

# 高密度符号伝送の方式

A High Density Code Transmission System

安 田 靖 彦・野 辺 田 繁

Yasuhiko YASUDA and Shigeru NOBETA

## 1. はじめに

帯域制限がきびしく SNR が高い回線を通じてデジタル情報を能率よく伝送するために、従来種々の多元符号化伝送方式が提案されている。これは毎回送る信号波形の振幅や位相が多数の異なった値をとりうるようにすることにより一回に送る情報量を大きくするものであるが、信号波形の送出間隔は伝送路の帯域で決まるナイキスト間隔より広くし、符号間干渉が生じないような信号構成とすることを前提にしている。またいわゆるレベル相関符号化方式は符号間干渉を積極的に利用している点で通常の多元符号化方式と異なるが、判別レベルが符号と一定関係にある点では通常の方式と同一の範ちゅうに属する。これらの方式は単位帯域当たりの情報伝送速度を大きくするにつれて、送信側受信側ともに装置が複雑になる。

これに対して本文中で提案する方式は、送信側では単に 2 進符号を発生するのみであるから装置が簡単であると同時に、同一伝送帯域幅および SNR のとき、通常の多元符号化伝送方式より受信時のビット誤り率を小さくできる可能性がある。

## 2. 高密度符号伝送方式の原理

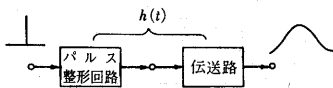


図 1 伝送路

図 1 に示すように帯域 0~WHz の伝送路がある。

この前にたとえば

2 乗余弦波形整形回路を付け加えて全体のインパルス応答  $h(t)$  が近似的に

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 - \cos \pi Wt) & 0 \leq t \leq \frac{2}{W} \\ 0 & t < 0 \text{ または } t > \frac{2}{W} \end{cases} \quad (1)$$

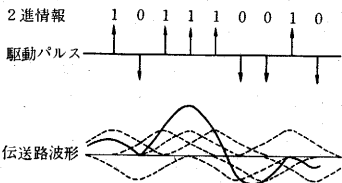


図 2 符号間干渉の例

で与えられるようにしておく。この伝送路に図 2 のごとくビット繰返し周期  $T$  が  $1/W$  sec より小さい 2 進インパルス系列を加えると、受信波形は各インパルスの応答が重なり合って符号間干渉を生ずる。すなわち送信側情報系列を

$$f(t) = \sum_{N=-\infty}^{\infty} \eta_N \delta(t - NT) \quad (2)$$

ただし  $\delta(t)$  はデルタ関数、 $\eta_N = \pm 1$  は 2 進情報とする。

で表わすと、これを伝送路に通した出力  $g(t)$  は

$$g(t) = \int_0^{\infty} f(t-\tau)h(\tau) d\tau = \sum_{N=-\infty}^{\infty} \eta_N h(t - NT) \quad (3)$$

となる。したがって  $t = KT$  における信号振幅  $g_K$  は次式となる。

$$g_K = g(KT) = \sum_{N=-\infty}^{\infty} \eta_N h\{(K-N)T\} \quad (4)$$

ここで  $h_J = h(JT)$  と書けば (1) 式から

$$h_J = \begin{cases} J \leq 0 \\ 0 \\ \text{または } J \geq \frac{2}{WT} \end{cases} \quad (5)$$

となるので、(4)式は次のとおりとなる。

$$g_K = g(KT) = \sum_{N=K-2n+1}^{K-1} \eta_N h_{K-N} = \sum_{N=1}^{2n-1} \eta_{K-N} h_N \quad (6)$$

ただし、 $n$  は  $1/WT$  より小さくない最小の整数。

上式から明らかごとく  $t = KT$  における受信波形の振幅  $g_K$  は、判別したい符号  $\eta_{K-1}$  の他にそれより以前の符号  $\eta_{K-2}, \dots, \eta_{K-2n+1}$  による応答の合成からなっている。そこで

$$g_{K-1} = \sum_{N=1}^{2n-1} \eta_{K-1-N} h_N \quad (7)$$

を考え、これを 1 ビット間隔遅延せしめた

$$\tilde{g}_{K-1} = \sum_{N=1}^{2n-1} \eta_{K-1-N} h_{N+1} = \sum_{N=1}^{2n-2} \eta_{K-1-N} h_{N+1} \quad (8)$$

をなんらかの方法で作るとすれば、(6)式および(8)式から

$$g_K - \tilde{g}_{K-1} = \eta_{K-1} h_1 \quad (9)$$

となって(9)式によって符号  $\eta_{K-1}$  の極性を判別することができる。このとき極性判別に利用できるレベルマージンは  $2h_1$  となる。具体的に上述の操作を行なう方法は図 3 に示すとおりである。

## 3. 通常の多値方式と高密度方式の比較

伝送路の帯域を  $W$  Hz、情報伝送速度を  $nW$  bits/sec とする。今伝送路の尖頭振幅を  $\pm 1$  に規格化すれば、多値方式では単位パルスの繰返し周波数は  $W$  Hz とする

