

高密度垂直磁気記録システムにおける信号処理技術の動向

Trends in Signal Processing Technologies for High-Density Perpendicular Magnetic Recording Systems

岡本好弘・大沢 寿 愛媛大学工学部

Y. Okamoto and H. Osawa, Faculty of Engineering, Ehime University

The remarkable increase in the recording density of hard disk drives (HDDs) owes much to the improvement of signal-processing technologies. Current commercial HDDs use longitudinal recording, and the recording density is coming close to the superparamagnetic limit. Thus, perpendicular magnetic recording is being widely studied as a promising recording system for achieving high-density recording. To achieve this, however, requires the development of excellent signal-processing, as in the case of longitudinal recording systems.

In this paper, we first explain PRML systems as fundamental signal-processing technologies for perpendicular magnetic recording. We then describe jitter-like medium noise (JLMN) and its influence on the performance of PRML systems from the signal-processing point of view, and show the effect of noise-predictive PRML systems on JLMN. We also introduce iterative decoding systems capable of improving the performance significantly.

Key words: perpendicular magnetic recording, PRML system, jitter-like medium noise, noise-prediction, iterative decoding

1. ま え が き

めざましい記録密度の向上を続けてきたハードディスク装置も、最近では、その割合が鈍化してきている。これは、現行のハードディスク装置の記録密度が、熱揺らぎの影響により再生信号レベルが劣化する熱磁気緩和現象が顕著に現れる領域に入ってきたため、長手磁気記録では記録密度向上をもたらすヘッド、媒体の進展が困難になったためと考えられる。垂直磁気記録方式は、そのような影響を受けにくい記録方式の一つとして今後のハードディスク装置への導入が期待されている¹⁾。

ハードディスク装置をはじめとする情報ストレージ装置においては、高密度記録に伴う SN 比の劣化を挽回するための手段として信号処理方式の重要性が認識され、パーシャルレスポンス (PR: Partial Response) 方式と最尤 (ML: Maximum Likelihood) 復号法の一つであるビタビ復号法を融合した PRML (Partial Response Maximum

Likelihood) 方式が不可欠な技術として盛んに検討され^{2), 3)}、記録密度の向上に貢献してきた。これより、将来、ハードディスク装置が高密度記録を実現するために、垂直磁気記録を採用する場合にも、優れた信号処理方式を必要とすることは確実である。

本稿では、まず、高密度記録のための基礎的な信号処理方式として、垂直磁気記録再生系の応答特性に適した PRML 方式について解説する。そして、低域遮断やジッタ性媒体雑音の PRML 方式への影響について示し、改善方法の一つとして、キャンセラや信号依存雑音推定器を導入した PRML 方式について解説する。さらに、PRML 方式の性能を超える信号処理方式として期待されている繰返し復号化方式の導入についても述べる。

2. 垂直磁気記録再生系と PRML 方式

2.1 信号処理方式の概要

Fig. 1 に、ハードディスク装置の信号処理ブロック図を示す。図からわかるように、長手磁気記録に代わって垂直磁気記録を用いた場合にも、基本的には長手磁気記録を用いた場合と同様の信号処理方式を垂直磁気記録再生系に合わせて用いることとなる。したがって、垂直磁気記録方式を導入したハードディスク装置の信号処理方式も、長手磁気記録方式の場合と同様に誤り訂正処理とチャネル信号処理から構成される。現行の長手磁気記録方式を用いたハードディスク装置においては、RS (Reed-Solomon) 符号による誤り訂正処理と PRML 方式によるチャネル信号処理が行われている。そこで、まず、記録再生系を垂直磁気記録方式に置き換えて、これらの信号処理方式を Fig. 1 に沿って眺めてみる。

“1”、“0”の2値入力データ系列に対して、チャネル信号処理での復号誤りを訂正するために誤り訂正符号化が行われる。ハードディスク装置においては RS 符号が用いられる。1セクタを構成する 512 バイトのデータに対して冗長バイトが付加される。従来、1セクタのデータが3ウェイトタリーブのように、バイト単位で複数のデータ列に分割され、それぞれ RS 符号化されていたが、最近では 10 ビットを1バイトとして長距離符号を用いることにより、

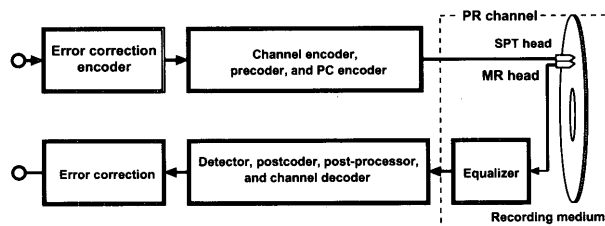


Fig. 1 Block diagram of signal processing in a hard disk drive.

分割しないで RS 符号化される場合もある。ここで、GF (2^{10}) の体を用いて 24 バイト (10 ビット/バイト) 訂正可能な RS (458, 410) 符号を用いたとすれば、RS 符号化での符号化率は、 $\alpha_{RS}=4096/4580 \approx 0.894$ となる。

また、大容量化したハードディスク装置 1 台当たりの記録容量に合わせたデータ管理と誤り訂正処理における訂正能力向上のために、1 セクタ当たりのデータを現行の 512 バイトから 4096 バイトに拡大することも検討されており、長距離符号や繰返し復号の導入による利得向上が期待できる。これは、現在のところ、パーソナルコンピュータ (PC) のオペレーティングシステム (OS) による拘束から実現していないが、DVD などの映像機器、携帯機器、車載機器など PC 以外の機器への用途拡大や UNIX などの OS への移行が実現すれば、導入される可能性がある。

図に示すように、RS 符号化に続いて記録符号化が行われる。ここでは記録符号として、RLL (Run-Length Limited) 符号を採用しているが、長手磁気記録においては、RLL 符号以外に磁化遷移の連続回数を制限した MTR (Maximum Transition Run) 符号^{4), 5)}が採用される場合もある。RLL 符号としては、 m ビットのデータ語を n シンボルの符号語に変換して記録系列における“1”と“1”の間の“0”の最小ラン長を 0、最大ラン長を G 、偶数および奇数番目の系列における最大ラン長を I に制限した m/n ($0, G/I$) 符号を用いるものとする。ただし、 $\alpha_{RLL}=m/n$ は符号化率で、高密度記録時にビタビ復号器入力における S/N 比を高くするため、可能な限り 1 に近い高符号化率の符号が好ましい。高い符号化率を得るためには、 $m/m+1$ 符号として m の大きな RLL 符号を構成することが必要になる。ここで、128/130 ($0, 16/8$) RLL 符号⁶⁾を用いれば $\alpha_{RLL}=128/130 \approx 0.985$ となる。しかし、 m を大きくして符号長が長くなれば、PRML チャンネルでの誤りが RLL 復号を行う際に符号語全体に拡大されてしまい、これを訂正するためには、より強力な誤り訂正符号が必要になる。そこで、先に示した RS 符号化と RLL 符号化、および RLL 復号と誤り訂正の順番を入れ換えて、誤りを拡大させることなくチャンネルでの復号誤りを訂正したあとで RLL 復号を行う方式が有効になる⁷⁾。

G (Global) 制約は符号語全体にわたる制約で、タイミング情報の抽出を容易にして PLL (Phase Locked Loop) の

安定化のために重要となるだけでなく、垂直磁気記録においては、自己減磁の低減やオーバーライト特性を維持するためには欠かせない制約である。また、I (Interleave) 制約は符号系列の奇数、偶数系列のそれぞれにおける“0”の最大ラン長を制限する。ビタビ復号器におけるパスの合流がこれによって促進され、パスメモリ長の短縮による復号遅延の低減が可能になる。さらに、記録系列に制約をもたない場合に PRML 方式に特有の無限に続く復号誤りを回避するために重要な役割を担っている。

