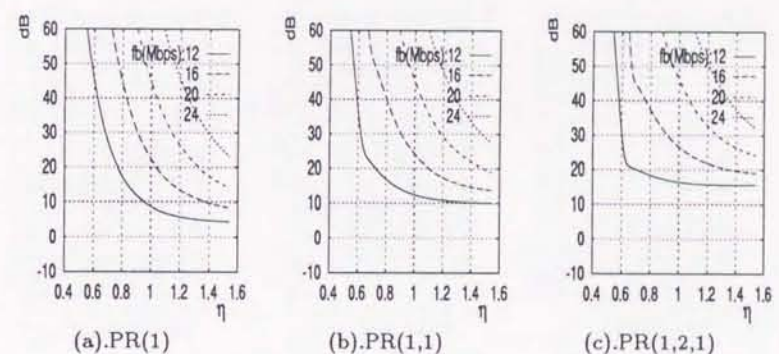


図 5.17 雑音電力 (2,7) エッジ検出

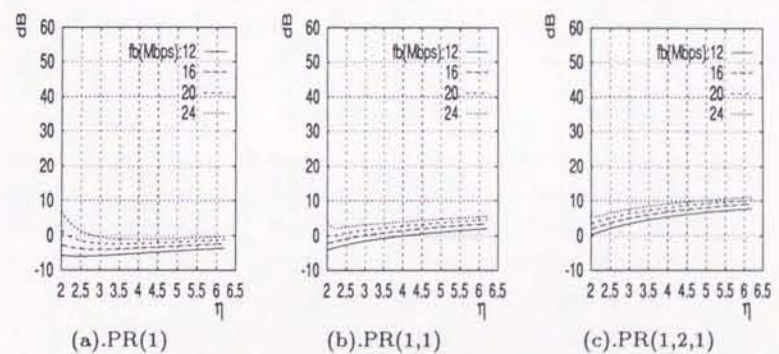


図 5.18 雑音電力 2B1Q

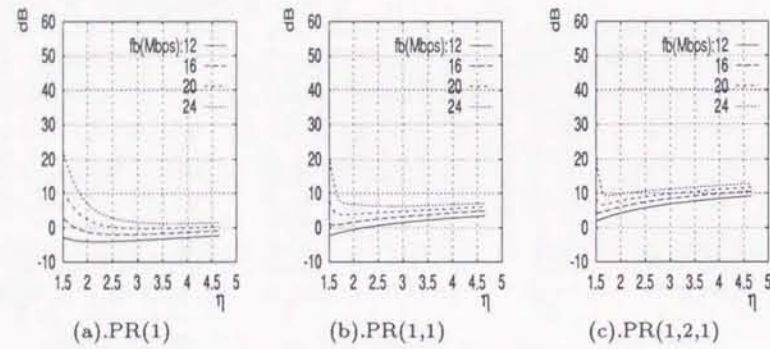


図 5.19 雑音電力 3B2T

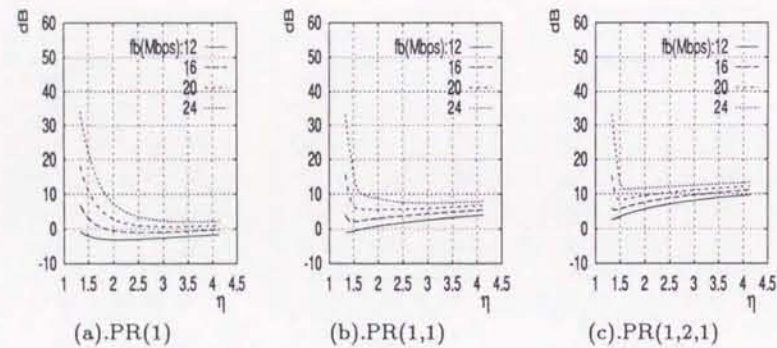


図 5.20 雑音電力 4B3T

5.7.2 識別点での雑音電力スペクトラム (L システム)

以下の雑音電力スペクトラムは、単位雑音電力密度の大きさの白色雑音入力に対する識別点での値を示している。

図 5.21 に、(1,7) レベル検出 L システムの雑音電力スペクトラムを示す。PR(1,1) 方式および PR(1,2,1) 方式では、符号化器の特性によって f_b/η_c の周波数において谷を生じる。また、 η の増加に伴う高域周波数の雑音成分の変化に関しては、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1) の順に減少する。低域周波数の雑音成分に関しては、 η の値にほとんど影響を受けず、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1) の順に増加する。

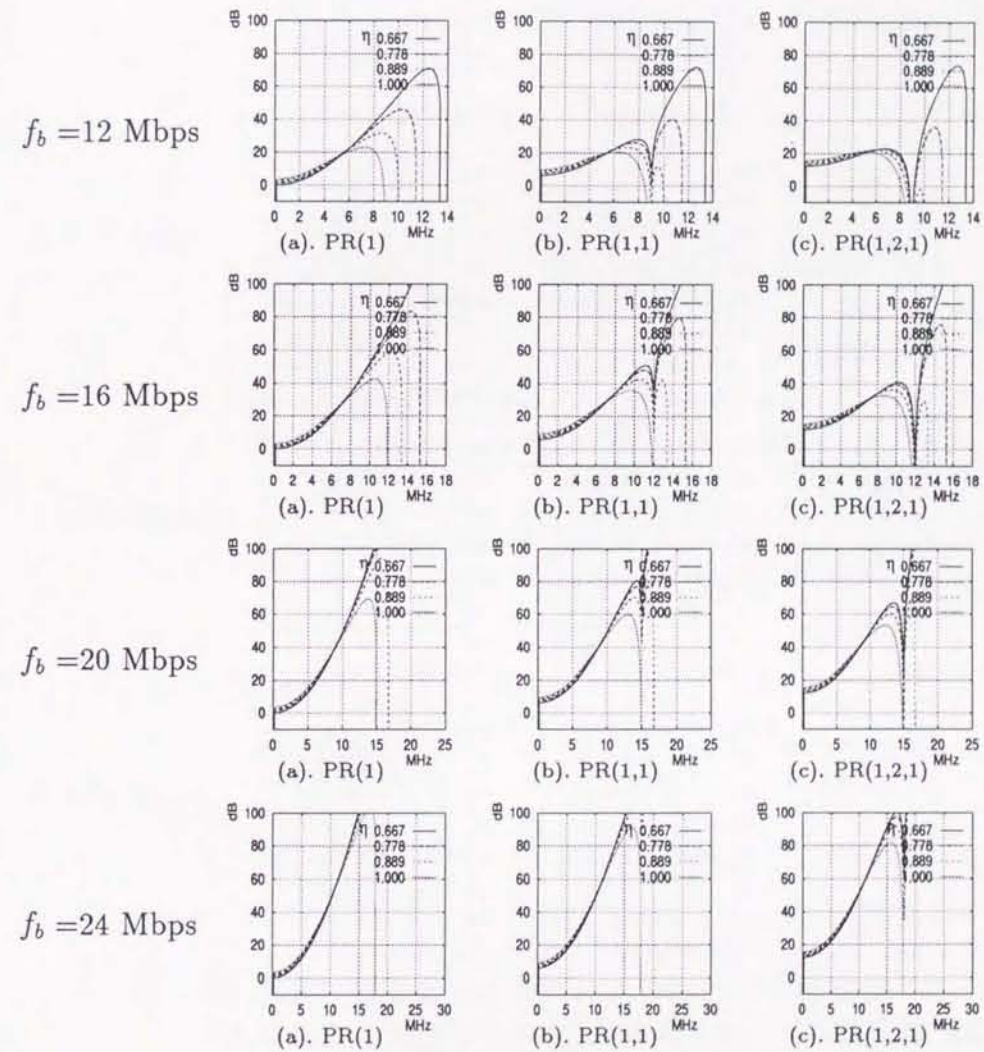


図 5.21 雑音電力スペクトラム (1,7) レベル検出 L システム

図5.22に、(1,7)エッジ検出Lシステムの雑音電力スペクトラムを示す。(1,7)レベル検出Lシステムよりも低域周波数に雑音成分が多く、高域周波数では少ない。PR(1,1)方式、PR(1,2,1)で f_b/η_c の周波数に谷を生じることや η の増加に伴う高域周波数の雑音成分の変化に関して、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1)の順に減少すること、および、低域周波数の雑音成分が η の値にほとんど影響を受けず、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1)の順に増加することは、(1,7)レベル検出Lシステムと同様である。

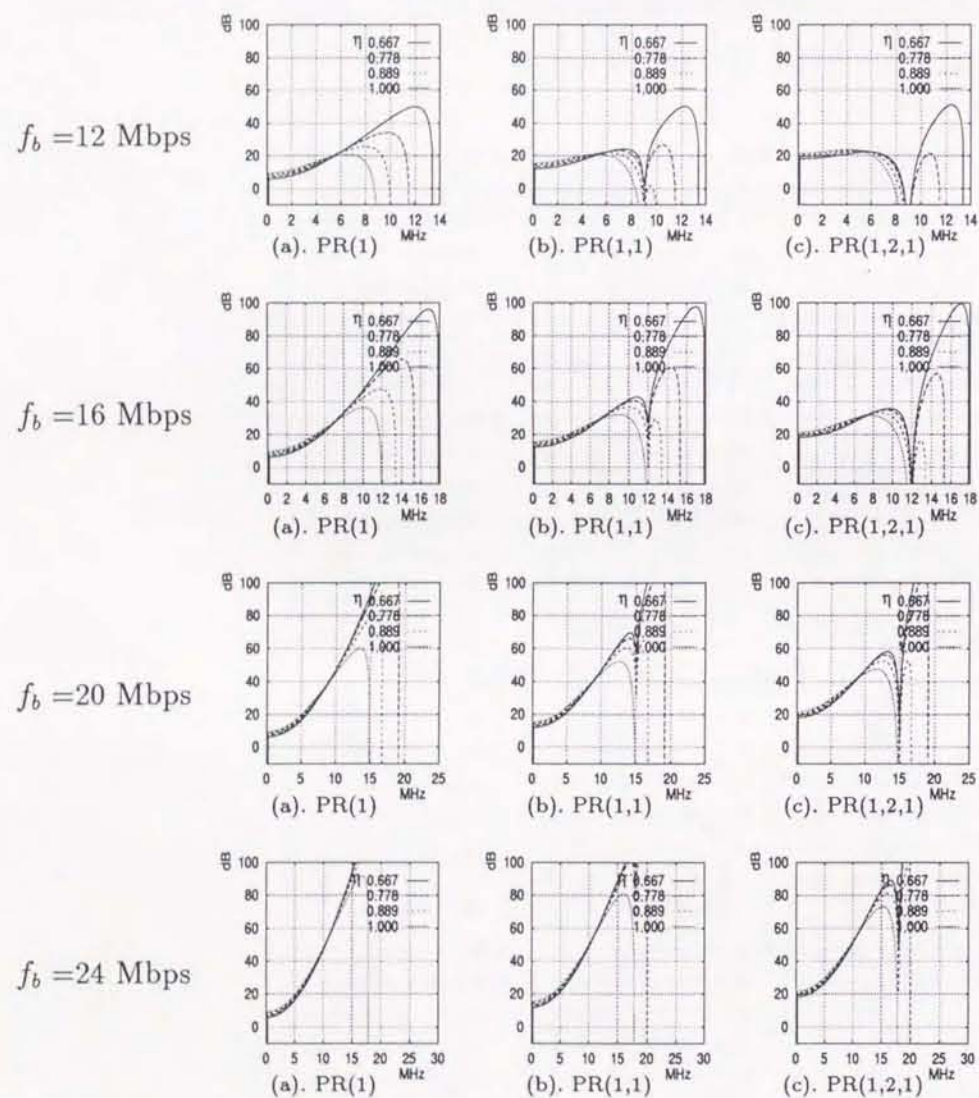


図 5.22 雑音電力スペクトラム (1,7) エッジ検出 L システム

図5.23に、(2,7)レベル検出Lシステムの雑音電力スペクトラムを示す。(1,7)レベル検出Lシステムと比べて、シンボルレートが4/3倍高くなり、光磁気記録系の高域周波数の大きな減衰を補うため、(1,7)レベル検出Lシステムよりも等化器はより高域強調特性となる。したがって、高域周波数の雑音成分は、増加する。一方、低域周波数成分は、(1,7)レベル検出方式にほぼ等しい。

