

## 3 本以上の中継局アンテナを用いる 協調 AF 中継伝送のための時空間ブロック符号化

遠藤 力<sup>†</sup> 宮崎 寛之<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> {endo, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 以前, 筆者らは, 中継局アンテナ本数が 2 本の場合について, 直接リンクと中継リンクの両方を用いる時空間ブロック符号化協調非再生中継伝送 (STBC-Co-AF 中継伝送) を提案した. STBC-Co-AF 中継では, 従来の STBC 符号化行列の転置行列で与えられる AF-STBC 符号化を中継局で行うことで, 複素共役演算処理を片方のアンテナのみにまとめる. これにより, 受信局では送信局—中継局リンクと中継局—受信局リンクのチャンネルの積を 1 つの等価チャンネルとみなすことができ, 周波数領域等化とダイバーシチ合成を行った後, 簡単な四則演算のみで構成される線形 STBC 復号を行うことができる. これまでの検討により STBC-Co-AF 伝送は従来の協調 AF 伝送より優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした. 本稿では, 中継局アンテナ本数が 3 本以上の場合の AF-STBC 符号化を提案する. AF-STBC 符号化では, 複素共役演算処理を一本のアンテナにまとめるために従来の STBC 符号化より符号化率が低下するものの, より大きな空間ダイバーシチ利得を得ることができる. 中継局アンテナ本数が 3 本以上の場合の STBC-Co-AF 中継伝送の平均ビット誤り率 (BER) 特性とスループット特性を計算機シミュレーションにより求め, 中継局アンテナ本数を 3 本以上に増加させることで優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている.

キーワード 時空間ブロック符号化, 協調 AF 中継伝送, アンテナダイバーシチ

## Space-Time Block Coding for Cooperative Amplify-and-Forward Relay Using More Than 3 Relay Node Antennas

Chikara ENDO<sup>†</sup> Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup> {endo, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, we proposed space-time block coded cooperative amplify-and-forward relay (STBC-Co-AF relay) using 2 relay node antennas. In STBC-Co-AF relay, conjugate operation is performed only one side antenna at the relay node using AF-STBC encoding matrix and as consequence, a concatenation of the channels of the source-relay link and the relay-destination link can be considered as an equivalent channel at the destination node. Therefore, the destination node can recover the decoded signal by performing frequency-domain equalization (FDE), diversity combining and linear STBC decoding which requires conjugate operation and addition only. Our previous study showed that STBC-Co-AF relay can achieves better bit error rate (BER) performance compared with conventional Co-AF relay. In this paper, we proposed AF-STBC encoding using more than 3 relay node antennas. In AF-STBC encoding using more than 3 relay node antennas, the code rate of STBC decreases compared with conventional STBC encoding in order to gather conjugate operation at certain antennas. However, the AF-STBC encoding can obtain larger spatial diversity gain than the conventional STBC encoding. We evaluate, by the computer simulation, the average BER performance and throughput performance when using STBC-Co-AF relay and showed that STBC-Co-AF relay using more than 3 relay node antennas can obtain better BER performance than 2 relay node antennas.

**Keyword** space-time block coding, cooperative amplify-and-forward relay, antenna diversity

### 1. まえがき

大規模な災害が発生したときにネットワークを迅速に復旧するための手段として無人航空機 (UA) を用

いる無線中継システムが注目を集めている [1]. しかしながら UA を用いた無線中継システムでは, UA の移動や旋回により, 地上局—UA 間リンクは時間・周波

数二重選択性フェージング，伝搬損失およびシャドウイング損失によって通信品質が時々刻々と変動する不安定なリンクとなる[2]．そのため，高品質かつ高安定な無線中継システムを達成するための信号検出技術が必須となる．周波数選択性フェージングを克服し，優れた伝送品質を達成する手段として，直交周波数分割多重（OFDM）伝送が広く知られている[3]．また，複数の送受信アンテナを用いて伝送を行う時空間ブロック符号化（STBC）ダイバーシチを用いることで，送信機の構成を簡易に保ちながら空間ダイバーシチ効果が得ることができ，伝送特性を改善することができる[4-6]．

最近，筆者らは中継局の構成を簡易に保ちつつ，優れた伝送品質を実現する中継方式として STBC 符号化と協調中継伝送を組み合わせた STBC 協調非再生中継伝送（STBC-Co-AF 中継伝送）を提案した[7-9]．図 1 に STBC-Co-AF 中継伝送の動作を示す．STBC-Co-AF 中継伝送では，第 1 タイムスロットにおいて，送信局は中継局と受信局に向けて  $J$  個の信号ブロックを送信する．その後中継局は，受信ブロックに AF-STBC 符号化を施し増幅した後，第 2 タイムスロットにおいて受信局に向けて送信する．このような STBC-Co-AF 中継伝送では，複素共役演算が特定の本数のアンテナに集中している AF-STBC 符号化を用いることにより，受信局における受信信号を送信局—中継局間チャンネルと中継局—受信局間チャンネルの積で与えられる等価チャンネルと AF-STBC 符号化行列の積で表現できる．そのため受信局では，周波数領域等化（FDE）とダイバーシチ合成を行った後，簡易な四則演算のみで構成される線形 STBC 復号を行うだけで  $J$  個の受信信号ブロックを得ることができる．STBC-Co-AF 伝送は従来の協調 AF 伝送[10,11]より優れた平均 BER 特性を達成できる[7,8]．

