波 形 伝 送 技 術

正会員 田 崎 三 郎[†]

1. ま え が き

デジタル伝送においては、デジタル情報はまず伝送符号に写像変換される。変換された伝送符号列の時間単位をセルと呼ぶ。このセル上での符号記号それぞれに対応づけられる伝送信号の単位波形を、一般に素子波形と呼んでいる。素子波形としては標準化関数や余弦半波などが知られているが、最も単純なのは方形波である。このようにして、伝送符号列は素子波形列に対応づけられて伝送路を通して送信される。

伝送路では、伝送路の帯域制限や雑音の相加、またジッタの発生などがあり、受信された素子波形列にひずみが生ずる。このひずみを克服して、信号を正しく検出し、識別・復号せねばならない。

本章では、このために必要ないくつかの技術について述べる。まず、送信側で重要な伝送符号、伝送路の前後で問題となる素子波形の整形と等化、そして受信側の信号処理であるパルシャルレスポンスと最尤復号法について述べ、最後にビット誤り率に触れておく。

2. 伝送符号と電力スペクトル密度

2.1 d, k, c 制約

伝送符号化とは、要素記号 $a_i (i=1, 2, \dots, M)$ を持つデジタル情報源から一定間隔 T_a で出力される情報源系列を、ある符号化則に従って、 $T_b (\leq T_a)$ 間隔(すなわちセル幅が T_b)で生起する要素記号 $b_j (j=1, 2, \dots, N)$ で構成される符号系列に写像変換することという。

符号化則とは、符号構成に関する一種の制約であって、この制約に基づく符号特徴を表すパラメータがい

くつか定義されている。同一の符号記号の連なりをラン(Run)と称し、その最小値パラメータを d 、最大値パラメータを k で表す。 k が有限の符号を RLL(Run-Length-Limited)符号ともいう。

また、符号記号のそれぞれに仮想的な電荷を対応づける。例えば、 $b_j \in \{0, 1\}$ のとき符号記号 0 に -1 , 1 に $+1$ をそれぞれ対応させたり、 $b_j \in \{0, 1, 2\}$ では記号 0 に -1 , 1 に 0, 2 に $+1$ をそれぞれ対応づける、などである。符号系列の各時点における累積電荷を DSV(Digital Sum Variation)と呼び、DSV の最大値パラメータを c で表す。 c が有限の符号を DC フリー、あるいは平衡(balanced)符号と呼ぶ。このように、 d, k, c による制約を持つ伝送符号を (d, k, c) 符号という。

情報源の単一記号を $n (\geq 1)$ 個の符号記号に写像する方式を非ブロック符号化、 $m (\geq 2)$ 個の情報源記号を $n (\geq 2)$ 個の符号記号に写像する方式をブロック符号化という。ブロック符号化は、さらに固定長符号化と可変長符号化とに分類できる。 n 個の符号記号で構成された符号系列を符号語と呼ぶ。また、 $\eta = m/n$ を符号化率と呼び、符号の変換性能を評価するパラメータとしている。

デジタル情報が $a_i \in \{0, 1\}$ であるとする。この a_i を伝送符号化することなく、直接素子波形に対応させて、周波数帯域が $0 \sim B(\text{Hz})$ の伝送路を通して伝送しようとした場合、次の事柄が問題となる。

- (1) 素子波形列が $T_a = T_s (= 1/2B)$ の間隔ごとに生起するならば、図 1(a) のデータ入力と同図(b)の送信素子波形列となって伝送される時、Shannon-染谷の標準化定理より、図 1(c)にみるように、受信側でひずみなく原デジタル情報を復元することは可能である。しかしながら、伝送路がひずみもなく相加雑音もない理想特性であっても、 $T_a < T_s$ の場合、図 1(d), (e)に示すように、帯域制限により波形

[†] 愛媛大学 工学部

"Fundamental Technologies for Digital TV Broadcasting, (6) Waveform Transmission Technology" by Saburo Tazaki (Faculty of Engineering, Ehime University, Matsuyama)

図1 データ入力, 送信素子波形列, 受信素子波形列との相互関係

干渉が必然的に発生する. ここに, $K = T_s/T_a$ としてある. d 制約符号を用いれば, 図1(a)のような“111”パターンはデータ入力として現れないので, 波形干渉を抑制することができる.