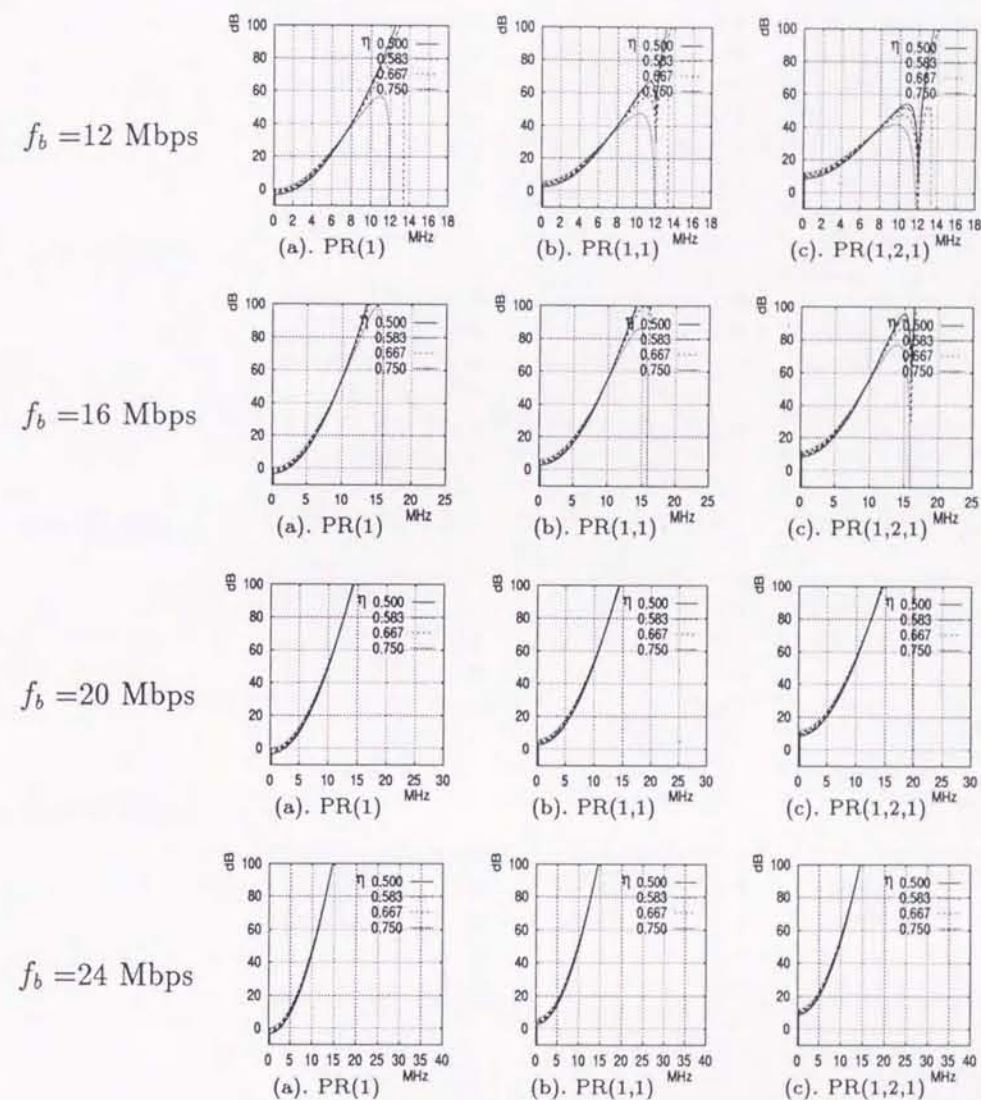


図 5.23 雑音電力スペクトラム (2,7) レベル検出 L システム

図5.24に、(2,7)エッジ検出Lシステムの雑音電力スペクトラムを示す。(2,7)レベル検出Lシステムと同じく、(1,7)エッジ検出方式と比べて、シンボルレートが4/3倍高くなる。光磁気記録系の高域周波数の大きな減衰を補うため、(1,7)エッジ検出方式よりも等化器はより高域強調特性となる。したがって、高域周波数の雑音成分は、増加する。一方、低域周波数成分は、(1,7)エッジ検出方式にほぼ等しい。

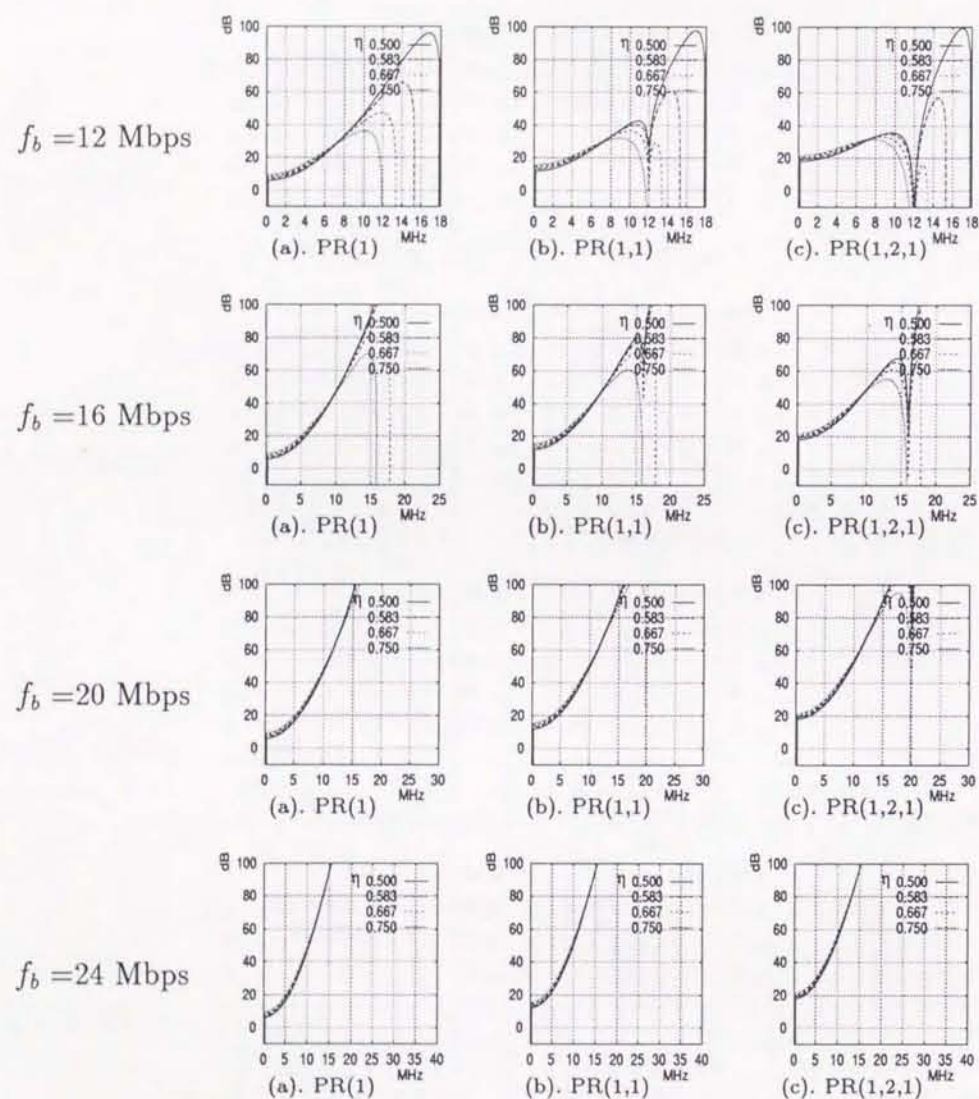


図 5.24 雑音電力スペクトラム (2,7)エッジ検出Lシステム

図5.25に、2B1Q Lシステムの雑音電力スペクトラムを示す。2値符号のシステムのスペクトラムと異なり、ほとんど低域周波数に雑音成分が集中している。

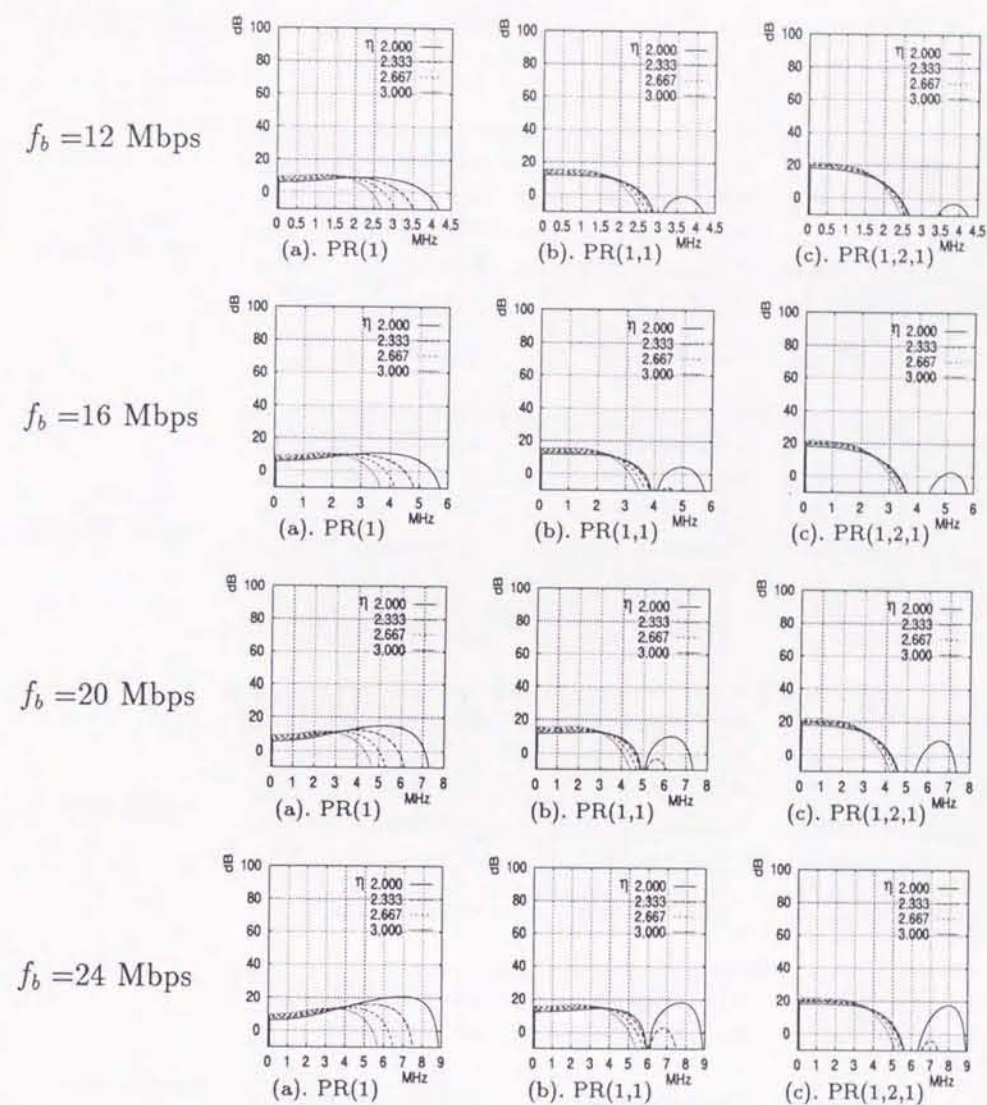


図 5.25 雑音電力スペクトラム 2B1Q Lシステム

図 5.26 に、3B2T L システムの雑音電力スペクトラムを示す。2B1Q L システムと比べて、シンボルレートが $4/3$ 倍高い。このため、等化器は 2B1Q L システムより高域強調特性となり、高域雑音成分は、2B1Q L システムより増加する。低域雑音成分については、2B1Q L システムにほぼ等しい。

