

# 中継局でチャ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

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** 時空間ブロック符号化 (STBC) を用いたシングルキャリア (SC) 再生中継 (DF) リレー伝送は、伝搬損失、シャドウィング損失および周波数選択性フェージングの影響を克服でき、送信電力を抑えつつ高速通信エリアを拡大できる。しかしながら、従来の STBC-DF リレー伝送では、中継局で復調、データ復号と再変調を行うために中継局でチャネル情報 (CSI) を必要とする。そこで、本稿では、中継局でチャネル情報を必要としない STBC-協調 AF リレー伝送を提案する。STBC-協調 AF リレー伝送では、第 1 タイムスロットにて送信局が中継局および受信局に同時送信した後、中継局は受信信号に波形レベルでの STBC 符号化 (つまり復調、復号と再変調を行わない) を施し、第 2 タイムスロットにおいて STBC 符号化信号を受信局へ増幅・中継する。受信局では送信局-中継局間チャネルと中継局-受信局間チャネルの積を一つの等価チャネルとみなし、受信周波数領域等化 (FDE)、ダイバーシチ合成および STBC 復号を行う。提案 STBC-協調 AF リレー伝送を行った場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、STBC-協調 AF 中継リレー伝送は協調 AF リレー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ている。

**キーワード** 時空間ブロック符号化, 非再生 (AF) 協調中継伝送

## Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Cooperative Relay Without Channel State Information at Relay Station

Chikara ENDO<sup>†</sup> Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> and Fumiya 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** Single-carrier (SC) decode-and-forward (DF) relay using space-time block coding (STBC) overcomes propagation path loss, shadowing loss and frequency selective fading, and as a consequence, can extend the communication range while reducing the transmit power. However, in conventional STBC-DF relay, the channel state information (CSI) is required at the relay station (RS) for demodulation, decoding, and re-modulation. In this paper, we propose a STBC amplify-and-forward (AF) cooperative (STBC-Co-AF) relay which requires no knowledge of CSI at RS. In STBC-Co-AF relay, the transmitting node transmits 2-block signal to both RS and the receiving node in the first time slot and then, RS transmits amplified STBC-coded signal to the receiving node in the second time slot. The receiving node performs a series of frequency-domain equalization (FDE), diversity combining, and STBC decoding by viewing the concatenation of the channels between the transmitting node-RS link and between RS-receiving node link as an equivalent channel. We evaluate, by computer simulation, the average bit error rate (BER) performance when using STBC-Co-AF relay and show that the STBC-Co-AF relay achieves BER performance superior to Co-AF relay.

**Keyword** STBC, amplify-and-forward cooperate relay

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では、送信電力を抑えつつ、超高速通信エリアのさらなる拡大が求められている。しかしながら、広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では、伝搬損失やシャドウィング損失、周波数選択性フェージングにより伝送品質が著しく劣化してしまう [1]。周波数選択性フェージングを克服する技術として、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) が広く知られている [2-4]。また、

ダイバーシチ [5] を組み合わせることによって空間ダイバーシチ効果と周波数ダイバーシチ効果の両方が得られ、送信局の構成を簡易に保ちつつ、伝送品質をさらに改善できる。しかしながら、FDE と STBC ダイバーシチは周波数選択性フェージングの影響を克服できるものの、伝搬損失やシャドウィング損失を克服することは出来ない。そのため送信局が受信局から離れた点に位置している場合、所要送信電力が膨大になってしまうという問題がある。

この問題を解決するために有効な技術として注目

されているのが協調中継である[6]. 受信局では第1タイムスロットおよび第2タイムスロットで同じ信号が受信されるから、これらを合成することで空間ダイバーシチ効果が得られる[6]. これにより、協調中継は送信電力を抑えつつ高速通信エリアを拡大できる.

