

並列組合せ SS 通信方式の写像法と復調法に関する検討

正 員 佐々木重信[†] 非会員 朱 近康^{††} 正 員 丸林 元[†]

A Study of Mapping and Demodulating Method for Parallel Combinatory Spread Spectrum Communication System

Shigenobu SASAKI[†], Member, Jinkang ZHU^{††}, Nonmember
and Gen MARUBAYASHI[†], Member

あらまし 本論文は、先に提案した並列組合せ SS 通信方式⁽³⁾における、写像回路の具体的設計法と、その写像回路に対応した復調法について検討したものである。並列組合せ SS 通信方式は、入力データ数ビットの状態に対応して複数の PN 系列を組み合わせて送信し、送信情報量の増大を図るものであるが、そのためには入力データ数ビットの状態を PN 系列の組合せに変換する写像回路が必要である。本論文ではこの写像法として、入力データ数ビットを、状態データと組合せデータに分割して写像する分割写像法を提案し、それに対応する復調法として、最ゆう判定復調法を用いた場合、信号が多値化されているにもかかわらず、DS-BPSK 方式と同程度にまで SN 特性を改善できることを示した。

キーワード：スペクトル拡散、並列伝送方式、最ゆう判定、誤り率

1. ま え が き

スペクトル拡散(Spread Spectrum: SS)通信方式は、耐妨害性、信号秘とく性、秘話性等の特徴を有することから、これまで軍用通信への応用を中心として研究が進められてきた。しかし、最近では、移動通信など公衆通信への応用を目的とした研究が活発に行われるようになってきている^{(1),(2)}。

公衆通信に SS 方式を応用しようとする場合、最も問題となるのは周波数利用効率であり、これまで SS 方式の周波数利用効率を高める方策についていくつかの提案がなされている。

それらを大別すると、誤り訂正技術を併用して所要 SN 比を下げ、同時通話チャネル数を増やそうとする方向と、複数の拡散系列を使用して情報伝送速度を上げようとする方向に分けられる。

この後者に属する方式として、筆者らは先に、並列組合せ SS 通信方式⁽³⁾を提案した。この方式は、送信側において、0 シフトで互いに直交する M 個の拡散系

列を用意し、その中から r 個の系列の組合せを入力データ k ビットの状態に応じて選び、それらを並列に加えて送信し、受信側において送信側と同じ M 個の拡散系列との相関をとることにより、受信データを復元する方式である。

この方式によれば、処理利得を損なうことなく情報伝送速度を大幅に向上させることができ、しかも応用目的に合わせて r を適宜に設定できるので、実用性も高められる。

本論文は、この並列組合せ SS 方式の主要な部分である、送信データを拡散系列の組合せ集合に変換する写像法と、これに対応する復調法について検討したものである。写像法としては、データビットを状態データと組合せデータに分けて変換する分割写像法を提案し、これに対応する復調法に最ゆう判定復調法を用いた場合、DS-BPSK 方式と同程度の誤り率特性が得られることを示した。

2. 並列組合せ SS 通信方式⁽³⁾

並列組合せ SS 通信方式のシステムモデルを図 1 に示す。図中点線で囲んだ部分が本論文の検討対象である。

図において、送信側ではまず入力された k ビットのデータを、 $1/k$ のデータ速度をもつ k チャンネルの並列

[†] 長岡技術科学大学工学部電気系, 長岡市
Nagaoka University of Technology, Nagaoka-shi, 940-21
Japan

