

差動並列組合せ SS 通信方式

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

Performance of Differential Parallel Combinatory Spread Spectrum
 Communication Systems

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

あらまし 本論文では、筆者らがこれまで検討してきた並列組合せ SS 通信方式の一方式として、差動並列組合せ SS (DPC/SS) 通信方式を提案する。並列組合せ SS 方式は、複数のデータビットを +, - の状態をもつ拡散系列の組合せに変換して送信することで周波数利用効率を高めた SS 方式である。本論文で提案する方式は、送信する系列にかかる +, - の状態データに送信側で差動符号化を施し、受信側では拡散系列の組合せを包絡線検波により復調し、また +, - の状態データを遅延検波を用いて復調する。このため、受信側で搬送波の位相を再生する必要がなく、伝送路における位相変動が激しい移動体通信に有効と考えられる。本論文では、DPC/SS 通信方式の基本的な性能として、白色ガウス雑音のみの伝送路、レイリーフェージング伝送路における誤り率特性、またレイリーフェージング伝送路においてダイバーシチを適用した場合の効果を明らかにした。その結果、本方式を従来の DPSK や BPSK 方式と同等のデータ伝送速度で加法的白色ガウス雑音伝送路に適用した場合、ビット誤り率 10^{-8} における情報ビット当りの所要 SN 比を、DPSK や BPSK 方式に比べて、1 dB 以上削減できることが明らかになった。またレイリーフェージング伝送路において受信側にダイバーシチを適用した場合、ブランチ数の増加に伴うビット誤り率の改善効果が従来の DPSK による直接拡散 SS 方式に比べて大きいことが明らかになった。

キーワード スペクトル拡散, 差動符号化, 遅延検波, レイリーフェージング, ダイバーシチ

1. まえがき

最近、次世代のデジタルセルラ通信、無線 LAN、コンシューマ通信等の分野で、スペクトル拡散 (SS) 通信方式が注目されている^{(1)~(9)}。特に、国内においては、1992 年 12 月に郵政省によって 2.4 GHz 帯の周波数が SS 方式用に認可されて以来、この周波数帯を利用した無線 LAN 機器の検討が各方面で行われている^{(2),(5)}。

無線 LAN などでは、限られた周波数帯域の中で、数百 kbit/s~数 Mbit/s の高速データ伝送が要求される。通常の直接拡散 (DS/SS) 方式では、このような

状況でデータ速度を高速化すると、それに応じて処理利得が減少し、SS 方式のもつ耐妨害性等のメリットが損なわれる。そのため、SS 方式のもつ特徴を生かしつつ、高速データ伝送を可能とする方式が求められている。

筆者らはこれまでに、SS 方式を用いるメリットを損なうことなく、高速データ伝送を可能にする SS 方式として、並列組合せ SS (Parallel Combinatory Spread Spectrum: 以下 PC/SS と略す) 通信方式を提案し⁽¹⁰⁾、性能解析を行ってきた^{(11),(12)}。M-ary/SS 方式^{(6)~(9)}が、複数の拡散系列から 1 個の系列をデータの状態に応じて送信するのに対し、PC/SS 方式は、複数のデータビットを + または - の状態で変調された複数の拡散系列の組合せで表現することにより、1 局当りの周波数利用効率を高めた方式である。

一方、移動体通信や無線 LAN においては、伝送路上のマルチパスフェージングによる位相変動が激しいため、受信側において搬送波の位相を再生するのが難し

[†] 新潟大学工学部電気電子工学科, 新潟市
 Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-21
 Japan
^{††} 中国科学技術大学, 中国
 University of Science and Technology of China, P.R. 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

くなる。このような伝送路では、同期検波よりも、検波時に搬送波再生を必要としない遅延検波を用いた方式が有利と考えられている。これまで筆者らによるPC/SS方式の検討では、受信側で同期検波を行うことを前提にしており、移動体通信においては搬送波再生の点で問題が生じることが懸念される。

本論文では、移動体通信のためにPC/SS方式の+,-を表す状態データに差動符号化を適用し、受信側で包絡線検波を用いて系列の組合せを推定し、遅延検波を用いて状態データを復調する差動PC/SS方式(Differential PC/SS:以下、DPC/SS方式と呼ぶ)を提案し、その性能を明らかにする。ここでは、DPC/SS方式の基本性能を明らかにすることと、既存の方式との比較に焦点を絞り、誤り制御の適用や、多元接続性能に関する検討は今後の課題とした。

以下次章では、DPC/SS方式のシステムモデルを示す。3.では、加法的白色ガウス雑音(AWGN)伝送路におけるシンボル誤り率および平均ビット誤り率の理論式を導出し、その特性を既存の方式やこれまで検討してきた同期検波によるPC/SS方式と比較、検討する。4.では、移動体通信に適用した場合の基本的な特性

として、緩慢な周波数非選択性レイリーフェージング伝送路における誤り率特性を求め、既存の方式との比較を行う。また受信側にダイバーシチを適用した場合の効果についても検討する。

2. システムモデル

図1に、DPC/SS方式の送信側、受信側のシステムモデルを示す。

送信側では、 K ビットの直列データを $1/K$ の速度の並列データ

$$d = (d_1, d_2, \dots, d_K) \quad d_i \in \{0, 1\} \quad (1)$$

に変換する。このうち R ビットは、送信する R 個の拡散系列各々の+または-の状態を表すデータ(以下これを状態データと呼ぶ)として使用し、残りの $K-R$ ビットのデータは、各局に割り当てられた互いに0シフトにおいて直交している M 個の拡散系列から R 個の拡散系列の組合せを得るためのデータ(以下これを組合せデータと呼ぶ)として使用する。次に、組合せデータを用いて、送信する拡散系列の組合せを作る。これにはさまざまな方法が考えられるが、本論文では、文献(11)で示したように組合せデータを長さ M 、重み

