

## STBC-OFDM を用いる連携ダイバーシチ

熊谷 慎也<sup>†</sup> 長岡諒<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 山本 哲矢<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05  
E-mail: <sup>†</sup> {kumagai, nagaoka, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** アクセスポイント(AP)から遠方に存在する端末では、受信信号対雑音電力比(SNR)が低下するため通信品質が劣化してしまう。しかし、周辺の AP を連携させて同時送受信する連携ダイバーシチを行うことで受信 SNR を改善でき、AP から遠方に存在する端末でも高い通信品質を確保できる。そこで本報告では、直交周波数分割多重(OFDM)伝送を対象に、上りリンクに受信周波数領域等化(FDE)、下りリンクに送信 FDE をそれぞれ用いる時空間ブロック符号化(STBC)連携ダイバーシチを提案する。STBC 連携ダイバーシチによるスループットの改善効果を計算機シミュレーションによって明らかにする。

**キーワード** STBC, 連携ダイバーシチ, OFDM

## Cooperative Diversity with STBC-OFDM

Shinya KUMAGAI<sup>†</sup> Ryo NAGAOKA<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup>  
Tetsuya YAMAMOTO<sup>†</sup> and Fumiya ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: <sup>†</sup> {kumagai, nagaoka, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The transmission quality of the mobile terminal far from access points (APs) degrades due to the low received signal-to-noise power ratio (SNR). However, high transmission quality can be achieved even far from APs by operating cooperative diversity. In this paper, assuming the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission, we propose a space-time block coded (STBC) cooperative diversity with receive frequency-domain equalization (FDE) in uplink and transmit FDE in downlink, respectively. The throughput performance of the STBC cooperative diversity is evaluated by computer simulation.

**Keyword** STBC, cooperative diversity, OFDM

### 1. まえがき

広帯域無線チャネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルである[1]。そのため、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉(ISI)によって、伝送特性が劣化してしまう。直交周波数分割多重(OFDM)[2]伝送は、周波数選択性フェージングチャネルにおいても優れた伝送特性と高い周波数利用効率を達成できる有効な手法として知られている。

また、無線 LAN では、伝搬損失およびシャドウイング損失により、アクセスポイント(AP)から遠方に存在する端末の受信信号対雑音電力比(SNR)が低下し、通信品質が劣化してしまう[1]。受信 SNR の改善には空間ダイバーシチ[1]が有効である。Alamouti 符号[3]に代表される時空間ブロック符号(STBC)を用いれば、簡易な処理で空間ダイバーシチ利得を得ることができる。受信周波数領域等化(FDE)[4]を用いる STBC[5]は、符

号化にチャネル情報(CSI)を用いなくとも最大比送信ダイバーシチ利得が得られる技術であり、符号化率を低下させることなく任意の数の受信アンテナを使用できる。また、送信 FDE を用いる STBC[6]は CSI を用いる符号化を行う一方で、復号には CSI を必要としない技術であり、符号化率を低下させることなく任意の数の送信アンテナを使用できる。

本報告では、OFDM 伝送を対象に、上りリンクに受信 FDE、下りリンクに送信 FDE をそれぞれ用いる STBC 連携ダイバーシチを提案する。提案する連携ダイバーシチは、従来独立に動作していた複数の AP を連携させることで CSI を用いる符号化あるいは復号をネットワーク側に集中させることができ、端末の簡素化が可能である。また、符号化率を低下させることなく任意の数の AP が連携することができるため、非常に高い空間ダイバーシチ利得を得ることができる。以上のことから、提案する STBC 連携ダイバーシチを無

線 LAN に適用することにより、例えば災害時に近傍の AP が動作を停止してしまった端末の通信品質を改善できる。

第 2 章では、本報告で検討を行う伝送モデルを示す。第 3 章では送信または受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチの送受信系を示す。第 4 章では計算機シミュレーションにより提案方式のスループット特性を明らかにし、第 5 章でまとめる。