^{††} 中国科学技術大学, 中国
University of Science and Technology of China, China

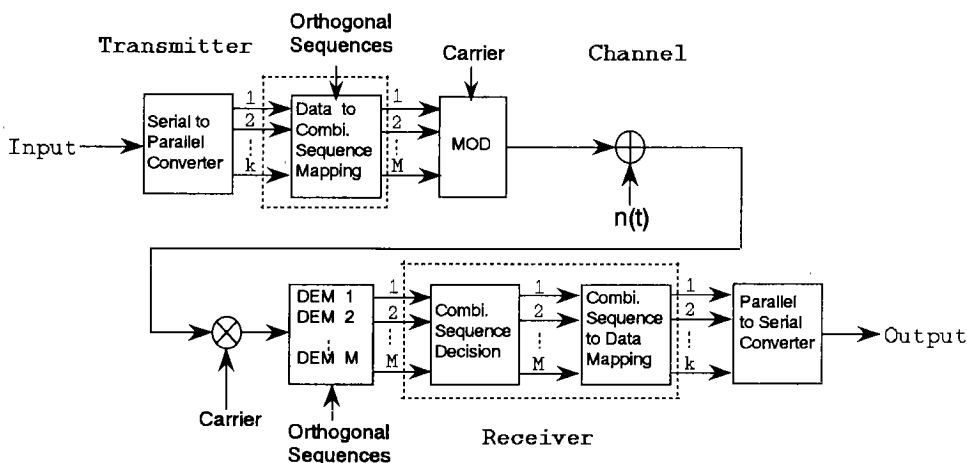


図 1 並列組合せ SS 通信システムモデル

Fig. 1 Parallel combinatory SS communication system model.

データに変換する。 k チャネルの状態数は 2^k である。送信機は0シフトで互いに直交する M 個の拡散系列発生器を有しており、 k チャネルの各状態に対応させて、 r 個の系列発生器の出力を取り出し、それらに $+1$ または -1 の係数を掛けて加え合わせ出力する。 M 個の中から r 個を取り出し、それに正負を付ける組合せ総数は $2^r M C_r$ である。従って拡散系列の1周期当りに送信できる情報量（以下、送信情報量と呼ぶ）は、

$$h = r + \log_2(M C_r) \quad (1)$$

となる。

並列組合せSS方式では、 $h \geq k$ となるように k, M, r が設定されている。以上のように k 個の並列チャネルの 2^k 個の状態を、正負の符号を含んだ r 個の系列の組合せ出力に変換する操作を、以下写像(mapping)と呼ぶ。拡散系列を $(+1, -1)$ で構成すれば、写像回路の出力は $r+1$ 値の多値波形となり、これでキャリアを変調して送信する。

受信側では、キャリア復調の後、受信信号と、受信側の M 個の系列それぞれとの相関をとる。次に、得られた相関値を用いて送信された並列組合せ系列を推定し、これを k チャネルの並列データに逆写像する。最後に、これを直列変換して受信データを得る。

3. 写像法と復調法⁽⁷⁾

3.1 写 像 法

k ビットの情報データ

$$d = (d_1, d_2, \dots, d_k) \quad (2)$$

を、 M 個の拡散系列から r 個の拡散系列をとる組合せ

に写像することは、 k ビットのデータを、 M 個の拡散系列の状態を表す長さが M で、 $+1, -1$ の数が r の3値データ

$$q = (q_1, q_2, \dots, q_M) \quad q_i \in \{-1, 0, +1\} \quad (3)$$

へ対応させることと考えることができる。この写像の方法として、次の2通りの方法が考えられる。

(1) 式(2)のデータ d の各々の状態を式(3)の q の各状態に直接対応させる方法

この方法の場合、メモリを用いれば写像器の構成は簡単になる。しかし、回路の具体的な設計においては、一般に $2^r M C_r > 2^k$ であり、 r 個の拡散系列の組合せすべてを使用するわけではなく、 $(2^r M C_r - 2^k)$ 個の組合せは使用しないことになる。復調によって得られた系列が、誤りによってこの使用しない組合せになったとき、この写像法ではデータをランダムに復調することになり、復調誤りが増大する恐れがある。

(2) 式(2)のデータ d を、系列の状態 $(+1, -1)$ を表すデータ（以下、状態データと呼ぶ）と、系列の組合せを決めるデータ（以下、組合せデータと呼ぶ）に分割して写像する方法

この方法における状態データと組合せデータは、それぞれ式(1)の第1項、第2項に対応するものである。この方法においても、復調された拡散系列の組合せが使用される組合せの集合にない場合、データをランダムに復調することになるが、その数は、 $(M C_r - 2^{k-r})$ となり、(1)の方法に比べてはるかに少ない。