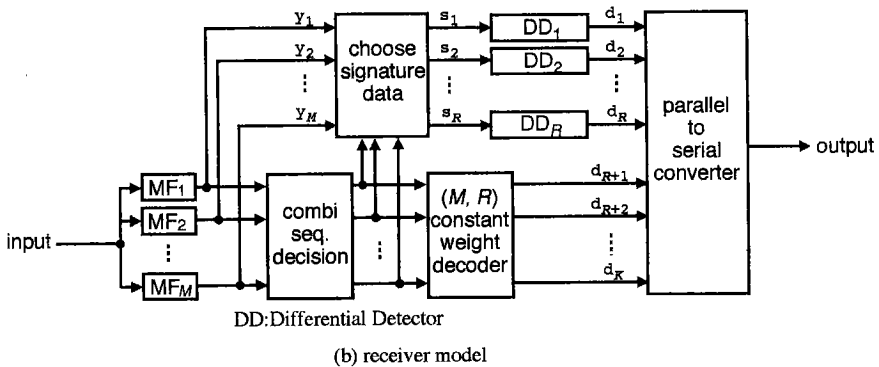
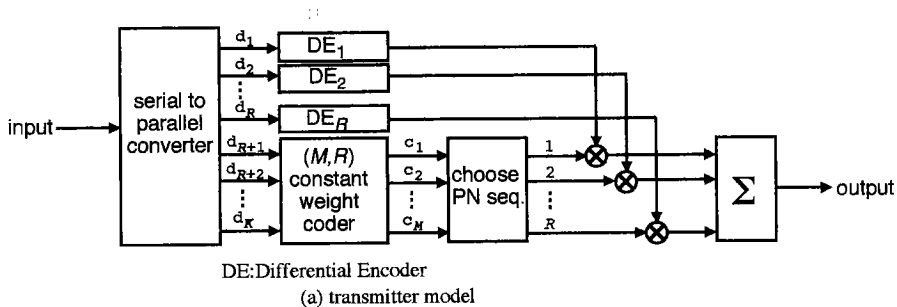


図1 差動並列組合せSS通信システムモデル
Fig.1 Differential parallel combinatory SS communication system model.

R の重み一定符号

$$\mathbf{c}=(c_1, c_2, c_3, \dots, c_M) \quad c_i \in \{0, 1\} \quad (2)$$

で符号化し、そのビットが '1' となる箇所に対応する拡散系列を送信する系列とすることにより、拡散系列の組合せ (以下、組合せ系列と呼ぶことにする) を得るものとする。一方状態データは、差動符号化を行い、以下のような組合せ系列の状態を得る。

$$\mathbf{b}=(b_1, b_2, \dots, b_R) \quad b_i \in \{1, -1\} \quad (3)$$

式(3)の b_1, b_2, \dots, b_R を用いて送信する拡散系列各々を変調する。そしてその出力を線形加算し、 $R+1$ 値の多値信号として送信する。

受信側では、受信信号と割り当てられた M 個の拡散系列各々との相関をとる。ここで送信側と受信側の拡散系列の同期は完全にとれているものと仮定する。

次に得られた相関値

$$\mathbf{y}=(y_1, y_2, y_3, \dots, y_M) \quad (4)$$

より送信された組合せ系列を推定する。この組合せの推定は、各相関値の絶対値の大きい方から R 個をとり、それを送信された系列とすることにより行う。本論文では組合せ系列を推定する際に包絡線検波を用いる。そして推定した組合せ系列より、送信側に対応する重み一定復号を行うことにより $K-R$ ビットの組合せデータを得る。

一方、式(4)の相関値から、先に推定した組合せに基づいて送信されたと推定した R 個の系列の相関値

$$\mathbf{s}^{(0)}=(s_1^{(0)}, s_2^{(0)}, \dots, s_R^{(0)}) \quad (5)$$

を選び出す。これと、1 系列周期前の相関出力から同様に得た相関値

$$\mathbf{s}^{(-1)}=(s_1^{(-1)}, s_2^{(-1)}, \dots, s_R^{(-1)}) \quad (6)$$

を用いて、送信側の差動符号化に対応した遅延検波を行うことにより、 R ビットの状態データを得る。最後に並列データを直列データに変換することにより受信データを得る。

本方式における拡散系列 1 周期当りの送信情報ビット数 (以下、送信情報量と呼ぶことにする) K は、これまで検討してきた PC/SS 方式⁽¹⁰⁾の場合と同様に、

$$K=R+[\log_2(MC_R)] \quad (7)$$

$[x]$: x 以下の最大整数

で与えられる。

3. AWGN 伝送路における誤り率

本章では、DPC/SS 方式の基本特性として、AWGN 伝送路におけるシンボル誤り率およびビット誤り率を求める。DPC/SS 方式の誤り率を求める際には、送信

された組合せ系列の推定誤りと、それによって起こる状態データの誤りを考える必要がある。そのためまず、その各々について考察し、それをもとに誤り率を求める。

3.1 組合せ系列の推定誤りと状態データの誤りについて

3.1.1 組合せ系列の推定誤り

まず、受信側において、送信された R 個の拡散系列の推定誤りについて考察する。

送信側より、 M 個の系列のうち、1 番目から R 番目の系列を送信したと仮定すれば、式(3)の相関出力は、 y_1, y_2, \dots, y_R が送信された系列の相関値となる。このとき、系列の推定誤りは、 $|y_1|, |y_2|, \dots, |y_R|$ の最小値が $|y_{R+1}|, |y_{R+2}|, \dots, |y_M|$ の最大値より低くなった場合に生じる。このことから、一般的な組合せ系列の推定誤り率は、次式で与えられる。

$$P_E=P(\min(|y_1|, |y_2|, \dots, |y_R|) \leq \max(|y_{R+1}|, |y_{R+2}|, \dots, |y_M|)) \quad (8)$$

