

## 空間変調に基づく時空間符号分割多元接続

福間 恵<sup>†a)</sup> 石井 光治<sup>†</sup>

Space-Time Code Division Multiple Access Based on SM

Megumi FUKUMA<sup>†a)</sup> and Koji ISHII<sup>†</sup>

あらまし 本論文では、空間変調技術を用いた符号分割多元接続を提案する。空間変調とは、入力情報を空間領域に割り当てることで伝送レートの向上を図る技術である。本研究では、空間変調を多元接続に応用し、信号を空間領域に拡散するための符号生成に用いる。更に、従来のスペクトル拡散符号を組み合わせることで時空間領域の符号を形成し、従来の時間領域の符号のみを用いる場合と比較して、同時接続端末数増加による特性劣化を抑えることが可能である。また、提案する時空間符号分割多元接続の個々の送信端末は一つのRF回路で実装可能であるため、各送信端末の機器構成を複雑化しない。本論文では、提案方式の最適な符号構成について、理論解析と計算機シミュレーションにより評価する。更に、従来の多元接続方式と比べて多数の端末で優れた特性を達成できることを示す。

キーワード 空間変調, 符号分割多元接続, ユニオンバウンド

### 1. ま え が き

人を介さずに機器同士が自律的に通信を行う M2M (Machine-to-Machine) が注目を集めており、農業や交通、環境、エネルギー、防災・防犯等といった様々な分野での応用が期待されている。M2M 実現のためには様々なモノに通信機能を付加する必要があるため、通信端末数が飛躍的に増加することが考えられる。M2M の牽引により、2020 年には世界の通信端末数は約 50 億にまで増加することが予測されている [1]。更に M2M では、個々の通信端末の低コスト化やサイズの小型化が必要とされる。従来の多元接続方式として、周波数分割多元接続、時分割多元接続、符号分割多元接続、直交周波数分割多元接続等が利用されている。しかし、大多数の端末が同時通信を行う M2M の要求を満たすためには、新たな多元接続方式が必要となる。

そこで本研究では、空間変調技術に着目した新たな多元接続方式を提案する。空間変調は、送信アンテナに情報を割り当てることで伝送レートの向上を

図る技術として提案されている。送信側では、入力情報に応じて複数本の送信アンテナから 1 本の送信アンテナを選択し、そのアンテナを用いて情報を伝送する。受信側では、各送信アンテナと受信アンテナ間の通信路応答値を用いて送信に利用されたアンテナを推定し、元の情報を得る。この技術は、空間領域の変調と従来の PSK (Phase Shift Keying) や QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等の位相振幅領域の変調を組み合わせた空間変調 (SM: Spatial Modulation) [2] や、空間領域の変調のみを利用した空間偏移変調 (SSK: Space Shift Keying) [3] 等に用いられている。これらの技術はスイッチング回路を用いてアクティブな送信アンテナを切り替えるため、RF 回路が一つで実装可能となり、送信機の機器構成を複雑化しない。空間変調技術を用いた多元接続は、[4]~[6] 等で提案されているが、これらの方式は、従来の空間変調同様に伝送レートを向上させることを目的としている。そのため、他の送信端末の信号が干渉信号となり送信端末を増やすごとに特性の劣化が大きく起こる。したがって、多数の端末が同時に通信をする、M2M に用いる方式としては不向きである。

本研究では、信号を空間領域に拡散する空間拡散符

<sup>†</sup> 香川大学大学院工学研究科信頼性情報システム工学専攻, 高松市 Graduate School of Engineering, Kagawa University, 2217-20 Hayashi-cho, Takamatsu-shi, 761-0396 Japan

a) E-mail: s15g482@stu.kagawa-u.ac.jp

DOI:10.14923/transcomj.2016JBP3058

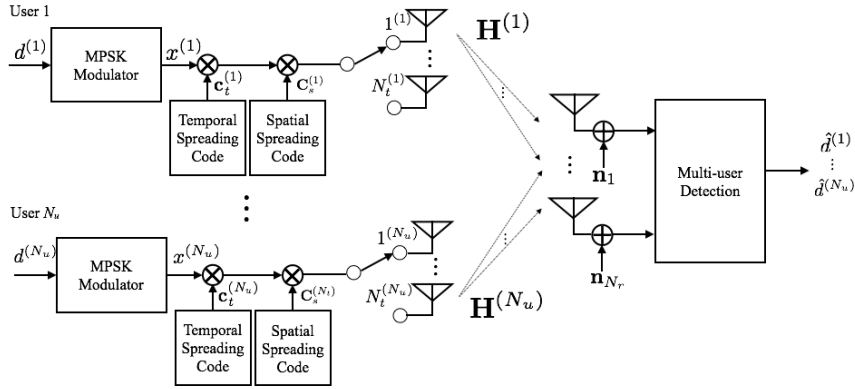


図 1 時空間符号分割多元接続の送受信機構成  
Fig. 1 Transmitter and receiver structures of ST-CDMA.

