

Title	デジタル磁気記録再生信号処理方式に関する研究
Author(s)	岡本, 好弘
Citation	大阪大学, 1993, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3072894
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

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

Osaka University

デジタル磁気記録再生
信号処理方式に関する研究

岡 本 好 弘

平成 5 年 7 月

デジタル磁気記録再生
信号処理方式に関する研究

岡 本 好 弘

平成 5 年 7 月

内容梗概

本論文は、筆者が愛媛大学工学部電子工学科において行なったデジタル磁気記録再生信号処理方式に関する研究の成果をまとめたもので、以下の6章から構成されている。

第1章では、この研究の歴史的な背景、意義および目的について述べている。

第2章では、デジタル磁気記録における基本的な2値記録符号であるNRZ符号に対するパーシャルレスポンス(PR)方式として、 $PR(1, 0^{m-1}, -1)$ 方式、 $PR(1, 0^{m-1}, 1)$ 方式および、パーシャルレスポンス方式ではないが、ここではPR(1)方式と表す積分検出方式の誤り率を求め、これらの性能比較を行ない、各方式の持つ基本的性能を明確にしている。但し、低域遮断を必要とする $PR(1, 0^{m-1}, 1)$ 方式およびPR(1)方式においては、この遮断歪を補償する手法として量子化帰還法を用いている。また、各パーシャルレスポンス方式に対するテープヘッド間スペース増大の影響についても検討を加えている。更に、 $PR(1, 0^{m-1}, -1)$ 方式に対して、高域ノイズの抑圧を行ない、これにより生じる波形干渉を信号検出に利用することのできる誤り率改善法を提案し、誤り率特性を改善できることを示している。

第3章では、記録符号として多値記録符号を用いた場合について述べている。まず、2値記録符号に比べて低シンボルレート化が可能な多値記録符号について述べ、そのうち、3値記録符号である3B-2T符号と第2章で述べた種々のパーシャルレスポンス方式とを組み合わせた場合の誤り率特性を求め、良好な特性を与える組合せを明らかにしている。更に、3値記録符号の4B-3T符号、4値記録符号の2B-1Q符号をPR(1)方式と組み合わせた場合の誤り率特性も求め、性能評価を行なっている。また、3B-2T符号に対して2値の記録波形を割り当てる擬似的な3値記録方式を提案し、 $PR(1, 0, -1)$ 方式における誤り率特性を求め、ACバイアス記録を行うことなしに、3値記録符号を記録できることを明らかにしている。

第4章では、デジタル磁気記録において、重要な要素技術の一つである記録波形のDCフリー化と高域ノイズの抑圧を可能とする記録・再生等化方式を提案している。そして、NRZ符号とPR(1)方式を組み合わせた場合と比較検討を行なっている。

第5章では、以上で述べた各種方式においては、識別点の信号系列間に相関があることから、これを利用して復号するビタビ復号法を適用し、それぞれの誤り率特性を求め、所定の誤り率を達成するのに要するSN比を第2, 3, 4章で求めたビットごとの復号法の場合と比較することにより、高密度デジタル磁気記録に適した復号法を明らかにしている。

第6章では、本研究によって得られた成果を要約して述べている。

目次

内容梗概

1	序 論	1
2	2 値記録符号に対するパーシャルレスポンス方式	5
2.1	序 言	5
2.2	PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式	5
2.3	PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式	8
2.4	識別点雑音電力	10
2.5	識別点信号波形	13
2.6	誤り率特性	17
2.7	テープ・ヘッド間スペース増大の影響	19
2.8	PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する誤り率改善法	23
2.9	結 言	30
3	多値記録符号に対するパーシャルレスポンス方式	31
3.1	序 言	31
3.2	多値記録符号	31
3.3	識別点雑音電力	33
3.4	識別点信号波形	35
3.5	誤り率特性	36
3.6	結 言	42
4	記録・再生等化方式	43
4.1	序 言	43
4.2	記録等化方式	43
4.3	識別点雑音電力	46

4.4	識別点信号波形	48
4.5	誤り率特性	53
4.6	結 言	54
5	ビタビ復号法の適用	55
5.1	序 言	55
5.2	2 値記録符号におけるビタビ復号法	55
5.3	多値記録におけるビタビ復号法	62
5.4	記録・再生等化とビタビ復号法	68
5.5	復号法の性能比較	73
5.6	結 言	74
6	結 論	76
	謝 辞	78
	参考文献	79

第1章 序 論

近年の高度情報化社会の実現は、情報の伝送を担当する通信技術、情報処理を担当するコンピュータ技術そして情報を蓄積する記録技術の進歩によるところが大きく、これらは、今日、欠くことのできない重要な技術となっている。現在、情報の記録に関しては、主に磁気記録がその役割を担っている^{(1),(2)}。この磁気記録の原点は、1898年にデンマークの Valdemer Poulsen による鋼線式磁気録音機の発明にある。その後、1921年の W. L. Carlson と G. W. Carpenter による交流バイアス法の提案、1927年の J. A. O'Neil の磁性粉塗布テープの米国特許取得、1932年の E. Schüller によるリング型磁気ヘッドの発明、1938年の永井健三らによる交流バイアスの実験など今日の磁気記録技術の基本発明がなされている。

VTR や磁気ディスク等の磁気記録の近年の進歩には目覚ましいものがあり、最近の30年間に面記録密度が1000倍増大したと言われている。今後、一層の高品質、高記録密度を実現するためには、記録におけるデジタル化を避けて通ることはできない。デジタル化は、計算機を中心とする情報処理の分野においてまず行われ、続いて通信の分野へ、今日ではエレクトロニクスのあらゆる分野で不可欠な要素となっている。磁気記録におけるデジタル化の利点は、高品質の記録再生だけでなく、ダビングやデータの合成、変換等の処理を繰り返しても記録再生による品質の劣化がほとんど現われないことにある。さらに、画像、音声、文字など、異種のデータを一元的に扱うことができ、このことから、デジタル記録技術は今後のマルチメディア時代を支える重要な技術と考えられる⁽³⁾。

ところが、デジタル記録では、アナログ記録に比べ高密度で高速な記録技術が要求され、広い帯域を必要とする。そのため、CD や DAT に代表されるように、まず、狭帯域の音声の分野においてアナログ記録からデジタル記録への移行がなされ、デジタル記録の有効性が認識された。そして、音声に比べ2桁近い高速、高密度な記録を必要とする画像記録においても、放送用のデジタルVTRは実用化されているが、小型、低価格が要求される家庭用VTRにおいてはまだ研究開発の段階である⁽⁴⁾。さらに、HDTVの普及が進めば、一層の高速、高密度化が必要となってくる。

また、情報処理の分野においても、計算機の処理速度の向上や機器の小型化に伴い、小型でありながら高速かつ信頼性の高い記録再生が可能な外部記憶装置の開発が望まれる。このような要求を満足できるシステムの開発を行うにあたり、デジタル磁気記録に適した記録再生信号処理技術の開発は、磁気ヘッドや磁気メディア、機構系、サーボ系の開発とともに重要な要素技術と考えられ、中でも記録符号、パーシャルレスポンス (PR) 方式、ビタビ復号法は、高密度記録において欠くことのできない信号処理方式となっている^{(2),(5)}。

PR 方式は、デジタル通信の分野で開発された伝送方式で、既知の波形干渉を意図的に導入することにより、性能の良いデジタル情報伝送を可能とする。このうち、デュオバイナリとも呼ばれる PR(1, 1) 方式はプリコーディングも含めて 1963 年に A. Lender により報告され、その後、Kretzmer や Kabal らにより種々の PR 方式が分類された^{(6),(7)}。

デジタル磁気記録においても、H. Kobayashi⁽⁸⁾、橘⁽⁹⁾によりその導入が試みられて以来、盛んに検討されている^{(10)~(16)}。また、PR 方式により信号系列間に相関を与え、これを利用して復号を行うビタビ復号法と組み合わせた、デジタル記録特有の PRML 方式は 1971 年に H. Kobayashi らにより提案され⁽¹⁷⁾、性能改善が期待できることから、この組合せについても検討されている^{(18)~(21)}。

磁気記録再生系は、低域では微分特性、高域では指数関数的に減衰する特性を有する一種の通信路と見なすことができ、これに適した PR 方式を見いだすことにより性能の向上が図れるものと考えられる。デジタル磁気記録における PR 方式として、磁気記録再生系が有する微分特性を用いた I-NRZI 符号に対するクラス IV パーシャルレスポンス方式が良く知られている⁽¹⁰⁾。この方式は PR(1, 0, -1) 方式とも呼ばれている。

第 2 章では、バイポーラすなわち PR(1, -1) 方式や、PR(1, 0, -1) 方式を一般的に表した高次バイポーラとも呼ばれる PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式、PR(1, 1) 方式を一般的に表した PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、そして、PR 方式ではないが、磁気記録再生系が持つ微分特性を積分特性により補償し、レベル検出を行うことから積分検出方式とも呼ばれる PR(1) 方式に対して最も基本的な 2 値記録符号である NRZ 符号を組合せた場

合について性能評価を行い、良好な性能を示す PR 方式を明らかにしている。但し、PR 方式の $m - 1$ は ± 1 の間の 0 の個数を表している。

一方、同軸ケーブルによるデジタル伝送の分野では、伝送効率を上げることによる性能改善を目的とした多値記録符号の導入が検討されている^{(22)~(24)}。高密度記録を要するデジタル磁気記録においても、多値記録符号を採用することにより、同一の記録密度を達成するためのシンボルレートを低くできる。従って、等化器の帯域幅を狭くできることから、これによる雑音減少量が多値記録に起因するレベル低下を上回れば SN 比の改善が期待できる⁽²⁵⁾。デジタル磁気記録における多値記録符号に関しては、江藤らによるバイポーラ符号を用いた 3 値記録の検討があるが⁽²⁶⁾、シンボルレートを低くできないことから、SN 比の改善は期待できない⁽²⁷⁾。また、Mackintosh ら⁽²⁸⁾と Price ら⁽²⁹⁾により多値記録符号化の検討が行われているが、信号検出方式との組合せの検討については不十分である。

第 3 章では、記録符号として 3B-2T 符号⁽²²⁾ のような多値記録符号を採用し、先に示した種々の PR 方式と組み合わせた場合において検討を行い、2 値記録に比べて高密度記録が可能であることを明らかにしている。

また、記録波形の DC フリー化もデジタル磁気記録においては重要な要素技術の一つで、従来から磁気記録に適した DC フリー符号の開発が盛んである⁽³⁰⁾。最近、記録波形生成の手法として、記録波形にパルスを付加することにより、(i) 記録波形の DC フリー化が可能で、(ii) 系の線形性を保つことができ、さらに (iii) 記録側で高域強調特性を持たせ、再生側の等化による高域強調を軽減することで信号検出時の高域ノイズの抑圧が可能であるという特色を有する記録等化方式が提案されている^{(31)~(33)}。しかし、これらの報告においては誤り率特性も含めた詳しい性能評価はなされていない。

第 4 章では、このような特性を有する記録等化方式と、信号検出時に高域ノイズを抑圧でき、しかもアイ開口の劣化が小であるような再生等化方式及び新たな信号検出方式と組み合わせた記録・再生等化方式を提案し、記録等化方式と再生等化方式を総合的な見地から検討している。まず、記録等化方式により記録波形の DC フリー化が可能であることを電力スペクトルにより示し、計算機シミュレーションにより誤

り率特性を求め、従来、優れた特性を示すことで良く知られている NRZ 符号と積分検出方式の組み合わせ⁽¹⁰⁾に対して良好な特性が得られることを明らかにしている。

以上、第 2 章から第 4 章に述べた種々の信号処理方式においては、復号器入力の信号系列間に相関がある。そこで、第 5 章ではこの相関を利用してビタビ復号を行なった場合の誤り率特性を求め、これにより、さらに特性が改善されることを明らかにしている。

第2章 2値記録符号に対するパーシャルレスポンス方式^{(14),(53)}

2.1 序言

磁気記録再生系は、低域では微分特性、高域では指数関数的な減衰特性を持つ、一種の伝送路と見なすことができ、これに適した等化方式を見いだす必要がある。線記録密度を向上させるためには、特に高域の特性が問題となり、高域抑圧型の伝達特性を有する再生等化方式を採用する必要がある。

また、パーシャルレスポンス (PR) 方式のように波形等化により信号系列間に既知の相関を与えておけば、この相関を利用してビタビ復号を行うことが可能で、これによる SN 比の改善も期待できる^{(17),(20)}。

本章では、まず、2値記録符号である NRZ 符号に対して、PR(1, -1) 方式、PR(1, 0, -1) 方式^{(8),(10)} 等の一般形である PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式、PR(1, 1) 方式、PR(1, 0, 1) 方式の一般形である PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、および PR(1) 方式を組み合わせした場合^{(13),(14),(34)} において、ビットごとの復号に対する誤り率特性を求め、性能評価を行う。ここで、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式および PR(1) 方式においては、再生等化器の伝達特性が低域強調型となり、低域での過度の雑音増加を抑圧するための低域遮断が不可欠で、これによる遮断歪みを補償する手法として量子化帰還法^{(35)~(37)} を採用している⁽³⁸⁾。

また、テープヘッド間スペースの増大の影響についても検討を加え、さらに、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式における誤り率特性改善のための手法を提案し、その誤り率特性を求め、これにより誤り率特性改善が可能であることを明らかにする。

2.2 PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式

図 2.1 に PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式の記録・再生系ブロック図を示す。“1”、“0”の2値入力データ系列 $\{a_k\}$ は復号時における誤り波及を防ぐために式 (2.1) のプリコーディングが施され⁽⁶⁾、プリコード出力系列 $\{b_k\}$ により NRZ 記録されるものとする。

$$b_k = a_k + b_{k-m} \pmod{2} \quad (2.1)$$

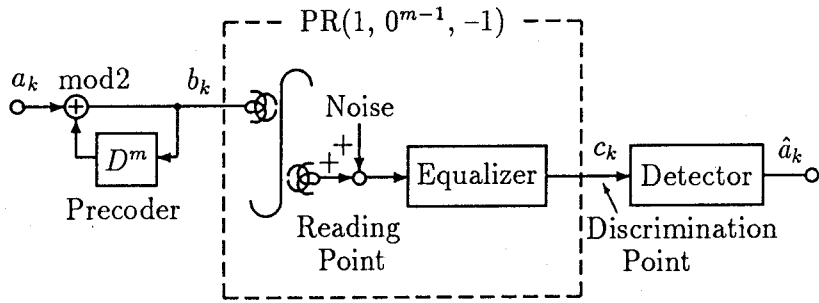


図 2.1 PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式の記録・再生系ブロック図

図中の D は、ビット間隔 T_b の遅延を表す遅延演算子で、

$$D = e^{-j\omega T_b} \quad (2.2)$$

である。読み出し点の孤立再生波形を

$$h(t) = A / \{1 + (2t/T_{50})^2\} \quad (2.3)$$

で与えられるローレンツ形と仮定する⁽³⁹⁾。ここに、 A はピーク値、 T_{50} は半値幅である。ここで、規格化線密度を

$$K = T_{50}/T_b \quad (2.4)$$

で定義する。

$b_k = 1$ すなわち、図 2.2(a) に示すような高さが 1、幅が T_b の記録波形に対する再生等化器入力

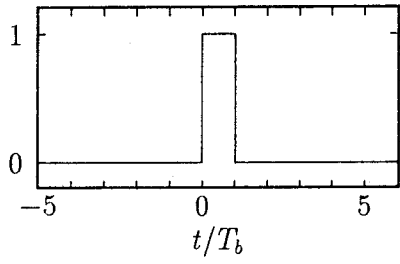
$$g(t) = \frac{1}{2} \{h(t) - h(t - T_b)\} \quad (2.5)$$

となり、これに対する再生等化器出力が

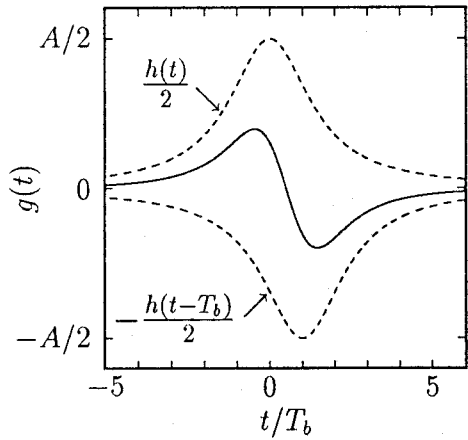
$$w_A(t) = \frac{1}{2} \{r(t) - r(t - mT_b)\} \quad (2.6)$$

となるように等化器の伝達特性を定めるものとする。ここで、 $r(t)$ はロールオフ率 β のナイキスト波形で、

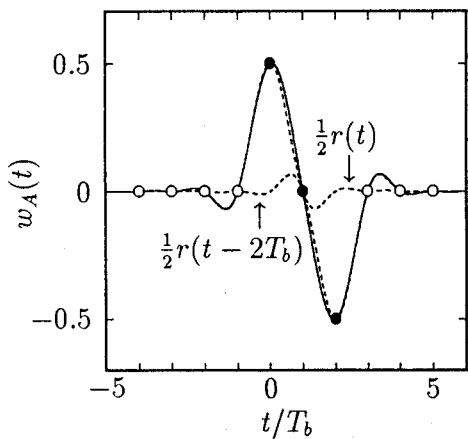
$$r(t) = \frac{\sin(\pi t/\eta T_b)}{\pi t/\eta T_b} \cdot \frac{\cos(\pi \beta t/\eta T_b)}{1 - (2\beta t/\eta T_b)^2} \quad (2.7)$$



(a) Write waveform



(b) Input waveform of equalizer ($K=3$)



(c) Output waveform of equalizer
 $(\beta = 0.5, \eta = 1, m = 2)$

図 2.2 記録波形と再生等化器入出力波形

与えられる⁽⁴⁰⁾. 但し, η は再生等化器の帯域幅と波形干渉を調整するためのパラメータである. 図 2.2(b) に $g(t)$ を, 同図 (c) に $w_A(t)$ を示す. 但し, (b) では $K = 3$ とし, (c) では $\beta = 0.5$, $\eta = 1$, $m = 2$ としている. 図において, \bullet 印で示した, $t = 0, T_b, 2T_b$ における $w_A(t)$ のサンプル値の比が $1 : 0 : -1$ となっていることから, PR(1, 0, -1) 特性であることがわかる.

PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する再生等化器の伝達関数 $E_A(x)$ は式 (2.5) と式 (2.6) のフーリエ変換の比を取るにより得られ,

$$E_A(x) = \frac{2}{AK\pi} \cdot \frac{\sin m\pi x}{\sin \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x| - j(m-1)\pi x} \quad (2.8)$$

となる⁽³⁴⁾. 但し, $x = f/f_b$ は規格化周波数, $f_b = 1/T_b$ はビットレート, $R(x)$ は $f_b r(t)$ のフーリエ変換で,

$$R(x) = \begin{cases} \eta, & |x| < \frac{1-\beta}{2\eta} \\ \frac{\eta}{2} \{1 - \sin \frac{\eta\pi}{\beta} (|x| - \frac{1}{2\eta})\}, & \frac{1-\beta}{2\eta} \leq |x| < \frac{1+\beta}{2\eta} \\ 0, & |x| \geq \frac{1+\beta}{2\eta} \end{cases} \quad (2.9)$$

である.

2.3 PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式

図 2.3 に PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式, 図 2.4 に PR(1) 方式の記録・再生系ブロック図をそれぞれ示す. ここに, PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式は, 2.2 で示した PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式と同一のプリコーダによりプリコーディングを施し, $\{b_k\}$ により NRZ 記録を行う. 一方, PR(1) 方式はプリコーダを必要とせず, $\{a_k\}$ により NRZ 記録を行う.

PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式においては, 式 (2.5) の再生等化器入力に対する再生等化器出力が

$$w_B(t) = \frac{1}{2} \{r(t) + r(t - mT_b)\} \quad (2.10)$$

となるように, また, PR(1) 方式においては,

$$w_C(t) = \frac{1}{2} r(t - \frac{1}{2}T_b) \quad (2.11)$$

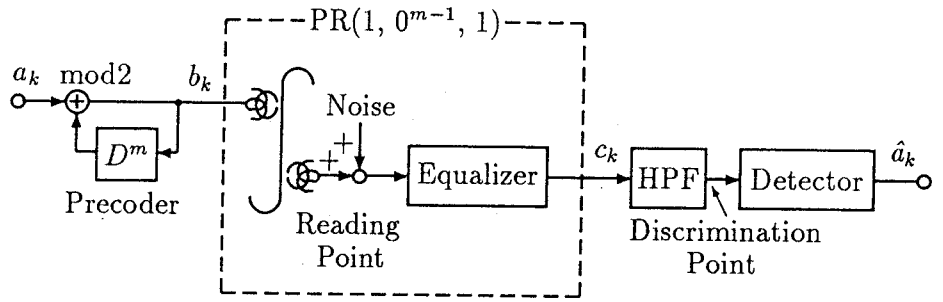


図 2.3 PR(1, 0^{m-1}, 1) 方式の記録・再生系ブロック図

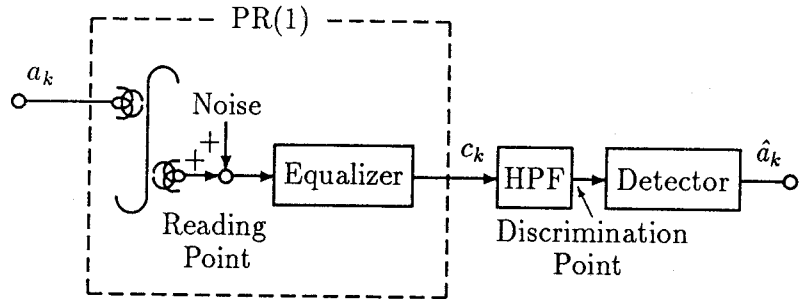
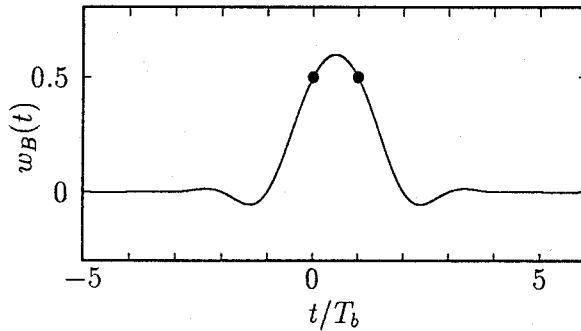


図 2.4 PR(1) 方式の記録・再生系ブロック図

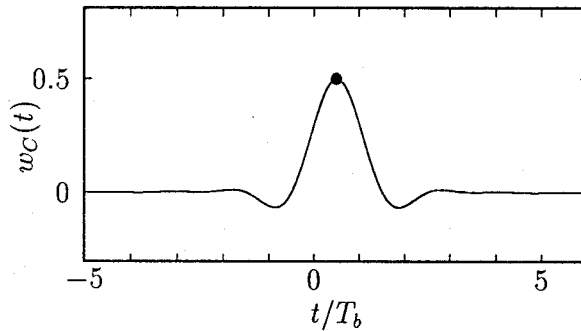
となるように再生等化器の伝達特性をそれぞれ定める. 図 2.5(a) に $w_B(t)$, 同図 (b) に $w_C(t)$ をそれぞれ示す. 但し, $\beta = 0.5$, $\eta = 1$ とし, (a) は PR(1, 0^{m-1}, 1) 方式において $m = 1$ とした PR(1, 1) 方式の場合である. 図 2.1(c) と同様に, 図中に ● 印で示すサンプル点の比 1:1, 1 が, 各 PR 特性を表している. PR(1, 0^{m-1}, -1) 方式と同様にして PR(1, 0^{m-1}, 1) 方式, PR(1) 方式に対する再生等化器の伝達関数 $E_B(x)$, $E_C(x)$ はそれぞれ,

$$E_B(x) = \frac{2}{jAK\pi} \cdot \frac{\cos m\pi x}{\sin \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x| - j(m-1)\pi x} \quad (2.12)$$

$$E_C(x) = \frac{1}{jAK\pi} \cdot \frac{1}{\sin \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x|} \quad (2.13)$$



(a) PR(1,1) system ($m = 1$)



(b) PR(1) system

図 2.5 PR(1, 1), PR(1) 方式の再生等化器出力波形 ($\beta = 0.5, \eta = 1$)

となる。

2.4 識別点雑音電力

読み出し点の雑音を、両側電力スペクトル密度が $N_0/2$ で、平均値が 0 の白色ガウス雑音とすると、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する識別点雑音電力は $N_A(x) = N_0|E_A(x)|^2/2$ を積分することにより得られ、

$$\sigma_A^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_A(x) dx \quad (2.14)$$

となる。但し、 $N_A(x)$ は PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する識別点における片側雑音電力スペクトルで、

$$N_A(x) = \frac{4}{\pi^2 a^2 K^2} \cdot \frac{\sin^2 m\pi x}{\sin^2 \pi x} \cdot R^2(x) \cdot e^{2\pi Kx} \quad (2.15)$$

