

並列組合せ SS 通信方式の提案

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

Proposal of Parallel Combinatory Spread Spectrum Communication System

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

あらまし スペクトル拡散 (Spread Spectrum: SS) 通信方式における最も重要な課題の一つは周波数利用効率である。帯域制限のある伝送路に SS 方式を適用する場合、データの高速度に伴って処理利得が低下し、SS 方式のメリットが生かせなくなる。本論文では、これらの問題に対して有効な新しい並列組合せ SS 通信方式を提案する。本方式を用いれば、系列長 N の N 個の直交拡散系列 (例えば直交 Gold 系列) を利用して、送信情報により N 個の系列から r 個の系列を並列に組み合わせることにより、 $(r + \log_2(wC_r))$ ビットのデータを同時に送信でき、 N が大きい場合には、例えば $r = N/4$ のとき、 N ビットのデータを、また $r = 2N/3$ のとき、 $1.58N$ ビットのデータを伝送できる。本論文では、並列組合せ SS 通信方式について、基本原理、システム構成を示し、処理利得と周波数利用効率の関係、組み合わせた r 個の系列の誤り率、ビット誤り率、耐振幅制限性、などの特性を解析し、その利点を明らかにする。

1. まえがき

スペクトル拡散 (Spread Spectrum: SS) 通信方式は、1940 年に原理的に知られて以来、秘話性、秘とく性、耐干渉性、測距測位能力に優れた通信方式であることから、主として軍用目的に使用されてきたが、最近では民需用として種々の応用目的で研究が盛んに行われるようになった⁽¹⁾。特に最近、民需用として、これまでの周波数分割多元接続 (FDMA) 方式や時分割多元接続 (TDMA) 方式に代えて、SS 方式による符号分割多元接続 (CDMA, または SSMA) 方式を採用するような動きも見られる⁽²⁾。

このような目的で SS 通信方式を考える場合、最も重要な問題は周波数利用効率である。限られた帯域を利用して SS 通信を行う場合、送信データ速度を上げようとすると、拡散比がとれなくなり、処理利得が下がって SS 方式のメリットが低下する。そこで、SS 方式の特徴を損なうことなく、なおかつ周波数利用効率を上げるための方式面からの検討が必要と考えられる。

本論文では、このような要求に対して有効な新しい SS 方式として並列組合せ SS 通信方式⁽³⁾を提案する。並列組合せ SS 通信方式は、0 シフトで互いに直交する拡散系列集合 (系列長: N) を利用して、 N 個の系列から r 個の拡散系列を並列に組み合わせ、多値信号として送信し、受信側で N 個の拡散系列復調器の出力から送信系列に対応する信号を復元するものである。本方式では、 N を大きくとると、 $r = N/4$ のとき、拡散系列 1 周期に対して N ビット、また最大では $r = 2N/3$ のとき、約 $1.58N$ ビットのデータを送信でき、処理利得を損なうことなく周波数利用効率を向上させることができる。

本論文では、並列組合せ SS 通信方式について、基本原理、システム構成を示し、周波数利用効率と処理利得の関係について考察し、更に、組み合わせた r 個の系列の誤り率、ビット誤り率、振幅制限特性を解析し、並列組合せ SS 通信方式の利点を明らかにする。

2. 並列組合せ SS 通信方式とその基本性能

2.1 既存直接拡散方式と並列組合せ SS 方式

並列組合せ SS 方式の原理について説明する前に、既存の直接拡散 (Direct Sequence SS: DS-SS) 方式と対比しその位置付けを明確にしておこう。

標準的な DS-SS 方式では、伝送帯域が与えられる

[†] 中国科学技術大学, 中国

University of Science and Technology of China, China

^{††} 長岡技術科学大学工学部電気系, 長岡市

Faculty of Engineering, Nagaoka University of Technology,
Nagaoka-shi, 940-21 Japan

と、PN (Pseudo-Noise) 信号の最大チップ速度が決まり、更に拡散比 (処理利得) を与えると、送信データの最大情報伝送速度が一義的に決まる。これは、送信する拡散系列を1種類に限定した標準的 DS-SS 方式の場合であるが、拡散系列を複数個使用すれば、同じ伝送帯域、同じ処理利得に対して、情報伝送速度を数倍以上に高めることが可能である。その方法として、M-ary SS 方式^{(4),(5)}と、(単純)並列 SS 方式⁽⁶⁾が知られている。

M-ary SS 方式は、送信データ数ビットの状態に対して、それぞれ異なる拡散系列を割り当てることにより、処理利得を損なうことなく、情報伝送速度を高める方法である。この場合、伝送波形は2値であるが、情報伝送速度を n 倍に高めようとする、 2^n 個の拡散系列を必要とし、PN チップ数との関係から、情報伝送速度の改善に厳しい制限が生じる。