ここで送信する系列 1 個当りの電力がすべて等しく、式(4)の相関出力 $y_1, y_2, y_3, \dots, y_M$ が互いに独立と考えれば、式(8)は以下のように簡略化できる。1 個の送信された系列の相関値と $M-R$ 個の送信されなかった系列の相関値からなる $S(=M-R+1)$ 個の相関出力の部分集合

$$\mathbf{u}=(u_1, u_2, u_3, \dots, u_S) \quad (9)$$

を考える。この場合、送信された系列を正しく推定する確率 P_{c1} は、送信された系列の相関値を u_1 、送信されなかった系列の相関値を $u_m (m=2, 3, \dots, S)$ とすると、

$$P_{c1}=P(|u_1| > |u_2|, |u_1| > |u_3|, \dots, |u_1| > |u_S|) \quad (10)$$

で求められる。組合せ系列を正しく復調するのは、送信された R 個の系列すべてについて式(10)が成立した場合と考えることができる。このことから、前述の仮定を用いると、式(8)の組合せ系列の推定誤り率は、

$$P_E=1-(P_{c1})^R \quad (11)$$

と書き換えられ、包絡線検波を用いた M-ary 方式の誤り率を求める手法⁽¹³⁾を応用して推定誤り率を求めることができる。

送信された系列を正しく判定する確率 P_{c1} は、文献(13)より、次式で求められる。

$$P_{c1}=\sum_{n=0}^{S-1} (-1)^n s_{s-1} C_n \frac{1}{n+1} \exp\left(-\frac{n\gamma_0}{n+1}\right) \quad (12)$$

ここで γ_0 は相関出力時点における系列 1 個当りの受信 SN 比を表す。式(12)を式(11)に代入し、 $S=M-R$

+1で置き換えると、本方式における組合せ系列の推定誤り率 P_E は、以下のように求められる。

$$P_E = 1 - \left\{ \sum_{n=0}^{M-R} (-1)^n C_{M-R} \frac{1}{n+1} \exp\left(-\frac{n\gamma_0}{n+1}\right) \right\}^R$$

$$= - \sum_{m=1}^R C_m \left\{ \sum_{n=1}^{M-R} (-1)^n C_n \frac{1}{n+1} \cdot \exp\left(-\frac{n\gamma_0}{n+1}\right) \right\}^m \quad (13)$$

3.1.2 状態データの誤り

PC/SS方式では、送信された拡散系列に+または-の状態がかけられているため、シンボル誤り率や平均ビット誤り率を求める際にはその誤りを考慮する必要がある。DPC/SS方式では、ある時点で拡散系列の推定が誤った場合、それによって誤った系列の状態が、次のデータに誤りとして伝搬することに注意しなければならない。

状態データは、送信された系列の相関出力の組 $s^{(0)}$ と、その1系列周期前において得られる同様の相関出力の組 $s^{(-1)}$ の各要素の積により判定される。 R 個の状態データのうちのあつた一つの状態データに着目しよう。すると、現在、あるいは1系列周期前において送信された組合せ系列を正しく推定するかどうかによって、着目した状態データの誤り率は次のように異なる。

(a) 送信された系列を両方とも正しく推定した場合

この場合、着目した状態データは、DPSK方式における遅延検波と同様に復調される。従つて、相関出力における系列1個当りの受信SN比を γ_0 とすれば、着目した状態データの誤り率 P_{es} は、次式ようになる。

$$P_{es} = \frac{1}{2} \exp(-\gamma_0) \quad (14)$$

(b) どちらか一方の推定が誤っていた場合

この場合、誤つて推定した系列の相関値は、平均0の正規分布となり、遅延検波後の判定出力はランダムになる。着目した状態データの誤り率 P_{es} は、次式となる。

$$P_{es} = \frac{1}{2} \quad (15)$$

(c) 両方の推定が誤っていた場合

この場合も、着目した状態データの誤り率は、(b)と同様に式(15)で与えられる。

3.2 シンボル誤り率

前項の考察をもとに、DPC/SS方式のシンボル誤り率を求める。シンボル誤り率は、受信シンボルが正しく判定される確率を1から差し引くことにより得られ

る。従つてここではまず、受信シンボルが正しく判定される場合について考察し、それをもとにシンボル誤り率 P_e を求める。

本方式において受信シンボルを正しく判定するのは、次の二つの場合が考えられる。

(a) 現在と1シンボル前の両方について組合せ系列を正しく推定した場合

送信する拡散系列の組合せの選択は、送信データがランダムと仮定すれば各シンボル間で独立と考えることができる。従つて、両方について組合せ系列を正しく推定する確率 $P_{(a)}$ は、次式で求められる。

$$P_{(a)} = (P_{c1})^{2R} \quad (16)$$

(b) 現在の組合せ系列を正しく推定し、1シンボル前の組合せ系列の推定が誤った場合

この場合、組合せ系列は正しく推定されているが、状態データは遅延検波を行うため、1シンボル前での系列の推定誤りの影響を受ける。しかし、たまたま状態データがすべて正しく復調された場合、シンボル誤りは生じない。

1シンボル前において x 個の系列を誤つて判定した後、現在においてすべての系列を正しく判定する確率 P_x は、

$$P_x = {}_R C_x P_{c1}^x \cdot P_{c1}^{R-x} (1 - P_{c1})^x \quad (17)$$

で求められる。1シンボル前において x 個の系列判定を誤つた場合、 $s^{(0)}$ において x 個の状態データをすべて正しく判定する確率は、 $(1/2)^x$ となる。これを $x=1$ から R の場合までの和をとることにより、受信シンボルを正しく判定する確率 $P_{(b)}$ は次式となる。

$$P_{(b)} = \sum_{i=1}^R \left(\frac{1}{2}\right)^i {}_R C_i \{P_{c1}^{2R-i} (1 - P_{c1})^i\} \quad (18)$$