ところで、中継方式には、非再生中継 (AF) と再生中継 (DF) の二つがある. AF 中継は、中継局で等化と復調を行わないから中継局の構成が簡易であるが、中継局で加わった雑音が信号とともに増幅されて中継されるため、受信局における受信 SNR が劣化しやすい. 一方、DF 中継は中継局で等化と復調を行うから、AF より優れた伝送品質が得られるが、中継局で復調、データ復号、再変調が必要であり、中継局の構成が複雑になってしまう.

文献[7,8]に示されている STBC ダイバーシチと DF 中継伝送を組み合わせた STBC-DF 中継伝送は、伝搬損失、シャドウイング損失および周波数選択性フェージングを克服することができ、送信電力を低減しつつ、優れた平均 BER 特性が達成できる. しかしながら、従来の STBC-DF 中継伝送では中継局で等化と復調を行うためにチャネル情報 (CSI) を必要とするため、中継局の構造が複雑になってしまうという問題があった.

そこで本稿では、中継局で CSI を必要としない時空間ブロック符号化協調 AF (STBC-Co-AF) 中継を提案する. STBC-Co-AF 中継では、第1タイムスロットにおいて、送信局が2ブロック信号を中継局と受信局に向けて送信する. その後中継局は、受信信号に対して、波形レベルでの STBC 符号化 (つまり復調、復号と再変調を行わない) を施した後、第2タイムスロットに増幅および中継を行う. 受信局では、第1タイムスロットと第2タイムスロットで希望信号が受信される. そこで、受信局では、送信局-中継局間リンクのチャネルと中継局-受信局間リンクのチャネルの積を等価チャネルとみなし、受信 FDE、ダイバーシチ合成および STBC 復号を行う. STBC-Co-AF 中継を行った場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、STBC-Co-AF 中継は協調 AF (Co-AF) 中継より優れた平均 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. まず、第2章で STBC-Co-AF 中継の動作と信号表現について述べる. 第3章にて、計算機シミュレーション結果について述べた後、第4章にてまとめる.

## 2. STBC-Co-AF 中継伝送

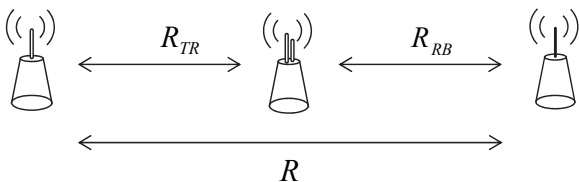


図1 システムモデル

本稿では、SC-STBC-Co-AF 中継を仮定している. 図1にシステムモデルを示す. 送信局と受信局の距離を  $R$  とし、送信局-中継局間距離および中継局-受信局間距離をそれぞれ  $R_{TR}$  および  $R_{RB}$  と表す. また、送信局と受信局は1本のアンテナを、中継局は2本のアンテナを搭載するものと仮定している. 図2に送信局、中継局および受信局の送受信機構成を示す. 送信局では、第1タイムスロットにおいて中継局と受信局に2ブ

ックの信号を送信する. 中継局では、第0アンテナにおける受信信号をそのまま増幅し、第1アンテナにおける受信信号に対しては、位相回転およびブロック入れ替えを行った後に増幅する. これらの処理は受信信号に対して波形レベルでの STBC 符号化を適用することに相当する. その後、第2タイムスロットにおいて、中継局は増幅された信号を受信局に中継する. 受信局では、第1タイムスロットと第2タイムスロットにおける受信信号に対して、送信局-中継局間リンクのチャネルと中継局-受信局間リンクのチャネルの積を等価チャネルとみなして、受信 FDE、ダイバーシチ合成および STBC 復号を行う.

