

符号分割多元接続における符号ダイバーシチ受信方式の特性改善

太刀川 信 一 長岡技術科学大学工学部助教授

1 研究調査の背景、目的

直接スペクトル拡散多元接続通信システム (Direct Sequence/Spread Spectrum Multiple Access Communication system: DS/SSMA) は、あらかじめ割り当てられた拡散系列を用いて、複数のユーザが共通の通信路を利用する。このとき、多元接続による他局信号は、自局信号に対する干渉成分となる。通常、この干渉による影響は小さいため、受信機では正しく自局信号を相関検出することが出来る。しかし、干渉信号の電力が自局信号に比べて非常に大きい場合は、大幅な通信品質の劣化を招く。この問題を一般に遠近問題という^{[1][2]}。

この対策として、他局間干渉除去方式^[1]が提案されているが、これは、受信信号成分に含まれる干渉信号の複製を作成し、除去するので、すべての局の PN 系列を正確に知る必要があり、不都合である。また、直交化フィルタを用いて、干渉系列を直交させ、干渉を減らす方法も提案されている^{[3][4]}が、この方法では、直交させるまでの収束に時間がかかってしまう。ほかにも、受信信号の部分部分で相互相関値を推定し、その区間に重み付けを行う部分相関重み制御法^[5]、部分相関重み制御法に LMS アルゴリズムを導入する方法^[6]などが提案されている。しかし、これらの方法は、制御が難しくシステムが複雑になってしまう。

そこで、他局の PN 系列を知ることなく、また、他局の系列を推定することなく干渉を抑圧する一方式として、既存のシステムの簡単な応用による符号ダイバーシチ方式が提案されている^{[7][8]}。この方式は、いくつかの符号系列和を拡散用 PN 系列として使用し、和を取る前の個々の PN 系列でダイバーシチ受信するものであり、システム構成が簡単である。また、基地局のない環境においても有効である。しかしこの場合、送信出力が多値レベルとなるほか、1 ユーザが使用する符号系列数が増加する。

本研究では、符号ダイバーシチ方式の有用性を保ちつつ、送信出力が従来の DS/SSMA のように定振幅となる符号ダイバーシチ方式を提案し、その原理及び構成法を論ずる。それをもとに、遠近問題下における特性を評価する。そして、ブランチ構成法の検討や異なる定振幅合成系列の検討を行い、これらによりさらなる特性改善が可能であることを報告する。また、リミッタを適用した際の、本提案方式と従来の符号ダイバーシチ方式の特性を評価する。

2 提案する符号ダイバーシチの原理と方法

図 1 に提案する符号ダイバーシチのシステムモデルを示す。送信側では、定振幅となる合成系列 $OM \times PN_1$ によってデータを拡散する。 $OM \times PN_1$ については、次節 2.1 で説明する。受信側では、定振幅合成系列を構成する系列 ($OM_k \times PN_1$, $k = 1, 2, \dots, M$; $M \leq N$) で相関演算を行う。ここで、 OM_k は、 OM を構成する全要素系列から重複なしで選んだ系列の和であり、ダイバーシチブランチ数は M 個とする。各ブランチに割り当てられる系列はそれぞれ異なるため、各ブランチでの受信信号との相互相関もまた異なる。この相互相関の影響をもとに算出される重み係数を積分出力に乘じ、ダイバーシチ合成としてその和をとり、データを復調する。以下に、本方式で重要となる定振幅合成系列の構成と重み係数の算出過程、従来の符号ダイバーシチとの違いについて述べる。

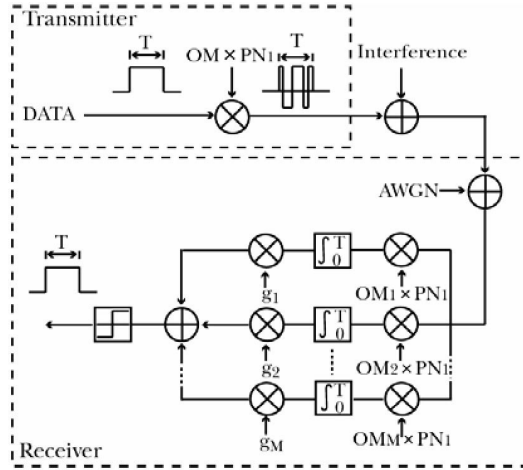


図1 定振幅 DS/SS 符号ダイバーシチシステムモデル

2.1 定振幅合成系列の構成

本方式は、拡散に用いる定振幅合成系列を構成するために、 OM と PN_1 の2つ必要となる（実際は、 PN_1 のみでよいがその点は後述する）。ここで、 OM はそれぞれ直交化した巡回シフト M 系列（Orthogonal shifted M-sequence）の和であり、 PN_1 は別の M 系列とする。この直交化巡回シフト M 系列の構成を式(1)に示す。

