

耐災害無線ネットワークにおける STBC 連携ダイバーシチの適用効果

熊谷 慎也[†] 長岡 諒[†] 小原 辰徳[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

[†] ‡ 東北大学大学院 工学研究科 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: [†] {kumagai, nagaoka, obara, yamamoto}@mobile.eeci.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@eeci.tohoku.ac.jp

あらまし 災害時には通信トラフィックの輻輳が発生し、通信規制により接続確率が低く抑えられてしまう。このような状況は、携帯電話以外の無線 LAN ネットワークを活用することで回避できる。しかし、アクセスポイント(AP)の一部が被災した場合、それらの近傍に所在する端末が通信不能になってしまう。生き残った周辺 AP が単一周波数ネットワーク(SFN)を形成し、連携ダイバーシチを行うことで、これらの端末と通信することが可能となるが、災害時には端末の負荷をできるだけ軽減することが望ましい。そこで本報告では、以前筆者らが提案した時空間ブロック符号化(STBC)連携ダイバーシチの災害時におけるスループット改善効果を明らかにする。

キーワード 耐災害無線ネットワーク, STBC, 連携ダイバーシチ, 単一周波数ネットワーク

Effect of STBC Cooperative Diversity in A Disaster-Resilient Wireless Network

Shinya KUMAGAI[†] Ryo NAGAOKA[†] Tatsunori OBARA[†]
Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] ‡ Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†] {kumagai, nagaoka, obara, yamamoto}@mobile.eeci.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@eeci.tohoku.ac.jp

Abstract In the case of a disaster, severe communication traffic congestion may happen in a cellular mobile communication network and connection control will be initiated. Successful connection probability is forced to be very low. This situation can be avoided by switching to any other networks in operation. However, users cannot communicate if the access point (AP) located near them are damaged. The transmission quality in the damaged area can be improved by forming the single frequency network (SFN) and operating a cooperative diversity by using the surrounding APs. On the other hand, it is also important to keep the computational complexity of mobile terminal as low as possible. In this paper, we will evaluate the effectiveness of the space-time block coded (STBC) cooperative diversity in disasters.

Keyword Disaster-resilient wireless network, STBC, cooperative diversity, single frequency network

1. まえがき

2011年3月11日に発生した東日本大震災では、地震、津波、およびそれらに起因する大規模停電によって情報通信インフラに甚大な被害が生じた。また、携帯電話においては、地震発生直後から長期間にわたって通信トラフィックの輻輳が発生した[1]。このような状況を受け、携帯電話を始めとする無線ネットワークの耐災害性強化が強く望まれている。

携帯電話や無線 LAN、衛星ネットワークなどの多種多様な無線ネットワークを重層的に形成する重層的通信ネットワークでは、ひとつのネットワークが被災した場合でも残りのネットワークが迂回通信路を形成することで輻輳を回避できる。筆者らは、重層的通信ネットワークの中のネットワークとして無線 LAN 地域ネットワークによる迂回通信路形成に注目している。

しかし、多数の無線 LAN アクセスポイント(AP)を分

散配置させた地域ネットワークにおいても、その一部が被災した場合、被災した AP 付近の受信信号対雑音電力比(SNR)が大幅に低下してしまい、そのエリアでは通信が不可能となってしまう。被災した AP 周辺の AP を複数連携させ、単一周波数ネットワーク(SFN)[2]を形成することで受信 SNR の改善が可能である。下りリンク SFN では、複数の AP が同一の信号を同時送信することでエリア全体の信号電力を増加させることができる。しかし、送信された信号が受信機で同相合成されないため、受信 SNR の改善には限界がある[3]。

更なる受信 SNR の改善には空間ダイバーシチ[4]が有効である。Alamouti 符号[5]に代表される時空間ブロック符号(STBC)を用いれば、簡易な信号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)を用いる STBC[6]は、チャネル情報(CSI)を符号化に必要とせず、符号化率を低下させることなく

任意の本数の受信アンテナを使用できる。また、送信 FDE を用いる STBC[7]は CSI を用いる符号化が必要であるものの、復号には CSI を必要とせず、符号化率を低下させることなく任意の本数の送信アンテナを使用できる。これらのダイバーシチでは、(送信アンテナ本数)×(受信アンテナ本数)に等しい次数の最大比合成 (MRC)ダイバーシチ利得を得ることができる。