これまで，中継局のアンテナ本数が 2 本の場合の AF-STBC 符号化行列を提案し，その中継伝送特性について検討してきた[7,8]．本稿では，3 本以上の中継局アンテナを用いる STBC-Co-AF 中継伝送のための AF-STBC 符号化を提案する．中継局アンテナが 3 本以上の場合における AF-STBC 符号化は，複素共役演算を特定のアンテナに集中させるために従来の STBC 符号化よりも符号化率が低下してしまうが，より大きなダイバーシチ利得を得ることができる．中継局アンテナ本数が 3 本以上の場合の STBC-Co-AF 中継伝送の平均ビット誤り率（BER）特性とスループット特性を計算機シミュレーションにより求め，中継局アンテナ本数を 3 本以上に増加させることで，さらに優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている．

本稿の構成は以下のようになっている．第 2 章にて STBC-Co-AF 中継伝送について述べた後，第 3 章にて STBC-Co-AF 中継伝送のための AF-STBC 符号化および復号を提案する．第 4 章で計算機シミュレーション結果を述べた後，第 5 章にてまとめる．

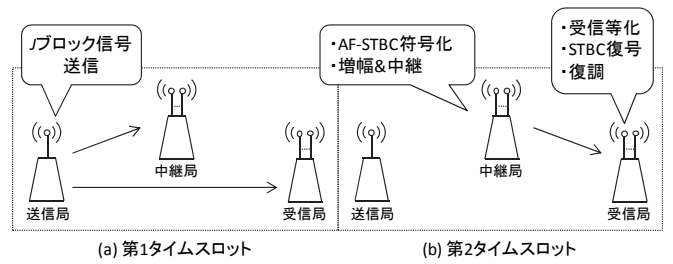


図 1 STBC-Co-AF 中継伝送

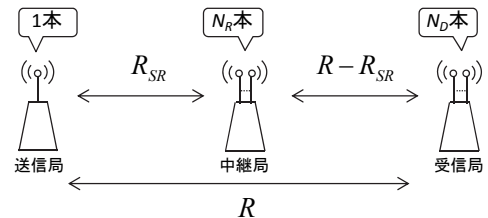


図 2 システムモデル

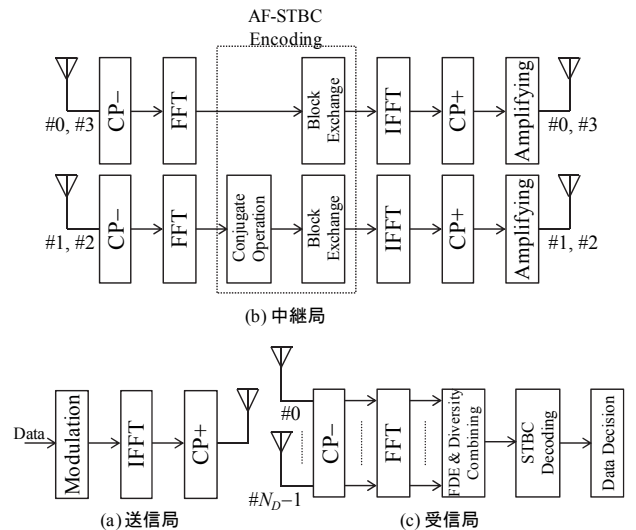


図 3 伝送系

## 2. STBC-Co-AF 中継伝送の概要

本稿では STBC-Co-AF 中継伝送を仮定している．図 2 にシステムモデルを示す．送信局，中継局および受信局は一直線上に配置するものとし，送信局と受信局間の距離，送信局と中継局間の距離をそれぞれ  $R$  と  $R_{SR}$  とする．送信局は 1 本，中継局は  $N_R$  本，そして受信局は  $N_D$  本のアンテナをそれぞれ搭載するものとする．