研究速報

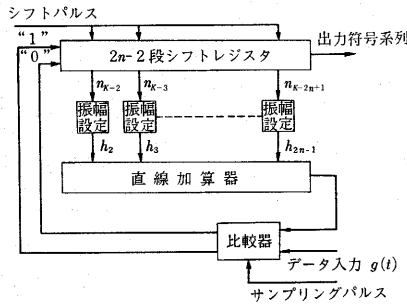


図3 受信側符号判定回路の一例

ので、上記の伝送速度を得るために、 $M=2^n$  の多値符号化が必要である。したがって符号判別に使用できるレベルマージンは

$$a_M(P) = \frac{2}{M-1} = \frac{2}{2^n-1} \quad (10)$$

となる。一方高密度方式においては単位パルスとして図4に示すようなダイパルスを用いると、尖頭振幅を  $\pm 1$  に規格化したときの判別レベルマージンは次式で与えられる。

$$a_H(P) = \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{n} \right) \quad (11)$$

また伝送路の電力制限を平均電力制限とするときのマージンは多値方式の場合

$$a_M(A) = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{(M-1)(M+1)}} \quad (12)$$

一方、高密度方式の場合は伝送路での振幅分布が入力情報パターンによってきわめて複雑な様相を呈し、一般式で表わすことが不可能であるので計算機による数値解を利用する。

さて、伝送路で混入する雑音が高ス性雑音であるとき、信号対雑音比 SNR と誤り率との関係は次のとおりである。

多値方式の符号判定誤り率：

$$P_{eM} = \frac{M-1}{M} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{SNR}{\sqrt{2(M-1)}} \right) \right\} \quad (13)$$

高密度方式の符号判定誤り率：

$$P_{eH} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{SNR}{\sqrt{2(M-1)}} \cdot \frac{a_H}{a_M} \right) \right\} \quad (14)$$

ただし、 $\operatorname{erf}(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ ：誤差関数

高密度方式ではあるビットの判定が誤るとそれに続くビットが続いて誤る確率が高くなる。この誤りの波及効果を評価すると、誤り波及長の期待値は

$$L = 2^{2n+1} - 1 \quad (15)$$

で与えられることがわかる。しかし一定間隔で(たとえばフレーム同期信号を利用して) 特定パターンをそう入

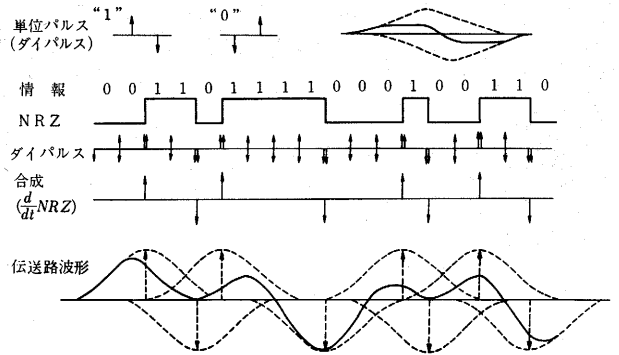


図4 ダイパルスを用いた高密度伝送方式(n=3)

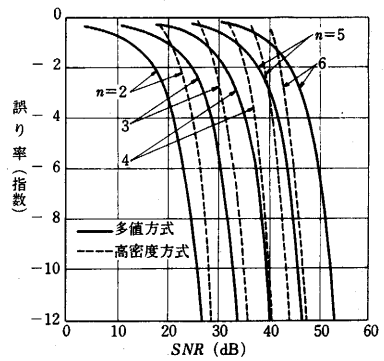


図5 高密度方式と多値方式の誤り率(尖頭電力制限)

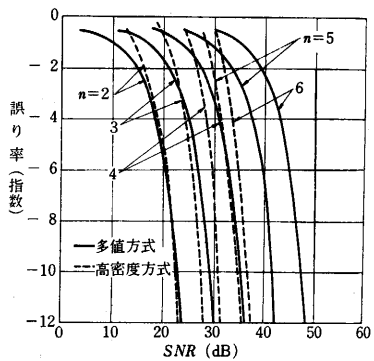


図6 高密度方式と多値方式の誤り率(平均電力制限)

すれば、誤りの連鎖を断ち切ることができる。誤り波及効果を考慮するとビット誤り率は次式ようになる。

$$P_{eH} = \frac{2^{2n+1}-1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{SNR}{\sqrt{2(M-1)}} \cdot \frac{a_H}{a_M} \right) \right\} \quad (16)$$

(13) 式および (16) 式を規格化した情報伝送速度  $n$  をパラメータにして描いたのが図5および図6である。ただし高密度方式では  $L > 1000$  になるときは  $L=1000$  として計算してある。この結果から  $n$  が大きくなると高密度方式が、通常の高値方式よりすぐれていることがわかる。(1968年7月30日受理)