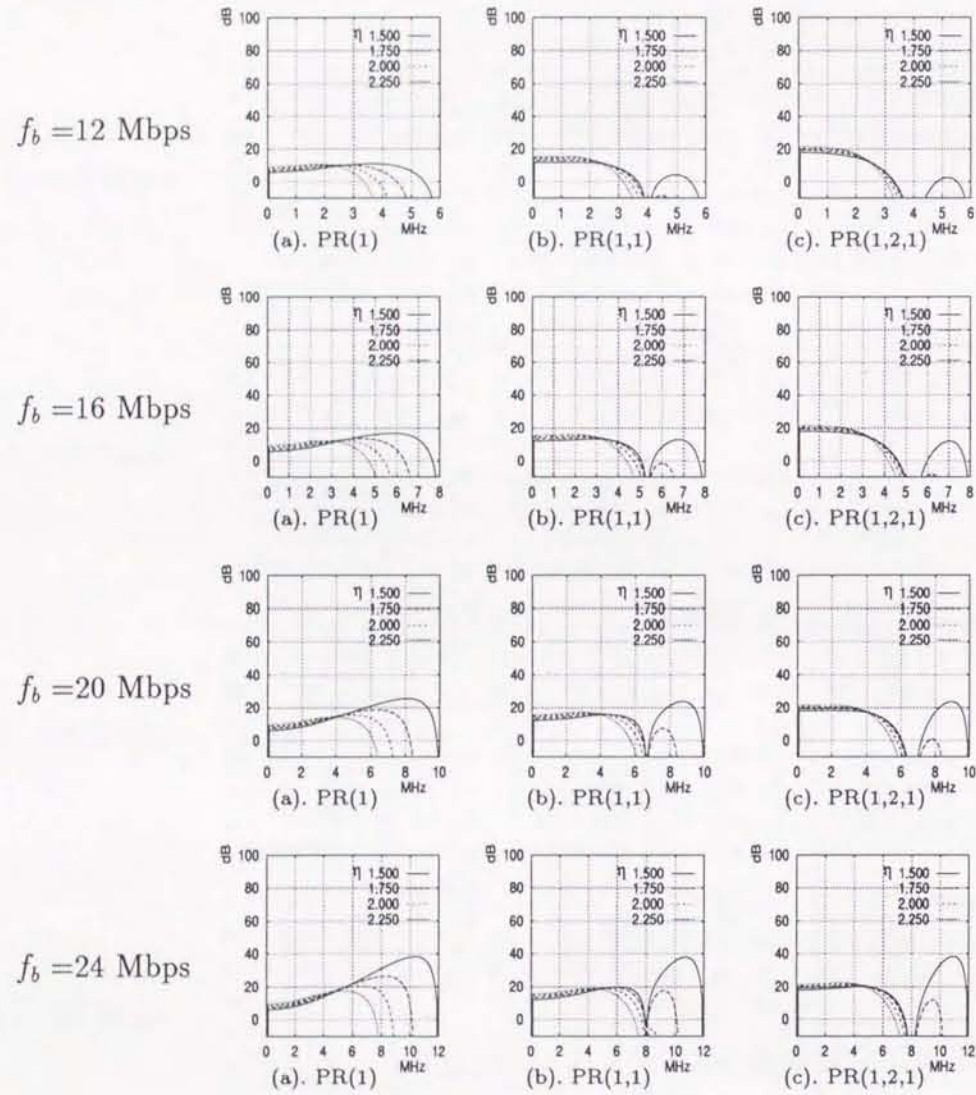


図 5.26 雑音電力スペクトラム 3B2T L システム

図 5.27 に、4B3T L システムの雑音電力スペクトラムを示す。2B1Q L システムと比べて、シンボルレートが $3/2$ 倍高い。このため、等化器は 3B2T L システムよりもさらに高域強調特性となり、高域雑音成分は、3B2T L システムより増加する。低域雑音成分については、3B2T L システムにほぼ等しい。

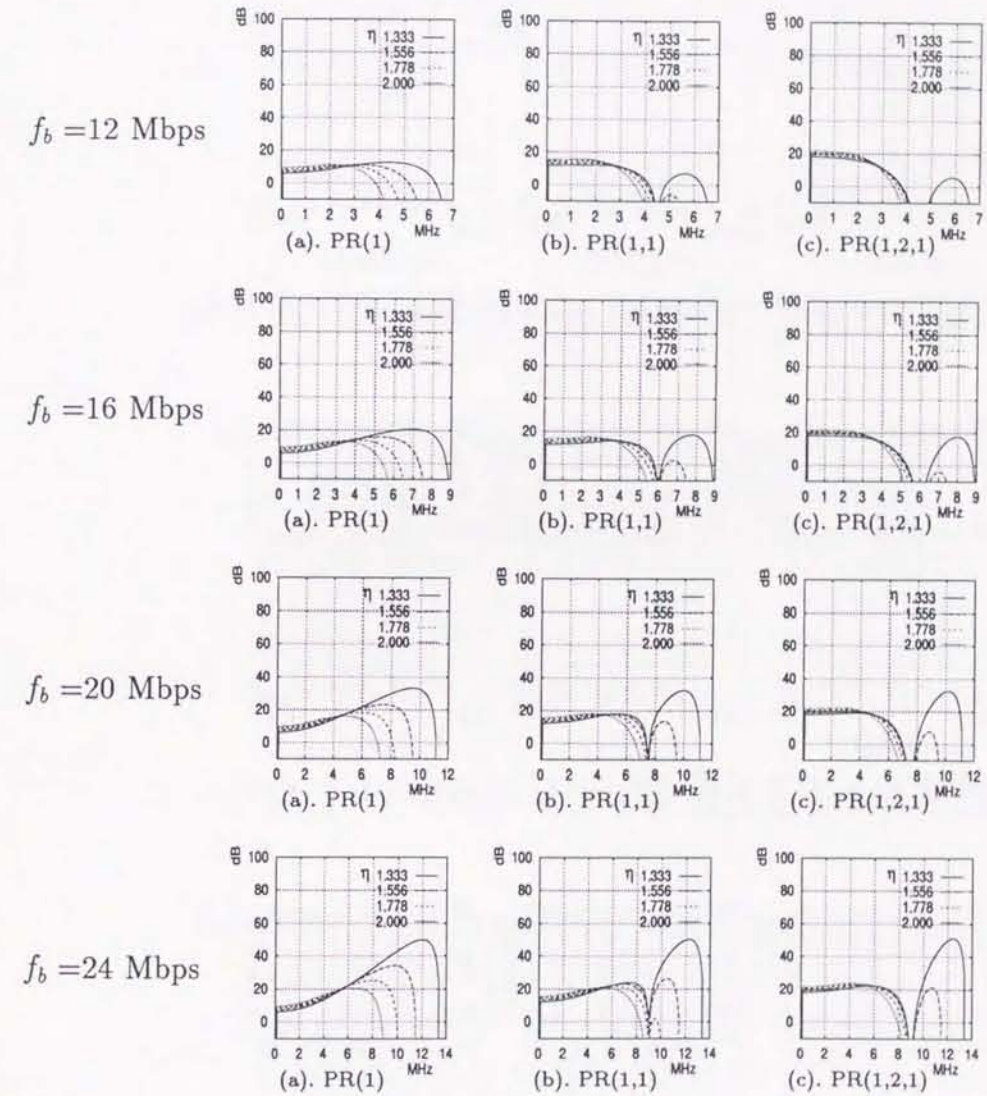


図 5.27 雑音電力スペクトラム 4B3T L システム

5.7.3 CN 比対ビットエラー率特性 (L システム)

これらの特性のうちビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比に関しては、5.9.1 にまとめて示す。