$$OM = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_N \\ a_N & a_1 & \cdots & a_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_2 & a_3 & \cdots & a_1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

式(1)中の各行の系列は、系列長 N のすべてのチップに対して直交化補数 α を加算して直交化している。そのため、式(1)中の α は、通常のチップ値（+1 又は -1）に α を加算した値である。この直交化補数 α は次式与えられる（導出略）。ただし、式中の $\pm$ は、+ か - の片方のみをとる。

$$\alpha = \frac{1 \pm \sqrt{N+1}}{N} \quad (2)$$

このように構成される OM のすべての系列による合成振幅（各列の和）は、ある一定値となる。これは、各列において、 M 系列の性質上 -1 が1つ多いこと、 N 個すべてのチップに直交化補数 α を加えていることから明らかである。その関係を次式で表す。

$$\alpha \times N - 1 = \pm \sqrt{N+1} = \text{constant} \quad (3)$$

この各チップ一定となる OM と PN 系列を乗算することにより、本方式では、定振幅となる合成系列を実現することができる。合成した OM のチップ値を1と正規化すれば、送信波形は PN_1 のみによる DS/SS 方式と等価となる。

2.2 重み係数式の導出

符号ダイバーシチの受信側では、合成系列を構成する個々の系列をブランチに割り当て、各ブランチで相関演算を行う。干渉による相互相関の影響は各ブランチで異なるため、その影響が最も少ない相関出力に対して大きな重み付けを行えば、最も安定した復調が行われることになる。ここで、各ブランチの積分出力から相互相関の分散と雑音の分散を推定する方法と、重み係数 g_k の決定法を示す。

まず、複数ある中の1つのブランチ k に着目し、このブランチの積分出力を次のように定義する。

$$Out_k = S_k + I_k + N_k \quad (4)$$

S_k は各ブランチにおける自局信号成分、 I_k は干渉成分、 N_k は雑音成分である。ここで、 $E[\cdot]$ を $\cdot$ の平均を表すものとし、自局と他局のデータはランダムで平均が0とすると、次式が成り立つ。

$$E[S_k] = E[I_k] = E[N_k] = 0 \quad (5)$$

S_k , I_k , N_k は互いに独立であるから、これらの積の平均も 0 となる。従って、式(4)の 2 乗平均は次式となる。

$$\begin{aligned} \overline{Out_k^2} &= E[(S_k + I_k + N_k)^2] \\ &= E[S_k^2] + E[I_k^2] + E[N_k^2] \end{aligned} \quad (6)$$

$E[S^2]$ を既知とすると、式(6)を変形することで、干渉成分の分散と雑音成分の分散の和、つまり妨害成分の分散の大きさを推定することができる。

$$E[I_k^2] + E[N_k^2] = E[(S_k + I_k + N_k)^2] - E[S_k^2] \quad (7)$$

各ブランチでの雑音の分散値は同じため、式(7)より相互相関の大きさを知ることができる。これより、ブランチにおける相互相関の影響を含む積分出力に対応する重み係数 g_k を次のように計算する。

$$g_k = \frac{\lambda_k}{E[I_k^2] + E[N_k^2]} \quad (8)$$

k はブランチ番号、 λ は信号成分の積分出力である。

2.3 従来の符号ダイバーシチとの比較

従来の符号ダイバーシチは複数の PN 系列の和を拡散系列とするため、そのチップ値は多レベルとなる。また、同様にチップ値の 2 乗平均値が 1 になるように正規化すれば、それはアナログ値となる。一方、本方式は DS/SS 方式と等価な送信出力であるため、送信機出力段の設計に負担をかけない。また、使用する符号系列は 1 系列のみである。図 2 にチップ値の比較を示す。従来の符号ダイバーシチのチップ値は多レベルであるため、リミッタを使用した場合、スレッシュホルドを超える信号成分はカットされる。一方、提案法は、リミッタによる劣化はない。このことから、両符号ダイバーシチにおいてリミッタを使用する場合、提案法が BER においても有利であることが予想される。