- (2) 情報源記号“0”に対応する素子波形が, 図1(b)のようにレベル反転を持たなければ, “0”のランが大きいと, 素子波形列から同期情報を抽出することが困難となる. k 制約符号を用いれば, このようなランは生じないので, 同期の安定化が確保できる.
- (3) デジタル情報源出力が図1(b)に示す送信素子波形列に対応づけられたとすると, この波形列の電力スペクトル密度(Power Spectral Density: PSD)には一般に直流成分ならびに多くの低域成分が存在することになる. 一方, 伝送路は通常帯域通過型の特性をもつ. したがって, この両者間にミスマッチが生じ, 伝送信号電力の損失が大きくなるだけでなく, 波形干渉発生の一因ともなる. c 制約符号を用いることで, 送信素子波形列の直流成分および低域成分が抑制できて, 両者の整合がはかれる.

その他, 伝送符号化を行うことにより, 受信素子波形列に生ずるピークシフトを減じたり, PSDの形状を任意に変化させたり, ある程度の誤り検出・訂正機能を持たせることが可能となる.

2.2 符号化則の表現

符号化則は, ほとんどの場合, 状態推移図で示され

(a) FM符号

(b) (2,7) RLL符号

図2 符号化則の状態推移図による表現例

る有限オートマトンによりモデル表現することが可能である¹⁾. このモデル表現に従えば, d , k , c などの制約をもつ符号系列の通信路容量 C の算出, PSD解析, ならびに符号化回路設計などが容易となる. ここに, 通信路容量とは, 符号記号当たり伝送できる情報源記号数の上限であり, $C \geq \eta$ となる.

図2に符号化則の状態推移図表現例をMealy型で示す²⁾. (a)は非ブロックのFM(Frequency Modulation)符号, (b)は可変長ブロックの($d=2$, $k=7$)RLL符号³⁾である(それぞれの符号に対する素子波形列については, 図4を参照されたい). 有向線上に“情報源記号/対応符号語”を示す. (b)の二重円は主状態と呼ばれ, この状態から始まる推移であれば, 任意の情報源出力系列を一意に写像できる. さらに, 任意の状態(主状態がある場合は主状態のみ)から推移をスタートさせて, 同じ状態で推移を終わるすべてのループパスにおいて, そのパスに沿った電荷の和が零となる場合をループ和零の状態推移図と呼び, このような特徴をもつ符号はDCフリー特性となる.

表1にFM符号と(2, 7)RLL符号³⁾の符号化表を示しておいたので, これより図2の入出力関係を確かめて頂きたい. いずれの符号も2.4節で述べるNRZI則に従っている. このように有限オートマトン表現を基礎とすることで, 与えられた特徴パラメータ d , k , c および n の諸条件を満たす伝送符号が容易に構成可能となる.

表 1 FM 符号と(2,7)RLL 符号の符号化表

(a) FM 符号	
データ入力 (データ語)	符号語
0	10
1	11

(b) (2,7)RLL 符号 ³⁾	
データ入力 (データ語)	符号語
1:0	01:00
1:1	10:00
0:0:0	00:01:00
0:1:0	10:01:00
0:1:1	00:10:00
0:0:1:0	00:10:01:00
0:0:1:1	00:00:10:00

図 3 FM 符号と(2,7)RLL 符号の PSD

2.3 PSD

PSD は、単純な伝送符号であれば、符号系列の自己相関関数のフーリエ変換から求められる⁴⁾。符号化則が有限オートマトン表現できるならば、非ブロック符号に対しては安田の手法⁵⁾、ブロック符号に対しては Cariolaro-Tronca の手法⁶⁾を用いて容易に PSD を算出することができる。

情報源記号を $a_i \in \{0, 1\}$ 、符号記号を $b_j \in \{0, 1\}$ とし、 $a_i=1$ なる情報源記号の生起確率を $P(a_i=1)=0.5$ と設定した場合の FM および(2, 7)RLL 両符号の PSD を図 3 に示す。

2.4 伝送符号例

素子波形レベルはすべて正規化されているものとする。

(1) 基本的な符号

情報源記号を $a_i \in \{0, 1\}$ 、符号記号を $b_j \in \{0, 1\}$ とおき、 $a_i=0$ が $b_j=0$ に、 $a_i=1$ は $b_j=1$ に写像変換

