生き残りパスを利用した雑音予測による雑音白色化機能を備えたビタビ復号法の検討

A Study on a Viterbi Decoding Method with a Noise Whitening Function by Noise Prediction using its Survived Paths

正会員 池谷 章[†], 正会員 小林 正明[†]
Akira Iketani[†] and Masaaki Kobayashi[†]

Abstract This paper describes a method of eliminating the auto correlation of equalized noises to have the optimum performance of a Viterbi decoder designed for white noise. This elimination is performed by subtracting predicted noises from an arriving equalized noise. This predicted noise is generated by using both coefficients calculated from auto correlation of the equalized noises and noises corresponding to survived paths. A correctly predicted noise reduces an arriving equalized noise on average, so the error rate becomes lower. A Viterbi decoder with a noise whitening function reduced the number of errors to about 1/6 of those of a conventional Viterbi decoder's for an experimental digital video cassette recorder. The conditions of the experiments were: relative tape-to-head speed of 7.5 m/s, recording rate of 40.5 Mb/s, and 8/12 code whose minimum run length was limited to 2 (in NRZL notation) combined with EPR 4, and four coefficients for noise prediction.

キーワード: デジタル, 記録, ビタビ復号, 雑音白色化

1. ま え が き

近年, 家庭用デジタル VTR や磁気ディスクのように, 種々のデジタル記録機器が消費者市場に投入されており, これらのシステムにも従来のビットごとの復号法に代わり, ビタビ復号法が導入されている。

ビタビ復号法は, よく知られているように, 入力データに対応する最尤系列を推定して復号を行う方式である。そして, これまでに通信を初めとして種々の分野で多くの研究が行われており, デジタル記録の分野においても, NRZL と NRZI 記録符号に適用した場合の誤り率特性の解析が行われている¹⁾²⁾。

さらに, 家庭用デジタル VTR のような波形干渉が無視できない高密度記録において, 必要になる波形等化によって生じる S/N 劣化と, 復号器入力雑音のサンプル値間の相関が, 更に誤り率を低下させるという解析結果が報告されている³⁾。

そこで本論文では, 波形等化によって生じる雑音の相関によって生じるビタビ復号器の誤り率の劣化を改善するために, 最近注目されている NRZL 表記で同一 2 進値の最

小連続ビット数 $d=2$ の RLL (Run Length Limited) 符号を磁気記録に用いる場合の雑音の相関除去方法と, これを用いたビタビ復号器を示す。さらに, 雑音の相関を除去しない従来のビタビ復号器との誤り率の比較も行う。

2. 磁気記録・再生系の特徴

磁気記録の場合, 記録再生系は微分特性を示すから, 0 と 1 よりなる 2 進記録符号系列を $\{b_k\}$ とすると, 理想的な再生出力系列 $\{x_k\}$ は (1) 式で与えられる。

$$x_k = b_k - b_{k-1} \quad (1)$$

ここで, 孤立再生波形を $u(t)$ とし, そのサンプル値を $u_i = u(iT_k)$ とすると, 実際の受信系列 $\{y_k\}$ は (2) 式で表される。ただし, T_k は記録符号の 1 ビット長である。

$$y_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{k-i} \cdot u_i + n'_k \quad (2)$$

また, n'_k は, 読出し点での雑音のサンプル値である。(2) 式を周波数成分で書き換えると (3) 式になる。なお, $X(f)$, $U(f)$, $N'(f)$ および $Y(f)$ は, それぞれ x_k , u_i , n'_k および y_k の連続時間関数である $x(t)$, $u(t)$, $n'(t)$ および $y(t)$ のフーリエ変換により得られる。

$$Y(f) = X(f) \cdot U(f) + N'(f) \quad (3)$$

高密度記録では, 波形干渉量は著しく大きく, 波形等化により波形干渉を除去しなければならない。このとき, (3) 式からわかるように, 再生過程で減衰した高周波数成分を補正する $1/U(f)$ の特性を有する波形等化を行うこと

1989 年 9 月 5 日, 特許公開公報 特開平 1-222541

1998 年 9 月 16 日受付, 1998 年 12 月 8 日再受付, 1999 年 2 月 2 日採録

[†] 松下電器産業株式会社 AVC 商品開発研究所

(〒571-8501 門真市大字門真 1006, TEL 06-6900-9285)

AVC Products Development Laboratories, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.