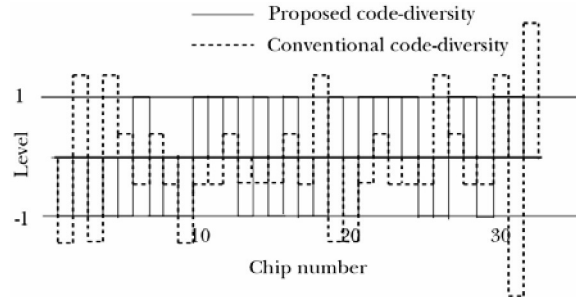


図 2 チップ値の比較

3 ブランチ構成法

符号ダイバーシチは、送信側の合成系列（各系列で互いに直交関係が成り立っている）を構成する個々の系列をブランチに割り当てる。従来の符号ダイバーシチでは、複数の PN 系列を各チップ加算したものを拡散系列とし、これに用いた ± 1 の系列ごとにブランチを設ける。これでは、使用する符号系列が固定されるため、他局系列の初期位相ずれによって、特性の改善効果に大きな差が生じると考えられる。もし特性が悪い場合には、拡散系列を変更する、若しくは増やすなどの必要があるため、送信側による系列制御が必要となる。本方式の場合、直交化巡回シフト M 系列（OM）を用いた定振幅合成系列を用いるため、受信側では N （系列長）個の系列を利用できる。この N 個の系列を、相互相関の影響を小さくするように組み合わせることができれば、他局系列の初期位相がどの点であっても、特性をより改善できることが期待される。

以下に、本検討で効果のあったブランチ構成法^[9]を示し、図 3 に構成例を示す。なおこの構成法では、ブランチ構成の前に、受信側で利用可能な N 個の系列について各々式(7)を用いて干渉と雑音の分散を観測し、その分散の小さい系列順への並び換えを基に構成する。

○ 分散偏重法 (Variance emphasis: VEm)

分散が小さい系列から、均等な一定数の系列をまとめて各ブランチに割り当てる。あるブランチは分散が小さい系列の集まり、あるブランチは分散が大きい系列の集まりとなる。

○ 分散適応合成法 (Variance adaptive composition: VAC)

観測した分散の平均値と分散値から、影響が小さい系列と大きい系列に大別する。影響が小さい系列は、 $M-1$ 個のブランチに均等な系列数を割り当てる。影響が大きい系列は、まず、半分を必ず使用し、それに 1 系列ずつ合成し、分散が最も小さくなる合成パターンを残る 1 ブランチに割り当てる。すべてのブランチで干渉による影響が小さくなるようにする。

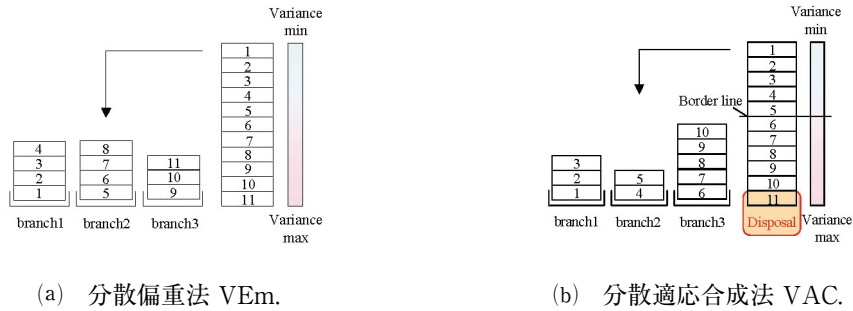


図 3 ブランチ構成法の一例

4 異なる定振幅合成系列とその併用法

これまでは、定振幅合成系列として直交化巡回シフト M 系列 (OM) の使用を考えた。本節では、この定振幅合成系列の適用範囲を広げるため、異なる定振幅合成系列を提案する。異なる定振幅合成系列には、ウォルシュ符号 (WAL) を用いる。例として、系列長 8 のウォルシュ符号を式(9)に示す。