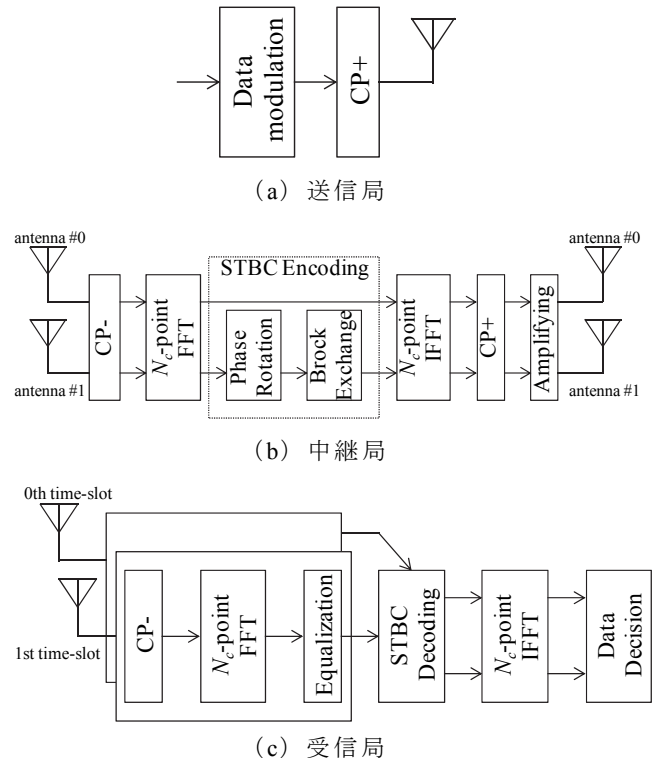


図2 送信局/中継局/受信局の送受信機構成

### 2.1. 信号表現

以降、シンボル時間間隔  $T_s$  の離散時間等価低域表現を用いる.

送信局では、まず  $2 \times N_c$  シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、2ブロックの送信信号ブロックを生成する. そしてそれぞれの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) を挿入した後、第1タイムスロットにおいて中継局と受信局に同時送信する.

受信局では、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) を適用して周波数領域信号に変換する. 第1タイムスロットにおける受信局の第  $m$  ( $m=0,1$ ) 周波数領域信号  $\{R_{B,m}^{1st}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される.

$$\begin{aligned} R_{B,m}^{1st}(k) &= \sqrt{2P_t \cdot R^{-\alpha}} H_{TB}(k) S_m(k) + N_{B,m}^{1st}(k) \\ &= \sqrt{2\bar{P}_t} H_{TB}(k) S_m(k) + N_{B,m}^{1st}(k) \end{aligned} \quad (1)$$

ただし  $P_t$  は送信局における送信電力であり、 $\alpha$  は伝搬損失指数を示している. また  $\bar{P}_t = P_t \cdot R^{-\alpha}$  は距離  $R$  で正

規化された送信局送信電力であり、 $H_{TB}(k)$ は送信局－受信局間のチャネルの伝達関数である。また $S_m(k)$ は第 $m$ 送信信号ブロックの第 $k$ 周波数成分である。 $N_{B,m}^{1st}(k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。ただし $N_0$ は片側雑音電力スペクトル密度比である。

また、中継局では受信信号からCPを除去した後、 $N_c$ ポイントFFTを適用して周波数領域に変換する。中継局第 $n$ アンテナにおける第 $m$ 周波数領域信号 $\{R_{Rn,m}(k); k=0, \dots, N_c-1, n=0,1\}$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{R,m}(k) = \sqrt{2P_t \cdot R_{TR}^{-\alpha}} \mathbf{H}_{TR}(k) \mathbf{S}_m(k) + \mathbf{N}_{R,m}(k) \quad (2)$$