これに対し、送信データを低速の並列データに変換し、各並列データによりそれぞれ異なる拡散系列を変調して送信する単純並列 SS 方式では、情報伝送速度は並列数だけ高めることができるが、反面、伝送波形の多値レベル数が並列数に比例して増加し、S/N の損失を招く。

そこで、同時に伝送する拡散系列数を減らし (多値レベル数を抑え)、なおかつ情報伝送速度を大幅に改善できる方法として考えられたのが、本論文で提案する並列組合せ SS 通信方式である。

以下に述べる基本原理から、並列組合せ SS 方式は、その特殊な場合として、M-ary SS 方式と単純並列 SS 方式を包含する、より一般化された複数拡散系列使用方式として位置付けできるが、この一般化により、方式の実現性が著しく高められることを強調しておく。

2.2 基本原理

本論文で提案する並列組合せ SS 通信方式は、一つの局で N 個の拡散系列を用意し、その中からある r 個の拡散系列を取り、その各々を+1または-1で変調し、並列に伝送するものである。

N 個の拡散系列の中から r 個の拡散系列を取り出して送信する場合、1 拡散周期当りに送信できる情報量 (以下単に送信情報量と呼ぶ) M は次式で与えられる。

$$M = \log_2({}_N C_r) \quad (1)$$

ここで、送信する拡散系列を、各々+1または-1で変調すると、状態の数は前の場合の 2^r 倍になり、送信

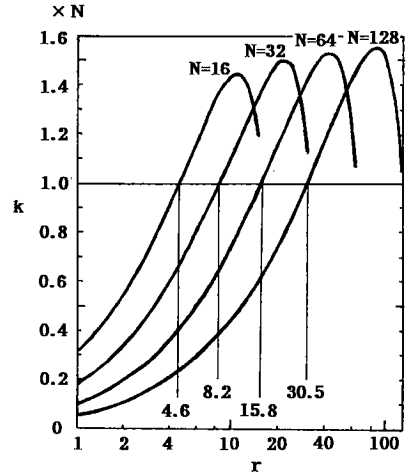


図1 送信情報量
Fig. 1 Transmitting information rate per PN period.

情報量 k は、

$$\begin{aligned} k &= \log_2 2^r ({}_N C_r) \\ &= r + \log_2 ({}_N C_r) \end{aligned} \quad (2)$$

となる。拡散系列数 N が 16, 32, 64, 128 の場合の数値計算結果を図1に示す。ここで、 $r=1$ および $r=N$ の両極端の場合には、既知の方式となる。すなわち、

① $r=1$ の場合 M-ary SS 方式^{(4),(5)}において、+1または-1の変調を加えた場合にあたる。

② $r=N$ の場合 DS 方式による単純並列伝送方式⁽⁶⁾に帰する。

図1より、 $r \cong N/4$ のときに、 k は拡散系列長 N と同じになる。数値例を示すと、

$N=16, r=5$ のとき、送信情報量: 17 bits $\cong 16$ bits

$N=32, r=9$ のとき、送信情報量: 33 bits $\cong 32$ bits

$N=64, r=16$ のとき、送信情報量: 64 bits

$N=128, r=32$ のとき、送信情報量: 132 bits $\cong 128$ bits

となる。 $r \cong N/4$ で、 $k=N$ となることは、式(2)より理論的に求めることもできるが、計算が煩雑になるためここでは省略する。

また、図1より $r \cong 2N/3$ のときに、送信情報量は極値をとることがわかる。数値例を示すと、

$N=16, r=11, (2N/3=10.6)$ のとき、 $k=1.443 N$

$N=32, r=22, (2N/3=23.3)$ のとき、 $k=1.498 N$

$N=64, r=42, (2N/3=42.6)$ のとき、 $k=1.534 N$

$N=128, r=86, (2N/3=85.2)$ のとき、 $k=1.555 N$

となる。簡単な計算を行えば、 $N \rightarrow \infty$ のときの情報量の極値は約 $1.58 N$ となることがわかる。

以上では $r=$ 一定で考えたが、より一般的には、 r 以下の組合せのすべてを使用する方法が考えられる。その場合の送信情報量は、

$$k = \log_2 \left(\sum_{i=1}^r 2^i (N C_i) \right) \quad (3)$$

となり、式(2)の場合より若干増えるが、大差のない値となることを、式(3)の値が最大となる $r=N$ の場合を例にとり示しておく。

$r=N$ の場合、式(3)は $(1+2)^N$ の級数展開を用いると、

$$\begin{aligned} k &= \log_2 \left(\sum_{i=1}^N 2^i (N C_i) \right) \\ &= \log_2 (3^N - 1) \\ &\cong 1.58 N \quad (\text{ビット}) \end{aligned} \quad (4)$$