$$WAL = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

定振幅合成系列の構成要件は、各系列間で直交性が成り立ち、各列の和がすべて等しい一定値になることである。ウォルシュ符号の場合、直交性は成り立つが、各列の和はすべて等しい値ではない。ある列の和だけ符号長 N 、それ以外の和は 0 となる。そこで、行と列に存在する全 1 成分 (第 1 行と第 5 列) を除去し、各列の和をすべて等しい一定値にする。しかし、系列間の直交性は失われるので、各系列間で直交性を持たせるため、式(2)で表される直交化補数 α を各チップに加えて直交化する。このように構成される定振幅合成系列を変形ウォルシュ符号 (m-WAL) と呼び、本方式でどのような効果があるか調査する。

本方式は、送信側で互いに直交関係がある定振幅合成系列を使用すれば、受信側で符号によるダイバーシチができる。この考え方によれば、OM と m-WAL を併用することも可能であり、受信側の逆拡散用 PN 系列においても両系列を混在させて用いることが可能である。

5 シミュレーションによる結果

提案する定振幅合成系列による符号ダイバーシチと、従来の符号ダイバーシチの特性を比較する。そして、受信側におけるブランチ構成法による特性を示す。さらに、異なる定振幅合成系列として変形ウォルシュ系列 (m-WAL) を本方式に適用した場合、併用法を適用した場合の特性を示す。また、提案法 (直交化巡回シフト M 系列を使用) と従来の符号ダイバーシチにおいてリミッタを適用した場合の特性を示す。

5.1 定振幅符号ダイバーシチの特性

定振幅合成系列による符号ダイバーシチと、従来の符号ダイバーシチの特性を比較する。シミュレーション諸元を表1に示し、結果を図4に示す。但し、従来の符号ダイバーシチのブランチ数は5とし、提案法はブランチ数間隔で簡易に系列を割り当てる。また、式(8)の重み係数設定のために、1000 [bit] の $E[I_k^2] + E[N_k^2]$ の推定時間を設けた^[7]。

図4より、SIR=-10[dB]において、定振幅符号ダイバーシチの特性が、従来の符号ダイバーシチと同様の特性傾向を示し、干渉を抑圧できていることがわかる。具体的には、 $E_b/N_0=10$ [dB] で、DS/SS 方式の 4.1×10^{-4} に対し、本方式は最大で 6.5×10^{-3} まで特性を改善している。これは符号ダイバーシチの特徴として、他局系列の初期位相位置に起因する最悪な特性を大きく改善することができるためである^{[7][8]}。一方 SIR=0[dB] では、干渉成分が少ないため改善は少ないが、幾分の効果はある。また、ブランチ数の傾向には、ある数まではブランチ数の増加に従い特性の改善があるが、それ以上増やしてもあまり特性が改善されない傾向がある。これは、合成後の SNR と各ブランチの SIR とのトレードオフの関係から、ブランチ数には最良の数が存在することが知られている^[7]。

本方式が従来の符号ダイバーシチと同等の性能を有するのであれば、本方式は1つの PN 系列によって通信できるため、ハードウェア構成上のメリットがある。

表1 シミュレーション諸元

Modulation system	BPSK-DS/SS
Number of users	2
PN sequences	M seq. OM seq.
Code length	31
Number of branches	2,5,7,8
Bit/Chip timing	Asynchronous/Synchronous
Transmission line	AWGN
Training bit	1000[bit]
SIR	-10 , 0 [dB]

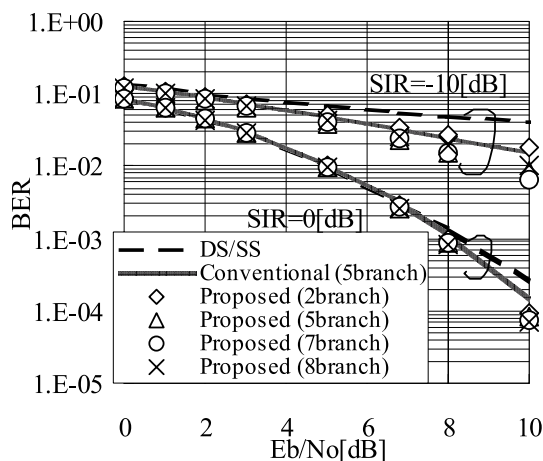


図4 遠近問題下の性能比較

5.2 ブランチ構成法による特性

ブランチ構成法による BER 特性を示す。シミュレーション諸元は 5.1 節と同様である。ただし、対象とするブランチ数は5ブランチとする。図5に結果を示す。

図5より、受信側で分散偏重法 (VEm)、分散適応合成法 (VAC) を用いることで BER が改善されていることがわかる。例えば、SIR=-10[dB], $E_b/N_0=10$ [dB] において、5.1 節のような簡易な方法では 8.2×10^{-3} である