である。ここで、 a は

$$a = A/\sqrt{N_0 f_b} \quad (2.16)$$

で定義される読み出し点の SN 比である。

一方、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、PR(1) 方式においては、式 (2.12), (2.13) から明らかのように、再生等化器出力における雑音電力スペクトルは低域強調型となる。そこで、低域における過度の雑音増加を抑圧するため、遮断周波数が $f_c = 1/(2\pi RC)$ の RC ハイパスフィルタにより低域遮断を行うものとする、その伝達関数 $Q(x)$ は

$$Q(x) = \frac{jx/x_c}{1 + jx/x_c} \quad (2.17)$$

となる。ここに、 $x_c = f_c/f_b$ は規格化遮断周波数である。

識別点雑音電力はそれぞれ、 $N_B(x) = N_0 |E_B(x)Q(x)|^2/2$ 、 $N_C(x) = N_0 |E_C(x)Q(x)|^2/2$ を積分することにより得られ、

$$\sigma_B^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_B(x) dx \quad (2.18)$$

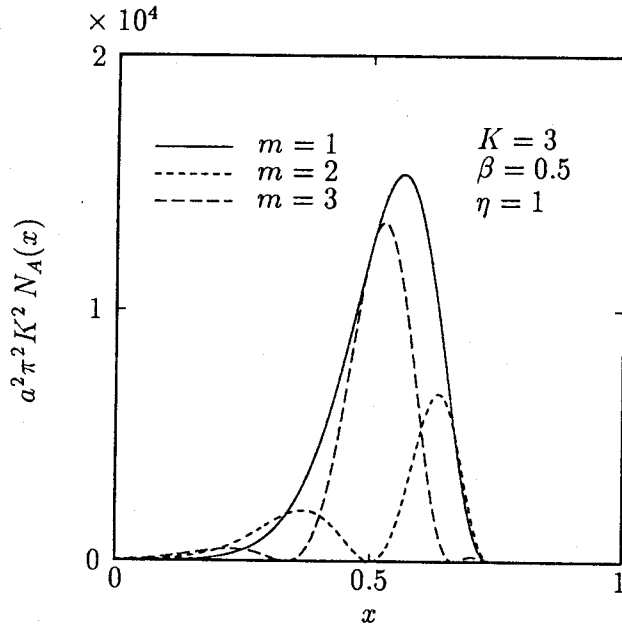
$$\sigma_C^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_C(x) dx \quad (2.19)$$

となる。但し、 $N_B(x)$ 、 $N_C(x)$ はそれぞれ PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、PR(1) 方式に対する識別点の片側雑音電力スペクトルで、

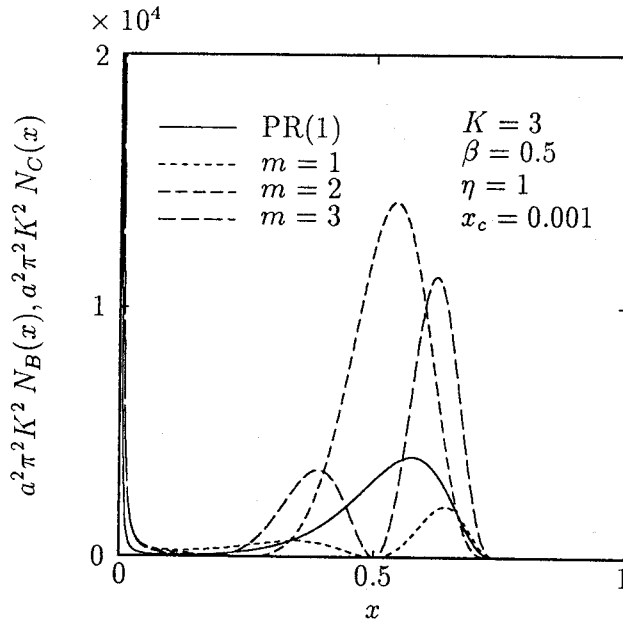
$$N_B(x) = \frac{4}{\pi^2 a^2 K^2} \cdot \frac{\cos^2 m\pi x}{\sin^2 \pi x} \cdot R^2(x) \cdot e^{2\pi Kx} \cdot \frac{x^2}{x^2 + x_c^2} \quad (2.20)$$

$$N_C(x) = \frac{1}{4} N_B(x)|_{m=0} \quad (2.21)$$

である。図 2.6(a) に PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式の $m = 1 \sim 3$ の場合、同図 (b) に PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式の $m = 1 \sim 3$ の場合と PR(1) 方式の識別点雑音電力スペクトルをそれぞれ示す。但し、VTR の実測値の占める値として $K = 2.5 \sim 3$ が報告されており⁽²⁶⁾、



(a) PR(1, 0^{m-1} , -1) system



(b) PR(1, 0^{m-1} , 1) system

図 2.6 識別点雑音電力スペクトル

ここでは、 $K = 3$ とし、 $\beta = 0.5$ 、 $\eta = 1$ としている。また、(b) では $x_c = 10^{-3}$ としている。図に見られるように、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式では $m = 2$ の PR(1, 0, -1) 方式が、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式では $m = 1$ の PR(1, 1) 方式、PR(1) 方式が高域ノイズが小となり、良好な特性が期待できる。

2.5 識別点信号波形

PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する識別点信号波形は式 (2.6) の $w_A(t)$ を用いて

$$y_A(t) = \sum_i (2b_i - 1)w_A(t - iT_b) \quad (2.22)$$

と表される。識別点信号系列 $\{c_k\}$ は

$$c_k = y_A(kT_b) \quad (2.23)$$

$$= \sum_i (2b_i - 1)w_A\{(k - i)T_b\} \quad (2.24)$$

$$= b_k - b_{k-m} \quad (2.25)$$

となる。式 (2.1) より出力データ系列 $\{\hat{a}_k\}$ は

$$\hat{a}_k \equiv c_k \pmod{2} = a_k \quad (2.26)$$

となり、 $\{c_k\}$ から入力データ系列 $\{a_k\}$ を復号することができる。

一方、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、PR(1) 方式に対する識別点信号波形は低域遮断の影響を受け、それぞれ

$$y_B(t) = \sum_i (2b_i - 1)\tilde{w}_B(t - iT_b) \quad (2.27)$$

$$y_C(t) = \sum_i (2a_i - 1)\tilde{w}_C(t - iT_b) \quad (2.28)$$

となる。ここで、

$$\tilde{w}_B(t) = \frac{1}{2}\{\tilde{r}(t) + \tilde{r}(t - mT_b)\} \quad (2.29)$$

$$\tilde{w}_C(t) = \frac{1}{2}\tilde{r}(t - \frac{1}{2}T_b) \quad (2.30)$$

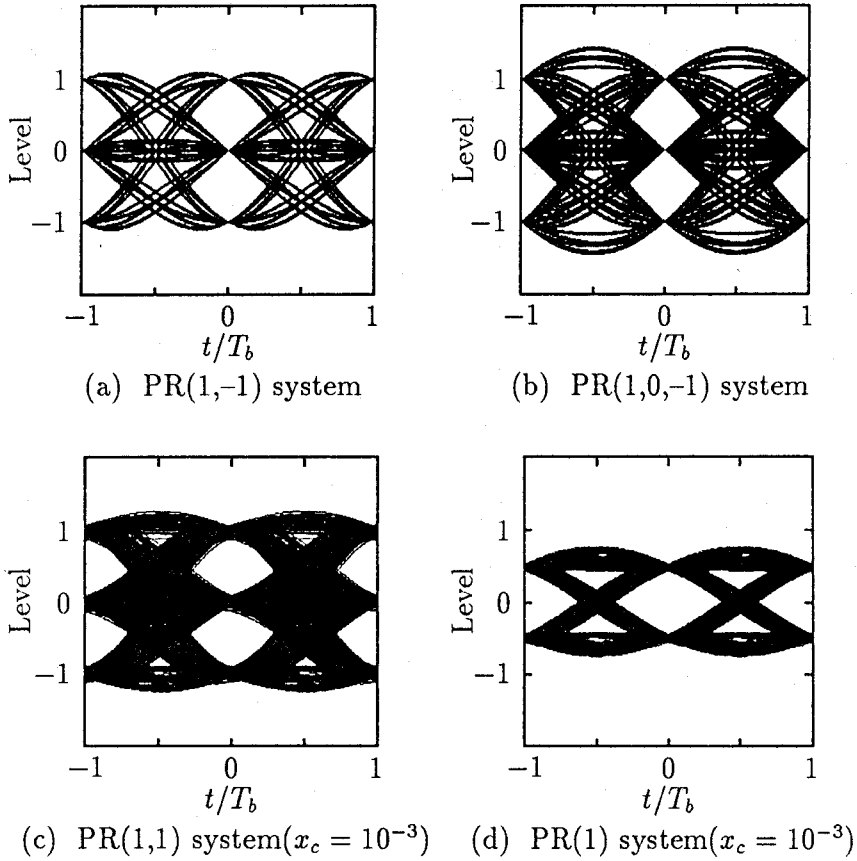


図 2.7 アイパターン ($\beta = 0.5, \eta = 1$)

である。但し、 $\tilde{r}(t)$ は低域遮断の影響を受けたナイキスト波形で

$$\tilde{r}(t) = 2 \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} R(x) \cdot \frac{\left(\frac{x}{x_c}\right)^2 \cos 2\pi \frac{t}{T_b} x - \frac{x}{x_c} \sin 2\pi \frac{t}{T_b} x}{1 + \left(\frac{x}{x_c}\right)^2} dx \quad (2.31)$$

となる⁽⁴⁰⁾。図 2.7 に各方式に対するアイパターンを示す。図中、(a)~(d) はそれぞれ、PR(1, -1) 方式, PR(1, 0, -1) 方式, PR(1, 1) 方式, PR(1) 方式の場合である。ここで、 $\beta = 0.5$, $\eta = 1$ とし、(c), (d) においては、 $x_c = 10^{-2}$ としている。図から、PR(1, -1) 方式, PR(1, 0, -1) 方式, PR(1, 1) 方式では、識別点の信号レベルは 3 値となるが、PR(1) 方式では 2 値となることがわかる。また、PR(1, 1) 方式, PR(1) 方式は低域遮断歪を生じることともわかる。そこで、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式と PR(1) 方式に

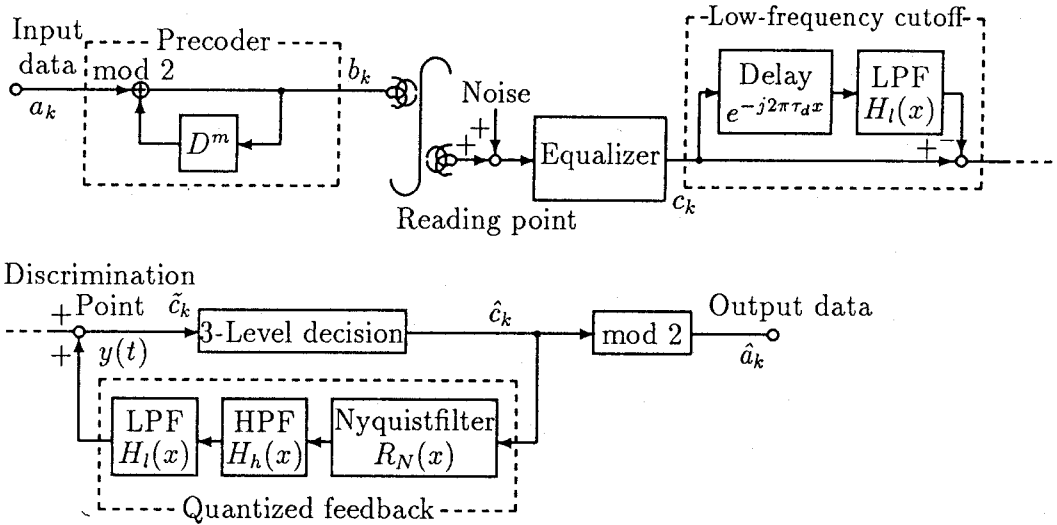


図 2.8 量子化帰還を含む PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式の記録・再生系ブロック図

おける低域遮断歪を，デジタル通信の分野で良く知られた量子化帰還法により補償するものとする^{(35),(36),(38)}．図 2.8 に量子化帰還回路を含む PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式の記録・再生系ブロック図を示す．図に見られるように，低域遮断は再生等化器出力に $1 - e^{-2j\pi\tau_d x} H_l(x)$ なる低域遮断特性（ハイパス特性）を有する回路を置くことにより行う．ここに， $H_l(x)$ は規格化遮断周波数が $x_c = f_c/f_b$ の RC ローパスフィルタの伝達関数で， $\tau_d = T_d/T_b$ は量子化帰還回路における規格化一巡ループ遅延時間である．但し， $H_l(x)$ による遅延時間は含まない．帰還ループにおけるナイキストフィルタは，高さが 1，幅が T_b の方形波に対して $r(t)$ を出力するフィルタで，その伝達関数は

$$R_N(x) = R(x)/(\sin \pi x/\pi x) \quad (2.32)$$

である．また，量子化帰還回路を交流結合とするため⁽²⁴⁾，伝達関数が $H_h(x)$ の RC ハイパスフィルタを付加するものとする，識別点信号波形は

$$y'_B(t) = \sum_i (2b_i - 1) \{w_B(t - iT_b) - w_B(t - iT_b) * h_l(t - \tau_d T_b)\}$$

$$+ \sum_i \hat{c}_i \{r(t - iT_b) * h_i(t - \tau_d T_b) * h_h(t)\} \quad (2.33)$$

と表される。但し、 $h_i(t)$ 、 $h_h(t)$ はそれぞれ、 $H_i(x)/f_b$ 、 $H_h(x)/f_b$ のフーリエ逆変換で、 $*$ は畳み込み積分を意味する。また、 $\{\hat{c}_k\}$ は 3 値判定出力で、1, 0, -1 の 3 値を取り、 $c_k = b_k + b_{k-m} - 1$ に対する推定値である。ここで、簡単のために誤り率は十分低いものと仮定して、 $\hat{c}_k = c_k$ とみなせば⁽⁴¹⁾,

$$y'_B(t) = \sum_i (2b_i - 1) w'_B(t - iT_b) \quad (2.34)$$

を得る。但し、

$$w'_B(t) = r'(t) + r'(t - mT_b), \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} r'(t) &= [1 - \{1 + h_h(t)\} * h_i(t - \tau_d T_b)] * r(t) \\ &= r(t) - 2 \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} R(x) \cdot \frac{\cos 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x + \frac{x}{x_c} \sin 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x}{1 + (\frac{x}{x_c})^2} dx \\ &+ 2 \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} R(x) \cdot \frac{\frac{x}{x_c} \{(\frac{x}{x_{c0}} + \frac{x}{x_c}) \cos 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x - (1 - \frac{x^2}{x_{c0}x_c}) \sin 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x\}}{\{1 + (\frac{x}{x_c})^2\} \{1 + (\frac{x}{x_{c0}})^2\}} dx \end{aligned} \quad (2.36)$$

となる。ここに、 $x_{c0} = f_{c0}/f_b$ は帰還回路の交流結合のために挿入したハイパスフィ

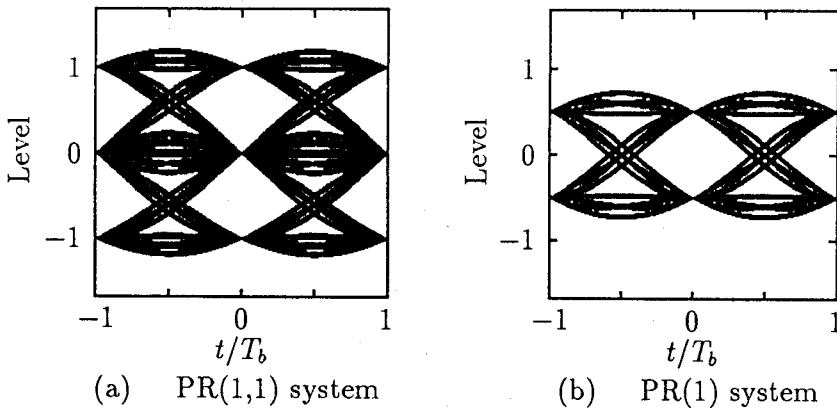


図 2.9 補償されたアイパターン

ルタの遮断周波数 f_{c0} を f_b で規格化した遮断周波数である。同様にして, PR(1) 方式に対する識別点信号波形は

$$y'_C(t) = \frac{1}{2} \sum_i (2a_i - 1) r'(t - \frac{T_b}{2} - iT_b) \quad (2.37)$$

となる。図 2.9 に式 (2.35), (2.37) から描いたアイパターンを示す。但し, (a) は PR(1, 1) 方式, (b) は PR(1) 方式の場合である。また, $\beta = 0.5$, $\eta = 1$, $x_c = 10^{-2}$, $x_{c0} = 10^{-4}$, $\tau_d = 1$ としている。図から量子化帰還法を用いることにより低域遮断歪を補償できることがわかる。

2.6 誤り率特性

PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式の誤り率は以下のようにして求まる⁽⁴²⁾。まず, 入力データ系列 $\{a_k\}$ の “1”, “0” の生起確率が等しいものとして $t = kT_b$ における識別点信号系列 $\{c_k\}$ の確率分布を求める。但し, $\eta = 1$ のときは, $\pm 1, 0$ の 3 値となる。次に, 平均値が 0 で分散が式 (2.14) で与えられる σ_A^2 のガウス雑音との和に対して, しきい値を $\pm l_{th}$ の 2 レベルに定めて 3 値判定を行うことにより, ビット誤り率が求まる。一方, PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式においては, 量子化帰還ループの雑音を無視すると⁽³⁷⁾, 識別点雑音電力は電力スペクトル $N'_B(x) = \frac{N_0}{2} |E_B(x) \{1 - e^{-j2\pi\tau_d x} H_1(x)\}|^2$ を積分することにより得られ,

$$\sigma_B'^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N'_B(x) dx \quad (2.38)$$

となる。但し, $N'_B(x)$ は, PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式に対する識別点片側雑音電力スペクトルで,

$$N'_B(x) = \frac{4}{\pi^2 a^2 K^2} \cdot \left(\frac{\cos m\pi x}{\sin \pi x} \right)^2 \cdot e^{2\pi Kx} \cdot R^2(x) \cdot \frac{x_c^2 (1 - \cos 2\pi\tau_d x)^2 + (x + x_c \sin 2\pi\tau_d x)^2}{x_c^2 + x^2} \quad (2.39)$$

である。同様にして PR(1) 方式の識別点雑音電力も求めることができ,

$$\sigma_C'^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N'_C(x) dx \quad (2.40)$$

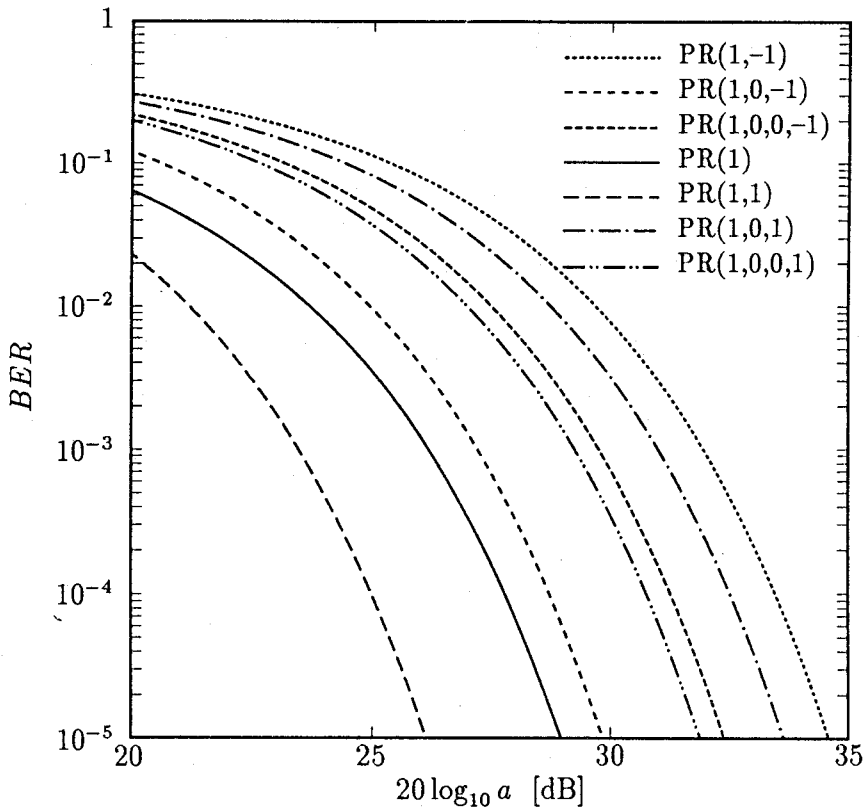


図 2.10 各 PR 方式の誤り率特性
 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1, x_c = 10^{-2}, x_{c0} = 10^{-4}, \tau_d = 1$)

となる。但し、 $N'_C(x)$ は、PR(1)方式に対する識別点片側雑音電力スペクトルで、

$$N'_C(x) = \frac{1}{4} N'_B(x) |_{m=0} \quad (2.41)$$

である。従って、PR(1, 0^{m-1} , -1)方式と同様にして、PR(1, 0^{m-1} , 1)方式、PR(1)方式の誤り率を求めることができる。但し、PR(1)方式では2値判定を行うものとする。図 2.10 に PR(1, 0^{m-1} , -1)方式 ($m = 1 \sim 3$)、PR(1, 0^{m-1} , 1)方式 ($m = 1 \sim 3$) および PR(1)方式の誤り率特性を示す。但し、 $K = 3$ 、 $\beta = 0.5$ 、 $\eta = 1$ とし、PR(1, 0^{m-1} , 1)方式、PR(1)方式においては $x_c = 10^{-2}$ 、 $x_{c0} = 10^{-4}$ 、 $\tau_d = 1$ としている。図に見られるように、PR(1,1)方式が最良の特性を示し、PR(1)方式、PR(1, 0, -1)方式も良好な特性を示している。これは、図 2.6 に示した識別点雑音電力スペクトルと良く一致している。

2.7 テープ・ヘッド間スペース増大の影響

ディジタル VTR のようにテープを記録媒体とするシステムにおいては、数 10 から数 100 ビットにも及ぶ再生信号の振幅低下を生ずることがあり、これはテープとヘッドとの間のスペースの増大に起因すると考えられている⁽¹⁰⁾。再生時のテープヘッド間スペースが定常値から ΔS だけ増大したときの各方式に対する等化器出力は

$$w_{As}(t) = r_s(t) - r_s(t - mT_b) \quad (2.42)$$

$$w_{Bs}(t) = r_s(t) + r_s(t - mT_b) \quad (2.43)$$

$$w_{Cs}(t) = \frac{1}{2}r_s\left(t - \frac{T_b}{2}\right) \quad (2.44)$$

で与えられる。但し、

$$\begin{aligned} r_s(t) = & \frac{\delta\eta}{\pi\left\{\left(\frac{t}{T_b}\right)^2 + \delta^2\right\}} \\ & + \frac{\eta e^{-\frac{\pi\delta(1+\beta)}{\eta}}}{2\pi} \left\{ \frac{-\delta \cos \frac{\pi(1+\beta)t}{\eta T_b} + \frac{t}{T_b} \sin \frac{\pi(1+\beta)t}{\eta T_b}}{\left(\frac{t}{T_b}\right)^2 + \delta^2} + \frac{2\delta\beta^2 \cos \frac{\pi(1+\beta)t}{\eta T_b} - \beta\left(1 + \frac{2\beta t}{T_b}\right) \sin \frac{\pi(1+\beta)t}{\eta T_b}}{4\delta^2\beta^2 + \left(\eta + \frac{2\beta t}{T_b}\right)^2} \right. \\ & + \left. \frac{2\delta\beta^2 \cos \frac{\pi(1+\beta)t}{\eta T_b} + \beta\left(1 - \frac{2\beta t}{T_b}\right) \sin \frac{\pi(1+\beta)t}{\eta T_b}}{4\delta^2\beta^2 + \left(\eta - \frac{2\beta t}{T_b}\right)^2} \right\} + \frac{\eta e^{-\frac{\pi\delta(1-\beta)}{\eta}}}{2\pi} \left\{ \frac{-\delta \cos \frac{\pi(1-\beta)t}{\eta T_b} + \frac{t}{T_b} \sin \frac{\pi(1-\beta)t}{\eta T_b}}{\left(\frac{t}{T_b}\right)^2 + \delta^2} \right. \\ & + \left. \frac{2\delta\beta^2 \cos \frac{\pi(1-\beta)t}{\eta T_b} - \beta\left(1 + \frac{2\beta t}{T_b}\right) \sin \frac{\pi(1-\beta)t}{\eta T_b}}{4\delta^2\beta^2 + \left(\eta + \frac{2\beta t}{T_b}\right)^2} + \frac{2\delta\beta^2 \cos \frac{\pi(1-\beta)t}{\eta T_b} + \beta\left(1 - \frac{2\beta t}{T_b}\right) \sin \frac{\pi(1-\beta)t}{\eta T_b}}{4\delta^2\beta^2 + \left(\eta - \frac{2\beta t}{T_b}\right)^2} \right\} \end{aligned} \quad (2.45)$$