図 3 に STBC-Co-AF 中継伝送における送受信機構を示す．以降，サンプル時間間隔  $T_s$  の離散時間等価領域表現を用いる．

送信局はデータ変調および  $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換（IFFT）を行って  $J$  ブロックの OFDM 信号を生成した後，各ブロックの先頭のガード区間にサイクリックプレフィックス（CP）を挿入する．そして第 1 タイムスロットにおいて中継局と受信局に送信する．中継局では，受信信号から CP を除去した後， $N_c$  ポイント高速フーリエ変換（FFT）を適用して， $N_c$  サブキャリアに分解する．送信局の第  $j$  ブロックにおける第  $k$  サブキャリア送信信号を  $S_j(k)$  とすると，中継局第  $n_R$  アンテナにおける第  $k$  サブキャリア受信信号  $R_{R,j}(n_R,k)$  は次式で表される．

$$R_{R,j}(n_R, k) = \sqrt{2P_s} H_{SR}(n_R, k) S_j(k) + N_{R,j}(n_R, k) \quad (1)$$

ここで  $H_{SR}(n_R, k) = \sqrt{r_{SR}^{-\alpha}} \bar{H}_{SR}(n_R, k)$  は送信局—中継局第  $n_R$  アンテナ間のチャネル利得であり、 $r_{SR} = R_{SR}/R$  は正規化送信局—中継局間距離である。また  $\bar{H}_{SR}(n_R, k)$  は送信局—中継局  $n_R$  アンテナ間のチャネルの伝達関数である。 $N_{R,j}(n_R, k)$  は零平均分散  $2N_0/T_s$  の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) であり、 $N_0$  は片側雑音電力スペクトル密度比である。また  $P_s = \bar{P}_s \cdot R^{-\alpha}$  は送信局の正規化送信電力であり、 $\alpha$  および  $\bar{P}_s$  はそれぞれ伝搬損失指数および送信局の実際の送信電力である。

その後、中継局はサブキャリアごとに AF-STBC 符号化を適用し、 $Q$  ブロックからなる AF-STBC 符号化信号に変換する (次章で詳述する)。そして AF-STBC 符号化信号に対して  $N_c$  ポイント IFFT を適用して OFDM 信号に変換した後、CP を挿入し、第 2 タイムスロットにおいて受信局に増幅中継する。受信局では、第 1 タイムスロットおよび第 2 タイムスロットでの受信信号に対して、それぞれ CP を除去した後、 $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  サブキャリアに分解する。第 1 タイムスロットにおける受信局の  $N_D \times Q$  第  $k$  サブキャリア受信信号行列  $\mathbf{R}_D^{1st}(k)$  および第 2 タイムスロットにおける受信局の  $N_D \times Q$  第  $k$  サブキャリア受信信号行列  $\mathbf{R}_D^{2nd}(k)$  はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \mathbf{R}_D^{1st}(k) = \sqrt{2P_s} \tilde{\mathbf{H}}_{SD}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_D^{1st}(k) \\ \mathbf{R}_D^{2nd}(k) = \mathbf{H}_{RD}(k) \mathbf{X}_R^{(N_R)}(k) + \mathbf{N}_D^{2nd}(k) \end{cases} \quad (2)$$

ただし  $\tilde{\mathbf{H}}_{SD}(k) = [\bar{H}_{SD}(0, k), \dots, \bar{H}_{SD}(N_D - 1, k)]^T$  は送信局—受信局間の  $N_D \times 1$  チャネル行列であり、 $\bar{H}_{SD}(n_D, k)$  は送信局—受信局第  $n_D$  アンテナのチャネルの伝達関数である。また  $\mathbf{S}(k) = [S_0(k), \dots, S_{J-1}(k), 0, \dots, 0]$  は  $1 \times Q$  送信局送信信号行列である。 $\mathbf{H}_{RD}(k) = [\mathbf{H}_{RD}(0, k), \dots, \mathbf{H}_{RD}(N_R - 1, k)]^T$  は  $\mathbf{H}_{RD}(n_R, k) = G(n_R) \sqrt{r_{RD}^{-\alpha}} [\bar{H}_{RD}(n_R, 0, k), \dots, \bar{H}_{RD}(n_R, N_D - 1, k)]^T$  で表される中継局—受信局間の  $N_D \times N_R$  チャネル行列であり、 $\bar{H}_{RD}(n_R, n_D, k)$  は中継局第  $n_R$  アンテナ—受信局第  $n_D$  アンテナ間チャネルの伝達関数である。ただし  $G(n_R)$  は中継局第  $n_R$  アンテナの増幅率であり、 $r_{RD} = (R - R_{SR})/R$  は正規化中継局—受信局間距離である。 $\mathbf{X}_R^{(N_R)}(k)$  は次章で説明する  $N_R \times Q$  の AF-STBC 符号化行列であり、 $\mathbf{N}_D^{1st}(k)$  および  $\mathbf{N}_D^{2nd}(k)$  は  $N_D \times Q$  雑音行列である。受信局は受信信号に対して FDE、ダイバーシチ合成および線形 STBC 復号を行った後、データ復調を行う。

ここで FDE、ダイバーシチ合成および線形 STBC 復号で復号信号を得るためには、式(2)で与えられる受信信号行列が等価チャネル行列と STBC 符号化送信信号行列の積で与えられるように AF-STBC 符号化を設計しなければならない。そこで次節にて、中継局アンテナ本数が 3 本以上の場合でも適用可能な AF-STBC 符号化を提案する。