更に、この方法を用いれば、最尤判定による復調が可能という利点があるので、本論文では、以下(2)

の写像法(以下これを、分割写像法と呼ぶことにする)について検討を行う。

3.2 分割写像法による写像

分割写像法を用いた写像回路のブロック図を図2に示す。まず、組合せデータを、長さ M 、重み r の重み一定符号(以下、 (M, r) 重み一定符号と呼ぶ)に符号化する。この符号化には種々の方法があるが、式(1)の第2項を満足する符号化法として、Schalkwijkの方法(付録参照)⁽⁶⁾がある。本論文では、この方法を用いて符号化を行う。

次に、符号化された (M, r) 重み一定符号の '1' のビットに、状態データ $(0, 1)$ を $(+1, -1)$ に変換してかけることにより、式(3)の q_i が得られる。

3.3 並列組合せ系列の復調法

前節に示したデータから並列組合せ系列への写像法に対応した復調法のブロック図を図3に示す。前節に示した分割写像法を用いた場合、受信側では、受信信号と受信側で用意した各系列との相関をとった後、その相関値 $Z_i (i=1, 2, \dots, M)$ から、状態データと組合せデータを復調する必要がある。ここで、分割写像法では $r = \text{一定}$ ということを利用すれば、並列組合せ系列を最ゆう判定により復調することができる。以下にア

ルゴリズムを示す。

(1) 組合せデータの復調 まず、状態データの影響を取り除くために、 M 個の各相関値の2乗(または絶対値)をとる。次に、その値を比較して、大きい方から r 個の値を取り、それに対応する系列が送信されたと判定する。そして、 M 個の系列について、送信された所を '1'、送信されなかったところを '0' とすれば、 (M, r) 重み一定符号が得られる。こうして符号を復号(本論文では、Schalkwijkの方法(付録参照)を用いる)することにより、 $k-r$ ビットの組合せデータが得られる。

(2) 状態データの復調 (1)において送信されたと判定された r 個の系列の相関値をレベル0でスレシヨルド判定することにより、 r ビットの状態データを復調する。

4. 最ゆう判定で復調した場合の誤り率特性

4.1 並列組合せ系列の誤り率

前章に示した分割写像法および最ゆう判定復調法を用いた場合の並列組合せ SS 通信方式の誤り率を求める。ここでは、文献(3)と同様に、まず並列組合せ系列の誤り率を求め、次にビット誤り率を求めることにする。

前章に示した写像法の場合は、 r 個の送信された拡散系列の組合せを正しく判定し、かつ、送信された各々の系列の状態を正しく判定したときに、並列組合せ系列を正しく判定したことになる。よって、並列組合せ系列の誤り率 p_e は、次式のようになる。

$$p_e = 1 - p_{cc} \cdot p_{cs} \quad (4)$$

p_{cc} : 出力された系列の組合せを正しく判定する確率

p_{cs} : 出力された系列の状態を正しく判定する確率

まず、 M 個の系列から、送信された r 個の系列の組合せを正しく判定する確率について考える。出力された系列の組合せを正しく判定するのは、受信信号と送信された r 個の系列との相関値の2乗値(または絶対値)のすべてが、送信されなかった $M-r$ 個の系列との相関値の2乗値(または絶対値)より大きいときである。ここで相関値 Z_i の2乗値を用いて判定を行うこととし、系列の組合せを正しく判定する確率 p_{cc} を求める。

まず、送信された系列1個について考える。送信された1個の系列との相関値の2乗値 Z_i^2 が、送信され

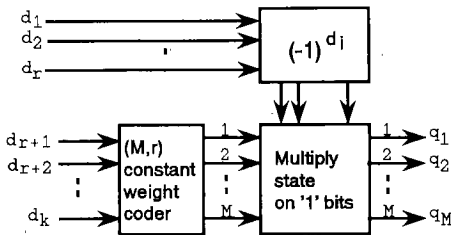


図2 並列組合せ写像器ブロック図
Fig. 2 Data to parallel combinatory sequences mapping system.