ただし $\mathbf{R}_{R,m}(k)=[R_{R0,m}(k), R_{R1,m}(k)]^T$ は中継局における第 $m$ 周波数領域受信信号ベクトルである。 $\mathbf{H}_{TR}(k)=[H_{TR0}(k), H_{TR1}(k)]^T$ は $2 \times 1$ の送信局－中継局間の周波数領域チャネル行列であり、 $H_{TRn}(k)$ は送信局－中継局第 $n$ アンテナ間のチャネルの伝達関数である。また $\mathbf{N}_{R,m}(k)=[N_{R0,m}(k), N_{R1,m}(k)]^T$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ のAWGNベクトルである。ここで式(2)は以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{R,m}(k) &= \sqrt{2P_t R_{TR}^{-\alpha}} (R_{TR}/R)^{-\alpha} \mathbf{H}_{TR}(k) \mathbf{S}_m(k) + \mathbf{N}_{R,m}(k) \\ &= \sqrt{2\bar{P}_t} \bar{\mathbf{H}}_{TR}(k) \mathbf{S}_m(k) + \mathbf{N}_{R,m}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ただし $\bar{\mathbf{H}}_{TR}(k) = \mathbf{H}_{TR}(k) \sqrt{r_{TR}^{-\alpha}}$ は伝搬損失の影響を含む $2 \times 1$ の送信局-中継局間の周波数領域チャネル行列であり、 $r_{TR} = R_{TR}/R$ は正規化送信局－中継局間距離である。

次に中継局は周波数領域の受信信号に対して波形レベルでのSTBC符号化を適用する。STBC符号化後の送信信号行列 $\{\mathbf{X}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は以下の式で与えられる。

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

式(4)より、中継局では、位相回転およびブロックの入れ替えのみを必要とし、チャネル情報を一切必要としないことが分かる。また式(3)より、式(4)は以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k) &= \sqrt{2\bar{P}_t} \begin{pmatrix} \bar{H}_{TR0}(k) & 0 \\ 0 & \bar{H}_{TR1}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_0(k) & S_1(k) \\ -S_1^*(k) & S_0^*(k) \end{pmatrix} \\ &\quad + \begin{pmatrix} N_{R0,0}(k) & N_{R0,1}(k) \\ -N_{R1,1}^*(k) & N_{R1,0}^*(k) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)より中継局におけるSTBC符号化送信信号は送信局－中継局間のチャネルと従来のSTBC符号化行列の転置行列の積で表されることが分かる。その後、中継局はSTBC符号化送信信号に対し $N_c$ ポイントの逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用して時間領域信号に変換する。そしてそれぞれのブロックの先頭のガード区間にCPを挿入した後、第2タイムスロットにおいて受信局に信号を増幅、中継する。

受信局では受信信号に対して、CPを除去した後、 $N_c$ ポイントFFTを適用して周波数領域信号に変換する。第2タイムスロットにおける受信局の第 $m(m=0,1)$ 周波数領域信号 $\{R_{B,m}^{2nd}(k); k=0, \dots, N_c-1, m=0,1\}$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_B^{2nd}(k) = \mathbf{G} \bar{\mathbf{H}}_{RB}(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{N}_{B,m}^{2nd}(k) \quad (6)$$

ここで $\mathbf{R}_B^{2nd}(k)=[R_{B,0}^{2nd}(k), R_{B,1}^{2nd}(k)]$ は第2タイムスロットにおける受信局の周波数領域受信信号ベクトルである。 $\mathbf{G}$ は中継局の電力増幅率行列であり次式で与えられる。

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} G_0 & 0 \\ 0 & G_1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

ただし $G_n$ は中継局第 $n$ アンテナの電力増幅率である。電力増幅率は中継局の平均送信電力が一定となるように与えられ、以下の式で表される。

$$G_n = \frac{2\bar{P}_r}{\sqrt{2\bar{P}_t \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c} |\bar{H}_{TR}(k)|^2 + \left( \frac{2N_0}{T_s} \right)^{-1} \right\}}} \quad (8)$$