号<sup>(注1)</sup>を生成するために空間変調を用いる。従来の空間変調では、入力情報を送信アンテナに割り当て、入力情報に従って動作する送信アンテナを決定する。しかし、提案方式では空間拡散符号によって動作する1本の送信アンテナを決定する。つまり、空間領域に信号を割り当てないため、従来のSMに比べて伝送レートの向上は得られない。しかし、M2Mでは、伝送レート向上よりもユーザ数の増加が求められるため、本研究においては問題としない。更に、空間変調と同様にスイッチング回路を用いてアンテナを切り替えるため、個々の送信端末は一つのRF回路で実装可能となる。また、従来のCDMAで用いられる時間拡散符号と空間拡散符号を併用することで、提案する時空間符号分割多元接続(ST-CDMA: Space-Time Code Division Multiple Access)は、個々の端末の送信機の機器構成の簡素さを保ったまま多数の端末による多元接続を実現できる[7]。[7]では、提案する時空間符号分割多元接続は従来のCDMAよりも多数の端末で良い特性を達成できることを明らかにした。本論文では、理論解析の結果の考察を加え、従来の符号化空間変調を用いた多元接続方式との比較と誤り訂正符号を組み合わせたCDMAとの比較を行う。

本論文の構成を以下に示す。2.では、時空間符号分割多元接続の送受信機構成と理論平均ビット誤り率(ABER: Average Bit Error Rate)について述べる。3.では、計算機シミュレーションを用いて理論解析による結果の妥当性を示し、多元接続に最適な拡散符号

の構成について評価する。更に、幾つかの従来の多元接続方式と比較する。4.では、結論を述べる。

## 2. 時空間符号分割多元接続

### 2.1 送受信機構成

図1に示すように、 $N_u$ 個の全ての送信端末が同一時刻、同一周波数で共通の受信機に信号を送る場合を想定する。各送信端末は $N_t$ 本の送信アンテナを具備し、受信機は $N_r$ 本の受信アンテナを具備する。従来の空間変調と同様に、各送信端末は1時点で1本の送信アンテナを動作させる。次に、個々の送信端末の変調方法について説明する。送信端末 $u$ は長さ $m = \log_2 M$  [bit]の送信情報 $d^{(u)} \in \{0, 1\}^m$ をMPSK変調信号 $x^{(u)}$ に変調する。ここで、 $\mathbf{E}[|x^{(u)}|^2] = 1$ とし、 $\mathbf{E}[\cdot]$ は期待値を表す。その後、 $x^{(u)}$ は時間拡散符号 $\mathbf{c}_t^{(u)}$ によって次式のように符号化される。

$$\mathbf{x}_t^{(u)} = x^{(u)} \mathbf{c}_t^{(u)} \quad (1)$$

$\mathbf{c}_t^{(u)} \in \{-1, +1\}^{1 \times L}$ は時間領域で信号を拡散する符号であり、本論文では時間拡散符号と呼ぶ。 $L$ は拡散符号の符号長である。従来のCDMAと同様に、時間拡散符号はウォルシュ系列等の直交符号を用いる場合に最も良い特性が得られる。更に、時間領域に拡散された信号 $\mathbf{x}_t^{(u)}$ は空間拡散符号 $\mathbf{C}_s^{(u)}$ によって次式のように時空間領域信号 $\mathbf{X}^{(u)} \in \mathcal{C}^{N_t \times L}$ に符号化される。

$$\mathbf{X}^{(u)} = N_t \begin{bmatrix} \mathbf{x}_t^{(u)} \\ \mathbf{x}_t^{(u)} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_t^{(u)} \end{bmatrix} \circ \mathbf{C}_s^{(u)} \quad (2)$$

(注1): 本論文では、従来のスペクトル拡散符号を時間領域の符号との理由で時間拡散符号と呼び、それに対応させて空間領域の符号を空間拡散符号と呼ぶ。実際には、空間拡散符号はスペクトル拡散は行わない。

$$\text{ABER}^{(u)} \leq \sum_{x^{(1)}}^{M^{(1)}} \cdots \sum_{x^{(N_u)}}^{M^{(N_u)}} \sum_{\hat{x}^{(1)}}^{M^{(1)}} \cdots \sum_{\hat{x}^{(N_u)}}^{M^{(N_u)}} \frac{N(x^{(u)}, \hat{x}^{(u)}) \mathbf{E}_{\mathbf{H}} [\text{PEP}(x^{(1), \dots, (N_u)}, \hat{x}^{(1), \dots, (N_u)})]}{\log_2 M \prod_{u=1}^{N_u} M^{(u)}} \quad (9)$$

ここで、 $\circ$  はアダマール積 (要素ごとの積) を表す。本論文では、 $\mathbf{C}_s^{(u)}$  を空間拡散符号と呼び、送信アンテナの切り替えパターンを表す。また、 $\mathbf{C}_s^{(u)}$  は次式で表される。

$$\mathbf{C}_s^{(u)} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_s^{(u)}(1) & \cdots & \mathbf{c}_s^{(u)}(l) & \cdots & \mathbf{c}_s^{(u)}(L) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\mathbf{C}_s^{(u)}$  の  $l$  列目  $\mathbf{c}_s^{(u)}(l)$  は次式で表され、ただ一つの要素が“1”であり、残りの要素は全て“0”である。

$$\mathbf{c}_s^{(u)}(l) = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \in \{0, 1\}^{N_t \times 1} \quad (4)$$

例えば、式 (4) の  $j$  番目の要素が“1”である場合、時間  $l$  では  $j$  番目の送信アンテナを用いて信号を送信する。これから先、空間拡散符号を簡略した表現を用いる。例えば、送信アンテナ本数  $N_t = 3$ 、符号長  $L = 4$  とし、空間拡散符号が

$$\mathbf{C}_s^{(u)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

である場合、空間拡散符号を [1223] と表す。つまり、アクティブなアンテナ番号を用いて表現する。時空間拡散符号によって符号化された後、全ての送信端末は信号を同時に送信し、受信側では次式に示す受信信号  $\mathbf{Y} \in \mathcal{C}^{N_r \times L}$  が得られる。

$$\mathbf{Y} = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{X}^{(u)} + \mathbf{N} \quad (6)$$