のに対し、VEm は 5.4×10^{-3} 、VAC は 4.8×10^3 まで特性が向上している。この理由は、次のように考えられる。分散偏重法では、相互相関の分散が小さい系列で構成されるブランチの重み係数は大きくなり、相互相関の分散が大きい系列で構成されているブランチの重み係数は小さくなる。これより、正しく判定されるブランチ出力をうまく強調することになり、誤りが少なくなると考えられる。また、 $SIR = -10[\text{dB}]$ で、分散適応合成法が分散偏重法よりもよい特性となる要因は、相互相関の分散が大きい系列同士の影響によって特性改善を見込めない系列を不使用とし、すべてのブランチを相互相関の影響が少ない構成とすることで、特性が改善されていると考えられる（信号成分としての寄与よりも、干渉雑音成分の劣化の大きい系列は削除する）。一方、 $SIR = 0[\text{dB}]$ では、干渉が少ないので不使用系列による信号成分の減少により、BER は劣化している。

本方式では、従来の符号ダイバーシチのように送信側で符号系列を制御するのではなく、受信側のみでブランチ構成を変更して特性の改善を図ることができる。

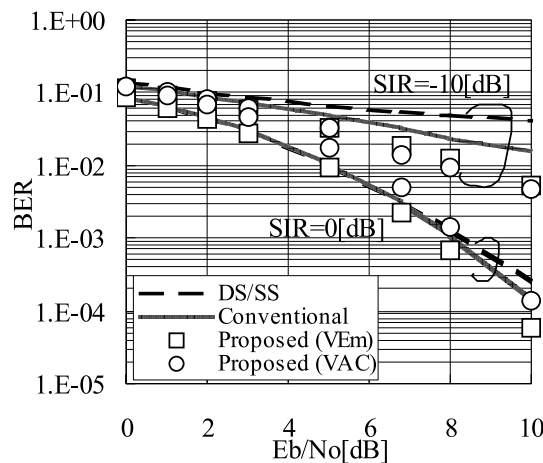


図5 ブランチ構成法による特性

5.3 異なる定振幅合成系列とその併用法の特性

変形ウォルシュ符号（m-WAL）を本方式に適用した特性、及び、2つの定振幅合成系列による併用法の特性を示す。シミュレーション諸元は5.1節と同様である。ただし、m-WALは5ブランチ、併用法は7ブランチとする。図6、7に結果を示す。

図6より、m-WALを本方式に適用することができ、また、図4、図5の直交化巡回シフトM系列（OM）とほぼ同様、または、より優れた干渉抑圧性能を有していることを確認できる。 $SIR = -10[\text{dB}]$ 、 $E_b/N_0 = 10[\text{dB}]$