RLL 符号系列は次にプリコードに通されて記録系列に変換される。プリコードは遅延回路と排他的論理和で構成され、G 制約をもつ符号系列に対する NRZ (Non-Return-to-Zero) 記録波形における“0”、“1”の同一レベルの継続を制限することができる。一般に、 m/n ($0, G/I$) 符号においては、2 シンボルの遅延をもつプリコードが適用され、RLL 符号系列の I-NRZI (Interleaved Non-Return-to-Zero-Inverse) 記録と等価となる。

最近のハードディスク装置では、RS 符号によるバイト単位の誤り訂正を有効に動作させるために、ポストプロセッサと呼ばれる誤り訂正ブロックを設けて PRML 方式における復号誤りをビット単位で訂正する。そのため、プリコード出力系列を所定の長さに区切ってパリティ検査符号化により冗長ビットを加え、記録アンプを介して単磁極 (SPT: Single Pole Type) ヘッドにより垂直磁気記録媒体に NRZ 記録する。ここで、128/130 ($0, 16/8$) RLL 符号の符号単位で 4 分割単一パリティ検査符号化を適用したとすれば、パリティ検査符号化における符号化率は、 $\alpha_{PCC}=130/134 \approx 0.970$ となる。したがって、PRML 方式を採用する場合にはおおむね $\alpha_{RS} \cdot \alpha_{RLL} \cdot \alpha_{PC} \approx 0.854$ より約 15% のオーバーヘッドが必要となる。

一方、MR (Magnetoresistive) 再生ヘッドより再生された波形はプリアンプ、等化器を通り、所望の等化波形に整形される。PRML 方式においては、記録ヘッドから等化器出力までの PR チャネルが所望の PR 特性となるよう波形等化される。ハードディスク装置においては、アナログ等化器とトランスバーサルフィルタによって等化器が構成される。本稿では、等化器は遮断周波数が f_h のローパスフィルタとタップ数が N_t のトランスバーサルフィルタで構成している。

PR 方式は、制御可能な既知の符号間干渉を導入 (許容) することにより、等化器出力における雑音スペクトルの整形が可能で、 S/N 比を高めることができる記録再生 (伝送) 方式である²⁾。また、このような PR 特性を等化器出力系列に与えることにより信号系列間に相関 (規則性) をもたせることができる。そこで、最尤復号器の一つであるビタビ復号器はこの相関を利用して最も確からしい信号系列を復号することができる²⁾。

垂直磁気記録再生系は、長手磁気記録のような微分特性

をもたないため、その伝達特性に整合する長手磁気記録とは別の PRML 方式が有効となる。また、磁化遷移点変動に起因するジッタ性媒体雑音 (JLMN: Jitter-Like Medium Noise) がヘッド、プリアンプなどで発生する熱雑音や DC 消去雑音などの加法的白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) に比べて支配的であるため、ジッタ性媒体雑音に耐性をもつチャンネル信号処理が必要になる。

PRML チャンネル出力であるビタビ復号器出力系列は、ポストプロセッサによって、パリティ検査符号に対するパリティ検査結果と復号結果の信頼度に基づいて誤り訂正される⁸⁾。このとき信頼度としては、復号結果をポストプロセッサにおける PR チャンネルモデルに与えることで得られる推定値と実際の PR チャンネル出力との差やビタビ復号器のメトリックから計算される信頼度が用いられる。

その後、ポストコードによるプリコードの逆演算、RLL 復号でチャンネル信号処理が終わる。そして、RS 符号による誤り訂正処理が行われて、出力データ系列が得られる。

2.2 垂直磁気記録再生系

垂直磁気記録においては、ステップ状の記録波形によって形成される孤立磁化遷移から再生される孤立再生波形は、次式のような双曲線正接関数でよく近似できる。

$$h(t) = A \tanh\left(\frac{\ln 3}{T_{50}} t\right) \quad (1)$$

Fig. 2 に、 $h(t)$ を示す。ここで、 A は $t \rightarrow \infty$ のときの $h(t)$ の飽和レベルを表し、 T_{50} は振幅が $-A/2$ から $A/2$ まで変化するのに要する時間で、孤立再生波形の傾きを表している。チャンネル信号処理の検討における線記録密度としては、 T_{50} をユーザービット間隔 T_b で規格化した線密度 $K = T_{50}/T_b$ がよく用いられ、 K が大きいほど高記録密度での記録再生を意味する。

また、垂直磁気記録再生系における読み出し点 (プリアンプ出力) の雑音は、ジッタ性媒体雑音が支配的となる。これは、磁気クラスタの境界に沿ってジグザグ状に磁化遷移が形成されることに起因している。したがって、所定の

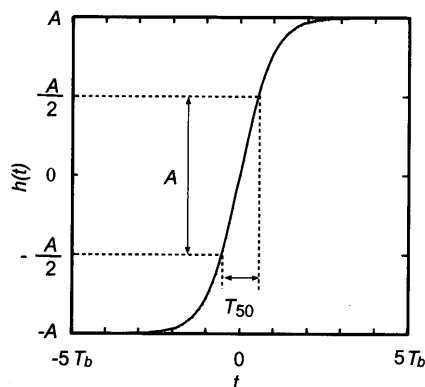


Fig. 2 Isolated reproducing waveform in perpendicular magnetic recording.

トラック幅をもつ再生ヘッドで再生される信号は、本来の磁化遷移位置からずれてジッタ状に変動し、磁化遷移位置の近傍でジッタ性雑音を生じる。このように、ジッタ性媒体雑音は、磁化遷移が形成された場合にのみ遷移から再生される信号が前後にずれることで発生するため、記録された信号に依存した雑音となる。Fig. 3 に孤立磁化遷移の遷移位置が理想的な位置から $T_b/2$ だけ遅れた場合のジッタ性媒体雑音を示す。ただし、 $K=1.5$ としている。図からわかるように、ジッタ性媒体雑音は、 $T_b/4$ だけ遅れた位置にピークをもつ単峰波形となる。Fig. 4 に、各々の磁化遷移位置が独立で、かつガウス分布に従って変動する磁気記録再生系に、ランダムデータを NRZ 記録して得られるジッタ性媒体雑音の電力スペクトルを示す。ただし、 T_b で規格化した磁化遷移変動の標準偏差を $\sigma_t=0.1$ とし、記録再生系が長手磁気記録再生系 (ローレンツ波形) の場合も併せて示す。図からわかるように、ジッタ性媒体雑音は、その発生源が記録された磁化遷移であるために垂直、長手にかかわらず、信号と同一帯域内に存在する。特に、垂直磁気記録再生系では、同一遷移位置変動に対する雑音電力が長手磁気記録再生系の場合に比べて大きく、また、微分特性をもたないために雑音が低域に存在する。

また、実際の記録再生系においては、ジッタ性媒体雑音だけでなく、ヘッドのインピーダンス雑音、再生アンプの熱雑音、DC 消去雑音のような加法的白色ガウス雑音も発

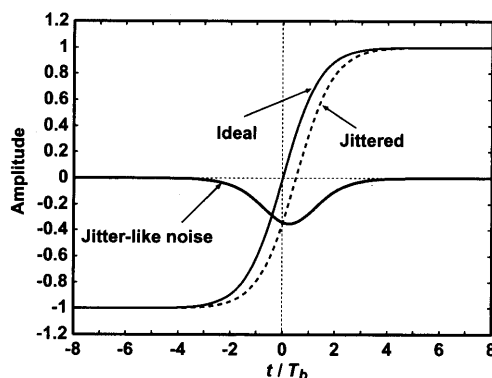


Fig. 3 Jitter-like medium noise for an isolated waveform ($K=1.5$)

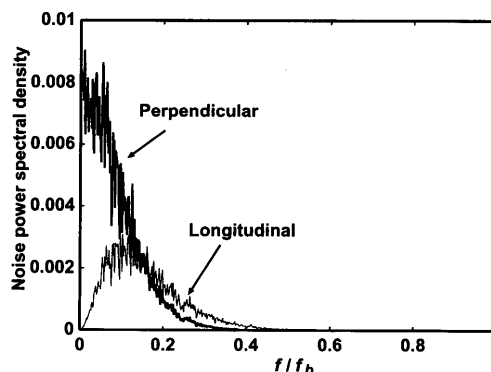


Fig. 4 Noise spectra of jitter-like medium noise.