である。ここに $r_s(t)$ はスペースの増大の影響を受けたナイキスト波形で、 $e^{-2\pi\delta|x|}$ ・ $R(x)/f_b$ のフーリエ逆変換である⁽¹⁰⁾。また、 δ は規格化されたスペースの増大で、 v をテープヘッド相対速度とすると

$$\delta = \Delta S/T_b v \quad (2.46)$$

である。従って、テープヘッド間スペースの増大の影響を考慮に入れた識別点信号波形は式 (2.22), (2.34), (2.37) からそれぞれ

$$y_{As}(t) = \sum_i (2b_i - 1)w_{As}(t - iT_b) \quad (2.47)$$

$$y_{B_s}(t) = \sum_i (2b_i - 1) w'_{B_s}(t - iT_b) \quad (2.48)$$

$$y_{C_s}(t) = \sum_i (2b_i - 1) w'_{C_s}(t - iT_b) \quad (2.49)$$

で表される。但し、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式および PR(1) 方式においては、2.6 で示したように低域遮断を行ない、これによる遮断歪を量子化帰還により補償を行うものとする、高さが 1、幅が T_b の記録波形に対する識別点の応答波形は

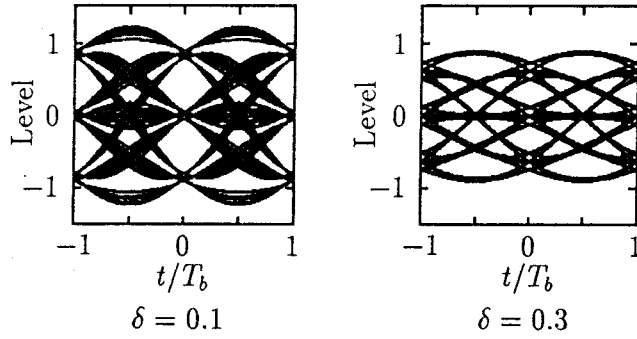
$$w'_{B_s}(t) = r'_s(t) + r'_s(t - mT_b) \quad (2.50)$$

$$w'_{C_s}(t) = \frac{1}{2} r'_s(t - \frac{T_b}{2}) \quad (2.51)$$

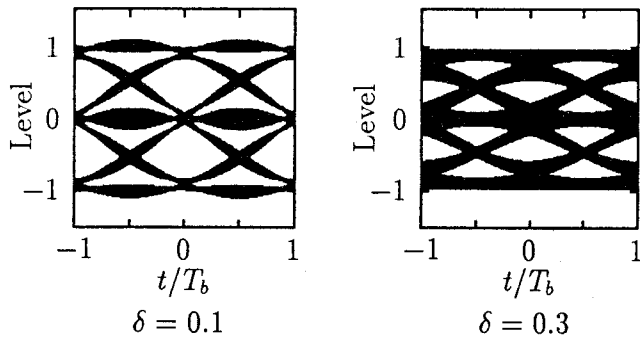
$$\begin{aligned} r'_s(t) &= r_s(t) * \{1 - h_l(t - \tau_d T_b)\} + r(t) * h_h(t) * h_l(t - \tau_d T_b) \\ &= r_s(t) - 2 \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} e^{-2\pi\delta x} \cdot R(x) \cdot \frac{\cos 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x + \frac{x}{x_c} \sin 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x}{1 + (\frac{x}{x_c})^2} dx \\ &\quad + 2 \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} R(x) \cdot \frac{\frac{x}{x_{c0}} \{(\frac{x}{x_{c0}} + \frac{x}{x_c}) \cos 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x - (1 - \frac{x^2}{x_{c0}x_c}) \sin 2\pi(\frac{t}{T_b} - \tau_d)x\}}{\{1 + (\frac{x}{x_c})^2\} \{1 + (\frac{x}{x_{c0}})^2\}} dx \end{aligned} \quad (2.52)$$

で表される。図 2.11 にスペース増大の影響を受けたアイパターンを示す。但し、 $\beta = 0.5$ 、 $\eta = 1$ とし、PR(1, 1) 方式、PR(1) 方式では、 $x_c = 10^{-2}$ 、 $x_{c0} = 10^{-4}$ 、 $\tau_d = 1$ としている。図から、 δ が大となるのに伴って信号レベルが低下し、アイの開口が小となることがわかる。図 2.12 に、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式 ($m = 1 \sim 3$)、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式 ($m = 1 \sim 3$) および PR(1) 方式に対するスペース増大と 10^{-4} の誤り率を達成するために必要な読み出し点の所要 SN 比の関係を示す。ここで、 $K = 3$ 、 $\beta = 0.5$ 、 $\eta = 1$ とし、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、PR(1) 方式においては、 $x_c = 10^{-2}$ 、 $x_{c0} = 10^{-4}$ 、 $\tau_d = 1$ としている。図から、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式においては、PR(1, 0, -1) 方式の所要 SN 比が最小で、しかもスペース増大の影響も受けにくいことがわかる。また、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式、PR(1) 方式においては、PR(1, 1) 方式がスペース増大の影響も受けにくく最良の特性を示すことがわかる。

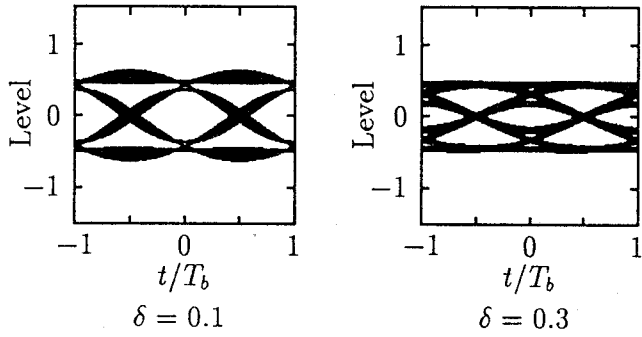
以上では、ビット長 $T_b v$ で規格化したスペースの増大 δ について性能評価を行った。ここで、 δ の値が定常スペース S に対してどの程度の増大になるかを示す。



(a) PR(1,0,-1) system



(b) PR(1,1) system ($x_c = 10^{-2}, x_{c0} = 10^{-4}, \tau_d = 1$)



(c) PR(1) system ($x_c = 10^{-2}, x_{c0} = 10^{-4}, \tau_d = 1$)

図 2.11 スペース増大の影響を受けたアイパターン ($\beta = 0.5, \eta = 1$)

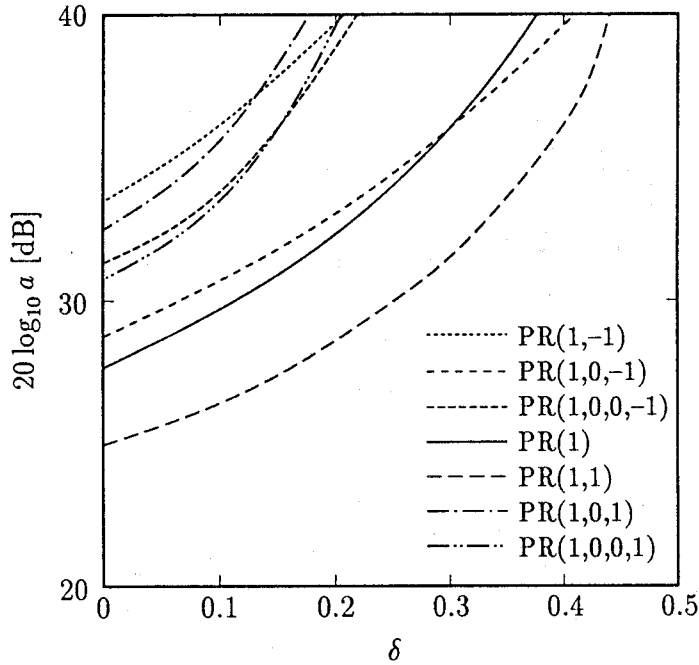


図 2.12 スペース増大と読み出し点の所要 SN 比の関係
 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1, x_c = 10^{-2}, x_{c0} = 10^{-4}, \tau_d = 1, BER = 10^{-4}$)

定常スペース、テープヘッド相対速度、ビットレートの具体的な値として、例えば $S = 0.12\mu\text{m}, v = 25.6\text{m/sec}, f_b = 34.6\text{Mb/sec}$ に選ぶと⁽⁴³⁾, $T_b v = 0.74\mu\text{m}$ となるから、式 (2.46) より、

$$\Delta S/S = 6.2\delta \quad (2.53)$$

表 2.1 δ と $\Delta S/S$ の関係

δ	$\Delta S/S$
0.1	0.62
0.2	1.24
0.3	1.62
0.4	2.48
0.5	3.10
0.6	3.72

を得る. 表 2.1 に δ と $\Delta S/S$ の関係を示す. 表から, 例えば $\delta = 0.1$ のとき, スペースの増大は定常スペースの 62%となることがわかる.

2.8 PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する誤り率改善法

図 2.13 に式 (2.15) において $m = 3$ とした場合の識別点雑音電力スペクトルを示す. 但し, $K = 3$, $\beta = 0.5$ としている. また, 図中の実線は $\eta = 1$ とした場合を, 破線は $\eta = 1.5$ とした場合を示している. 図において, $\eta = 1$ の場合のスペクトルに比べて $\eta = 1.5$ の場合には, 再生等化器の帯域幅が狭くなり, 高域ノイズが大幅に除去される. 従って, このとき信号検出が可能であれば SN 比の改善が期待できる. 図 2.14(a) に $m = 3$, $\beta = 0.5$, $\eta = 1$ とした場合の, 同図 (b) に $m = 3$, $\beta = 0.8$, $\eta = 1.5$ とした場合の再生等化器出力波形 $w_A(t)$ をそれぞれ示す. 同図 (a) の $\eta = 1$ の場合には, \bullet 印で示した $t = 0, T_b, 2T_b, 3T_b$ におけるサンプル値がそれぞれ 0.5, 0, 0, -0.5 となり, \circ 印で示したその他のサンプル値は 0 となることから

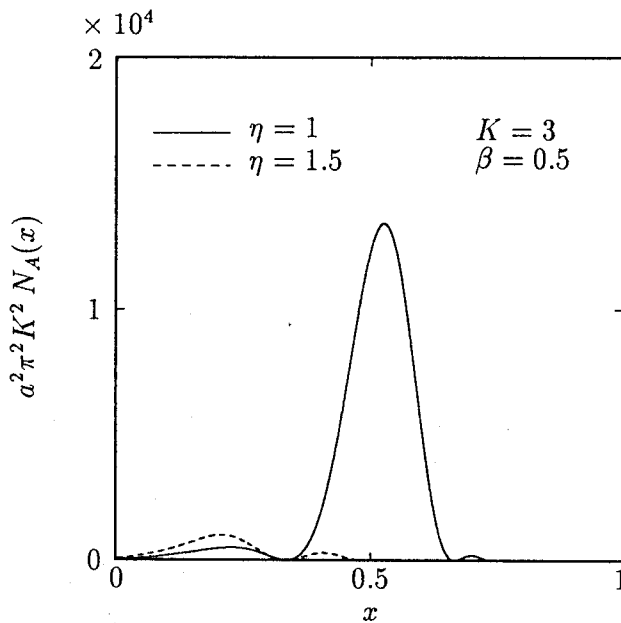
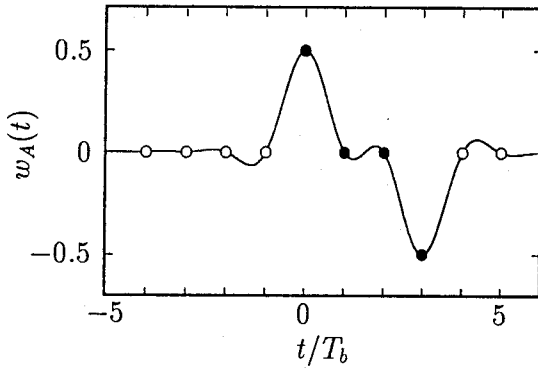
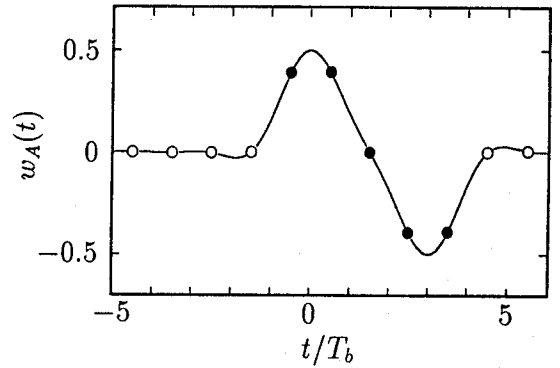


図 2.13 PR(1, 0, 0, -1) 方式 ($m = 3$) の識別点雑音電力スペクトル



(a) $\eta = 1, \beta = 0.5$



(b) $\eta = 1.5, \beta = 0.8$

図 2.14 PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式の再生等化器出力波形 ($m = 3$)

PR(1, 0, 0, -1) 特性であるのに対し, 同図 (b) に示す $\eta = 1.5$ の場合には, $t = -T_b, T_b, 2T_b, 4T_b$ におけるサンプル値はそれぞれ 0.16, 0.19, -0.19, -0.16 となつて 0 とはならず, $t = kT_b$ でのサンプル値が有した PR(1, 0, 0, -1) 特性は失われたことがわかる. 一方, 図中に \bullet , \circ 印で示した $t = kT_b - T_b/2$ のサンプル値のうち, \bullet 印で示す $t = -0.5T_b, 0.5T_b, 1.5T_b, 2.5T_b, 3.5T_b$ における値はそれぞれ 0.39, 0.39, 0, -0.39, -0.39 となる. また, \circ 印で示すサンプル値も高々 5.7×10^{-3} であることから, このとき, 擬似的な PR(1, 1, 0, -1, -1) 特性となっていることがわかる. これは, η の増大が隣接ビットへの波形干渉を引き起こし, 擬似的な PR(1, 1) 特性が PR(1, 0, 0, -1) 方式に加わり, 等価的に PR(1, 1, 0, -1, -1) 方式になったものと考えられる. その際, η によって PR(1, 1) 特性の度合いを調整することが可能で, 同時にロールオフ率 β を調整すればより所望の PR 特性に近づけることができる. 従つて, $t = kT_b - T_b/2$ でサンプリングしたときの識別点信号系列 $\{c'_k\}$ は, 式 (2.25) に PR(1, 1) 特性が加わったものと考えられ,

$$\begin{aligned}
 c'_k &= y_A(kT_b - T_b/2) = c_k + c_{k+1} \\
 &= b_k + b_{k-1} - b_{k-m} - b_{k-m-1}
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

表 2.2 PR 特性

m	A 方式	I 方式
1	(1,-1)	(1,0,-1)
2	(1,0,-1)	(1,1,-1,-1)
3	(1,0,0,-1)	(1,1,0,-1,-1)
4	(1,0,0,0,-1)	(1,1,0,0,-1,-1)
5	(1,0,0,0,0,-1)	(1,1,0,0,0,-1,-1)
$m > 1$	(1,0 ^{$m-1$} , -1)	(1,1,0 ^{$m-2$} , -1, -1)

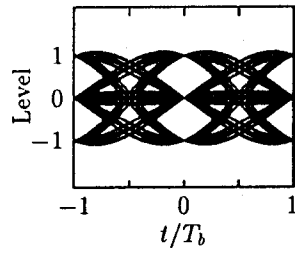
となる。このとき、誤り波及を防ぐために、記録側に式 (2.1) の代わりに入出力の関係が

$$b_k = a_k + b_{k-1} + b_{k-m} + b_{k-m-1} \pmod{2} \quad (2.55)$$

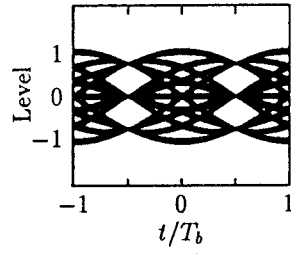
で与えられるプリコーダを挿入する。これにより、

$$\hat{a}_k \equiv c'_k \pmod{2} = a_k \quad (2.56)$$

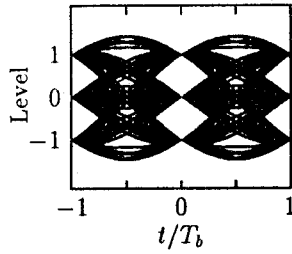
となって、入力データ系列 $\{a_k\}$ を復号することができる。ここでは、PR(1, 0 ^{$m-1$} , -1) 方式を A 方式、PR(1, 1, 0 ^{$m-2$} , -1, -1) 方式を I 方式とそれぞれ呼ぶことにする。図 2.15 に、両方式のアイパターンを示す。図において、(a), (c), (e), (g), (i) はそれぞれ A 方式の $m = 1 \sim 5$ の場合、(b), (d), (f), (h), (j) は I 方式の $m = 1 \sim 5$ の場合を示している。また、A 方式では $\beta = 0.5$, $\eta = 1$ とし、I 方式では $\beta = 0.8$, $\eta = 1.5$ としている。図に見られるように、I 方式のアイは A 方式に比べ、 $T_b/2$ だけずれた位置に開いている。また、A 方式の識別点信号系列 $\{c_k\}$ および $m = 1$ とした I 方式の場合に対する識別点信号系列 $\{c'_k\}$ は 3 値であるのに対し、 m が 2 以上の I 方式の $\{c'_k\}$ は 5 値となることがわかる。表 2.2 に、各 m に対する A 方式と I 方式の PR 特性の関係を示す。このように、 η の増大による擬似的な PR(1, 1) 特性が、式 (2.6) で定めた PR 特性に加わることにより、A 方式における PR(1, 0 ^{$m-1$} , -1) 特性は擬似的に I 方式の PR(1, 1, 0 ^{$m-2$} , -1, -1) 特性に変わることになる。表から、PR(1, 0, -1)



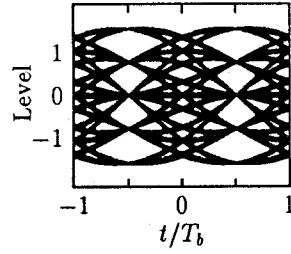
(a) $m = 1, \beta = 0.5, \eta = 1$



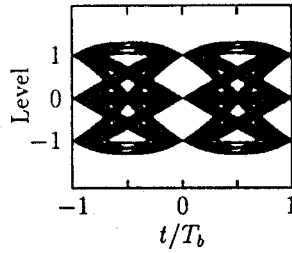
(b) $m = 1, \beta = 0.8, \eta = 1.5$



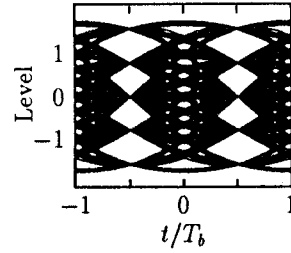
(c) $m = 2, \beta = 0.5, \eta = 1$



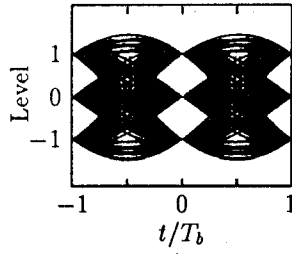
(d) $m = 2, \beta = 0.8, \eta = 1.5$



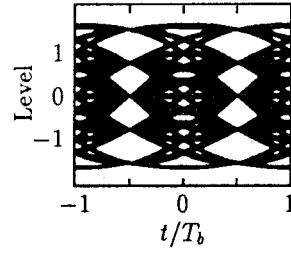
(e) $m = 3, \beta = 0.5, \eta = 1$



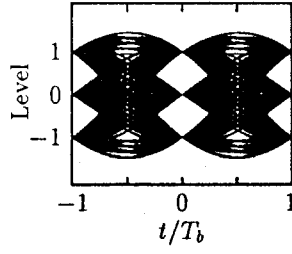
(f) $m = 3, \beta = 0.8, \eta = 1.5$



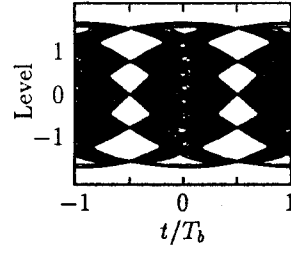
(g) $m = 4, \beta = 0.5, \eta = 1$



(h) $m = 4, \beta = 0.8, \eta = 1.5$



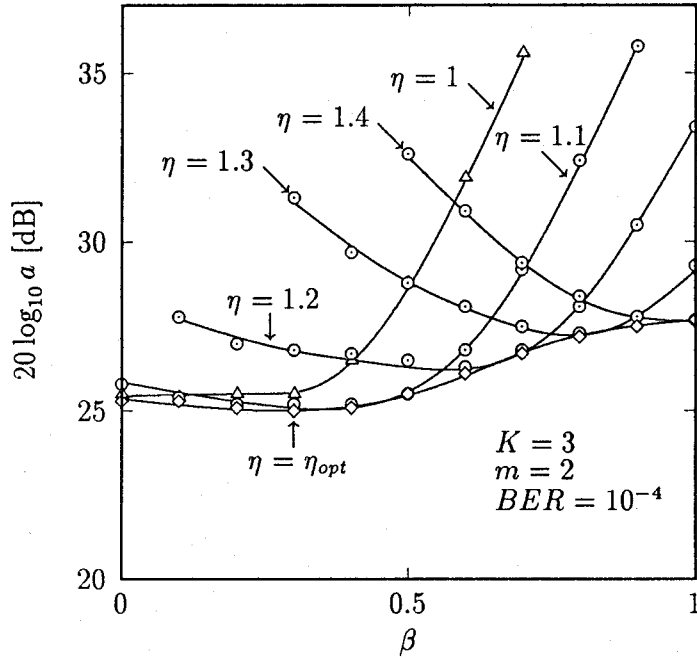
(i) $m = 5, \beta = 0.5, \eta = 1$



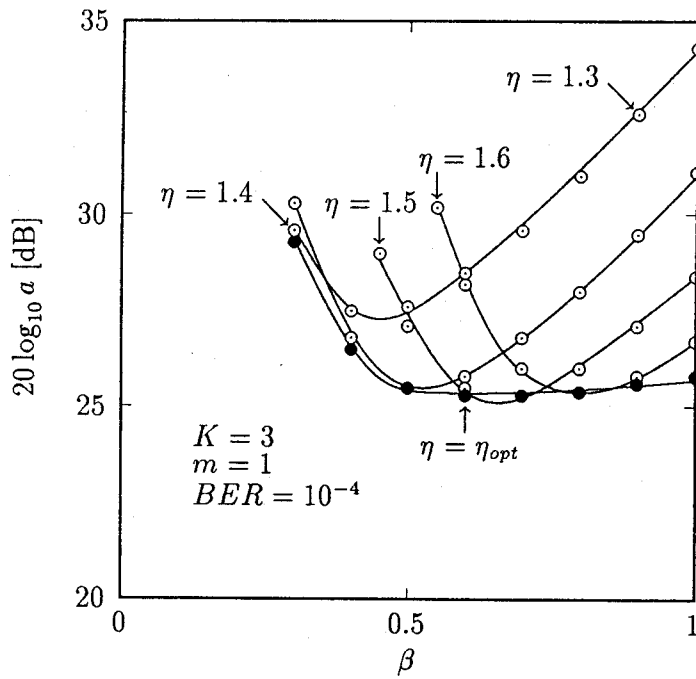
(j) $m = 5, \beta = 0.8, \eta = 1.5$

図 2.15 アイパターン

特性は、 $m = 2$ の A 方式と $m = 1$ の B 方式の両方式から得られる。図 2.16 の (a), (b) にこれら両方式においてビット誤り率 10^{-4} を達成するために要する読み出し点 SN 比と β の関係をいくつかの η について示す。但し、 $K = 3$ としている。図に見られるように、両方式とも η が与えられたときに所要 SN 比を最小とする β の最適値 β_{opt} が存在する。また、 β が与えられたときに所要 SN 比を最小とする η の最適値 η_{opt} も存在する。これらを (a), (b) に \diamond , \bullet 印でそれぞれ示す。また、2.6 で示した $\eta = 1$ とした場合を (a) に \triangle 印で示す。これより、 η を最適値に定めることにより、 $\eta = 1$ の場合に比べて SN 比の改善が得られる。その改善量は β が大であるほど大きく、例えば $\beta = 0.5$ のときで約 3.3dB となる。また、(a), (b) 両図から I 方式は A 方式に比べて大きな β のとき良好な特性を示すことがわかる。なお、A, I 両方式のほかの m の場合も同様の傾向を示す。一般に β を 1 に近づけると式 (2.7) で示した $r(t)$ のサイドローブの振動が小となり、不要な波形干渉は減少するものの、所要帯域幅が広がることから高域ノイズの影響が大となることが知られている⁽²⁰⁾。ところが、I 方式が A 方式に比べて 1 に近い β で良好な特性を示すのは、I 方式では A 方式に比べて、 η_{opt} が大となることから、 β を 1 に近づけても高域のノイズが十分に抑圧されることによるものと考えられる。逆に、 β が 0 に近づく程ロールオフ特性は急峻となり、等化器の実現には困難を伴う。更に、サイドローブの振動によるタイミングマージンの減少を来す⁽²⁰⁾。従って、 β としては実際には 0.5 以上の値が選ばれる^{(10),(44)}。図 2.17 に、 $m = 3$ の両方式の誤り率特性を示す。但し、 \triangle 印は A-3 方式 ($\eta = 1$)、 \circ 印は A-3 方式、 \bullet 印は I-3 方式を表している。ここで、A-3 方式とは A 方式の $m = 3$ の場合を意味している。また、 $K = 3$ 、 $\beta = \beta_{opt} (\geq 0.5)$ 、 $\eta = \eta_{opt}$ としている。図から、A-3 方式において、 $\eta = \eta_{opt}$ とすることによる改善量は約 0.5dB とわずかであるが、I-3 方式では約 7.6dB と大幅な改善が得られることがわかる。これは先に示したように、 η による高域ノイズの抑圧とこれによる波形干渉を信号検出に有効に用いることができるからである。また、図 2.18 に規格化線密度 K と 10^{-4} の誤り率を達成するための読み出し点の所要 SN 比の関係を示す。図中、 $m = 2$ の A 方式の場合 (A-2) を \diamond 印、 $m = 1$ の I 方式の場合 (I-1) を \circ 印、 $m = 2$ の I 方式の場合 (I-2) を \square 印、 $m = 3$ の I 方式の場合 (I-3) を \bullet 印でそれぞれ