ここで、 $\mathbf{H}^{(u)} \in \mathcal{C}^{N_r \times N_t}$  は送信端末  $u$  と受信端末間の通信路行列を示し、次式で与えられる。

$$\mathbf{H}^{(u)} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(u)} & \cdots & h_{N_t 1}^{(u)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1 N_r}^{(u)} & \cdots & h_{N_t N_r}^{(u)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

各要素は  $\mathcal{CN}(0, 1)$  に従う通信路応答値であり、理想的にそれぞれ独立と仮定する。独立でない場合、つまり

送受信アンテナ間に空間相関がある場合は、相関度に依存した特性劣化が生じる [8]。  $\mathbf{N} \in \mathcal{C}^{N_r \times L}$  は複素ガウス雑音であり、各要素は  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$  に従いそれぞれ独立である。受信側では、全ての送信端末の拡散符号と通信路行列の情報を理想的に既知とし、送信側では通信路行列の情報は未知と仮定する。また、受信側で通信路推定誤差がある場合は、特性劣化が生じる [9]。受信側では、合計  $M^{N_u}$  個の送信信号行列レプリカの組み合わせを生成し、式 (8) に示す最優推定によって全ての送信端末の情報を同時に推定する。したがって、送信端末数の増加に伴い受信側の演算量が指数関数的に増加する。

$$\begin{aligned} & \{\hat{x}^{(1)}, \dots, \hat{x}^{(u)}, \dots, \hat{x}^{(N_u)}\} \\ & = \arg \min_{\forall u, \mathbf{X}^{(u)} \in \mathcal{X}^{(u)}} \left\| \mathbf{Y} - \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{X}^{(u)} \right\|_{\mathbf{F}}^2 \quad (8) \end{aligned}$$

ここで、 $\hat{x}^{(u)}$  は送信端末  $u$  の推定の MPSK 変調信号を示し、 $\mathcal{X}^{(u)}$  は送信端末  $u$  の送信信号行列レプリカ  $\mathbf{X}^{(u)}$  の集合を示す。また、 $\|\cdot\|_{\mathbf{F}}$  はフロベニウスノルムである。その後、MPSK 復調を行い、元の送信情報を得る。

## 2.2 理論解析

本節では、[10, Eq. (12.44)] のユニオンバウンド技法に基づき提案方式の ABER 特性を理論的に導出する。送信端末  $u$  の ABER は式 (9) で求められる。ここで、 $N(x^{(u)}, \hat{x}^{(u)})$  は  $x^{(u)}$  を  $\hat{x}^{(u)}$  と推定した場合のハミング距離であり、誤りビット数である。また、 $\mathbf{E}_{\mathbf{H}}[\cdot]$  は全てのフェージングチャネル上に計算される期待値である。 $\mathbf{E}_{\mathbf{H}} [\text{PEP}(x^{(1), \dots, (N_u)}, \hat{x}^{(1), \dots, (N_u)})]$  は平均ペアワイズ誤り率 (APEP: Average Pairwise Error Probability) を表し、各端末の信号  $x^{(1)}, \dots, x^{(N_u)}$  が  $\hat{x}^{(1)}, \dots, \hat{x}^{(N_u)}$  と推定される確率である。式 (8) によって PEP は次式で得られる。

$$\begin{aligned} \text{PEP}(x^{(1), \dots, (N_u)}, \hat{x}^{(1), \dots, (N_u)}) & = \Pr \left\{ D_x^{(u)} > D_{\hat{x}}^{(u)} \right\} \\ & = Q(\sqrt{\kappa}) \quad (10) \end{aligned}$$

ここで、 $D_x^{(u)} = \left\| \mathbf{Y} - \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{X}^{(u)} \right\|_{\mathbf{F}}^2$  であり、 $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  は誤差関数である。式 (10) の

$$\text{ABER}^{(u)} \approx \sum_{x^{(1)}}^{M^{(1)}} \cdots \sum_{x^{(N_u)}}^{M^{(N_u)}} \sum_{x^{(1)}}^{M^{(1)}} \cdots \sum_{x^{(N_u)}}^{M^{(N_u)}} \frac{N(x^{(u)}, \hat{x}^{(u)})}{\log_2 M} \frac{f(c)^{N_t N_r \tau} \sum_{k=0}^{N_t N_r \tau - 1} \binom{N_t N_r \tau - 1 + k}{k} [1 - f(c)]^k}{\prod_{u=1}^{N_u} M^{(u)}} \quad (22)$$

$\kappa$  は以下の式で定義される.

$$\kappa \triangleq \frac{\rho}{2} \left\| \sum_{u=1}^{N_u} (\mathbf{H}^{(u)} \mathbf{X}^{(u)} - \mathbf{H}^{(u)} \hat{\mathbf{X}}^{(u)}) \right\|_{\text{F}}^2 \quad (11)$$

$\rho = 1/\sigma^2$  は受信信号電力雑音電力比 (SNR) である. 送信端末数  $N_u = 1$  である場合, あるいは全ての送信端末が同じ時空間拡散符号を用いる場合に式 (11) は以下の式にまとめられる.

$$\kappa = \sum_{n=1}^{2N_t N_r} \alpha_n^2 \quad (12)$$

ここで  $\alpha_n \sim \mathcal{N}(0, c)$  であり, ガウス分布に従う確率変数の 2 乗の  $2N_t N_r$  の和で表すことができる. したがって, 式 (11) は自由度  $2N_t N_r$  のカイ 2 乗分布に従う. レイリーフェージング環境を想定する場合, 式 (9) の  $\mathbf{E}_{\mathbf{H}} [\text{PEP}(x^{(1), \dots, (N_u)}, \hat{x}^{(1), \dots, (N_u)})]$  は [11, Eq. (65)] の解法を参考にすることで閉形式で表すことができ, カイ 2 乗分布の確率密度関数 [12, p.41]

$$p_{\kappa}(\kappa) = \frac{1}{\sigma^n 2^{n/2} \Gamma(\frac{1}{2}n)} \kappa^{n/2-1} e^{-\kappa/2\sigma^2} \quad (13)$$