されるものとする。

単極(Unipolar)符号では、 $b_j=0$ に対して 0 レベル、 $b_j=1$ に対して +1 レベルを対応づける。両極(Polar)符号では、 $b_j=0$ に対して -1、 $b_j=1$ に対して +1 を対応づける。この ± 1 のレベル値占有区間 T を符号記号のセル幅 T_b に等しくとる(すなわち 100% の duty ratio)素子波形列を NRZ(Non Return to Zero)あるいは NRZL(NRZ Level)符号、 $T < T_b$ にとる素子波形列を RZ(Return to Zero)符号という。なお、符号記号の 1, 0 を NRZL 符号のように素子波形の +1, -1 に常に対応させる方式を NRZL 則に従うと称し、 $b_j=0$ のときはレベル反転を行わず、 $b_j=1$ のときだけセル前端でレベル反転を行う方式を NRZI(NRZ Inversion)則に従うと称している。上記符号はいずれも d, k, c 制約を満たしていない。

バイポーラ(Bipolar)符号は AMI(Alternative Mark Inversion)符号とも呼ばれている。 $b_j=0$ に 0 レベルを、 $b_j=1$ に +1, -1 の 2 つのレベルを時間推移に従って交互に対応づける。素子波形列のレベルは 3 値で DC フリー特性となるが、符号化率は 2 値と同等であるために擬 3 進(pseudo ternary)と呼ばれている。

(2) 1BnB 符号(非ブロック符号)

$a_i \in \{0, 1\}$ 、 $b_j \in \{0, 1\}$ であり、単一の情報源記号が n 個の符号記号に写像される。

最も単純なのが PE(Phase Encoding)符号で、 $a_i=0$ に (+1, -1) を、 $a_i=1$ に (-1, +1) を対応づける。FM 符号は NRZI 則に従う符号であり、MFM や H-3⁷⁾ などを含んで 30 個のファミリー符号が存在することが知られている⁸⁾。

(3) mBnB 符号(2 値ブロック符号)

$a_i \in \{0, 1\}$ 、 $b_j \in \{0, 1\}$ であり、 m 個の情報源記号が n 個の符号記号に写像される。8B8B、8B9B、8B10B 各符号は k と c の制約を持つ。ここに、8B8B とは $m=8$ 、 $n=8$ で情報源出力も符号も 2 値(binary)であることを示している。(2, 7)RLL 符号³⁾ は 1B2B を基本とし、4B8B までの符号語を有する d, k 制約の可変長符号である(表 1 参照)。2/3 符号⁹⁾ は 2B3B を基本とし、4B6B までの符号語を有する $d=1$ 、 $k=7$ の可変長符号である。いずれも通信路容量は $C \leq 1$ となる。

(4) mBnT 符号(3 値ブロック符号)

$a_i \in \{0, 1\}$ 、 $b_j \in \{0, 1, 2\}$ であり、 m 個の情報源記号が n 個の符号記号に NRZL 則に従って写像される。ここに T は 3 値(ternary)を意味する。3B2T 符号¹⁰⁾ は符号化率が 1.5 と大きいが、 d, k, c いずれの

図 4 各種伝送符号に対する素子波形列の例

制約ももたない。MS 43 符号¹¹⁾は 4 B 3 T 符号である。符号化率は 4/3 となり、 $k=4$ 、 $c=3$ の制約をもつ。

図 4 に各種伝送符号に対する素子波形列の例を示す。

3. 素子波形の整形と等化

伝送符号に d 制約を付加することで、隣接素子波形からの符号間干渉(波形干渉)を抑圧することはできるが、完全に零とすることは期待できない。これに対して、素子波形の形状を整形することで符号間干渉を生ぜさせない方法が Nyquist により示されている。

3.1 Nyquist の第 1 無ひずみ条件

Nyquist の第 1 基準、あるいは単に Nyquist の条件とも呼ばれている。素子波形列 $r(t)$ を正しく標本点 $t=kT_b$ でのみ標本化したとき、標本値が当該の素子波形だけに依存し、隣接の素子波形に影響されないためには

$$r_k = r(kT_b) = r_0 \delta_{k0} \quad (1)$$

が成立せねばならない。ここに、 δ_{k0} は Kronecker の delta であり、 $\delta_{ij}=1(i=j)$ 、 $=0(i \neq j)$ である。