生する。そのため、信号処理方式の検討は、両者を含む雑音の下で行われる。ここでは、雑音として、磁化遷移点が白色ガウス性に従って変動することで生じるジッタ性媒体雑音と読み出し点で付加される白色ガウス雑音からなると仮定する。そこで、ジッタ性媒体雑音(JLMN)と白色ガウス雑音(AWGN)の $0.6f_b$ までの帯域内に落ちる電力を、それぞれ σ_j^2, σ_w^2 として、全雑音電力を $\sigma^2 = \sigma_j^2 + \sigma_w^2$ で表すと、読み出し点におけるS/N比は、 $\text{SNR} = 20 \log_{10}(A/\sigma)$ [dB]と定義できる。ただし、 $f_b = 1/T_b$ はビットレートである。また、全雑音電力に対するジッタ性媒体雑音電力の割合を $R_J = (\sigma_j^2/\sigma^2) \times 100$ [%]で定義する。Fig. 5に、ジッタ性媒体雑音電力の割合 R_J と T_b で規格化した磁化遷移点変動の標準偏差 σ_t の関係を示す。ただし、 $\text{SNR} = 23$ dBとしている。図からわかるように、垂直磁気記録においては、長手磁気記録の場合に比べて同量の磁化遷移点変動に対して、ジッタ性雑音の割合が大となるのがわかる。言い換えれば、同量の磁化遷移点変動と白色ガウス雑音の存在する記録再生系では、垂直磁気記録再生系の雑音電力が長手磁気記録再生系の場合に比べて大となる。ジッタ性媒体雑音の割合が大きいほど読み出し点における雑音電力スペクトルの低域成分は大となる。

2.3 PRML方式

チャンネル信号処理として、記録再生系を垂直磁気記録再生系としてPRML方式について解説する。

いま、チャンネルは記録再生系と波形等化によって構成されるものとする。記録データ“1”に対するチャンネルの応答波形の時刻 kT_s (T_s : シンボル間隔、以下では単に時刻 k と記す)におけるサンプル値を d_k とすると、符号間干渉がないように等化する方式($d_0 \neq 0, d_k = 0$ ($k \neq 0$))はフルレスポンス(FR: Full Response)チャンネルと呼ばれる。これに対して、例えば $d_0 d_v \neq 0, d_k = 0$ ($k < 0, k \geq v+1$)であるような方式がパーシャルレスポンス(PR)チャンネルである。PR方式は、これらの“1”に対する応答を用いて $\text{PR}(d_0, d_1, \dots, d_v)$ と表記したり、Kretzmerによる1~5の分類番号を付して表す⁹⁾。 $\text{PR}(d_0, d_1, \dots, d_v)$ 特性を有するチャンネルの

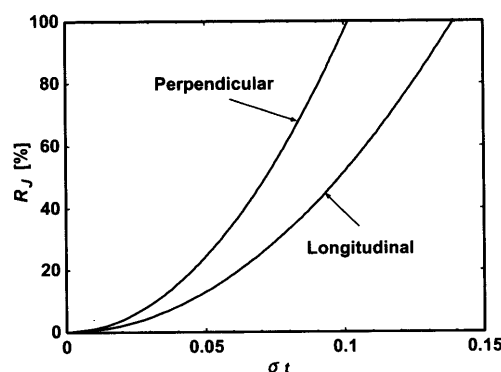


Fig. 5 Noise power ratio vs. transition jitter (SNR=23 dB).

伝達関数は、1シンボル遅延の伝達関数 $D := e^{-j2\pi f T_s}$ (これは遅延演算子と呼ばれる)を用いて D に関する多項式 $d_0 + d_1 D + \dots + d_v D^v$ により表される。また、PR方式によって導入された符号間干渉(規則性)を用いて最尤(ML)復号の一つであるビタビ復号を適用することができる。このようなパーシャルレスポンス方式とビタビ復号法を組み合わせたチャンネルがPRMLチャンネルと呼ばれる。

2.2で示したように、垂直磁気記録再生系は長手磁気記録再生系のような微分特性をもたない。したがって、低密度記録における垂直磁気記録再生系では、記録波形とほぼ同一形状の再生波形が得られるFRチャンネルと考えられる。そして、高密度化に伴う高域減衰によって符号間干渉が現れ、干渉を活かした波形等化を行うことで、記録再生系に整合したPRチャンネルが得られ、最尤復号と組み合わせるPRMLチャンネルを構成する。

長手磁気記録を採用している現行のハードディスク装置においては、チャンネルの多項式の係数の総和が零となるDCフリーPRML方式が採用されてきた¹⁾。これは、長手磁気記録再生系が、おおむね微分特性と高域減衰特性からなり、 $\text{PR}(1, 0, -1)$ またはPR4方式とも呼ばれるPR方式とよく整合したためである。そして、高密度化とともに、最尤復号と組み合わせる場合に効率の良いEPR、 E^2 PR方式へと変遷した。

これに対して、孤立再生波形が式(1)で近似できる垂直磁気記録においては、記録データ“1”に対する読み出し点の再生波形は記録波形が高域減衰特性を受けて伝達関数が $1+D$ で表される $\text{PR}(1, 1)$ 方式に整合する。したがって、Class 1-PR方式とかPR1方式とも呼ばれる $\text{PR}(1, 1)$ 方式を、長手磁気記録におけるPR4方式のような基本のPRチャンネルと考えることができる。また、PR1ML方式はビタビ復号器の構成が簡単で、しかもジッタ性媒体雑音が支配的な垂直磁気記録再生系に対して良好な特性を示すPRML方式である。また、PR1ML方式を基本にしてそれを拡張することで垂直磁気記録再生系に適した種々のPRML方式を得ることができる。そこで、PR1ML方式を例にとって垂直磁気記録に有効なPRML方式について述べる。

記録データ“1”、“0”に対する読み出し点の再生波形は、それぞれ $g(t) = \{h(t) - h(t - T_s)\} / 2, -g(t)$ と表される。PR1ML方式では、 $g(t)$ に対する等化器出力の等化目標値は $\dots, 0, 0, 0.5, 0.5, 0, 0, \dots$ に選ばれる。このとき、時刻 $k-1$ の状態 S_i から時刻 k の状態 S_j に推移する場合のPR1ML方式の状態推移表はTable 1ようになる。ここで、 c_k, x_k^{ij} は、時刻 k における記録系列と復号器入力信号の推定値系列を表す。Table 1より、Fig. 6のPR1ML方式のトレリス線図が得られる。ただし、矢印に付した値は c_k / x_k^{ij} を表す。表および図より、PR1ML方式のビタビ復号器は、簡単な2状態の復号器となることがわかる。

Table 1 State transition table for the PR1ML system

Previous state $S(k-1)=$ $S_i: c_{k-1}$	Current state $S(k)=S_j$		Estimated value for detector input x_k^{ij}	
$S_0: 0$ $S_1: 1$	S_0 S_0	S_1 S_1	-1 0	0 1
Recording sequence c_k	0	1	0	1

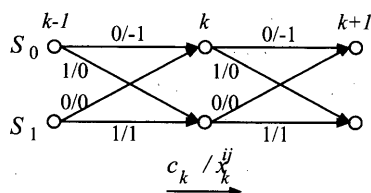


Fig. 6 Trellis diagram of the PR1ML system.