と式 (10) によって APEP は以下のように表される.

$$\begin{aligned} & \mathbf{E}_{\mathbf{H}} [\text{PEP}(x^{(1), \dots, (N_u)}, \hat{x}^{(1), \dots, (N_u)})] \\ &= \int_0^{\infty} Q(\sqrt{\kappa}) p_{\kappa}(\kappa) d\kappa \\ &= f(c)^{N_t N_r} \sum_{k=0}^{N_t N_r - 1} \binom{N_t N_r - 1 + k}{k} [1 - f(c)]^k \end{aligned} \quad (14)$$

ここで,  $f(c) = \frac{1}{2} (1 - \sqrt{\frac{c}{1+c}})$  であり,  $c$  は以下の式で求められる.

$$c = \mu\tau \quad (15)$$

$\mu, \tau$  はそれぞれ

$$\mu = \prod_{j=1}^{N_t} \sqrt[n_j]{n_j \rho} \quad (16)$$

$$\tau = \frac{1}{4} \sum_{u=1}^{N_u} \vartheta^{(u)} \quad (17)$$

であり, 式 (16) の  $n_j$  は長さ  $L$  の符号の中で  $j$  番目の送信アンテナを用いた回数である. また, 式 (17) の  $\vartheta^{(u)}$  は次式で与えられる.

$$\vartheta^{(u)} = \begin{cases} |x^{(u)} - \hat{x}^{(u)}|^2 & x^{(u)} \neq \hat{x}^{(u)} \\ 0 & x^{(u)} = \hat{x}^{(u)} \end{cases} \quad (18)$$

一方, 複数の送信端末が直交する (異なる) 時空間拡散符号を用いた場合, 式 (11) は以下の式でまとめられる.

$$\kappa = \sum_{n=1}^{2N_t N_r \tau} \alpha_n^2 + \beta \quad (19)$$

ここで,  $\alpha_n \sim \mathcal{N}(0, c)$  であり,  $c = \mu$  で求められる.  $\beta$  は独立な二つの確率変数 ( $\mathfrak{R}(h_{N_t N_r}^{(u)})$ ,  $\mathfrak{I}(h_{N_t N_r}^{(u)})$  等) の積の幾つかの和である. この二つの確率変数は独立であるため,  $\beta$  を 0 に近似し  $\kappa$  を次のように近似する.

$$\kappa \approx \sum_{n=1}^{2N_t N_r \tau} \alpha_n^2 \quad (20)$$

したがって, 式 (20) の  $\kappa$  は自由度  $2N_t N_r \tau$  のカイ 2 乗分布に従い, APEP は次式のように表される.

$$\begin{aligned} & \mathbf{E}_{\mathbf{H}} [\text{PEP}(x^{(1), \dots, (N_u)}, \hat{x}^{(1), \dots, (N_u)})] \\ & \approx f(c)^{N_t N_r \tau} \sum_{k=0}^{N_t N_r \tau - 1} \binom{N_t N_r \tau - 1 + k}{k} [1 - f(c)]^k \end{aligned} \quad (21)$$

最後に, 式 (21) を式 (9) に代入し, ABER 特性は式 (22) のように近似される.

### 3. 評価

本章では、提案方式の計算機シミュレーションによる結果と 2.2. で導出した理論 ABER 特性の結果を比較し、理論解析の精度を評価する。更に、提案方式の最適な符号構成について検討し、従来方式との比較を行う。通信路は符号長ごとに変化するブロックレイリーフェージング環境下を想定し、受信アンテナ本数  $N_r = 1$ 、符号長  $L = 4$  とする。

#### 3.1 最適な時空間拡散符号

まず、送信端末数  $N_u = 1$  の場合において、最適な空間拡散符号について議論する。送信アンテナ本数  $N_t = 2$ 、位相振幅領域の変調として BPSK ( $M = 2$ ) を用いる。空間拡散符号は [1111][1112][1212] の三つのパターンについて評価し、時間拡散符号はどのパターンも共通の符号 [1111] とする。3 種類の空間拡散符号を比較した結果を図 2 に示す。図中では、それぞれのシミュレーション結果をマークで示し、理論結果を点線で示す。図 2 より、理論値とシミュレーション値が一致する。3 種類の空間拡散符号の特性を比較すると、[1111] が特に悪い特性となった。これは、具備する 2 本の送信アンテナのうち 1 本は送信に用いていないため、送信ダイバーシティ効果が得られなかったからだと考えられる。[1112] と [1212] を比較すると、具備する送信アンテナをそれぞれ同じ回数使った場合に最も良い特性が得られることが分かる。[1112]

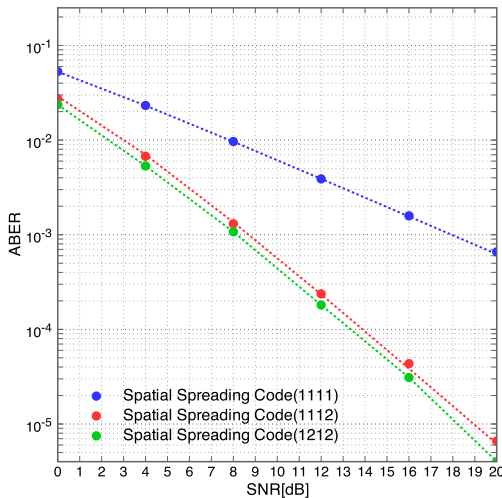


図 2 空間拡散符号の構成による ABER 特性  
Fig. 2 ABER performances corresponding to the structure of spatial spreading code.

