

## 垂直磁気記録へのCITI符号の適用

栗原義武\* 小泉祐貴\*\* M.Z. Ahmed\*\*\* 高石雅章\*  
安藤 毅\*\* 大沢 寿\*\*\*\* 岡本好弘\*\*\*\*

### An Application of CITI Code to Perpendicular Magnetic Recording

Yoshitake KURIHARA, Yuki KOIZUMI, M.Z. AHMED, Masaaki TAKAISHI,  
Tsuyoshi ANDO, Hisashi OSAWA, and Yoshihiro OKAMOTO

An Application of Constructive Inter-Track Interference (CITI) code to double layer perpendicular magnetic recording is studied for two-track Class I partial response maximum likelihood (PR1ML) system. This computer simulation employs a hyperbolic tangent function to present an isolated reproducing waveform for each recorded transition. As a result, it is shown that the two-track PR1ML system with CITI code can mitigate the effect of ITI better than that without CITI code.

## 1 はじめに

近年、パーソナルコンピュータやインターネットの普及により、デジタル磁気記録に要求される記録密度は年々高まってきている。実際、その要求に対して高密度化に対する研究が盛んに行われ、デジタル磁気記録の記録密度は飛躍的に増加している。記録密度がそれほど高くない時代においては、どのような記録符号や信号検出を採用しても、再生信号の SN 比や誤り率などにはさほど大きな差位は見られなかった。しかし高密度化が進むにつれて、トラック内の隣接する磁気データ間で波形干渉が起り、誤り率特性が劣化する問題が起きるようになった。それによりデジタル磁気記録装置の性能は、磁気ヘッドや記録媒体などの個々の要素技術にも左右されるが、それに加えて採用する信号処理方式の性能にも大きく依存するようになった。現行の記録方式である長手磁気記録において、それまで年率約 30% の割合で記録密度が増加していたところ、1990 年代にヘッド関連で MR ヘッド技術と信号処理関連で PRML 方式の導入を契機に、年率 100% を超える急激な高密度化を達成した事例もある<sup>1)</sup>。そのとき採用された PRML 方式は、等化方式としてのクラス IV パーシャルレスポンス (Partial Response; PR 4) 方式と、検出法としての最尤 (Maximum Likelihood; ML) 復号法の一つであるビタビ復号法を組み

合わせた信号処理方式であった。

今後さらに記録密度の増加が進めば、トラック間隔が狭まり、同一トラック内の磁気データ間だけでなく、隣接するトラックの磁気データ間によるトラック間干渉も問題となる。そのような状況の中で、現行の長手磁気記録に対するトラック間干渉を軽減する目的で、CITI (Constructive Inter-Track Interference) 符号の検討が行われている<sup>2)</sup>。

また、高密度記録を達成可能な次世代の記録方式として垂直磁気記録の研究も古くから盛んに行われている<sup>3)-6)</sup>。近年では特に、MR (Magneto-Resistive) ヘッドと二層膜媒体を組み合わせた場合の垂直磁気記録が最も有力な候補として注目されている<sup>7),8)</sup>。高密度記録を達成するためには、デジタル情報をそのまま記録再生処理するよりも、磁気記録再生系の特性に整合のとれた信号処理を行うことが良いとされる<sup>10)</sup>。現行の長手磁気記録の記録再生特性には PR(1, 0, -1) 特性 (PR4) のような負係数を含んで表記されるパーシャルレスポンス方式がよく適し、それに対して二層膜媒体と MR ヘッドを用いた垂直磁気記録の再生特性には PR(1,1) 特性 (PR1) のような正係数のみで表記される PR 方式がよく適していると考えられる<sup>10)</sup>。

垂直磁気記録に対する CITI 符号の適用についての検討も始まっているが<sup>11)</sup>、これは再生後に微分器を用いることにより従来の長手磁気記録とほぼ同等の特性となることを

平成 16 年 9 月 21 日受付 (Received Sept. 21, 2004)

- \* 新居浜工業高等専門学校電子制御工学科 (Department of Electronic Control Engineering, Niihama National College of Technology, Niihama, 792-8580 Japan)
- \*\* 新居浜工業高等専門学校専攻科電子工学専攻 (Advanced Engineering Course of Electronic Engineering for Bachelor Degree, Niihama National College of Technology, Niihama, 792-8580 Japan)
- \*\*\* Centre for Research in Information Storage Technology, University of Plymouth, Plymouth, PL4 8AA U.K.
- \*\*\*\* 愛媛大学工学部電気電子工学科, 松山市文京町 3 (Faculty of Engineering, Ehime University, 3 Bunkyo-cho, Matsuyama, 790-8577 Japan)

利用して従来の信号処理をそのまま利用しようとするものであり、本来の特性としての正係数表記の PRML 方式についてはまだ検討されていない。

そこで本稿では CITI 符号を垂直磁気記録に適用する際、再生後の微分器を挿入を行わない場合について、正係数表記の PRML 方式として、まず、PR1ML 方式を採用し、トラック間干渉の影響を考慮に入れたシミュレーションによる検討を行う。

## 2 デジタル磁気記録の記録方式

現行の長手磁気記録と次世代の記録方式の候補である垂直磁気記録を図 1 に示す。図 1 のように長手磁気記録の場

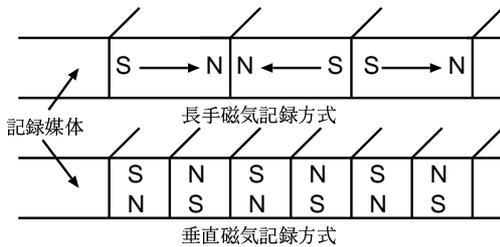


図 1 長手記録と垂直記録

Fig.1 Longitudinal and Perpendicular Recording.