(a) A system



(b) I system

図 2.16 読み出し点 SN 比と β の関係

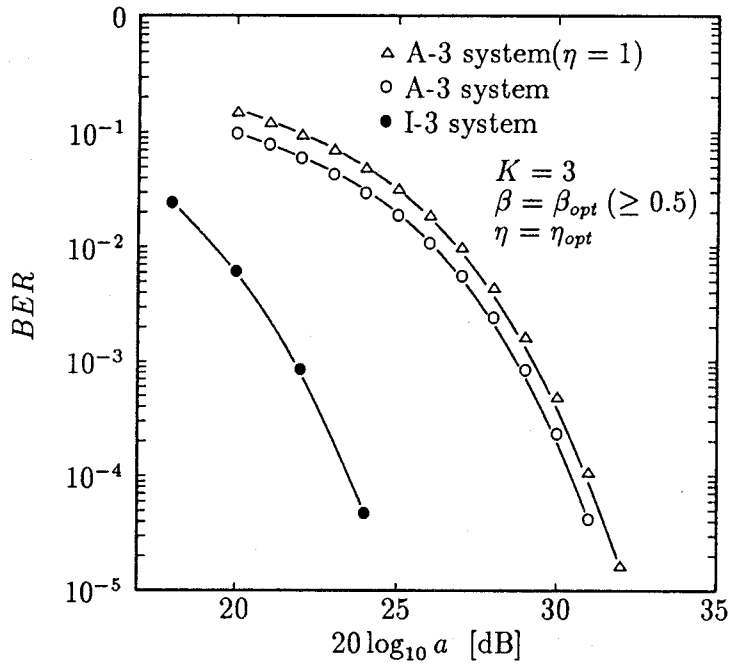


図 2.17 PR(1, 0, 0, -1) 方式の誤り率特性

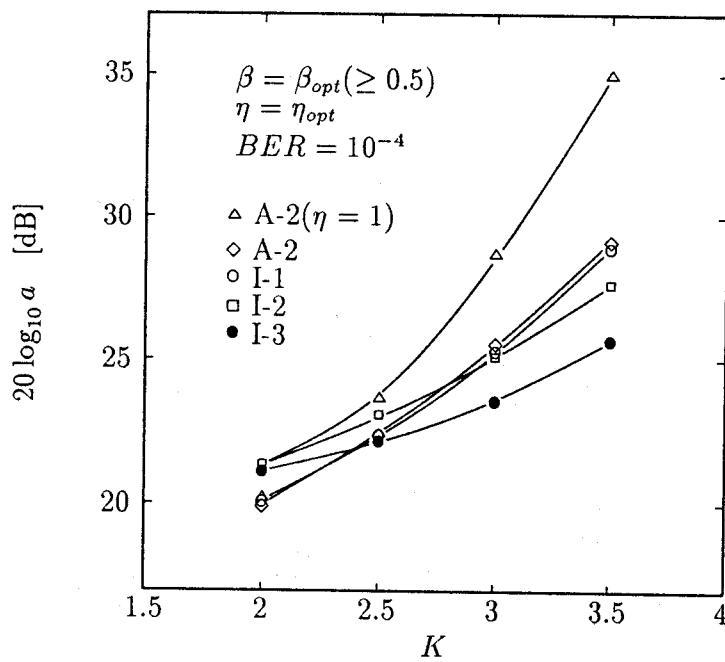


図 2.18 読み出し点の所要 SN 比と K の関係

表している。但し、 $\beta = \beta_{opt} (\geq 0.5)$ 、 $\eta = \eta_{opt}$ としている。図から、 K の増大に伴って 10^{-4} のビット誤り率を達成するための所要 SN が増大することがわかる。また、 $K = 2$ においては A-2 方式と I-1 方式が良好な特性を示すのに対して、より高密度記録となる $K \geq 2.5$ では、I-3 方式 (PR(1, 1, 0, -1, -1) 方式) が最良の特性を示すことがわかる。また、I 方式は A 方式に比べ、 K の増加に伴う所要 SN 比の増大が小であることから、今後一層の高密度化を図るうえで、有効な PR 方式と考えられる。

2.9 結 言

本章では、まず、2 値記録符号である NRZ 符号に対して、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式および PR(1) 方式を組み合わせた場合において、ビットごとの復号に対する誤り率特性を求め、性能評価を行った。その結果、

1. PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式においては、PR(1, 0, -1) 方式が最良の特性を示す。
2. PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式においては、PR(1, 1) 方式が最良の特性を示す。
3. PR(1) 方式も PR(1, 1) 方式に次いで良好な性能を示す。

ことが明らかとなった。

次いで、テープヘッド間スペースの増大の影響についても検討を加えた結果、PR(1, 1) 方式がスペース増大の影響も受けにくく、最良の特性を示すことが明らかとなった。

さらに、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式における誤り率特性改善手法を提案し、その誤り率特性を求め、性能評価を行った結果、本手法によって誤り率特性改善が可能で、線記録密度の増加に伴う所要 SN 比の増大が小となることから、今後一層の高密度化を行う上で、本手法は有効な方式であることが明らかとなった。

第3章 多値記録符号に対するパーシャルレスポンス方式^{(27),(54)}

3.1 序言

本章では、記録符号として3B-2T符号等の多値記録符号を採用し、先に示したPR方式と組み合わせた場合について検討する。多値記録では、2値記録と同一の記録密度を達成するために要するシンボルレートを下げることができる。このことから、再生等化器の所要帯域幅を狭くすることが可能となり、これによるSN比の改善量が振幅方向の雑音余裕の減少によるSN比の劣化量を上回れば、2値記録に比べてSN比の改善が得られ、一層の高密度記録が期待できる。そこで、多値記録符号として3値記録符号の3B-2T符号⁽²³⁾、4B-3T符号⁽⁴⁵⁾と4値記録符号の2B-1Q符号⁽²⁴⁾に対するPR(1, 0^{m-1} , -1)方式、PR(1, 0^{m-1} , 1)方式およびPR(1)方式の誤り率特性を求め、比較検討を行う。

3.2 多値記録符号

多値符号は、ビット間隔 T_b で入力される“1”、“0”の2値入力データ系列を、シンボル間隔 $T_s (= \eta_c T_b)$ の L 値符号系列に変換するものである。ここに、 η_c は符号化効率で、例えば、3ビットの2値入力データ系列を2シンボルの3値符号系列に変換する3B-2T符号では $\eta_c = 1.5$ となる。ここでは3B-2T符号の他に、4ビットの2値入力データ系列を3シンボルの3値符号系列に変換する4B-3T符号、2ビットの2値入力データ系列を1シンボルの4値符号系列に変換する2B-1Q符号についても検討を行う。表3.1の(a)~(c)に、これらの符号化則をそれぞれ示す^{(23),(24),(45)}。ここで、(b)の4B-3T符号においては、累積電荷により、mode 1, 2, 3とモードを切り替えることにより、記録波形のDC制御を行っている。

表 3.1 多値記録符号の符号化則

(a) 3B-2T 符号

Binary	Ternary
111	20
110	21
101	01
100	22
011	00
010	10
001	12
000	02

(b) 4B-3T 符号

Binary	Ternary		
	mode 1	mode 2	mode 3
0000	222	020	020
0001	221	110	110
0010	212	101	101
0100	122	011	011
1000	202	202	000
0011	102	102	102
0101	012	012	012
1001	112	112	001
1010	121	121	010
1100	211	211	100
0110	021	021	021
1110	201	201	201
1101	210	210	210
1011	120	120	120
0111	022	022	002
1111	220	200	200

(c) 2B-1Q 符号

Binary	Quaternary
11	3
10	2
00	1
01	0

3.3 識別点雑音電力

図 3.1 に L 値記録符号に対する PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式のブロック図を示す. ビット間隔 T_b ごとに入力される 2 値入力データ系列 $\{a_{k'}\}$ を 2 値- L 値変換した L 値系列 $\{b_k\}$ とプリコーダ出力系列 $\{c_k\}$ との間には

$$c_k = b_k + c_{k-m} \pmod{L} \quad (3.1)$$

の関係が成り立つものとする. 2 値記録の場合との比較のために, 磁化レベルは L の値にかかわらず ± 1 の範囲に規格化する. すなわち, プリコーダ出力系列 $\{c_k\}$ に対する記録波形は幅がシンボル間隔 T_s に等しく, 高さが

$$c_k^* = \frac{2}{L-1} c_k - 1 \quad (3.2)$$

のパルスとする. 従って, $c_k^* = 1$ すなわち, 高さが 1, 幅がシンボル間隔 T_s 記録波形に対する再生等化器入力

$$g_L(t) = \frac{1}{2} \{h(t) - h(t - T_s)\} \quad (3.3)$$

となり, これに対する再生等化器出力が, それぞれ PR(1, 0^{m-1} , -1), PR(1, 0^{m-1} , 1), PR(1) 特性となるように, 各方式に対する再生等化器の伝達特性を定める. このと

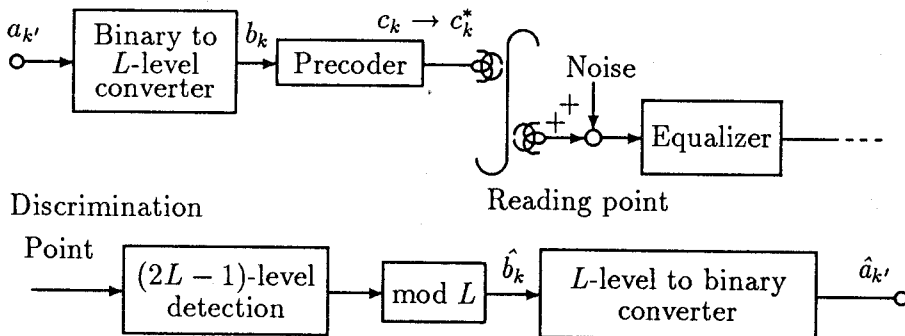


図 3.1 L 値記録符号に対する PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式の記録・再生系ブロック図

き、その伝達関数 $E_{LA}(x)$, $E_{LB}(x)$, $E_{LC}(x)$ は、2.2, 2.3 と同様にして、それぞれ

$$E_{LA}(x) = \frac{2(L-1) \sin m\eta_c \pi x}{AK\pi \sin \eta_c \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x|-j(m-1)\eta_c \pi x} \quad (3.4)$$

$$E_{LB}(x) = \frac{2(L-1) \cos m\eta_c \pi x}{jAK\pi \sin \eta_c \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x|-j(m-1)\eta_c \pi x} \quad (3.5)$$

$$E_{LC}(x) = \frac{(L-1)}{jAK\pi \sin \eta_c \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x|} \quad (3.6)$$

となる。ここで、PR(1, 0^{m-1} , 1), PR(1) 方式においては、2.5 と同様に、低域における過度の雑音増加を抑圧するために低域遮断を行ない、これによる遮断歪を量子化帰還法により補償するものとする、各 PR 方式に対する識別点雑音電力は

$$\sigma_{AL}^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_{AL}(x) dx \quad (3.7)$$

$$\sigma_{BL}^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_{BL}(x) dx \quad (3.8)$$

$$\sigma_{CL}^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_{CL}(x) dx \quad (3.9)$$

となる。但し、 $N_{AL}(x)$, $N_{BL}(x)$, $N_{CL}(x)$ は各 PR 方式に対する識別点の片側雑音電力スペクトルで、それぞれ、

$$N_{AL}(x) = \frac{4(L-1)^2}{a^2 K^2 \pi^2} \cdot \frac{\sin^2 m\eta_c \pi x}{\sin^2 \eta_c \pi x} \cdot R^2(x) \cdot e^{2\pi Kx} \quad (3.10)$$

$$N_{BL}(x) = \frac{4(L-1)^2}{a^2 K^2 \pi^2} \cdot \frac{\cos^2 m\eta_c \pi x}{\sin^2 \eta_c \pi x} \cdot R^2(x) \cdot e^{2\pi Kx} \cdot \frac{x_c^2(1 - \cos 2\pi\tau_d x)^2 + (x + x_c \sin 2\pi\tau_d x)^2}{x^2 + x_c^2} \quad (3.11)$$

$$N_{CL}(x) = \frac{1}{4} N_{BL}(x) |_{m=0} \quad (3.12)$$

である。図 3.2 に PR(1,0,-1) 方式に対する識別点雑音電力スペクトルを示す。但し、実線が 3B-2T 符号、破線が NRZ 符号の場合を示している。また、 $K = 3$, $\beta = 0.5$ とし、各符号とも、波形干渉を避けるため $\eta = \eta_c$ としている。図から、記録符号として、NRZ 符号の代わりに 3B-2T 符号を採用することにより、高域ノイズの抑圧が可能となることがわかる。従って、このような多値記録符号を用いることにより、所定の誤り率を達成するための読み出し点の所要 SN 比を改善できれば、より一層の高密度化が期待できる。

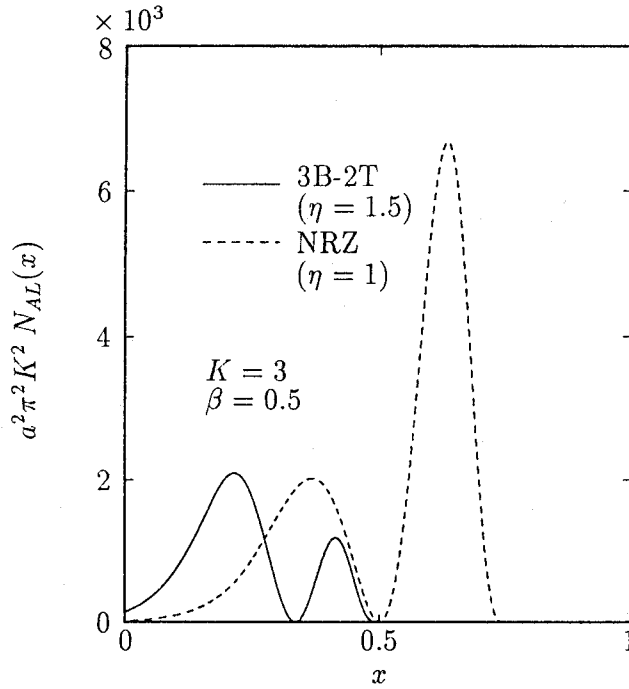


図 3.2 PR(1, 0, -1) 方式の識別点雑音電力スペクトル

3.4 識別点信号波形

入力系列 $\{a_{k'}\}$ より記録系列 $\{c_k^*\}$ が求めれば, PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式に対する識別点信号波形は,

$$y_{AL}(t) = \sum_i c_i^* w_{AL}(t - iT_s) \quad (3.13)$$

で表される. ここで, $w_{AL}(t)$ は高さが 1 で, 幅が T_s の記録波形に対する再生等化器出力波形で,

$$w_{AL}(t) = r(t) - r(t - mT_s) \quad (3.14)$$

である.

一方, PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式及び PR(1) 方式においては, 2.6 と同様に低域遮断によ

る信号歪を量子化帰還法により補償するものとする、識別点信号波形はそれぞれ、

$$y_{BL}(t) = \sum_i c_i^* w'_{BL}(t - iT_s) \quad (3.15)$$

$$y_{CL}(t) = \sum_i c_i^* r'(t - \frac{T_s}{2} - iT_s) \quad (3.16)$$

で表すことができる。但し、 $w_{BL}(t)$ は高さが 1 で、幅が T_s の記録波形に対する PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式の再生等化器出力波形で、

$$w'_{BL}(t) = r'(t) + r'(t - mT_s) \quad (3.17)$$

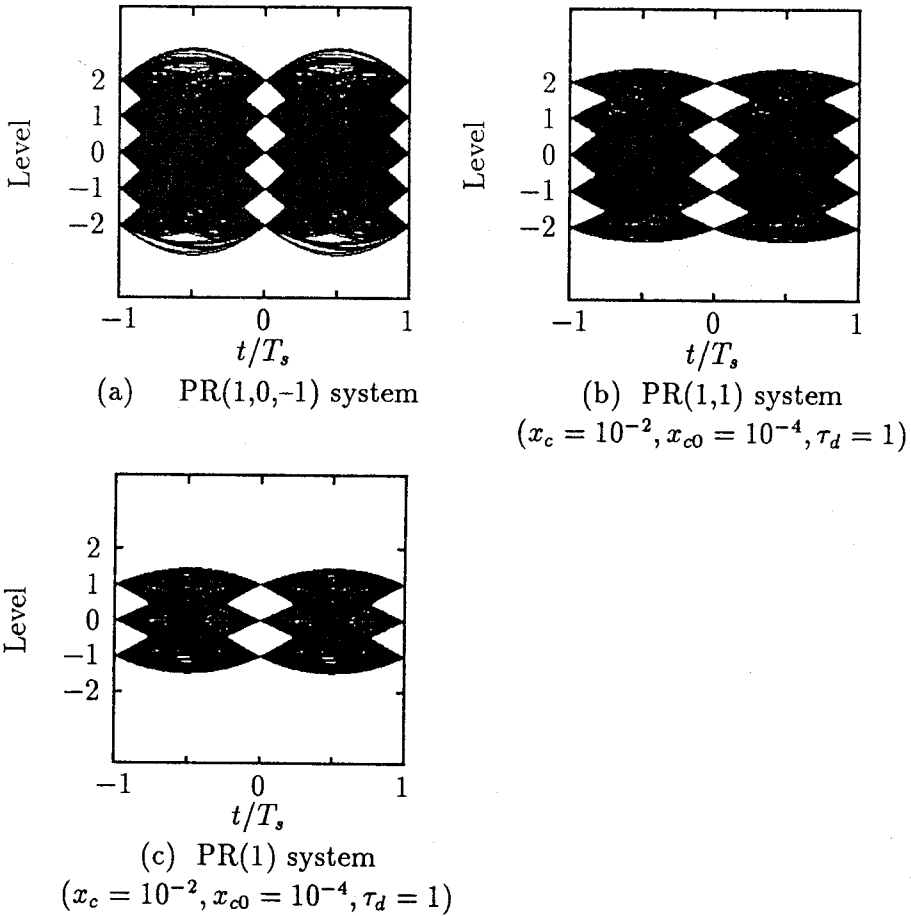


図 3.3 3B-2T 符号に対するアイパターン ($\beta = 0.5, \eta = 1.5$)

である．図 3.3 に 3B-2T 符号に対する各方式のアイパターンを示す．但し，(a)～(c) はそれぞれ，PR(1, 0, -1) 方式，PR(1, 1) 方式，PR(1) 方式の場合である．また， $\beta = 0.5, \eta = 1.5$ とし，PR(1, 1) 方式および PR(1) 方式については， $x_c = 10^{-2}, x_{co} = 10^{-4}, \tau_d = 1$ としている．図に見られるように，各 PR 方式の信号レベルは，PR(1, 0, -1), PR(1, 1) 両方式の場合には 5 値，PR(1) 方式の場合には 3 値となる．そこで，図 3.1 のように，PR(1, $0^{m-1}, -1$), PR(1, $0^{m-1}, 1$) 方式においては， $2L - 1$ 値判定し，PR(1) 方式においては L 値判定すればよいことがわかる．更に， $\{\hat{b}_k\}$ は， L 値-2 値変換器により，表 3.1 に従って出力データ系列 $\{\hat{a}_k\}$ に L 値-2 値変換される．但し，変換先のない 3B-2T 符号におけるシンボル “00”，4B-3T 符号におけるシンボル “111” は，2 値系列 “010”，“0001” にそれぞれ，変換される．

3.5 誤り率特性

図 3.4 に 3B-2T 符号⁽²³⁾ ($L = 3, \eta = 1.5$) 及び NRZ 符号に対する PR(1, $0^{m-1}, -1$) 方式，PR(1, $0^{m-1}, 1$) 方式及び PR(1) 方式の誤り率特性を示す．但し，3B-2T 符号の場合を実線で，NRZ 符号の場合を破線で示し，PR(1, -1), PR(1, 0, -1), PR(1, 1), PR(1, 0, 1) および PR(1) 方式をそれぞれ，◇, □, ◻, ○, △印で示している．図に見られるように，PR(1, 1) 方式以外の方式については NRZ 符号の場合に比べて 3B-2T 符号の場合の誤り率特性は改善されている．例えば， 10^{-4} の誤り率を達成するのに要する読み出し点の SN 比改善量は，PR(1, -1) 方式で約 5.7dB，PR(1, 0, -1) 方式で約 4.2dB，PR(1, 0, 1) 方式で約 4.1dB，PR(1) 方式で約 4dB である．また，3B-2T 符号との組合せで最良の誤り率特性を与えるのは，PR(1) 方式で，次いで，PR(1, 0, -1) 方式が良い．それは，2.7 で示したように，これらの方式が NRZ 符号に対する特性も良く，更に 3B-2T 符号による改善量も大きいためである．これに対して，PR(1, 1) 方式は NRZ 符号に対する特性は良いが，3B-2T 符号に対しては 3 値記録による低域雑音の増大が高域雑音の減少を上回り，雑音余裕が減少するために特性劣化が生じる．また，図中，◇印で示す PR(1, -1) 方式と○印の PR(1, 0, 1) 方式は改善量は大きいものの，NRZ 符号に対する特性が良くないために 3B-2T 符号の場合も良好な特

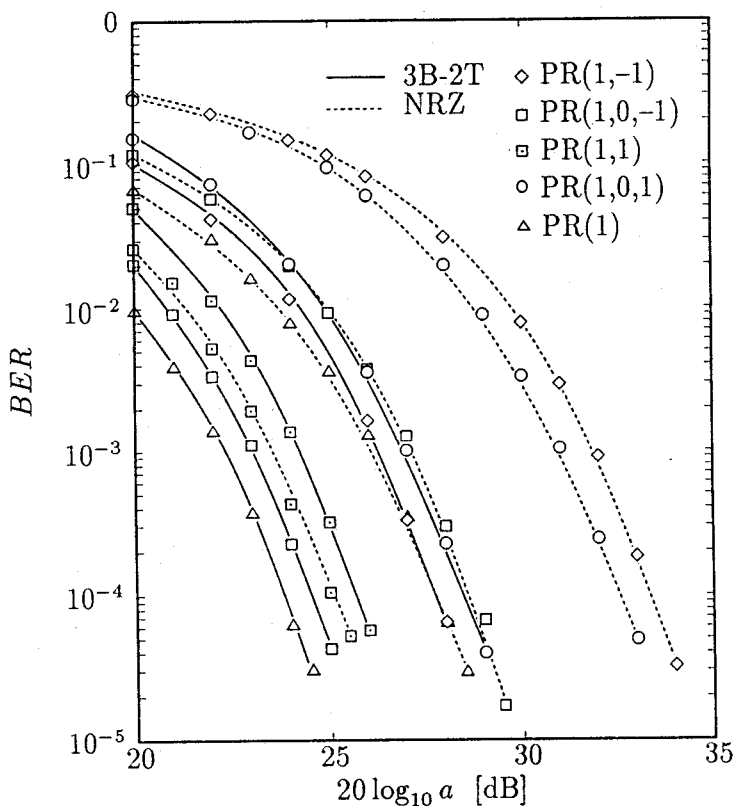


図 3.4 3B-2T 符号の誤り率特性
 $(K = 3, \beta = 0.5, x_c = 10^{-2}, \tau_d = 1, x_{c0} = 10^{-4})$

性とはならない。

4B-3T 符号⁽⁴⁵⁾ と 2B-1Q 符号⁽²⁴⁾ についても誤り率特性を求めた結果、3B-2T 符号と同様に PR(1) 方式との組み合わせた場合が最良の特性を示した。そこで、PR(1) 方式に対するこれらの符号の誤り率特性を図 3.5 に示す。但し、NRZ 符号、3B-2T 符号、4B-3T 符号および 2B-1Q 符号の場合をそれぞれ \circ 、 \diamond 、 \square 、 \triangle 印で示している。図から、NRZ 符号に対する 2B-1Q 符号、4B-3T 符号の SN 比改善量は、 10^{-4} の誤り率のときで、それぞれ約 3.6dB、1.8dB となることがわかる。また、本研究において、検討した多値記録符号と PR 方式の組合せのうちでは、3B-2T 符号と PR(1) 方式の組合