トレリス線図の各時刻において、各状態へ至るパスの長さの最小値はメトリックと呼ばれ、時刻 k におけるメトリックは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} m_k(S_0) &= \min \{m_{k-1}(S_0) + l_k^{00}, m_{k-1}(S_1) + l_k^{10}\} \\ m_k(S_1) &= \min \{m_{k-1}(S_0) + l_k^{01}, m_{k-1}(S_1) + l_k^{11}\} \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 $l_k^{ij} = (y_k - x_k^{ij})^2$ は時刻 $k-1$ における状態 S_i から時刻 k における状態 S_j に至る枝の長さ、すなわち、復号器入力 y_k に対する信号推定値 x_k^{ij} の 2 乗誤差を表し、枝メトリックと呼ばれる。式 (2) の最小値判定により選択されたパスは最尤パスとなる可能性のあるパスとして残され、他は捨てられる。したがって、各時刻において状態数だけパスが残される。こうして残されたパスは生き残りパスと呼ばれ、これに対応する記録データがパスメモリに残される。生き残りパスを過去にさかのぼるとパスが合流して一本化する確率が高くなる。この一本化したパスを最尤パスとして対応する記録系列を復号するのがビタビ復号法である。ここでは、PR1ML 方式を例にとって PRML 方式について簡単に述べた。他の PRML 方式についても PR チャンネルの応答長を L_{PR} とすると $2^{L_{PR}-1}$ 状態のビタビ復号器を用いて PR1ML 方式の場合と同様にして復号することができる。

2.4 低域遮断の影響

現行ハードディスク装置では、長手磁気記録を用いるために PR4ML 方式のような記録再生系の微分特性を利用した PRML 方式が採用されている。これは、低域遮断の影響をほとんど受けなため、ヘッドアンプの交流結合における低域遮断周波数は比較的高く設定してある。ところが、垂直磁気記録において PR1ML 方式など、信号の低域成分も利用するチャンネル信号処理を採用した場合には、低域遮断の影響によって再生波形にベースラインワンダリ

グを生じ、これがビット誤り率特性を劣化させる。

この対策としては、できるだけ低周波領域まで通過できるヘッドアンプを開発することが有効であるが、ワンダリングキャンセラを用いる方法^{10), 11)}や PRML 方式の伝達特性を記録再生系の特性に合わせた DC 不平衡型の PRML 方式^{12), 13)}の検討もされている。

また、ビタビ復号器入力雑音系列は、通常、波形等化によって相関をもち、復号器の性能劣化原因となる。そこで、雑音の相関を利用して過去のサンプルから線形予測により現在の雑音を予測し、復号器入力系列からこれを差し引く。このようにして雑音の有色成分を取り除くことで、復号器入力における雑音の白色化と雑音電力の低減を図る NPML (Noise Predictive Maximum Likelihood) 方式¹⁴⁾や GPRML (Generalized PRML) 方式も有効である^{13), 15), 16)}。

Fig. 7 に、低域遮断がビット誤り率特性に及ぼす影響を示す。ただし、 f_l は交流結合における低域遮断周波数である。また、シンボル間隔 T_s で規格化した記録密度は、 $K_s = T_{50}/T_s = 1.5$ 、としており、2.1 で示した RS 符号、RLL 符号、PC 符号を用いた場合には、ユーザビットから見た線記録密度は、 $K = \alpha_{RS} \cdot \alpha_{RLL} \cdot \alpha_{PCC} \cdot T_{50}/T_s$ となる。また、 $\text{SNR} = 24\text{dB}$, $R_j = 80\%$, $f_h/f_s = 0.4$, $N_t = 15$ としている。ただし、 $f_s = 1/T_s$ はシンボルレートである。図において、PR1ML 方式は、 f_l が大となると低域遮断の影響を受けてビット誤り率特性が大幅に劣化している。そのため、PR1ML 方式を採用するには、ヘッドアンプの遮断周波数を f_l/f_s を 10^{-3} 程度以下にする必要がある。これに対して、ベースラインワンダーキャンセラ (BLWC: Baseline Wander Canceller) や GPRML 方式を適用すれば、 f_l が高い場合にも性能を維持できることがわかる。ただし、BLWC のバッファ長 L_B を 40 シンボルとしている。また、GPRML 方式の伝達特性 $(1+D)(1+aD+bD^2+cD^3)$ は Fig. 8 に示すとおりで、16 状態のビタビ復号器を用いている。図において、低域遮断の影響については BLWC、GPRML 方式ともに有効に動作していることが確認でき

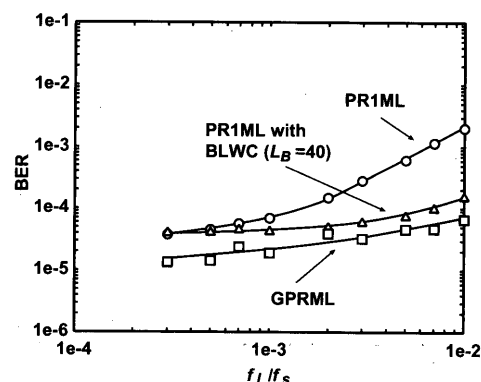


Fig. 7 Influence of low-frequency cut-off ($K_s = 1.5$, $\text{SNR} = 24\text{ dB}$, $R_j = 80\%$, $f_h/f_s = 0.4$, $N_t = 15$).

る。また、GPRML 方式は有色雑音の低減、ユークリッド距離の拡大などで、PR1ML 方式に比べて良好な特性を示したと考えられる。

Table 2 に、各 PRML 方式の誤りパターンを示す。ただし、“+”は“1”を“0”、“-”は“0”を“1”と誤って復号したことを表している。ただし、 $K_s=1.5$, $\text{SNR}=24\text{ dB}$, $R_J=80\%$, $f_i/f_s=5\times 10^{-3}$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$ としている。表からわかるように、低域遮断の影響によって“±”、“±±”などの奇数ビット連続誤りが支配的となる。BLWC や GPRML 方式を適用することによって奇数ビット連続誤りの発生を抑えることができ、ビット誤り率特性を改善できることがわかる。したがって、PRML 方式の誤りパターンを解析した際に、奇数ビット連続誤りが偶数ビット連続誤りに比べてかなり多い場合には低域遮断の影響を受けていると判断できる。

2.5 ジッタ性媒体雑音の影響

垂直磁気記録再生系においては、先に述べたように、読み出し点の雑音としてジッタ性媒体雑音が支配的となる。したがって、高密度記録を達成するためには、磁化遷移の存在、すなわち、記録されるデータに依存した信号依存性雑音の影響を低減する必要がある。

磁化遷移点の存在が雑音の発生に直接関与するため、磁化遷移点をできるだけ削減できる記録符号を採用することが考えられる。その一つとして、(0, G/I)RLL 符号の代わりに最小ラン長制約が $d \geq 1$ をもつ (d, k) RLL 符号を採用

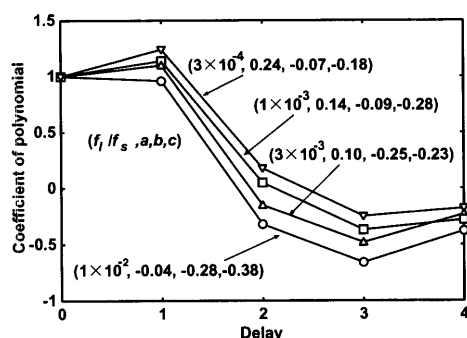


Fig. 8 Coefficients in the PR polynomial of the GPR channel ($K_s=1.5$, $\text{SNR}=24\text{ dB}$, $R_J=80\%$, $N_t=15$).