以上の場合を考えると、シンボル誤り率 P_e は、式(16)、式(18)より次式で求められる。

$$P_e = 1 - (P_{(a)} + P_{(b)})$$

$$= 1 - \left\{ \sum_{i=0}^R \left(\frac{1}{2}\right)^i {}_R C_i \{P_{c1}^{2R-i} (1 - P_{c1})^i\} \right\} \quad (19)$$

式(19)を用いて、 $M=16, R=2, 5, 11$ の各々の場合についてシンボル当りSN比

$$\gamma_s = R\gamma_0 \quad (20)$$

に対するシンボル誤り率を図2に示す。図中に、文献(11)をもとに求めたこれまでのPC/SS方式の誤り率を併せて示した。

本方式では、組合せ系列の判定に包絡線検波を用い、状態データの判定に遅延検波を用いるため、これまで検討してきた同期検波によるPC/SS方式よりも誤り

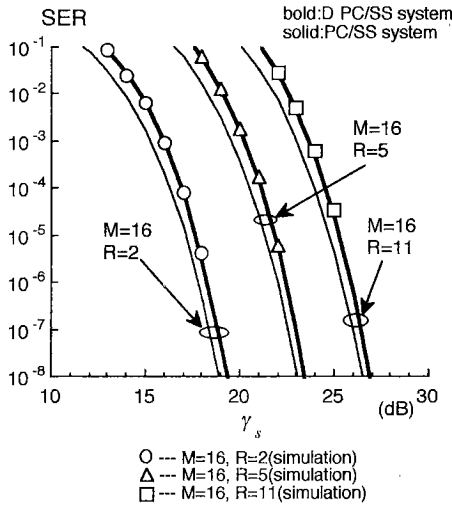


図 2 AWGN 伝送路における DPC/SS 方式のシンボル誤り率

Fig. 2 Symbol error rate performance of DPC/SS systems in AWGN channel.

率がやや悪くなるが、その度合はシンボル誤り率 10^{-3} において 0.6 dB、シンボル誤り率 10^{-6} において 0.4 dB 程度にすぎないことがわかる。

3.3 平均ビット誤り率

3.1 の考察をもとに、本方式の平均ビット誤り率を求める。本方式では、組合せデータと状態データについてビット誤り率が異なるため、それぞれについて考察した後、平均ビット誤り率を求める。

3.3.1 組合せデータのビット誤り率

組合せ系列の推定が誤った場合、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 $K-R$ ビットの状態を全くランダムに選ぶものとする。このとき、組合せデータのビット誤り率 P_{ebc} は、3.1.1 で考察した組合せ系列の推定誤り率 P_E より、次式で求められる。

$$P_{ebc} = \frac{2^{K-R}-1}{2^{K-R}-1} P_E \approx \frac{1}{2} P_E \quad (21)$$

3.3.2 状態データのビット誤り率

状態データのビット誤り率 P_{ebs} は、以下のように求められる。

現在または 1 シンボル前の組合せ系列の推定が誤った場合、いくつかの系列の推定に誤りが生じ、それに対応する状態データのビット誤り率は、3.1.2 の考察より $(1/2)$ となる。今 α ($\leq R$) 個の系列の推定が誤ったとする。このとき、ある一つの状態データに着目する

と、それに対応する現在または一つ前の送信系列の推定が誤る確率 $P_{ee}(\alpha)$ は以下の式で与えられる (付録参照)。

$$P_{ee}(\alpha) = \sum_{\beta=1}^{\alpha} \frac{\beta^2}{\alpha R} \sum_{\gamma=0}^{\beta} \{P_{cl}^{2R-\alpha-\gamma}(1-P_{cl})^{\alpha+\gamma}\} + \sum_{\beta=0}^{\alpha-1} \frac{(\alpha-\beta)^2}{\alpha(R-\beta)} \left(1-\frac{\beta}{R}\right) \sum_{\gamma=0}^{\beta} \{P_{cl}^{2R-\alpha-\gamma}(1-P_{cl})^{\alpha+\gamma}\} \quad (22)$$

状態データの平均ビット誤り率 P_{ebs} は、この確率を用いることにより、以下のように求められる。

$$P_{ebs} = \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^R \left[\frac{1}{2} P_{ee}(i) + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{K}{R} \gamma_b\right) (1-P_{ee}(i)) \right] \quad (23)$$

なお γ_b は、情報ビット当りの SN 比であり、次のような関係がある。

$$\gamma_b = \frac{R}{K} \gamma_0 = \frac{1}{K} \gamma_s \quad (24)$$

よって平均ビット誤り率は、式(21)の組合せデータと式(23)の状態データ双方のビット誤り率を平均することにより、以下のように求められる。

$$P_{eb} = \frac{R}{K} P_{ebs} + \frac{K-R}{K} P_{ebc} \quad (25)$$

式(25)より平均ビット誤り率を求めた例を図 3, 図 4 に示す。比較のために、通常の BPSK による直接拡散方式 (以下、BPSK/DS 方式と略す) および DPSK による直接拡散方式 (以下、DPSK/DS 方式と略す) による誤り率、文献(11)の方式における誤り率を併せて示した。図 3 で、 $M=16, R=5, K=17$ の場合、拡散系列長が 16 ならば、通常の BPSK 方式や DPSK 方式とほぼ同じ周波数利用効率となる。この場合、本方式は、ビット誤り率 10^{-3} における所要 SN 比が、DPSK 方式に比べて 0.7 dB 低くなる。またビット誤り率 10^{-6} では、所要 SN 比が、DPSK 方式に比べて 1.7 dB、BPSK 方式に比べても 1.2 dB 低くなる。また、DPSK/DS 方式は BPSK/DS 方式に比べて AWGN 伝送路における誤り率特性が悪くなる。本方式も、同期検波を用いた PC/SS 方式に比べるとビット誤り率特性はやや悪くなるが、その度合は、例えばビット誤り率 10^{-3} の場合、DPSK/DS 方式が BPSK/DS 方式に対して 1.1 dB なのに対して、本方式は、同期検波を用いた PC/SS 方式に比べて 0.5 dB 程度に押さえられる。本方式の誤り率は M によって変化するが、同期検波を用いた PC/SS 方式の誤り率も同様に M によって変化する⁽¹¹⁾ため、この度合はあまり変わらない。