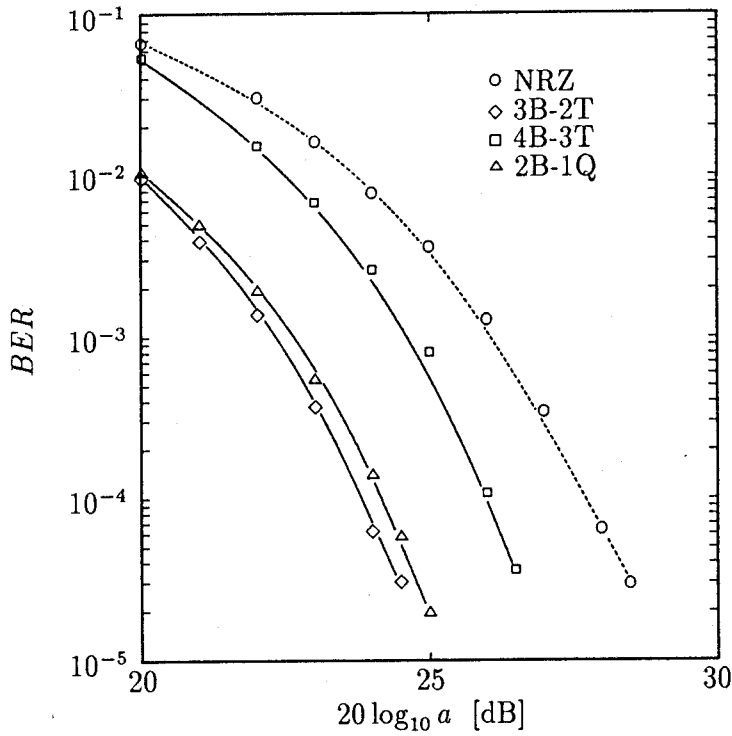


図 3.5 PR(1) 方式の誤り率特性 ($K = 3, \beta = 0.5, x_c = 10^{-2}, \tau_d = 1, x_{c0} = 10^{-4}$)

せが最良の性能を与えることが明らかとなった。

図 3.4, 3.5 で求めた誤り率特性は、記録・再生系の線形性が成り立つものと仮定して求めている。しかし、多値記録において線形性を保つためには AC バイアスを必要とし、これが信号レベルの劣化を来す。高密度記録における AC バイアス法による劣化量は約 2.5 dB という報告がある⁽⁴⁶⁾。そこで、図 3.6 に示すように 3 値記録波形に対して 2 値記録波形を割り当てる擬似 3 値波形発生器を挿入することにより、3 値符号に対して 2 値記録を行う⁽⁴⁷⁾。図 3.7 に、擬似 3 値波形発生器のふるまいを示す。擬似 3 値波形発生器は、 $c_k^* = \pm 1$ に対しては入力波形をそのまま出力し、 $c_k^* = 0$ に対してのみ図のような記録波形に変換する。ここに、 P は最小反転間隔を定義するパラメータである。図中には $P = 6$ とした場合を示している。図 3.8 に擬似 3 値記

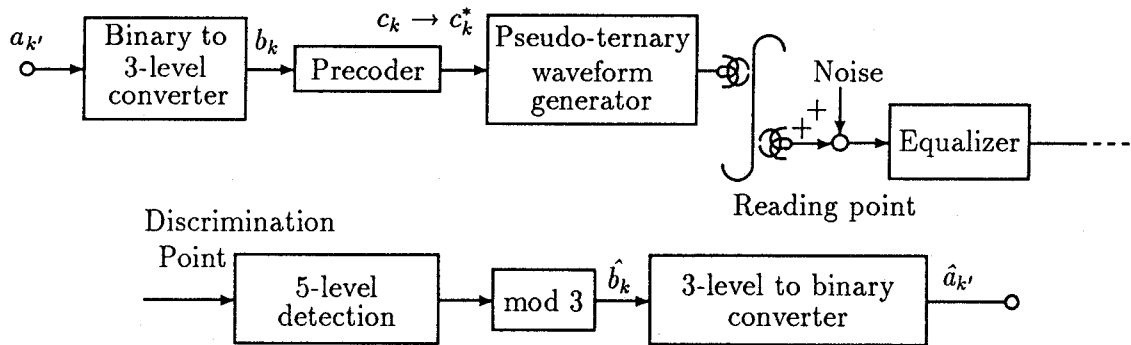


図 3.6 擬似 3 値記録に対する PR(1, 0, -1) 方式の記録・再生系ブロック図

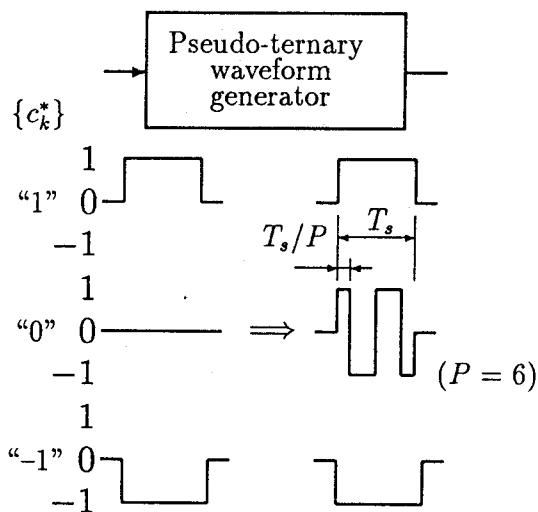


図 3.7 擬似 3 値記録波形

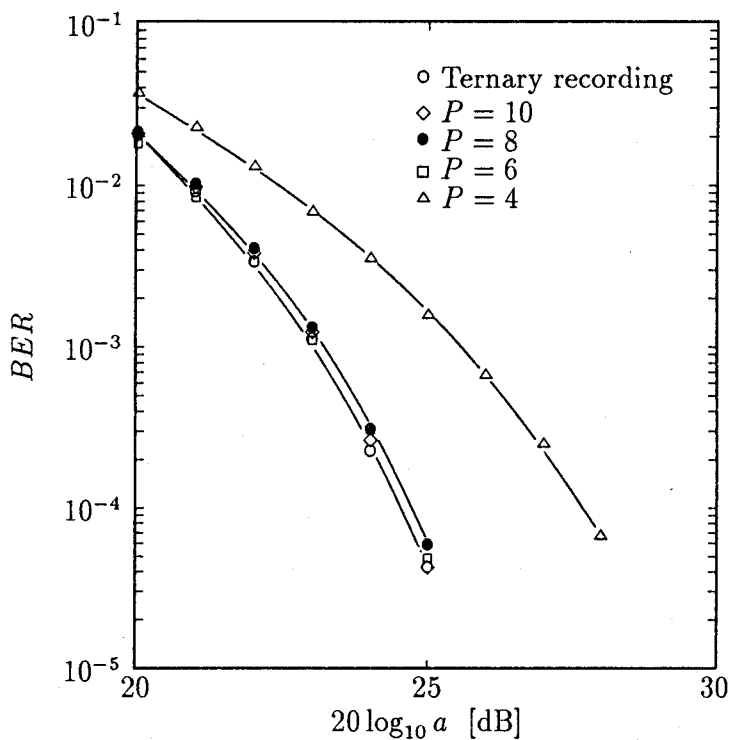


図 3.8 擬似 3 値記録の誤り率特性 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1.5$)

録を行なった場合の PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式 に対する誤り率特性を示す. 但し, 図 3.4 の 3 値記録の場合を○印で示し, 擬似 3 値記録の場合の $P = 10, 8, 6, 4$ とした場合をそれぞれ◇, ●, □, △ 印で示している. また, $K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1.5$ としている. 図から, 3 値記録の場合に比べて, $P = 4$ の擬似 3 値記録では大幅な劣化が認められるものの, $P \geq 6$ における劣化はほとんどないことがわかる. このことから, ここで提案している擬似 3 値記録を行うことにより, AC バイアスを用いることなく, 図 3.4, 3.5 に示した改善量を得ることができ, それだけ高密度化が可能となる.

3.6 結 言

本章では、多値記録符号として 3 値記録符号の 3B-2T 符号、4B-3T 符号および 2B-1Q 符号を選び、先に示した PR 方式と組み合わせた場合について検討を行った。その結果、以下のことが明らかとなった。

1. PR(1, 1) 方式以外の PR 方式については、NRZ 符号の場合に比べて SN の改善が可能で、PR(1, 0^{m-1} , -1) 方式では PR(1, -1) 方式が、PR(1, 0^{m-1} , 1) 方式では PR(1, 0, 1) 方式が最大となり、PR(1) 方式は PR(1, 0, 1) 方式とほぼ同じ改善量を与える。
2. 本章で扱った PR 方式と多値記録符号の組合せのうちでは、3B-2T 符号と PR(1) 方式の組合せが最良の誤り率特性を示す。

更に、3B-2T 符号に対して 2 値記録波形を割り当てることにより擬似的な 3 値記録を提案し、本手法を用いることにより系の線形性を仮定した場合に比べて、ほとんど劣化しないことが明らかとなった。

第4章 記録・再生等化方式⁽⁵⁵⁾

4.1 序言

デジタル磁気記録における記録波形のDCフリー化は重要な要素技術の一つで、従来、記録符号化により行われてきた^{(20),(30),(48)}。ところが、最近、記録波形にパルスを付加することにより記録波形のDCフリー化を行うことができる記録等化方式が提案されている^{(31),(32)}。本章では、記録等化による記録波形のDCフリー化を行うとともに再生時には、検出時の高域ノイズを抑圧し、しかもアイ開口の劣化が小である再生等化方式⁽⁴⁰⁾と組合せ、これを記録・再生等化方式として総合的な見地から検討を行う。

4.2 記録等化方式

図4.1に記録・再生等化器を含む記録・再生系のブロック図を示す。 $\{a_k\}$ を“1”,“0”の2値入力データ系列、 $\{b_k\}$ をプリコード出力系列とすると、これらの間には

$$b_k = a_k + b_{k-1} \pmod{2} \quad (4.1)$$

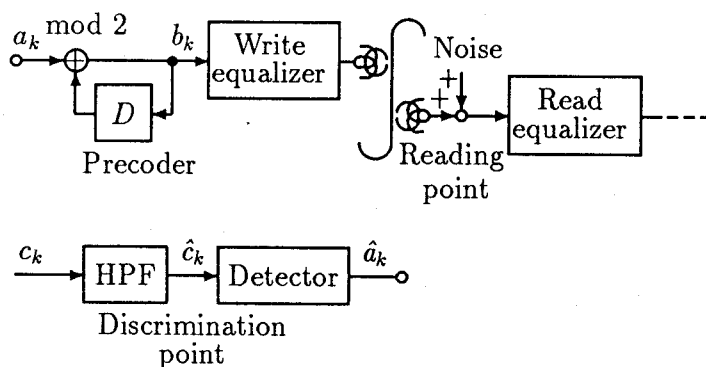


図4.1 記録・再生等化方式の記録・再生系ブロック図

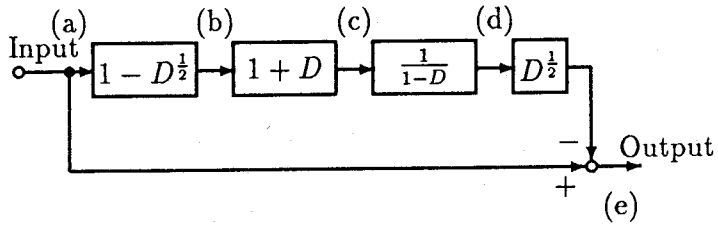


図 4.2 記録等化器のブロック図

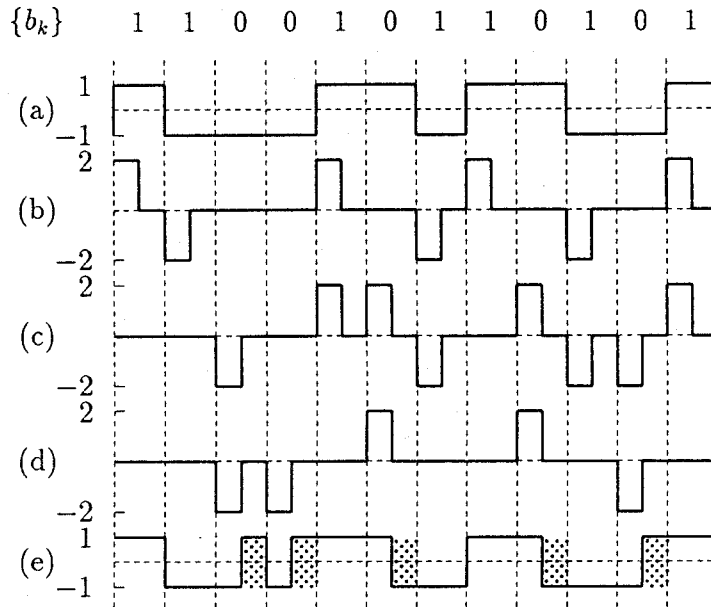


図 4.3 記録等化器の各部の波形

なる関係が成立する. 図 4.2 に記録等化器のブロック図を示す. 更に, 図 4.2 における (a)~(e) の各部の波形を図 4.3 に示す. ここで, 記録等化器入力波形 (a) はプリコード出力系列 $\{b_k\}$ に対する NRZI 波形で, 出力波形 (e) は, 入力波形 (a) に対して網掛部で示されるようなパルスが付加したものとなっている. 記録等化器の伝達関数は

$$E_w(D) = \frac{1 - D^{\frac{3}{2}}}{1 + D^{\frac{1}{2}}} \quad (4.2)$$

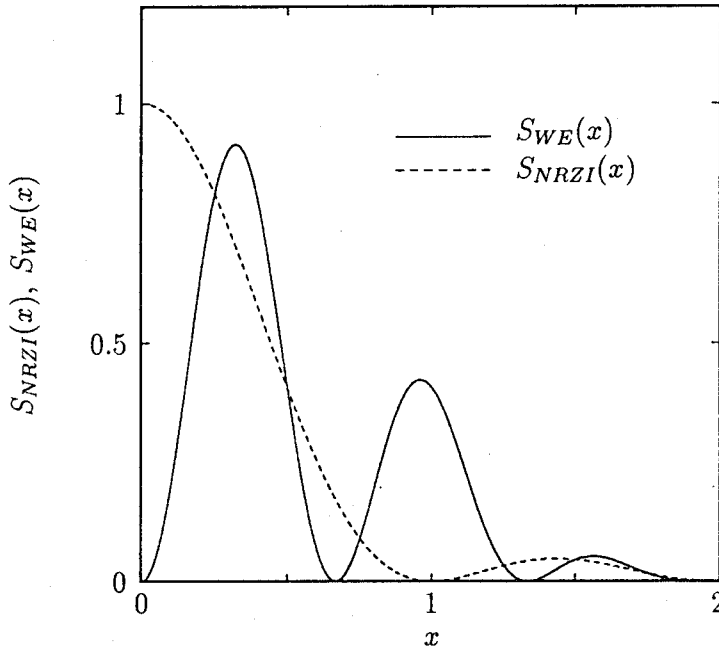


図 4.4 記録等化器出力の電力スペクトル

となる. 式 (2.2) から

$$E_w(x) = \frac{j \sin \frac{3\pi x}{2}}{\cos \frac{\pi x}{2}} \cdot e^{-j\pi x} \quad (4.3)$$

が得られる.

入力データ系列 $\{a_k\}$ における “1”, “0” の生起確率が等しいものとする, NRZI 符号の電力スペクトルは





$$S_{NRZI}(x) = \left(\frac{\sin \pi x}{\pi x} \right)^2 \quad (4.4)$$

で与えられるので⁽⁴⁹⁾, 記録等化器出力の電力スペクトルは式 (4.3), (4.4) から

$$S_{SWE}(x) = \left(\frac{\sin \frac{\pi x}{2} \cdot \sin \frac{3\pi x}{2}}{\frac{\pi x}{2}} \right)^2 \quad (4.5)$$

となる. $S_{NRZI}(x)$, $S_{SWE}(x)$ を図 4.4 に示す. 図から, 図 4.2 のような記録等化器により記録波形を DC フリー化できることがわかる. また, この記録等化方式に対するビットセル単位の記録波形は表 4.1 に示す 4 種類のみで, これらをそれぞれ状態

表 4.1 記録等化に対する記録波形と状態

State	S_0	S_1	S_2	S_3
Recording waveform				
b_k	1	1	0	0

S_0, S_1, S_2, S_3 とする。

4.3 識別点雑音電力

高さが1, 幅が T_b の記録波形に対する再生等化器入力は, 式 (2.5) の $g(t)$ となり, これに対する再生等化器出力が

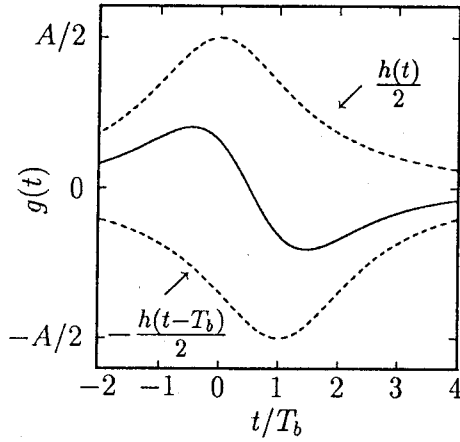
$$w_{WE}(t) = \frac{1}{2} \left\{ r \left(t - \frac{T_b}{2} \right) + r \left(t - \frac{T_b}{2} - \tau T_b \right) \right\} \quad (4.6)$$

となるように再生等化器の伝達特性を定めるものとする。ここで, τ はパーシャルレスポンス特性を決定するパラメータである。図 4.5 の (a), (b) に $g(t)$ と $w(t)$ を示す。但し, $\beta = 0.5, \eta = 1.3, \tau = 0.5$ としている。再生等化器の伝達関数 $E_r(x)$ は式 (2.5) と式 (4.6) のフーリエ変換の比を取るにより得られ,

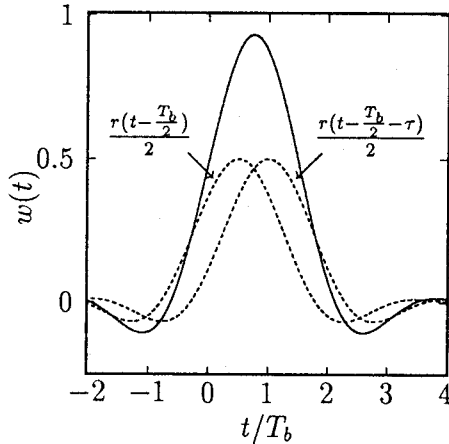
$$E_r(x) = \frac{2}{jAK\pi} \cdot \frac{\cos \tau \pi x}{\sin \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K|x| - j\tau \pi x} \quad (4.7)$$

となる。式 (4.7) から明らかなように, 再生等化器出力における雑音は低域強調型となる, そこで, 低域における過度の雑音増加を抑圧するため, 2.4 と同一のハイパスフィルタにより低域遮断を行うものとする, 識別点の雑音電力は $N_0 |E_r(x) Q(x)|^2 / 2$ を積分することにより得られ,

$$\sigma_{WE}^2 = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_{WE}(x) dx \quad (4.8)$$



(a) Input waveform of equalizer ($K=3$)



(b) Output waveform of equalizer
($\beta = 0.5, \tau = 0.5, \eta = 1.3$)

図 4.5 再生等化器の入出力波形

となる。但し、 $N_{WE}(x)$ は識別点における片側雑音電力スペクトル密度で、

$$N_{WE}(x) = \frac{4}{\pi^2 a^2 K^2} \cdot \frac{\cos^2 \tau \pi x}{\sin^2 \pi x} \cdot R^2(x) \cdot e^{2\pi K x} \cdot \frac{x^2}{x^2 + x_c^2} \quad (4.9)$$

である。

図 4.6 に、式 (4.9) から求めた識別点の雑音電力スペクトルを示す。但し、 $K = 3, \beta = 0.5, x_c = 0.01$ としている。図より、 η を大きくすると再生等化器の帯域幅が狭

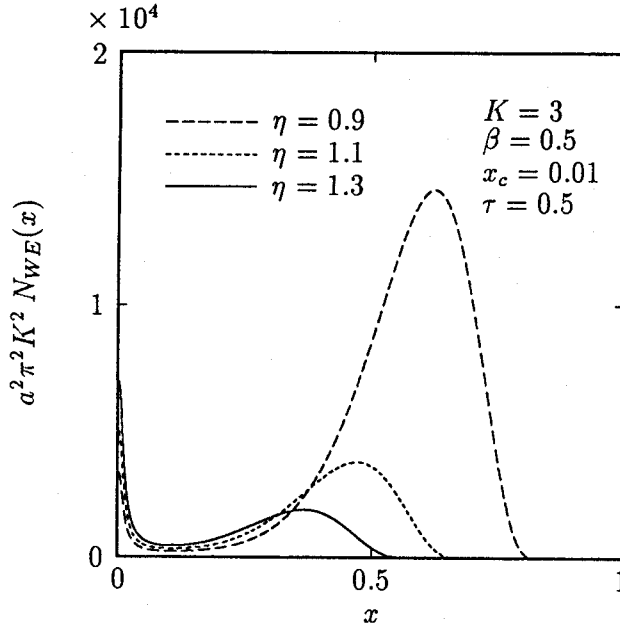


図 4.6 識別点雑音電力スペクトル

くなり雑音電力が減少することがわかる。しかし、これにより識別点信号波形の波形干渉は増大する。しかし、この波形干渉を信号検出に利用できれば、むしろ SN 比の改善が期待できる。

4.4 識別点信号波形

プリコーダ出力系列 $\{b_k\}$ に対する再生等化器出力波形は

$$y_{WE}(t) = \sum_i L_i \{b_i w_1(t - iT_b) + (1 - b_i) w_0(t - iT_b)\} \quad (4.10)$$

となる。ここに、 L_i は図 4.2(a) における NRZI 波形レベルで ± 1 なる値を取り、次式により与えられる。

$$L_i = (1 - 2b_i) L_{i-1} \quad (4.11)$$

また,

$$w_1(t) = w_h(t) + w_h(t - \frac{T_b}{2}) \quad (4.12)$$

$$w_0(t) = w_h(t) - w_h(t - \frac{T_b}{2}) \quad (4.13)$$

である. 但し, $w_h(t)$ は高さが 1, 幅が $T_b/2$ の記録波形に対する再生等化器入力波形, $g_h(t) = \frac{1}{2}\{h(t) - h(t - \frac{T_b}{2})\}$ の応答波形で

$$w_h(t) = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} R(x) \cdot \frac{\cos \tau \pi x}{\cos \frac{\pi x}{2}} \cdot \cos 2\pi \xi x \, dx \quad (4.14)$$

で与えられる. 但し,

$$\xi = \frac{t}{T_b} - \frac{1}{2}(\tau + \frac{1}{2}) \quad (4.15)$$

である.