Table 2 Error patterns of PRML systems. ($K_s=1.5$, $\text{SNR}=24\text{ dB}$, $R_J=80\%$, $f_i/f_s=5\times 10^{-3}$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$)

Error pattern	PR1	PR1 (cut-off)	PR1 (BLWC)	GPR
±	7	153	9	13
±±	1	1	1	1
±±±	5	104	11	6
±±±±	4	2	3	0
±±±±±	1	22	3	3
Other	0	8	1	0

すると、RLL 符号化における符号化率が大幅に低下してしまう。ここで、 k は G 制約と同一の最大ラン長制約である。

Fig. 9 に、 $R_J=100\%$ に対する読み出し点の S/N 比と規格化線密度 K の関係を示す。図からわかるように、 K の増加に対して、 S/N 比が 3 dB/oct で劣化するため、低密度な記録でシステムを構築することができれば有効な手段と考えられる。しかし、これは高密度化とは逆向し、システム設計において線密度を決定する際に考慮する程度で、ジッタ性媒体雑音に対する根本的な解決策にはならない。

次に、ジッタ性媒体雑音の影響を PRML 方式において低減する方法について述べる。ビタビ復号器は、式 (2) に示したメトリックに基づいてパスメモリに保持された最尤パスを選択しながら最尤系列を復号する。先に示したように、PR 長 $L_{PR}=2$ の PR1ML 方式では $2^{L_{PR}-1}=2$ 状態でビタビ復号器を構成することができた。これが符号間干渉による信号の相関を利用して復号するために必要な最小の状態数であり、Table 1 に示したように、状態推移ごとに異なる記録データが割り当てられている。

一方、復号器においては、磁化遷移、再生ヘッド感度、波形等化などを加味した記録データに依存した有色雑音がジッタ性媒体雑音によって発生する。したがって、復号器の状態推移に合わせて雑音の相関を使用して復号器入力雑音を推定し、メトリックの計算に考慮することでジッタ性媒体雑音による性能劣化を軽減することができる。このように、記録データに依存した雑音を推定しながらビタビ復号を行う信号依存性雑音予測最尤 (SDNPML: Signal Dependent Noise-Predictive ML) 復号器を適用することによって PRML 方式にジッタ性媒体雑音に対する耐性をもたせることが検討されている^{17)~19)}。ここで、記録データに依存した雑音を予測するためには、PR チャンネルのモデル化が必要である。PR チャンネルは、自己回帰 (AR: Autoregressive) モデルによって良好なモデル化が可能である¹⁷⁾。そこで、AR チャンネルモデルを PR チャンネルモデルとしてビタビ復号器の推定値演算に用いる。

Fig. 10 に、雑音推定に AR モデルを用いたビタビ復号器を示す¹⁹⁾。ビタビ復号器では、最尤パスの候補をパスメ

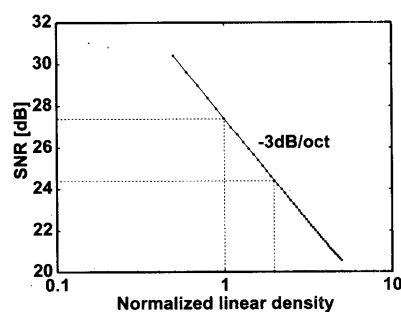


Fig. 9 SNR degradation with increase in linear density ($R_J=100\%$).

メモリに保持し、メトリックに基づいて選択しながら最尤系列を復号する。同時に、生き残りパスに対応する雑音系列を雑音メモリに保持し、生き残りパスと同様に雑音系列を選択、保持する。このとき、復号器の状態数は雑音の相関を考慮する範囲を L_c シンボル間隔とすると $2^{\max(L_{PR}, L_c)-1}$ 状態となる。復号器では状態 S_i から状態 S_j への各状態推移に対する推定値

$$y_k^{ij} = \bar{x}_k^{ij} + n_k^{ij} \quad (3)$$

と復号器入力系列との差よりメトリック演算を行う。ここで、 $\bar{x}_k^{ij}$ は状態 S_i から状態 S_j への状態推移により定まる復号器入力の平均値で、信号表により与えられる。 n_k^{ij} は状態 S_i から状態 S_j への状態推移に対する雑音メモリ中の雑音系列と雑音係数表にある雑音係数のたたみ込みにより推定した雑音系列である。ただし、雑音係数表は、適用する PR 方式に対して、信号器入力 y_k と $\bar{x}_k^{ij}$ の差を雑音系列 $\tilde{n}_k^{ij}$ とするとき、 $(\tilde{n}_k^{ij} - n_k^{ij})^2$ を最小とするような Yule-Walker 方程式²⁰⁾の解としてあらかじめ求めておく必要がある。

Fig. 11 にビット誤り率特性を示す。ただし、 $K_s=1.5$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $L_c=5$ とし、16 状態の復号器を用いている。図から、GPRML 方式に対して、AR チャンネルモデルを推定値演算に用いる GPRML-AR 方式により性能改善が得られるのがわかる。これは、AR モデルが Fig. 12 に示すように記録系列ベクトル β によって定まる状態推移に応じた係数を用いて雑音推定を行うために、状態推移

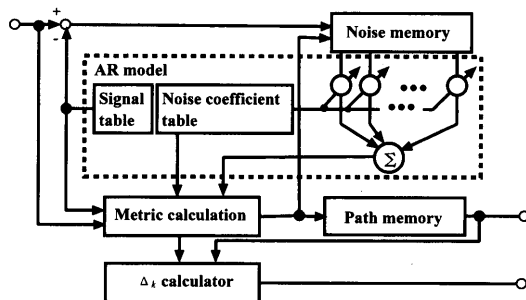


Fig. 10 Block diagram of a noise-predictive Viterbi detector.

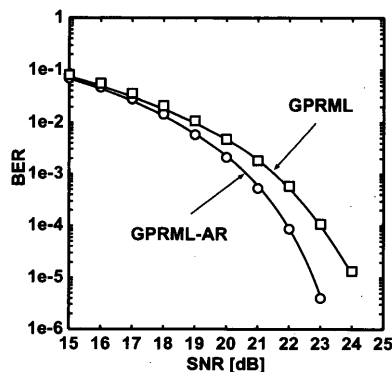


Fig. 11 BER performance of GPRML systems ($K_s=1.5$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$).

ごとにメトリック計算における雑音の推定値が異なる。すなわち、Fig. 13 に示すように、正しい状態推移に対しては、復号器入力により近く、それ以外の状態推移に対しては、復号器入力からより離れた推定値を設定することができる。それで、遷移ジッタによって信号が前後に変動した場合においても、これらのユークリッド距離を維持することが可能となる。

2.6 ポストプロセッサ

ハードディスク装置においては、2.1 で示したように RS 符号を用いた誤り訂正が行われる。RS 符号は、バースト的な誤りに対応できるようにバイト単位で訂正する。ところが、TA (Thermal Asperity) や媒体欠陥のない、通常の PRML チャンネルにおいては Table 2 で示したように、比較的長さの短いランダム誤りが発生するため、これを RS 符号による誤り訂正の前にビット単位で訂正することで、効率の良い誤り訂正が行える。

ポストプロセッサは、パリティ検査と、ビタビ復号器の判定結果に対する信頼度などを用いて復号誤りを特定し、ビット単位で訂正する。パリティ検査符号としては単一パリティ符号が、また、復号器の信頼度情報としては復号結果に対する PR チャンネル出力と復号器入力との差、メトリックから求めた信頼度、軟出力ビタビ復号器 (SOVA²¹⁾ 出力などが用いられる。

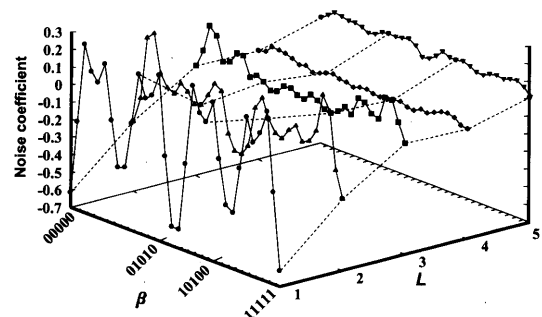


Fig. 12 Noise coefficients table ($K_s=1.5$, SNR=20 dB, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$).