合は、媒体の長手（走行）方向に沿って記録媒体が磁化されるが、垂直記録では媒体の垂直（厚み）方向に磁化する。長手記録では同極が付き合わされる磁化パターンとなるため大きな静磁エネルギーを持つのにに対し、垂直記録における垂直磁化パターンでは異極が隣接し吸引力が働くため自己減磁界が小さくなる。このように垂直磁気記録は、長手磁気記録における自己減磁問題の根本的な解決を目指した記録方式である。そのため垂直磁気記録は、現行の長手磁気記録に代わって高密度化を達成しうる次世代の記録方式として期待されている。

デジタル磁気記録では、長手磁気記録あるいは垂直磁気記録のいずれの場合でも、デジタル値 “0” または “1” を媒体に記録し読み出す際に元のデータを取り出す必要がある。デジタル値を磁性媒体に磁化パターンとして記録する方法には、“0” または “1” の記録データを記録磁化の向きに応じて対応させる NRZ(L) (non-return to zero (level)) 記録と、磁化反転が存在する場合に “1” を存在しない場合に “0” を対応させる NRZI(non-return to zero inverse) 記録が知られている<sup>12)</sup>。図 2 では、2 値データ系列  $\{x_k\}$  と  $\{y_k\}$  は異なった系列であるが、記録データ  $\{x_k\}$  を NRZI 記録した場合と、記録データ  $\{y_k\}$  を NRZ 記録した場合に記録電流パターンが等しくなる例を示す。図において、記録電流レベルは 1 または -1 に規格化されると仮定し、 $T_s$  は記録データ（シンボル）系列の 1 データ分が占めるサンプル間隔（シンボル間隔）である。図 2 において、 $\{x_k\}$  と

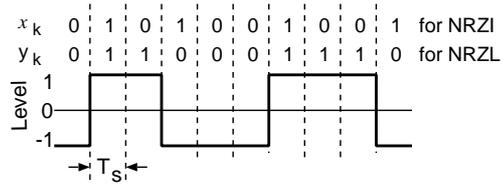


図 2 記録データと記録電流波形

Fig.2 Recordng data and write current.

$\{y_k\}$  の両 2 値系列の間には、

$$y_k = x_k + y_{k-1} \pmod{2} \quad (1)$$

なる関係が成り立っている。本稿で後述するシミュレーションモデルは記録データを NRZ 記録する場合のモデルであるが、たとえ NRZI 記録用のデータ系列であっても式 (1) のような処理を記録前に施し、その出力系列を NRZ 記録することで、本稿のモデルでの検討が可能となる。このように、記録前に何らかの処理をする装置のことをプリコーダという。

## 3 トラック間干渉と CITI 符号

デジタル磁気記録の高密度化が進み、線記録密度だけでなくトラック密度も増加すると、同一トラック内の波形干渉の影響だけでなく、トラック間干渉の影響も問題となる。トラック間干渉の影響を全てのトラック間において考慮するのは非常に困難であるため、本稿では 2 トラック間のみでトラック間干渉の影響を考慮し、それ以外のトラックとは従来どおりガードバンドが存在する場合についての検討を行う。

CITI 符号は、2 トラック間でのトラック間干渉の影響を軽減する目的で考案された符号である<sup>2)</sup>。本稿では、CITI

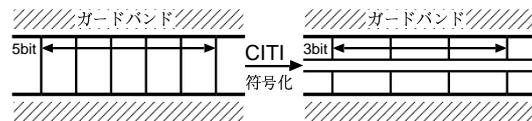


図 4 CITI 符号化

Fig.4 CITI encoding.

符号化により、図 4 に示すように 5 bit の入力データ系列を、互いに干渉の起こりにくい 2 本のトラック用に 3 bit ずつ計 6bit の NRZI 記録用シンボル系列に変換する。その際、変換された各トラック幅は図 4 のように従来の場合の半分であると仮定する。トラック幅が半分になると再生信号のレベルも 1/2 となる<sup>7)</sup>。CITI 符号化の際、図 4 左図の入力データ系列は、ビット間隔  $T_b$  ごとに、図 4 右図の CITI 符号化データ系列は、各トラックにつきシンボル間隔

$T_s$  ごとに、それぞれサンプリングされる。CITI 符号化により、各トラックにおいて  $T_s = \frac{5}{3}T_b$  が成り立ち、もとのデータをそのまま記録する場合に比べて 1 つの記録データの占める時間間隔が長くなるため、同一トラック内での波形干渉の影響が軽減される。表 1 に本稿で垂直磁気記録へ

表 1 CITI 符号化表

Table 1 CITI coding table.