以前筆者らは、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[8]。提案 STBC 連携ダイバーシチは、被災前には独立に動作していた複数の AP を連携させることで SFN を形成し STBC 連携ダイバーシチを行わせることで、CSI を用いる STBC 符号化と復号をネットワーク側に集中させることができ、端末における信号処理の簡易化が可能である。また、符号化率を低下させることなく任意の数の AP が連携できるため、高い空間ダイバーシチ利得を得ることができる。しかし、提案 STBC 連携ダイバーシチでは全ての AP と端末間の CSI をネットワーク側で共有する必要がある。そのため、共有する CSI 量を削減できる技術についての検討が重要である。また、被災 AP 周辺の複数の AP を連携させて形成する SFN に STBC 連携ダイバーシチを適用したときの伝送特性改善効果の詳細な検討が必要である。

そこで本報告では、まず、被災 AP 周辺の複数の AP を連携させた STBC 連携ダイバーシチによる伝送特性改善について検討を行う。上りリンクにおいては、ネットワーク側で全ての CSI を共有して STBC 連携ダイバーシチを行う SFN と、AP ごとに STBC ダイバーシチを行いネットワーク側で信号を合成することで CSI 共有を必要としない方法について検討する。また、下りリンクにおいては、CSI を共有することなく単純に同時送信を行う SFN と、CSI を共有する STBC 連携ダイバーシチの伝送特性について比較検討する。

第 2 章では、本報告で検討を行う伝送モデルを示す。第 3 章では上りリンクおよび下りリンクにおける STBC 連携ダイバーシチの送受信系をそれぞれ示す。第 4 章では計算機シミュレーションにより STBC 連携ダイバーシチ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。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。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。また、AP はバックホールネットワークで互いに繋がっており、情報の共有、同期的な動作が理想的に行えるものとしている。図 1 の中央に存在する AP が動作を停止したシナリオを考え、端末から距離の近い

N_{NW} 台の AP が連携して SFN を形成し、STBC 連携ダイバーシチを行う。ここで、SFN に参加する第 n AP と端末間の距離を D_n としている。

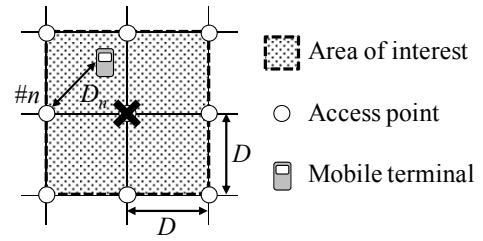


図 1 ネットワークモデル

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、対数正規分布に従う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[4]。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。

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

ここで、 $P_{t,n}$ は第 n AP の送信電力、 α は伝搬損失指数、 η_n は零平均で標準偏差 σ 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. STBC 連携ダイバーシチ

本報告では、直交周波数分割多重(OFDM)伝送[9]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

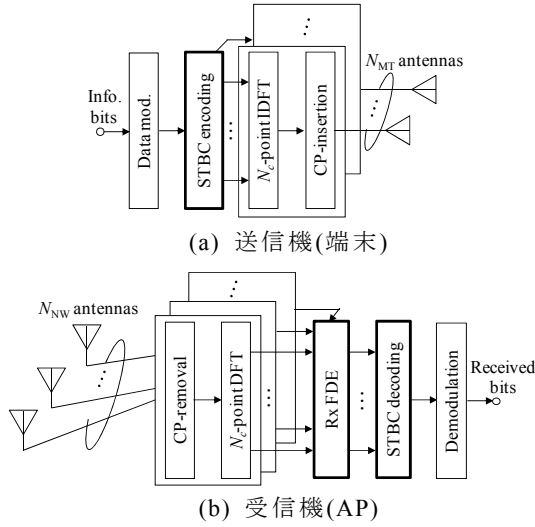


図 2 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

表 1 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチにおける符号化率 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

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. 情報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.

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, $E_s = p_i \cdot T_s$ は正規化送信シンボルエネルギーであり, $p_i = \sum_{m=0}^{N_{MT}-1} p_{i,m}$ 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} 本の 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.

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

受信 FDE 適用後の $N_{\text{MT}} \times Q$ 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, $N_{\text{MT}}=1\sim 4$ における STBC 復号後の軟判定出力 $\hat{\mathbf{X}}_{N_{\text{MT}}}(k) = [\hat{X}_0(k), \dots, \hat{X}_{j-1}(k)]^T$ は次式で表される. なお, $(\cdot)^T$ は転置演算子である.

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

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

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

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

ここで, $\hat{Y}_{m,q}(k)$ は $\hat{\mathbf{Y}}_{\text{up}}(k)$ 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.

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

ここで, $\hat{Z}_j^{(\text{up})}(k)$ 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 $\{H_{n,m}(k)\}$ が与えられたときの受信 SNR は次式で与えられる.