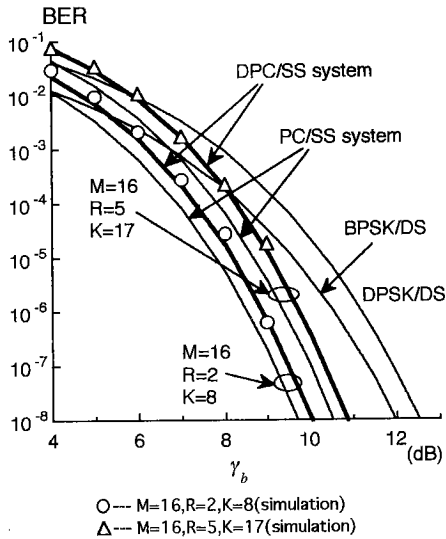


図3 AWGN伝送路におけるDPC/SS方式のビット誤り率
Fig. 3 Bit error rate performance of DPC/SS systems in AWGN channel.

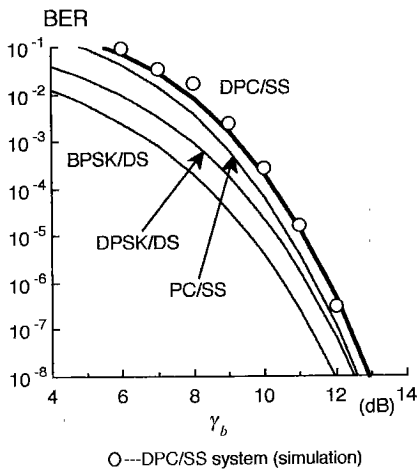


図4 AWGN伝送路におけるDPC/SS方式のビット誤り率 ($M=16, R=11, K=23$)
Fig. 4 Bit error rate performance of DPC/SS systems in AWGN channel. ($M=16, R=11, K=23$)

図4には、 $M=16$ において K が最大となるように R を定めた場合の平均ビット誤り率特性を示す。拡散系列長が16ならば、この場合の本方式の周波数利用効率は約1.44となる。平均ビット誤り率 10^{-3} における所要SN比は、同期検波を用いたPC/SS方式がBPSK方式に比べて1.9 dB大きくなるのに対し、本方

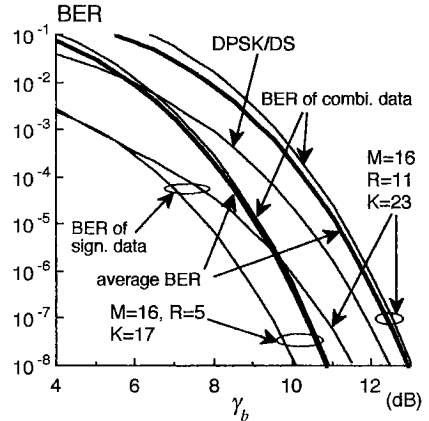


図5 DPC/SS方式における組合せデータと状態データの誤り率
Fig. 5 The bit error rate of the combination data and signature data in the DPC/SS systems.

式はDPSK方式に比べて1.4 dB大きくなるだけにとどまっている。

これらの誤り率特性について考察してみよう。式(21)および式(23)より、 $M=16, R=5, K=17$ および $M=16, R=11, K=23$ の場合における組合せデータと状態データのビット誤り率を図5に示す。これより、組合せデータのビット誤り率が、平均ビット誤り率よりやや大きい程度であることがわかる。また状態データのビット誤り率は、平均ビット誤り率に比べてはるかに小さいことがわかる。このことから、先に述べた本方式のメリットは、組合せデータのビット誤り率特性がBPSK方式やDPSK方式の特性に比べて良くなるために生じることがわかる。

また、式(25)より、 R が小さくなるに従って、平均ビット誤り率は組合せデータのビット誤り率に近づく。これらのことから、 R が比較的小さい場合、平均ビット誤り率は式(21)の組合せデータのビット誤り率で近似できることがわかる。

3.4 シミュレーション

前節までの結果を確認するため、計算機シミュレーションを行った。組合せデータから組合せ系列を得るための重み一定符号には、文献(11)と同じSchalkwijkの重み一定符号⁽¹⁴⁾を用いた。その結果を図2から図4の中に併せて示す。本節で求めた誤り率の理論値とシミュレーション値がよく一致していることがわかる。

4. フェージング伝送路における誤り率

前章で求めた誤り率をもとに、フェージング伝送路

における誤り率について考察する。本論文では、本方式の基本的な性能を明らかにするため、緩慢な周波数非選択性レイリーフェージングの場合についてのみ検討する。

伝送路でのフェージングにより、受信信号の振幅はレイリー分布に従って変動する。この場合における受信電力 SN 比の確率密度関数は、次式で与えられる。

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \quad (26)$$

式(26)の Γ は、受信側の平均電力 SN 比を表す。

レイリーフェージング伝送路における本方式のシンボル誤り率 P'_e は、式(26)を用いることにより、次式で求められる。

$$P'_e = \frac{1}{\Gamma_s} \int_0^\infty P_e(\gamma_s) \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\Gamma_s}\right) d\gamma_s \quad (27)$$