(1006, Oaza-Kadoma, Kadoma-shi, Osaka 571-8501, Japan)

により、(4)式に示す等化出力 $Z(f)$ が得られる。

$$Z(f) = X(f) + \frac{N'(f)}{U(f)} = X(f) + N(f) \quad (4)$$

ここに、 $N(f) = N'(f)/U(f)$ は等化雑音である。

再生系の周波数特性 $U(f)$ は、高周波減衰特性であるから、この逆特性 $1/U(f)$ は高周波強調特性になる。したがって、(4)式における等化雑音 $N(f)$ は高周波強調特性を示す。記録密度が高くなればなるほど等化雑音の高周波強調度は強まる。

2.1 RLL 符号に対する等化雑音低減方式

RLL 符号は高密度記録に重要な役割を果たす。しかし、 d が大きくなるにつれ RLL 符号の冗長度も増し、等化帯域が広がる結果、高周波等化雑音の増加による誤り率特性の大きな劣化を招く。

したがって、高密度記録のために d が 2 以上の RLL 符号を用いる必要がある場合には、ビタビ復号器を用いる場合であっても、このような等化雑音の低減は不可欠である。

ところで、 d が 2 以上の RLL 符号の場合、同一 2 進値は必ず 2 ビット以上連続するという明らかな相関を持つので、この RLL 符号に対して、例えば、適当な L 次のアダマール変換を一例とする直交変換を行うと、直交変換後の独立成分の数は L よりも少なくなり得る。

すなわち、 d が 2 以上の RLL 符号に直交変換を施すことで、等化雑音の影響がより少ない独立な直交変換成分を選択して用いることができれば、等化雑音の影響が低減され、誤り率の増加が抑制される。

以下、 $d=2$ の RLL 符号と 4 次のアダマール変換を一例として用い、直交変換により RLL 符号に対する等化雑音が低減されることを示す。この結果、4 個のアダマール成分の 3 成分だけで、 $d=2$ の RLL 符号における 2 進パターンがすべて復元される。

2.2 アダマール変換を用いた等化雑音低減例

例えば、 $d=2$ を満足するビット列に現れる 5 ビットパターン B と、この 5 ビットパターン B に対する (1) 式によって得られる理想再生出力 x は、表 1 に示す 16 通りである。なお、再生出力は ± 1 に正規化されているものとする。

表 2 は、表 1 の理想再生出力 x と、 x に (5) 式で与えられる 4 次のアダマール変換を行って得られる成分を示す。

$$\begin{cases} h_0 = x_0 + x_1 + x_2 + x_3 \\ h_1 = x_0 + x_1 - x_2 - x_3 \\ h_2 = x_0 - x_1 - x_2 + x_3 \\ h_3 = x_0 - x_1 + x_2 + x_3 \end{cases} \quad (5)$$

ウォルシュアダマール変換は、変化の少ない成分から変化の多い成分にわたるスペクトル分解能を有する⁴⁾。つまり、(5)式における h_0 は最低周波数成分を表し、 h_1, h_2 の順に高い周波数成分を表し、 h_3 は最高周波数成分を表す。

表 1 記録ビット列と理想再生信号
Recording 5 bit-pattern and ideal playback signal.

No.	B					x			
	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	x_0	x_1	x_2	x_3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	0	1	1	0	0	1	0
3	0	0	1	1	0	0	1	0	-1
4	0	0	1	1	1	0	1	0	0
5	0	1	1	0	0	1	0	-1	0
6	0	1	1	1	0	1	0	0	-1
7	0	1	1	1	1	1	0	0	0
8	1	0	0	0	0	-1	0	0	0
9	1	0	0	0	1	-1	0	0	1
10	1	0	0	1	1	-1	0	1	0
11	1	1	0	0	0	0	-1	0	0
12	1	1	0	0	1	0	-1	0	1
13	1	1	1	0	0	0	0	-1	0
14	1	1	1	1	0	0	0	0	-1
15	1	1	1	1	1	0	0	0	0

表 2 再生出力のアダマール変換
Adamard transform sequences for playback signals.

No.	x				H			
	x_0	x_1	x_2	x_3	h_0	h_1	h_2	h_3
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	-1	1	-1
2	0	0	1	0	1	-1	-1	1
3	0	1	0	-1	0	2	-2	0
4	0	1	0	0	1	1	-1	-1
5	1	0	-1	0	0	2	2	0
6	1	0	0	-1	0	2	0	2
7	1	0	0	0	1	1	1	1
8	-1	0	0	0	-1	-1	-1	-1
9	-1	0	0	1	0	-2	0	-2
10	-1	0	1	0	0	-2	-2	0
11	0	-1	0	0	-1	-1	1	1
12	0	-1	0	1	0	-2	2	0
13	0	0	-1	0	-1	1	1	-1
14	0	0	0	-1	-1	1	-1	1
15	0	0	0	0	0	0	0	0