に比べて [1212] は符号化利得が高くなったため、優れた結果が得られたと考えられる。また本論文では省略するが、[1122][1221][2211] 等の場合も [1212] と同等な特性が得られた。したがって、全ての送信アンテナを等しい回数動作させるように空間拡散符号を構成することが望ましい。これは、理論式を解くことでも同様に確認できる。[1212] と [1112] の場合の理論結果を比べると、式 (12) の  $\alpha_n$  の分散  $c$  のみが異なる。それぞれの分散は  $c^{[1212]} = 2\rho$ 、 $c^{[1112]} = \sqrt{3}\rho$  となり、分散が大きい [1212] の場合の特性は [1112] の特性と傾きはそのまま左にシフトした特性となる。つまり、送信に用いる送信アンテナ本数や符号長等が同じ条件で空間拡散符号が異なる場合、分散  $c$  を求めることで最適な符号構成を導くことができる。また、[1122][1221][2211] の場合の分散は [1212] と同じ  $2\rho$  となるため、特性は変わらないことが確認できる。

次に、複数の端末が用いる空間拡散符号について議論する。送信アンテナ本数  $N_t = 2, 3, 4$  とし、時間拡散符号は全て [1111] とする。送信端末数  $N_u = 3$  において、最も良い特性が得られた場合の空間拡散符号の組み合わせを表 1 に示す。図 3 に  $N_u = 1, 3$  の特性を比較した結果を示す。表 1、図 3 より、送信アンテナ本数がいかなる場合も、端末ごとに異なるアンテナ切り替えパターンになるように符号を設計することで、最も良い特性が得られることが分かる。また、送信アンテナ本数が多いほど送信ダイバーシティ効果が得られ、特性が改善されたことが分かる。理論結果とシミュレーション結果を比べると、 $N_u = 3$  の場合や  $N_t = 2, 3, 4$  の場合も同等な特性が得られた。

最後に、提案する時空間拡散方式のマルチユーザ環境下における特性を示す。 $N_u = 1, 3, 12$  の全ての送信端末が時間拡散符号 [1111] と空間拡散符号 [1212] を用いた場合の特性と、表 2 に示すように全ての送信端末が直交する (異なる) 時空間拡散符号を用いた場合の特性を図 4 に示す。表 2 のセル中の符号は、各送信端末に割り当てる時間拡散符号と空間拡散符号の組を示す。 $N_u = 3$  の場合、各端末は上段の三つの符号の組み合わせを用いるとする。図 4 より、全ての端末

表 1 各送信端末が用いる空間拡散符号  
Table 1 Spatial spreading code for each user.

送信端末	1	2	3
$N_t = 2$	1212	1221	1122
$N_t = 3$	1123	1231	2311
$N_t = 4$	1234	2341	3412

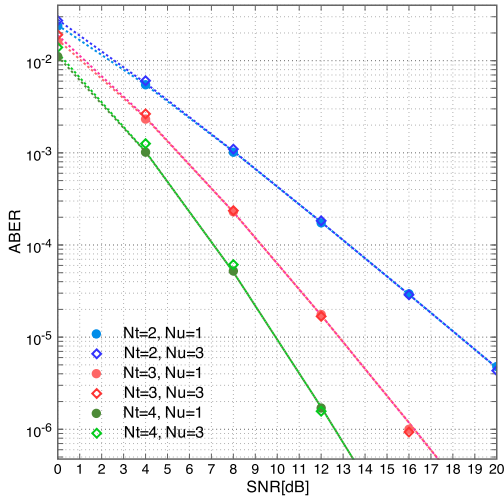


図3  $N_u = 1, 3$  の場合の空間拡散符号の構成による ABER 特性

Fig. 3 ABER performances corresponding to the structure of spatial spreading code in the cases where  $N_u = 1, 3$ .

表2 各送信端末が用いる時空間拡散符号

Table 2 Spatial-temporal spreading code for each user.

1111	1111	1111
1212	1221	1122
1-11-1	1-11-1	1-11-1
1212	1221	1122
1-1-11	1-1-11	1-1-11
1212	1221	1122
11-1-1	11-1-1	11-1-1
1212	1221	1122

が同じ符号を用いた場合、送信端末数2の増加で1dB以上の劣化が起こっており、送信端末数が大きくなるにつれて大きく劣化が起こる。一方、異なる符号の組み合わせを用いる場合は、送信端末数が11増加した場合でも  $ABER = 10^{-5}$  の劣化は1dB以下であり、 $N_u = 1$  の場合とほとんど同等なSNRで実現できる。したがって、提案方式は異なる符号の組み合わせを用いることで、他の端末の干渉による劣化を大幅に軽減できる。本研究の特筆すべき点として、符号の情報だけではなく、各送信端末と受信端末間の通信路行列の情報も用いて個々の端末の信号を復調する。したがって、直交符号を重複して用いた場合でも信号を推定できる。 $N_u = 15$  において、12の端末が表2の符号の組み合わせを用い、残りの3の端末が表2の1段目の符号を重複して用いる場合の特性を図4に示す。本論文では、直交符号を重複して用いる場合の理論解

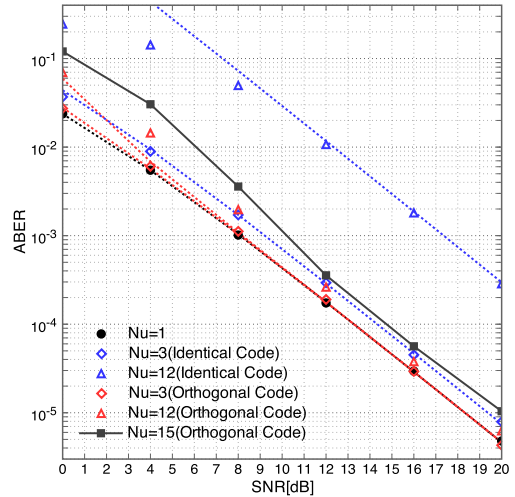


図4 同じ符号と直交符号を用いた場合の ABER 特性

Fig. 4 ABER performances in the cases with identical code and orthogonal code.