ここで Γ_s は、1シンボル当りの平均 SN 比を表す。また平均ビット誤り率は同様に次式で与えられる。 Γ_b は、1ビット当りの平均 SN 比を表す。

$$P'_{eb} = \frac{1}{\Gamma_b} \int_0^\infty P_{eb}(\gamma_b) \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\Gamma_b}\right) d\gamma_b \quad (28)$$

式(28)をもとに、 $M=16, R=2, K=8$ の場合の平均ビット誤り率特性を求めたものを図6に示す。比較として、レイリーフェージング伝送路における DPSK/DS 方式の誤り率を同様に示した。AWGN 伝送路で

は、図3で示すように DPSK/DS 方式よりもはるかに良いビット誤り率特性が得られるが、レイリーフェージング伝送路では、両者はほとんど同じ誤り率特性となっている。この原因としては、フェージングの影響で受信 SN 比が落ち込んだ場合、図3からわかるように DPC/SS 方式の方が、DPSK/DS 方式よりビット誤り率が悪くなるためと考えられる。

フェージングによる受信 SN 比の落込みは、ダイバーシチの適用により改善できることが知られている⁽¹⁵⁾。

レイリーフェージング伝送路に対して、選択合成法によるダイバーシチを適用した場合の受信 SN 比の確率密度関数は、ダイバーシチブランチ数を J とすれば、次式で与えられる。

$$p(\gamma) = \frac{J}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right)\right\}^{J-1} \quad (29)$$

また、最大比合成法を適用した場合の受信 SN 比の確率密度関数は、次式で与えられる。

$$p(\gamma) = \frac{\gamma^{J-1}}{\Gamma^J (J-1)!} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \quad (30)$$

これらを式(28)に適用し、ビット誤り率を求めた結果を図6に併せて示す。但しダイバーシチブランチ数 $J=2$ とした。 $M=16, R=2, K=8$ の場合の誤り率特性を比較してみた場合、ダイバーシチなしの場合はほぼ

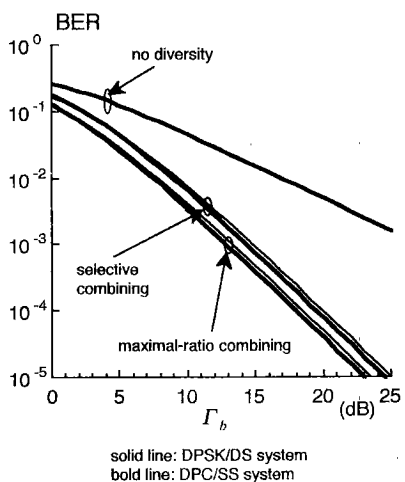


図6 ダイバーシチ(ブランチ数2)を用いたレイリーフェージング伝送路におけるDPC/SS方式のビット誤り率 ($M=16, R=2, K=8$)

Fig.6 Bit error rate performance of DPC/SS systems in Rayleigh fading channel with 2-path diversity ($M=16, R=2, K=8$).

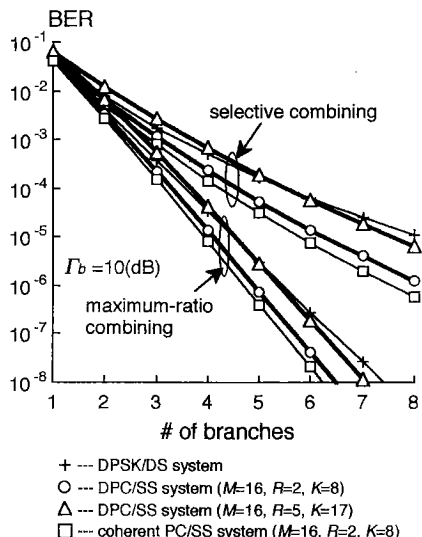


図7 ダイバーシチブランチ数に対するビット誤り率
Fig.7 Bit error rate vs. number of branches of DPC/SS systems in Rayleigh fading channel with diversity.

DPSK/DS 方式と同じ誤り率特性だったものが、ダイバーシチを適用することにより、DPSK/DS 方式をしのご誤り率特性が得られている。これは、ダイバーシチの適用により受信 SN 比の落込みが改善されることによるメリットが、DPSK/DS 方式よりも本方式に有利に働くためと考えられる。

また、ダイバーシチブランチ数に対するビット誤り率の変化を求めたものを図 7 に示す。但しブランチ 1 本における情報ビット当り平均 SN 比 Γ_b は 10 (dB) とした。また、 $M=16$, $R=2$, $K=8$ で、同期検波による PC/SS 方式の場合の誤り率を図中に併せて示した。選択合成法、最大比合成法のいずれの場合も、本方式は、ダイバーシチを適用した場合の効果が DPSK/DS 方式よりも大きいことがわかる。例えば $M=16$, $R=2$, $K=8$ で最大比合成法を用いた場合、ダイバーシチブランチ数が 7 になると、ビット誤り率は DPSK/DS 方式に比べて 1/10 以下に改善されることがわかる。また、同じブランチ数の場合、本方式の誤り率は、同期検波による PC/SS 方式に対して 2 倍程度にしかならないことがわかる。また、 $M=16$, $R=5$, $K=17$ の場合は、3.3 で述べたように拡散系列長が 16 ならば、通常の DPSK 方式とほぼ同じ周波数利用効率となる。この場合でも、ブランチ数が 6 以上になれば、誤り率が DPSK 方式の場合より良くなることがわかる。

5. むすび

本論文では、PC/SS 方式の +, - を表す状態データに差動符号化を適用し、復調の際に組合せ系列を包絡線検波で、また +, - の状態データを遅延検波で復調する差動 PC/SS 方式を提案し、その性能について検討した。その結果、AWGN 伝送路において、これまでの DPSK/DS 方式等に比べて優れた誤り率特性が得られ、またフェージング伝送路においても、ダイバーシチ受信を行った場合、誤り率の改善効果が DPSK/DS 方式に比べて優れていることがわかった。