これは、 N 個の拡散系列を $+1, 0$ または -1 でランダムに変調を行ったものと考えてもよい。

式(4)の値を $r=$ 一定の場合と比べると大差のない値であることがわかる。このように r を可変にとると、かえって送信系列数が不明のため、復調時の系列判定が困難になるおそれがあるので、以下 $r=$ 一定の場合につき考察を進める。

2.3 並列組合せ SS 通信システムの構成

並列組合せ SS 通信システムの構成を図 2 に示す。

送信側ではまず、 k ビットのデータ： $d_i (i=1, 2, \dots, k)$ を並列に変換する。次に、写像器は、 k ビットのデータに対応して、 N 個の拡散系列から、 $+1$ または -1 で変調された r 個の拡散系列の組合せをとり出力する。組み合わせた信号は、

$$MD(r, t) = \sum_{i=1}^N q_i PN_i(t) \quad (5)$$

と表され、 $r+1$ 値の多値信号となる。ここで、 $PN_i(t) (i=1, 2, \dots, N)$ は $+1, -1$ の 2 値をとる拡散系列である。また、 q_i は $PN_i(t)$ を変調するデータ $(+1, 0, -1)$ を表す。搬送波の(送信)電力を P とすると、送信信号は、

$$S(t) = \sqrt{2P} MD(r, t) \cos(\omega t + \phi) \quad (6)$$

と表される。図 2 中の送信側の①~④の各部における信号波形の例を図 3 に示す(拡散系列の周期： T)。

伝送路において、両側電力スペクトル密度 $N_0/2$ の白色ガウス雑音を加わるとすると、受信信号は

$$R(t) = S(t) + n(t) \quad (7)$$

になる。受信側では、送信側と同じ周波数のキャリアを用いて復調した後、受信側で用意してある N 個の拡散系列を用いて逆拡散を行う。このときの第 i 番目の拡散系列 $PN_i(t)$ との相関をとった出力は次式になる。

$$\begin{aligned} Z_i &= \int_0^T R(t) PN_i(t) \cos(\omega t + \phi_i) dt \\ &= \int_0^T S(t) PN_i(t) \cos(\omega t + \phi_i) dt \\ &\quad + \int_0^T n(t) PN_i(t) \cos(\omega t + \phi_i) dt \end{aligned} \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (8)$$

この式の第 2 項は雑音成分である。以後これを n_r とおく。キャリア同期がとれれば ($\phi = \phi_i$)、 Z_i は、

$$\begin{aligned} Z_i &= \int_0^T \sqrt{2P} MD(r, t) \cos(\omega t + \phi) \\ &\quad \cdot PN_i(t) \cos(\omega t + \phi_i) dt + n_r \\ &= \sqrt{P/2} \sum_{j=1}^N q_j \int_0^T PN_j(t) PN_i(t) dt + n_r \end{aligned} \quad (9)$$

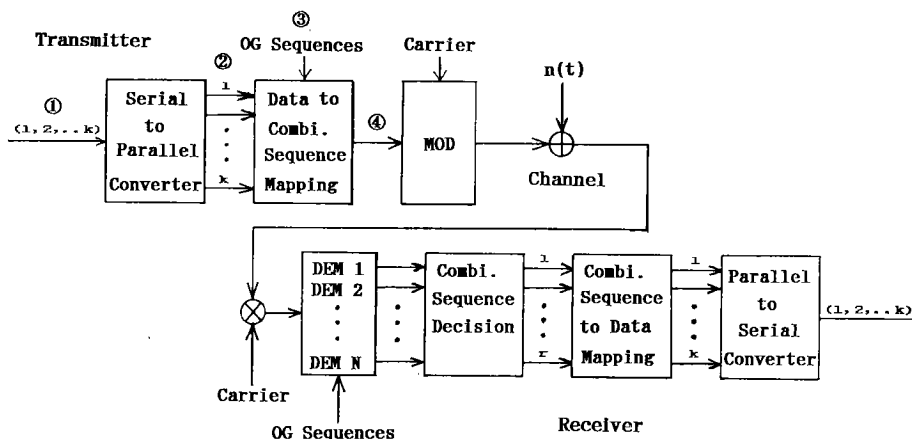


図 2 並列組合せ SS 通信システム
Fig. 2 Parallel combinatory SS communication system.