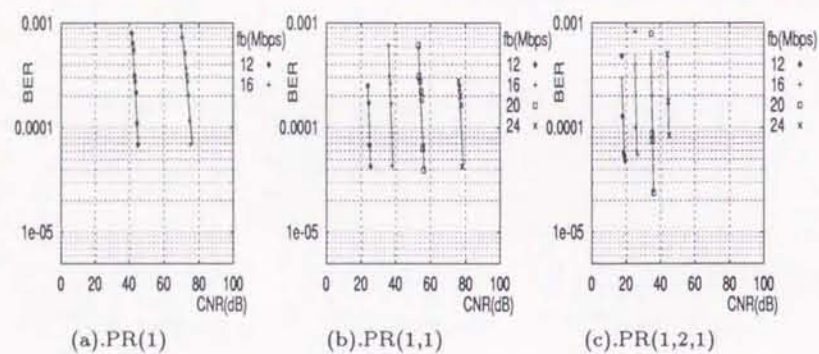


図 5.28 ビットエラー率 (1,7) レベル検出 L システム

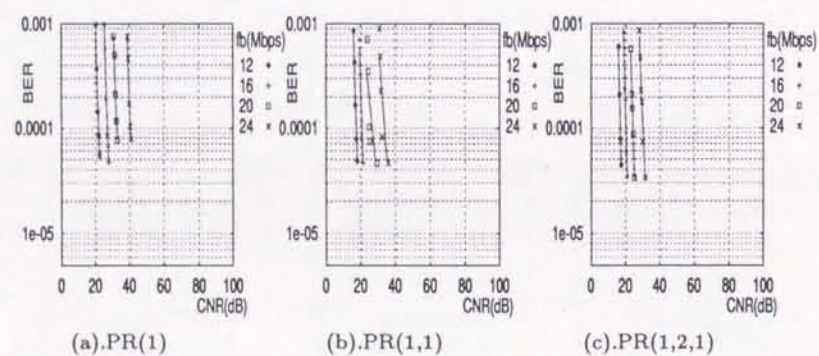


図 5.29 ビットエラー率 (1,7) エッジ検出 L システム

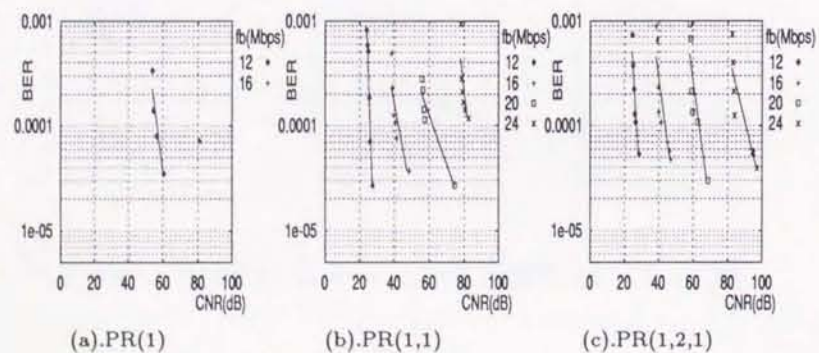


図 5.30 ビットエラー率 (2,7) レベル検出 L システム

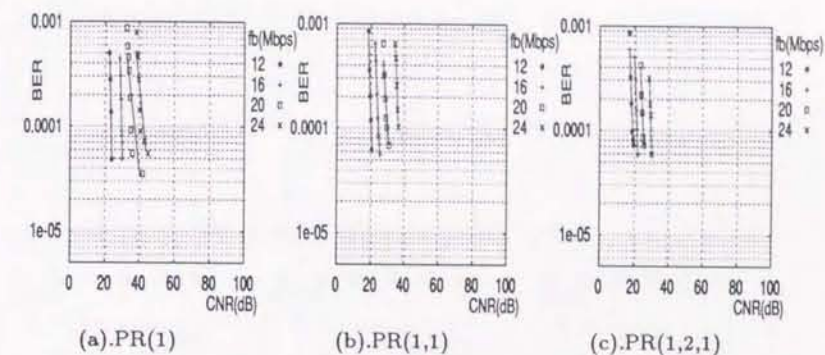


図 5.31 ビットエラー率 (2,7) エッジ検出 L システム

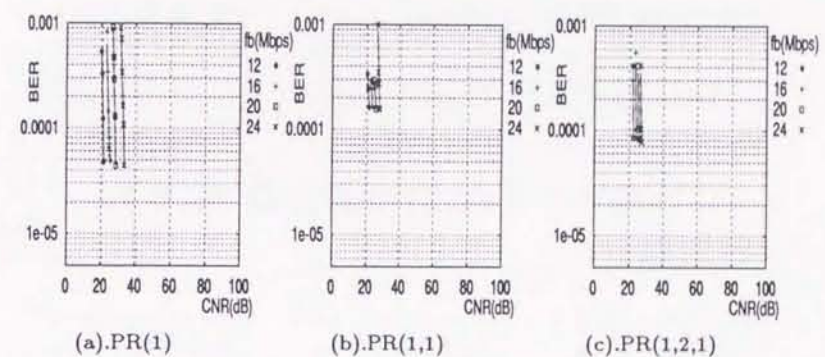


図 5.32 ビットエラー率 2B1Q L システム

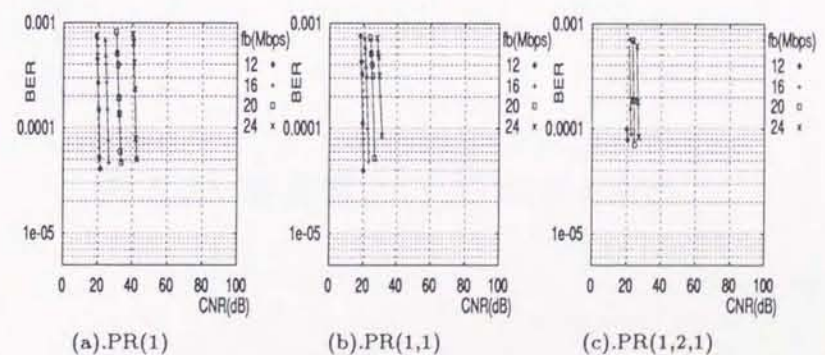


図 5.33 ビットエラー率 3B2T L システム

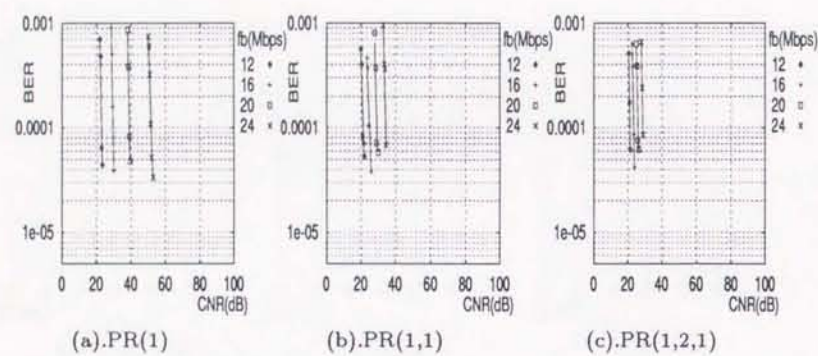


図 5.34 ビットエラー率 4B3T L システム

5.8 節 M システムの特性

5.8.1 識別点でのナイキスト等化パラメータ η 対雑音電力特性

この特性は、L システムと同じ特徴を持つが、L システムと比較すると、次のことが分る。

- 雑音電力が大きい。
- データレートの増加に対する雑音電力の増加も大きい。

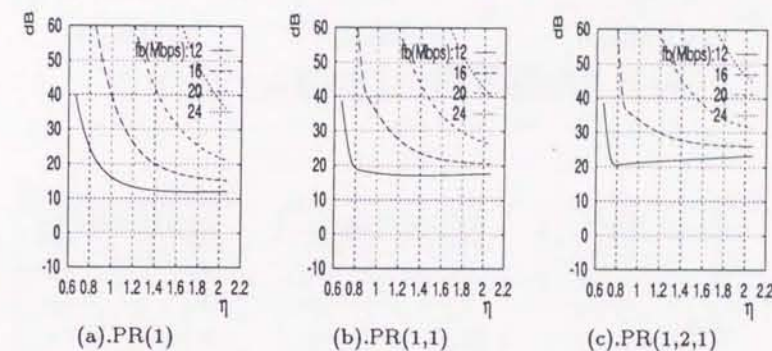


図 5.35 雑音電力 (1,7) レベル検出

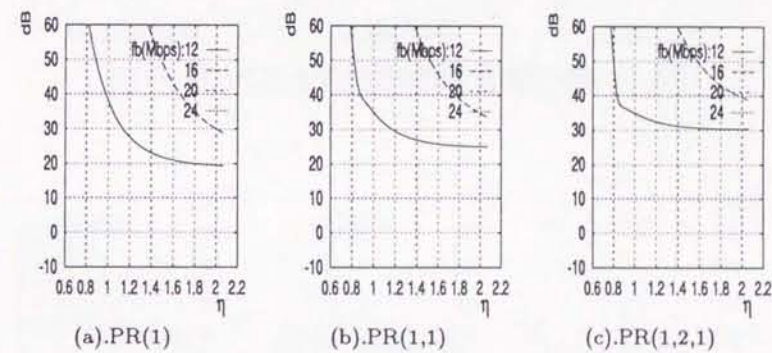


図 5.36 雑音電力 (1,7) エッジ検出

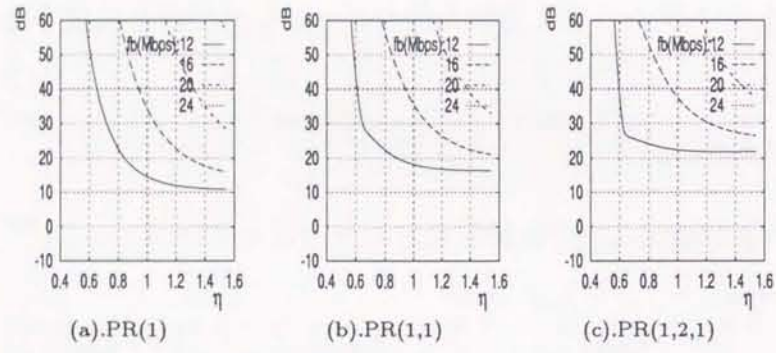


図 5.37 雑音電力 (2,7) レベル検出

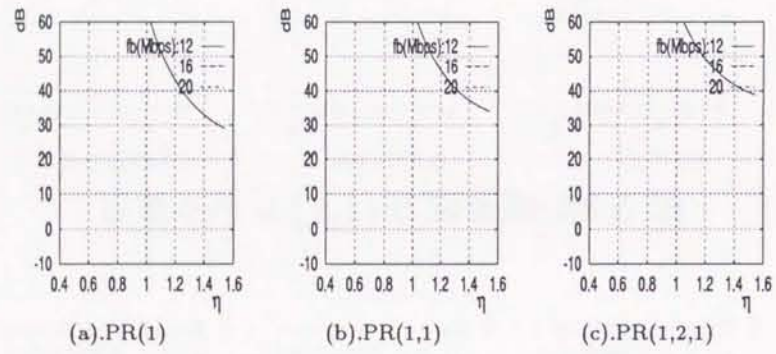


図 5.38 雑音電力 (2,7) エッジ検出

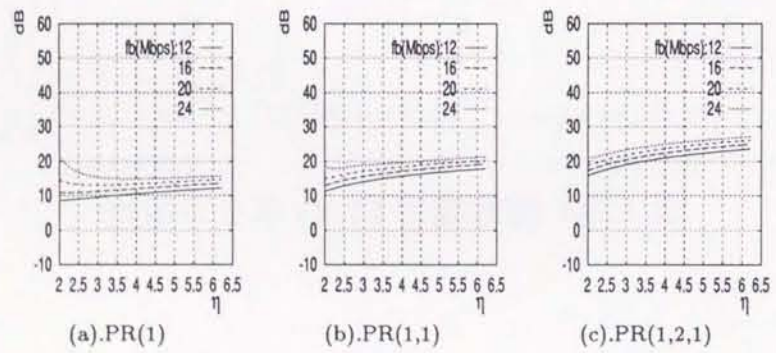


図 5.39 雑音電力 2B1Q

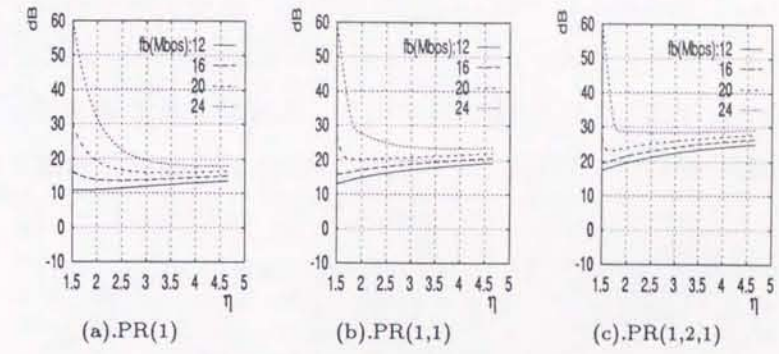


図 5.40 雑音電力 3B2T

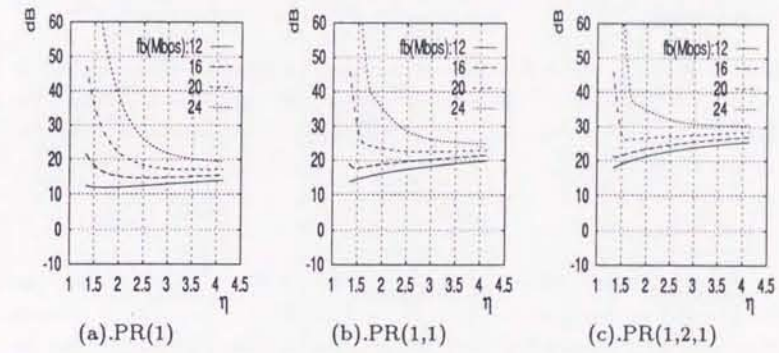


図 5.41 雑音電力 4B3T

5.8.2 識別点での雑音電力スペクトラム (M システム)

以下の雑音電力スペクトラムは、単位雑音電力密度の大きさの白色雑音入力に対する識別点での値を示している。図 5.42 に、(1,7) レベル検出 M システムの雑音電力スペクトラムを示す。PR(1,1) 方式および PR(1,2,1) 方式では、符号化器の特性によって f_b/η_c の周波数において谷を生じる。また、 η の増加に伴う高域周波数の雑音成分の変化に関しては、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1) の順に減少する。低域周波数の雑音成分に関しては、 η の値にほとんど影響を受けず、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1) の順に増加する。

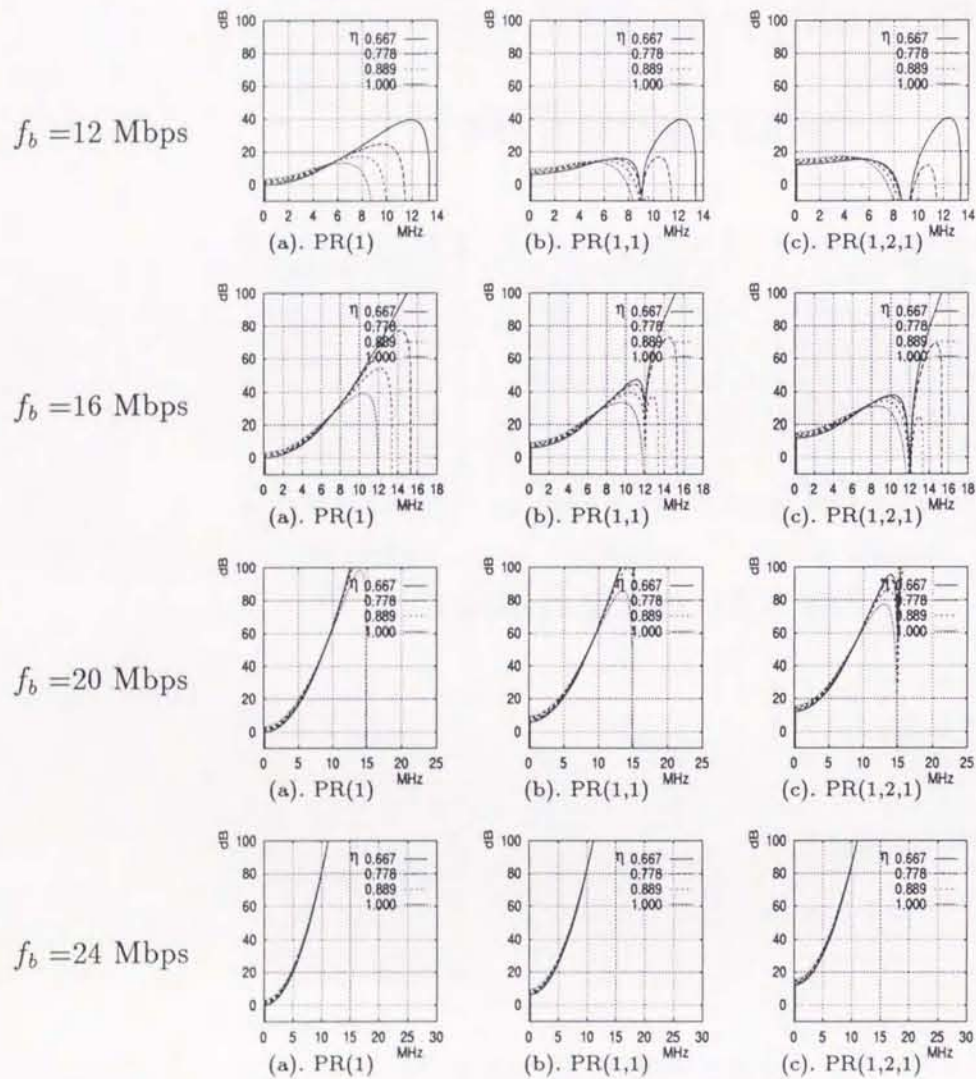


図 5.42 雑音電力スペクトラム (1,7) レベル検出 M システム

図 5.43 に、(1,7) エッジ検出 M システムの雑音電力スペクトラムを示す。(1,7) レベル検出 M システムよりも低域周波数、高域周波数共に雑音成分が大きくなっている。PR(1,1) 方式、PR(1,2,1) で f_b/η_c の周波数に谷を生じることや η の増加に伴う高域周波数の雑音成分の変化に関して、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1) の順に減少すること、および、低域周波数の雑音成分が η の値にほとんど影響を受けず、PR(1)、PR(1,1)、PR(1,2,1) の順に増加することは、(1,7) レベル検出 M システムと同様である。