## 2. 伝送モデル

### 2.1. ネットワークモデル

本報告で検討するネットワークモデルを図 1 に示す。各 AP はそれぞれ単一アンテナを有しており、距離  $D$  の間隔で格子状に配置されているものとする。また、シングルユーザ環境を仮定しており、 $N_{MT}$  本のアンテナを有する端末が 1 台、点線で囲まれたエリアに存在しているものとする。端末から距離の近い  $N_{NW}$  本の AP を選択し、STBC 連携ダイバーシチを行う。ここで、選択された第  $n$  AP と端末間の距離を  $D_n$  としている。

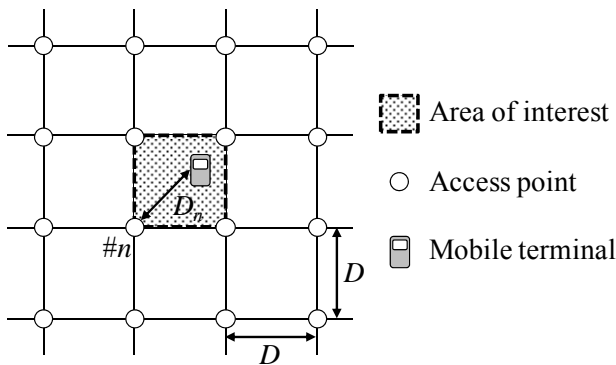


図 1 ネットワークモデル

### 2.2. チャネルモデル

広帯域無線チャネルは、距離に依存する伝搬損失、対数正規分布するシャドウイング損失および周波数選択性フェージングにより特徴づけられる。本節では簡単のため下りリンクにおける式表現を示すが、一般性を失わず上りリンクについても同様に表現できる。第  $n(=0 \sim N_{NW}-1)$  AP から距離  $D_n$  だけ離れた位置に存在する移動端末の平均受信電力  $P_{r,n}$  は次式で表される[1].

$$P_{r,n} = P_{t,n} \cdot D_n^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_n}{10}} \quad (1)$$

ここで、 $P_{t,n}$  は第  $n$  AP の送信電力、 $\alpha$  は伝搬損失指数、 $\eta_n$  は零平均で標準偏差  $\sigma$  の正規分布に従うシャドウイング損失 (dB) を表す。また、AP 間距離  $D$  で正規化した距離  $d_n = D_n/D$ 、正規化送信電力  $p_{t,n} = P_{t,n} \cdot D^{-\alpha}$ 、 $\Omega_n = d_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_n/10}$  とすると、式(1)は次式で書き直される。

$$P_{r,n} = p_{t,n} \cdot \Omega_n \quad (2)$$

$L$  個の離散パスから構成される周波数選択性チャネルを仮定したとき、第  $n$  AP と第  $m(=0 \sim N_{MT}-1)$  端末アンテナ間のチャネルのインパルス応答  $h_{m,n}(\tau)$  は次式で表される。

$$h_{m,n}(\tau) = \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(l)} \delta(\tau - \tau_{m,n}^{(l)}) \quad (3)$$

ここで、 $h_{m,n}^{(l)}$  および  $\tau_{m,n}^{(l)}$  はそれぞれ第  $n$  AP と第  $m$  端末アンテナ間における第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間であり、本報告ではサンプリング間隔の整数倍の遅延時間(すなわち  $\tau_{m,n}^{(l)} = l$ )を有する離散パスを仮定している。また、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,n}^{(l)}|^2] = 1$  であり、 $\delta(\tau)$  はデルタ関数である。

## 3. 送受信信号表現

本報告では、OFDM 伝送を仮定する。本章では、まず受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチの送受信系(上りリンク)について述べ、次いで送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチの送受信系(下りリンク)について述べる。