3. 信号検出方式

表 2 からわかるように、各理想再生出力は、それぞれに対応する 3 個のアダマール成分を参照するだけで一意に特定される。したがって、波形等化によって高周波雑音が大きくなる場合、最高周波数成分 h_3 を参照することなく各 (x_0, x_1, x_2, x_3) を復元することで、等化による雑音の影響

を低減できる。以下、 (h_0, h_1, h_2) のみを用いて、 (x_0, x_1, x_2, x_3) を復元する方法について記す。

(5)式に示した h_1 成分と、変形成分 h_{12} はそれぞれ(6)式で表され、表3のようになる。表3から、各成分 (h_1, h_{12}) は互いに異なる (x_0, x_1, x_2, x_3) に対応することがわかる。

$$\begin{aligned} h_{12} &= 2h_0 - h_2 \\ \left. \begin{aligned} h_1 &= x_0 + x_1 - x_2 - x_3 \\ h_{12} &= x_0 + 3 \cdot x_1 + 3 \cdot x_2 + x_3 \end{aligned} \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

したがって、 (h_1, h_{12}) を識別することで、これに対する (x_0, x_1, x_2, x_3) を復号できる。ここで、 p_k, p_{k+1} を(7)式のように定める。

$$\left. \begin{aligned} p_k &= x_0 + 2 \cdot x_1 + x_2 \\ p_{k+1} &= x_1 + 2 \cdot x_2 + x_3 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(6)式と(7)式とから、(8)式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} h_1 &= p_k - p_{k+1} \\ h_{12} &= p_k + p_{k+1} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

(8)式から、 (h_1, h_{12}) は (p_k, p_{k+1}) に対する2次の直交変換によって得られ、 (h_1, h_{12}) を用いた復号と (p_k, p_{k+1}) を用いた復号とは等価であることがわかる。つまり、 (p_k, p_{k+1}) を用いて復号しても、 (h_0, h_1, h_2) の3成分しか用いていないので、合理的に高周波雑音を排除できる。

(7)式からわかるように、 $\{p_k\}$ は $\{x_k\}$ の連続する3要素から順次得られ、 p_k の一般式は(9)式で与えられる。

$$p_k = x_0 + 2 \cdot x_1 + x_2 \quad (9)$$

さらに、(9)式を遅延演算子 D を用いて書き換えると、(10)式となる。

$$D = \exp(-j2\pi f T_R)$$

$$P(D) = (1 + 2 \cdot D + D^2) \cdot X(D) \quad (10)$$

(10)式を周波数成分で表現すると、(11)式となる。

$$P(f) = 4 \cdot \cos^2\left(\pi \frac{f}{f_R}\right) \cdot X(f) \quad (11)$$

ただし、 $f_R = 1/T_R$ である。

(4)式と(11)式とから、 $\{p_k\}$ を出力とする等化器の周波数特性 $E(f)$ は(12)式で表される。

$$E(f) = \frac{4 \cdot \cos^2\left(\pi \frac{f}{f_R}\right)}{U(f)} \quad (12)$$

なお、ナイキストの標本化定理より、 $E(f) = 0, f > f_R/2$ でよい。

このようにして得られる (p_k, p_{k+1}) から、これに対応する信号成分 (x_0, x_1, x_2, x_3) を再生した後、この再生信号に対応するRLL符号のビット列を復号するよりも、ビタビ復号法を用いて $\{p_k\}$ から直接RLL符号のビット列を復号する方が効率が良い。以下、 $\{p_k\}$ に対するビタビ復号法について示す。

4. ビタビ復号法

(1)式を用いると、(9)式は(13)式のように書き換えられる。

$$p_k = b_k + b_{k-1} - b_{k-2} - b_{k-3} \quad (13)$$

(13)式は、いわゆるポリバイポーラと呼ばれるパーシャルレスポンス方式の一種であり、最近EPR4と呼ばれている。

本稿では、(13)式で与えられる p_k に基づく信号検出方式をポリバイポーラ検出と呼ぶ。このとき、ビタビ復号器入力 z_k は(14)式で表される。

$$z_k = p_k + n_k \quad (14)$$

ここで、表4のように6個の状態 $S_i (i=0 \sim 5)$ を定めると、 $d=2$ を満足するRLL符号の入出力対応は表5に示

表3 変形アダマール成分
Modified Adamard sequences.

No.	H				H'	
	h_0	h_1	h_2	h_3	h_1	h_{12}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	-1	1	-1	-1	1
2	1	-1	-1	1	-1	3
3	0	2	-2	0	2	2
4	1	1	-1	-1	1	3
5	0	2	2	0	2	-2
6	0	2	0	2	2	0
7	1	1	1	1	1	1
8	-1	-1	-1	-1	-1	-1
9	0	-2	0	-2	-2	0
10	0	-2	-2	0	-2	2
11	-1	-1	1	1	-1	-3
12	0	-2	2	0	-2	-2
13	-1	1	1	-1	1	-3
14	-1	1	-1	1	1	-1
15	0	0	0	0	0	0

表4 3ビットパターンと状態
Assignment of States to 3-bit patterns.