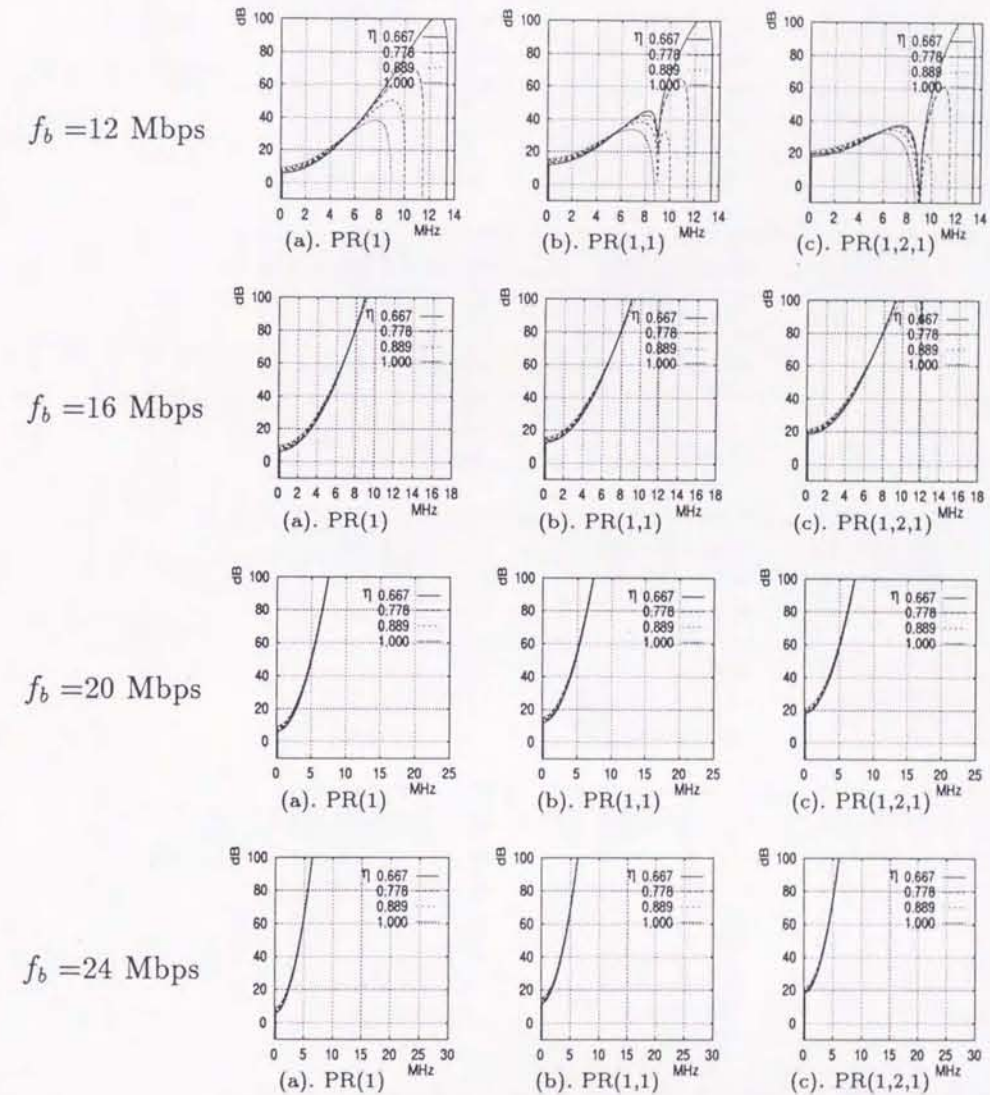


図 5.43 雑音電力スペクトラム (1,7) エッジ検出 M システム

図 5.44 に、(2,7) レベル検出 M システムの雑音電力スペクトラムを示す。(1,7) レベル検出 M システムと比べて、シンボルレートが 4/3 倍高くなり、光磁気記録系の高域周波数の大きな減衰を補うため、(1,7) レベル検出 M システムよりも等化器はより高域強調特性となる。したがって、高域周波数の雑音成分は、増加する。一方、低域周波数成分は、(1,7) レベル検出方式にほぼ等しい。

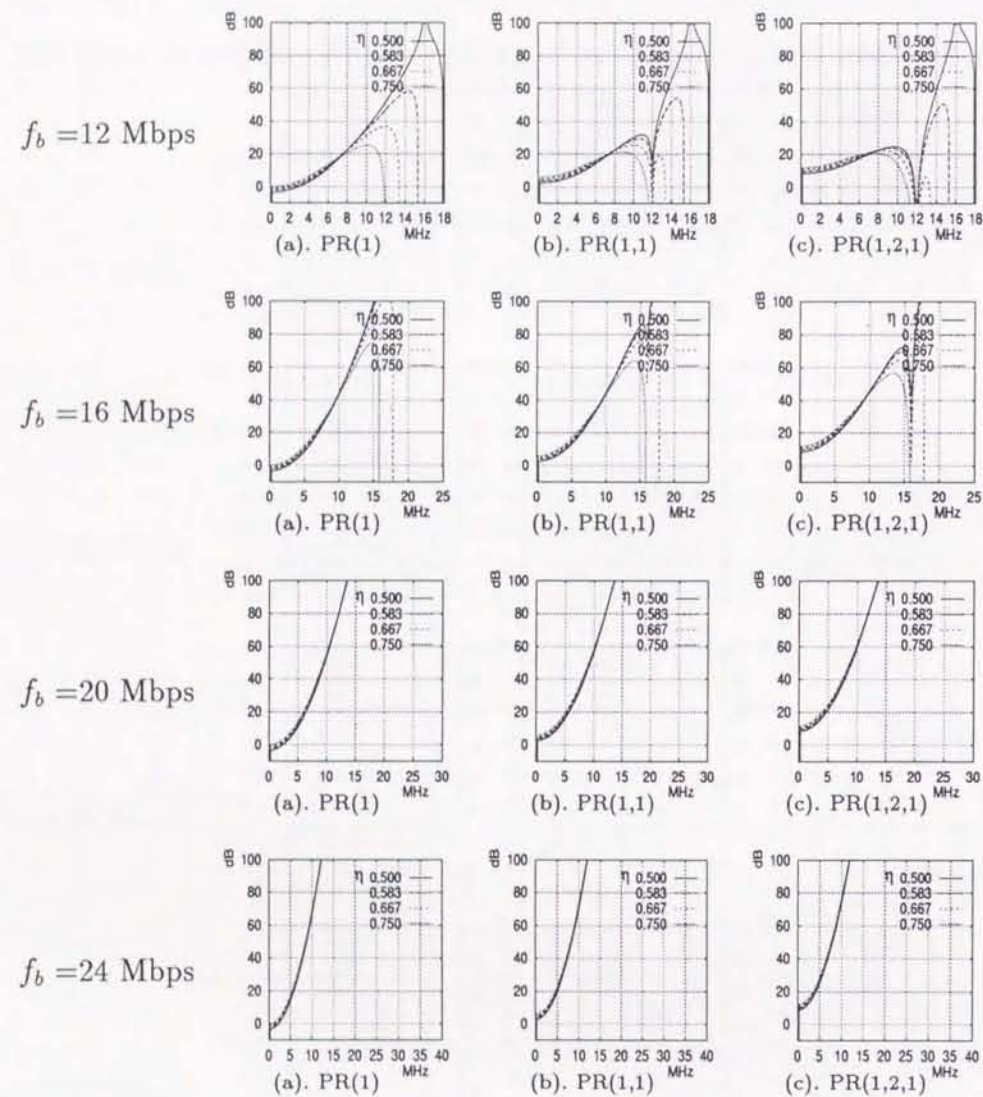


図 5.44 雑音電力スペクトラム (2,7) レベル検出 M システム

図 5.45 に、(2,7) エッジ検出 M システムの雑音電力スペクトラムを示す。(2,7) レベル検出 M システムと同じく、(1,7) エッジ検出方式と比べて、シンボルレートが 4/3 倍高くなる。光磁気記録系の高域周波数の大きな減衰を補うため、(1,7) エッジ検出方式よりも等化器はより高域強調特性となる。したがって、高域周波数の雑音成分は、増加する。また、低域周波数成分についても、(1,7) エッジ検出方式より増加している。