### 3.1. 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

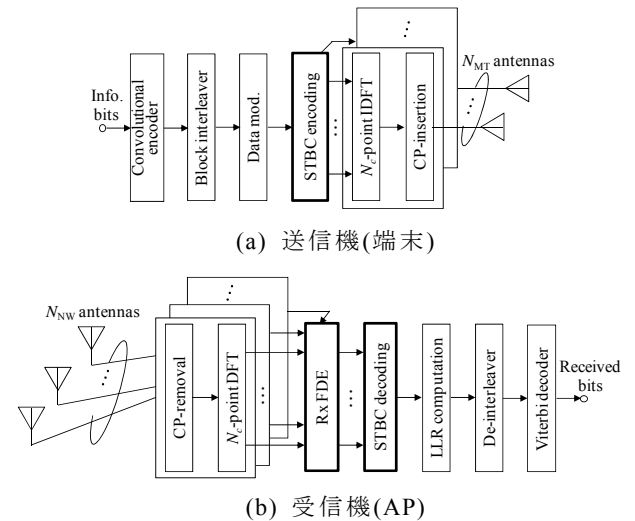


図 2 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

図 2 に受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチの送受信系を示す。誤り訂正符号として、符号化率  $R_c=1/2$  の(133,171)畳込み符号を用いる。情報ビット長を  $K$  ビットとし、符号語長  $K/R_c$  のパケットを生成する。ブロックインターリーブした符号語ビット系列をデータ変調した後、 $N_c$  個のデータシンボルからなる  $J$  個のブロックに対して STBC を適用することで  $N_{MT} \times Q$  個の符号化ブロックを得る。なお、受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチでは、符号化率  $R_r(=J/Q)$  を低下させることなく任意の数の AP を使用できる。一方で、端末アンテナ数を  $N_{MT}=3$  以上にすると符号化率  $R_r$  が低下してしまう。 $R_r$  と送受信アンテナ数の関係を表 1 に示す。

表 1 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバシティにおける符号化率  $R_r$  と送受信アンテナ数の関係

$N_{MT}$	$N_{NW}$	$J$	$Q$	$R_r$
1	arbitrary	1	1	1
2		2	2	1
3		3	4	3/4
4		3	4	3/4

変調後の  $N_c$  個のデータシンボルからなる  $J$  個のブロック  $\{X_j(k); k=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J-1\}$  に対して STBC を適用する.  $N_{MT} \times Q$  の送信信号行列  $\mathbf{S}_{up}(k)$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{S}_{up}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{N_{MT}T_s}} \mathbf{C}_{N_{MT}}(k) \quad (4)$$

ここで,  $E_s = p_t \cdot T_s$  は正規化総送信シンボルエネルギーであり,  $p_t = \sum_{m=0}^{N_{MT}-1} p_{t,m}$  は正規化総送信電力である.  $T_s$  はシンボル長を表し,  $\mathbf{C}_{N_{MT}}(k)$  は STBC 符号化行列を表す.  $\mathbf{C}_{N_{MT}}(k)$  は端末アンテナ数により異なり,  $N_{MT}=1 \sim 4$  における  $\mathbf{C}_{N_{MT}}(k)$  は次式で表される.

$$\mathbf{C}_{N_{MT}=1}(k) = X_0(k) \quad (5-a)$$

$$\mathbf{C}_{N_{MT}=2}(k) = \begin{pmatrix} X_0(k) & -X_1^*(k) \\ X_1(k) & X_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (5-b)$$

$$\mathbf{C}_{N_{MT}=3}(k) = \begin{pmatrix} X_0(k) & -X_1^*(k) & -X_2^*(k) & 0 \\ X_1(k) & X_0^*(k) & 0 & -X_2^*(k) \\ X_2(k) & 0 & X_0^*(k) & X_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (5-c)$$

$$\mathbf{C}_{N_{MT}=4}(k) = \begin{pmatrix} X_0(k) & -X_1^*(k) & -X_2^*(k) & 0 \\ X_1(k) & X_0^*(k) & 0 & -X_2^*(k) \\ X_2(k) & 0 & X_0^*(k) & X_1^*(k) \\ 0 & X_2(k) & -X_1(k) & X_0(k) \end{pmatrix} \quad (5-d)$$

各送信信号ブロックに対して  $N_c$  ポイントの逆離散フーリエ変換(IDFT)を適用することで, 時間領域送信信号ブロックに変換する. 各ブロックの後尾  $N_g$  サンプルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーし, ブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入し,  $N_{MT}$  本のアンテナから送信する.