状態	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5
3ビット	000	001	011	100	110	111

表5 状態遷移表
State transition table.

初期状態	入力(b_k)		出力(b_k)	
	0	1	0	1
S_0	S_0	S_1	0	1
S_1	×	S_2	×	2
S_2	S_4	S_5	0	1
S_3	S_0	S_1	-1	0
S_4	S_3	×	-2	×
S_5	S_4	S_5	-1	0

すようになる．表5において，×印はこのような状態遷移は d 制約を満足しないために存在しないことを示す．

また，図1に状態遷移図，図2にはトレリス線図を示すが，図1および図2において，矢印に付した記号は b_k/p_k を表す．

初期状態が $S(0)$ の長さ L のデータ系列 $[b_1, b_2, \dots, b_L]$ に対応する状態遷移図上のパス $[S(0); b_1, b_2, \dots, b_L]$ が与えられたときの復号器入力系列 $[z_1, z_2, \dots, z_L]$ の負の対数尤度関数は，ビットセルごとの雑音のサンプル値が互いに独立であると仮定すると(15)式となる．

図1 $d=2$ の RLL 符号に EPR 4 検出を行う場合の状態遷移図

State transition diagram of a RLL code of $d=2$ with EPR 4 detection.

$$-\ln[z_1, z_2, \dots, z_L | S(0); b_1, b_2, \dots, b_L]$$

$$= -\sum_{k=1}^L \ln p[z_k | S(k-1); b_k] \quad (15)$$

ここに， $S(k-1)$ は時刻 $(k-1)T_R$ における状態 $S_i (i=0 \sim 5)$ を表す．

(15)式により，与えられたパスの負の対数尤度関数は，パスを構成する個々の枝の負の対数尤度関数の和として表されることがわかる．したがって，この枝の長さを負の対数尤度関数で表し，長さが最小となるパスを選択して，それに対応するデータ系列を出力とすることで最尤系列を復号できる⁵⁾．

次に，上記ビタビ復号法を適用した場合の復号誤り率を，文献1)および2)を参考にして求める．図3からわかるように，復号誤りは復号されたデータ系列に対応するパス(復号パス)が，入力データ系列に対応するパス(正しいパス)から分離した場合に生じる．

正しいパスに対する再生出力系列と，誤りパスに対する再生出力系列間のユークリッド距離 ε_q は，次式により定義される．

$$\varepsilon_q = \sqrt{\sum_{k=j+1}^{j+q} \varepsilon_k^2} \quad (16)$$

$$\text{ここに，} \varepsilon_k^2 = (p_k - p_k^*)^2 \quad (17)$$

ただし， p_k および p_k^* は，それぞれ正しいパスと誤りパス

図2 トレリス線図
Trellis diagram.

図3 最小距離を有する誤り事象
Error events of minimum distance.

に対する再生出力を表す.

特定の正しいパスが与えられた場合の誤り事象の生起確率 $p_e(q)$ は, 正しいパスの長さおよび誤りパスの長さを求め, 前者が後者より小となる確率を求めることにより得られ, 次式となる.

$$p_e(q) = Q\left(\frac{\varepsilon_q \cdot a}{2}\right) \quad (18)$$

ここに, a は再生出力のピーク値と雑音の実効値 σ との比により定義される SN 比であり, $Q(\cdot)$ は, (19) 式で定義される誤差補関数である.

$$Q(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_v^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (19)$$

(18), (19) 式からわかるように, SN 比 a が大のときは, 最小の $\varepsilon_q (= \varepsilon_{\min} = 2)$ の項が誤り事象の生起確率を支配するので, (18) 式は (20) 式で近似できる.

$$p_e(q) \cong Q\left(\frac{\varepsilon_{\min} \cdot a}{2}\right) \quad (20)$$

図 3 に示すように, 最小ユークリッド距離の誤り事象は 8 通りであり, これらにおける誤りビット数はそれぞれ 1 である. また, 0 と 1 の生起確率をそれぞれ 0.5 とすると, 正しいパスの生起確率は 2^{-3} である.