ここで $\bar{P}_r = P_r R^{-\alpha}$ は中継局における正規化送信電力を示す。 $\bar{\mathbf{H}}_{RB}(k) = \mathbf{H}_{RB}(k) \sqrt{r_{RB}^{-\alpha}}$ は伝搬損失の影響を含む $2 \times 1$ の中継局－受信局間の周波数領域チャネル行列であり、 $\mathbf{H}_{RB}(k)=[H_{RB0}(k), H_{RB1}(k)]$ は $2 \times 1$ の中継局－受信局間のチャネル行列である。ただし $r_{RB} = R_{RB}/R$ は正規化中継局－受信局間距離である。 $\mathbf{N}_{B,m}^{2nd}(k)=[N_{B,0}^{2nd}(k), N_{B,1}^{2nd}(k)]$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ のAWGNベクトルである。式(1)、(5)および(6)より、受信局における周波数領域受信信号行列 $\mathbf{R}_{Bm}(k)=[\mathbf{R}_{B,m}^{1st}(k), \mathbf{R}_{B,m}^{2nd}(k)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{Bm}(k) = \sqrt{2\bar{P}_t} \begin{pmatrix} H_{TB}(k) & 0 \\ \bar{H}_{e0}(k) & \bar{H}_{e1}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_0(k) & S_1(k) \\ -S_1^*(k) & S_0^*(k) \end{pmatrix} + \mathbf{N}_B(k) \quad (9)$$

ここで $\bar{H}_{e0}(k)$ と $\bar{H}_{e1}(k)$ は送信局－中継局間のチャネルと中継局－受信局間のチャネルの積で表される等価チャネルであり、以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \bar{H}_{e0}(k) &= G_0 \bar{H}_{TR0}(k) \bar{H}_{RB0}(k) \\ \bar{H}_{e1}(k) &= G_1 \bar{H}_{TR1}(k) \bar{H}_{RB1}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

$\mathbf{N}_B(k)$ は中継局で加わり増幅された雑音を含む雑音行列であり、以下の式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_B(k) &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ G_0 \bar{H}_{RB0}(k) & G_1 \bar{H}_{RB1}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_{R0,0}(k) & N_{R0,1}(k) \\ -N_{R1,1}^*(k) & N_{R1,0}^*(k) \end{pmatrix} \\ &\quad + \begin{pmatrix} N_{B,0}^{1st}(k) & N_{B,1}^{1st}(k) \\ N_{B,0}^{2nd}(k) & N_{B,1}^{2nd}(k) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

式(9)より、受信局における周波数領域受信信号行列は等価チャネル行列と従来のSTBC符号化行列の転置行列の積で与えられることがわかる。その後、受信局は受信信号行列に対して受信FDEを適用する。受信FDE後の周波数領域受信信号 $\{\hat{D}_{i,j}(k); k=0, \dots, N_c-1, i=0,1, j=0,1\}$ は以下の式で表される。

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{00}(k) & \hat{D}_{01}(k) \\ \hat{D}_{10}(k) & \hat{D}_{11}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_2(k) & W_0(k) \\ 0 & W_1(k) \end{pmatrix} \mathbf{R}_{Bm}(k) \quad (12)$$

ここで $W_0(k), W_1(k)$ と $W_2(k)$ は受信FDE重みである。

その後、受信FDE後の信号に対してSTBC復号を適用する。STBC復号後の第 $m$ 周波数領域信号 $\{S_m(k);$

$k=0, \dots, N_c-1$  は以下の式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{D}_{00}(k) + \hat{D}_{11}^*(k) \\ \hat{D}_{01}(k) - \hat{D}_{10}^*(k) \end{pmatrix} \quad (13)$$

最後に, STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後, データ復調を行う.