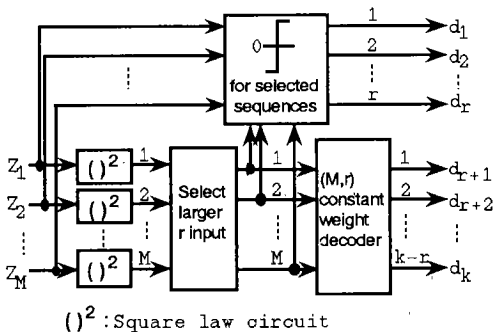


図3 最ゆう判定復調器ブロック図
Fig. 3 Maximum likelihood decision demodulator.

なかった $M-r$ 個の系列相関値の 2 乗値 Z_i^2 を超える確率 P_{cc1} は、各 Z_i^2 がそれぞれ互いに独立しているとするれば、

$$P_{cc1} = \{p((Z_i^2|q_i|=1) > (Z_i^2|q_i|=0))\}^{M-r} \quad (5)$$

となる。

図 2 の送信側における送信信号は、

$$s(t) = \sqrt{P_0} \sum_{i=1}^M q_i \cdot PN_i(t) \cos \omega_c t \quad (6)$$

$$PN_i(t) \in \{+1, -1\}$$

である。ここで、 q_i は i 番目の拡散系列の状態 $(+1, 0, -1)$ 、 ω_c は搬送波の中心周波数をそれぞれ表す。また、搬送波の位相は 0 と仮定する。 P_0 は出力される系列 1 個当たりの搬送波の(送信)電力であり、全送信電力を P とすると、

$$P = rP_0 \quad (7)$$

である。

伝送路においては、両側電力密度 $N_0/2$ の白色ガウス雑音 $n(t)$ が加わるものとする。送受信間の搬送波および拡散系列の同期がとれたと仮定すると、受信側における i 番目の系列との相関出力 Z_i は、

$$\begin{aligned} Z_i &= \int_0^T \{s(t) + n(t)\} PN_i(t) \cos \omega_c t \, dt \\ &= \sum_{j=1}^M \int_0^T \sqrt{P_0} q_j \cdot PN_j(t) \cos \omega_c t \cdot PN_i(t) \cos \omega_c t \, dt \\ &= + \int_0^T n(t) PN_i(t) \cos \omega_c t \, dt \\ &= \sqrt{\frac{P_0}{2}} \left\{ q_i T + \sum_{j=1, j \neq i}^M q_j \cdot R_{ji}(0) \right\} \\ &\quad + \int_0^T n(t) PN_i(t) \cos \omega_c t \, dt \end{aligned} \quad (8)$$

となる。ここで、 T は拡散系列の周期を表す。この式において、第 1 項は希望チャネルの出力信号、第 3 項は雑音による項である。第 2 項は局内の他チャネルの拡散系列との相互相関による干渉項であり、用いる拡散系列の 0 シフトにおける相互相関 $R_{ji}(0)$ に依存する。ここで、直交系列 (例えば直交 Gold 系列⁽⁶⁾) を用いると、第 2 項は 0 となる。以下直交系列を用いるものとする。

各系列との相関値 Z_i の分布は正規分布である。その平均値を q_i 、分散を σ^2 とすると、 $u = Z_i^2 / \sigma^2$ の分布は、

- ・ $|q_i|=0$ のとき、自由度 1 の χ^2 分布
- ・ $|q_i|=1$ のとき、自由度 1、非心率 $\lambda=1/\sigma^2$ の非心 χ^2 分布⁽⁹⁾

となる。よって、 P_{cc1} は次式のように書き換えられる。

$$P_{cc1} = \{p((u|q_i|=1) > (u|q_i|=0))\}^{M-r} \quad (9)$$

式(8)より、 Z_i の平均 μ および分散 σ^2 は、

$$\mu = \sqrt{\frac{P_0}{2}} \cdot q_i T \quad (10)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{4} \cdot N_0 T \quad (11)$$