さらに, 正しいパスと誤りパスを置き換えた場合を考慮すると, 状態 $S_j (j=0, 2, 3, 5)$ で始まる誤り事象の数はそれぞれ 4 であるから, 復号誤り率 P_e は次式で近似できる.

$$P_e = \{P(S_0) + P(S_2) + P(S_3) + P(S_5)\} \cdot 2^{-3} \cdot 4 \cdot Q(a) \quad (21)$$

各状態の定常確率 $P(S_i) (i=0 \sim 5)$ はそれぞれ $1/6$ になるので, 復号誤り率は次式で近似できる.

$$P_e \cong \frac{Q(a)}{3} \quad (22)$$

5. 雑音の白色化

雑音に相関があるということは, この相関性を利用して, 過去の雑音から将来の雑音をある程度予測可能であることを意味する. この予測雑音を真の雑音から除去して残った雑音は, 無相関な, いわゆるランダム雑音にでき, ビタビ復号器の最適性能が得られる.

この理論的根拠は, スペクトル推定法⁶⁾によって与えられる. 例えば, 時刻 kT_R でのビタビ復号器入力での雑音のサンプル値を n_k とし, 雑音の予測係数を $c_i (i=1 \sim L)$ とすると, 予測雑音 $\dot{n}_k$ は (23) 式で与えられる.

$$\dot{n}_k = \sum_{i=1}^L c_i \cdot n_{k-i} \quad (23)$$

一方, (12) 式と読出し点での雑音の周波数特性が $N'(f)$ であることから, ビタビ復号器入力での等化雑音の自己相関関数 $\rho(\tau)$ が求まり, 等化雑音の自己相関係数 R_i は (24) 式で与えられる. なお, (24) 式において σ_e^2 は等化雑音の分散である.

$$R_i = \rho(i \cdot T_R) = \frac{1}{\sigma_e^2} \int_0^{f_R} \left| N'(f) \cdot \frac{4 \cdot \cos^2\left(\pi \cdot \frac{f}{f_R}\right)}{U(f)} \right|^2 \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot i \cdot \frac{f}{f_R}\right) df \quad (24)$$

(17) 式が正しい予測雑音を与えるためには, 予測雑音 $\dot{n}_k$ と雑音 $n_{k-j} (j=1 \sim L)$ の相関係数は等しくなければならない. (25) 式が成り立たなければならない.

$$\begin{aligned} E[\dot{n}_k \cdot n_{k-j}] &= E\left[\left(\sum_{i=1}^L c_i \cdot n_{k-i}\right) \cdot n_{k-j}\right] \\ &= \sum_{i=1}^L c_i \cdot E[n_{k-i} \cdot n_{k-j}] \\ &= \sum_{i=1}^L c_i \cdot R_{i-j} = R_j \end{aligned} \quad (25)$$

ここで, 自己相関関数に関して, 通常 (26) 式の関係が成り立つから, $L \times L$ 個の自己相関係数よりなる自己相関行列 R_n は, (27) 式で表される.

$$R_{i-j} = R_{j-i} \quad (26)$$

$$R_n = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_{L-1} \\ R_1 & R_2 & \cdots & R_{L-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{L-1} & R_{L-2} & \cdots & R_0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

さらに, L 次の係数ベクトル $\underline{c}$ を (28) 式で表し, 自己相関係数ベクトル $\underline{R}$ を (29) 式で表すと, (25) 式は (30) 式に書き換えられる.

$$\underline{c} = (c_1 \ c_2 \ \cdots \ c_L) \quad (28)$$

$$\underline{R} = (R_1 \ R_2 \ \cdots \ R_L) \quad (29)$$

$$\underline{c} \cdot \underline{R}_n = \underline{R} \quad (30)$$

(30) 式において, $\underline{R}_n$ は正方行列であるから, $\underline{R}_n$ が正則であれば逆行列 $\underline{R}_n^{-1}$ が存在し, (31) 式により雑音予測係数ベクトル $\underline{c}$ が得られる.

$$\underline{c} = \underline{R} \cdot \underline{R}_n^{-1} \quad (31)$$

(31) 式と (23) 式とから, 統計的性質を満足する雑音予測が可能になる. このとき, 真の雑音 n_k から予測雑音 $\dot{n}_k$ を引いた残りの雑音 n_k'' は (32) 式で与えられ, この残留雑音は無相関のいわゆるランダム雑音になる.

$$n_k'' = n_k - \dot{n}_k \quad (32)$$

6. 雑音白色化ビタビ復号法

(15) 式が成り立つような無相関雑音に対するビタビ復号器は, (15) 式が成り立たない有相関雑音に対して, 最尤系列を復号できない³⁾.

$d=2$ の RLL 符号にポリバイポーラ検出を用いた場合のビタビ復号器では, この RLL 符号に関する 6 個の状態 $S_i (i=0 \sim 5)$ のそれぞれに至る生き残りパスに対応するデータ系列を保持している. したがって, 等化器出力系列 $\{z_k\}$ と, この生き残りパスにより, 各生き残りパスに対する雑音系列 $\{n_k^{(i)}\} (i=0 \sim 5)$ が得られるが, この雑音系列 $\{n_k^{(i)}\} (i=0 \sim 5)$ うち, 真の雑音系列は唯一である.