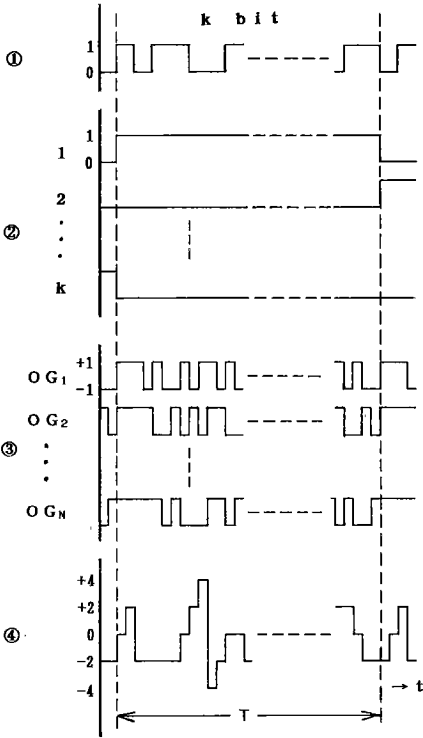


図3 送信側の時間波形例 ($r=4$ の場合)
Fig. 3 Waveforms in transmitter.

になる。式(9)の値は、システムで使用する拡散系列の相関特性に依存する。ここで0シフトの相互相関値が0になる直交拡散系列を使うと、各並列チャンネル間の干渉を0にすることができる。ここでは、筆者の一人が提案した直交 Gold 系列 (OG 系列)⁽⁷⁾を用いることとする。この系列は、

$$R_{ij}(0) = \int_0^T OG_i(t) OG_j(t) dt = \begin{cases} T & (i=j) \\ 0 & (i \neq j) \end{cases} \quad (10)$$

$$R_{ij}(\tau) \leq \{2(2^{(n+2)/2} + 2)/(2^n - 1)\} T \quad (\tau \neq 0) \quad (11)$$

という良好な相互相関特性をもち、系列数が多いという特徴をもつ。

ここで、式(9)において $PN_i(t) = OG_j(t)$, $PN_i(t) = OG_i(t)$ とすると、送受信間の系列の同期がとれれば、 $i \neq j$ の分のデータの影響は0になるため、式(9)は、

$$Z_i = \sqrt{P/2} q_i T + n_r \quad (q_i: +1, 0, -1) \quad (12)$$

となる。この相関出力を検出しきい値により判定し、 q_i を復調する。そして、復調した系列組合せ (q_1, q_2, \dots, q_N) を系列組合せデータ写像器で処理し k ビットの2値データを得、これを直列に変換して受信データを出

力する。

3. 周波数利用効率と処理利得

3.1 周波数利用効率

SS方式による多元接続 (Spread Spectrum Multiple Access: SSMA) を対象とした周波数利用効率については、今後の検討課題であるが、ここでは、その基本として、代表的なSS方式における1ユーザの場合の周波数利用効率と、本方式の周波数利用効率を対比してみる。

入力データ (図2①の部分)の周波数帯域幅を B 、拡散前 (並列変換後) のデータの周波数帯域幅を B_p 、送信情報量を k とし、拡散信号の周波数帯域幅を W とすると、1ユーザのみ考えた場合の周波数利用効率は、