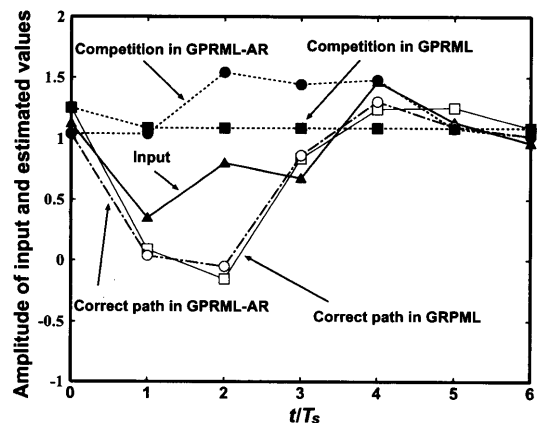


Fig. 13 Estimated values and detector input ($K_s=1.5$, SNR=20 dB, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$).

単一パリティ検査符号では、符号語内に奇数誤りが生じた場合の誤り検出が可能であるが、インタリーブした記録データにこれを施しておけば、符号語内に、1, 2, 3…ビット誤りといった、どのような誤りが生じたかをある程度特定できる。

Fig. 14 に、ビタビ復号器においてメトリックを用いて求めた信頼度 Δ_k を示す。ただし、 $K_s=1.5$, $\text{SNR}=22\text{ dB}$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$, $L_c=5$ とし、 k は誤りが発生した時点からの時刻を表している。図から、 Δ_k は誤り発生時点から誤り長だけ遅れて信頼度が一定区間 ($\max\{L_{PR}, L_c\}-1$) だけ低下しているのがわかる。したがって、パリティ検査によって誤りの有無、種類を特定して信頼度を検索すれば、誤り位置を特定することができる。Table 3 に、GPRML チャンネルおよび GPRML-AR チャンネルに対してポストプロセッサを適用した結果を示す。表より、ポストプロセッサが PRML チャンネルの誤りを訂正していることがわかる。

Fig. 15 に、RS 符号による誤り訂正後のビット誤り率特性を示す。ただし、 $K_s=1.5$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$, $L_c=5$ としている。図から、ポストプロセッサによる誤り訂正を行うことでランダム誤りが減少し、RS 符号による誤り訂正が有効に働き、誤り率特性が改善されることがわかる。

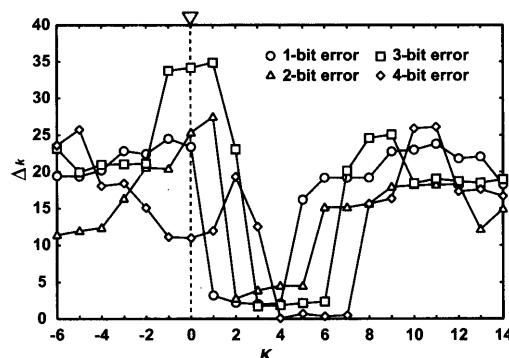


Fig. 14 Reliability information for respective error patterns ($K_s=1.5$, $\text{SNR}=22\text{ dB}$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$, GPRML).

Table 3 Effect of using a postprocessor. ($K_s=1.5$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$)

Error pattern	GPRML (SNR=23 dB)		GPRML-AR (SNR=22 dB)	
	Input	Output	Input	Output
±	30	0	5	0
±±	4	0	4	0
±±±	10	0	10	0
±±±±	6	0	5	0
±±±±±	4	0	4	0
Other	0	4	1	5

3. 繰返し復号方式

Berrou らによってターボ符号²²⁾が提案されて以来、Gallager によって提案された低密度パリティ検査符号 (LDPC: Low Density Parity Check Code)²³⁾ など、繰返し (反復) 復号によって高い利得が得られる信号処理方式のハードディスク装置への適用が盛んに検討されるようになり、垂直磁気記録再生系に対する検討も行われている^{16), 24)~27)}。また、RS 符号に対する繰返し符号も検討されている^{28)~31)}。しかし、繰返し復号方式は、PRML 方式に比べて回路規模が大きくなるため、導入には LSI 技術の進歩が必要となる。

Fig. 16 に、ターボ符号化、LDPC 符号化をそれぞれ用いた繰返し復号方式のブロックを示す。どちらの場合も、2.1 で示したように、まず記録符号化 (RLL) 符号化してから外符号化を行う。(a) に示すターボ符号化繰返し復号方式の場合には外符号化として再帰的組織たたみ込み (RSC: Recursive Systematic Convolutional) 符号化を行い、次いで、内符号化としては垂直磁気記録再生系を含む PR チャンネルを用いる。外符号化はそのままでは符号化率が 0.5 と低いため、PUMUX (Puncture and Multiplexer) によりパリティビットを間引いた後、情報ビットに付加されて内符号化であるプリコーディッド PR チャンネルに供給され、記録再生信号処理が行われる。ここで、PR チャンネルは PRML 方式の場合と同様に垂直磁気記録再生系の伝達特性と整合するように選ぶ必要がある。

復号化は BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek, and Raviv) や Max-log-MAP アルゴリズムなど³²⁾により事後確率 (APP: A Posteriori Probability) 復号が内符号化である PR チャンネル、外符号化である RSC 符号の制約 (トレリス) に基づいて行われる。その際、それぞれの復号器は“0”に対する“1”の対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) を出力し、次の復号の外部情報 (事前確率) として相互に利用し

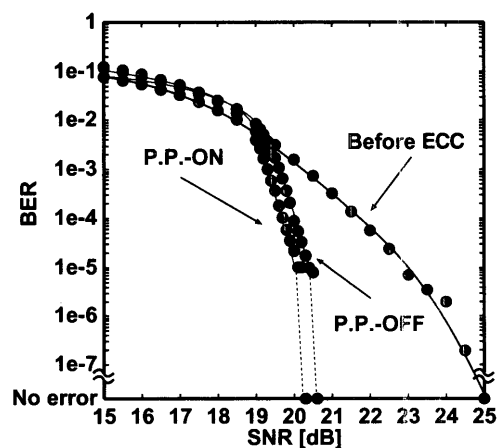


Fig. 15 Effect of using a postprocessor after ECC ($K_s=1.5$, $R_j=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$).

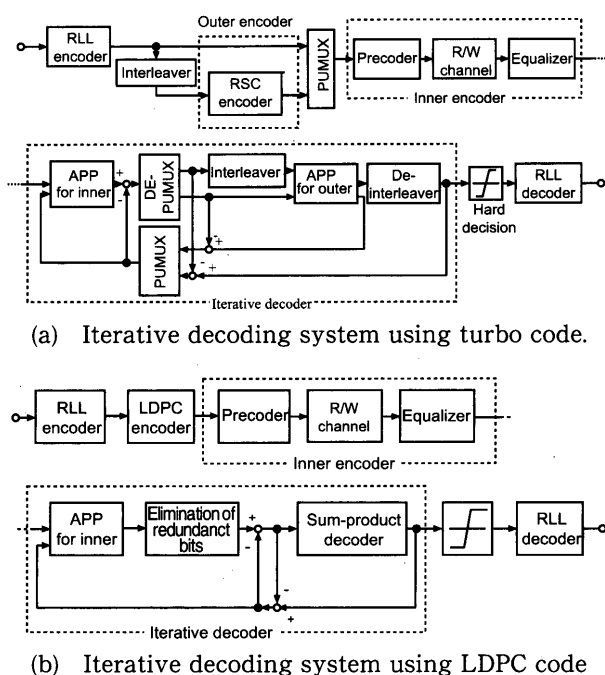


Fig. 16 Block diagrams of iterative decoding systems.