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

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

ところで, 受信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチでは, STBC 送信信号を各 AP でそれぞれ復号可能である. このとき, 第 n AP では自身と端末間の CSI ($\mathbf{H}_{\text{up}}(k)$ の第 n 行)のみで復号可能であり(すなわち $(N_{\text{MT}} \times 1)$ の STBC ダイバーシチを各 AP で行う), $\mathbf{H}_{\text{up}}(k)$ 全体をネットワーク側で共有する必要がない. また, 復号後の N_{NW} 個の受信信号系列(それぞれ N_{MT} 次の MRC ダイバーシチ)からビット対数尤度比(LLR)を算出し, ネットワーク側でこれらを単純に加算して合成することで, MRC ダイバーシチと等価の特性を得ることができる[10]. よって, AP 間で CSI を共有することなく $(N_{\text{MT}} \times N_{\text{NW}})$ 次の MRC ダイバーシチ利得を得ることができる.

3.2. 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

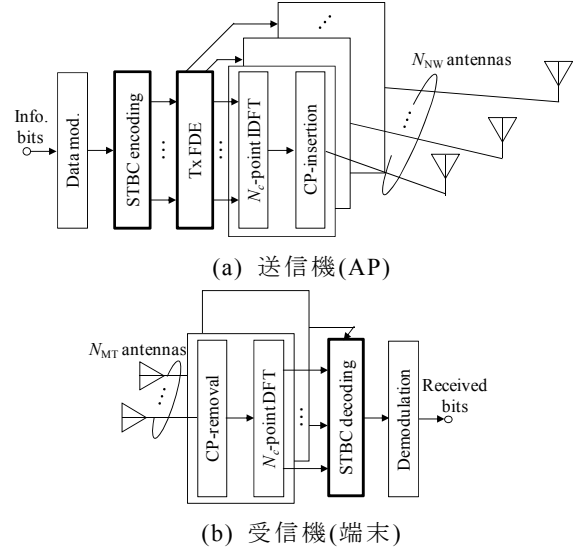


図3 送信 FDE を用いる STBC 連携ダイバーシチ

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

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, 情報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 $N_{\text{MT}} \times Q$ 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 $N_{\text{MT}}=3$ 以上にす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.

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 $N_{\text{MT}} \times Q$ の符号化行列 $\mathbf{C}_{N_{\text{MT}}}(k)$ に対し, $N_{\text{NW}} \times N_{\text{MT}}$ の送信重み行列 $\mathbf{W}_t(k)$ を乗算することにより, $N_{\text{NW}} \times Q$ の送信信号行列 $\mathbf{S}_{\text{down}}(k)$ は次式で与えられる.

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

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

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

ここで, $\mathbf{H}_{\text{down}}(k)$ 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．

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

式(16)中の $\mathbf{H}_{\text{down}}^H(k)$ は STBC 符号化項である．また, $A(k)$ は受信 FDE のときと同様に $\mathbf{W}_i(k)$ 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 $\mathbf{Y}_{\text{down}}(k)$ は次式で与えられる．

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

ここで, $\mathbf{Z}_{\text{down}}(k)$ 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 $\hat{\mathbf{X}}_{N_{MT}}(k)$ 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．

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

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 $2N_{MT}N_0/T_s$ 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．

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

式(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 $(N_{MT} \times N_{NW})$ 次の MRC ダイバーシチ利得が得られることがわかる．

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 に計算機シミュレーション諸元を示す．情報ビット長は $K=1024$ ビットであり, 誤り訂正符号化は行

わない．端末のアンテナ数 N_{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 $R_r=R_t=1$). $L=16$ 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ネルは無相関とし, チャ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．本報告では, スループット η (bps/Hz) を次式で定義している．

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

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．

表 3 計算機シミュレーション諸元

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
Channel	No. of terminal antennas	$N_{MT}=2$
	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

4.2. 上りリンクスループット特性

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, 上りリンクスループットの累積分布関数(CDF)を測定した．このとき, 端末の正規化送信 $E_s/N_0=10$ (dB)とした．図 4 に, STBC 連携ダイバーシチを行う SFN において, 連携する AP 数 N_{NW} を変化させたときの 10%アウテージスループット(スループットの CDF10%値)を示す．比較として, 各 AP で STBC 復号し, 得られた受信信号系列をビット LLR 合成したときの特性を併せて示す．図 4 より, 連携する AP 数を増やすことで 10%アウテージスループットが向上することがわかる．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．

また, $N_{MT} \times N_{NW}$ の STBC 連携ダイバーシチを行ったときと, $N_{MT} \times 1$ の STBC ダイバーシチおよび N_{NW} 個のビット LLR 合成を行ったときの特性が一致することがわかる．これは上述のように, ビット LLR 合成が MRC ダイバーシチと等価だからである．よって上りリ