となる。ここで、

$\chi^2(u; \nu, \lambda)$: 自由度 ν 、非心率 λ の非心 χ^2 分布をとる確率変数 u の確率密度関数⁽⁹⁾

$\chi^2(u; \nu)$: 自由度 ν の χ^2 分布をとる確率変数 u の確率密度関数⁽⁹⁾

を用い、2 進直交変調方式の考え方を応用して、式(9)を書き直すと、 P_{cc1} は次式のように求められる⁽¹⁰⁾。

$$P_{cc1} = \int_0^\infty \chi^2(u; 1, \lambda) \left[\int_0^u \chi^2(v; 1) dv \right]^{M-r} du \quad (12)$$

$$u = Z_i^2 / \sigma^2 = 4Z_i^2 / N_0$$

$$\lambda = \mu^2 / \sigma^2 = 2P_0 T / N_0$$

r 個すべての送信された系列について正しい判定を行う確率 P_{cc} は、

$$\begin{aligned} P_{cc} &= P_{cc1}^r \\ &= \left\{ \int_0^\infty \chi^2(u; 1, \lambda) \left[\int_0^u \chi^2(v; 1) dv \right]^{M-r} du \right\}^r \end{aligned} \quad (13)$$

となる。

次に出力された r 個の系列の状態を正しく判定する確率を求める。まず、出力された 1 個の系列の状態が正しく判定される確率 P_{cs1} は、次式で表される。

$$P_{cs1} = \Phi\left(\sqrt{\frac{2P_0 T}{N_0}}\right) \quad (14)$$

ここで $\Phi(x)$ は、正規化ガウス分布関数であり、次式で定義される。

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (15)$$

式(12)より、 r 個の系列の状態がすべて正しく判定される確率 P_{cs} は、

$$P_{cs} = P_{cs1}^r = \left[\Phi\left(\sqrt{\frac{2P_0 T}{N_0}}\right) \right]^r \quad (16)$$

となる。よって、式(13)、(16)を式(4)に代入することにより、並列組合せ系列の誤り率は次式のようになる。

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - \left\{ \int_0^\infty \chi^2(u; 1, \lambda) \right. \\ &\quad \left. \left[\int_0^u \chi^2(v; 1) dv \right]^{M-r} du \right\}^r \left[\Phi\left(\sqrt{\frac{2P_0 T}{N_0}}\right) \right]^r \end{aligned} \quad (17)$$

図 4 に式(17)による並列組合せ系列の誤り率を示す。

4.2 ビット誤り率

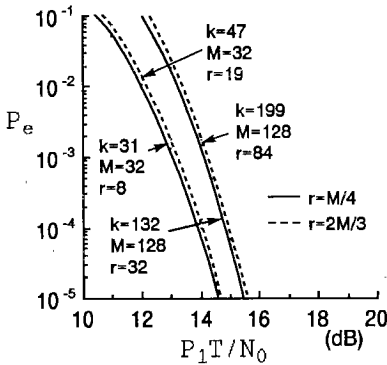


図 4 並列組合せ系列の誤り率

Fig. 4 The error probability of combinatorial sequences.

前章で述べた写像法と復調法を用いた場合、並列組合せ系列の誤りがビット誤り率に与える影響は、文献(3)と異なる。つまり、前章に示した写像法を用いた場合、組合せデータと状態データでは、ビット誤り率への影響が異なってくる。以下、組合せデータと状態データに分けて、ビット誤り率を求める。

(1) 組合せデータのビット誤り率 送信された系列の組合せの判定が誤った場合、正しい組合せ以外の $2^{k-r}-1$ 通りの組合せのどれかにあたる $k-r$ ビットの情報を全くランダムに選ぶと仮定する。そうすると、 $k-r$ ビットのうちの任意のビットに着目すると、 $2^{k-r}-1$ 通りのうち、 2^{k-r-1} 通りに誤りが生じるため、組合せ部分のビット誤り率 P_{ebc} は、

$$P_{ebc} = \frac{2^{k-r-1}}{2^{k-r}-1} (1-P_{cc}) \\ = \frac{1}{2} (1-P_{cc}) \quad (18)$$