この条件を満たす素子波形のうちで最も基本的な波形は標本化関数 $S_a(x) = \text{sinc } x = \sin x/x$ であり、その複素振幅スペクトル $R(j\omega)$ は $f_0=1/2T_b$ (あるいは $\omega_0=\pi/T_b$) を遮断(角)周波数として持つ理想低域フィルタ特性に一致する。この $f_0=1/2T_b$ を Nyquist 周波数、 $T_b=1/2f_0$ を Nyquist 間隔という。この場合、 $R(j\omega)$ の虚数部 $\text{Im}[R(j\omega)]$ は零となる。

しかしながら、現実にはこのような $R(j\omega)$ は理想特性であるために実現できない。このため、 $R(j\omega)$ の実数部を $\omega_0=\pi/T_b$ に関して奇対称に切り落して

$$\text{Re}[R(j(\omega_0+\omega'))] + \text{Re}[R(j(\omega_0-\omega'))] = \text{一定}, \quad 0 \leq \omega' \leq \omega_0 \quad (2)$$

(a) Nyquist 波形

(b) 余弦下降特性

図 5 β をパラメータとする Nyquist 波形と余弦降下特性

とし、 $\text{Im}[R(j\omega)]$ は ω_0 を中心として偶対称特性とする。このようにしてもなお無ひずみ条件は保たれることを Nyquist は示している。

(2)式を満足する特性は数多く存在するが、次に示す余弦下降(Cosine roll-off)特性がその代表例として知られている。

$$R(j\omega) = \begin{cases} T_b & , |\omega| < \omega_0(1-\beta) \\ \frac{T_b}{2} [1 - \sin \frac{T_b}{2\beta} (|\omega| - \omega_0)], & \omega_0(1-\beta) \leq |\omega| < \omega_0(1+\beta) \\ 0 & , |\omega| \geq \omega_0(1+\beta) \end{cases} \quad (3)$$

ここに、 $\omega_0=\pi/T_b$ であり、 β はロールオフ率と呼ばれている。(3)式に対する時間波形(インパルス応答)を Nyquist 波形と称し

$$r(t) = S_a(\omega_0 t) \frac{\cos \omega_0 \beta t}{1 - (\omega_0 \beta t)^2} \quad (4)$$

で表される。図 5 に $x=fT_b$ と正規化した場合の(3)式と(4)式の特性を β をパラメータとして示す。

3.2 Nyquist の第 2 無ひずみ条件

変換点での無ひずみ条件と呼ばれる。受信された素子波形をピーク値 A の 1/2 のレベルで切り出したとき、送信素子波形(この場合 duty ratio が 100% の方

形波)が正しく再生されるための条件で、 $A=1$ と正規化すると

$$\left. \begin{aligned} r_k &= r \left(\frac{2k-1}{2} T_b \right) = 0, \quad k \neq 0, 1 \\ r_0 &= r_1 = 1/2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

が成立せねばならない。

(5)式を満足する複素振幅スペクトル特性も数多く存在するが、次に示す二乗余弦(raised cosine)特性がその代表例として知られている。

$$R(j\omega) = T_b \cos^2 \left(\frac{\omega T_b}{4} \right) = \frac{T_b}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\omega T_b}{2} \right) \right], \quad |\omega| \leq 2\pi/T_b \quad (6)$$

3.3 波形等化

素子波形として Nyquist 波形を用いたとしても、フィルタ設計や伝送路特性把握の不充分などで、なお符号間干渉が生ずる。これを補償するために波形等化(WaveForm EqualizingあるいはMop-Up Equalizing)の方法がある。すなわち、伝送路の伝達特性を $H(j\omega)$ で表せば、その逆特性 $1/H(j\omega)$ を新たに送信端あるいは受信端に挿入する。

時間領域における波形等化器として、トランスバーサルフィルタ(Transversal Filter)を用いる方法が知られている。この等化器は、一定間隔 D ごとにタップを有する遅延回路と信号の識別点となる各タップからの出力に重み係数 $c_j (j=-L, \dots, -1, 0, +1, \dots, +L)$ を掛ける重み付け回路、そしてその和を求める加算器から構成されている。これを図6に示す。なお、必ずしも $D=T_b$ であることは必要条件ではない。

図6 トランスバーサル等化器

図7 PR回路とプリコード

4. パーシャルレスポンス方式と関連波形

4.1 パーシャルレスポンス方式の原理

パーシャルレスポンス(Partial Response: PR)方式は、Kretzmer により元々伝送路が急峻な遮断特性を伴うとき、信号間干渉量を制御して整数比にすることで、帯域制限を $\omega_0 = \pi/T_b$ におさめる波形等化の一形式として開発された¹²⁾¹³⁾。