受信機(AP)では,  $N_{NW}$  台の AP で受信された信号から CP を除去した後,  $N_c$  ポイントの DFT により周波数領域受信信号ブロックに変換する. 第  $n$  AP で受信された第  $q$  受信ブロックの第  $k$  周波数成分を  $Y_{n,q}(k)$  としたとき,  $N_{NW} \times Q$  の受信信号行列  $\mathbf{Y}_{up}(k)$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{Y}_{up}(k) = \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) & \cdots & Y_{0,Q-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N_{NW}-1,0}(k) & \cdots & Y_{N_{NW}-1,Q-1}(k) \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$= \mathbf{H}_{up}(k) \mathbf{S}_{up}(k) + \mathbf{Z}_{up}(k)$$

ここで,  $\mathbf{H}_{up}(k)$  は次式で表される第  $k$  周波数における  $N_{NW} \times N_{MT}$  の周波数領域チャネル利得行列であり,  $H_{m,n}(k)$  は第  $n$  AP と第  $m$  端末アンテナ間のチャネルの伝達関数を表す.

$$\mathbf{H}_{up}(k) = \begin{pmatrix} H_{0,0}(k) & \cdots & H_{N_{MT}-1,0}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{0,N_{NW}-1}(k) & \cdots & H_{N_{MT}-1,N_{NW}-1}(k) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$H_{m,n}(k) = \sqrt{\Omega_n} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(l)} \exp(-j2\pi k \tau_{n,m}^{(l)} / N_c) \quad (8)$$

また,  $\mathbf{Z}_{up}(k)$  は  $N_{NW} \times Q$  の雑音行列であり, 各要素は平均 0, 分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である.  $N_0$  は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である.

$\mathbf{Y}_{up}(k)$  に対し受信 FDE を適用する. 受信 FDE 適用後の  $N_{MT} \times Q$  受信信号行列  $\hat{\mathbf{Y}}_{up}(k)$  は次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{Y}}_{up}(k) = \mathbf{W}_r(k) \mathbf{Y}_{up}(k) \quad (9)$$

ここで,  $\mathbf{W}_r(k)$  は  $N_{MT} \times N_{NW}$  の受信重み行列であり, 次式のように表される.

$$\mathbf{W}_r(k) = A(k) \mathbf{H}_{up}^H(k) \quad (10)$$

ここで,  $(\cdot)^H$  はエルミート転置演算子である. 式(10)中の  $\mathbf{H}_{up}^H(k)$  は STBC 復号項である.  $A(k)$  は  $\mathbf{W}_r(k)$  のフロベニウスノルムを 1 とする正規化係数であり, 次式で表される.

$$A(k) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_{NW}-1} \sum_{m=0}^{N_{MT}-1} |H_{m,n}(k)|^2}} \quad (11)$$

受信 FDE 適用後の  $N_{MT} \times Q$  受信信号行列  $\hat{\mathbf{Y}}(k)$  に対して STBC 復号を行う. STBC 復号も符号化と同様に送信アンテナ本数  $N_{MT}$  により異なり,  $N_{MT}=1 \sim 4$  における STBC 復号後の軟判定出力  $\hat{\mathbf{X}}_{N_{MT}}(k) = [\hat{X}_0(k), \dots, \hat{X}_{J-1}(k)]^T$  は次式で表される. なお,  $(\cdot)^T$  は転置演算子である.