ながら繰返し復号を行い、これを硬判定したのち、RLL 復号が行われる。

次に、(b)のLDPC符号化の場合にも、ターボ符号化と同様にLDPC符号化された記録系列が内符号化であるプリコーディッドPRチャンネルに供給され、チャンネル(内符号化)用のAPP復号器によりLLRが出力される。そして、外符号化であるLDPC符号の復号には、SP(Sum-Product)復号³³⁾などが適用され行方向のパリティ検査、列方向の外部情報の更新が行われる。

また、ジッタ性媒体雑音が支配的なチャンネルにおいては、2.5のビタビ復号器において示した雑音予測機能を繰返し復号におけるチャンネル用のAPP復号器に付加することで、PRML方式の場合と同様の効果を得ることができる²⁷⁾。

Fig. 17に繰返し復号の誤り率特性を示す。ただし、Turbo 8/9は、Fig. 16(a)においてPUMUXのレートを8/9とした場合、LDPC(20,3)は、16(b)において行重み20、列重み3、符号長4893、符号化率 ≈ 0.85 のレギュラーLDPC符号を適用した場合をそれぞれ示している。図から、どちらの場合にも繰返し復号を行うことによってウォーターフォールと呼ばれる急激に誤り率特性が改善される領域が現れる。図には見られないものの、一般に繰返し復号では、 S/N 比の改善とともに誤り率が改善されないエラーフロアと呼ばれる領域を経て、繰返し復号を行う前の誤り率特性に漸近する。 10^{-12} という誤り率が要求されるハードディスク装置において、かなり低い誤り率が得られる領域でエラーフロアが現れるとバースト的な誤りとなる可能性があり、たとえ、繰返し復号器の外側にRS符号

を用いた誤り訂正回路を設けても訂正しきれない場合が起こりうるという問題がある。また、RS符号による誤り訂正が担っているTA(Thermal Asperity)やメディアの欠陥によって引き起こされるバースト誤りについてもその対策が検討されている³⁴⁾。

Fig. 18に、AWGNに対する S/N 比を $SNR_w = 25$ dBとして、磁化遷移点変動の標準偏差 σ_t に対する各信号処理方式のビット誤り率特性を示す。ただし、 $K=1.2$, $f_h/f_b=0.4$, $N_t=15$ としている。図において、 σ_t が大となるのに伴ってジッタ性媒体雑音が増大し、その割合 R_J が大となり、 S/N 比も劣化する。また、図中のRS(458,410)は2で示したPRML方式の場合を示す。図から、繰返し復号方式は先に示した問題をもつものの、PRML方式に比べて良好な特性を示すことがわかる。

4. 性能評価システム

PRML方式のようなチャンネル信号処理の性能評価は、記録再生系モデルに対する計算機シミュレーションやヘッド、媒体をスピンスタンドに取り付けて実験的に行う方法がある。これは、ヘッド、媒体からなる記録再生系に付随する部分のみを波形、雑音など記録再生系モデルで実現するか、それとも実機に近い形で構成するかの違いである。

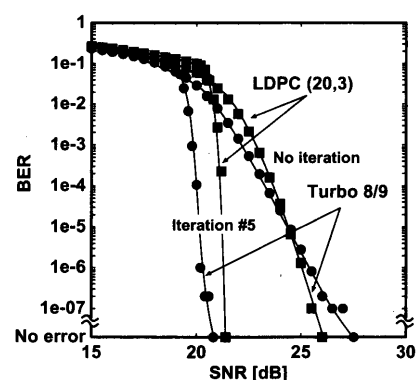


Fig. 17 BER performance of iterative decoding systems ($K_s=1.5$, $R_J=80\%$, $f_h/f_s=0.4$, $N_t=15$).

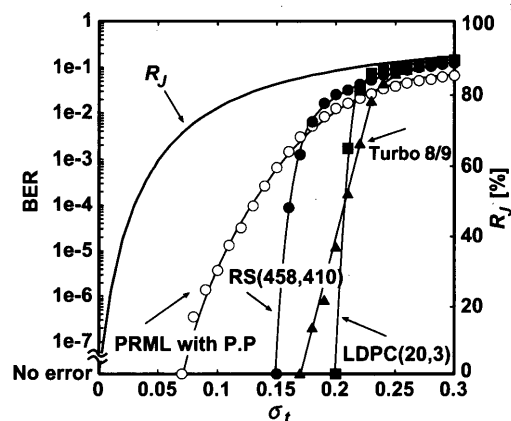


Fig. 18 BER performance of signal processing systems vs. σ_t ($K_s=1.2$, $f_h/f_b=0.4$, $N_t=15$).

したがって、記録再生信号処理ブロックをソフトウェアチャンネルとして計算機の中で実現することで、両方の性能評価を行うことができる。

Fig. 19 に、性能評価システムのブロック図を示す。評価システムは、誤り訂正処理およびチャンネル信号処理をソフトウェアで実現するパーソナルコンピュータ (PC)、実際の記録再生ヘッド、媒体を用いて記録再生を行うスピンスター、PC とスピンスターのインタフェースを行う信号発生器とオシロスコープからなり、信号発生器からオシロスコープまでが記録再生系を構成する。まず、PC において“1”、“0”のユーザデータを生成し、RS 符号化、RLL 符号化などの記録側のチャンネル信号処理を行う。次に記録系列を信号発生器に転送してメモリに保持し、所望の記録レートに合わせて読み出し、記録波形としてスピンスターに送って記録する。再生時には、再生波形をオシロスコープで取り込み、PC へ戻す。PC では時間軸補正、波形等化、検出などの再生側のチャンネル信号処理を行い、もとのユーザデータとの比較や誤りパターンなど、種々の解析を行う。

Fig. 20 に、スピンスターにヘッド、媒体を取り付けて記録再生実験を行って得られた各信号処理方式の誤り率特性を記録再生実験の例として示す。スピンスターとソフトウェアチャンネルを用いた実機に近い検討においても、現行ハードディスク装置の信号処理に近い RS 符号と PRML 方式に比べて、繰返し符号を用いた信号処理方式が良好な特性を示すことがわかる。

5. む す び

長手磁気記録によるハードディスク装置の高密度化が困難となり、いよいよ垂直磁気記録の出番がこうとしている。

本稿では、ハードディスク装置を前提として、高密度垂直磁気記録システムにおける信号処理技術として、PRML 方式、繰返し復号方式について解説した。また、垂直磁気記録による記録再生システムにおけるジッタ性媒体雑音な

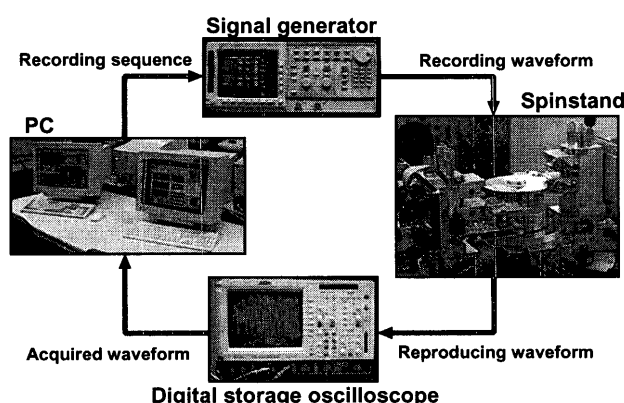


Fig. 19 Block diagram of the performance evaluation system.