## 2.2. 受信 FDE 重み

受信 FDE 重みは, 受信局における STBC 復号後の信号と送信局における送信信号の平均二乗誤差 (MSE) を最小にするように与えられる. ここで MSE,  $e$  は次式で与えられる.

$$e = E \left[ \left| \frac{1}{\sqrt{2P_t}} \hat{S}_m(k) - S_m(k) \right|^2 \right] \quad (14)$$

ただし  $E[\cdot]$  はアンサンブル平均を表す.  $\{\partial e / \partial W_n(k) = 0; k=0, \dots, N_c-1\}$  を解くことにより, 受信 MMSE-FDE 重みは次式で与えられる

$$W_0(k) = \frac{\bar{H}_{e0}^*(k)}{(|\bar{H}_{e0}(k)|^2 + |\bar{H}_{e1}(k)|^2 + K(k)|H_{TB}(k)|^2) + K(k) \left( \frac{\bar{P}_t}{\sigma^2} \right)^{-1}} \quad (15a)$$

$$W_1(k) = \frac{\bar{H}_{e1}^*(k)}{(|\bar{H}_{e0}(k)|^2 + |\bar{H}_{e1}(k)|^2 + K(k)|H_{TB}(k)|^2) + K(k) \left( \frac{\bar{P}_t}{\sigma^2} \right)^{-1}} \quad (15b)$$

$$W_2(k) = \frac{K(k)H_{TB}^*(k)}{(|\bar{H}_{e0}(k)|^2 + |\bar{H}_{e1}(k)|^2 + K(k)|H_{TB}(k)|^2) + K(k) \left( \frac{\bar{P}_t}{\sigma^2} \right)^{-1}} \quad (15c)$$

ただし,

$$K(k) = |G_1 \bar{H}_{RB1}(k)|^2 + |G_2 \bar{H}_{RB2}(k)|^2 + 1 \quad (16)$$

である.

## 3. 計算機シミュレーション

STBC-Co-AF 中継を用いた場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた. シミュレーション諸元を表 1 に示す.

本稿では, QPSK データ変調を用い, FFT ブロックサイズ  $N_c$  および 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  $L=16$  バ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いる. 伝搬損失指数は  $\alpha=3.5$  と仮定している. 本稿では準静的フェージングチャネルを仮定しており, CSI は受信器で理想的に得られると仮定している. 本稿では, AF 中継, 協調 AF 中継, DF 中継および協調 DF 中継を比較対象とし, それらを用いる場合, 中継局は 1 本のアンテナを搭載するものと仮定している (表 2). またそれらとの公平な比較のためシステム全体の送信電力  $P_{total}$  を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 ( $\bar{P}_t = \bar{P}_r = P_{total}/2$ ). また, STBC-AF 中継を行う場合は各アンテナに送信電力を等配分するものとしている.

表 1 計算機シミュレーション

Data Modulation	QPSK
FFT block size	$N_c=128$
GI length	$N_g=16$
Channel estimation	Ideal
Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
Delay time	Symbol spaced
No. of paths	$L=16$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
No. of RS	1
Normalized the transmitter-the receiver distance	$R=1$
Normalized the transmitter-RS distance	$R_{TR}=0.5, 0.1\sim 0.9$
Normalized RS-the receiver distance	$R_{RB}=0.5, 0.9\sim 0.1$

表 2 アンテナ本数

System	The number of antennas		
	Transmitter	RS	Receiver
STBC-Co-AF	1	2	1
AF	1	1	1
Co-AF	1	1	1
DF	1	1	1
Co-DF	1	1	1
STBC-AF	1	2	1

### 3.1. 他のシステムとの比較

図 3 に STBC-Co-AF 中継を用いた場合の総送信電力対雑音電力比  $P_{total}/\sigma^2$  対平均 BER 特性を示す. ただし正規化送信局-中継局間距離  $r_{TR}$  および正規化中継局-受信局間距離  $r_{RB}$  は  $r_{TR}=r_{RB}=0.5$  としている. 比較として, STBC-AF 中継 (受信局における第 1 タイムスロットの受信信号を利用しない提案中継伝送), 協調 AF 中継, AF 中継, 協調 DF 中継, DF 中継および直接通信を用いた場合の平均 BER 特性も同様に図 3 に示す.