$$\hat{\mathbf{X}}_{N_{MT}=1}(k) = \hat{Y}_0(k) \quad (12-a)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{N_{MT}=2}(k) = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{0,0}(k) + \hat{Y}_{1,1}^*(k) \\ \hat{Y}_{1,0}(k) - \hat{Y}_{0,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad (12-b)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{N_{MT}=3}(k) = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{0,0}(k) + \hat{Y}_{1,1}^*(k) + \hat{Y}_{2,2}^*(k) \\ \hat{Y}_{1,0}(k) - \hat{Y}_{0,1}^*(k) + \hat{Y}_{2,3}^*(k) \\ \hat{Y}_{2,0}(k) - \hat{Y}_{0,2}^*(k) - \hat{Y}_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (12-c)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{N_{MT}=4}(k) = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{0,0}(k) + \hat{Y}_{1,1}^*(k) + \hat{Y}_{2,2}^*(k) + \hat{Y}_{3,3}(k) \\ \hat{Y}_{1,0}(k) - \hat{Y}_{0,1}^*(k) + \hat{Y}_{2,3}(k) - \hat{Y}_{3,2}(k) \\ \hat{Y}_{2,0}(k) - \hat{Y}_{0,2}^*(k) - \hat{Y}_{1,3}^*(k) + \hat{Y}_{3,1}(k) \end{pmatrix} \quad (12-d)$$

ここで、 $\hat{Y}_{m,q}(k)$  は  $\hat{\mathbf{Y}}_{up}(k)$  の第  $(m,q)$  要素である。式(12)のような復号を行うことで、周波数領域における第  $j$  ブロックの軟判定出力  $\hat{X}_j(k)$  は次式のように表せる。

$$\hat{X}_j(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{N_{MT}T_s}} \sqrt{\sum_{n=0}^{N_{NW}-1} \sum_{m=0}^{N_{MT}-1} |H_{m,n}(k)|^2} X_j(k) + \hat{Z}_j^{(up)}(k) \quad (13)$$

ここで、 $\hat{Z}_j^{(up)}(k)$  は復号後の等価雑音であり、平均 0、分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である。このとき、チャネルの伝達関数  $\{H_{m,n}(k)\}$  が与えられたときの受信 SNR は次式で与えられる。

$$\gamma_{up} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) = \frac{2}{N_{MT}} \frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^{N_{NW}-1} \sum_{m=0}^{N_{MT}-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (14)$$

式(14)より、受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチは  $(N_{MT} \times N_{NW})$  次の最大比合成(MRC)ダイバーシチ利得が得られることがわかる。

### 3.2. 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

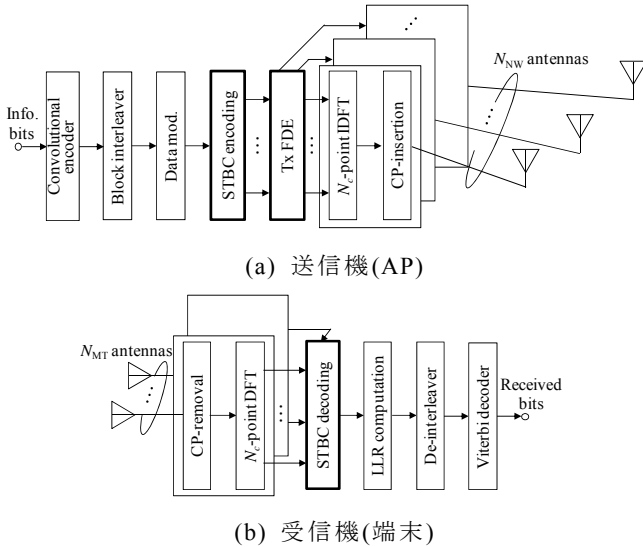


図3 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

図3に送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチの送受信系を示す。送信機(AP)では、符号語ビット系列をデータ変調した後、 $N_c$  個のデータシンボルからなる  $J$  個のブロックに対して STBC を適用することで  $N_{MT} \times Q$  個の符号化ブロックを得る。その後、送信重みを乗算する。なお、送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチでは、符号化率  $R_t (=J/Q)$  を低下させることなく任意の数の AP を使用できる。一方で、端末アンテナ数を  $N_{MT}=3$  以上になると符号化率が低下してしまう。