### 3. AF-STBC 符号化

#### 3.1. AF-STBC 符号化と復号

STBC-Co-AF 中継伝送のための AF-STBC 符号化行列は(1)直交性と(2)各行に複素共役の信号ブロックと複素共役でない信号ブロックが混在していない、という 2 つの条件を満たす必要がある。

(1)の条件を満たすために、符号化行列は次式を満たす必要がある。

$$\mathbf{X}^{(N_R)}(k) (\mathbf{X}^{(N_R)}(k))^H = \text{diag}(C_0, \dots, C_{N_R-1}) \quad (4)$$

ここで  $(\cdot)^H$  は複素共役転置を表している。また  $C_n$  は 1 以上の実数である。

(2)の条件は受信局における受信信号行列が送信局—中継局第  $n_R$  アンテナと中継局第  $n_R$  アンテナ—受信局のチャネルの積で表される等価チャネルと時空間符号化信号行列の積で表されるようにするために必要となる。

中継局アンテナ本数が 2~4 本の場合において、上述の 2 つの条件を満たす AF-STBC 符号化行列を以下に示す。

$$\mathbf{X}_R^{(2)}(k) = \begin{pmatrix} R_{R0}(0, k) & -R_{R1}^*(1, k) \\ R_{R1}(0, k) & R_{R0}^*(1, k) \end{pmatrix}^T \quad (3a)$$

$$\mathbf{X}_R^{(3)}(k) = \begin{pmatrix} R_{R0}(0, k) & -R_{R1}^*(1, k) & -R_{R2}^*(2, k) \\ R_{R1}(0, k) & R_{R0}^*(1, k) & 0 \\ R_{R2}(0, k) & 0 & R_{R0}^*(2, k) \\ 0 & R_{R2}^*(1, k) & -R_{R1}^*(2, k) \\ 0 & -R_{R1}^*(1, k) & R_{R2}^*(2, k) \\ 0 & R_{R2}^*(1, k) & R_{R1}^*(2, k) \end{pmatrix}^T \quad (3b)$$

$$\mathbf{X}_R^{(4)}(k) = \begin{pmatrix} R_{R0}(0, k) & -R_{R1}^*(1, k) & -R_{R2}^*(2, k) & 0 \\ R_{R1}(0, k) & R_{R0}^*(1, k) & 0 & R_{R2}^*(3, k) \\ R_{R2}(0, k) & 0 & R_{R0}^*(2, k) & -R_{R1}^*(3, k) \\ 0 & -R_{R2}^*(1, k) & R_{R1}^*(2, k) & R_{R0}^*(3, k) \\ 0 & R_{R1}^*(1, k) & -R_{R2}^*(2, k) & 0 \\ 0 & R_{R2}^*(1, k) & R_{R1}^*(2, k) & 0 \\ R_{R1}(0, k) & 0 & 0 & -R_{R2}^*(3, k) \\ R_{R2}(0, k) & 0 & 0 & R_{R1}^*(3, k) \end{pmatrix}^T \quad (3c)$$

表 1 AF-STBC 符号化における符号化率

中継局アンテナ本数 $N_R$	送信ブロック数 $J$	符号化ブロック数 $Q$	符号化率 $R_{STBC} = J/Q$
2	2	2	1
3	3	6	1/2
4	3	8	3/8

AF-STBC 符号化における中継局アンテナ本数と符号化率の関係を表 1 に示す。AF-STBC 符号化では、中継局アンテナ 3, 4 本の場合、符号化率がそれぞれ 1/2, 3/8 となり、従来の STBC 符号化[4]と比較して符号化率  $R_{STBC} = J/Q$  が低下してしまう。

式(3)を式(2)に代入することにより、受信局における  $2N_D \times Q$  拡張周波数領域受信信号行列  $\mathbf{R}_D(k) = [(\mathbf{R}_D^{1st}(k))^T, (\mathbf{R}_D^{2nd}(k))^T]^T$  は次式で表される。

$$\mathbf{R}_D(k) = \sqrt{2P_s} \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{SD}(k) \\ \mathbf{H}_{SRD}(k) \end{pmatrix} \mathbf{X}_R^{(N_R)}(k) + \mathbf{N}_D(k) \quad (4)$$

ただし、 $\mathbf{H}_{SD}(k) = [\tilde{\mathbf{H}}_{SD}(k) \quad \mathbf{0} \quad \dots \quad \mathbf{0}]$  は送信局—受信局間の  $N_D \times N_R$  チャネル行列であり、 $\mathbf{N}_D(k) = [(\mathbf{N}_D^{1st}(k))^T, (\mathbf{N}_D^{2nd}(k))^T]^T$  は  $2N_D \times Q$  拡張雑音行列で