Data	Code/Next State		Data	Code/Next State	
	State I	State O		State I	State O
00000	100	000	10000	001	001
	100/I	001/I		010/I	010/O
00001	100	000	10001	100	100
	111/I	010/I		010/I	010/O
00010	101	000	10010	111	111
	011/I	100/I		001/I	010/O
00011	101	001	10011	110	110
	101/I	000/I		101/I	011/O
00100	101	010	10100	011	011
	110/I	000/I		011/I	110/O
00101	110	100	10101	110	110
	110/I	000/I		001/O	001/I
00110	111	111	10110	111	111
	100/I	000/I		110/O	011/I
00111	111	000	10111	101	101
	111/I	111/I		010/O	010/I
01000	011	101	11000	110	110
	101/I	001/I		100/O	010/I
01001	010	001	11001	010	010
	010/I	011/I		101/O	101/I
01010	001	001	11010	011	011
	111/I	101/I		010/O	001/I
01011	010	010	11011	001	001
	001/I	001/O		110/O	110/I
01100	001	010	11100	010	010
	001/I	111/O		011/O	110/I
01101	010	010	11101	011	011
	100/I	100/O		100/O	100/I
01110	001	001	11110	101	011
	100/I	100/O		100/O	111/I
01111	100	100	11111	100	100
	001/I	001/O		011/O	011/I

の適用を検討している CITI 符号の符号化表を示す。表において 5bit の Data は入力データを表し、Code は CITI 符号化された符号語を、系列上段あるいは下段に各トラックごとに表している。本稿では、もとの入力データと CITI 符号化後のデータを区別するため、CITI 符号化前のもとの 2 値入力データを単にデータ、CITI 符号化後の符号語としてのデータをシンボルと呼び、従って、 $T_b$  はビット間隔、 $T_s$  はシンボル間隔となる。表 1 において、State I と State O は、トラック間で互いに記録レベルの極性がそろっている

状態とそうでない状態を表す。このように CITI 符号化系列は、NRZI 記録されることを前提に構成されている。すなわち、CITI 符号化シンボルを記録データとして記録する際、CITI 符号化シンボルが “1” のときに磁化反転が生じ、“0” のときには磁化反転は生じない。表 1 より、現在状態が State I のときには、両トラックの 1 の個数が同じ偶数あるいは奇数であれば次の状態も State I となり、一方が偶数でもう一方が奇数であれば次の状態は State O となる。また、両トラック間で磁化反転の向きが逆向きになる場合がないように CITI 符号が構成されていることが分かる。

### 4 垂直磁気記録の記録再生特性

長手磁気記録の場合、ステップ状に変化する記録波形に対する孤立再生波形は、ローレンツ形となることが知られている。つまり、記録波形の立上り時点で上向きのパルス、記録波形の立ち下がり時点で下向きのパルス状の再生波形が生じる。これに対して、二層膜媒体と MR ヘッドを用いた垂直磁気記録の記録再生特性を図 3 に示す。図 3(a) 左図

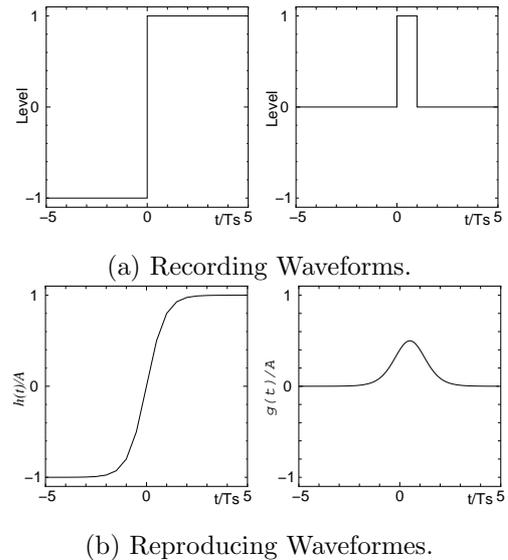


図 3 垂直磁気記録の記録再生特性

Fig.3 Write/Read characteristics.

のように記録波形が単位ステップ波形の場合の再生波形は図 3(b) 左図のようにステップ状となり、図 3(a) 右図のように記録波形が方形波の場合の再生波形は図 3(b) 右図のようにパルス状となる。このような特性のシミュレーションを行うにあたり、従来では、図 3(b) 左図のような垂直磁気記録の孤立再生波形を逆正接関数で近似する検討<sup>10),13)</sup>が行われていたが、これまでの実験結果等により、現在では双曲線正接関数によるモデルの方がより実際の再生波形に近いことが分かってきた。本稿で検討するシミュレーシ

ンにおいても、二層垂直磁気記録における孤立再生波形を

$$h(t) = A \tanh\left(\frac{\ln 3}{T_{50}}t\right) \quad (2)$$

と仮定する。ここに  $A$  は飽和レベル、 $T_{50}$  は  $-A/2$  から  $A/2$  への変化に要する時間である。NRZ 記録において記録データ “1” を記録する場合には、図 3(a) 右図のように幅  $T_s$  の方形波を記録波形として用いる。記録密度を高くした場合には実時間で幅  $T_s$  の値が小さくなるため、

$$g(t) = \frac{1}{2}\{h(t) - h(t - T_s)\} \quad (3)$$

なる再生波形において立上りと立ち下りの間隔が狭くなり波形干渉の影響が大となる。また、孤立再生波形における  $T_{50}$  の値は、媒体とヘッドにより定まるパラメータで、実際には記録密度によらず一定であるが、シミュレーションを行う場合には、記録密度にかかわらず  $T_s$  の値を基準に各波形の計算を行っているため、記録密度が大となるとそれに応じて見かけ上  $T_{50}$  の値も大きくなるとみなされる。したがって、実際には一定の  $T_{50}$  の値がシミュレーションにおいては記録密度に比例して大きくなるため、トラック方向の線記録密度を表すパラメータとして利用される。