析は行っていないため、図4の  $N_u = 15$  の特性はシミュレーション結果のみを示す。図4より、特性劣化は多少大きくなるが、同じ符号を用いた場合に比べてかなり改善できることが分かる。同じ符号を用いた場合の理論結果は、低いSNRでは一致していないが高いSNRでは一致している。 $N_u = 12$  の低いSNRで一致していない理由は、ユニオンバウンドを用いて導出していることが原因だと考えられる。異なる符号を用いた場合は  $N_u = 12$  の場合で多少の誤差が生じている。式(19)の  $\beta = 0$  とする近似精度に起因すると考えられる。

### 3.2 従来方式との比較

本節では、提案した時空間符号分割多元接続と2種類の従来の多元接続方式の性能を比較し、更に誤り訂正符号を組み合わせた提案方式とCDMAの性能を比較する。3.2.1では、提案方式と時間領域の従来のCDMAとの比較を行い、3.2.2では、符号化空間変調を用いた多元接続(CSMMA: Coded Spatial Modulation Multiple Access)と比較する。更に3.2.3では、提案方式とCDMAに誤り訂正符号を組み合わせた方式を比較する。公平な比較を行うため、両方式は同じ条件を用いる。前節の結果より、提案方式の各送信端末の時空間拡散符号はそれぞれ異なる組み合わせを用いるとする。本節では、提案方式はシミュレーション結果のみを用いて議論する。

### 3.2.1 ST-CDMA vs. CDMA

まず、従来の時間領域の拡散符号のみを用いた CDMA との比較を行う。公平な比較のため、提案方式同様に CDMA に送信アンテナ 2 本を搭載一つの RF 回路を用いるとする。ここで、CDMA の時間領域の符号はウォルシュ系列を用いる。また、送信ダイバーシティ効果を得るため、単純なアンテナスイッチング(空間拡散符号  $\mathbf{C}_s = [1212]$ )を適用し、2本の送信アンテナを交互に切り替える。復調方法として、最ゆう推定を用いる。ここで、両方式の伝送レートは同じである。図 5 に ST-CDMA と CDMA の ABER 特性を比較した結果を示す。参考のため、 $N_t = 1$  の場合の CDMA の ABER 特性も示す。CDMA は送信アンテナを 2 本搭載することにより送信ダイバーシティ利得が得られるため、 $N_u = 1$  では ST-CDMA と同様な結果が得られる。ただし従来の CDMA は、マルチ

ユーザ環境下において、各端末が直交した符号を用いた場合でも、アンテナスイッチングによりその直交性が崩れることに注意されたい。二つの方式を比較すると、 $N_u = 3$  の場合の特性の差は少ないが、 $N_u = 12$  の場合は従来の CDMA に比べて提案する ST-CDMA は良い特性を達成できる。これは、提案方式は従来の CDMA に比べて多くの異なる符号(の組み合わせ)を生成できるためである。符号長  $L = 4$  の場合、従来の時間領域の CDMA の符号の種類は 4 種類であるのに対して、提案方式では 12 種類の異なる符号の組み合わせが生成できる。

### 3.2.2 ST-CDMA vs. CSMMA

次に、[4], [5] で提案されている方式に誤り訂正符号を組み合わせた、符号化空間変調を用いた多元接続と比較する。図 6 に CSMMA の送受信機構成を示す。各送信端末は  $N_t$  本の送信アンテナを具備し、受信端末は  $N_r$  本の受信アンテナを具備する。また、 $N_u$  個の全ての送信端末が同一時刻、同一周波数で共通の受信端末に信号を送る。送信端末  $u$  では、 $N$  ビットの送信情報と 2 ビットの終端ビットで構成される送信情報ベクトル  $d^{(u)} \in \{0, 1\}^{N+2}$  は符号化率 1/2、拘束長 3、生成多項式  $[7, 5]_8$  の畳み込み符号化が行われる。各端末は、畳み込み符号化された符号語をインターリーブし、SM Mapper により変調する。CSMMA では空間領域で情報伝送が可能であるため、1 シンボルで 2 ビットの情報伝送が可能であり、提案方式と伝送レートは等しい。時点  $k$  ( $1 \leq k \leq N + 2$ ) での送信信号ベクトルを  $\mathbf{x}^{(u)}(k)$  とすると、受信信号  $\mathbf{y}(k)$  は以下の式で表される。

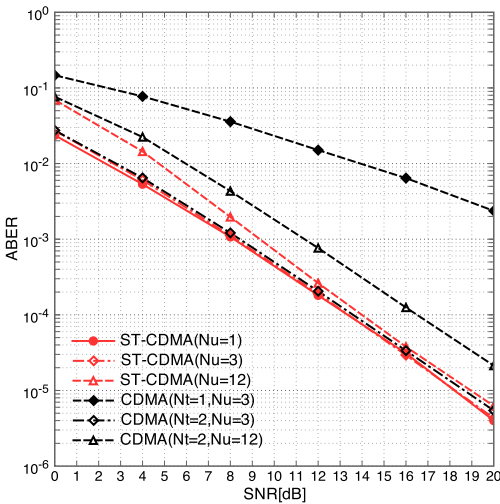


図 5 ST-CDMA と CDMA の ABER 特性の比較  
Fig. 5 ABER comparison between ST-CDMA and the conventional CDMA.