ある.  $\mathbf{H}_{SRD}(k) = [\tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k), \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(N_R-1,k)]$  は送信局—中継局—受信局間の  $N_D \times N_R$  等価チャネル行列であり,  $\tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(n_R, k)$  は送信局—中継局第  $n_R$  アンテナ—受信局間の  $N_D \times 1$  等価チャネル行列である.  $N_R < 4$  のとき, それぞれ次式で表される.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k) = H_{SR}(0,k) \mathbf{H}_{RD}(0,k) \\ \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k) = H_{SR}^*(1,k) \mathbf{H}_{RD}(1,k) \\ \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k) = H_{SR}^*(2,k) \mathbf{H}_{RD}(2,k) \\ \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k) = H_{SR}(3,k) \mathbf{H}_{RD}(3,k) \end{cases} \quad (5)$$

また  $\mathbf{X}_S^{(N_R)}(k)$  は AF-STBC 符号化送信信号行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{X}_S^{(2)}(k) = \begin{pmatrix} S_0(k) & S_1(k) \\ -S_1^*(k) & S_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (6a)$$

$$\mathbf{X}_S^{(3)}(k) = \begin{pmatrix} S_0(k) & S_1(k) & S_2(k) & 0 & 0 & 0 \\ -S_1^*(k) & S_0^*(k) & 0 & S_2^*(k) & -S_1^*(k) & S_2^*(k) \\ -S_2^*(k) & 0 & S_0^*(k) & -S_1^*(k) & S_2^*(k) & S_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (6b)$$

$$\mathbf{X}_S^{(4)}(k) = \begin{pmatrix} S_0(k) & -S_1^*(k) & -S_2^*(k) & 0 \\ S_1(k) & S_0^*(k) & 0 & S_2(k) \\ S_2(k) & 0 & S_0^*(k) & -S_1(k) \\ 0 & -S_2^*(k) & S_1^*(k) & S_0(k) \\ 0 & S_1^*(k) & -S_2^*(k) & 0 \\ 0 & S_2^*(k) & S_1^*(k) & 0 \\ S_1(k) & 0 & 0 & -S_2(k) \\ S_2(k) & 0 & 0 & S_1(k) \end{pmatrix}^T \quad (6c)$$

式(4)で表されるように, STBC-Co-AF 中継伝送では, 時空間符号化における複素共役演算処理をある特定のアンテナに集中させることで, 受信局における受信信号を等価チャネル行列と時空間符号化送信信号行列の積で表現できる. したがって, 受信 FDE およびダイバースチ合成を行った後, 簡単な四則演算のみで構成される線形 STBC 復号を行うだけで復号信号を得ることができる. 受信 FDE 後の  $N_R \times Q$  信号行列  $\mathbf{D}(k) = (\mathbf{H}_{SD}^H(k) \mathbf{H}_{SRD}^H(k) \mathbf{R}_D(k))$  の第  $m$  行第  $n$  列要素を  $D_{m,n}(k)$  とすると, STBC 復号後の受信信号  $\hat{S}_j(k)$  ( $j=0, \dots, J-1$ ) は次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{S}_0(k) = D_{0,0}(k) + D_{1,1}^*(k) \\ \hat{S}_1(k) = -D_{1,0}^*(k) + D_{0,1}(k) \end{cases} \quad \text{if } N_R=2 \quad (7a)$$

$$\begin{cases} \hat{S}_0(k) = D_{0,0}(k) + D_{1,1}^*(k) + D_{2,2}^*(k) \\ \hat{S}_1(k) = -D_{1,0}^*(k) + D_{0,1}(k) - D_{2,3}^*(k) \\ \quad - D_{1,4}^*(k) + D_{2,5}^*(k) \\ \hat{S}_2(k) = -D_{2,0}^*(k) + D_{0,2}(k) + D_{1,3}^*(k) \\ \quad + D_{2,4}^*(k) + D_{1,5}^*(k) \end{cases} \quad \text{if } N_R=3 \quad (7b)$$

$$\begin{cases} \hat{S}_0(k) = D_{0,0}(k) + D_{1,1}^*(k) + D_{2,2}^*(k) + D_{3,3}(k) \\ \hat{S}_1(k) = -D_{1,0}^*(k) + D_{0,1}(k) - D_{3,2}(k) + D_{2,3}^*(k) \\ \quad + D_{1,4}^*(k) + D_{2,5}^*(k) + D_{0,6}(k) + D_{3,7}(k) \\ \hat{S}_2(k) = -D_{2,0}^*(k) + D_{3,1}(k) + D_{0,2}(k) - D_{1,3}^*(k) \\ \quad - D_{2,4}^*(k) + D_{1,5}^*(k) - D_{3,6}(k) + D_{0,7}(k) \end{cases} \quad \text{if } N_R=4 \quad (7c)$$