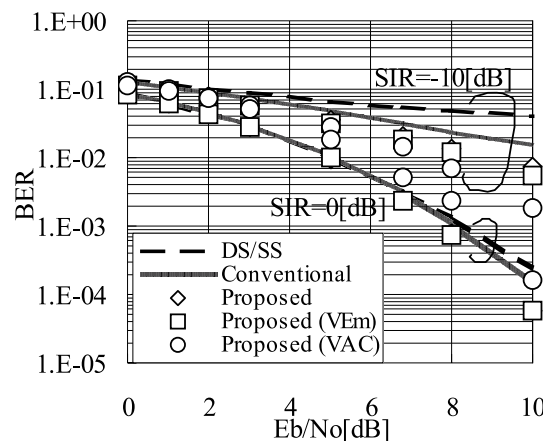


図6 変形ウォルシュ符号による BER

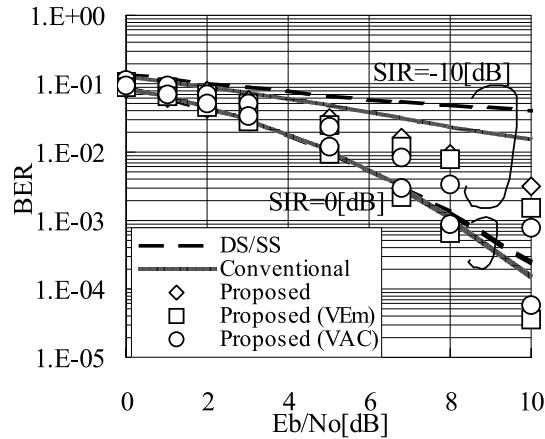


図7 併用法による BER

において、図5では、BER は最小で 4.8×10^{-3} 、図6では 1.8×10^{-3} となっていることがわかる。ウォルシュ符号の構成は、細かに周波数分解された波形であるため、OM よりも他局からの影響を受けにくい系列数が多いと考えられる。

図7より、併用法による定振幅符号ダイバーシチが、図5、図6と比較して最も干渉を抑圧できていることがわかる。数値的には、先と同様の $SIR = -10[\text{dB}]$ 、 $E_b/N_0 = 10[\text{dB}]$ の条件において、BER は最小で 7.9×10^{-4} まで改善されている。

5.4 リミッタ適用時の特性

本方式は ± 1 の定振幅な送信出力を実現している。従来の符号ダイバーシチは多レベルであるが、本方式が定振幅であることから、リミッタによる劣化が少ないと考えられる。なお、リミッタはソフトリミッタ（スレッシュホールド ± 1 ）を使用し、送信側の設置は最終段に、受信側の設置は受信入力の前段に設置する。ここでは、簡単化のため、定振幅合成系列は直交化巡回シフト M 系列（OM）のみとする。一例として、AWGN 環境下の結果を図8に示し、各伝送路（AWGN、バーストノイズ、CW 妨害）環境下の比較を表2にまとめる。ただし、従来の符号ダイバーシチは、送信リミッタで信号がカットされ E_b/N_0 が下がるため、 E_b をそのまま調整しないもの（no adjustment E_b ）と、リミッタ後に E_b を増加させたもの（adjustment E_b ）の BER を示す。

図8より、本方式が、 E_b 調整のない従来の符号ダイバーシチと比較して、その特性を大きく改善していることがわかる。これは、本方式が定振幅であることによる。また、分散適応合成法（VAC）の特性が若干悪くなるのは、干渉がないにもかかわらず、系列をいくつか廃棄することにより、信号成分を失っているからである。な

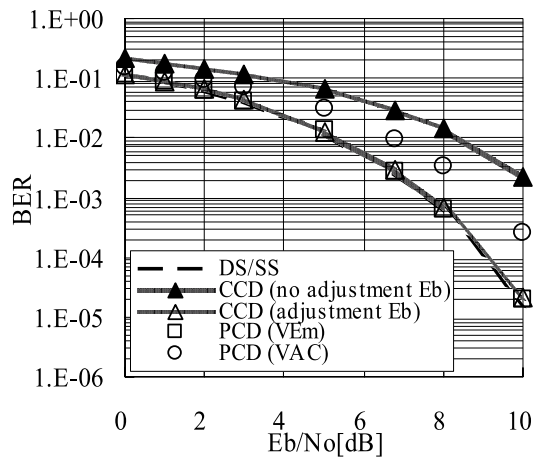


図8 AWGN 環境下のリミッタ使用時の BER 特性

表 2 送・受信リミッタ使用による性能比較

Code-diversity system	AWGN		Burst noise		CW jamming	
	Eb n-adj.	Eb adj.	Eb n-adj.	Eb adj.	Eb n-adj.	Eb adj.
Conventional	×	△	×	▲	▲	▲
Proposed	△	-	○	-	○	-
Limiter effect	Deterioration		Improvement		Deterioration	

Mark compared with DS/SS

○: Improvement △: Equivalence ▲: Both of improvement and deterioration ×: Deterioration
Eb n-adj.: no adjustment Eb Eb adj.: adjustment Eb