$t = kT_b + \tau T_b/2$ における $y(t)$ のサンプル値を再生等化器出力信号系列 c_k とすると, 式 (4.10) より

$$\begin{aligned} c_k &= y(kT_b + \tau T_b/2) \\ &= \sum_i L_i [b_i w_1\{(k-i)T_b + \tau T_b/2\} \\ &\quad + (1-b_i)w_0\{(k-i)T_b + \tau T_b/2\}] \end{aligned} \quad (4.16)$$

で表される. ここで,

$$w_1\{(k-i)T_b + \tau T_b/2\} = \begin{cases} e_1, & k = i, i+1 \\ 0, & k \neq i, i+1 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$w_0\{(k-i)T_b + \tau T_b/2\} = \begin{cases} e_0, & k = i \\ -e_0, & k = i+1 \\ 0, & k \neq i, i+1 \end{cases} \quad (4.18)$$

となるような β, η, τ が存在すれば, 式 (4.16) は

$$\begin{aligned} c_k &= L_{k-1}\{b_{k-1}e_1 - (1-b_{k-1})e_0\} \\ &\quad + L_k\{b_k e_1 + (1-b_k)e_0\} \end{aligned} \quad (4.19)$$

表 4.2 状態推移表

a_k \ Previous state	Current state		c_k	
	1	0	1	0
S_0	S_2	S_1	$e_0 + e_1$	0
S_1	S_3	S_0	$-(e_0 + e_1)$	0
S_2	S_1	S_2	$-(e_0 + e_1)$	0
S_3	S_0	S_3	$e_0 + e_1$	0

となり、表 4.2 の状態推移表が求まる。但し、表 4.2 における前状態と現状態は、それぞれ b_{k-1} , b_k に対応する。例えば、 $S_1 \rightarrow S_3$ なる推移の場合には、表より、 $b_{k-1} = 1$, $b_k = 0$, $L_{k-1} = -1$ であるから、式 (4.11) より $L_k = (1 - 2b_k)L_{k-1} = -1$ となり、式 (4.19) より、 $c_k = -(e_0 + e_1)$ を得る。その他の推移についても同様にして求まる。このことから、前状態による波形干渉は c_k のレベルを増大させる効果を与えることがわかる。従って、

$$e_0 + e_1 = 1 \quad (4.20)$$

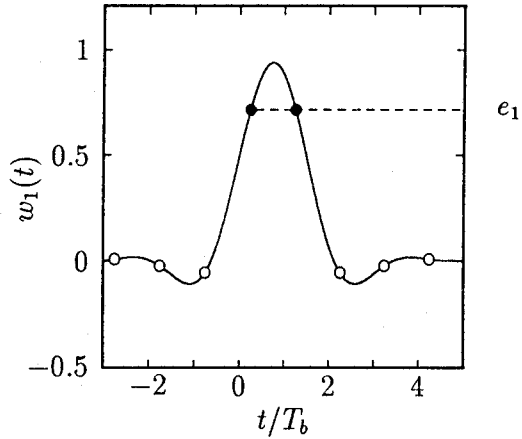
であれば、

$$\hat{a}_k \equiv c_k \pmod{2} = a_k \quad (4.21)$$

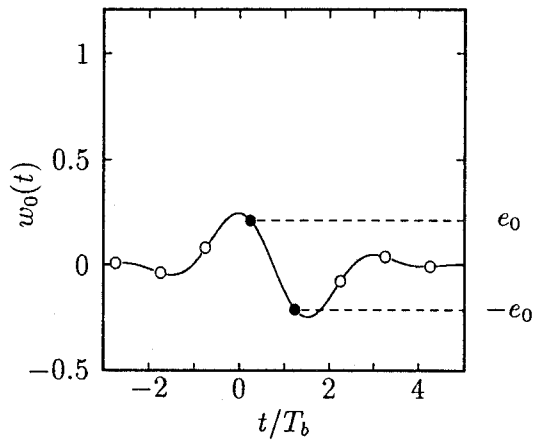
となって、 $\{c_k\}$ から入力データ系列 $\{a_k\}$ を復号することができる。

図 4.7 に $w_1(t)$, $w_0(t)$ を示す。但し、 $\beta = 0.5$, $\eta = 1.3$, $\tau = 0.5$ としている。図中、●印で示される e_1 , e_0 の値は、それぞれ約 0.71, 0.22 で、 $e_0 + e_1 = 0.93$ となり、1 に近い値となる。また、図中、○印で示される $k \neq i, i+1$ における $w_1(t)$ と $w_0(t)$ のサンプル値は式 (4.18) のように 0 とはならないが、その偏倚は高々 8.3×10^{-2} である。

4.3 で述べたように、低域での過度の雑音増加を抑圧するために挿入した RC ハイパスフィルタにより再生等化器出力波形は低域遮断の影響を受け、識別点信号波



(a) $w_1(t)$



(b) $w_0(t)$

図 4.7 $w_1(t)$, $w_0(t)$ の波形 ($\beta = 0.5, \eta = 1.3, \tau = 0.5$)

形は式 (4.10) より

$$\tilde{y}_{WE}(t) = \sum_i L_i \{ b_i \tilde{w}_1(t - iT_b) + (1 - b_i) \tilde{w}_0(t - iT_b) \} \quad (4.22)$$

となる. ここで,

$$\tilde{w}_1(t) = \tilde{w}_h(t) + \tilde{w}_h(t - \frac{T_b}{2}) \quad (4.23)$$

$$\tilde{w}_0(t) = \tilde{w}_h(t) - \tilde{w}_h(t - \frac{T_b}{2}) \quad (4.24)$$

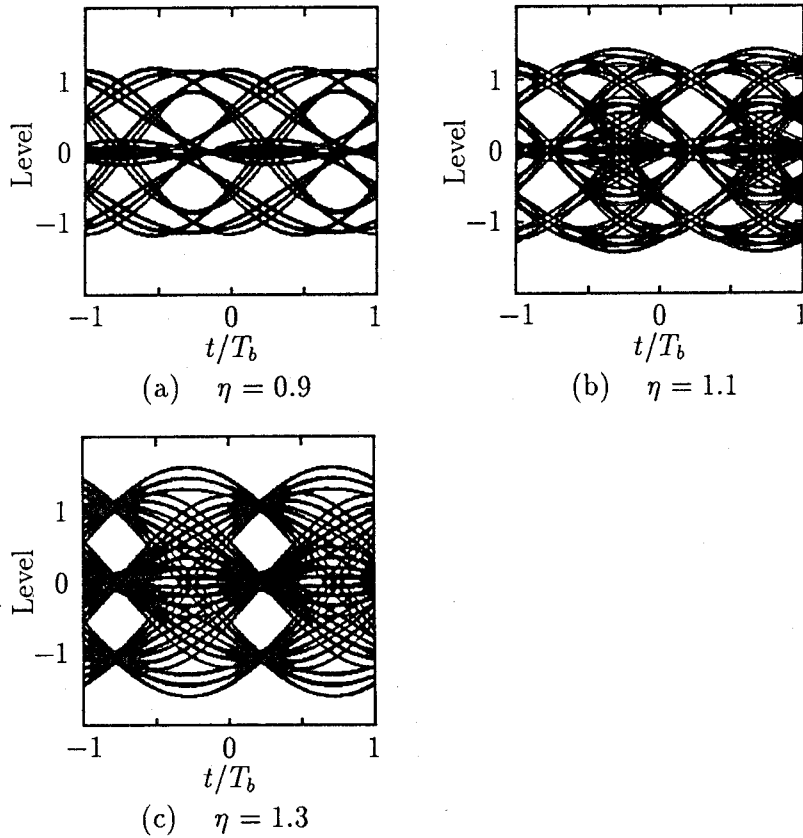


図 4.8 アイパターン ($\beta = 0.5, x_c = 0.01, \tau = 0.5$)

である。また、 $\tilde{w}_h(t)$ は高さが 1、幅が $T_b/2$ の記録波形に対するハイパスフィルタの出力波形で、

$$\tilde{w}_h(t) = \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} \frac{\cos \tau \pi x}{\cos \frac{\pi x}{2}} \cdot R(x) \cdot \frac{\left(\frac{x}{x_c}\right)^2 \cos 2\pi \xi x - \frac{x}{x_c} \sin 2\pi \xi x}{1 + \left(\frac{x}{x_c}\right)^2} dx \quad (4.25)$$

で与えられる。図 4.8 に、 $\eta = 0.9, 1.1$ および 1.3 に対するアイパターンを示す。但し、 $\beta = 0.5, x_c = 0.01, \tau = 0.5$ としている。図に見られるように、 $\eta = 0.9$ のときに開いているアイは η が大となると閉じ、代わりに $T_b/2$ 離れた時点に別のアイが開いている。 η が大のとき、このアイを用いて信号検出を行うことにより誤り率特性を改善できることが予想される。

4.5 誤り率特性

図 4.9 にビット誤り率と τ の関係を示す。但し、 $K = 3$, $\beta = 0.5$, $\eta = \eta_{opt}$, $x_c = x_{copt}$ とし、読み出し点の SN 比をそれぞれ 23, 25, 27dB としている。図に見られるように、 $0 \leq \tau \leq 0.9$ の範囲においては、 τ によらず一定の誤り率特性を示すことがわかる。更に、図 4.10 にビット誤り率と読み出し点の SN 比の関係を示す。図中に、記録・再生等化方式の $\tau = 0, 0.5, 1$ の場合をそれぞれ $\bullet, *, \triangle$ 印で表している。但し、条件は図 4.9 と同一としている。また、NRZ 符号に対する積分検出方式の場合の誤り率も図中に \circ 印で示している。図に見られるように、ここに示した記録・再生等化方式および信号検出方式の採用により、従来から優れた特性を示すことで知られる NRZ 符号に対する積分検出方式に比べ、誤り率特性を改善できることがわかる。また、その改善度は、 10^{-4} の誤り率のときで、 $\tau = 0, 0.5$ のとき約 2.4dB, $\tau = 1$ のと

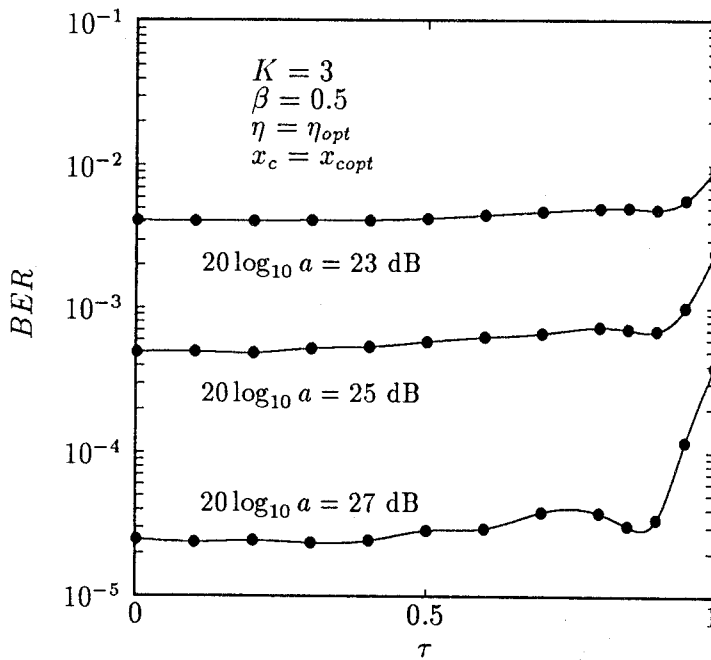


図 4.9 ビット誤り率 BER と τ の関係

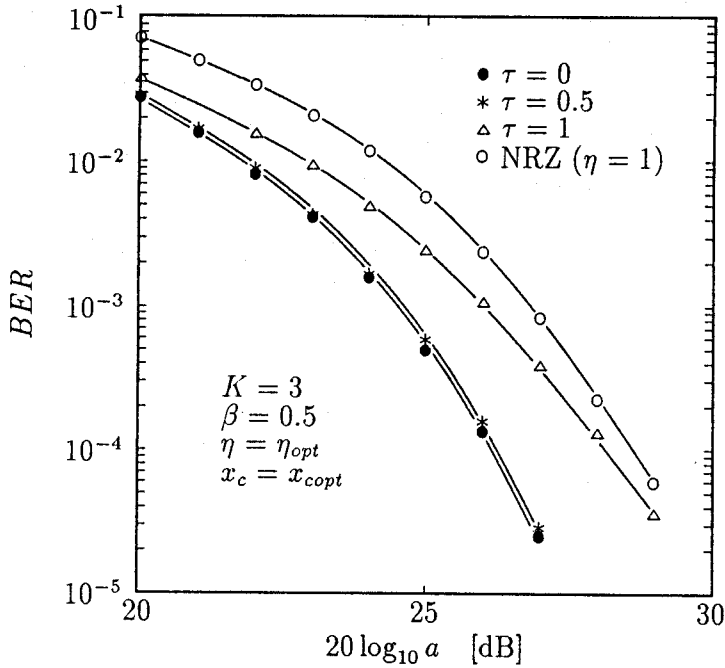


図 4.10 ビット誤り率と読み出し点の SN 比の関係

き約 0.6dB である。

4.6 結言

本章では、記録波形の DC フリー化が可能な記録等化方式、およびそれと組み合わせることにより良好な誤り率特性が得られる再生等化方式と信号検出方式を提案した。まず、記録等化方式により記録波形の DC フリー化が可能であることを示し、次いで、誤り率特性を求め、従来、優れた特性を示すことで良く知られている NRZ 符号に対する積分検出方式の場合と比較検討した。その結果、本方式は、NRZ 符号に対する積分検出方式に比べて良好な SN 比特性を示し、 10^{-4} の誤り率における SN 比改善度は約 2.4dB であることが明らかとなった。

第5章 ビタビ復号法の適用

5.1 序言

2~4章においては、デジタル磁気記録における信号処理方式としてパーシャルレスポンス (PR) 方式について示した。PR方式では、先に述べたように、識別点の信号系列間に既知の相関を生ずる。そこで、この相関を利用した復号法が提案されている^{(17),(18)}。また、これは、パーシャルレスポンス (Partial Response) 方式によって与えた相関を利用して、最尤復号法 (Maximum Likelihood) の一種であるビタビ復号法を用いることから、PRML方式とも呼ばれ、盛んに検討されている^{(15),(16)}。

本章では、2~4章において検討を行った各方式について、ビットごとの復号法の代わりにビタビ復号法を適用した場合について検討を行う。

5.2 2値記録符号におけるビタビ復号法

2.8では、PR(1, 0^{m-1} , -1)方式に対する誤り率改善法として、I方式を提案した。先に示したように、I方式において、識別点の信号系列間には相関がある。従って、これを利用してビタビ復号を行うことが可能で、これによるSN比の改善が期待できる。図5.1にビタビ復号器を備えたI方式の記録・再生系ブロック図を示す。識別点

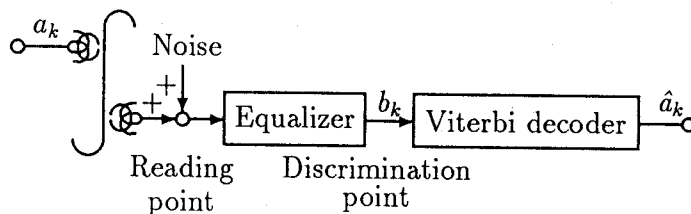


図 5.1 ビタビ復号器を備えた I 方式の記録・再生系ブロック図

信号波形 $y_{IV}(t)$ は式 (2.22) において, $b_k = a_k$ とすることにより,

$$y_{IV}(t) = \sum_i (2a_i - 1)w_A(t - iT_b) \quad (5.1)$$

で表される. 従って, 識別点信号系列 $\{b_k\}$ は式 (2.54) と同様に,

$$\begin{aligned} b_k &= y_{IV}(kT_b - \frac{T_b}{2}) \\ &= \sum_i (2a_i - 1)w_A\{(k - i - \frac{1}{2})T_b\} \\ &= a_k + a_{k-1} - a_{k-m} - a_{k-m-1} \end{aligned} \quad (5.2)$$

となる. 式 (5.2) から, 時刻 $t = kT_b$ における識別点信号系列 b_k は, 時刻 $t = (k - m - 1)T_b$ から $t = kT_b$ までの $\{a_k\}$ を用いて表すことができる. そこで, 識別点における信号系列間の相関を表すために, $\{a_k\}$ によって状態を定義する. 今, $m = 3$ の I

表 5.2 I-3 方式の状態推移表

表 5.1 I-3 方式の状態					表 5.2 I-3 方式の状態推移表				
状態	a_{k-3}	a_{k-2}	a_{k-1}	a_k	a_k	現在の状態		b_k	
					前状態	0	1	0	1
S_0	0	0	0	0	S_0	S_0	S_1	0	1
S_1	0	0	0	1	S_1	S_2	S_3	1	2
S_2	0	0	1	0	S_2	S_4	S_5	0	1
S_3	0	0	1	1	S_3	S_6	S_7	1	2
S_4	0	1	0	0	S_4	S_8	S_9	-1	0
S_5	0	1	0	1	S_5	S_{10}	S_{11}	0	1
S_6	0	1	1	0	S_6	S_{12}	S_{13}	-1	0
S_7	0	1	1	1	S_7	S_{14}	S_{15}	0	1
S_8	1	0	0	0	S_8	S_0	S_1	-1	0
S_9	1	0	0	1	S_9	S_2	S_3	0	1
S_{10}	1	0	1	0	S_{10}	S_4	S_5	-1	0
S_{11}	1	0	1	1	S_{11}	S_6	S_7	0	1
S_{12}	1	1	0	0	S_{12}	S_8	S_9	-2	-1
S_{13}	1	1	0	1	S_{13}	S_{10}	S_{11}	-1	0
S_{14}	1	1	1	0	S_{14}	S_{12}	S_{13}	-2	-1
S_{15}	1	1	1	1	S_{15}	S_{14}	S_{15}	-1	0

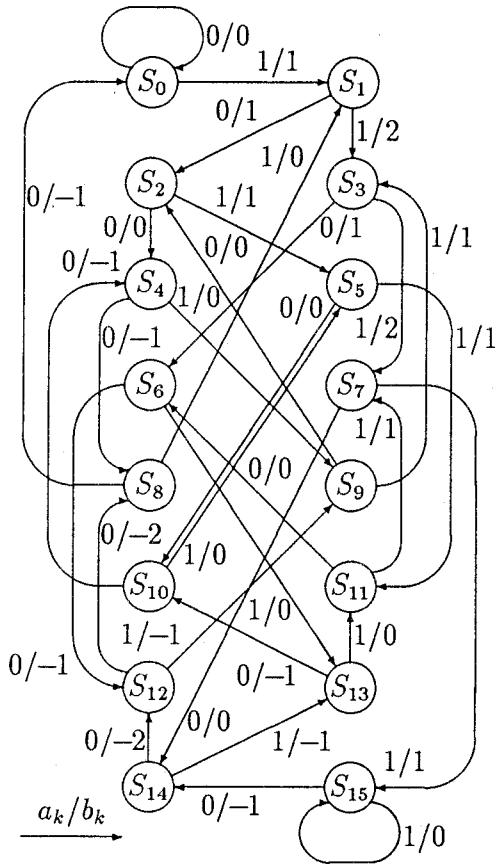


図 5.2 I-3 方式の状態推移図

方式の場合 (I-3) において, $\{a_k\}$ に対する状態 $S_0 \sim S_{15}$ を表 5.1 に示すように定めると, 式 (5.2) から表 5.2 のような状態推移表を得る. 更に, 表 5.2 より, 図 5.2 の状態推移図と図 5.3 のトレリス線図を得る. ここで, 各枝に付した値は a_k/b_k を表している. 今, トレリス線図上の枝の長さを負の対数尤度関数で表すものとする, 時刻 $t = kT_b$ における状態 $S_0 \sim S_{15}$ に対するメトリックは図 5.3 より,

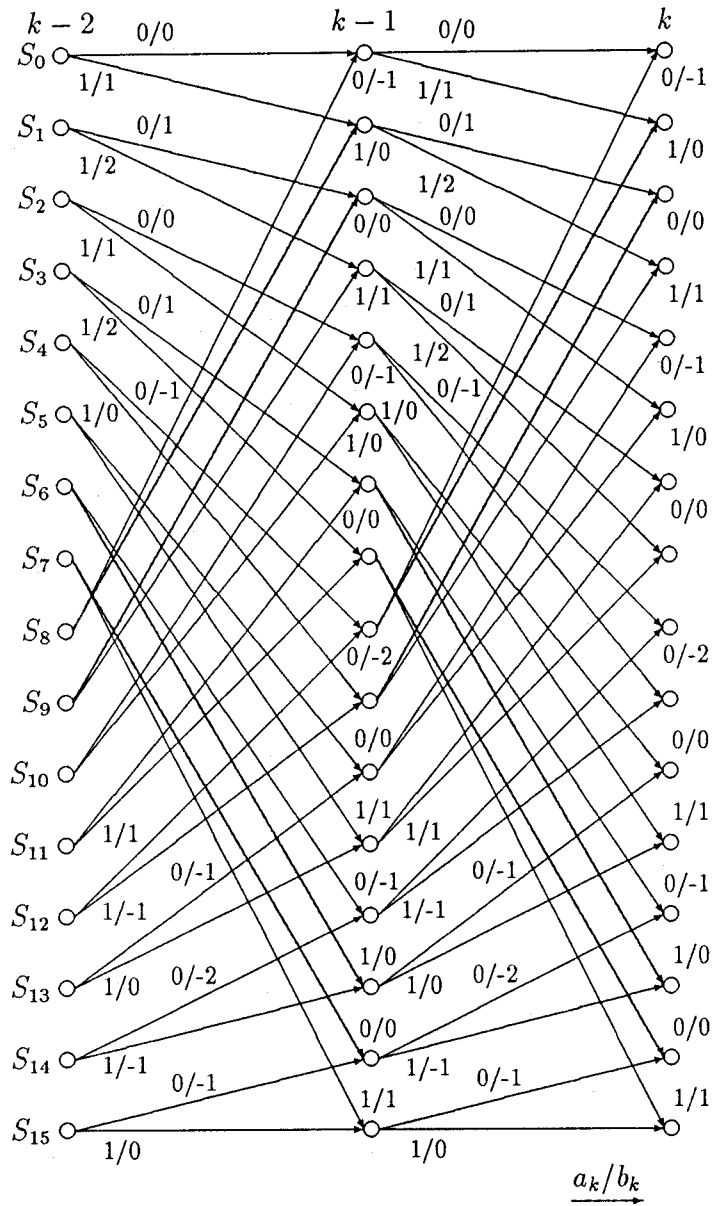


図 5.3 I-3 方式のトレリス線図

$$\left. \begin{aligned}
m_k(S_0) &= \min\{m_{k-1}(S_0) && , m_{k-1}(S_8) + y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_1) &= \min\{m_{k-1}(S_0) - y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_8) \} \\
m_k(S_2) &= \min\{m_{k-1}(S_1) - y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_9) \} \\
m_k(S_3) &= \min\{m_{k-1}(S_1) - 2y_k + 2 && , m_{k-1}(S_9) - y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_4) &= \min\{m_{k-1}(S_2) && , m_{k-1}(S_{10}) + y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_5) &= \min\{m_{k-1}(S_2) - y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_{10}) \} \\
m_k(S_6) &= \min\{m_{k-1}(S_3) - y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_{11}) \} \\
m_k(S_7) &= \min\{m_{k-1}(S_3) - 2y_k + 2 && , m_{k-1}(S_{11}) - y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_8) &= \min\{m_{k-1}(S_4) + y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_{12}) + 2y_k + 2 \} \\
m_k(S_9) &= \min\{m_{k-1}(S_4) && , m_{k-1}(S_{12}) + y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_{10}) &= \min\{m_{k-1}(S_5) && , m_{k-1}(S_{13}) + y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_{11}) &= \min\{m_{k-1}(S_5) - y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_{13}) \} \\
m_k(S_{12}) &= \min\{m_{k-1}(S_6) + y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_{14}) + 2y_k + 2 \} \\
m_k(S_{13}) &= \min\{m_{k-1}(S_6) && , m_{k-1}(S_{14}) + y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_{14}) &= \min\{m_{k-1}(S_7) && , m_{k-1}(S_{15}) + y_k + 0.5 \} \\
m_k(S_{15}) &= \min\{m_{k-1}(S_7) - y_k + 0.5 && , m_{k-1}(S_{15}) \}
\end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

となる。ここで、

$$y_k = b_k + n_k \quad (5.4)$$

はビタビ復号器入力系列で、 $\{n_k\}$ は互いに独立な復号器入力雑音系列である。式(5.3)を用いてビタビ復号を行う⁽¹⁷⁾。以上、メトリックの導出においては、識別点における雑音、すなわち、復号器入力雑音は白色ガウス雑音と仮定した。しかし、2.4で示した雑音電力スペクトルに見られるように、実際の復号器入力雑音系列 $\{\tilde{n}_k\}$ は白色雑音系列ではなく、有色雑音となっている。従って、信号系列間の相関を利用して復号を行うビタビ復号の検討においては、復号器入力雑音として有色雑音を用いる必要がある。ここでは、このような有色雑音系列は、再生等化器のインパルス応答と読み出し点の雑音系列との畳み込み、

$$\tilde{n}_k = \sum_i v_A(iT_b/M) n_{M \cdot k - i}^* \quad (5.5)$$

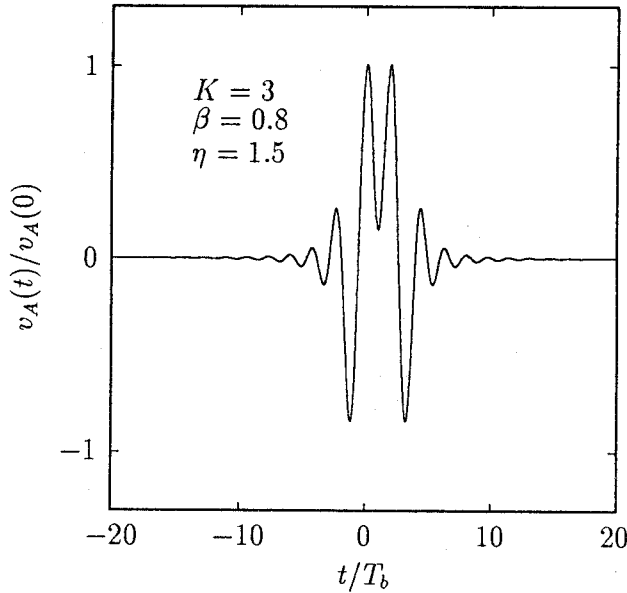


図 5.4 インパルス応答

により求められる⁽⁵⁰⁾. ここで, $\{n_k^*\}$ は読み出し点の白色ガウス雑音系列で, 正規乱数により発生する. また, 等化器のインパルス応答 $v_A(t)$ は, 式 (2.8) のフーリエ逆変換により得られ,

$$v_A(t) = \frac{4}{AK\pi} \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} \frac{\sin m\pi x}{\sin \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi Kx} \cdot \cos 2\pi x \left(\frac{t}{T_b} - \frac{m-1}{2} \right) dx \quad (5.6)$$

となる. 図 5.4 に $v_A(t)/v_A(0)$ を示す. 但し, $K = 3, \beta = 0.8, \eta = 1.5$ としている. また, 式 (5.5) における M はインパルス応答 $v_A(t)$ のサンプル値をビット間隔当たり M 個取することを意味する. 従って, M を大きくするほど式 (5.6) の精度は高くなる. M の値は有色雑音の相関係数の理論値とシミュレーション値を比較することにより定める. 有色雑音の相関係数の理論値 $\rho_A(\lambda)$ は, 式 (2.15) の電力スペクトル密度をフーリエ逆変換することにより求められ,

$$\rho_A(\lambda) = \frac{1}{\sigma_A^2} \cdot \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} \frac{\sin^2 m\pi x}{\sin^2 \pi x} N_A(x) \cos \frac{2\pi \lambda x}{T_b} dx \quad (5.7)$$