### 3.2. STBC-Co-AF 中継伝送における受信 SNR

式(2), (3)および(7)より STBC-Co-AF 中継伝送における AF-STBC 復号後の第  $j$  ブロックの瞬時受信 SNR は次式で与えられる.

$$\gamma_n^{(N_R)}(k) = \gamma_{1st,n}^{(N_R)}(k) + \gamma_{2nd,n}^{(N_R)}(k) \quad (8)$$

ただし,

$$\gamma_{1st,n}^{(N_R)}(k) = \frac{P_s}{\sigma^2} \sum_{n_D=0}^{N_D-1} \left| \bar{H}_{SD}(n_D, k) \right|^2 \quad (9a)$$

$$\gamma_{2nd,j}^{(N_R)}(k) = \frac{P_s}{\sigma^2} \frac{\sum_{n_R=0}^{N_R-1} \sum_{n_D=0}^{N_D-1} A_{n_R} \left| \bar{H}_{SRD}(n_R, n_D, k) \right|^2}{\left[ \frac{\sum_{n_R=0}^{N_R-1} \sum_{n_D=0}^{N_D-1} A_{n_R} \left| G(nR) \sqrt{r_{RD}^{-\alpha}} \bar{H}_{RD}(n_R, n_D, k) \right|^2 + 1}{\Delta_j} \right]} \quad (9b)$$

であり,  $A_{n_R}$  および  $\Delta_j$  はそれぞれ次式で与えられる.

$$A_0=1 \quad A_1=1 \quad (j=0,1) \quad \text{if } N_R=2 \quad (10a)$$

$$\begin{cases} A_0=1 & A_1=1 & A_2=1 & (j=0) \\ A_0=1 & A_1=2 & A_2=2 & (j=1,2) \end{cases} \quad \text{if } N_R=3 \quad (10b)$$

$$\begin{cases} A_0=1 & A_1=1 & A_2=1 & A_3=1 & (j=0) \\ A_0=2 & A_1=2 & A_2=2 & A_3=2 & (j=1,2) \end{cases} \quad \text{if } N_R=4 \quad (10c)$$

$$\begin{cases} \Delta_0=0 \\ \Delta_1=0 \end{cases} \quad \text{if } N_R=2 \quad (11a)$$

$$\begin{cases} \Delta_0 = \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 + \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \\ \Delta_1 = \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 + 2 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\ \quad + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\ \quad + 2 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \\ \Delta_2 = 2 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 + \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\ \quad + 2 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\ \quad + \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \end{cases} \quad \text{if } N_R=3 \quad (11b)$$

$$\begin{aligned}
\Delta_0 &= \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 + \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\
&\quad + \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 + \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 \\
\Delta_1 &= 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 \\
&\quad + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \\
\Delta_2 &= 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(0,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(1,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2 \\
&\quad + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(2,k)^H \mathbf{H}_{RD}(3,k) \right\|^2 + 3 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(1,k) \right\|^2 \\
&\quad + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(0,k) \right\|^2 + 4 \left\| \tilde{\mathbf{H}}_{SRD}(3,k)^H \mathbf{H}_{RD}(2,k) \right\|^2
\end{aligned}$$

if  $N_R=4$  (11c)

式(8)および(9)より, AF-STBC 符号化は従来の STBC 符号化と同様に( $N_D+N_R \times N_D$ )のダイバーシチオーダを獲得できることがわかる. また式(9)および式(10)より, AF-STBC 符号化では, STBC 復号後の第  $j$  ( $j=1, \dots, J-1$ ) 信号ブロックの受信 SNR が第 0 信号ブロックのものより大きいことがわかる. これは式(6)で示されるように, 複素共役演算処理を特定のアンテナに集中させるために第  $j$  ( $j=1, \dots, J-1$ ) 信号ブロックが第 0 信号ブロックより多く AF-STBC 符号化行列に含まれるためである.

#### 4. 計算機シミュレーション

中継局アンテナ本数が 3,4 本の場合の STBC-Co-AF 中継の平均 BER 特性とスループット特性を計算機シミュレーションにより求めた. 本稿では QPSK データ変調を用いる OFDM 伝送を仮定し, FFT ブロックサイズ  $N_c$  およびサイクリックプレフィックス (CP) 長  $N_g$  はそれぞれ  $N_c=128$  および  $N_g=16$  とする. チャネルは, 一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  パスの周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定しており, 伝搬損失指数は  $\alpha=3.5$  と仮定している. なお本稿では準静的フェージングチャネル ( $f_D T_s \rightarrow 0$ ) を仮定している. また総送信電力一定という条件のもと評価を行っており, 総送信電力は送信局と中継局に等しく配分されるものと仮定している. また, 中継局は送信局と受信局の中央に位置しているものとする.