符号化率  $R_t$  と送受信アンテナ数の関係を表2に示す。

表2 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチにおける符号化率  $R_t$  と送受信アンテナ数の関係

$N_{NW}$	$N_{MT}$	$J$	$Q$	$R_t$
arbitrary	1	1	1	1
	2	2	2	1
	3	3	4	3/4
	4	3	4	3/4

変調後の  $N_c$  個のデータシンボルから成る  $J$  個のブロック  $\{X_j(k); k=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J-1\}$  に対して STBC を適用する。符号化適用後の  $N_{MT} \times Q$  の符号化行列  $\mathbf{C}_{N_{MT}}(k)$  に対し、 $N_{NW} \times N_{MT}$  の送信重み行列  $\mathbf{W}_t(k)$  を乗算することにより、 $N_{NW} \times Q$  の送信信号行列  $\mathbf{S}_{down}(k)$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{S}_{down}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_t(k) \mathbf{C}_{N_{MT}}(k) \quad (15)$$

ここで、 $\mathbf{W}_t(k)$  は  $N_{NW} \times N_{MT}$  の送信重み行列であり、次式のように表される。

$$\mathbf{W}_t(k) = A(k) \mathbf{H}_{down}^H(k) \quad (16)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{down}(k)$  は次式で表される第  $k$  周波数における  $N_{MT} \times N_{NW}$  の周波数領域チャネル利得行列である。

$$\mathbf{H}_{down}(k) = \begin{pmatrix} H_{0,0}(k) & \cdots & H_{0,N_{NW}-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_{MT}-1,0}(k) & \cdots & H_{N_{MT}-1,N_{NW}-1}(k) \end{pmatrix} \quad (17)$$

式(16)中の  $\mathbf{H}_{down}^H(k)$  は STBC 符号化項である。また、 $A(k)$  は受信 FDE のときと同様に  $\mathbf{W}_t(k)$  のフロベニウスノルムを1とする正規化係数であり、式(11)で与えられる。

各送信信号ブロックに対して  $N_c$  ポイントの IDFT を用いることで、時間領域送信信号ブロックに変換する。各ブロックの後尾  $N_g$  サンプルを CP としてコピーし、ブロック先頭の GI に挿入し、 $N_{NW}$  台の AP から送信する。

受信機(端末)では、 $N_{MT}$  本のアンテナで受信された信号から CP を除去した後、 $N_c$  ポイントの DFT により周波数領域受信信号ブロックに変換する。第  $m$  アンテナで受信された第  $q$  受信ブロックの第  $k$  周波数成分を  $Y_{m,q}(k)$  としたとき、 $N_{MT} \times Q$  の受信信号行列  $\mathbf{Y}_{down}(k)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{down}(k) &= \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) & \cdots & Y_{0,Q-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N_{MT}-1,0}(k) & \cdots & Y_{N_{MT}-1,Q-1}(k) \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{H}_{down}(k) \mathbf{S}_{down}(k) + \mathbf{Z}_{down}(k) \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $\mathbf{Z}_{down}(k)$  は  $N_{MT} \times Q$  の雑音行列であり、各要素

は平均 0, 分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である.