$$\eta = B/W = kB_p/W \quad (13)$$

で定義できる。

(1) DS-SS方式

この方式では、 $k=1, B=B_p$ なので、 W/B は拡散比 (= 拡散系列長) N に等しいから、

$$\eta = 1/N \quad (14)$$

となる。

(2) M-ary SS方式

この方式では、長さ N の拡散系列に対して k ビットのデータを制り当て、 2^k 個の系列から、データの状態に応じた系列を伝送する。よって η は、

$$\eta = k/N \quad (15)$$

となる。直交系列を用いた場合の k の最大値は $\log_2 N$ なので、 η の上界 η_{\max} は、

$$\eta_{\max} = \log_2 N / N \quad (16)$$

となる。

(3) DS-SS方式による単純並列伝送

この方式では、 $W/B_p = N$ で k チャンネルの並列伝送を行うので、

$$\eta = k/N \quad (17)$$

となる。直交系列を用いた場合の k の最大値は N なので、 η の上界 η_{\max} は、

$$\eta_{\max} = N/N = 1 \quad (18)$$

となる。

(4) 並列組合せSS方式

本方式の送信情報量 k は式(2)で表されるので、式(13)より η は、

$$\eta = k/N = (r + \log_2 ({}_N C_r)) / N \quad (19)$$

となる。 k の最大値は約 $1.58 N$ なので、

$$\eta_{\text{Max}} \cong 1.58 N/N = 1.58 \quad (20)$$

となり、単純並列伝送を除外すれば、本方式の周波数利用効率が極めて高いことがわかる。

3.2 処理利得

SS 方式における処理利得 G_p は、

$$G_p = W/B_p \quad (21)$$

で定義できる。

これより前節に挙げた各方式における拡散に対する処理利得 G_p は次のようになる。

(1) DS-SS 方式, M-ary SS 方式

この方式での処理利得は、拡散比として与えられる。

M-ary SS 方式も、相関をとるところは DS-SS 方式と同じであるため、処理利得は DS-SS 方式と同じであり、

$$G_p = N \quad (22)$$

となる。

(2) DS-SS 方式による単純並列伝送

この方式では、 k チャンネルを並列にして伝送するため、1 チャンネル当りの処理利得は拡散系列長に等しく、

$$G_p = W/B_p = kW/B = N \quad (23)$$

となる。但し、1 局の全送信電力を 1 とした場合、1 並列チャンネル当りの電力は $1/k$ となる。

(3) 並列組合せ SS 方式

本方式においては、 N チャンネルの中から r チャンネルを並列に伝送するが、(2) と同様に 1 チャンネル当りの

処理利得は拡散系列長に等しく、

$$G_p = N \quad (24)$$

となる。但し、1 局の全送信電力を 1 とした場合、1 並列チャンネル当りの電力は $1/r$ となる。

各方式について、処理利得と周波数利用効率の関係を、 G_p が 2 のべきの場合について示すと、図 4 のようになる。図 4 より、並列組合せ SS 方式が、従来の方式に比べ、同一処理利得に対する 1 ユーザ当りの周波数利用効率が著しく高いことがわかる。

4. 並列組合せ SS 通信方式の特性

4.1 並列組合せ系列の誤り率

図 2 の並列組合せ SS 通信システムにおいて、相関ピーク値を 1 とし、相関出力を $-\epsilon, +\epsilon (0 < \epsilon < 1)$ の二つのレベルでのスレシールド判定により復調する場合を考え、データビットの誤り率を求める。

データビットの誤り率を求める場合、並列組合せ系列の誤り率を求める方が直観的に理解しやすく、式も誘導しやすいため、次のような方法でまず組合せ系列の誤り率を求める。 N 個の直交系列を用い、 N 個の系列復調器は対応する系列が存在するかどうかを独立で判定するならば、並列組合せ系列の誤り率 Pe は、送信された r 個の拡散系列を正しく復調し、かつ送信されなかった $(N-r)$ 個の系列を正しく復調する確率を、1 から引いたものとなる。すなわち、

$$Pe = 1 - P_{Cr} \cdot P_{C(N-r)} \quad (25)$$

P_{Cr} : 送信された r 個の系列を正しく復調する確率

$P_{C(N-r)}$: 送信されなかった $(N-r)$ 個の系列を正しく復調する確率

送信された r 個の拡散系列の中の一つに着目すると、系列の判定誤り率 $Pe_j (j=1, 2, \dots, r)$ は、

$$Pe_j = P(Z_i < +\epsilon | q_i = +1 \text{ or } Z_i > -\epsilon | q_i = -1) \\ = (1/2) \operatorname{erfc}((1-\epsilon)\sqrt{PT/N_0}) \quad (26)$$

で与えられる。但し、

$$\operatorname{erfc}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt \quad (27)$$

である。これよりその系列を正しく判定する確率は次式のようになる。

$$P_{Cj} = 1 - Pe_j = 1 - (1/2) \operatorname{erfc}((1-\epsilon)\sqrt{PT/N_0}) \quad (28)$$

従って、組み合わせた r 個の拡散系列が正しく判定される確率は

$$P_{Cr} = (1 - Pe_j)^r \\ = [1 - (1/2) \operatorname{erfc}((1-\epsilon)\sqrt{PT/N_0})]^r \quad (29)$$

となる。

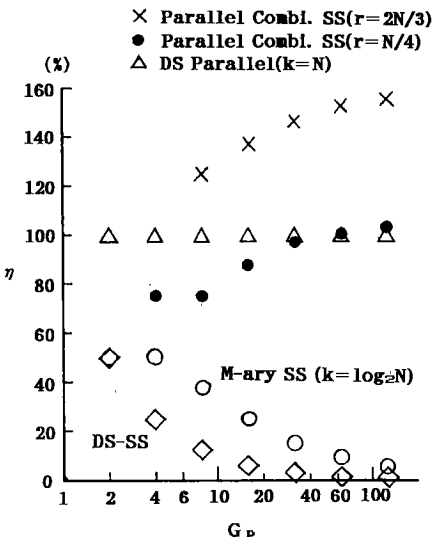


図 4 処理利得と周波数利用効率

Fig. 4 Spectral efficiency vs. process gain characteristics.