となる⁽¹⁰⁾。

(2) 状態データのビット誤り率 送信された系列の判定において、送信されなかった拡散系列が誤って送信されたと判定された場合について考える。受信信号と、送信されなかった系列との相関出力の分布は、平均値 0、分散 σ^2 の正規分布となる。このような場合、系列の状態の判定を誤る確率は、0 レベルでスレシヨルド判定するため 0.5 となる。本論文で提案した写像法を用いた場合、送信されたと判定された系列一つの状態が、そのまま 1 ビットの情報に対応するため、この場合のビット誤り率は 0.5 となる。

送信された系列が正しく判定された場合の状態の誤り率は、ビット当りのエネルギーを E_b とすれば、 kE_b

$= rP_0 T$ であることに注意すれば、

$$P_{es} = 1 - P_{cs} \\ = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2P_0 T}{N_0}}\right) \\ = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2kE_b}{rN_0}}\right) \quad (19)$$

となる。 r 個のうち、正しく判定される系列の数が P_{cc} に比例すると仮定すると、状態部分の平均ビット誤り率 P_{ebs} は、

$$P_{ebs} = \frac{1}{2} (1-P_{cc}) + (1-P_{cs}) P_{cc} \quad (20)$$

となる。

よって、式(18)、(20)より、全体の平均ビット誤り率は、

$$P_{eb} = \frac{r}{k} \cdot P_{ebs} + \frac{k-r}{k} \cdot P_{ebc} \\ = \frac{1}{2} (1-P_{cc}) + \frac{r}{k} (1-P_{cs}) + P_{cc} \\ = \frac{1}{2} \left[1 - \left\{ \int_0^\infty \chi^2(u; 1, \frac{2kE_b}{rN_0}) \left[\int_0^u \chi^2(v; 1) dv \right]^{M-r} du \right\}^r \right. \\ \left. + \frac{r}{k} \left\{ 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2kE_b}{rN_0}}\right) \right\} \left\{ \int_0^\infty \chi^2(u; 1, \frac{2kE_b}{rN_0}) \left[\int_0^u \chi^2(v; 1) dv \right]^{M-r} du \right\}^r \right] \quad (21)$$

となる。

図 5 に、本論文の復調法を用いた場合の平均ビット誤り率を示す。参考のために、図中に BPSK 方式のビット誤り率

$$P_{eb} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (22)$$

を太線で、また、同一の条件において $+0.5, -0.5$ でスレシヨルド判定した場合のビット誤り率⁽³⁾を点線で示す。本論文の手法を用いると、例えば、 $M=32, r=8, k=31$ のとき、スレシヨルド判定法に比べ、ビット誤り率 10^{-5} における E_b/N_0 が約 2.5 dB 改善できる。このとき、 $N=32$ ならば、送信データ速度がチップ速度とほぼ同じになり、ビット誤り率 10^{-5} において、BPSK 方式に比べ、 E_b/N_0 が約 1 dB 改善できることがわかる。

次に、本方式において $r=2M/3$ のときの平均ビット誤り率を図 6 に示す。図 5 と同様に、スレシヨルド判定法の場合のビット誤り率を点線で示した。例えば、 $N=32$ の場合、 $M=32, r=19, k=47$ で送信情報量が

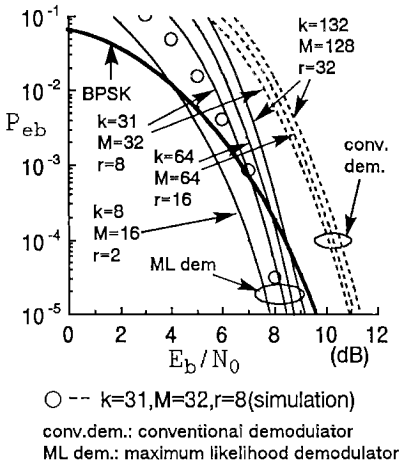


図 5 ビット誤り率
Fig. 5 The bit error probability.