真の雑音系列の統計的性質に関しては、事前に知り得る本来の雑音の統計的性質と一致する。この場合、真の雑音系列から予測した予測雑音系列と、真の雑音系列との差の残留雑音はランダムになる。逆に、誤まった生き残りパスに対する雑音系列の統計的性質は、本来の雑音の統計的性質とは一般的に異なることが予想される。このような誤まった雑音系列に関しては、本来の雑音の統計的性質を用いて予測した雑音を等化器出力から引くことは、全体として雑音を増幅させる働きをし、当然雑音の相関性も取り除かれない。以上述べた雑音白色化の原理は、(33)式を具体化することで実現できる。

$$\begin{aligned} m_k(S_0) &= \min \{ m_{k-1}(S_0) - \ln p[z_k^{(0)} | S(k-1) = S_0; b_k = 0], \\ &\quad m_{k-1}(S_3) - \ln p[z_k^{(3)} | S(k-1) = S_3; b_k = 0] \} \\ m_k(S_1) &= \min \{ m_{k-1}(S_0) - \ln p[z_k^{(0)} | S(k-1) = S_0; b_k = 1], \\ &\quad m_{k-1}(S_3) - \ln p[z_k^{(3)} | S(k-1) = S_3; b_k = 1] \} \\ m_k(S_2) &= m_{k-1}(S_1) - \ln p[z_k^{(1)} | S(k-1) = S_1; b_k = 1] \\ m_k(S_3) &= m_{k-1}(S_4) - \ln p[z_k^{(4)} | S(k-1) = S_4; b_k = 0] \\ m_k(S_4) &= \min \{ m_{k-1}(S_2) - \ln p[z_k^{(2)} | S(k-1) = S_2; b_k = 0], \\ &\quad m_{k-1}(S_5) - \ln p[z_k^{(5)} | S(k-1) = S_5; b_k = 0] \} \\ m_k(S_5) &= \min \{ m_{k-1}(S_2) - \ln p[z_k^{(2)} | S(k-1) = S_2; b_k = 1], \\ &\quad m_{k-1}(S_5) - \ln p[z_k^{(5)} | S(k-1) = S_5; b_k = 1] \} \end{aligned} \quad (33)$$

ここに、(33)式における $m_k(S_i) (i=0, 1, \dots, 5)$ はメトリックと呼ばれ、時刻 $t = kT_R$ における各状態に至るパスの長さの最小値を表す。また、 $z_k^{(i)} (i=0 \sim 5)$ は、等化器出力 z_k から、状態 $S_i (i=0 \sim 5)$ に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(i)}\}$ を用いて求められる予測雑音 $\hat{n}_k^{(i)}$ を引いた

値であり、(34)式で与えられる。

$$z_k^{(i)} = z_k - \hat{n}_k^{(i)} \quad (34)$$

予測雑音 $\hat{n}_k^{(i)}$ は、各状態に至る生き残りパスに対応する雑音系列と(23)式とから得られる。ここで、残留雑音を平均値零、分散 σ^2 の無相関なガウス雑音と見なすと、(33)式における各尤度関数はそれぞれ(35)式で表され、(33)式における各枝の長さは、(36)式で表される。

図4に、(33)式と(36)式に基づいて構成したビタビ復号器を示す。

$$\begin{aligned} -\ln p[z_k^{(0)} | S(k-1) = S_0; b_k = 0] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(0)})^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(0)} | S(k-1) = S_0; b_k = 1] &= \frac{1}{2} \ln(2n\sigma^2) + \frac{(z_k^{(0)} - 1)^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(1)} | S(k-1) = S_1; b_k = 1] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(1)} - 2)^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(2)} | S(k-1) = S_2; b_k = 0] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(2)})^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(2)} | S(k-1) = S_2; b_k = 1] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(2)} - 1)^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(3)} | S(k-1) = S_3; b_k = 0] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(3)} + 1)^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(3)} | S(k-1) = S_3; b_k = 1] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(3)})^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(4)} | S(k-1) = S_4; b_k = 0] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(4)} + 2)^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(5)} | S(k-1) = S_5; b_k = 0] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(5)} + 1)^2}{2\sigma^2} \\ -\ln p[z_k^{(5)} | S(k-1) = S_5; b_k = 1] &= \frac{1}{2} \ln(2\pi\sigma^2) + \frac{(z_k^{(5)})^2}{2\sigma^2} \end{aligned} \quad (35)$$