$$\mathbf{y}(k) = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{H}^{(u)}(k) \mathbf{x}^{(u)}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (23)$$

$\mathbf{H}^{(u)}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times N_t}$  は時点  $k$  での送信端末  $u$  と受信端末間の通信路行列であり、提案方式の符号長  $L = 4$  と

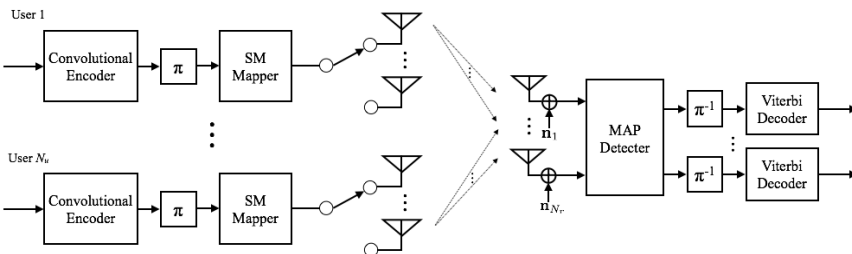


図 6 符号化空間変調を用いた多元接続の送受信機構成  
Fig. 6 Transmitter and receiver structures of CSMMA.

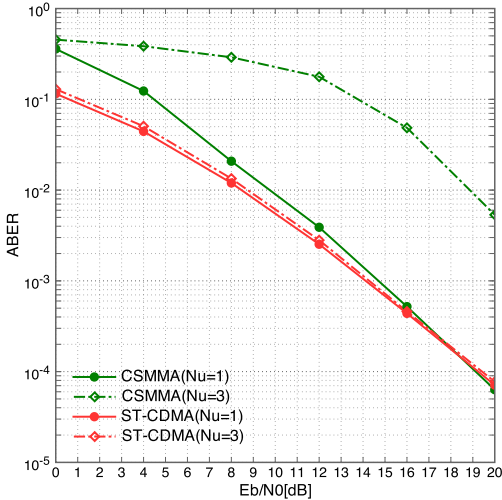


図 7 ST-CDMA と CSMMA の ABER 特性の比較  
Fig. 7 ABER comparison between ST-CDMA and CSMMA.

同じ長さで変化するとする。つまり、1 符号語系列で通信路値が  $(N + 2)/4$  回変化する。  $\mathbf{n}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times 1}$  は時点  $k$  での雑音ベクトルである。受信側では、各端末からの送信信号のゆが度を分離検出して、それを基にビタビ復号する。図 7 に ST-CDMA と  $N = 98$  の場合の CSMMA の ABER 特性を比較した結果を示す。横軸は  $E_b/N_0$  とし、入力情報 1 ビット当たりの信号電力の大きさを等しくする。図 7 より、送信端末数が 1 の場合では ST-CDMA の特性が劣るが、マルチユーザ環境の場合では提案方式の優位性が高いことが分かる。マルチユーザ環境での特性差の理由として、受信側の情報量の違いが考えられる。CSMMA は通信路情報のみを用いてユーザ分離を行う一方、ST-CDMA では時間拡散符号と空間拡散符号、更に通信路情報を用いる。

### 3.2.3 ST-CDMA+CC vs. CDMA+CC

最後に、提案方式と CDMA の両方に誤り訂正符号を組み合わせた方式の比較を行う。  $N_u$  個の送信端末がそれぞれ  $N_t$  本の送信アンテナを具備し、同一時刻、同一周波数で共通の受信端末に信号を送る。両方式における送信端末  $u$  は、  $N (= 98)$  ビットの送信情報と 2 ビットの終端ビットで構成される送信情報ベクトルを畳み込み符号化し、BPSK 変調を行う。畳み込み符号は符号化率 1/2、拘束長 3、生成多項式  $[7, 5]_8$  とする。提案方式では、符号長  $L = 4$  の時間拡散符号と空間拡散符号によって符号語が拡散され、時点  $k$  ( $1 \leq k \leq (N + 2) \times 2$ ) に拡散された時空

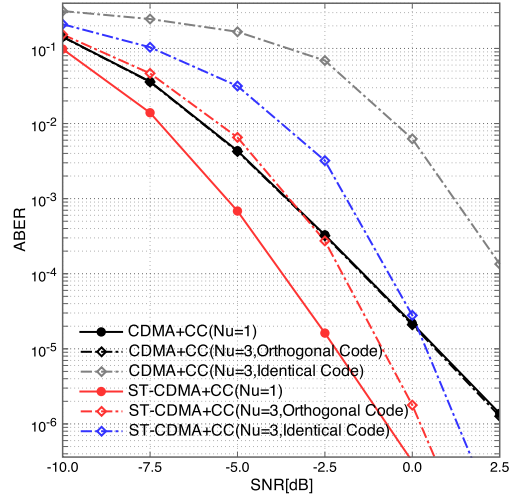


図 8 誤り訂正符号を組み合わせた ST-CDMA と CDMA の ABER 特性の比較  
Fig. 8 ABER comparison between ST-CDMA+CC and CDMA+CC.