次に、送信されなかった $(N-r)$ 個の系列の相関値が判定スレシヨルドレベルを超えない確率を求める。

1 個の送信されなかった系列の相関値 Z_i が判定スレシヨルドを超え、送信されたと誤判定する確率 $Pe_i (i=1, 2, \dots, N-r)$ は、

$$Pe_i = P(-\epsilon > Z_i \text{ or } Z_i > \epsilon) = \text{erfc}(\epsilon\sqrt{PT/N_0}) \quad (30)$$

となるので、相関値がスレシヨルドを超えない確率 Pc_i は、

$$Pc_i = 1 - Pe_i = 1 - \text{erfc}(\epsilon\sqrt{PT/N_0}) \quad (31)$$

となる。これより、 $(N-r)$ 個の系列の相関値がスレシヨルドを超えない確率は、

$$Pc_{(N-r)} = (1 - Pe_i)^{N-r} = [1 - \text{erfc}(\epsilon\sqrt{PT/N_0})]^{N-r} \quad (32)$$

となる。

従って、並列組合せ系列の誤り率 Pe は、

$$Pe = 1 - Pc_r \cdot Pc_{(N-r)} = 1 - (1 - Pe_j)^r \cdot (1 - Pe_i)^{N-r} = 1 - [1 - (1/2) \text{erfc}((1-\epsilon)\sqrt{PT/N_0})]^r \cdot [1 - \text{erfc}(\epsilon\sqrt{PT/N_0})]^{N-r} \quad (33)$$

となる。

$\epsilon=0.5$ とした場合、並列組合せ系列の誤り率は

$$Pe = 1 - [1 - (1/2) \text{erfc}(\sqrt{PT/4N_0})]^r \cdot [1 - \text{erfc}(\sqrt{PT/4N_0})]^{N-r} \quad (34)$$

となる。図5に $\epsilon=0.5$ の場合の並列組合せ系列の誤り率を示す。

4.2 ビット誤り率

本節では、前節の並列組合せ系列の誤り率よりビット誤り率を求める。

ここで、並列組合せ系列が誤った場合、正しい組合せ以外の (2^k-1) 通りの組合せのどれかにあたる k 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 ビット中の任意のビットに着目すると、 2^k-1 通りのうち、 2^{k-1} 通りに誤りが生じるため、ビット誤り率 Pe_b は、並列組合せ系列の誤り率 Pe より、

$$Pe_b = \{2^{k-1}/(2^k-1)\} Pe \cong (1/2) Pe \quad (k \rightarrow \text{大}) \quad (35)$$

となる⁽⁸⁾。

拡散系列の1周期 T において、 r 個の拡散系列を並列に組み合わせた送信信号エネルギーは rPT であり、これにより k ビットの情報を送信するので、1ビット当りのエネルギーは次のようになる。

$$E_b = rPT/k \quad (36)$$

式(36)を式(33)に代入すれば、並列組合せ SS 通信方式のビット誤り率は次式となる。

$$Pe_b = \{2^{k-1}/(2^k-1)\} \cdot [1 - [1 - (1/2) \text{erfc}((1-\epsilon)\sqrt{kE_b/rN_0})]^r \cdot [1 - \text{erfc}(\epsilon\sqrt{kE_b/rN_0})]^{N-r}] \quad (37)$$

一例として、 $r=N/4$, $k=N$ (周波数利用効率 $\eta=100\%$)、 $\epsilon=0.5$ とした場合、式(37)は次式のようになる。

$$Pe_b = \{2^{k-1}/(2^k-1)\} \{1 - [1 - (1/2) \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0})]^{N/4} \cdot [1 - \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0})]^{3N/4}\} \quad (38)$$

図6に種々の $r(N/4)$, N, k に対する並列組合せ SS 通信方式のビット誤り率 ($\epsilon=0.5$) を実線で示す。比較のため、図中に BPSK 方式の値 (ビット誤り率 $Pe_b = (1/2) \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0})$) を示した。一例として、ビット誤り率 $Pe_b=10^{-5}$ とすると、必要な SN 比は BPSK 方式より約 1.5 dB 高くなる。また、 r が小さい場合には、 $Pe_b=10^{-5}$ において必要な SN 比は BPSK 方式より約 1 dB 小さくなる。

$N \geq 32$, $r=2N/3$ の場合には、送信ビット数は $k \geq 1.5N$ ($\eta \geq 150\%$) になり、ビット誤り率 ($\epsilon=0.5$) は次式で与えられる。

$$Pe_b = \{2^{k-1}/(2^k-1)\}$$

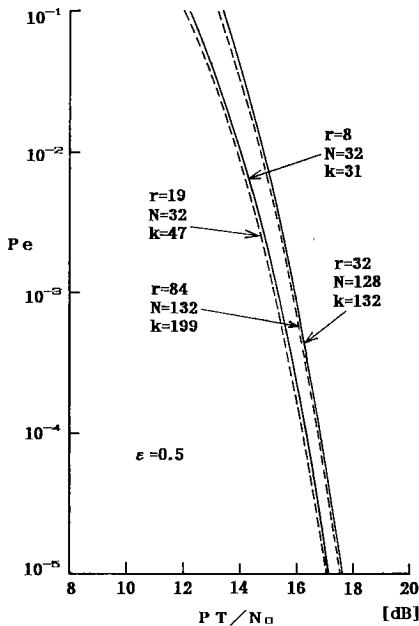


図5 組合せ系列の誤り率

Fig. 5 The average error probability of combinatory sequences.