図4 雑音白色化ビタビ復号器
A Viterbi decoder with noise-whitening function.

$$\begin{aligned}
l_k^{(00)} &= (z_k^{(0)})^2 = (z_k - n_k^{(0)})^2 \\
l_k^{(01)} &= (z_k^{(0)} - 1)^2 = (z_k - n_k^{(0)} - 1)^2 \\
l_k^{(12)} &= (z_k^{(1)} - 2)^2 = (z_k - n_k^{(1)} - 2)^2 \\
l_k^{(24)} &= (z_k^{(2)})^2 = (z_k - n_k^{(2)})^2 \\
l_k^{(25)} &= (z_k^{(2)} - 1)^2 = (z_k - n_k^{(2)} - 1)^2 \\
l_k^{(30)} &= (z_k^{(3)} + 1)^2 = (z_k - n_k^{(3)} + 1)^2 \\
l_k^{(31)} &= (z_k^{(3)})^2 = (z_k - n_k^{(3)})^2 \\
l_k^{(43)} &= (z_k^{(4)} + 2)^2 = (z_k - n_k^{(4)} + 2)^2 \\
l_k^{(54)} &= (z_k^{(5)} + 1)^2 = (z_k - n_k^{(5)} + 1)^2 \\
l_k^{(55)} &= (z_k^{(5)})^2 = (z_k - n_k^{(5)})^2
\end{aligned} \tag{36}$$

図4において、等化器からの再生信号は、(14)式に示す周波数特性を有する。次いで、減算器群はそれぞれ、等化器出力から次の減算を行う。

- (1) 状態 S_0 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(0)}\}$ から求めた予測雑音 $n_k^{(0)}$ の減算。
- (2) 状態 S_1 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(1)}\}$ から求めた予測雑音 $n_k^{(1)}$ の減算。
- (3) 状態 S_2 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(2)}\}$ から求めた予測雑音 $n_k^{(2)}$ の減算。
- (4) 状態 S_3 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(3)}\}$ から求めた予測雑音 $n_k^{(3)}$ の減算。
- (5) 状態 S_4 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(4)}\}$ から求めた予測雑音 $n_k^{(4)}$ の減算。
- (6) 状態 S_5 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_k^{(5)}\}$ から求めた予測雑音 $n_k^{(5)}$ の減算。

2乗器は、(36)式における $l_k^{(00)}, l_k^{(01)}, l_k^{(30)}, l_k^{(31)}, l_k^{(12)}, l_k^{(43)}, l_k^{(24)}, l_k^{(54)}, l_k^{(25)}, l_k^{(55)}$ をそれぞれ計算する。2乗器に続く加算器群では、(33)式の加算を実行する。

比較選択はそれぞれ2乗器と加算器の出力を比較し、小さい方を出力すると共に、2乗器の出力を選んだ場合は2進値0を、加算器の出力を選んだ場合は2進値1を出力する。これら4つの比較選択は、(33)式における $\min$ 関数を実現する。

比較選択に続く減算器群では、メトリックのオーバーフローを防ぐために設けてあり、これらの出力には新たなメトリック $\hat{m}_k(S_i) (i=0 \sim 5)$ が現れる。この場合、 $\hat{m}_k(S_0)$ はゼロであるから、(33)式の $\hat{m}_k(S_0)$ の項を省略できるので、2乗器の出力と比較選択1の出力との加算器は必要ない。

シフトレジスタ $i (i=0 \sim 5)$ は、各状態 $S_i (i=0 \sim 5)$ に至る生き残りパスに対応するビット列を保持し、スイッチ0と1および4と5は、生き残りパスに対応するビット列を順次更新するために、シフトレジスタ間のコピー経路を形成する。

メモリは、直近の連続する q 個の等化器出力を常に保持している。雑音抽出・予測はそれぞれ、メモリの出力と各シフトレジスタの出力から得られる状態 $S_j (j=0 \sim 5)$ に至る生き残りパスに対応する q 個の理想的な再生出力から、状態 S_j に至る生き残りパスに対応する q 個の雑音

$n_{k+i}^{(j)} (i=0 \sim q-1)$ を求め、これらの雑音と(23)式により予測雑音 $\hat{n}_{k+i}^{(j)}$ を算出する。

これらの予測雑音 $\hat{n}_{k+i}^{(j)}$ は、先に示したように、減算器を用いて等化器の出力から引かれ、上述の動作を繰り返す。この結果、雑音の相関は除去され、最尤復号系列が得られる復号器を実現できる。

7. 実験結果

$d=2$ のRLL符号である8/12符号⁷⁾を用いた場合の、従来のビタビ復号器の誤り率を1としたときの、雑音白色化ビタビ復号器(図4)との相対比較結果を図5に示すとともに、誤り率を比較した条件を以下に記す。