リンクでは、STBC ダイバシティとビット LLR 合成を併用することにより、ネットワーク側で CSI を共有する必要はなく、代わりに N_{NW} 個のビット LLR を共有するだけでよい。

4.3. 下りリンクスループット特性

上りリンクのときと同様に、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、下りリンクスループットの CDF を測定した。このとき、各 AP の正規化送信 $E_s/N_0=10(\text{dB})$ とした。図 5 に、STBC 連携ダイバシティを行う SFN において、連携する AP 数 N_{NW} を変化させたときの 10% アウテージスループットを示す。比較として、単純に同一の信号を同時に送信する SFN の特性を併せて示す。図 5 より、下りリンク

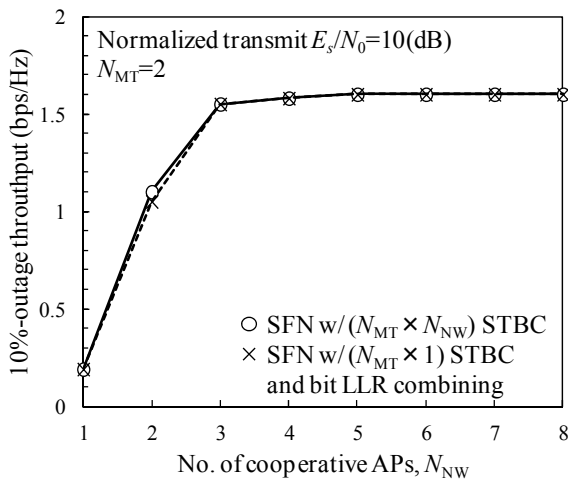


図 4 上りリンク 10%アウテージスループット

においても連携する AP 数を増やすことでより高いダイバシティ利得が得られ、10%アウテージスループットが向上することがわかる。

また、単純に同時送信する SFN と比較して、STBC 連携ダイバシティを行う SFN のほうが高い 10%アウテージスループットを達成できることがわかる。これは単純に同時送信する SFN では、連携する AP 数を増やすことでエリア全体の信号電力を増加させることができるが、送信された信号が受信機で同相合成されないためである。ただし、単純に同時送信する SFN ではネットワーク側で CSI を共有する必要がないため、簡易にスループットを向上させることができる技術だと言える。

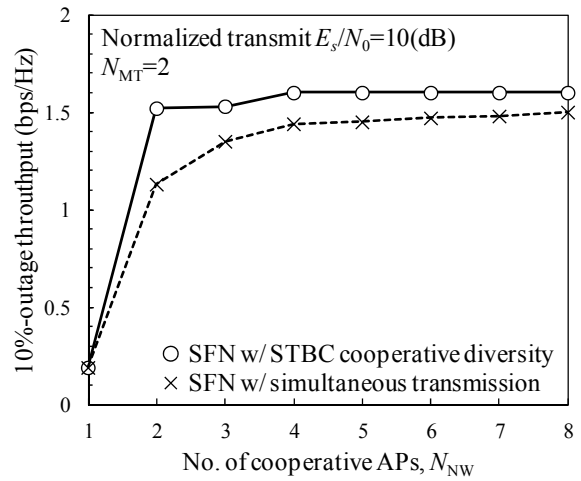


図 5 下りリンク 10%アウテージスループット

5. むすび

本報告では、被災 AP 周辺の複数 AP を連携させて形成する SFN への STBC 連携ダイバシティの適用効果を検討した。SFN に参加する AP 数を増やすことでより高いダイバシティ利得を得ることができることを示した。また、上りリンクでは AP ごとに STBC 復号しネットワーク側でビット LLR 合成することで CSI を共有する必要がないこと、下りリンクでは単純に同時送信する SFN よりも高いスループット特性を得られること、をそれぞれ示した。

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。

文 献

[1] 総務省, 平成 23 年度版情報通信白書, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/h23.html>.

[2] U. Liebenow and G. Zimmermann, "Investigation of single frequency networks for digital mobile radio systems based on COFDM," Proc. 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 2227-2231, May 1998.

[3] 熊谷慎也, 長岡諒, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "単一周波数ネットワークにおける STBC 連携ダイバシティ," 信学会ソサイエティ大会, B-5-75, pp. 474, 2012 年 9 月.

[4] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] 熊谷慎也, 長岡諒, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "STBC-OFDM を用いる連携ダイバシティ," 信学技報, RCS2012-112, pp. 97-102, 2012 年 8 月.

[9] 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.

[10] E. W. Jang, J. Lee, H. Lou, and J. M. Cioffi, "Optimal combining schemes for MIMO systems with hybrid ARQ," Proc. IEEE International Symposium on Information Theory, June 2007.