##### 4.1. 信号ブロックごとの BER 特性

図 4 に中継局アンテナ本数  $N_R=3$  の場合における STBC-AF 中継伝送の総送信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を示す. 本節では式(9b), (10)および(11)で表される AF-STBC 符号化におけるブロック間の受信 SNR の差

に着目するため, 中継経路のみを用いる STBC-AF 中継伝送を仮定している. なお受信局アンテナ本数を  $N_D=1$  としている. 図 4 より, 中継局アンテナ本数が 3 本の場合は, 各信号ブロックで BER 特性が異なることがわかる. 式(6)で示されるように, AF-STBC 符号化では複素共役演算処理を特定のアンテナに集中させつつ STBC 符号の直交性を確保するために, 第 1, 第 2 信号ブロックが第 0 信号ブロックより多く AF-STBC 符号化行列に含まれる. その結果, 第 1, 第 2 信号ブロックは第 0 信号ブロックより高いダイバーシチ利得を獲得でき, 優れた平均 BER 特性を達成できる. 例えば所要 BER が  $\text{BER}=10^{-4}$  の場合, 第 1, 第 2 ブロックは, 第 0 ブロックと比較して総送信  $E_b/N_0$  を約 2dB 低減できる.

##### 4.2. 平均 BER 特性

図 5 に中継局および受信局アンテナ本数を変化させた場合における STBC-Co-AF 中継伝送の正規化送信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を示す. 図 5 より, 中継局アンテナ本数が増加するにつれて平均 BER 特性が改善することがわかる. これは中継局のアンテナ本数が増加することによって, より大きな空間ダイバーシチ効果を獲得できるためである. 例えば, 受信局のアンテナ本数  $N_D=1$  の場合において所要 BER が  $\text{BER}=10^{-5}$  のとき, 中継局のアンテナ本数を  $N_R=3$  (4) とすることで,  $N_R=2$  の場合より所要総送信  $E_b/N_0$  を約 3dB (5dB) 低減できる (符号化損は約 1.6dB (2.2dB)). このことから, 伝送品質 (平均 BER 特性) を重視する場合は, 符号化損やアンテナが増加することによる電力損というペナルティを負ったとしても, 中継局のアンテナ本数を多くした方が良いといえる. また図 5 より, 中継局アンテナ本数に関わらず, 受信局のアンテナ本数を増加させることによって BER 特性が改善していることがわかる.

##### 4.3. End-to-End スループット特性

図 6 に複数の中継局および受信局アンテナ本数を変化させた場合における STBC-Co-AF 中継伝送の総送信  $E_s/N_0$  対スループット特性を示す. なお本稿では, パケット誤り率 PER を求め, 次式を用いてスループットを算出した.

$$\text{Throughput} = \frac{1}{2} R_{STBC} \cdot (\log_2 M) \cdot (1 - \text{PER}) \left( \frac{N_c}{N_c + N_g} \right) \quad (11)$$

ここで  $M$  は変調多値数を示す. 図 6 より, 中継局アンテナ本数が増加するにつれて, 低送信  $E_s/N_0$  領域におけるスループットが改善されていることがわかる. これは中継局アンテナ本数が増えるにつれ獲得できる空間ダイバーシチ効果が増加するためである. 例えば, 受信局アンテナ本数  $N_D=1$  の場合, 中継局アンテナ本数を  $N_R=3$  (4) とすることで,  $N_R=2$  の場合よりスループット 0.2bps/Hz を達成するための所要総送信  $E_s/N_0$  を約 1dB (2dB) 低減できる. また図 6 より, 受信アンテナ本数を増やすことで所要総送信  $E_s/N_0$  をさらに低減できることがわかる. しかしながら, 図 6 より中継局アンテナ本数が増加するにつれてピークスループットが低下していることが分かる. これは中継局アンテナ本数が 3 以上の場合, STBC 符号化率が減少してしまうためである.



## 5. むすび

本稿では、3本以上の中継局アンテナを用いる STBC-Co-AF 中継伝送のための AF-STBC 符号化を提案した。計算機シミュレーションにより、受信局のアンテナ本数  $N_D=1$  の場合、中継局のアンテナ本数を  $N_R=3$  (4) とすることで、 $N_R=2$  の場合より  $BER=10^{-5}$  を達成するための所要総送信  $E_b/N_0$  を約 3dB (5dB) 低減できることを明らかにした。また、受信局のアンテナ本数  $N_D=1$  の場合、中継局のアンテナ本数を  $N_R=3$  (4) とすることで、 $N_R=2$  の場合よりスループット 0.2bps/Hz を達成するための所要総送信  $E_s/N_0$  をそれぞれ約 1dB (2dB) 低減できることを明らかにした。