### 5 パーシャルレスポンス等化

記録密度が高くなると再生信号は波形干渉を受け、そのまま再生信号を検出するのは困難になる。そのため、波形等化が必要となる。デジタル磁気記録においては波形等化としてパーシャルレスポンス (PR) 方式がよく用いられている。PR 方式はもともと通信の分野で発生したもので、“1 つのシンボルに対する伝送路の応答 (response) が既知の様態で 1 つ以上のシンボル間隔に広がる伝送形態” として導入され、Kretzmer<sup>14)</sup> により 5 つに分類された。その中には、デジタル磁気記録にも導入されているものもあり、クラス I パーシャルレスポンス (PR1) 方式は、伝達特性  $1 + D$  を持ち PR(1,1) 方式とも表記され、最も簡単な正係数表記の PR 方式である。また、クラス IV パーシャルレスポンス (PR4) 方式は、伝達特性  $1 - D^2$  を持ち PR(1,0, -1) 方式とも表記され、代表的な負係数を含んだ PR 方式である。ここに、 $D$  は 1 遅延を表す。図 5 に PR1 方式と PR4 方式を用いたパーシャルレスポンス等化の等化目標値を示す。等化器入力にいかなる波形が入力されても、パーシャルレスポンス方式では所望の特性となるように、すなわち等化後のサンプル値が 0 となるように、等化器の伝達特性を定める。図 5(a) の実線は、図 3(b) の右図に示される二層垂直磁気記録の場合の記録データ 1 に対する再生波形である。また、図 5(b) の実線は、従来の長手磁気記録において孤立再生波形をローレンツ形と仮定した場合の記録データ 1 に対する再生波形である。図 5 から明らかなように、二層垂直磁気記録の場合には、PR4 方式などの負係数を含む PR 方式よりも PR1 に代表される正係数表記の PR 方式で等化する方が、記録再生特性との整合性が取れていることが分かる<sup>10)</sup>。

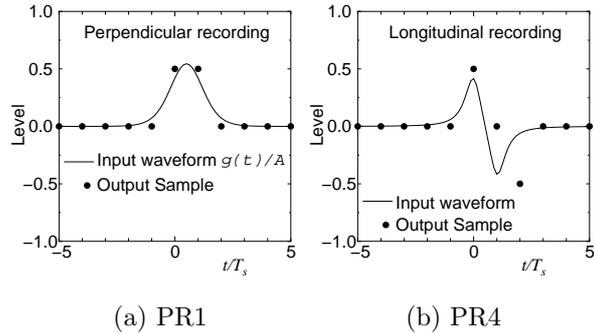


図 5 パーシャルレスポンス等化

Fig.5 Partial Response Equalization.

本稿ではパーシャルレスポンス方式の中でクラス I に分類される PR1 等化を行う。等化器入力波形を所望の PR 特性に等化するには図 6 に表されるようなトランスバーサルフィルタを用いる。等化器入力を  $g(t)$ 、タップ係数を  $\{C_n\}$ 、

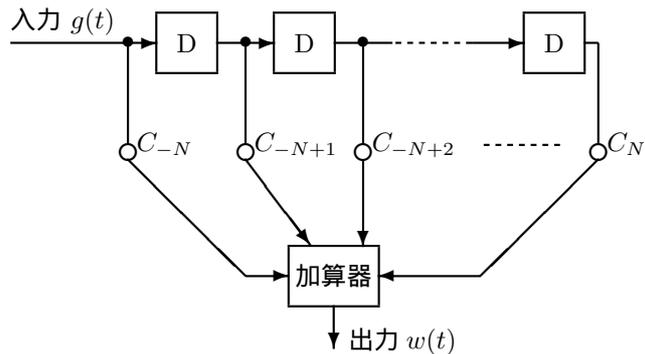


図 6 トランスバーサルフィルタ

Fig.6 Transversal Filter.

サンプル間隔を  $T_s$  とし、タップ数を  $2N + 1$  とすると、等化器出力  $w(t)$  は、

$$w(t) = \sum_{n=-N}^N C_n g(t - nT_s) \quad (4)$$

により求められる。所望の PR1 等化となるために、 $t = kT_s$  における  $w(t)$  のサンプル値は、

$$w(kT_s) = \begin{cases} 0.5, & k = 0, 1 \\ 0, & k = -1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases} \quad (5)$$

という条件を満足する必要がある。これらの条件に基づいて連立方程式を解くことにより、タップ係数の値を求めることができ、所望の PR 特性となる等化器をトランスバーサルフィルタを用いて構成することができる。図 7 に、このようにして求めたタップ係数を用いて等化器入力波形  $g(t)$

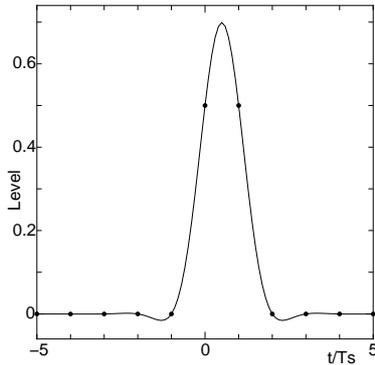


図7 PR1 等化器出力波形

Fig.7 Equalized PR1 waveform.