ところが、このPR方式が前述のバイポーラ符号などを含む広範囲のレベル相関符号と呼ばれる伝送符号に関する伝送特性と一致することが示され、送信側と伝送路、そして受信側を一括した伝送特性を実現するのに極めて有用であることが明らかとなった¹⁴⁾。

さらに近年、PR回路出力が典型的な相関波形(Correlative Waveform)、つまり送信された単一の素子波形に対して、複数の受信信号識別点でその応答が零でない波形であることを積極的に活用することに注目が集まっている。すなわち、最尤検出法(あるいは最尤復号法)の一形式であり、畳み込み符号の復号法として知られる Viterbi アルゴリズムと組合せることで、伝送帯域 ω_0 を越えた高能率伝送を可能とし、さらに復号されたデジタル情報の誤り率が改善できるのである。

図7にPR回路の例を示す。ここでは、 a_k を改めて時点 k におけるデータ入力と定義し、 $D=T_b$ としてある。また、プリコード出力(伝送路入力)を d_k で表しておく。送信側にある回路は mod N のデジタルプリコード(Precoder)あるいは単にプリコードと呼ばれ、受信側にあるPR回路出力 $x(t)$ において誤り波及を起こさないようにPR回路の逆特性を持たせた回路である。同図より

$$x(t) = \sum_k a_k h \left(\frac{t}{T_b} - k \right) \quad (7)$$

ここに $h(t)$ はプリコード、伝送路およびPR回路の総合伝達特性 $H(j\omega)$ のインパルス応答波形であり

図 8 PR(1,1)回路の出力

図 9 PR(1,1)方式のアイダイアグラム

$$h(t) = \sum_{n=0}^L c_n r\left(\frac{t}{T_b} - n\right) \quad (8)$$

と表される。 $r(t)$ は Nyquist 波形である。これより

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_k a_k \left[\sum_{n=0}^L c_n r\left(\frac{t}{T_b} - n - k\right) \right] \\ &= \sum_k a'_k r\left(\frac{t}{T_b} - k\right) \end{aligned} \quad (9)$$

ここに

$$a'_k = \sum_{n=0}^L c_n a_{k-n} \quad (10)$$

であり、(1)式より

$$x(t = kT_b) = a'_k|_{\text{mod } N} \quad (11)$$

として識別される。なお、PR 回路の各重み係数は

$$c_n = \text{適当な整数値} \times c_0 \quad (12)$$

と設定される。

4.2 各種 PR 方式

PR 方式は PR 回路の重み係数を用いて

$$\text{PR}(c_0, c_1, \dots, c_L)$$

と表現される。PR(1, -1) は前述のバイポーラ符号に等しい素子波形列となる。その他に、Kretzmer は代表的な PR 方式として、次の 5 つの形式を示している。

- Class I PR(1, 1). Duobinary とも呼ばれている
- Class II PR(1, 2, 1)
- Class III PR(2, 1 - 1)

Class IV PR(1, 0, -1). Modified Duobinary

Class V PR(-1, 0, 2, 0, -1)

例として、PR(1, 1) 回路の出力波形を図 8 に示す。すなわち、(8)式において

$$h(t) = c_0 r\left(\frac{t}{T_b} = 0\right) + c_1 r\left(\frac{t}{T_b} (=1) - 1\right)$$

であり、 $c_0 = c_1 = 1$ となるから、この 2 つの波形の合成波として PR(1, 1) 回路出力の波形を求めることができる。

4.3 アイダイアグラム

受信波形列の波形ひずみを総合的に評価する方法として、アイダイアグラム (Eye Diagram) あるいはアイパターン (Eye Pattern) がある。これは素子波形列の単位間隔の 2 つの隣接セルについて、起こりうるすべての波形の組合せを重ね合せたものである。

図 9 に PR(1, 1) 方式のアイダイアグラムを例として示す。一般に PR 回路出力が N 値のときは、 $(N - 1)$ 個のアイが出来る。アイの開きをマージンと呼ぶ。相加雑音などの影響により、振幅マージンおよび位相マージンは縮小する。アイが閉じれば信号識別は不可能となる。