となる. 図 5.5 に式 (5.7) と, 式 (5.5) により求めた有色雑音系列 $\{\tilde{n}_k\}$ の相関係数

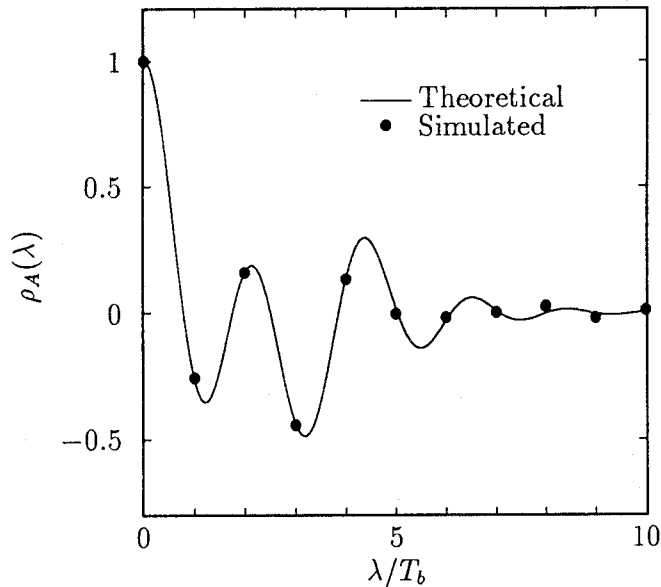


図 5.5 相関係数 ($K = 3, \beta = 0.8, \eta = 1.5, M = 20$)

のシミュレーション値を示す。但し、実線が理論値、●印がシミュレーション値である。ここに、 $K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1.5$ としている。また、シミュレーション値においては、 $M = 20$ としている。図に見られるように、理論値とシミュレーション値は良く一致している。

従って、このようにして求めた有色雑音を用いて、計算機シミュレーションにより求めた誤り率特性を図 5.6 に示す。但し、ビタビ復号を行った場合を●印で、ビットごとの復号を行った場合を○印でそれぞれ示している。また、 $K = 3, \beta = \beta_{opt} (\geq 0.5), \eta = \eta_{opt}$ としている。図に見られるように、ビタビ復号を適用することにより、ビットごとの復号の場合に比べて誤り率特性の改善が得られ、その改善量は 10^{-4} の誤り率のときで、約 2.8dB である。

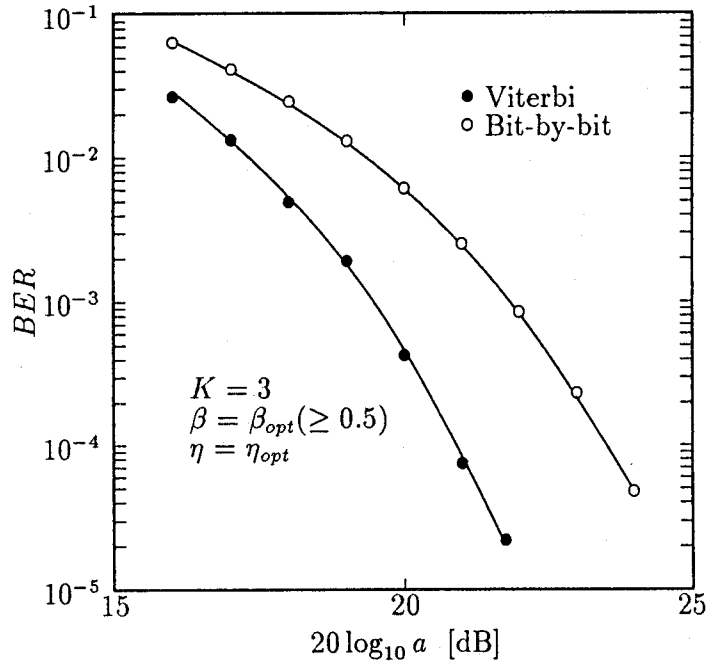


図 5.6 誤り率特性

5.3 多値記録におけるビタビ復号法⁽⁵⁶⁾

図 5.7 に、3B-2T 符号に対するビタビ復号器を備えた PR(1,0,-1) 方式のブロック図を示す。{ $a_{k'}$ } は時刻 $k'T_b$ における 2 値入力データ系列で、{ b_k } は、表 3.1(a) の符号化則による、時刻 kT_s における 3B-2T 符号系列で、“0”、“1”、“2” の 3 値系列である。式 (3.2) を考慮して $b_k^* = b_k - 1$ により 3 値記録を行うものとする。従って、式 (3.13) において $c_k^* = b_k^*$ とおくことにより、ビタビ復号器入力系列 c_k は

$$\begin{aligned}
 c_k &= y_{AL}(kT_s) \\
 &= \sum_i b_i^* w_{AL}(t - iT_s) \\
 &= \sum_i (b_i^* - b_{i-2}^*) r \{(k-i)T_s\}
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

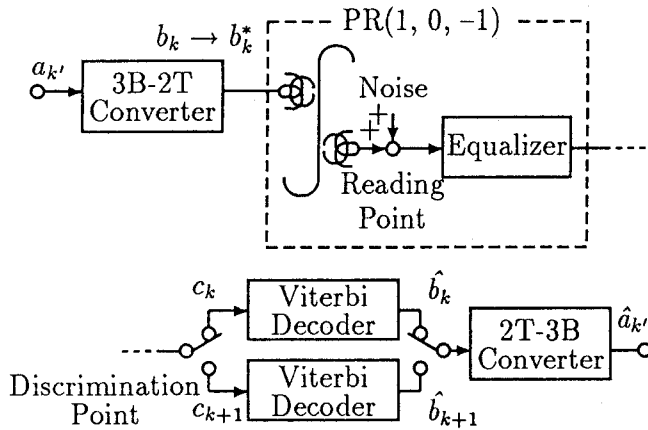


図 5.7 3B-2T 符号に対するビタビ復号器を備えた PR(1,0,-1) 方式のブロック図

となる。ここで、

$$r\{(k-i)T_s\} = \begin{cases} 1, & k=i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (5.9)$$

であるので、式 (5.8) は

$$c_k = b_k^* - b_{k-2}^* \quad (5.10)$$

となる。式 (5.10) より、PR(1, 0, -1) 方式においては、1 シンボルおきのサンプルのみが相関を有することがわかる。従って、図 5.7 のような並列ビタビ復号器により奇数番目のサンプル $\{c_k\}$ と偶数番目のサンプル $\{c_{k+1}\}$ を独立に復号できる⁽⁵¹⁾。3B-2T 符号に対する PR(1,0,-1) 方式の状態推移表は式 (5.10) より、表 5.3 となる。ここで、状態 S_1, S_0, S_{-1} は、それぞれ $b_k^* = 1, b_k^* = 0$ 及び $b_k^* = -1$ を意味する。更に、表 5.3 より、図 5.8 の状態推移図と図 5.9 のトレリス線図を得る。ここで各枝に付した値は b_k/c_k を表す。トレリス線図上の枝の長さを負の対数尤度関数で表すものとする、時刻 $t = kT_s$ におけるメトリックは図 5.9 より、

$$\left. \begin{aligned} m_k(S_1) &= \min\{m_{k-2}(S_1), m_{k-2}(S_0) - y_k + 0.5, m_{k-2}(S_{-1}) - 2y_k + 2\} \\ m_k(S_0) &= \min\{m_{k-2}(S_1) + y_k + 0.5, m_{k-2}(S_0), m_{k-2}(S_{-1}) - y_k + 0.5\} \\ m_k(S_{-1}) &= \min\{m_{k-2}(S_1) + 2y_k + 2, m_{k-2}(S_0) + y_k + 0.5, m_{k-2}(S_{-1})\} \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

表 5.3 3B-2T 符号に対する PR(1, 0, -1) 方式の状態推移表

3B-2T Output b_k^*	Present State b_k^*			Decoder Input c_k		
	1	0	-1	1	0	-1
Previous State b_{k-2}^*						
S_1	S_1	S_0	S_{-1}	0	-1	-2
S_0	S_1	S_0	S_{-1}	1	0	-1
S_{-1}	S_1	S_0	S_{-1}	2	1	0

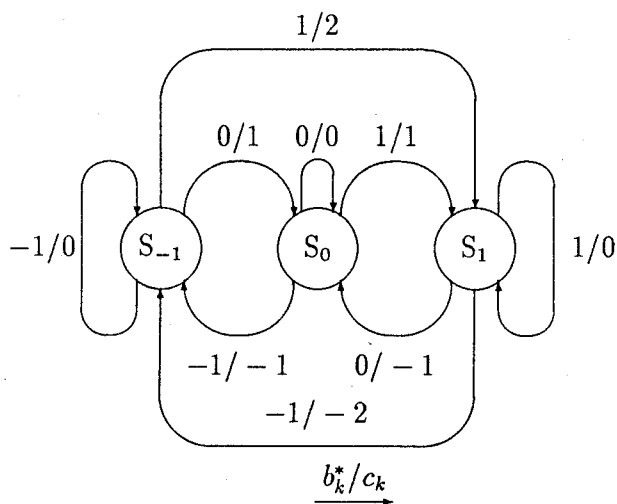


図 5.8 3B-2T 符号に対する PR(1,0,-1) 方式の状態推移図

となる. ここに,

$$y_k = c_k + n_k \quad (5.12)$$

である. 式 (5.11) に基づくビタビ復号法は, 文献 (17) より与えられる. 式 (3.4) から, 再生等化器のインパルス応答は式 (3.4) において, $m = 2, L = 3$ とした $E_{AL}(x)$

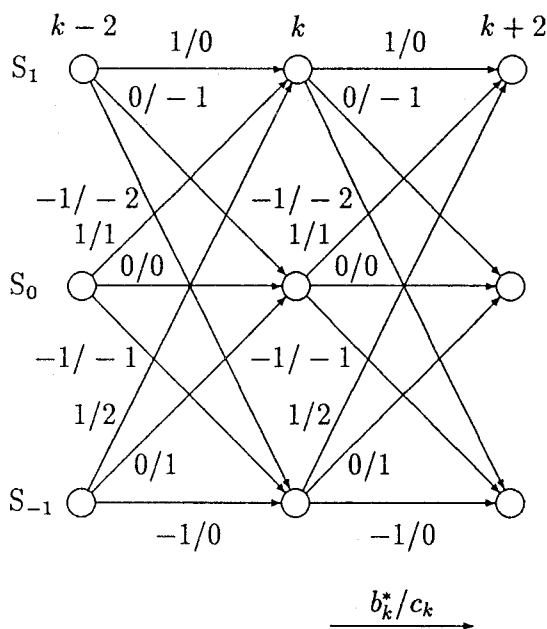


図 5.9 3B-2T 符号に対する PR(1,0,-1) 方式のトレリス線図

をフーリエ逆変換することにより得られ,

$$v_L(t) = \frac{8}{AK\pi} \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} \frac{\sin 2\eta_c \pi x}{\sin \eta_c \pi x} \cdot R(x) \cdot e^{\pi K x} \cdot \cos 2\eta_c \pi x \left(\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2} \right) dx \quad (5.13)$$

となり, $v_L(t)/v_L(0)$ を図 5.10 に示す. 但し, $K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1.5$ としている. また, 4.2 と同様に, 式 (3.10) で表される識別点雑音電力スペクトルをフーリエ逆変換することにより求めた雑音の相関係数の理論値 $\rho_L(\lambda)$ は,

$$\rho_L(\lambda) = \frac{1}{\sigma_{AL}^2} \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_{AL}(x)|_{L=3} \cdot \cos 2\eta_c \pi x \frac{t}{T_s} dx \quad (5.14)$$

となり, これを図 5.11 に示す. 但し, 条件は図 5.10 と同一としている. また, 図中には, 4.2 と同様に, 式 (5.5) の $v_A(t)$ を式 (5.13) の $v_{AL}(t)$ と置き換えることよりの求めたシミュレーション値も併せて示している. ここで, $M = 20$ としている. 図に見られるように, 理論値とシミュレーション値は良く一致している. そこで, この雑

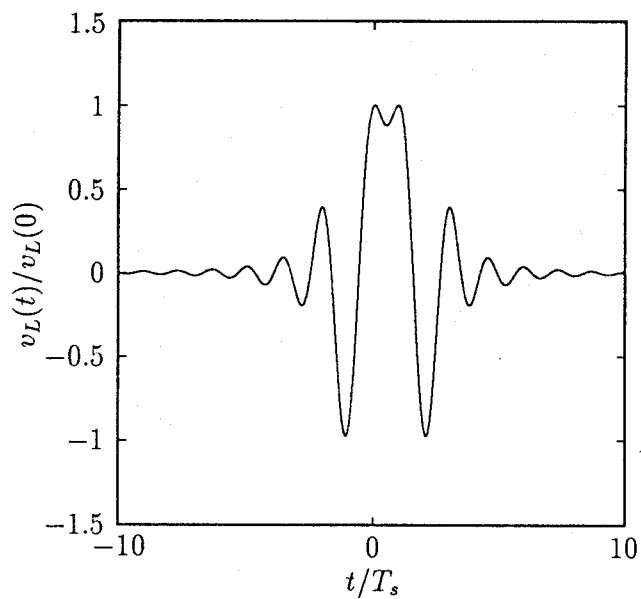


図 5.10 インパルス応答 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1.5$)

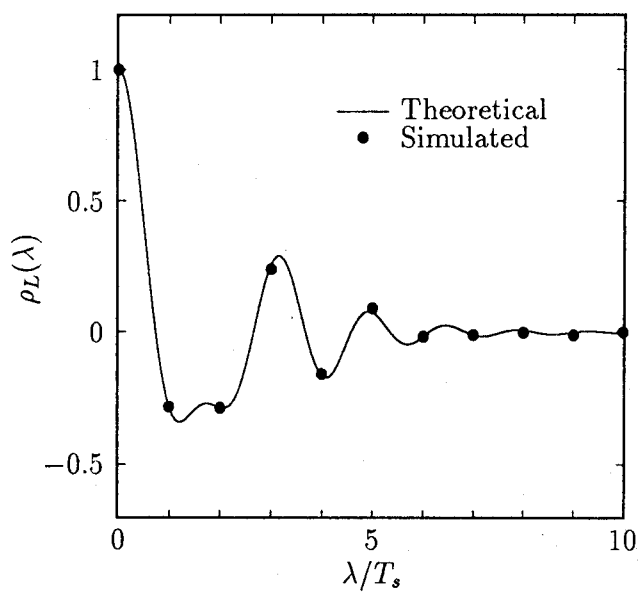


図 5.11 相関係数 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = 1.5, M = 20$)

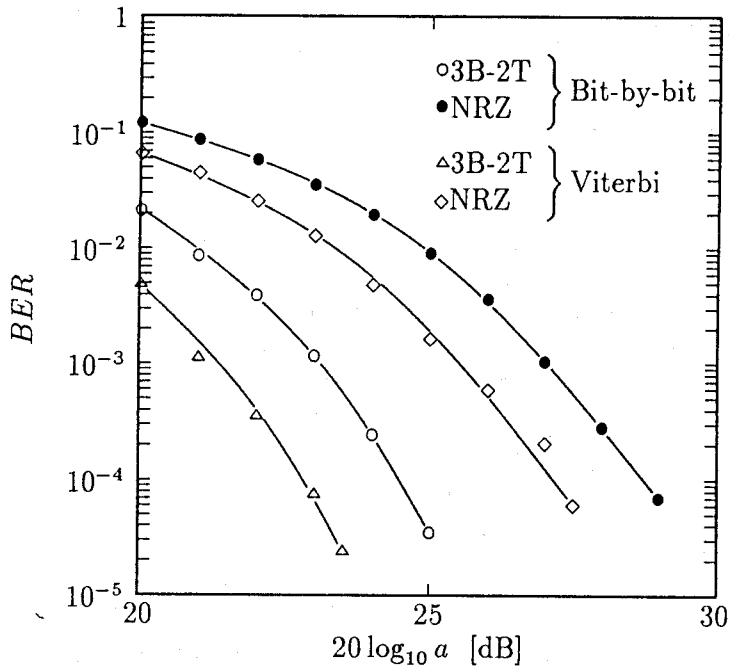


図 5.12 誤り率特性 ($K = 3, \beta = 0.5$)

音を用いてシミュレーションより誤り率特性を求め、ビットごとの復号を行った場合と併せて図 5.12 に示す. 図中の Δ 印は 3B-2T 符号に対してビタビ復号を行った場合で, \circ 印がビットごとの復号法の場合である. また, 図中には NRZ 符号に対してビタビ復号, ビットごとの復号を行った場合の誤り率特性を \diamond, \bullet 印でそれぞれ示している. 但し, $K = 3, \beta = 0.5$ としている. 図に見られるように, 3B-2T 符号 ($\eta = 1.5$), NRZ 符号 ($\eta = 1$) のどちらの場合も, ビタビ復号を適用することによって誤り率特性を改善でき, その改善量は, 10^{-4} の誤り率においてそれぞれ約 1.7dB, 1.6dB である. また, ビタビ復号を適用した場合, 3B-2T 符号は NRZ 符号に比べて約 4.3dB 少ない SN 比で 10^{-4} の誤り率を達成できる.

5.4 記録・再生等化とビタビ復号法⁽⁵⁷⁾

図 5.13 に、記録・再生等化に対するビタビ復号器を備えた記録再生系のブロック図を示す。2 値入力データ系列 $\{a_k\}$ に記録等化が施され、2 値記録が行なわれることから識別点信号波形は式 (4.22) より

$$\tilde{y}_{WEV}(t) = \sum_i L_i \{a_i \tilde{w}_1(t - iT_b) + (1 - a_i) \tilde{w}_0(t - iT_b)\} \quad (5.15)$$

で表される。但し、 $L_i = (1 - 2a_i)L_{i-1}$ である。従って、識別点信号系列 $\{b_k\}$ は

$$\begin{aligned} b_k &= \tilde{y}_{WEV}\left\{\left(k + \frac{1}{2}\tau\right)T_b\right\} \\ &= \sum_i L_i \left[a_i \tilde{w}_1\left\{\left(k - i + \frac{1}{2}\tau\right)T_b\right\} + (1 - a_i) \tilde{w}_0\left\{\left(k - i + \frac{1}{2}\tau\right)T_b\right\} \right] \end{aligned} \quad (5.16)$$

となる。ここで、 $\{a_k\}$ に対する状態を、記録波形から表 5.4 のように定め、式 (5.16) における低域遮断の影響を無視すれば、表 5.5 に示す状態推移表が得られる。更に、これより図 5.14 の状態推移図と図 5.15 のトレリス線図を得る。ここで、各枝に付した値は a_k/b_k を表している。今、トレリス線図上の枝の長さを負の対数尤度関数で表すと、時刻 kT_b における状態 S_0, S_1, S_2, S_3 に対するメトリックは図 5.15 より

$$\left. \begin{aligned} m_k(S_0) &= \min\{m_{k-1}(S_1), m_{k-1}(S_3) - y_k + 0.5\} \\ m_k(S_1) &= \min\{m_{k-1}(S_0), m_{k-1}(S_2) + y_k + 0.5\} \\ m_k(S_2) &= \min\{m_{k-1}(S_0) - y_k + 0.5, m_{k-1}(S_2)\} \\ m_k(S_3) &= \min\{m_{k-1}(S_1) + y_k + 0.5, m_{k-1}(S_3)\} \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

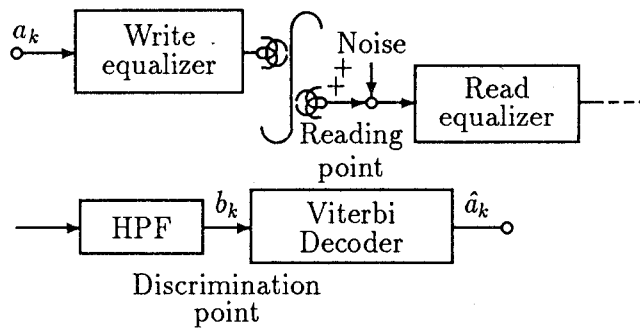


図 5.13 記録・再生等化に対するビタビ復号器を備えた記録再生系ブロック図

となる。但し、 $\{y_k\}$ はビタビ復号器入力系列で

$$y_k = b_k + n_k \quad (5.18)$$

である。ここで、ビタビ復号器入力雑音系列 $\{n_k\}$ は互いに独立と仮定している。5.2, 5.3 と同様に、式 (5.17) に基づくビタビ復号器は文献 (17) より得ることができる。また、図 4.6 に見られるように、実際の復号器入力雑音系列は白色ではなく有色雑音系列となる。再生等化器入力からハイパスフィルタ出力までのインパルス応答は式 (4.7) の $E_r(x)$ と式 (2.17) の $Q(x)$ の積をフーリエ逆変換することにより得られ、

$$v_{WE}(t) = \frac{4}{AK\pi} \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} \frac{\cos \tau \pi x}{\sin \pi x} \cdot \frac{\frac{x}{x_c} \cos 2\pi(\frac{t}{T_b} - \frac{\tau}{2})x + (\frac{x}{x_c})^2 \sin 2\pi(\frac{t}{T_b} - \frac{\tau}{2})x}{1 + (\frac{x}{x_c})^2} dx \quad (5.19)$$

で表される。図 5.16 に $\tau = 0$ の場合の $v_{WE}(t)/v_{WE}(T_b/2)$ を示す。但し、 $K = 3$, $\beta = 0.5$, $\eta = 1.3$, $x_c = 0.01$ としている。従って、式 (5.5) の $v_A(t)$ を式 (5.19) の

表 5.4 記録等化における $\{a_k\}$ に対する記録波形と状態





状態	S_0	S_1	S_2	S_3
記録 波形				
a_k	1	1	0	0

表 5.5 $\{a_k\}$ に対する状態推移表

a_k	現状態		b_k	
	1	0	1	0
前状態	1	0	1	0
S_0	S_1	S_2	0	1
S_1	S_0	S_3	0	-1
S_2	S_1	S_2	-1	0
S_3	S_0	S_3	1	0

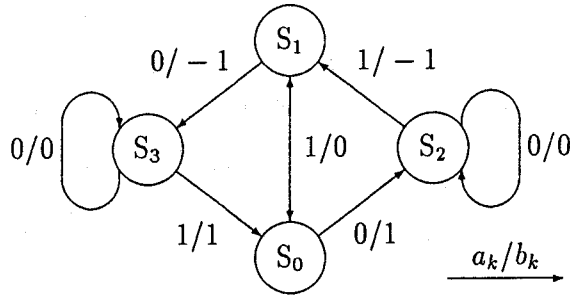


図 5.14 $\{a_k\}$ に対する状態推移図

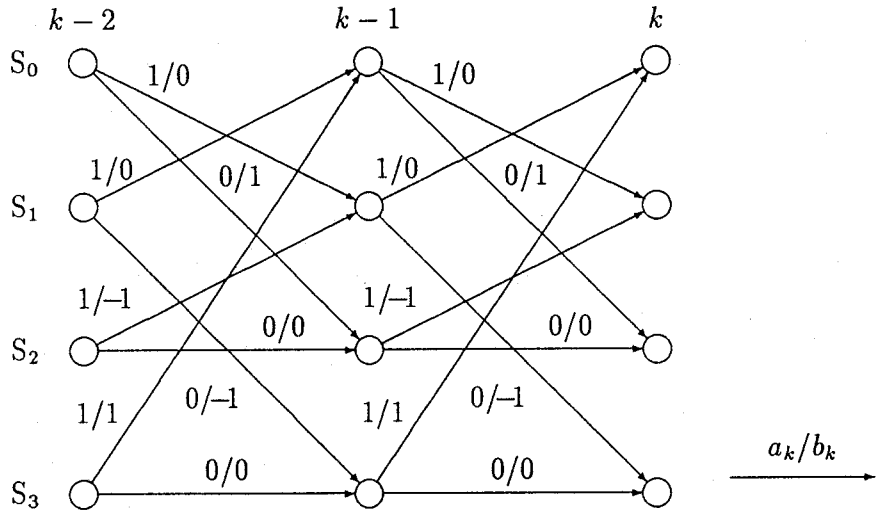


図 5.15 $\{a_k\}$ に対するトレリス線図

$v_{WE}(t)$ に置き換えることにより、有色雑音系列 $\{\tilde{n}_k\}$ を求めることができる。また、5.2, 5.3 と同様に、式 (4.9) の識別点雑音電力スペクトルをフーリエ逆変換することにより有色雑音の相関係数の理論値 $\rho_{WE}(\lambda)$ は

$$\rho_{WE}(\lambda) = \frac{1}{\sigma_{WE}^2} \int_0^{\frac{1+\beta}{2\eta}} N_{WE}(x) \cos \frac{2\pi x \lambda}{T_b} dx \quad (5.20)$$

となる。図 5.17 に、条件を図 5.16 と同一にした場合の有色雑音の理論値 $\rho_{WE}(\lambda)$ と $M = 40$ として発生させた $\{\tilde{n}_k\}$ の相関係数のシミュレーション値を併せて示す。図