本方式を用いると、これまで検討してきた PC/SS 方式のもつ高いデータ伝送効率という特徴を維持しつつ、受信波の位相が変動するフェージング伝送路におけるデータの復調が容易になることが期待できる。

本論文では、AWGN 伝送路と周波数非選択性レイリーフェージング伝送路における基本的な特性を明らかにすることと、従来の方式の比較に焦点を絞った。今後の課題としては、周波数選択性フェージング伝送

路等における特性とダイバーシチを適用した場合の効果についての検討、多元接続性能の解析、誤り訂正符号化の適用による性能改善の検討が挙げられる。

謝辞 本研究の一部は、文部省科学研究費補助金(課題番号 05750334)、ならびにテレコム先端技術研究支援センターの援助により行われた。ここに感謝する。

文 献

- (1) Lee W. C. Y.: "Overview of Cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Tech., **VT-40**, 2, pp. 291-302 (May 1991).
- (2) 中川正雄監修: "スペクトラム拡散通信方式応用技術", トリケップス(1991).
- (3) Kaverad M. and Ramamurthi B.: "Direct-Sequence Spread Spectrum with DPSK Modulation and Diversity for Indoor Wireless Communications", IEEE Trans. Commun., **COM-35**, 2, pp. 224-236 (Feb. 1987).
- (4) Wijffels C. A. F. J., Misser H. S. and Prasad R.: "A Micro-Cellular CDMA System over Slow and Fast Rician Fading Channels with Forward Error Correcting Coding and Diversity", IEEE Trans. Veh. Tech., **VT-42**, 4, pp. 570-580 (Nov. 1993).
- (5) 竹原一行, 田中敏之, 岡田和秀, 多田 勉: "SAW 素子を用いたスペクトル拡散方式無線 LAN システム", 信学技報, **CS93-45** (1993-06).
- (6) 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).
- (7) 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).
- (8) Pahlavan K. and Chase M.: "Spread-Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes for Indoor Radio Communications", IEEE Trans. Commun., **COM-38**, 5, pp. 574-577 (May 1990).
- (9) Chase M. and Pahlavan K.: "Performance of DS-CDMA over Measured Indoor Radio Channels Using Random Orthogonal Codes", IEEE Trans. Veh. Tech., **VT-42**, 4, pp. 617-624 (Nov. 1993).
- (10) 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-II), **J74-B-II**, 5, pp. 207-214 (1991-05).
- (11) 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検討", 信学論(A), **J75-A**, 4, pp. 824-830 (1992-04).
- (12) Sasaki S., Kikuchi H., Zhu J. and Marubayashi G.: "Performance of the Parallel Combinatory SS Communication Systems in Rayleigh Fading Channel", IEICE Trans. Fundamentals, **E77-A**, 6, pp. 1028-1032 (June 1994).
- (13) Proakis J. G.: "Digital Communications", 2nd Ed., McGraw-Hill (1989).
- (14) Schalkwijk J. P. M.: "An Algorithm for Source Coding", IEEE Trans. Inf. Theory, **IT-18**, pp. 395-399 (May 1972).

(15) 奥村善久, 進士昌明: “移动通信の基礎”, 電子情報通信学会(1986).

付 録

式(22)の導出

DPC/SS 方式では, 現在, または 1 シンボル前の系列の組合せの推定が誤った場合, 誤った系列に対応する状態データのビット誤り率は (1/2) になる. ここで, 組合せ系列の推定が誤った場合に, 任意の 1 ビットの状態データの誤り率が (1/2) になる確率を求め.

まず, 式(12)で求められる 1 個の送信された系列を正しく判定する確率を P_{c1} とする.

ある時点で, ビット誤り率 (1/2) となる状態データが α 個生じた場合について考える. なお, 記述を簡略化するため以下, 現在および 1 シンボル前の系列の組合せをそれぞれ S_C, S_P と表記する.

α 個の系列の推定誤りのうち, S_P で β ($1 \leq \beta \leq \alpha$) 個だけ系列の推定誤りが生じたとする. この場合の S_P および S_C における系列の推定誤りの例を図 A・1 に示す. S_P で β 個だけ系列の推定を誤る確率は, $\{P_{c1}^{R-\beta}(1-P_{c1})^\beta\}$ であり, この組合せは全部で ${}^R C_{\beta}$ 通り存在する.

S_C では, 少なくとも S_P で誤った β 個と異なる状態データに対応する $\alpha-\beta$ 個の系列の推定を誤る. この確率は, $\{P_{c1}^{R-\alpha}(1-P_{c1})^{\alpha-\beta}\}$ で表され, この組合せは全部で ${}^{R-\beta} C_{\alpha-\beta}$ 通り存在する. また, S_C のうちで, S_P で誤った β 個の系列に対応する部分については, どのように誤ってもビット誤り率 (1/2) となる状態データが α 個生じることに変わりはない. よって β 個のうち η 個が誤る確率は, $\{P_{c1}^{R-\eta}(1-P_{c1})^\eta\}$ で与えられ, この組

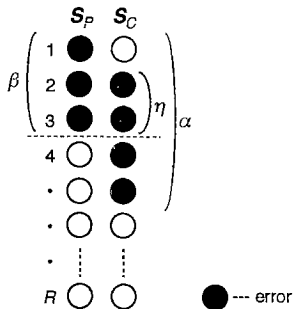


図 A・1 送信された系列の誤りパターン of the 例
Fig.A・1 An error pattern of transmitted PN sequences.

合せは ${}_{\beta} C_{\eta}$ 個存在する.