を等化した結果を示す。図7より、等化器出力波形の  $T_s$  ごとのサンプル点は、PR1方式の所望の値を取ることが分かる。これは、記録データが1の場合の等化器出力であるが、記録データが0の場合には再生波形は  $-g(t)$  となり、等化器出力は  $t = 0, t = T_s$  において  $-0.5$  となりそれ以外では0を取る。

このようにPR1方式では記録データ1つのシンボルに対する応答がともに0.5という既知の値で2つのシンボル間隔にわたって広がっているため、実際の等化器出力の値は、一つ前の記録データが0か1かにより異なる。PR1方式となるようにトランスバースフィルタのタップ係数の値を設定すると、記録シンボルと等化器出力の関係式には、

$$d_k = c_k + c_{k-1} - 1 \quad (6)$$

なる関係式が成り立つ。ただし、記録シンボル系列は  $\{c_k\}$ 、等化器出力系列は  $\{d_k\}$  である。

## 6 記録・再生系モデル

図8に、本稿で検討する2トラックCITI符号化PR1ML方式の二層垂直磁気記録シミュレーションモデルの記録再生系ブロック図を示す。図中、 $\{a_k'\}$  は時刻  $t = k'T_b$  において生起確率の等しい“0”、“1”の2値入力データ系列である。3節で述べたように、CITI符号化により、入力データ系列  $\{a_k'\}$  は、2トラック分の系列  $\{b_{1k}\}$  と  $\{b_{2k}\}$  に、それぞれ変換される。ここで、 $\{b_{1k}\}$  は時刻  $t = kT_s$  におけるトラック1用のCITI符号化系列、 $\{b_{2k}\}$  は時刻  $t = kT_s$  におけるトラック2用のCITI符号化系列である。CITI符号は、NRZI記録を行った場合にトラック間干渉を軽減できるので、本稿においては2節で述べた式(1)を用いる。ただし、式(1)は、トラック1では  $x_k$  を  $b_{1k}$  に読みかえ  $y_k$  を  $c_{1k}$  に読みかえる。また、トラック2では  $x_k$  を  $b_{2k}$  に読みかえ  $y_k$  を  $c_{2k}$  に読みかえるものとする。この場合のシミュレーションを本稿では提案方式と呼ぶ。本稿の検討に

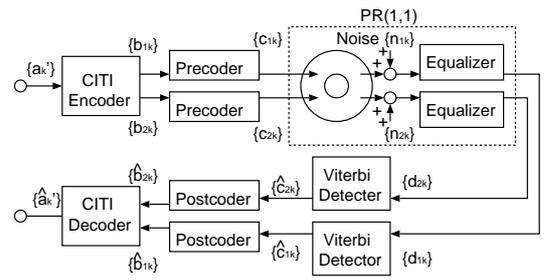


図8 記録・再生系ブロック図

Fig.8 Block diagram of W/R channel.

よりCITI符号化によるトラック間干渉の影響をどの程度軽減できているか比較のため、プリコードを用いないで同様のシミュレーションを行った場合をここでは従来方式と呼ぶ。

記録レベルは、トラック1において  $c_{1k} = 1$  のとき1に、 $c_{1k} = 0$  のとき  $-1$  にそれぞれ規格化される。トラック2も同様に規格化されると仮定する。

読み出し点において、2節で述べたように孤立再生波形を式(2)と仮定し、トラック1で得られる再生信号系列を  $\{r_{1k}\}$ 、トラック2で得られる再生信号系列を  $\{r_{2k}\}$  とする。また、読み出し点における雑音を、平均値が0で分散が  $\sigma^2$  の互いに独立な白色ガウス雑音と仮定する。トラック1での雑音系列を  $\{n_{1k}\}$ 、トラック2での雑音系列を  $\{n_{2k}\}$  と表す。読み出し点におけるトラック間干渉と雑音の影響を受けた系列は、それぞれ、

$$\left. \begin{aligned} z_{1k} &= r_{1k} + \alpha r_{2k} + n_{1k} \\ z_{2k} &= r_{2k} + \alpha r_{1k} + n_{2k} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

と表される。ただし、トラック間干渉量を  $\alpha$  とする。3節で述べたとおり、各トラック幅は従来の半分と仮定し、再生信号のレベルも  $1/2$  とする。

ここで、記録密度を表すためのパラメータとして、規格化線密度を、 $K_p = T_{50}/T_b$  と定義する。記録データのサンプル間隔  $T_s$  ではく入力データのサンプル間隔  $T_b$  で規格化するのは、異なった記録符号でも比較できるためである。また、孤立再生波形の飽和レベル  $A$  と、読み出し点雑音の実効値  $\sigma$  との比により、読み出し点SN比を、

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \frac{A}{\sigma} \quad [\text{dB}] \quad (8)$$

と定義する。

各トラックの再生信号波形は、4節で述べたようにPR1特性となるようにトランスバースフィルタのタップ係数を求めてPR1等化を行うものとする。各トラックにおける等化器出力波形は、次の6節で述べるビタビ復号法を用いた検出器に入力され、記録データ系列を推定する系列  $\{\hat{c}_{1k}\}$  と  $\{\hat{c}_{2k}\}$  が得られる。

さらにCITI符号系列に対応する系列を求めるためには、

$$\hat{b}_k = \hat{c}_k + \hat{c}_{k-1} \pmod{2} \quad (9)$$

のようなプリコードの逆特性を有するポストコードが必要となる。ただし、式 (9) ではトラックを区別する添字を省略している。これにより CITI 符号  $\{b_{1k}\}$  と  $\{b_{2k}\}$  の推定値となる系列  $\{\hat{b}_{1k}\}$  と  $\{\hat{b}_{2k}\}$  が求められる。最後に、CITI 復号化器においては、 $\{\hat{b}_{1k}\}$  と  $\{\hat{b}_{2k}\}$  を用いて CITI 符号化の逆変換が行われ、もとの入力データ系列に対応した出力データ系列  $\{\hat{a}_k\}$  が得られる。