5. 最尤復号法とビット誤り率

5.1 原理

最尤復号 (Maximum Likelihood: ML) 法とは、受信信号の検出、識別ならびに復号処理において、各識別点ごとの受信信号を対象とするのではなく、ある有限長の受信信号系列を対象とする手法である。

Viterbi アルゴリズムは最尤復号法の一形式であり、受信信号系列が有限オートマトンモデルで表現できることを前提としている。PR 回路の出力はもちろん有限オートマトンモデル表現できるから、ここで検討する ML 法は Viterbi アルゴリズムを指している。

本章では、PR 方式と ML 法との組合せ、すなわち PRML を考えているので、受信信号系列は PR 回路の出力となる。ここでは、(2, 7) RLL 符号と PR(1, 1) 方式の組合せに、さらに ML 法を組合せた場合を例として示そう。表 2 は、この場合の有限オートマトンモデルに対するプリコード出力 d_k (図 7 参照) と PR 回路出力 x_k との関係を示す状態推移表である。また、図 10(a) に、表 2 に対する状態推移図を、同図 (b) にその時間的な状態推移を表すトレリス線図 (Trellis Diagram) を示す。有向線上には“プリコード出力/PR 回路出力”が付されている。状態間の有向線を枝 (Branch)、枝の連なりをパス (Path) という。また、ある時点での各状態にかかわる最良のパスを生

表 2 (2,7)RLL 符号に対する PR(1,1)方式の状態推移表

前状態 \ プリコーダ出力 d_k	現 状 態		PR 回路出力 x_k	
	0	1	0	1
S_1	S_1	S_2	-1	0
S_2	S_1	S_2	0	1

図 10 (2,7)RLL 符号に対する PR(1,1)方式の状態推移図とトレリス線図

き残りパス (Survivor) という。さらに、これら生き残りパスを過去にさかのぼり、ある時点で 1 つの状態に合流 (Merge) した時、この状態にかかわるそれ以前の生き残りパスを最尤パスという。

PR 回路出力 x_k には雑音 n_k が相加され、実際には $y_k = x_k + n_k$ となっている。また x_k, n_k, y_k とも一般にはベクトル量となる。

各枝には受信信号識別のあいまい度を示す重みとして

$$l(y_k, x_k) = -\ln P(y_k | S(k-1); d_k) \quad (13)$$

が定義され、これを枝メトリック (Metric) と呼んでいる。ここに、 $S(k-1)$ は時点 $k-1$ での状態を表す。

5.2 Viterbi アルゴリズムの基本操作¹⁶⁾

図 10(b) と対比させて、Viterbi アルゴリズムの基本操作を以下に示す。

- (0) $S_1(k)$ からの生き残りパス $P_1(k)$ が $S_2(k-1) \rightarrow S_1(k-2)$ であり、 $S_2(k)$ からの生き残りパス $P_2(k)$ が $S_1(k-1) \rightarrow S_1(k-2)$ であったとすれば、 $S_1(k-2)$ にかかわる過去の生き残りパスが最尤パスとなる。
- (1) 時点 k での各状態 $S_i(k)$ から時点 $k+1$ での各状態 $S_j(k+1)$ へのすべての可能な枝に関し

図 11 ビットバイビット復号と Viterbi 復号とのビット誤り率比較 ((2,7)RLL 符号と PR(1,1)方式)

て、それぞれの枝メトリック $l_{ij}(y_k, x_k)$ を計算する。

- (2) 各状態 $S_j(k+1)$ について、状態 $S_i(k)$ の生き残りパス $P_i(k)$ のパスメトリック $m_i(k)$ に $l_{ij}(y_k, x_k)$ をそれぞれ加算する。
- (3) $S_j(k+1)$ への新たな 2 つのパスに対して (2) で求めたパスメトリックの和を比較する。最小値を与えるパスが $i=a$ から来たパスであれば枝 l_{aj} を $S_j(k+1)$ について選択し、このようにして得たパスを $S_j(k+1)$ にかかわる新たな残りパス $P_j(k+1)$ とする。また、パスメトリックを改めて

$$m_j(k+1) = m_a(k) + l_{aj}(y_k, x_k) \quad (14)$$

と置く。なお、最小値を与えるパスが複数個出現すればその中から適当に 1 つだけ選択する。

- (4) 時点 $k+1$ のすべての状態からそれ以前の時点に向けて (0) 項と同様に生き残りパスをさかのぼって追跡する。もし、時点 γ ($\gamma \geq k-1$) で状態 $S_\beta(\gamma)$ に合流 (merge) するならば、 $S_\beta(\gamma)$ にかかわる時点 γ から過去の生き残りパスは最尤パスとなり、これに対応するデジタル情報列が最も確からしいものとして復元されて出力される。