つまり, S_P で β 個, S_C で $\alpha-\beta+\eta$ 個の系列が誤ることになり, その確率 P_0 は, 次式で求められ, 全部で ${}^R C_{\beta} \cdot {}^{R-\beta} C_{\alpha-\beta} \cdot {}_{\beta} C_{\eta}$ 通りの組合せがあることになる.

$$P_0 = \{P_{c1}^{R-\beta}(1-P_{c1})^\beta\} \{P_{c1}^{R-\alpha+\beta-\eta}(1-P_{c1})^{\alpha-\beta+\eta}\} \quad (A \cdot 1)$$

ここで, 一つの状態データに対応する系列に注目し, それが誤りとなる場合について考える. この場合, 注目する系列によって, 以下の二つの場合が考えられる.

(1) 注目した系列が, S_P で既に誤っていた場合

この場合, まず S_P において注目した系列が誤る組合せは ${}^{R-1} C_{\beta-1}$ 通り存在する. 次に S_C で, S_P で誤った箇所以外のところが誤る組合せは ${}^{R-\beta} C_{\alpha-\beta}$ 通り存在する. 更に, S_P で誤った箇所が再び誤る組合せは ${}_{\beta} C_{\eta}$ 通り存在する.

η のとる範囲は $0 \sim \beta$, β のとる範囲は $1 \sim \alpha$ であることから, 注目した状態データのビット誤り率が (1/2) となる確率 P_1 は, 次式で求められる.

$$P_1 = \sum_{\beta=1}^{\alpha} \sum_{\eta=0}^{\beta} \frac{{}^{R-1} C_{\beta-1} \cdot {}^{R-\beta} C_{\alpha-\beta} \cdot {}_{\beta} C_{\eta}}{{}^R C_{\beta} \cdot {}^{R-\beta} C_{\alpha-\beta} \cdot {}_{\beta} C_{\eta}} P_0 \\ = \sum_{\beta=1}^{\alpha} \frac{\beta}{R} \sum_{\eta=0}^{\beta} \{P_{c1}^{R-\beta}(1-P_{c1})^\beta\} \{P_{c1}^{R-\alpha+\beta-\eta}(1-P_{c1})^{\alpha-\beta+\eta}\} \quad (A \cdot 2)$$

(2) 注目した系列が, S_P で誤らずに, S_C で誤っていた場合

この場合, まず注目した系列は S_P で誤らないので, これを含まずに S_P で β 個誤る組合せは $({}^R C_{\beta} - {}^{R-1} C_{\beta-1})$ 通り存在する. 次に S_C において, S_P で誤った箇所以外のところで注目した一つの系列が誤る組合せは ${}^{R-\beta-1} C_{\alpha-\beta-1}$ 通り存在する. 更に, S_P で誤った箇所が再び誤る組合せは ${}_{\beta} C_{\eta}$ 通り存在する.

η のとる範囲は $0 \sim \beta$ であり, また β のとる範囲は $0 \sim \alpha-1$ である. よって注目した状態データのビット誤り率が (1/2) となる確率 P_2 は, 次式で求められる.

$$P_2 = \sum_{\beta=0}^{\alpha-1} \sum_{\eta=0}^{\beta} \frac{({}^R C_{\beta} - {}^{R-1} C_{\beta-1}) \cdot {}^{R-\beta-1} C_{\alpha-\beta-1} \cdot {}_{\beta} C_{\eta}}{{}^R C_{\beta} \cdot {}^{R-\beta} C_{\alpha-\beta} \cdot {}_{\beta} C_{\eta}} P_0 \\ = \sum_{\beta=0}^{\alpha-1} \frac{(\alpha-\beta)}{(R-\beta)} \left(1 - \frac{\beta}{R}\right) \sum_{\eta=0}^{\beta} \{P_{c1}^{R-\beta}(1-P_{c1})^\beta\} \{P_{c1}^{R-\alpha+\beta-\eta}(1-P_{c1})^{\alpha-\beta+\eta}\} \quad (A \cdot 3)$$

α 個の誤りのうち, 先に示した(1)の場合は β 個に, (2)の場合は $\alpha-\beta$ 個にそれぞれ当てはまる. このことを考慮すると, ビット誤り率 (1/2) となる状態データが α 個生じた場合, 任意の 1 個のデータのビット誤り率が (1/2) となる確率 $P_{ee}(\alpha)$ は, 次式で求められる.

$$\begin{aligned}
 P_{ee}(a) &= \frac{\beta}{\alpha} P_1 + \frac{\alpha - \beta}{\alpha} P_2 \\
 &= \sum_{\beta=1}^{\alpha} \frac{\beta^2}{\alpha R} \sum_{\eta=0}^{\beta} \{ P_{c1}^{2R-\alpha-\eta} (1 - P_{c1})^{\alpha+\eta} \} \\
 &\quad + \sum_{\beta=0}^{\alpha-1} \frac{(\alpha - \beta)^2}{\alpha(R - \beta)} \left(1 - \frac{\beta}{R} \right) \sum_{\eta=0}^{\beta} \{ P_{c1}^{2R-\alpha-\eta} (1 \\
 &\quad - P_{c1})^{\alpha+\eta} \} \quad (\text{A}\cdot\text{4})
 \end{aligned}$$

(平成6年3月25日受付, 6月23日再受付)



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, 平4同大学院博士後期課程満期退学, 平4より新潟大学工学部電気電子工学科助手。現在に至る。スペクトル拡散通話方式, 移動体通信, デジタル信号処理の研究に従事。IEEE, 情報理論とその応用学会各会員。工博。



菊池 久和

昭49新潟大・工・電子卒, 昭51同大学院修士課程了, 同年富士通株式会社入社。昭54新潟大・工・助手, 同講師を経て平3同助教授(電気電子)。工博。デジタル信号処理, 画像解析, ウェーブレット解析の研究に従事。IEEE 会員。



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年度中国科学院科学研究賞, 平成元年度自然科学賞受賞。現在, 同大・工・電子教授。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」。