## 7 ビタビ復号法

ビタビ復号法は最尤 (ML) 復号法の一つとして知られている。また、等化器としての PR 方式と組み合わせて PRML 方式と呼ばれる。ここでは、図 8 中の検出器としてビタビ復号法を採用する場合について述べる。本稿では 2 トラック CITI 符号の検討をしているため、各トラックについてビタビ復号器入力系列  $\{d_{1k}\}$  と  $\{d_{2k}\}$  が存在するが、本節ではいずれかトラックでのビタビ復号器入力系列を  $\{d_k\}$  とする。その他の系列についてもいずれかのトラックの系列とし、もう一方のトラックも同様にして導き出せるため、トラックを表す 1 または 2 の表記を省略する。

本稿では、4 節で述べたように PR1 等化を行うので、ビタビ復号器入力  $\{d_k\}$  とプリコード出力系列  $\{c_k\}$  との間には、式 (6) なる関係が成り立つものと仮定して、PR1ML 方式の復号方法について検討を行う。このとき、本稿で検討するシミュレーションモデルの図 8 において、プリコード出力を記録データとして NRZ 記録を行うものとする。

まず、プリコード出力  $c_k = 0$  のときを状態  $S_0$ 、 $c_k = 1$  のときを状態  $S_1$  と定義する。この定義と式 (6) より、PR1ML 方式の状態推移表が得られ表 2 となる。同様に、時間的な推移を示すトレリス線図も図 9 のように得られる。

表 2 PR1 方式の状態遷移表

Table 2 State Transition Table for PR1.

前の状態	現在の状態		検出器入力	
$c_{k-1}$	$c_k$		$d_k$	
$S_0$	$S_0$	$S_1$	-1	0
$S_1$	$S_0$	$S_1$	0	1

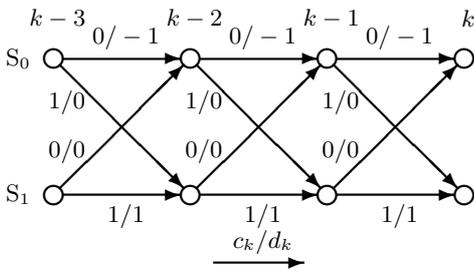


図 9 Trellis diagram.

シミュレーションモデルにおいて、5 節で述べたように、読み出し点における雑音を平均値が 0 で分散が  $\sigma_v^2$  の白色ガウス雑音と仮定したが、読み出し点における再生信号信号はトランスバーサルフィルタにより等化されると同時に、読み出し点雑音もトランスバーサルフィルタを通過するのでその特性の影響を受ける。等化の影響によりビタビ復号器入力雑音系列  $\{n_{vk}\}$  の分散が  $\sigma_v^2$  になると仮定する。雑音を含んだときのビタビ復号器入力系列  $\{v_k\}$  は、

$$v_k = d_k + n_{vk} \quad (10)$$

と表されると仮定する。 $v_k$  は、期待値 (平均値)  $d_k$ 、分散  $\sigma_v^2$  のガウス (正規) 分布となると考えると、図 9 において、時刻  $t = (k-1)T_s$  における状態  $S_i$  から時刻  $t = kT_s$  における状態  $S_j$  へ至る枝 ( $i, j$  は 0 または 1) に対する尤度関数が、正規分布の確率密度関数を用いて、

$$p(v_k|S_i; c_k = j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left(-\frac{(v_k - d_k)^2}{2\sigma_v^2}\right) \quad (11)$$

と表される。最も確からしい系列を計算するためには最も確率の高い系列を求める必要があるが、確率の計算を行う際、このままでは、乗算が必要になり計算が複雑になってしまう。そのため、式 (11) の両辺の自然対数をとると、

$$\ln p(v_k|S_i; c_k = j) = -\ln \sqrt{2\pi}\sigma_v - \frac{(v_k - d_k)^2}{2\sigma_v^2} \quad (12)$$

となる。従って、負の対数尤度関数は、

$$-\ln p(v_k|S_i; c_k = j) = \ln \sqrt{2\pi}\sigma_v + \frac{(v_k - d_k)^2}{2\sigma_v^2} \quad (13)$$

となり、負の対数尤度関数の加減算だけで確率の計算ができるようになる。また、負の符号を付けたことにより、負の対数尤度関数の値が小さいほど、確率は大きくなる。

時刻  $(k-1)T_s$  での  $S_i$  ( $i = 0, 1$ ) から時刻  $kT_s$  での状態  $S_j$  ( $j = 0, 1$ ) へ至るトレリス線図の各枝の長さ  $l_k^{ij}$  を、

$$l_k^{ij} = -\ln p(v_k|S_i; c_k = j) \quad (14)$$

のように負の対数尤度関数で定義すると、トレリス線図の各枝の長さは、

$$l_k^{00} = \ln \sqrt{2\pi}\sigma_v + \frac{(v_k + 1)^2}{2\sigma_v^2} \quad (15)$$

$$l_k^{01} = \ln \sqrt{2\pi}\sigma_v + \frac{(v_k)^2}{2\sigma_v^2} \quad (16)$$

$$l_k^{10} = \ln \sqrt{2\pi}\sigma_v + \frac{(v_k)^2}{2\sigma_v^2} \quad (17)$$

$$l_k^{11} = \ln \sqrt{2\pi}\sigma_v + \frac{(v_k - 1)^2}{2\sigma_v^2} \quad (18)$$