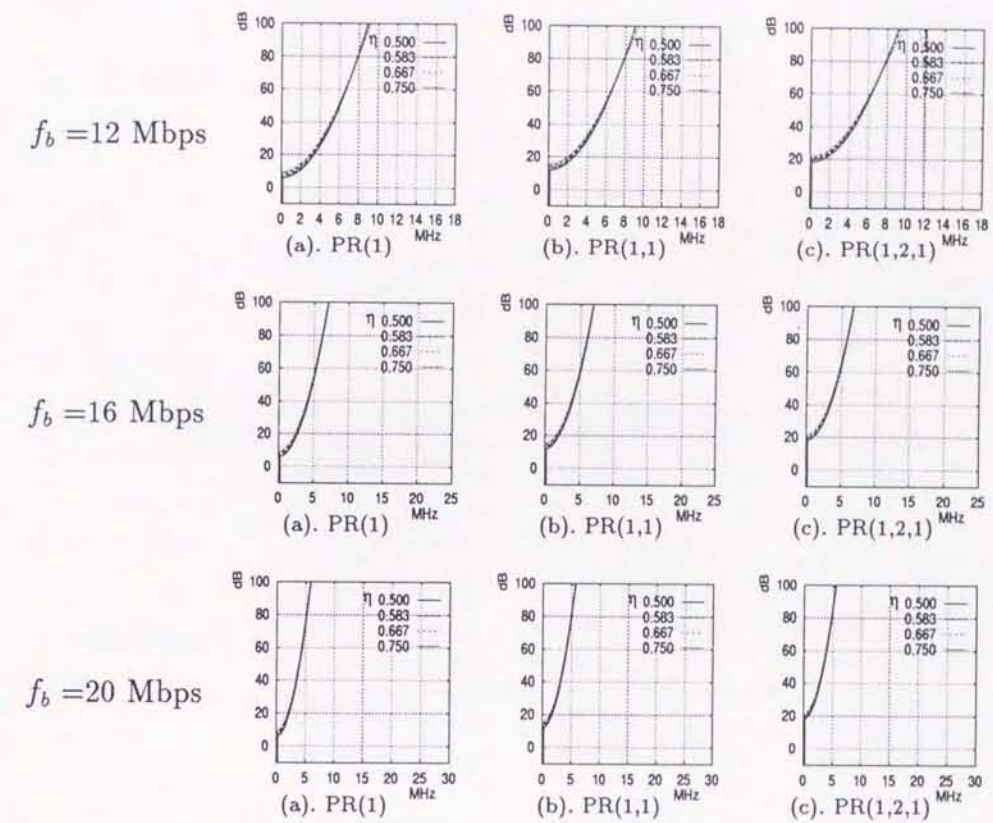


図 5.45 雑音電力スペクトラム (2,7) エッジ検出 M システム

図 5.46 に、2B1Q M システムの雑音電力スペクトラムを示す。2 値符号のシステムのスเปクトラムと異なり、ほとんど低域周波数に雑音成分が集中している。

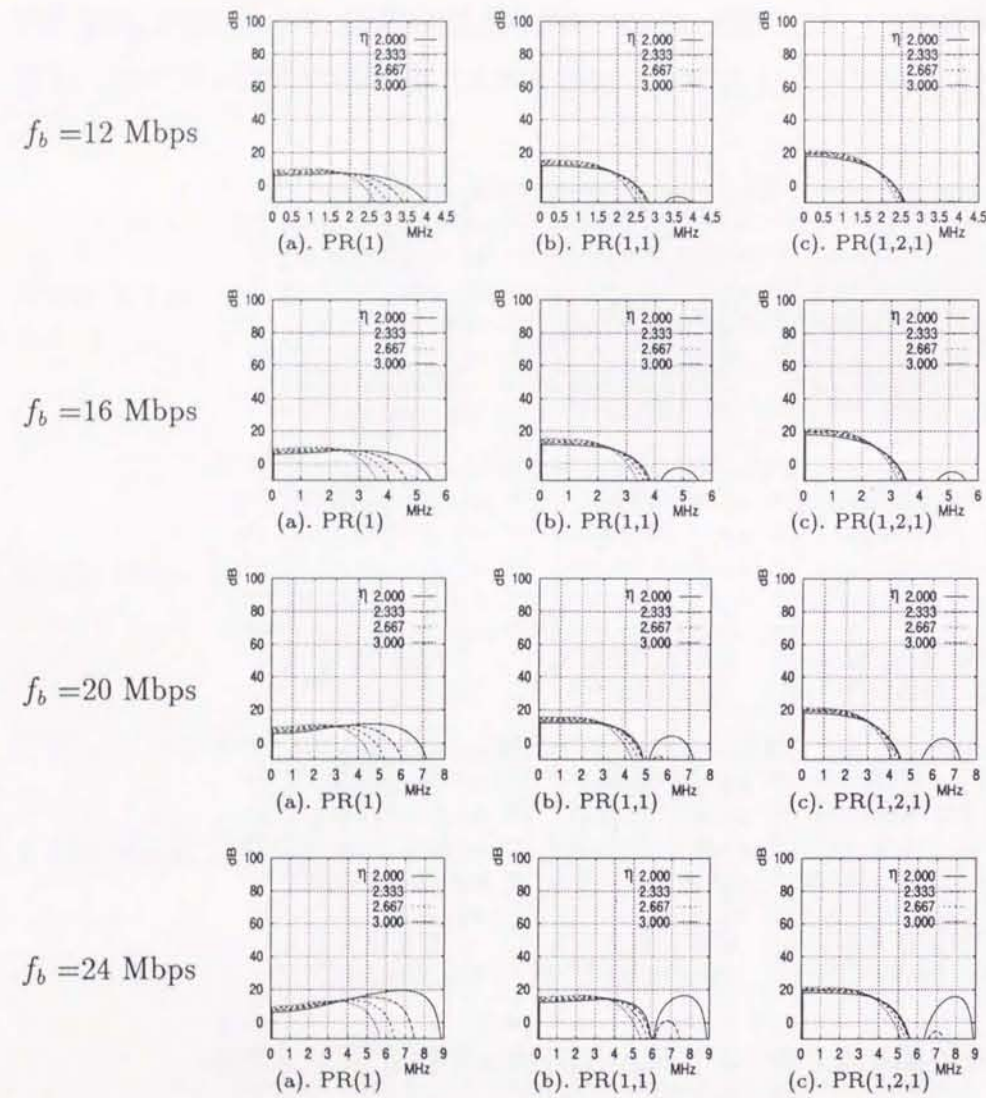


図 5.46 雑音電力スペクトラム 2B1Q M システム

図 5.47 に、3B2T M システムの雑音電力スペクトラムを示す。2B1Q M システムと比べて、シンボルレートが $4/3$ 倍高い。このため、等化器は 2B1Q M システムより高域強調特性となり、高域雑音成分は、2B1Q M システムより多少増加する。低域雑音成分については、2B1Q M システムにほぼ等しい。

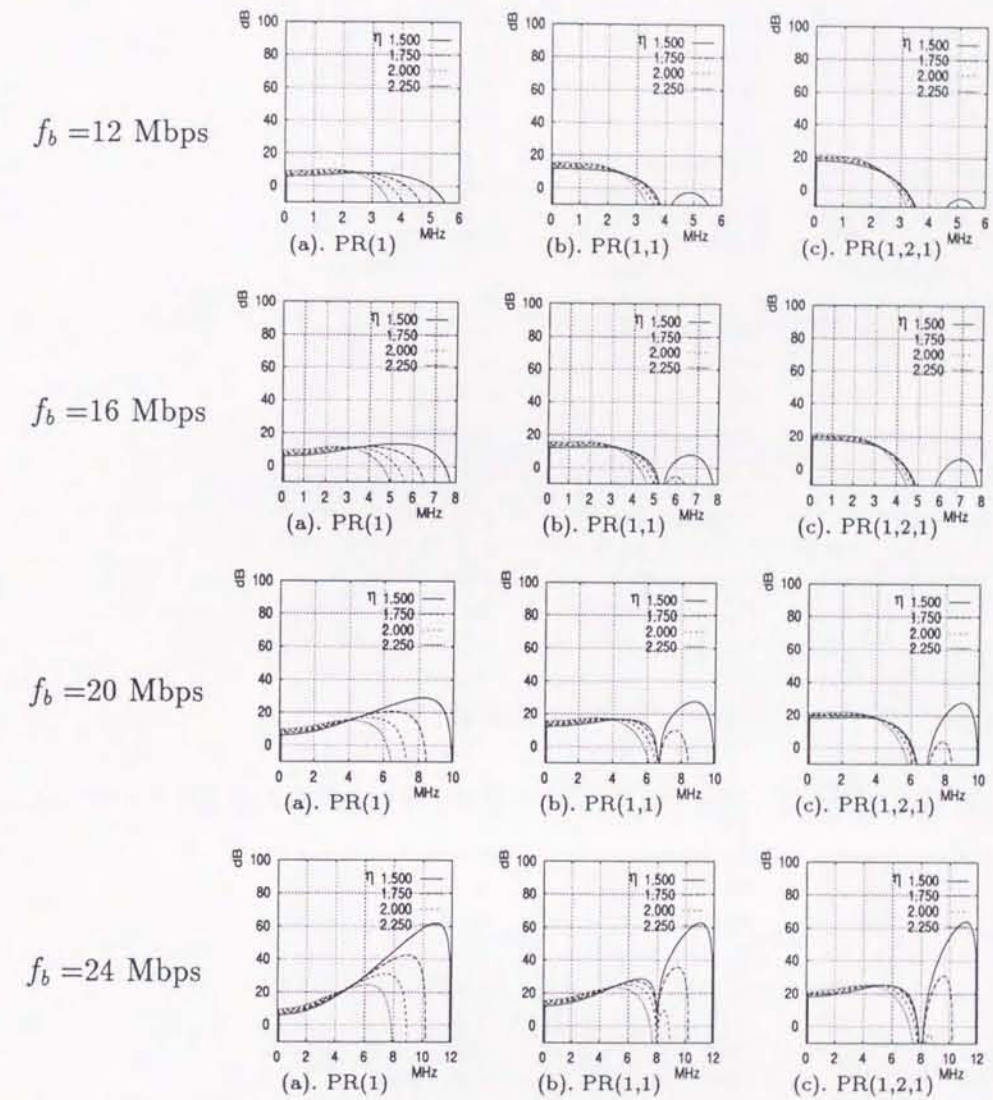


図 5.47 雑音電力スペクトラム 3B2T M システム

図5.48に、4B3T M システムの雑音電力スペクトラムを示す。2B1Q M システムと比べて、シンボルレートが3/2倍高い。このため、等化器は3B2T M システムよりもさらに高域強調特性となり、高域雑音成分は、3B2T M システムより増加する。低域雑音成分については、3B2T M システムにほぼ等しい。

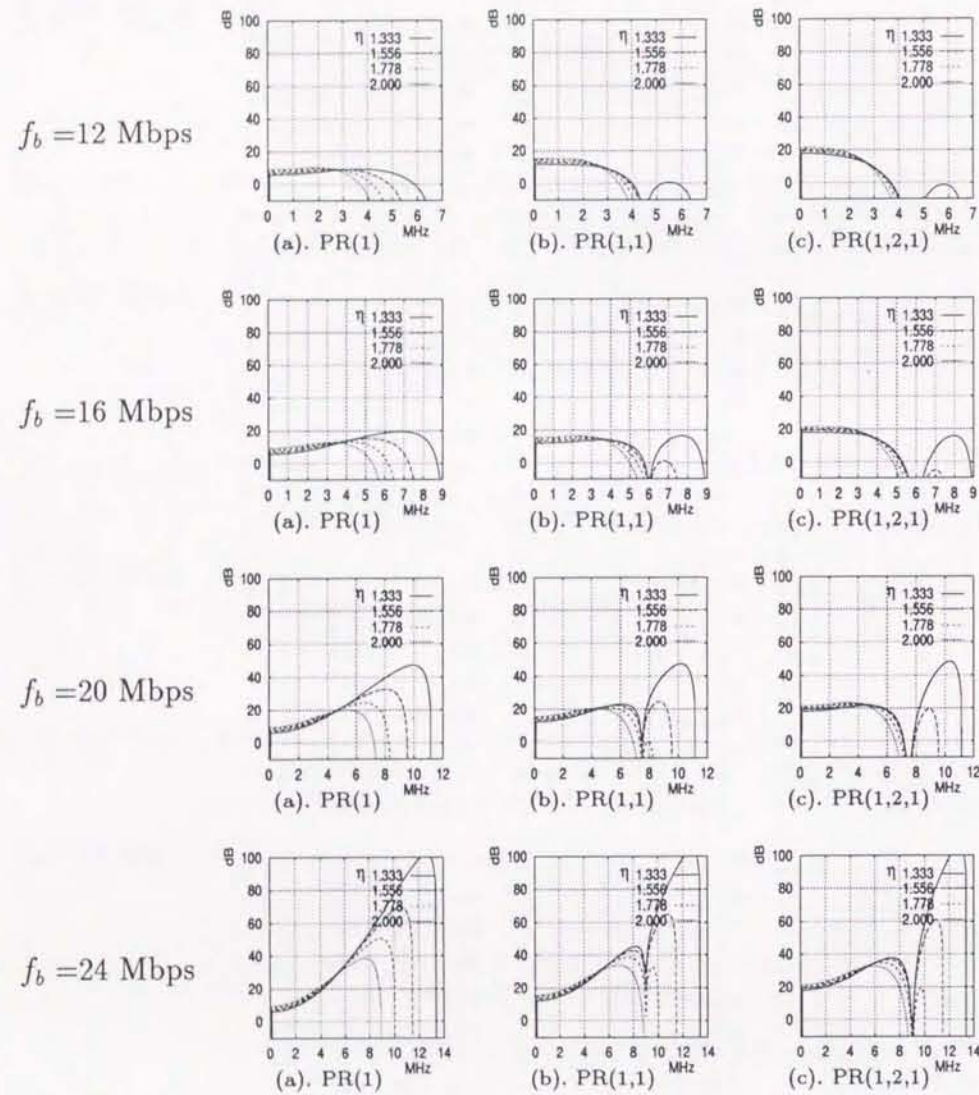


図 5.48 雑音電力スペクトラム 4B3T M システム

5.8.3 CN 比対ビットエラー率特性 (M システム)

これらの特性のうちビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比に関しては、5.9.2 にまとめて示す。