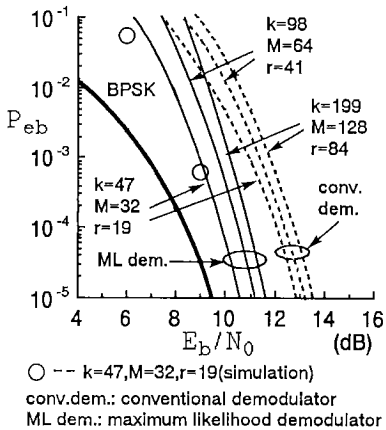


図 6 ビット誤り率
Fig. 6 The bit error probability. ($r=2M/3$)

最大となり、平均ビット誤り率 10^{-5} における E_b/N_0 は、図 5 の場合と同様に文献 (3) の方法に比べて約 2.5 dB 改善され、BPSK 方式の場合に比べて約 1 dB 高いだけであることがわかる。

N が 32 以上の場合でも、 k, M, r が同じならば、式 (21) からわかるように平均ビット誤り率は変化しない。また、DS-SS 方式の E_b/N_0 に対するビット誤り率は、BPSK 方式と同じになる。従って、拡散系列長と送信情報量の比 (DS-SS 方式では拡散比として定義される) が同じ場合には、並列組合せ SS 方式は、一般的な DS-SS 方式の誤り率の改善法である誤り訂正符号化を行うことなく、DS-SS 方式に比べてビット誤り率が改善できる方式と言える。

しかし、図 5, 6 からわかるように、同じ $r=M/4$, $r=2M/3$ の場合でも、 k, M, r が大きくなるとビット誤り率が悪くなるため、各パラメータの設定には注意を要する。

4.3 シミュレーション

前節までの結果を確認するため、 $M=32, r=8, k=31$, および $M=32, r=19, k=47$ の場合について計算機シミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 5, 6 中に示す。いずれも理論値とほぼ一致していることがわかる。

5. む す び

本論文では、並列組合せ SS 通信方式における送信データから拡散系列の組合せへの写像法、および最もう判定による復調法を提案し、その性能について、並列組合せ系列の誤り率、およびビット誤り率を求めて評価した。その結果、本論文で示した復調法を用いた場合、文献 (3) で検討した復調法に比べて、ビット誤り率 10^{-5} における E_b/N_0 が大幅に改善でき、送信データ速度がチップ速度と同じ場合、BPSK 方式に比べても、誤り訂正符号を用いずにビット誤り率が改善できることがわかった。また、一般的な DS-SS 方式に比べても、拡散比が同じ場合に、誤り訂正符号化を用いることなく誤り率の改善が可能であることを示した。

本論文の方式は、DS-SS 方式と同様に誤り訂正符号との組合せも可能であり、それによって更に性能の向上が期待できる。これについては、今後の検討課題である。

謝辞 本論文の作成にあたり、御検討、御協力を頂いた本学太刀川信一助教授、穂刈治英技官、丸林研究室の各位に感謝致します。

文 献

- (1) 丸林 元, 中川正雄, 河野隆二: “スペクトル拡散方式の研究開発動向”, 信学誌, **72**, 5, pp. 580-592 (1989-05).
- (2) Schilling D. L., Milstein L. B., Pickholtz R. L., Kullback M. and Miller F.: “Spread spectrum for commercial communications”, IEEE Commun. Mag. **29**, 4, pp. 66-79 (April 1991).
- (3) 朱 近康, 佐々木重信, 丸林 元: “並列組合せ SS 通信方式の提案”, 信学論 (B-I), **J74-B-II**, 5, pp. 207-214 (1991-05).
- (4) Enge P.K. and Sarwate D.V.: “Spread spectrum multiple access performance of orthogonal codes: Linear receivers”, IEEE Trans. Commun., **COM-35**, 12, pp. 1309-1319 (Dec. 1987).
- (5) 太刀川信一, 丸林 元: “M-ary SSMA の周波数利用効率”, 信学論 (A), **J73-A**, 10, pp. 1678-1687 (1990-10).