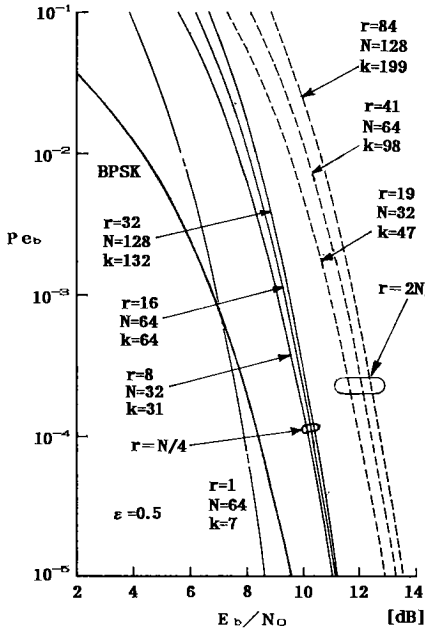


図 6 ビット誤り率
Fig. 6 The bit error probability.

$$\begin{aligned} & \cdot [1 - [1 - (1/2) \operatorname{erfc} \sqrt{9E_b/16N_0}]^{2N/3}] \\ & \cdot [1 - \operatorname{erfc} \sqrt{9E_b/16N_0}]^{N/3} \end{aligned} \quad (39)$$

周波数利用効率が最大になる場合の、ビット誤り率を図 6 中に点線で示す。同じ誤り率 (10^{-5}) に対して必要な SN 比は BPSK 方式より約 3.5 dB 高くなる。

4.3 耐振幅制限性

本方式を、非線形特性を有する通信回線に適用する場合、信号振幅が一定値以内に制限されるため、これに対する特性を考える必要がある。本方式では、同時に r 個の直交拡散系列を式 (5) のように組み合わせるが、 r を奇数とした場合、送信信号は式 (6) から

$$S(t) = \sqrt{2P} MD(r, t) \cos \omega t \quad (\phi = 0) \quad (40)$$

になる。MD(r, t) は式 (5) で表され、多値振幅をもつ。系列の 1 周期 ($N = 2^n \gg 1$) に対する MD(r, t) の各チップの振幅は、 $r =$ 奇数および $2^r \leq N$ (拡散系列周期: $N = 2^n$) のとき、次式で与えられる。

$$MD(r, t) = \begin{cases} \pm r & (\text{出現確率: } rC_0/2^{r-1}) \\ \pm(r-2) & (\text{出現確率: } rC_1/2^{r-1}) \\ \pm(r-4) & (\text{出現確率: } rC_2/2^{r-1}) \\ \dots & \dots \\ \pm 1 & (\text{出現確率: } rC_{(r-1)/2}/2^{r-1}) \end{cases} \quad (41)$$

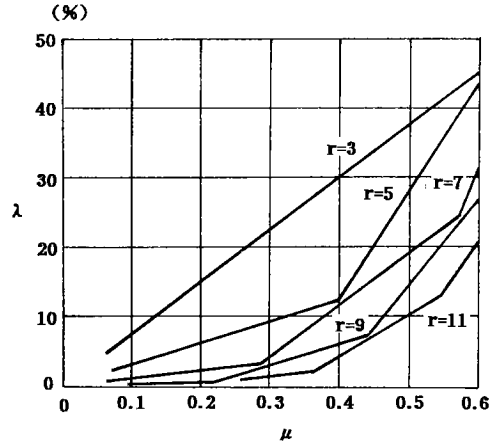


図 7 振幅制限による復調出力の減衰
Fig. 7 Output attenuation by amplitude limitation.