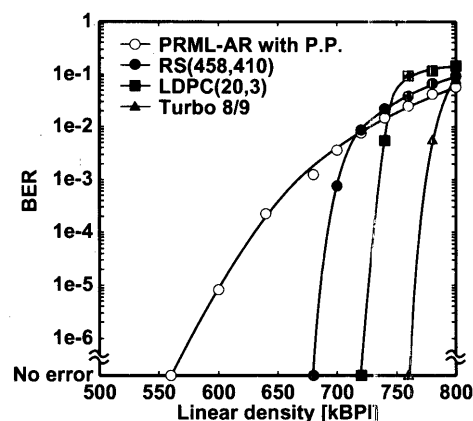


Fig. 20 BER performance in R/W experiments.

どの信号処理システムへの影響とその対策について示した。垂直磁気記録に対する信号処理方式も現行ハードディスク装置の信号処理をベースに進展すると思われるが、LSI プロセスの微細化、チップの低価格化が進めば、これを機会に繰返し復号など新たな信号処理への移行が起こるかもしれない。

また、熱アシスト記録、ディスクリットトラック、パターン媒体などの次世代垂直記録方式も次々と提案されている。これらの新たな記録方式に対応した信号処理技術の開発も必要であり、今後も信号処理技術が記録密度向上の一翼を担う要素技術として注目され続けることになるう。

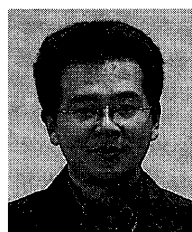
謝 辞 日頃、垂直磁気記録に関してご助言をいただく東北大学電気通信研究所の中村慶久教授、村岡裕明教授、青井 基教授ならびに、信号処理に関するご助言をいただく広島国際学院大学の田崎三郎教授に感謝いたします。また、垂直磁気記録用ヘッド、媒体をご提供いただいた東芝・田中陽一郎氏、計算機シミュレーションおよび記録再生実験を行ってくれた研究室の学生諸氏に感謝いたします。

参考文献

- 1) R. Wood, Y. Sonobe, Z. Jin, and B. Wilson: *J. Magn. Magn. Mat.*, **235**, 1 (2001).
- 2) 大沢 寿, 岡本好弘, 斎藤秀俊: *J81-C-II(4)*, 393 (1998).
- 3) 三田誠一: *日本応用磁気学会誌*, **23**, 816 (1999).
- 4) W. Bliss: *IEEE Trans. Magn.*, **33**, 2746 (1997).
- 5) T. Nishiya, K. Tsukano, T. Harai, S. Mita, and T. Nara: *Proc. Globecom '98* (1998).
- 6) 斎藤秀俊, 伊賀敏彦, 白川真裕, 岡本好弘, 大沢 寿: *信学論*, *J86-C*, 952 (2003).
- 7) K. Saeki and Z. Keirn: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 708 (2001).
- 8) T. Conway: *IEEE Trans. Magn.*, **34**, 2382 (1998).
- 9) E. R. Kretzmer: *IEEE Trans. Commun. Technol.*, **14**, 67 (1966).
- 10) S. Gopalaswamy and P. McEwen: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 1929 (2001).
- 11) 岡本好弘, 舟野 祥, 大沢 寿, 斎藤秀俊, 村岡裕明, 中村慶久: 2003 信学ソ大, C-7-9 (2003).

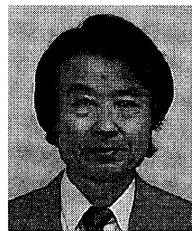
- 12) Y. Okamoto, H. Osawa, H. Saito, H. Muraoka, and Y. Nakamura: *J. Magn. Magn. Mat.*, **235**, 259 (2001).
- 13) H. Sawaguchi, Y. Nishida, H. Takano, and H. Aoi: *J. Magn. Magn. Mat.*, **235**, 265 (2001).
- 14) 大沢 寿, 篠原宣彦, 岡本好弘, 斎藤秀俊, 村岡裕明, 中村慶久: 信学技報, MR2001-84 (2001).
- 15) P. Kovintavewat, I. Ozgunes, E. Kurtas, J. R. Barry, and S. W. McLaughlin: *IEEE Trans. Magn.*, **38**, 2340 (2002).
- 16) R. D. Cideciyan, E. Eleftheriou, and T. Mittelholzer: *IEEE Trans. Magn.*, **38**, 1698 (2002).
- 17) A. Kavčić and A. Patapoutian: *IEEE Trans. Magn.*, **35**, 2316 (1999).
- 18) Y. Okamoto, N. Masunari, H. Yamamoto, H. Osawa, H. Saito, H. Muraoka, and Y. Nakamura: *IEEE Trans. Magn.*, **38**, 2349 (2002).
- 19) 岡本好弘, 増成訓之, 山本裕文, 大沢 寿, 斎藤秀俊, 村岡裕明, 中村慶久: 信学論, **J86-C**, 542 (2003)
- 20) A. Papoulis: "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes," 2nd Ed. (McGraw-Hill, 1984).
- 21) J. Hagenauer and P. Hoeher: Proc. Globecom '89 (1989), pp. 1680-1686.
- 22) C. Berrou and A. Glavieux: *IEEE Trans. Commun.*, **44**, 1261 (1996).
- 23) R. G. Gallager: *IEEE Trans. Inform. Theory*, **8**, 21 (1962).
- 24) Y. Okamoto, T. Kanaoka, H. Osawa, H. Saito, H. Muraoka, and Y. Nakamura: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 689 (2001).
- 25) B. Vasicć, E. M. Kurtas, and A. V. Kuznetsov: *IEEE Trans. Magn.*, **38**, 2346 (2002).
- 26) S. Sankaranarayanan, B. Vasicć, and E. M. Kurtas: *IEEE Trans. Magn.*, **39**, 2567 (2003).
- 27) Y. Nakamura, Y. Okamoto, H. Osawa, H. Saito, H. Muraoka, and Y. Nakamura: *IEEE Trans. Magn.*, **39**, 2570 (2003).
- 28) V. Y. Krachkovsky and Y. X. Lee: *IEEE Trans. Magn.*, **33**, 2740 (1997).
- 29) H. Sawaguchi, S. Mita, and J. K. Wolf: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 695 (2001).
- 30) S. Mita, H. Matsui, M. Izumita, and H. Sawaguchi: *IEEE Trans. Magn.*, to be appeared.
- 31) G. Bosco, G. Montorsi, and S. Benedetto: *IEEE Trans. Commun.*, **51**, 1229 (2003).
- 32) 井坂元彦, 今井秀樹: 信学技報, IT98-51 (1998).
- 33) D. J. C. MacLay: *IEEE Trans. Inform. Theory*, **45**, 399 (1999).
- 34) T. Morita, Y. Sato, and T. Sugawara: *IEEE Trans. Magn.*, **38**, 2304 (2002).

(2003 年 12 月 24 日 受理)



岡本好弘 おかもと よしひろ

昭 60 愛媛大学大学院修士課程電子工学専攻修了, 同年 シャープ(株)入社, 平 2 愛媛大学工学部助手, 平 5 同講師, 平 10 同助教授, 現在に至る.
専門 記録工学, 信号処理工学 (工博)



大沢 寿 おおさわ ひさし

昭 46 大阪大学大学院博士課程修了, 同年 鉄鋼短期大学電気工学科専任講師, 大阪大学工学部助手, 愛媛大学工学部助教授を経て, 平元 同教授, 現在に至る.
専門 記録工学, 通信工学, 信号処理工学 (工博)