のように表される。こうすることにより、求める系列の尤度 (確からしさ) が最も高い系列を求めることはトレリス線図の考えられるパスの中から最短距離を求める問題に帰着される<sup>15)</sup>。

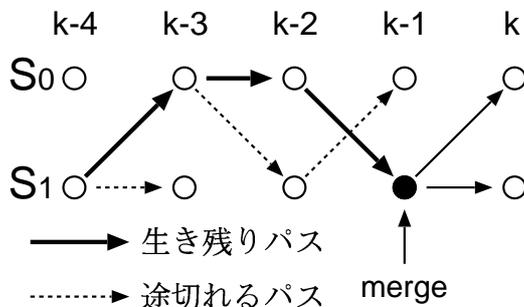
ある時刻  $t = kT_s$  における状態に至る全ての系列の中で、最も確からしい系列の尤度をメトリックというが、本稿では負の対数尤度関数を用いるので、各状態に至る最小パスの長さをメトリックと呼ぶ。メトリックは状態の数だけ存在する。PR1ML 方式には  $S_0$  と  $S_1$  という 2 つの状態があるので、そのメトリックは、

$$\left. \begin{aligned} m_k(S_0) &= \min\{m_{k-1}(S_0) + l_k^{00}, \\ &\quad m_{k-1}(S_1) + l_k^{10}\} \\ m_k(S_1) &= \min\{m_{k-1}(S_0) + l_k^{01}, \\ &\quad m_{k-1}(S_1) + l_k^{11}\} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

と表される。この式では、時刻  $t = (k-1)T_s$  において既に、状態  $S_0$  に至る最も確からしい系列のパスの長さ  $m_{k-1}(S_0)$  と状態  $S_1$  に至る最も確からしい系列のパスの長さ  $m_{k-1}(S_1)$  が求められていると仮定した場合に、時刻  $t = kT_s$  における最も確からしい系列のパスの長さを求めるには、既に求められているメトリックとその状態からの枝の長さを足し合わせたものどうしを比較して小さい方が現時点での最小値として更新されることを意味している。式 (15) から式 (18) より、共通項を引き、規格化したメトリックを新たに定義し直すと、

$$\left. \begin{aligned} m_k(S_0) &= \min\{m_{k-1}(S_0) + v_k + 0.5, \\ &\quad m_{k-1}(S_1)\} \\ m_k(S_1) &= \min\{m_{k-1}(S_0), \\ &\quad m_{k-1}(S_1) - v_k + 0.5\} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

となる<sup>15)</sup>。ビタビ復号法では、式 (20) を満たすパスのみ



	$k-4$	$k-3$	$k-2$	$k-1$	$k$
$S_0$	1	0	0	1	0
$S_1$	1	0	0	1	1

図 10 PR1 方式の生き残りパスとシフトレジスタ

Fig.10 Survivor and shift register of PR1ML.

が最尤系列となる可能性を有するパスとして残され、これを生き残りパスという。生き残りパスを過去に遡ると、各状態に至るそれぞれのパスが merge(合流・一本化) する確率が高くなる。このように、merge したパスに対応するデータ系列を検出器出力として復号する方法がビタビ復号法である。

式 (20) を用いた具体的な復号方法として、本稿では、Kobayashi の復号法<sup>16)</sup> を用いる。Kobayashi の復号法では、各状態へ至る 2 つのメトリックそのものの値を計算して記憶しておくとともに、そのメトリックに対応した系列  $\{\hat{c}_k\}$  も、記録された系列  $\{c_k\}$  の候補としてバッファ長  $L$  の 2 つのシフトレジスタに保持しておく。図 10 に  $L = 5$  の場合の例を示す。シフトレジスタのバッファ内で両パスが merge すれば、どちらのシフトレジスタから出力された  $\hat{c}_{k-L}$  の値も一致するので、この値を最尤系列として復号する。この例ではシフトレジスタ内で merge しない可能性もあるが、本稿における計算機シミュレーションでは  $L$  の長さを十分に取るものとする。

## 8 誤り率特性

二層垂直磁気記録における 2 トラック CITI 符号化 PR1ML 方式について、5 で述べた計算機シミュレーションモデルにより、図 8 において入力データ系列  $\{a_k'\}$  に対する出力データ系列  $\{\hat{a}_k'\}$  の誤り率特性を求めた。CITI 符号によるトラック間干渉の影響について検討をするため、提案方式と従来方式の比較を行った。図 11 にビット誤り率

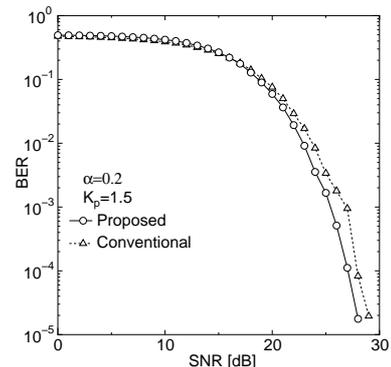


図 11 誤り率と読み出し点 SN 比の関係

Fig.11 BER vs. SNR.