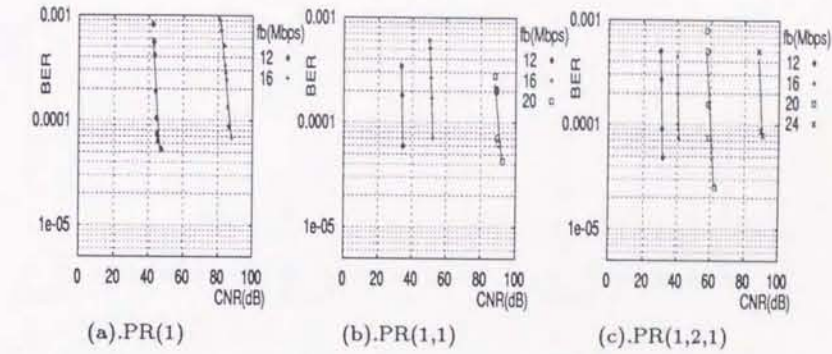


図 5.49 ビットエラー率 (1,7) レベル検出 M システム

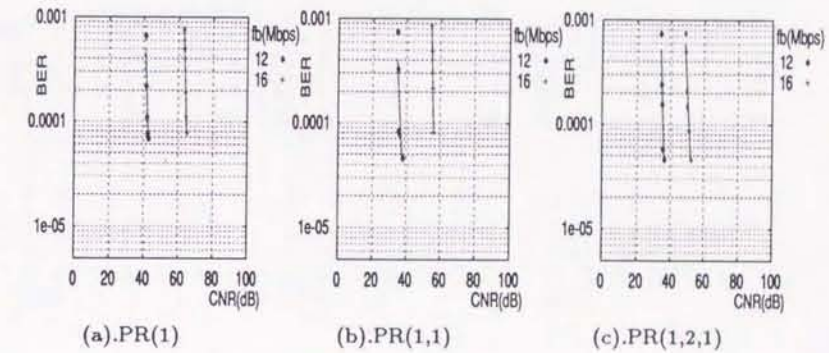


図 5.50 ビットエラー率 (1,7) エッジ検出 M システム

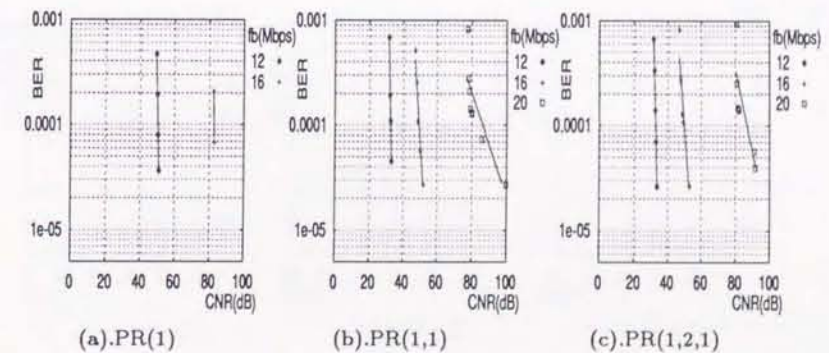


図 5.51 ビットエラー率 (2,7) レベル検出 M システム

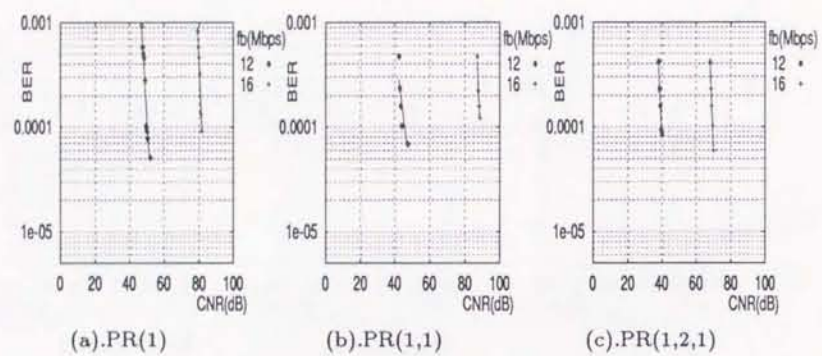


図 5.52 ビットエラー率 (2,7) エッジ検出 M システム

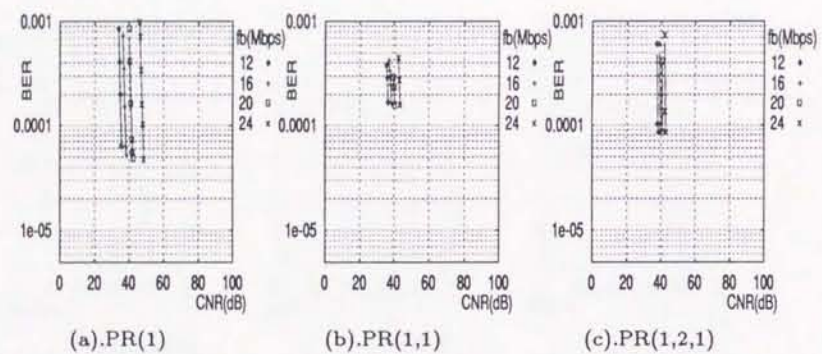


図 5.53 ビットエラー率 2B1Q M システム

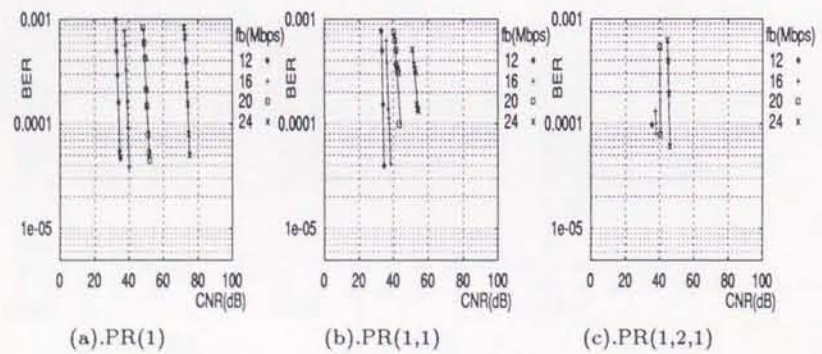


図 5.54 ビットエラー率 3B2T M システム

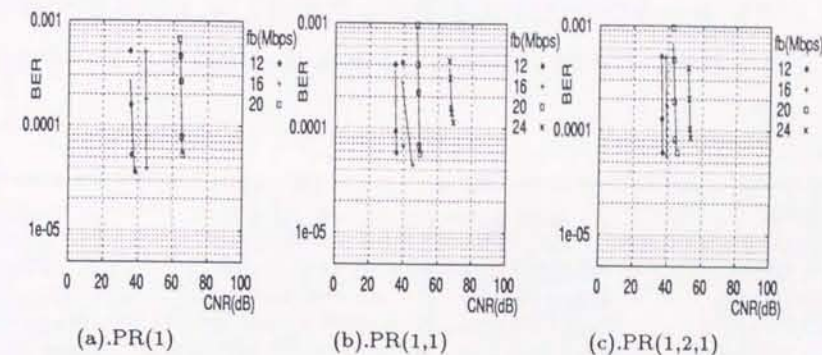


図 5.55 ビットエラー率 4B3T M システム

5.9 節 符号化方式とビットエラー率の関係

5.9.1 L システム

図 5.56 に L システムへ各符号化方式を適用した場合、ビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比を示す。これは、前節のビットエラー特性よりデータを取り出したものである。

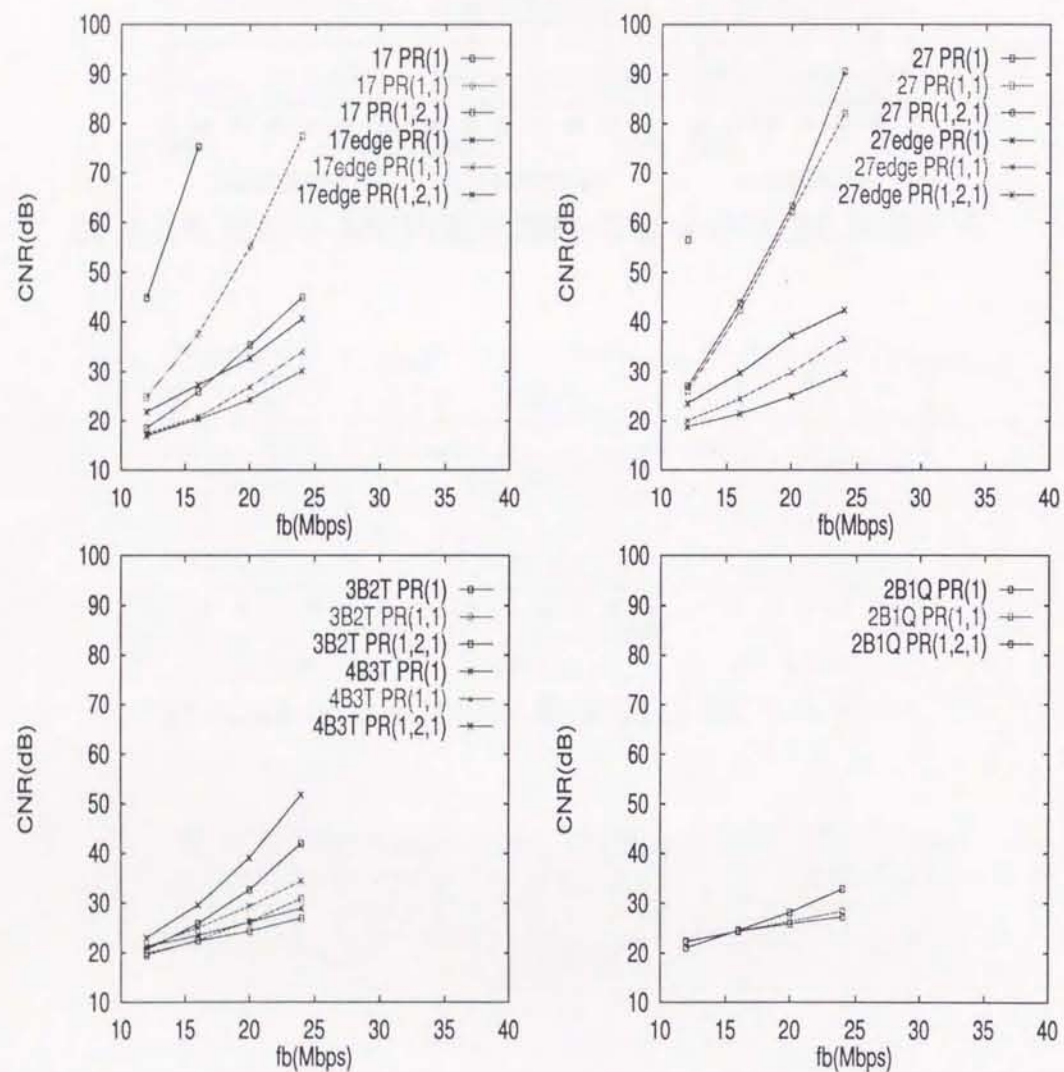


図 5.56 ビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比 (L システム)

5.9.2 M システム

図 5.57 に M システムへ各符号化方式を適用した場合、ビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比を示す。

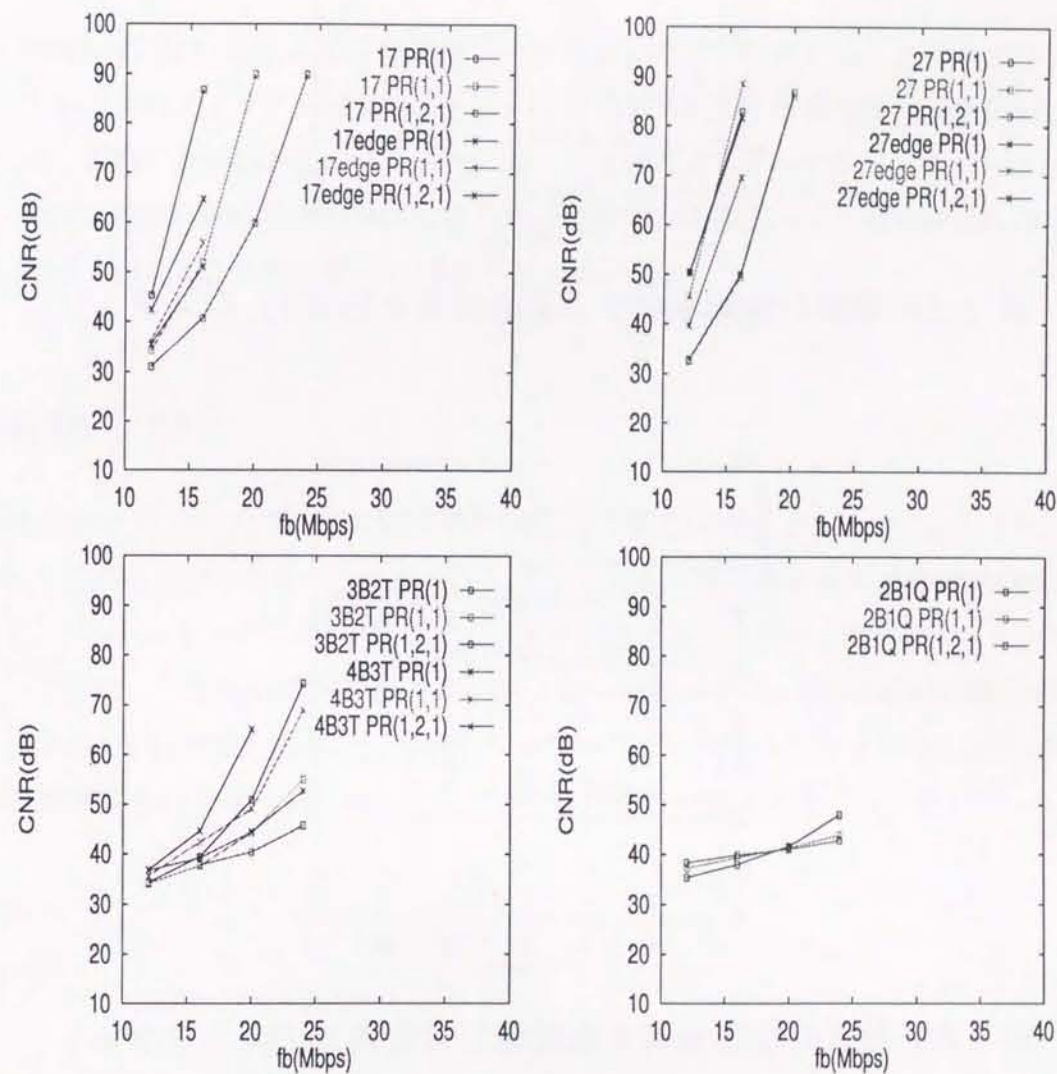


図 5.57 ビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比 (M システム)

5.9.3 多値符号化方式の評価

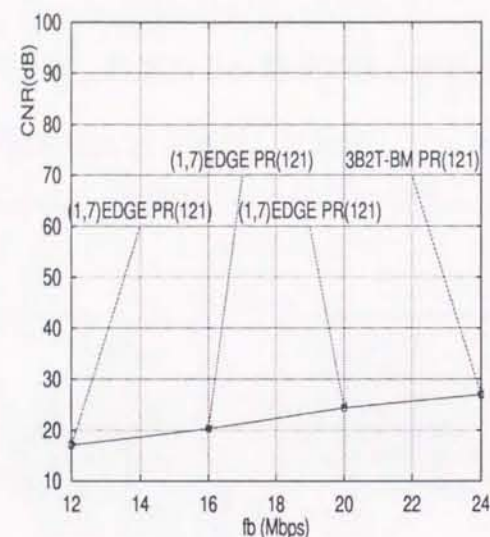


図 5.58 最良の性能を有する記録符号化方式 (L システム)