[実験条件]

- ・テープ/ヘッド間速度約7.5 m/sのデジタルビデオテープレコーダの試作機を使用。
- ・8/12符号の記録レートは40.5 Mb/s。

[実験方法]

- ・孤立再生波形をコンピュータに取り込み、伝達特性 $U(f)$ を算出。
- ・無記録状態のテープ再生信号をコンピュータに取り込み、等化器出力での雑音の周波数特性を算出。
- ・雑音白色化ビタビ復号器の雑音予測段数は4。
- ・6144ビットよりなる8/12符号で符号化したブロックをくり返し記録。

[評価方法]

- ・テープ上の異なる16ヵ所から、1ヵ所当たり42ブロック分の等化器出力でのデータをコンピュータに取り込み。
- ・コンピュータ上に、共にソフトウェアで構成した従来のビタビ復号器と、雑音白色化ビタビ復号器について、コンピュータに取り込んだ同一のデータに対して、誤り率を比較(16種類)。
- ・16種類のデータ全部に関する平均誤り率を比較。

図5 誤り率の相対比較
Comparison of error probabilities.

図5から、雑音白色化ビタビ復号器の方が、平均で約1/6に誤り率が改善されていることがわかる。なお、従来のビタビ復号器の誤り率の平均値は、約 3×10^{-4} である。

今回の実験では、バーストエラーを除外して評価していない。したがって、媒体の欠損などによる10~20ビット程度の非常に短いバーストエラーが、図5に示す誤り率改善効果のばらつきの一因である可能性がある。

事実、従来のビタビ復号器および雑音白色化ビタビ復号器ともに、特定の同一ブロックに誤りが集中する場合が散見されたが、この要因の詳細な解析は今後の課題である。

なお、バーストエラーに対しては、雑音白色化ビタビ復号法の効果は期待できないが、逆に、バーストエラーの少ない媒体では、更に高い改善効果が期待できる。

8. む す び

本論文では、ビタビ復号器の最適性能を実現することを目的とし、ビタビ復号器の性能を損なう要因のひとつである等化によって生じる雑音の相関を除去する方法について検討した。

この結果、NRZL表記で $d=2$ のRLL符号のひとつである8/12符号を用いた場合、雑音の相関を利用した雑音予測をビタビ復号器に導入することで、通常のビタビ復号器に比べて、誤り率を約1/6に低減することができた。

今後、自動等化のような雑音の特性がダイナミックに変化する場合の雑音予測方法や、雑音予測を高速に処理する

ための実現技術について更に検討する必要がある。

終わりに、日頃ご指導ご鞭撻いただく愛媛大学 田崎三郎教授、有益なご討論をいただいた愛媛大学 大沢寿教授、岡本好弘助教授および当社 越後紀康主任技師、水島哲也主任技師、松見知代子主任技師ならびに太田潤技師に感謝する。

〔文 献〕

- 1) Kobayashi: "Application of Probabilistic Decoding to Digital Magnetic Recording System", IBM J. Res. & Dev., **15**, pp. 64-74 (Jan. 1971)
- 2) 大沢寿, 田崎三郎, 池谷章: "NRZI 型記録方式に対するビタビ復号法の適用について", 信学論, **63-C**, pp. 353-360 (June 1980)
- 3) 大沢寿, 池谷章, 田崎三郎: "NRZL 記録符号に対するビタビ復号法の信号検出方式に関する性能比較", テレビ誌, **35**, 7, pp. 570-575 (1981)
- 4) 猪瀬博, 宮川洋: "PCM 通信の進歩", 産報, 東京, pp. 279-326 (1974)
- 5) 池谷章: "等化・復号装置", 特許公開公報, 特開平 1-222541 (1989)
- 6) 有本卓: "信号・画像のデジタル処理", 産業図書, 東京 (1980)
- 7) 池谷章: "符号変換装置", 特許公開公報, 特開昭 62-36088 (1987)

いけたに あきら
池谷 章 1979年、愛媛大学工学部電子工学科卒業。1981年、同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年、松下電器産業(株)に入社。以来、デジタルVTR(DVC)およびIEEE 1394用伝送プロトコルの研究開発に従事。現在、同社AVC商品開発研究所リーダー。工学博士。正会員。

こばやし まさあき
小林 正明 1970年、静岡大学工学部電気工学科卒業。1972年、同大学院工学研究科修士課程修了。同年、松下電器産業(株)に入社。以来、民生用VTR、プロフェッショナル機器およびシステムの研究開発に従事。現在、同社AVC商品開発研究所主担当。工学博士。正会員。