- (6) 朱 近康, 太刀川信一, 丸林 元: “2 値の非線形拡散系列について”, 信学技報, IT90-7 (1990-05).
- (7) 佐々木重信, 朱 近康, 丸林 元: “並列組合せ SS 通信方式の写像法と復調法に関する一検討”, 信学技報, SSTA90-43 (1990-10).
- (8) Schalkwijk J. P. M.: “An algorithm for source coding”, IEEE Trans. Inf. Theory, IT-18, pp. 395-399 (May 1972).
- (9) 山内二郎: “統計数値表 JSA-1972”, pp. 177-179, pp. 246-277, (財)日本規格協会, 解説(1977-07).
- (10) Viterbi A. J.: “Principles of coherent communication”, McGraw-Hill (1966).

付 録

Schalkwijk の重み一定符号化, 復号法⁽⁸⁾

図 A・1 のパスカルの三角形において, M 個から r 個をとる組合せ ${}_M C_r$ から, 頂点の 1 までの長さ M のルートは ${}_M C_r$ 通り存在する. このことを利用したのが, Schalkwijk の重み一定符号化法および復号法である.

ここで, 情報データを s (10 進数) とし, 符号語 c を以下のように定義する.

$$c = (c_1, c_2, \dots, c_M) \quad (\text{A} \cdot 1)$$

図 A・1 の中で, 符号化および復号に用いる部分 (四角で囲んだ部分) の, ${}_M C_r$ を原点とした X 方向および Y 方向の座標を (x, y) で表し, 座標 (x, y) における値を $p(x, y)$ とする. すなわち,

$$\begin{cases} p(0, 0) = {}_M C_r \\ p(x, y) = {}_{M-x} C_{r-y} & (x \leq M-r, y \leq r) \\ p(x, y) = 0 & (x > M-r, y > r) \end{cases} \quad (\text{A} \cdot 2)$$

のように表せる.

(1) 符号化 s を c に符号化する手順を以下に示す. $i=1$ とし, ${}_M C_r$ の所 (座標 $(0, 0)$) からスタートする.

s と, $p(x+1, y)$ を比較し, 以下のように符号化を行

う.

$$\bullet s < p(x+1, y) : x \leftarrow x+1, c_i = 0 \quad (\text{A} \cdot 3)$$

$$\bullet s \geq p(x+1, y) : s \leftarrow s - p(x+1, y), \\ y \leftarrow y+1, c_i = 1 \quad (\text{A} \cdot 4)$$

これを, i を 1 ずつ増やしながらか, $x=M-r, y=r$ (図 7 の三角形の頂点にあたる) まで繰り返す. すると, $i=M$ となり, 長さ M , 重み r の重み一定符号が構成できる.

(2) 復号法 $p(0, 0) = {}_M C_r, i=1, s=0$ からスタートする. c_i の値によって, 以下の手順で復号を行う.

$$\bullet c_i = 0 : x \leftarrow x+1 \quad (\text{A} \cdot 5)$$

$$\bullet c_i = 1 : s \leftarrow s + p(x+1, y), y \leftarrow y+1 \quad (\text{A} \cdot 6)$$

これを $i=M$ まで繰り返す, 得られた結果 s を復号データとする.

なお, 情報データが 2 進系列の場合は, 10 進数に変換してから符号化等を行えばよい.

(平成 3 年 7 月 29 日受付)



佐々木重信

昭 62 長岡技科大・工・電子機器工学課程卒. 平 1 同大学院工学研究科修士課程了. 現在同大学院博士後期課程在学中. スペクトル拡散通信方式の研究に従事. 情報理論とその応用学会会員.



朱 近康

昭 41 中国四川大・工・電子卒. 同年中国科学技術大学勤務. 昭 53 年度中国科学院科学研究賞. 平元年度自然科学賞受賞. 現在, 同大・工・電子助教授. 符号理論, 情報通信工学の研究に従事.



丸林 元

昭 28 京大・工・電気卒. 同年日本電信電話公社入社電気通信研究所勤務. 以来, 同軸ケーブル中継方式, 光ファイバケーブルの研究実用化に従事. 昭 50 電気通信研究所線路研究部長. 昭 53 退職・長岡技術科学大学教授. 現在に至る. 昭 41 本会論文賞受賞. 平成元年度本会信越支部長. 著書「通信伝送工学」.