$\mathbf{Y}_{\text{down}}(k)$  に対して STBC 復号を行う. 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチにおいて, 軟判定出力  $\hat{\mathbf{X}}_{N_{\text{MT}}}(k)$  は, 式(12)中の  $\hat{Y}_{m,q}(k)$  を  $Y_{m,q}(k)$  に置き換えることで得られる. よって, 受信 FDE のときと同様に, 周波数領域における第  $j$  ブロックの軟判定出力  $\hat{X}_j(k)$  は次式のように表せる.

$$\hat{X}_j(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sqrt{\sum_{n=0}^{N_{\text{SW}}-1} \sum_{m=0}^{N_{\text{MT}}-1} |H_{m,n}(k)|^2} X_j(k) + \hat{Z}_j^{(\text{down})}(k) \quad (19)$$

ここで,  $\hat{Z}_j^{(\text{down})}(k)$  は復号後の等価雑音であり, 平均 0, 分散  $2N_{\text{MT}}N_0/T_s$  の複素ガウス変数である. このとき, チャンネルの伝達関数  $\{H_{m,n}(k)\}$  が与えられたときの受信 SNR は次式で与えられる.

$$\gamma_{\text{down}}\left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\}\right) = \frac{2}{N_{\text{MT}}} \frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^{N_{\text{SW}}-1} \sum_{m=0}^{N_{\text{MT}}-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (20)$$

式(14), (20)より, 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチが, 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチと同様に  $(N_{\text{MT}} \times N_{\text{NW}})$  次の MRC ダイバーシチ利得が得られ, 両者の受信 SNR が等しくなることがわかる.

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. 計算機シミュレーション諸元

表 3 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	$R_c=1/2$ (133,171) Convolutional code with Viterbi decoding	
Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK
	No. of information bits	$K=1024$ bits
	No. of DFT points	$N_c=64$
	Guard interval length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	No. of terminal antennas	$N_{\text{MT}}=2$
	Normalized total transmit $E_s/N_0$	-5dB
Channel	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$ (dB)
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Path model	$L=16$ -path with uniform power delay profile

表 3 に計算機シミュレーション諸元を示す. 符号化率  $R_c=1/2$  の(133,171)畳み込み符号を用い, 復号には軟判定ビタビアルゴリズムを用いた. 情報ビット長は  $K=1024$  ビットである. 端末のアンテナ数  $N_{\text{MT}}$  は STBC 符号化率を低下させない最大の値である 2 とした(すなわち  $R_T=R_I=1$ ).  $L=16$  パスの一様電力遅延プロファイ

ルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルを仮定し, 各パスの遅延時間はシンボル長間隔とする. また, 各アンテナ間のチャンネルは無相関とし, チャンネル推定は送受信機双方で理想的に行えるものとしている.

### 4.2. スループット特性

端末を図 1 に示す点線で囲まれたエリア内にランダムに発生させ, スループットの累積分布関数(CDF)を測定した. なお, 本報告では, スループット  $\eta$ (bps/Hz) を次式で定義している.

$$\eta = R_c \log_2 M \cdot (1 - \text{PER}) \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (21)$$

ここで,  $M$  は変調多値数(QPSK のとき  $M=4$ ), PER は平均パケット誤り率である.

図 4 に, 連携する AP 数  $N_{\text{NW}}$  を変化させたときのスループットの CDF を示す. なお, 下りリンクと上りリンクのスループットは一致するため, 図 4 には下りリンクのスループットのみを示す. 図 4 より, 連携する AP 数を増やすことでスループットが低くなる確率が低下することがわかる. これは, 連携する AP 数を増やすことでより高い空間ダイバーシチ利得を得られるためである. しかし, 連携する AP 数が 5 台程度から, スループットは向上効果が小さくなっている. これは図 1 に示すように, 連携する AP 数が 5 台以上のとき, 端末から遠方に存在する AP も連携ダイバーシチに加わり, それら AP から得られる空間ダイバーシチ利得が小さいためである. 以上より, 連携する AP 数は 4 台程度で十分だと考えられる.