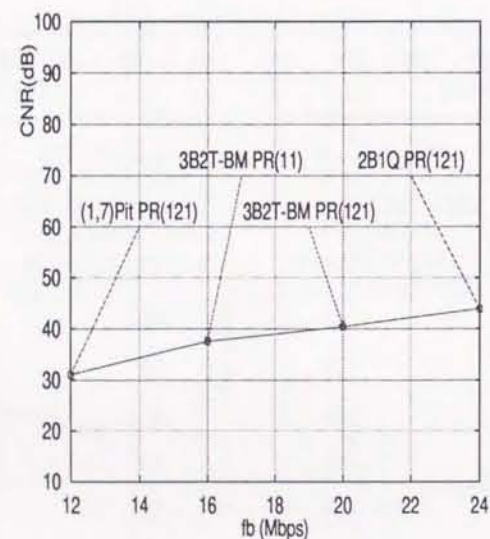


図 5.59 最良の性能を有する記録符号化方式 (M システム)

図 5.58 および図 5.59 に最良の性能を有する記録符号化方式を示す。これは、各ビットレートにおいて最良の性能を持つ記録符号化方式とパーシャルレスポンス方式の組合せである。

2値記録および多値記録の L システムと M システムでの符号とパーシャルレスポンス方式の組合せについて、図 5.56～図 5.59 より次のようにまとめることができる。

- 図 5.56 の L システムは、規格化実効幅 K_a の記録レートに対する増加が少ないため、12 Mbps～20 Mbps では、2値記録 (17 エッジ記録 PR(1,2,1) 方式) のほうが良好な性能を示す。一方、24 MHz では、多値記録 (3B2T-BM PR(1,2,1) 方式) を適用するほうが良い結果を示している。
- 図 5.57 の M システムは高い記録レートにおいて K_a の値が L システムより大きい。このようなキャリアが記録レートとともに急激に減衰する特性は、多値符号にとっては、記録パルス幅が広いこと有利に働く。このため、データレート 12～20 Mbps では、3B2T-BM 符号の PR(1,1) または PR(1,2,1) 方式、24 Mbps では、2B1Q 符号の PR(1,2,1) 方式が優れた結果となっている。

5.10 節 結言

多値記録方式 (2B1Q, 3B2T-BM, 4B3T-M2) と 2値記録方式 ((1,7), (2,7)) を PR(1) および PR(1,1), PR(1,2,1) の各パーシャルレスポンス方式と組み合わせた場合の性能比較を行なって、ビットエラー率 10^{-4} を達成するのに必要な CN 比を得た。その結果、 K_a の値が記録レートに対して急激に増加する特性を持つ M システムでは、3B2T-BM 符号の PR(1,1) または PR(1,2,1) 方式が優れ、一方の L システムでは、記録レート 24 Mbps においてのみ多値記録符号 (3B2T-BM の PR(1,2,1) 方式) が優れていることが分かった。

第 6 章

結論

本研究では、光磁気ディスクへの多値符号適用の可能性について検討した。多値記録符号としては、3 B 2 T、4 B 3 T、2 B 1 Q をとりあげた。多値記録には、記録パルス幅を記録符号により選択する方法を検討した。また、2 値符号については、性能比較のため、(1, 7) 符号および (2, 7) 符号のエッジ記録とポジション記録に関して性能評価をおこなった。このとき PR(1) とパーシャルレスポンス方式である PR(1, 1) および PR(1, 2, 1) を各符号化方式に適用した。データレートは、12,16,20,24Mbps として評価した。この異なるデータレートでの評価のために、キャリアレートは、12Mbps に固定した。記録再生系としては、光変調方式と磁界変調方式の 2 つの例 (L システムと M システム) について行った。これらの総合的な評価は、ビット誤り率 10^{-4} を達成する読み出し点での CN 比によって行った。その結果、磁界変調方式 (M システム) では、高い記録レートにおいて K_a の値が大きいため、全てのデータレートにおいて多値記録符号が良好な性能を示した。一方、光変調方式 (L システム) では、多値記録符号化の効果が磁界変調に比べて少ない結果になった。また、データレートによって、良好な特性を示す方式が異なることも分った。

多値符号では、ナイキスト等化の場合には、極端な高域強調特性とならないため、PR(1,1) や PR(1,2,1) のパーシャルレスポンス方式のメリットである高域遮断特性による雑音減少の効果があまり現れない。それでも、データレートが高い 24 Mbps においては、PR(1) より PR(1,2,1) の方が良い性能を示している。

記録パルス幅を選択して多値化する方法については、従来の 2 値記録用の媒体や記録再生機構をそのまま使用できるメリットがある。また、多値化のレベル数にも制限は無い。評価の結果では、 K_a の値が急激にビットレートとともに増加する M システムにおいて、2 値記録より優れた性能を示している。

光磁気ディスクにおける多値符号のメリットが生じるのは、データレートが増加して減衰が激しく CN 比が小さくなる領域であるため、その領域での実際の CN 比は、まだ実用的とは言えない状況である。ただ、この雑音の成分が、電氣的雑音やレーザの雑音であるため、ハードの性能向上によって、将来大幅に CN 比が改善される可能性がある。新たな光磁気ディスク用多値 RLL 記録符号の適用や信号処理方式の開発動向によっては、ハードの性能向上を前提にせずにも実用化できる可能性もある。

パルス幅選択による多値記録のジッタに対する性能評価に関する 2 値符号との比較は、今後の課題として、残されている。本稿では、パーシャルレスポンス方式として、PR(1,3,3,1) 方式などの長いレスポンスを持つ方式については、検討の対象外とした。これは、多値符号に適用した場合、大きな状態数 (2 B 1 Q では、64 状態) となり、膨大な処理時間がかかるためである。この状態数の削減も今後の課題として残されている。

謝辞

本研究を行うにあたって、多大なる御指導と適切な御助言、御鞭撻を賜りました本学電気電子工学科の田崎 三郎 教授、山田 芳郎 助教授、並びに都築伸二助手に深甚なる感謝の意を表します。

本学在学中、各分野においてご教示いただきました、有吉 弘 教授、大澤 寿教授、大西 秀臣 教授、村上 研二 教授、大上 健二 助教授に心より感謝いたします。

本研究を進めるにあたり、数々のご指導、ご支援を下さった株式会社 四国総合研究所の三木 昭二 社長、三谷 哲之 顧問、電子技術研究所の玉木 亮吉 所長に心より感謝いたします。

参考文献

- [1] 関口, 加藤, 有村, 稲田, 岡田: 光磁気ディスクにおけるデジタル動画記録, 電子情報通信学会技術報告, **MR87-51**, pp. 9-12 (Feb. 1988).
- [2] T.Horiguchi and K.Morita: An Optimization of Modulation Codes in Digital Recording, IEEE Trans.Magn., **MAG 12-6**, pp. 740-742 (Nov. 1976).
- [3] J. Eggenberger and P.Hodges: Sequential encoding and decoding of variable length, fixed rate data codes (Sept. 1978).
- [4] 田崎, 高島, 山田: 3B-2T 符号と 4B-3T 符号のビット誤り率特性, 電子情報通信学会技術報告, **MR92-52**, pp. 7-12 (Nov. 1992).
- [5] 尾上, 村山, 小出, 山田, 國兼: “光ディスク技術”, ラジオ技術社 (1988).
- [6] 今村: 光磁気記録の特徴, 日本応用磁気学会研究会資料, **53RD**, pp. 7-11 (1988).
- [7] キヤノン株式会社: “キヤノン株式会社提供資料” (July 1993).
- [8] 富士通株式会社: “(株) 富士通研究所提供資料” (July 1991).
- [9] 土永, 前田, 中村, 仲尾: 光磁気ディスクの再生信号処理, 電子情報通信学会技術報告, **MR92-63**, pp. 19-24 (Nov. 1992).
- [10] 新井: PRML方式符号/復号の基礎, 日本工業技術センタ セミナ資料, pp. 16-17, 28-29 (1993).
- [11] L.Botha, H.C.Ferreira and I.Broere: Multilevel sequence and line codes, IEE PROCEEDINGS-I, **140**, pp. 255-261 (Aug. 1993).

- [12] H.Kasai, K.Ohue, T.Hoshino and S.Tsuyuki: 800Mbit/s Digital Transmission System Over Coaxial Cable, IEEE Trans.Comm., **COM-31-2**, pp. 302-306 (May 1983).
- [13] P.A.Franaszek: Sequence-State Coding for Digital Transmission, Bell.Syst.Tec.J, **47-1**, pp. 143-157 (Nov. 1967).
- [14] 大沢, 岡本, 田崎: 多値符号に対する信号検出方式の性能比較, 電子情報通信学会論文誌, **J70-C**, pp. 388-395 (Mar. 1987).
- [15] 今井: “符号理論”, (社) 電子情報通信学会 (June 1992).
- [16] S.Tazaki, et al.: A Reliable Signal Detection Method for the Combination of PRML Method and Ternary Recording Code, Proc.'94 IEEE ISIT, **Trondheim**, p. 214 (June 1994).
- [17] 大沢, 高橋, 田崎: 光磁気記録における等化特性と誤り率について, 電子情報通信学会技術報告, **MR86-40**, pp. 1-5 (1986).
- [18] 大沢, 白石, 高橋, 田崎: 光磁気記録におけるCN比の一検討, 電気関連学会四国支部連合大会, **5-4**, pp. 125-126 (Oct. 1986).
- [19] G.D.Forney: Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference, IEEE Transactions on Inform.Theory, **IT-18**, pp. 363-378 (May 1972).
- [20] P.H.Siegel and J.K.Wolf: Modulation and Coding for Information Storage, IEEE Commun. Mag, **29-12**, pp. 68-86 (1991).
- [21] 田中: 光記録における符号理論の応用, O plus E, **163**, pp. 99-103 (June 1993).
- [22] R. Karabed and P.H.Shiegel: EVEN MARK MODULATION FOR OPTICAL RECORDING, IEEE, pp. 1628-1632 (1989).
- [23] R. Wood: VITERBI RECEPTION OF MILLOR-SQUARED CODE ON A TAPE CHANNEL, 4th International Conf. of Video and Data Recording, pp. 333-343 (Apr. 1982).

- [24] 田崎, 大沢: 高密度記録における符号化方式の動向, 電子情報通信学会論文誌, **68-12**, pp. 19-24 (Dec. 1985).
- [25] 田崎, 大沢: デジタル記録における信号処理方式, テレビジョン学会誌, **42-4**, pp. 330-337 (Apr. 1988).
- [26] 田崎, 中須, 山田, 大沢: FMファミリー符号の体系化の一提案, 電子情報通信学会春季全国大会 (1989).
- [27] 大沢, 山内 健次: (2, 7; 1, 2; 4) 符号のd制約を考慮したビタビ復号法, 電気関連学会四国支部連合大会, **5-2**, (Oct. 1988).
- [28] U. Aygolu, et al.: NEW TERNARY LINE CODES BASED ON TRELIS STRUCTURE, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, **41**, pp. 1628-1632 (June 1993).
- [29] J. S.Lim and A. V. ed.: “現代デジタル信号処理理論とその応用”, (株) 丸善, 青山友紀 (Dec. 1993).
- [30] 江藤, 三田, 土居: “デジタルビデオ記録技術”, 日本工業新聞社 (Aug. 1991).
- [31] 小松: “新編数学ハンドブック応用編”, (株) 朝倉書店 (Apr. 1984).
- [32] 野口: サンプルサーボ方式に基づく光磁気記録に関する研究, 愛媛大学 工学研究科平成6年度 修士論文 (Jan. 1994).
- [33] 加地: 多値記録符号の開発に関する研究, 愛媛大学 工学研究科 平成2年度 修士論文 (Jan. 1990).
- [34] 大沢: デジタル記録における信号検出方式と復号法, 東北大学電気通信研究所集中講義資料, pp. 7-25 (Feb. 1992).

記号表

- T_b : データ間隔 (sec.)
 f_b : データ速度 (bps)
 T_s : シンボル間隔 (sec.)
 f_s : シンボル速度 (bps)
 T_a : 記録パルス幅 (sec.)
 T_{sp} : 多値記録符号適用時の記録パルス幅 (sec.)
 T_{spmax} : 最大レベル時の T_{sp} (sec.)
 σ : 実効幅
 K_a : 規格化実効幅 (σ/T_a)
 K_s : $T_a = T_s$ における規格化実効幅
 η : ナイキスト等化における雑音と符号間干渉量のトレードオフを調整するパラメータ
 β : ナイキスト等化におけるロールオフ率
 X_c : 等化器の出力と信号識別点の間に挿入するハイパスフィルタのカットオフ周波数 (Hz)
 η_c : 符号化効率