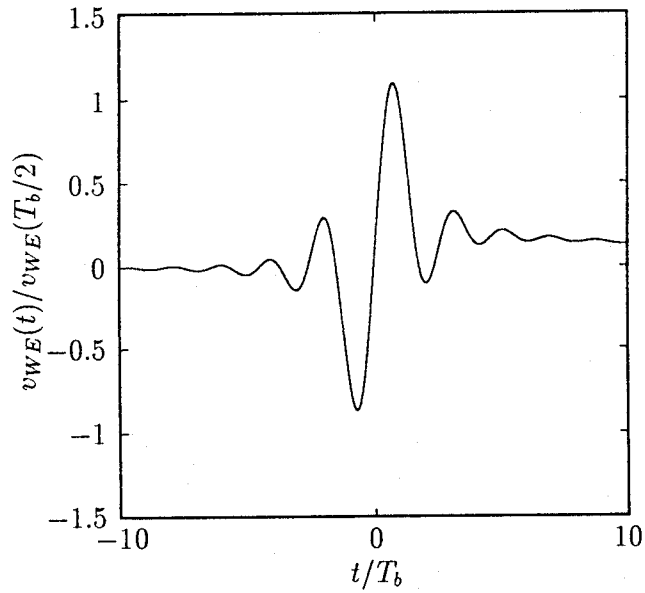


図 5.16 インパルス応答 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = \eta_{opt}, \tau = 0, x_c = x_{copt}$)

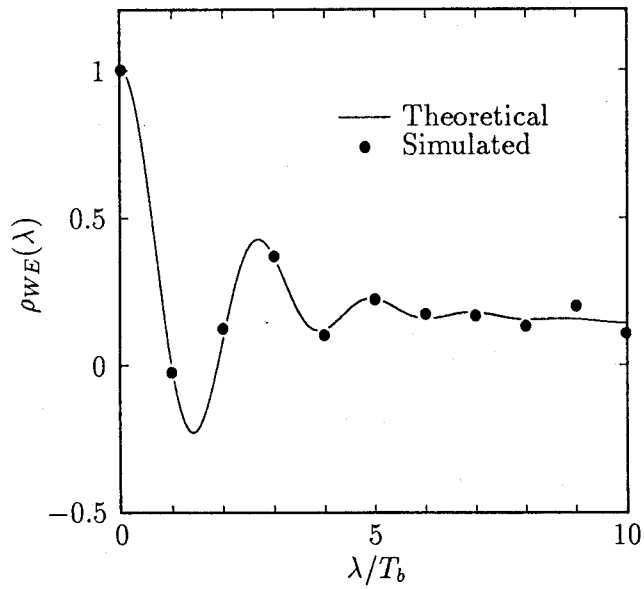


図 5.17 相関係数 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = \eta_{opt}, \tau = 0, x_c = x_{copt}, M = 40$)

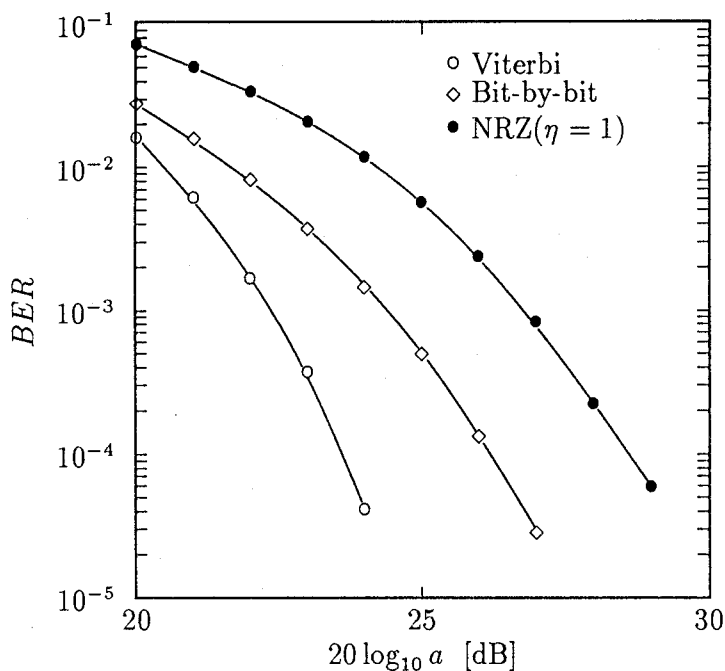


図 5.18 誤り率特性 ($K = 3, \beta = 0.5, \eta = \eta_{opt}, \tau = 0$)

において、両者は良く一致している。そこで、この有色雑音系列 $\{\tilde{n}_k\}$ を用いて、誤り率特性を求める。図 5.18 に計算機シミュレーションにより求めたビタビ復号法、ビットごとの復号法に対する誤り率特性をそれぞれ \circ, \diamond 印で示す。但し、 $K = 3, \beta = 0.5, \eta = \eta_{opt}, x_c = x_{c_{opt}}$ としている。また、図中には NRZ 符号に対する積分検出方式の場合の誤り率も \bullet 印で併せて示している。図に見られるように、本記録・再生等化方式に対してビタビ復号法を適用することにより 10^{-4} の誤り率のときで、ビットごとの復号法の場合に比べて約 2.5dB SN 比を改善することができ、NRZ 符号に対する積分検出方式に対しては約 4.9dB 改善できることがわかる。

5.5 復号法の性能比較

以上で述べたように、デジタル磁気記録における復号法として、ビタビ復号法を適用することにより、ビットごとの復号法の場合に比べ、性能改善が得られることが明らかとなった。ここでは、各種パーシャルレスポンス (PR) 方式に対してビットごとの復号を行なった場合の性能とビタビ復号法と組み合わせた場合 (PRML 方式) の性能比較を、 10^{-4} の誤り率を達成するために要する読み出し点の所要 SN 比により行う。表 5.6 に各種方式におけるビットごとの復号法、ビタビ復号法に対する 10^{-4} の誤り率における読み出し点の所要 SN 比をまとめて示す。ここで、 $K = 3, \beta = 0.5, \eta = \eta_{opt}$ としている。また、表の諸条件にの項に示している QF は量子化帰還により低域遮断歪を補償した場合を表し、TR は 3 値記録の場合、PTR は擬似 3 値記録の場合を示している。

表 5.6 各種 PR(ML) 方式の読み出し点 SN 比
($K = 3, \beta = 0.5, \eta = \eta_{opt}, BER = 10^{-4}$)

記録符号	検出方式	所要 SN 比 [dB]		諸条件
		ビットごと	ビタビ	
NRZ	PR(1)	28.6	—	$x_c = x_{c_{opt}}, \eta = 1$
NRZ	PR(1)	27.1	—	$x_c = x_{c_{opt}}$
NRZ	PR(1)	27.8	—	$x_c = 10^{-2}, \eta = 1, \text{QF}$
NRZ	PR(1)	25.5	—	$x_c = 10^{-2}, \text{QF}$
NRZ	PR(1,1)	25.0	23.4	$x_c = 10^{-2}, \eta = 1, \text{QF}$
NRZ	PR(1,1)	23.9	21.1	$x_c = 10^{-2}, \text{QF}$
NRZ	PR(1,-1)	33.3	32.7	$\eta = 1$
NRZ	PR(1,-1)	32.5	31.3	
NRZ	PR(1,-1)	25.2	23.2	I-1 方式, $\beta = \beta_{opt} (\geq 0.5)$
NRZ	PR(1,0,-1)	28.7	27.1	$\eta = 1$
NRZ	PR(1,0,-1)	25.8	23.4	
NRZ	PR(1,0,-1)	25.1	21.0	I-2 方式, $\beta = \beta_{opt} (\geq 0.5)$
NRZ	PR(1,0, 0, -1)	23.6	20.8	I-3 方式, $\beta = \beta_{opt} (\geq 0.5)$
WE	PR(1)	26.3	23.7	$\tau = 0$
3B-2T	PR(1)	23.8	—	TR, $x_c = 10^{-2}, \text{QF}$
3B-2T	PR(1)	23.9	—	PTR, $P = 6, x_c = 10^{-2}, \text{QF}$
3B-2T	PR(1,0,-1)	24.4	22.6	TR
3B-2T	PR(1,0,-1)	24.6	22.7	PTR, $P = 6$
M ²	PR(1)	32.4	30.2	

表に見られるように、NRZ 符号に対する PR 方式では、ビットごとの復号法、ビタビ復号法とも PR(1, 0, 0, -1) 方式に対して誤り率改善を行った I-3 方式が最も優れた性能を示し、ビットごとの復号法で 23.6dB、ビタビ復号法では 20.8dB の読み出し点 SN 比で 10^{-4} の誤り率を達成できることがわかる。

また、多値記録においては、ビットごとの復号法に対して 3B-2T 符号と PR(1) 方式の組合せが、23.8dB と最良の特性を示すが、ビタビ復号法を適用することにより、3B-2T 符号と PR(1, 0, -1) 方式が 22.6dB で、最も優れた性能となる。

次に、記録波形の DC フリー化を行った記録再生等化方式 (WE) の中で最良の性能を示す PR(1) 方式は、ビットごとの復号法における NRZ 符号と PR(1) 方式の組合せが 27.1dB ($\eta = \eta_{opt}$) であるのに対して、26.3dB と DC フリー化による改善が見られるが、NRZ 符号と PR(1) 方式の組合せにおいて量子化帰還を適用することで低域遮断の影響を取り除いた場合には、25.5dB となって改善が得られていない、しかし、記録再生等化方式 (WE) にはビタビ復号法を適用でき、このとき、23.7dB と改善が得られる。また、DC フリー特性を持つことから、放送用デジタル VTR の D-2 フォーマットにも採用されている M^2 符号と PR(1) 方式の組合せ⁽⁵²⁾に対して、ビットごとの復号法において 6.1dB、ビタビ復号法では、6.5dB と大幅な SN 比の改善が見られる。

5.6 結言

前章までに示したデジタル磁気記録再生信号処理方式は復号法としてビットごとの復号法を用いて検討してきた。しかし、それらの中には、識別点信号系列間に相関を持つものがある。本章では、その相関を復号に利用するビタビ復号法の適用について検討した。まず、第 2 章で良好な特性を示した I-3 方式に対するビタビ復号法の適用について示し、次いで、3B-2T 符号と PR(1, 0, -1) 方式、記録・再生等化方式への適用について検討を行った結果、以下のことが明らかとなった。

1. NRZ 符号に対する I-3 方式では、ビタビ復号法を適用することにより、ビットごとの復号法に比べ、 10^{-4} の誤り率の場合で、約 2.8dB の SN 比の改善が得られる。

2. 3B-2T 符号に対する PR(1, 0, -1) 方式においては, 約 1.7dB の SN 比の改善が得られる.

3. 記録・再生等化方式 ($\tau = 0$) においても, 約 2.5dB の SN 比の改善が得られる.

更に, 本研究において検討を行った各種方式の性能をまとめたところ, NRZ 符号においては, ビットごとの復号法, ビタビ復号法共に PR(1, 0, 0, -1) 方式に対して誤り率の改善を施した I-3 方式が最良の特性を示し, また, 多値記録符号と PR 方式の組合せにおいては, ビットごとの復号法では 3B-2T 符号と PR(1) 方式の組合せが, ビタビ復号法を適用した場合には PR(1, 0, -1) 方式が最良の特性を示すことが明らかとなった. また, 記録波形の DC フリー化を行った記録・再生等化方式は, M^2 符号に対する PR(1) 方式に比べ, ビットごとの復号法, ビタビ復号法共に大幅な改善が得られることが明らかとなった.

第6章 結論

本論文において、デジタル磁気の高密度化に適した記録再生信号処理方式の検討を行った。各章で得られた結果を総括して述べると次のようになる。

1. デジタル磁気記録における最も基本的な記録符号である NRZ 符号に対する パーシャルレスポンス方式として、 $PR(1, 0^{m-1}, -1)$ 方式、 $PR(1, 0^{m-1}, 1)$ 方式 および積分検出方式とも呼ばれる $PR(1)$ 方式において誤り率特性を求め、性能 評価を行った結果、 $PR(1, 0, -1)$ 方式、 $PR(1, 1)$ 方式、 $PR(1)$ 方式が良好な性能 を示すことを明らかにした。
2. $PR(1, 1)$ 方式が、テープヘッド間スペースの増大の影響を受けにくい PR 方式 であることを示した。
3. $PR(1, 0^{m-1}, -1)$ 方式に対する誤り率改善手法を提案し、性能評価を行い、 $PR(1, 0, 0, -1)$ 方式に対してこの手法を適用して得た $PR(1, 1, 0, -1, -1)$ 方式が最良 の特性を示すことを明らかにした。
4. 3B-2T 符号のような多値記録符号とパーシャルレスポンス方式の組合せの有効 性を示すと共に特に、3B-2T 符号と $PR(1)$ 方式の組合せがビットごとの復号法 では最良の性能を示すことを明らかにした。
5. 多値記録を行った場合、AC バイアス法により系の線形性を保つことが良く行わ れるが、SN 比の劣化を生じる。そこで、本研究では、AC バイアスを行うことな く 3 値記録符号を記録することのできる擬似 3 値記録方式を提案し、誤り率特 性を求めた結果、最小反転間隔を定義するパラメータ $P \geq 6$ では SN 比の劣化 はわずかであることを明らかにした。
6. 記録波形の DC フリー化が可能で、良好な誤り率特性を示す記録・再生等化方式 を提案し、誤り率特性を求めた結果、従来、優れた特性を示すことで良く知ら れている NRZ 符号に対する積分検出方式に比べて良好な特性を示すことを明 らかにした。

7. 復号法として、ビタビ復号法を適用し、パーシャルレスポンス方式により信号系列間に持たせた相関を利用して復号することにより、誤り率特性の改善が可能で、中でも、I-3方式が 10^{-4} の誤り率を20.8dBの読み出し点SN比で達成でき、最良の特性となることを明らかにした。

謝 辞

本研究にあたり、終始、懇篤なるご指導、ご鞭撻を賜った大阪大学工学部通信工学科 森永規彦教授ならびに愛媛大学工学部電気電子工学科 大沢 寿教授に心より感謝の意を表する次第である。

本研究に関し、ご指導、ご教示賜った大阪大学産業科学研究所 北橋忠宏教授をはじめ、ご審査、ご教示いただいた大阪大学工学部通信工学科 長谷川晃教授、倉菌貞夫教授、前田 肇教授ならびに大阪大学工学部電気工学科 小牧省三教授に厚く御礼申し上げます。

更に、本研究に関し、有益なご助言、ご討論いただいた愛媛大学工学部電気電子工学科 田崎三郎教授、小野和雄教授ならびに山田芳郎助教授に心から感謝する。

また、著者が所属する愛媛大学工学部電気電子工学科の大西秀臣教授をはじめ、同教室の皆様に深く感謝する。

なお、本研究を遂行するにあたり、瀧川喜義氏をはじめとする大沢研究室の諸氏にご協力を仰いだ。

ここに記して、以上の皆様に厚く御礼申し上げます。

参考文献

- (1) Roger W. Wood : “Magnetic megabits”, IEEE Spectrum, **27**, 5, pp.32-38 (May 1990).
- (2) 多田, 今井, 横田 : “小型 HDD, 記録密度「G ビット時代」へばく進”, 日経エレクトロニクス, **537**, pp.77-106 (Sep. 1991).
- (3) 橋本 : “画像情報記録技術の展望”, テレビ誌, **46**, 10, pp.1219-1221 (1992).
- (4) 山光 : “画像情報記録技術の将来”, テレビ誌, **46**, 10, pp.1222-1229 (1992).
- (5) 二本, 釘屋 : “2Gb/in²高密度磁気ディスク技術”, 信学論 (C-II), **J75-C-II**, 11, pp.567-575 (Nov. 1992).
- (6) R. W. Lucky, J. Salz and E. J. Weldon : “Principles of Data Communication”, McGraw-Hill, New York (1968).
- (7) P. Kabal and S. Pasupathy : “Partial-Response Signaling”, IEEE Trans. Commun., **COM-23**, 9, pp.921-934 (Sept. 1975).
- (8) H. Kobayashi and D. T. Tang : “Application of Partial-response Channel Coding to Magnetic Recording Systems”, IBM J. Res. & Dev. **14**, pp.368-372 (1970).
- (9) 橘 : “ピークシフトを補償する高密度磁気記録方式”, 昭 48 信学全大, S14-7 (1973).
- (10) S. Nakagawa, K. Yokoyama, and H. Katayama : “A Study on Detection Method of NRZ Recording”, IEEE Trans. Magn., **MAG-16**, 1, pp.104-110 (Jan. 1980).
- (11) 石井, 西村 : “パーシャルレスポンスを用いた高密度磁気記録における最適等化特性の解析”, 信学論 (C), **J66-C**, 8, pp.568-575 (Aug. 1983).

- (12) 高木：“クラス VI パーシャルレスポンス方式の磁気ディスク装置への応用”，テレビ学技報，**VR39-1** (1980).
- (13) H. Osawa, S. Tazaki and S. Ando：“Performance Analysis of Partial Response Systems for Nonreturn-to-Zero Recording”，IEEE Trans. Magn., **MAG-22**, 4, pp.253-258 (July 1986).
- (14) 大沢, 岡本, 田崎：“デジタル V T R におけるパーシャルレスポンス方式の性能比較”，信学論 (B), **J67-B**, 9, pp.960-967 (1984-09).
- (15) T. D. Howell, D. P. McCown, T. A. Diola, Y. Tang, K. R. Hense and R. L. Gee：“Error Rate Performance of Experimental Gigabit per Square Inch Recording Components”，IEEE Trans. Magn., **MAG-26**, 5, pp.2298-2302 (Sep. 1990).
- (16) M. Suzuki, H. Sawaguchi, H. Takano, Y. Matsuda, F. Kugiya and M. Futamoto：“Read / Write Characteristics of 2 Gb/in² Magnatic Recording”，J. Magn. Soc. Jpn., **15**, Supp., S2, pp.869-874 (1991).
- (17) H. Kobayashi：“Application of Probabilistic Decoding to Digital Magnetic Recording Systems”，IBM J. Res. & Dev. **15**, pp.64-74 (1971).
- (18) 大沢, 池谷, 田崎：“NRZ 記録符号に対するビタビ復号法の検討”，1980 テレビ学全大, 7-12 (1980).
- (19) 江藤：“デジタル記録のための信号処理技術”，テレビ誌, **45**, 12, pp.1511-1514 (Dec. 1991).
- (20) 田崎, 大沢：“デジタル記録における信号処理方式”，テレビ誌, **42**, 4, pp.330-337 (1988-04).
- (21) F. Dolivo, R. Hermann and S.Ölser：“Performance and Sensitivity Analysis of Maximum-likelihood sequence Detection on Magnetic Recording Channels”，IEEE Trans. Magn., **MAG-25**, 5, pp.4072-4074 (Sep. 1989).

- (22) 大上, 吉開, 河西 : “新 DC-100M 方式端局中継装置の設計と特性”, 研実報, **30**, 11, pp.2793-2804 (1981).
- (23) H. Kasai, K. Ohue, T. Hoshino and S. Tsuyuki : “800Mbits/s digital transmission system over coaxial cable”, IEEE Trans. Commun., **COM-31**, 2, pp.302-306 (Feb. 1983).
- (24) T. Kitami, H. Yamaguchi, T. Hoshino and T. Murata : “An experimental 800Mbit/s fourlevel repeater compatible with the 60MHz analog system”, IEEE Trans. Commun., **COM-28**, 5, pp.764-771 (May 1980).
- (25) 大沢, 岡本, 田崎 : “高能率 3 値記録によるパーシャルレスポンス方式の SN 比改善”, 昭 58 四国連大, 5-2 (1983).
- (26) 江藤, 三田, 平野, 鴻上, 竹下, 桐野 : “3 値記録, ファイア符号を用いた試作デジタル VTR”, テレビ誌, **35**, 7, pp.563-569 (1981-07).
- (27) 大沢, 岡本, 田崎 : “多値記録符号に対する信号検出方式の性能比較”, 信学論 (C), **J70-C**, 3, pp.388-395 (1987-03).
- (28) N. D. Mackintosh and F. Jorgensen : “An analysis of multi-level encoding”, IEEE Trans. Magn., **MAG-17**, 6, pp.3329-3331 (Nov. 1981).
- (29) R. Price, J. W. Craig, H. E. Melbye and A. Perahia : “An experimental multilevel high density disk recording system”, IEEE Trans. Magn., **MAG-14**, 5, pp.315-317 (Sept. 1978).
- (30) 田崎, 大沢 : “高密度記録における符号化方式の動向”, 信学誌, **68**, 12, pp.1301-1306 (1985-12).
- (31) R. C. Schneider : “Write Equalization in High-linear-density Recording”, IBM J. Res. & Dev., **29**, 6, pp.563-568 (1985).

- (32) R. C. Schneider : "Write Equalization for Generalized (d,k) codes", IEEE Trans. Magn., **MAG-24**, 6, pp.2533-2535 (Nov. 1988).
- (33) D. H. Veillard : "Compact Spectrum Recording, A New Binary Process Maximizing the Use of a Recording Channel", IEEE Trans. Magn., **MAG-20**, 5, pp.891-893 (Sep. 1984).
- (34) 大沢, 安藤, 南谷, 田崎 : "デジタル録画におけるパーシャルレスポンス方式の検討", 信学技報, **IE81-103**, pp.59-65 (1982).
- (35) F. D. Waldhauer : "Quantized feedback in an experimental 280-Mb/s digital repeater for coaxial transmission", IEEE Trans. Commun., **COM-22**, 1, pp.1-5 (Jan. 1974).
- (36) Y. Higo, A. Sawai : "Experimental study on 800 Mb/sec duobinary coaxial PCM transmission with DC restoration technique", Rec. Int. Conf. Commun. Philadelphia, PA, pp.6.11-6.16 (1976).
- (37) P. L. Zador : "Error probabilities in data system pulse regenerator with DC restoration", Bell Syst. Tech. J., **45**, pp.979-984 (July 1966).
- (38) 大沢, 岡本, 田崎 : "NRZ 記録における量子化帰還法の基礎的検討", 信学技報, **MR82-37** (1983-03).
- (39) C. S. Chi : "Characterization and spectral equalization for highdensity disk recording", IEEE Trans. Magn., **MAG-15**, 6, pp.1447-1449 (Nov. 1979).
- (40) 大沢, 岡本, 田崎 : "FM 記録符号に対する等化方式の一検討", 信学技報, **MR84-42** (1984-12).
- (41) F. R. Magee Jr. and J. G. Proakis : "Adaptive maximum-likelihood sequence estimation for digital signaling in the presence of intersymbol interference", IEEE Trans. Inf. Theory, **IT-19**, 1, pp.120-124 (Jan. 1973).

- (42) 岡本, 大沢, 瀧川, 小野 : “デジタル磁気記録における誤り率導出法の一検討”, 信学技報, **MR92-9** (1992-06).
- (43) K. Yokoyama, S. Nakagawa and H. Katayama : “An experimental digital video-tape recorder”, *SMPTE J.*, **89**, pp.173-180 (March 1980).
- (44) 梅本, 沢村, 江藤, 片山, 大和田 : “1.2Gb/s デジタル VTR の記録再生系の検討”, *テレビ誌*, **44**, 8, pp.1067-1073 (Aug. 1990).
- (45) P. A. Franaszek : “Sequence-state coding for digital transmission”, *Bell Syst. Tech. J.*, **47**, 1, pp.143-157 (Nov. 1967).
- (46) M. Kobayashi, E. Nakatsu, H. Shimazaki, H. Ota and Y. Nagaoka : “Beyond $1\mu\text{m}^2/\text{bit}$ High Density Recording with Improved QAM Technique”, *IEEE Trans. Consum. Electron.* **37**, 3, pp.283-290 (Aug. 1991).
- (47) 岡本, 大沢, 吉田, 瀧川, 小野 : “3B-2T 符号による擬似 3 値記録の一検討”, 信学 '92 春大, C-453 (1992).
- (48) J. C. Mallinson, J. W. Miller : “Optimal Codes for Digital Magnetic Recording”, *Radio & Electron. Eng.*, **47**, 4, pp.172-176 (Apr. 1977).
- (49) Arnold L. Knoll : “Spectrum Analysis of Digital Magnetic Recording Waveforms”, *IEEE Trans. Electron. Comput.*, **EC-16**, 6, pp.732-743 (Dec. 1967).
- (50) H. Osawa, S. Yamashita and S. Tazaki : “Improvement on Error Rate Performance for FM Recording Code”, *IEEE Trans. Magn.*, **27**, 6 (Nov. 1991).
- (51) R. W. Wood and D. A. Petersen : “Viterbi Detection of Class IV Partial Response on a Magnetic Recording Channel”, *IEEE Trans. Commun.*, **COM-34**, 5, pp.454-461 (May 1986).
- (52) 岡本, 白石, 大沢 : “ M^2 符号に対する誤り率特性の検討”, 信学技報, **MR92-55** (1992-11).

- (53) 岡本, 大沢, 瀧川, 小野 : “デジタル磁気記録におけるパーシャルレスポンス方式の検討”, 信学論 (C-II), J75-C-II, 11, pp.636-642 (1992-11).
- (54) 岡本, 大沢, 瀧川, 小野 : “3B-2T 符号の擬似 3 値記録”, 信学論 (C-II), 採録決定.
- (55) 岡本, 大沢, 瀧川, 小野 : “記録・再生等化によるデジタル磁気記録の誤り率特性改善”, 信学論 (C-II), J75-C-II, 7, pp.362-370 (1992-07).
- (56) H. Osawa, Y. Okamoto, K. Ono and S. Tazaki : “ Performance of Viterbi Decoding in Multilevel Recording”, TMRC1991, F3 (June 1991).
- (57) 岡本, 大沢, 瀧川, 小野 : “記録・再生等化とビタビ復号法による誤り率特性の改善”, テレビ誌, 46, 10, pp.1234-1240 (1992-10).