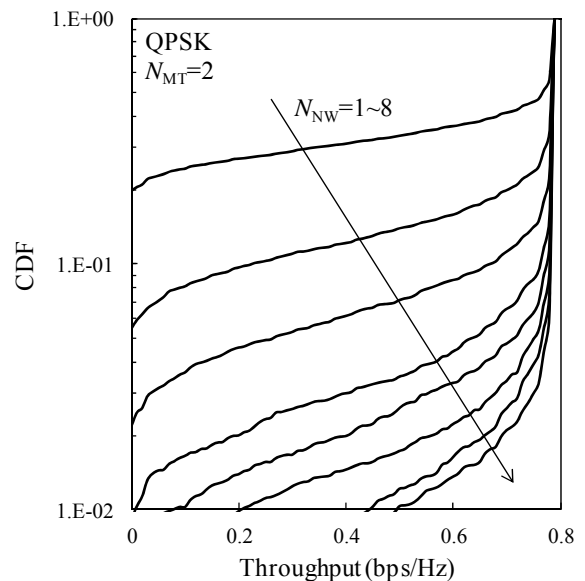


図 4 スループットの CDF

## 文 献

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] L. J. Cimini, Jr, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol.33, no.7, pp. 665-675, July 1985.
- [3] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun., Mag.*, vol.40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [5] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," *IEE Proc.-Commun.*, vol. 151, no. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [6] H. Tomeba and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for the single carrier transmission," *Proc. The 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006)*, 30 Oct. - 1 Nov. 2006.

図 5 に、図 1 中の点線で囲まれたエリアにおける平均スループットの空間分布を示す。図 5(a)は  $N_{NW}=1$ (連携なし)、図 5(b)は  $N_{NW}=4$  のときの特性である。図 5 より、特に AP から離れた地点において平均スループットの改善効果が顕著に現れていることがわかる。一例として、4 台の AP から最も離れた地点(図の中央)において、STBC 連携ダイバーシチにより約 5 倍の平均スループットを達成できる。よって、提案する STBC 連携ダイバーシチを行うことにより、カバーエリアを拡大できることが確認できた。

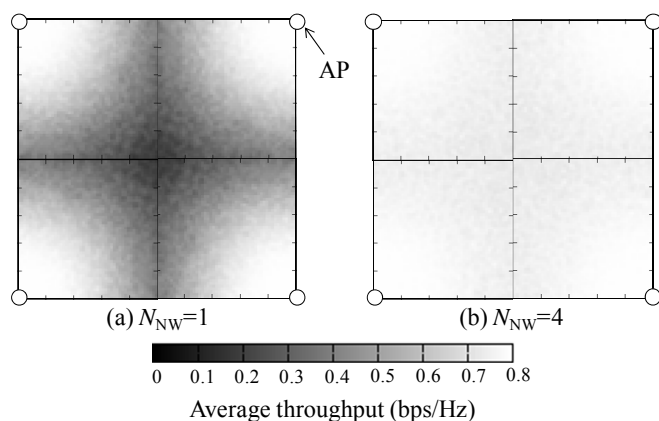


図 5 平均スループットの空間分布

## 5. むすび

本報告では、OFDM 伝送を対象に、上りリンクに受信 FDE、下りリンクに送信 FDE をそれぞれ用いる STBC 連携ダイバーシチを提案した。提案した STBC 連携ダイバーシチは、CSI を用いる符号化あるいは復号をネットワーク側に集中させることができるので、端末の簡素化が可能である。また、任意の数の AP が連携することができるため、非常に高い空間ダイバーシチ利得を得ることができる。計算機シミュレーションにより、STBC 連携ダイバーシチを行う AP 数を増やすことで、特に AP から遠方に存在する端末のスループットを大幅に改善できることを明らかにした。このことから、提案した STBC 連携ダイバーシチを無線 LAN に適用することにより、例えば災害時に近傍の AP が動作を停止してしまった端末の通信品質を改善できると考えられる。

## 謝辞

本報告は、総務省の「情報通信ネットワークの耐災害性強化のための研究開発」(平成 23 年度補正予算(第 3 号))による委託を受けて実施した研究開発による成果である。