- (5) 改めて処理を時点 $k+2$ へ進め、 $k \rightarrow k+1$ とおいて (1) からの操作を繰り返す。

5.3 ビット誤り率

(2,7)RLL 符号と PR(1,1) 方式との組合せに対して、ビットバイビットで復号した時と Viterbi 復号した時のビット誤り率を図 11 に示す。横軸は、受信端での所要 S/N である。Viterbi 復号により約 3.7 dB の改善が得られている。

6. む す び

波形伝送技術は、マルチメディア時代の到来で急速に変化しつつある。特に、伝送符号と PRML の最適組合の検討が、個々の伝送符号や PRML の新たな開発と共に、今後ますます重要になって来るものと思われる。

〔参 考 文 献〕

- 1) P. A. Franaszek: "Sequential-state Method for Run-length-limited Coding", IBM J. Res. & Dev., **14**, 4, pp. 376-383 (July 1970)
- 2) 田崎, 大沢: "ディジタル記録における信号処理方式", テレビ誌, **42**, 4, pp. 330-337 (Apr. 1988)
- 3) J. Eggenberger and P. Hodges: "Sequential Encoding and Decoding of Variable Word Length, Fixed Rate Data Codes", U. S. Patent, 4115768 (Sep. 19, 1978)
- 4) W. R. Bennet and J. R. Davey: "Data Transmission", McGraw Hill, Inc., New York (1965)
- 5) 安田浩: "遷移確率行列によるパルス系列の電力スペクトルの計算", 信学論, **54-A**, 10, pp. 547-551 (Oct. 1971)
- 6) G. L. Cariolaro and G. P. Tronca: "Spectra of Block Coded Digital Signals", IEEE Trans. Commun., **COM-22**, 10, pp. 1555-1564 (Oct. 1974)
- 7) J. L. Locicero, D. J. Costello, Jr. and L. C. Peach: "Characteristics of the Hedeman H-1, H-2 and H-3 codes", IEEE Trans. Commun., **COM-29**, 6, pp. 901-908 (June 1981)
- 8) 田崎ほか: "FM ファミリー符号の体系化の一試案", 信学春全大, C-32 (Mar. 1989)
- 9) M. Cohn, G. V. Jacoby and A. Bates: "Data Encoding Method and System Employment Two-Thirds Code Rate with Full Word Lookahead", U. S. Patent, 4337458 (June 29, 1982)
- 10) H. Kasai, et al.: "800 Mbit/s Digital Transmission System over Coaxial Cable", IEEE Trans. Commun., **COM-31**, 2, pp. 302-306 (Feb. 1983)
- 11) P. A. Franaszek: "Sequence-state Coding for Digital Transmission", Bell Syst. Tech. J., **47**, 1, pp. 143-157 (Nov. 1967)
- 12) A. B. Carlson: "Communication Systems (Third Edition)", McGraw-Hill, Inc., New York (1986)
- 13) 木村, 広崎 編: "ディジタル通信", 丸善 (1991)
- 14) 猪瀬, 宮川 編: "PCM 通信の進歩", 産報 (1974)
- 15) 大沢, 栗原, 小野: "可変長ブロック符号の誤り率特性改善", 愛媛大学工学部紀要, **12**, 2, pp. 43-55 (Mar. 1991)
- 16) G. D. Forney, Jr.: "The Viterbi algorithm", Proc. of IEEE, **61**, 3, pp. 268-278 (Mar. 1973)
- 17) H. Osawa, S. Yamasita and S. Tazaki: "Performance Improvement of Viterbi Decoding for FM Recording Code", IEE, Electronics & Commun. Engng. Journal, pp. 167-170 (July/Aug. 1989)

た だ し 三 郎
田崎 三郎 昭和 36 年, 大阪府立大学工学部電気工学科卒業。昭和 47 年, 愛媛大学工学部電子工学科教授となり, 現在に至る。ベクトル量子化を中心とする情報源符号化, デジタル記録信号処理方式, デジタル音声認識方式などの研究に従事。工学博士。正会員。