お, Eb 調整のある従来の符号ダイバーシチは, 本方式の特性とほぼ同じになっているが, 送信機で非線形なアナログ合成波形を送ることになり, 送信機出力段の設計に負担がかかると考えられる。

表 2 より, 本方式はどの伝送路環境下でも DS/SS 方式以上の特性となる。ここで, バーストノイズは, 系列の一部に AWGN の10倍のノイズが加わるものとし, CW 妨害は, 周波数 $1/(2T_c)$, 初期位相 0 の妨害が加わるものとした。従来の符号ダイバーシチでは, Eb調整のない特性はほとんどが劣化し, Eb を調整してもチップ波形が多レベルであるため, バーストノイズ, CW 妨害環境下では特性の劣化が生じる場合がある。また, リミッタを適用しない場合とリミッタを適用する場合を比較すると, バーストノイズ環境下でリミッタによる改善効果が認められる。

リミッタ適用時に本方式が優れた特性となる理由は, 定振幅であり, ダイバーシチ効果 (ブランチ構成法) を有することによる。

6 むすび

本論文では, 定振幅となる合成系列を用いた符号ダイバーシチを提案し, その原理および構成法を論じた。また, 本方式が従来の符号ダイバーシチと同様の特徴を有しながら, 新たに定振幅送信出力, 定振幅合成系列の数の増加, さらなる干渉抑圧性能の向上が可能であることを示した。また, リミッタ適用において本方式の有効性を示した。これより, 本方式では, 送信機は従来のDS/SSシステムのハードウェア構成でよく, 受信機側で, ブランチ構成の工夫のみで特性が改善できるという, 実用上の利点がある。

文献

- [1] R. Kohno, "Pseudo-noise sequence and interference cancellation techniques for spread spectrum system- spread spectrum theory and techniques in Japan-", IEICE Trans., vol.E74, no.5, pp.1083-1092, May 1991.
- [2] M. Okubo and M. Nakagawa, "Countermeasure against SSMA near-far problem using unknown sequence estimator", IEEE ISSSTA'94, vol.1, pp167-170, July 1994.
- [3] 府川和彦, 鈴木博, "直交化整合フィルタ受信方式 —DS/CDMA移動通信における線形干渉キャンセラー—", 信学技報, SST94-22, pp.25-30, June 1994.
- [4] U. Madhow and M.L. Honig, "Minimum Mean Squared Error Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum Code-Division Multiple Access", Proc. 1st Int. Conf. Universal Personal Commun., 1, pp.273-277, Sept.1992.
- [5] 朝戸英樹, 太刀川信一, 丸林元, "部分相関重み制御法による DS/SSMA の他局間干渉抑圧", 信学論(A), vol.J79-A, no.3, pp.785-794, March 1996.
- [6] 梅香一也, 太刀川信一, "DS/CDMA 部分相互相関重み制御法と LMS アルゴリズムの適用", 信学技報, SST96-99, pp.7-12, March 1997.
- [7] T. Seki, M. Hamamura, S. Tachikawa, "Suppression Effects of Multiple Access Interference in DS/CDMA with Code-Diversity", IEICE Trans. Fundamentals, vol.E82-A, no.12, pp.2720-2727, Dec.1999.
- [8] R. Manzanilla, M. Hamamura, S. Tachikawa, "Sequence Interference Suppression Characteristics of Code-Diversity DS/CDMA over Multipath Fading Channels", IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.12, pp.2983 -2990, Dec.2001.
- [9] 長谷部悟史, 太刀川信一, 浜村昌則, "定振幅となる合成系列による DS/SS 符号ダイバーシチ受信方式

の検討”，信学技報，WBS2005-14，pp.35-40，July 2005.

〈発 表 資 料〉

題 名	掲 載 誌 ・ 学 会 名 等	発 表 年 月
定振幅となる合成系列による DS/SS 符号ダイバーシチ受信方式の検討	電子情報通信学会ワイドバンドシステム研究会技術研究報告, vol.105, No.176, WBS2004-14, pp.35-40	2005. 7
定振幅 DS/SS 符号ダイバーシチ受信におけるリミッタの効果	電子情報通信学会信越支部大会, 3B-3, pp.93-94	2005.10
適応重み制御を用いた DS/CDMA 符号ダイバーシチ方式について	電子情報通信学会総合大会（春季）講演演论文集A, A-5-38, p.152	2006. 3