ここで、 $rC_0 = 1$ である。よって、拡散系列の 1 周期にある振幅値の出現回数はその値の出現確率と拡散系列周期との積となる。

$2^r > N$ とすれば、MD(r, t) の各振幅値が出現するかどうかは、組み合わせた r 個の拡散系列により異なり、各振幅値の出現確率の最大値は同じく、式 (41) で与えられる。

今、 r 個の拡散系列を組み合わせる送信信号の最大振幅値 (絶対値) r を $(r-2)$ に制限すると、拡散系列の復調器出力は、 r によって次に示す λ だけ下がる。

$$\begin{aligned} \lambda & \leq 2 \times N \times (\pm r \text{ の出現確率}) / N \\ & = 1/2^{r-2} \end{aligned} \quad (42)$$

λ は拡散系列の復調出力の (振幅) 減衰であり、 $r=3$, 残った振幅値 ± 1 のとき、 $\lambda \leq 50\%$; $r=5$, 残った振幅値 $\pm 1, \pm 3$ のとき、 $\lambda \leq 12.5\%$; $r=7$, 残った振幅値 $\pm 1, \pm 3, \pm 5$ のとき、 $\lambda \leq 3.1\%$ となり、拡散系列の周期には無関係である。一般的には、組み合わせる送信信号の最大振幅値 r に対する制限の強さを表す割合を μ ($0 \sim 1$) とすると、復調出力の減衰 λ は次式になる。

$$\begin{aligned} 0 \leq \mu < 2/r \text{ のとき,} \\ \lambda & \leq \mu r \quad (\pm r \text{ の出現確率}) \\ & = \mu r r C_0 / 2^{r-1} \quad (r \geq 3) \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} 2/r \leq \mu < 4/r \text{ のとき,} \\ \lambda & \leq 2rC_0/2^{r-1} + (\mu(r-2)) \quad (\pm(r-2) \text{ の出現確率}) \\ & = 2rC_0/2^{r-1} + (\mu(r-2))rC_1/2^{r-1} \quad (r \geq 5) \end{aligned} \quad (44)$$

よって、 $2(m-1)/r \leq \mu < 2m/r$ のとき、

$$\lambda \leq 2(rC_0 + rC_1 + \dots + rC_{m-2})/2^{r-1} + (\mu(r-2)(m-1))_r C_{m-1}/2^{r-1} (r \geq 2m+1) \quad (45)$$

となる。

図7に μ に対応する λ の最大値を、 r をパラメータとして示した。この結果から、 $r > 3$, $\mu \leq 0.3$ では、出力の減衰 λ は 10% 以下になり、組合せ拡散系列数 r が多くなるほど振幅制限の影響が小さくなることがわかる。

5. むすび

本論文で提案した並列組合せ SS 通信方式は、

(1) N 個の拡散系列の中から少ない数の拡散系列を並列に組み合わせて送ることにより、大量のデータを伝送できる。

(2) 処理利得に対する周波数利用効率は、これまで提案された SS 通信方式より著しく高くなる。

(3) 振幅制限の影響を受けにくい。という利点がある。

また、帯域制限のある伝送路に SS 方式を用いる場合、データ速度を高速化すると拡散による処理利得が低下し、SS 方式のメリットが生かせなくなるが、このような場合に、本論文で提案する方式は有効な方式になると思われる。

今後は、 r 個の拡散系列の組合せ法、多重化法、復調法、および同期法などについて検討を行う。

謝辞 本論文の作成にあたり、御討論、御協力を頂いた長岡技術科学大学太刀川信一助手、穂刈治英技官、および丸林研究室の各位に深謝致します。

文 献

- (1) 丸林 元, 中川正雄, 河野隆二: “スペクトル拡散通信の研究開発動向”, 信学誌, **72**, 5, pp.580-592(1989-05).
- (2) Schilling D. L., Pickholtz R. L. and Milstein L. B.: “Spread spectrum goes commercial”, IEEE Spectrum, **27**, 8, pp. 40-45(Aug. 1990).
- (3) 朱 近康, 丸林 元: “並列組合 SS 通信”, 信学技報, **SSTA90-23**(1990-06).
- (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) Tachikawa S. and Marubayashi G.: “Performance of M-ary spread spectrum multiple access communication systems”, Proc. ICCS'88, pp. 78-82 (Nov. 1988).
- (6) 佐々木重信, 丸林 元: “SS 方式による並列データ通信システムの提案と Gold 系列の自己相関特性に関する一考察”, 信学技報, **SSTA89-12**(1989-08).

- (7) 朱 近康, 太刀川信一, 丸林 元: “二値の非線形拡散系列について”, 信学技報, **IT90-7**(1990-05).
- (8) S.スタイン, J.J.ジョーンズ: “現代の通信回線理論”, 森北出版(1970).

(平成2年9月28日受付, 12月18日再受付)



朱 近康

昭41 中国四川大・工・電子卒。同年中国科学技术大学勤務。昭53 中国科学院科学研究賞, 平1 自然科学賞受賞。現在, 同大・工・電子助教。符号理論, 情報通信工学の研究に従事。



佐々木重信

昭62 長岡技科大・工・電子機器卒。平1 同大大学院工学研究科修士課程了。現在同大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。



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。昭和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」。