(BER) と読み出し点 SN 比 (SNR) の関係を示す。ただし、規格化線密度  $K_p = 1.5$ 、トラック間干渉量  $\alpha = 0.2$  であり、

印が提案方式、印は従来方式である。図 11 より  $10^{-4}$  を達成するのに要する読み出し点 SN 比は、トラック間干渉量が 20% のとき、提案方式の方が従来方式よりも約 1.0dB 少なくて済むことが分かる。また、トラック間干渉量  $\alpha$  を変化させた場合の誤り率を図 12 に示す。同様に  $K_p = 1.5$  の場合で、印が提案方式、印は従来方式である。図 12 よりトラック間干渉量を変化させた場合、 $\alpha < 0.5$  の場合提案方式の方が良好な誤り率特性を示していることが分かる。これより、CITI 符号化によりトラック間干渉の影響を軽減する効果があることが明らかとなった。

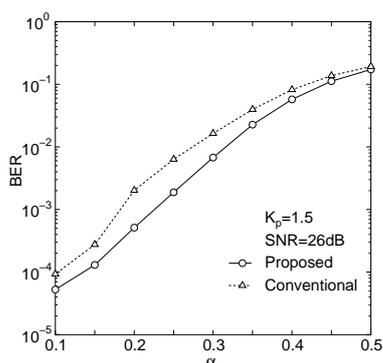


図12 誤り率とトラック間干渉量の関係

Fig.12 BER vs. ITI.

## 9 むすび

二層膜媒体とMRヘッドを用いた垂直磁気記録へのCITI符号の適用について検討を行った。その結果、本稿で検討したCITI符号を用いることにより、2トラック間でのトラック間干渉の影響が軽減されることが明らかとなった。

本稿で検討したCITI符号は、2つのトラック間での磁化反転の向きをそろえるように構成されていて、長手磁気記録における再生信号の極性が逆位相にならない効果があり、もともとは長手磁気記録のためのトラック間干渉を軽減する符号といえる。二層垂直磁気記録の場合、再生信号は長手磁気記録と異なり、再生信号レベルにおいて2つのトラック間での極性が逆位相にならない構成は不可能である。しかし、等化の際の信号レベルを考慮するなど、垂直磁気記録再生特性に着目したCITI符号の検討を行うことにより更なるトラック間干渉の軽減が期待される。

## 謝辞

本稿における研究は、文部科学省科学研究費補助金若手研究(B)課題番号14750326の交付により行われたことを付記し、謝意を表する。

The authors wish to thank Dr. P.J. Davey, Dr. T. Donnelly, and Prof. D.J. Mapps of University of Plymouth, for their helpful discussions.

## 参考文献

- 1) 今井拓司, 仲森智博 : 日経エレクトロニクス, **634**, 1995.4.24, (Apr. 1995), 91~110.
- 2) M.Z. Ahmed, T. Donnelly, P.J. Davey, and W.W. Clegg. : IEEE Trans. Magn., **37**, 4, (Jul. 2001), 1896~1898.

- 3) Y. Kurihara, H. Osawa, Y. Okamoto, H. Muraoka and Y. Nakamura : Journal of Magnetism and Magnetic Materials, **157/158**, (May 1996), 262 ~ 263.
- 4) 栗原義武, 大沢 寿, 岡本好弘, 村岡裕明, 中村慶久 : 日本応用磁気学会誌, **19**, S2, (Oct. 1995), 87~91.
- 5) 大沢 寿, 栗原義武, 岡本好弘, 西田靖孝, 村岡裕明, 中村慶久 : 電子情報通信学会和文論文誌 (C-II), **J77-C-II**, 4, (Apr. 1994), 190~196.
- 6) 栗原義武, 大沢 寿, 岡本好弘, 村岡裕明, 中村慶久 : 日本応用磁気学会誌, **17**, S2, (1993-10), 149 ~154.
- 7) Roger Wood : IEEE Trans. Magn., **36**, 1, (Jan. 2000), 36~42.
- 8) Roger Wood : 日経エレクトロニクス, **758**, 1999.11.29, (Nov. 1999), 161~168.
- 9) Roger Wood : 日経エレクトロニクス, **759**, 1999.12.13, (Dec. 1999), 181~185.
- 10) H. Osawa, Y. Kurihara, Y. Okamoto, H. Saito, H. Muraoka and Y. Nakamura : J. Mag. Soc. Jpn., **21**, S2, (Oct. 1997), 399~405.
- 11) M.Z. Ahmed, P.J. Davey, and Y. Kurihara : 7th Perpendicular Magnetic Recording Conference (PMRC 2004), Sendai, 02pA-01, (2004), 235~236.
- 12) H. Kobayashi and D.T. Tang : IBM J.Res. & Dev., **14**, 4, (Jul. 1970), 368~375.
- 13) Y. Kurihara, H. Osawa, Y. Okamoto, P.J. Davey, D.J. Mapps, M.Z. Ahmed, and T. Donnelly : 8th Joint MMM-Intermag Conference, San Antonio, Texas, USA, CA-08, (Jan. 2001), 133~134.
- 14) E.R. Kretzmer : IEEE Trans. Commun., **COM-14**, 1, (Feb. 1966), 67~68.
- 15) 大沢寿, 岡本好弘, 斎藤秀俊 : 信学論 (C-II), **J81-C-II**, 4, (Apr. 1998), 393~412.
- 16) H.Kobayashi : IBM J.Res. & Dev., **15**, (Jan. 1971), 64~74.