## 謝 辞

本稿の一部は、総務省委託研究開発「無人航空機を活用した無線中継システムと地上ネットワークとの連携および共用技術の研究開発」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] 三浦龍, 鈴木幹雄, 滝沢賢一, 小野文枝, 辻宏之, 井上真杉, 大和田泰伯, 浜口清, “小型無人航空機を用いた災害時無線中継システムの開発,” 信学会総合大会, BI-2-6, 2013年3月.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*, Artech House, 2000.
- [4] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [5] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space-time block coding for wireless communications: Performance results,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, March 1999.
- [6] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, “Applization 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] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “中継局でチャンネル情報を必要としない時空間ブロック符号化協調 AF 中継伝送,” 信学技報, vol.114, no.8, RCS2014-11, pp.55-60, 2014年4月.
- [8] C. Endo, H. Miyazaki and F. adachi, “Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Cooperative Relay Without Channel State Information At Relay Station,” 17th International Symposium on WPMC, Sept. 2014.
- [9] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “時空間ブロック符号化協調 AF リレーのための循環遅延パイロットチャネル推定法に関する一検討,” 信学技報, vol.114, no.164, RCS2014-90, pp.7-12, 2014年7月.
- [10] J. N. Laneman, G. W. Wornell, “Distributed Space-Time-Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks,” *IEEE Trans. Inform Theory*, Vol. 49, No. 10, Oct. 2003.
- [11] J. N. Laneman, D.N.C Tse, and G. W. Wornell, “Cooperative Diversity In Wireless Networks: Efficient Protocols And Outage Behavior,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50, No.12, pp.3062-3080, Dec.2004.

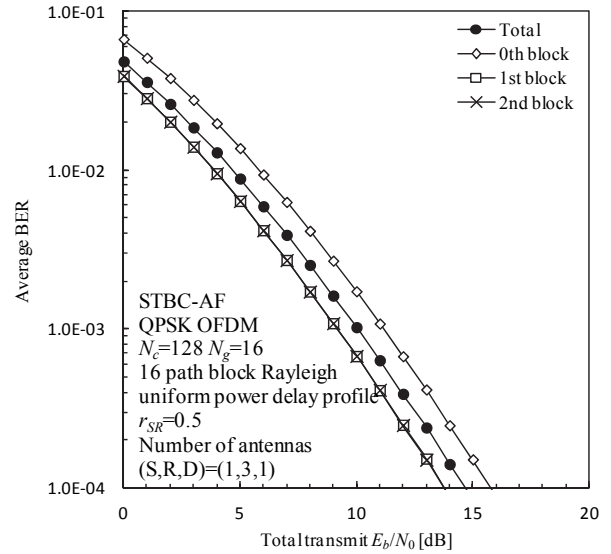


図4 信号ブロックごとの平均 BER 特性

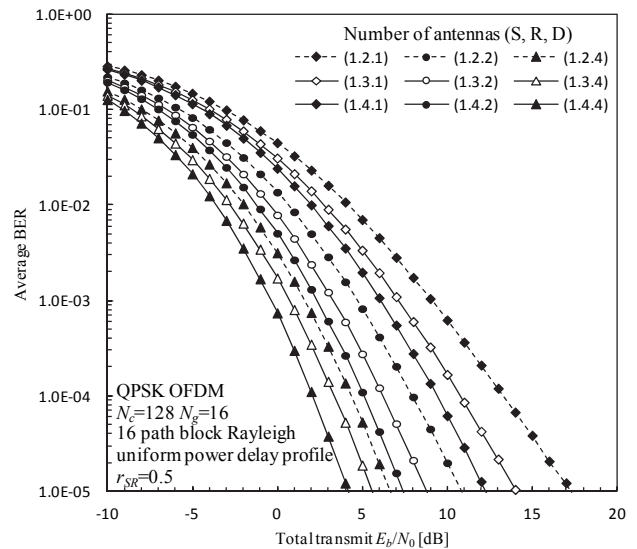


図5 平均 BER 特性

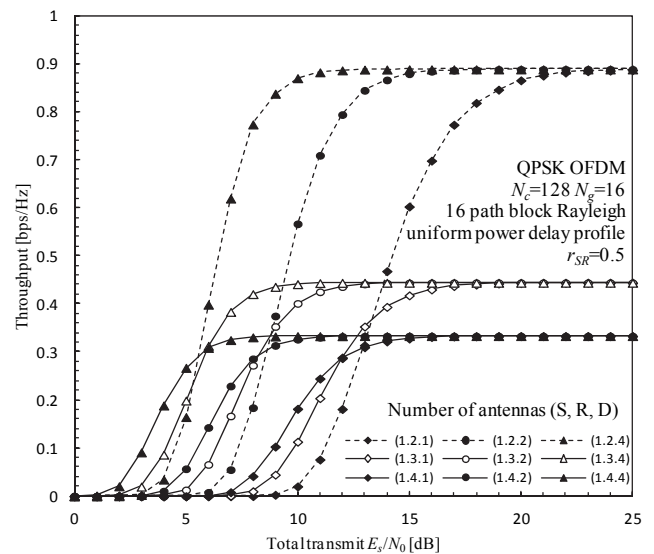


図6 スループット特性