間領域信号を  $\mathbf{X}^{(u)}(k) \in \mathcal{C}^{N_t \times L}$  とすると、受信信号  $\mathbf{Y}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times L}$  は以下の式で表される。

$$\mathbf{Y}(k) = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{H}^{(u)}(k) \mathbf{X}^{(u)}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (24)$$

ここで、  $\mathbf{H}^{(u)}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times N_t}$  は時点  $k$  の送信端末  $u$  と受信端末間の通信路行列を示し、  $\mathbf{N}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times L}$  は時点  $k$  の複素ガウス雑音である。CDMA の場合は、時間拡散符号によって符号語が拡散され、時点  $k$  ( $1 \leq k \leq (N + 2) \times 2$ ) に拡散された時間領域信号を  $\mathbf{x}^{(u)}(k) \in \mathcal{C}^{1 \times L}$  とすると、受信信号  $\mathbf{Y}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times L}$  は以下の式で表される。

$$\mathbf{Y}(k) = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{h}^{(u)}(k) \mathbf{x}^{(u)}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (25)$$

ここで、  $\mathbf{h}^{(u)}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times 1}$  は時点  $k$  の送信端末  $u$  と受信端末間の通信路ベクトルを示し、  $\mathbf{N}(k) \in \mathcal{C}^{N_r \times L}$  は時点  $k$  の複素ガウス雑音である。3.2.1 の CDMA は符号内でアンテナスイッチングを行ったが、本項の CDMA は符号間でアンテナスイッチングを行うとする。そのため、3.2.1 のように送信ダイバーシティ利得は得られないが、符号の直交性は崩れないため送信端末数を増やす場合も劣化が起こらない。受信側では、各端末からの送信信号のゆが度を分離検出して、それを基にビタビ復号を行う。図 8 に誤り訂正符号を組み合わせた ST-CDMA と CDMA の ABER 特性を比較



した結果を示す。  $N_u = 3$  において、複数の端末が同じ符号を用いた場合の特性も示す。  $N_u = 1$  の場合と比較すると、提案方式の特性が優れた結果になった。その理由として、CDMA は送信ダイバーシティ利得が得られないためだと考えられる。  $N_u = 3$  の直交符号を用いた場合と比較すると、CDMA は特性劣化が起こらないが、提案方式では劣化が起きている。また、同じ符号を用いた場合と比較すると、誤り訂正符号を組み合わせた ST-CDMA も直交符号を用いることで、ユーザ間干渉による特性劣化を改善できていることが分かる。

#### 4. む す び

本論文では、簡素な機器構成で多数の端末による同時通信を目的とした、空間変調と従来の CDMA を組み合わせた時空間符号分割多元接続を提案した。また、提案方式の理論 ABER の導出を行い、計算機シミュレーションによる結果と比較することで理論解析の精度を評価した。更に、マルチユーザ環境において、提案した ST-CDMA の効果的な時空間拡散符号の構成に関して議論した。ST-CDMA は送信端末ごとに異なる符号の組み合わせを用いることで、端末間の信号の干渉を大幅に軽減できることを示した。更に、3種類の従来方式と比較し、従来方式よりも多数の端末で良好な特性を達成できることを明らかにした。

謝辞 本研究の一部は JSPS 科研費 (26820147)、双葉電子財団の助成を受けたものである。

#### 文 献

- [1] V. Galetic, I. Bojic, M. Kusek, G. Jezic, S. Desic, and D. Huljenic, "Basic principles of machine-to-machine communication and its impact on telecommunications industry," Proc. 34th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics, MIPRO, pp.89–94, 2011.
- [2] J. Jegathan, A. Ghayeb, and L. Szczecinski, "Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis," IEEE Commun. Lett., vol.12, no.8, pp.545–547, Aug. 2008.
- [3] J. Jegathan, A. Ghayeb, and L. Szczecinski, "Space shift keying modulation for MIMO channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.8, no.7, pp.3692–3703, July 2009.
- [4] N. Serafimovski, S. Sinanovic, A. Younis, M.D. Renzo, and H. Haas, "2-user multiple access spatial modulation," IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), pp.343–347, Dec. 2011.
- [5] N. Serafimovski, S. Sinanovic, M.D. Renzo, and

H. Haas, "Multiple access spatial modulation," EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, pp.1–20, Sept. 2012.

- [6] M.D. Renzo and H. Haas, "Bit error probability of space shift keying MIMO over multiple-access independent fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.60, no.8, pp.3694–3711, Oct. 2011.
- [7] M. Fukuma and K. Ishii, "Space-time code division multiple access based on spatial modulation," Proc. IEEE 82nd Vehicular Technology Conference, pp.1–5, Sept. 2015.
- [8] M. Koca and H. Sari, "Performance analysis of spatial modulation over correlated fading channels," Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, pp.1–5, Sept. 2012.
- [9] H.C. Chang, Y.C. Liu, and Y.T. Su, "Detection of spatial-modulated signals in the presence of CSI error and time-spatial correlation," IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), pp.82–86, Dec. 2013.
- [10] M.K. Simon and M.-S. Alouini, Digital Communication over Fading Channels, 1st ed., John Wiley & Sons, 2000.
- [11] M.-S. Alouini and A. Goldsmith, "A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels," IEEE Trans. Commun., vol.47, no.9, pp.1324–1334, 1999.
- [12] J.G. Proakis, Digital Communications (4th ed.), McGraw-Hill, New York, 2001.

(平成 28 年 7 月 26 日受付, 11 月 14 日再受付,  
12 月 13 日早期公開)



福岡 恵

平 27 香川大学大学院工学研究科博士課程前期了。



石井 光治 (正員)

平 17 横浜国立大学大学院博士課程了。工学博士。同年より香川大学助手。平 27 同大准教授。平成 24 年 4 月～25 年 3 月シドニー大学客員研究員。誤り訂正符号や通信理論等に関する研究に従事。IEEE 会員。