図 3 より, STBC-AF 中継は, AF 中継よりも優れた BER 特性を達成できていることが分かる. 例えば, 所要 BER を  $BER=10^{-4}$  としたとき, STBC-AF 中継は AF 中継と比較して, 総送信  $P_{total}/\sigma^2$  を約 6dB 低減することが出来ている. これは中継局で STBC 符号化を行うことによる空間ダイバーシチ効果が得られるためである. また, STBC-Co-AF 中継は STBC-AF 中継よりも優れた BER 特性が得られることが分かる. これは, 受信局が第 1 タイムスロットで得られる送信局からの受信信号と, 第 2 タイムスロットで得られる中継局からの受信信号をダイバーシチ合成することにより, さらに大きな空間ダイバーシチ効果が得られるためである. また, STBC-Co-AF 中継は協調 AF 中継や協調 DF 中継よりも優れた BER 特性を達成できる. 例えば所要  $BER=10^{-4}$  のとき STBC-Co-AF 中継は協調 AF 中継 (協調 DF 中継) と比較して, 総送信  $P_{total}/\sigma^2$  を約 2dB (1.2dB) 低減することができる.

### 3.2. 中継局の位置

図 4 に, STBC-Co-AF 中継を用いた場合の送信局-

中継局間距離対平均 BER 特性を示す。ただし、正規化送信局-受信局間距離は一定とし ( $r_{TR}+r_{RB}=r$ )、正規化総送信電力対雑音電力比は  $P_{total}/\sigma^2=10\text{dB}$  としている。比較として、協調 AF 中継および AF 中継の平均 BER 特性も同様に図 4 に示す。

図 4 より、STBC-Co-AF 中継は、中継局の位置にかかわらず、協調 AF 中継および AF 中継より優れた BER 特性が達成できていることが分かる。また、協調 AF 中継と AF 中継は  $r_{TR}=0.6$  で最も優れた BER 特性が得られている一方で、STBC-Co-AF 中継は  $r_{TR}=0.5$  の時に最も優れた BER 特性が得られていることがわかる。この理由については以下のように考えられる。AF 中継では、中継局において加わった雑音が信号とともに増幅および中継される。そのため、AF 中継における BER 特性は中継局で発生した雑音と受信局で発生した雑音の両方に影響され、ふたつの雑音の影響が等しくなる中継局位置において最も優れた BER 特性が得られる。協調 AF 中継と AF 中継では、送信局-中継局間リンクと中継局-受信局間リンクの平均受信 SNR が等しい場合においても、受信局で加わる雑音の影響が中継局で加わる雑音の影響より大きい。そのため最も優れた BER 特性が得られる中継局位置は  $r_{TR}=0.5$  より大きくなる。一方で STBC-Co-AF 中継では、STBC による空間ダイバーシチが得られるため、受信局の雑音の影響を低減することができる。その結果、送信局-中継局間リンクと中継局-受信局間リンクの平均受信 SNR が等しいときに中継局と受信局の雑音の影響はほぼ等しくなるため、 $r_{TR}=0.5$  において最も優れた BER 特性を達成できる。

#### 4. むすび

本稿では、我々は中継局でチャネル情報を必要としない STBC-Co-AF 中継を提案した。STBC-Co-AF 中継では、第 1 タイムスロットにおいて送信局が中継局と受信局に 2 ブロックの信号を送信する。その後中継局は受信信号に対して波形レベルでの STBC 符号化を適用した後、第 2 タイムスロットにおいて STBC 符号化送信信号を増幅、送信する。受信局では、第 1 タイムスロットと第 2 タイムスロットにおける受信信号に対して、送信局-中継局間リンクのチャネルと中継局-受信局間リンクのチャネルの積を等価チャネルとみなして受信 FDE、ダイバーシチ合成および STBC 復号を行う。計算機シミュレーションにより STBC-Co-AF 中継は、AF 中継、協調 AF 中継、DF 中継および協調 DF 中継より、 $\text{BER}=10^{-4}$  を達成するための所要総送信電力をそれぞれ約 8.5dB, 2dB, 2dB, および 1.2dB 低減できることを明らかにした。

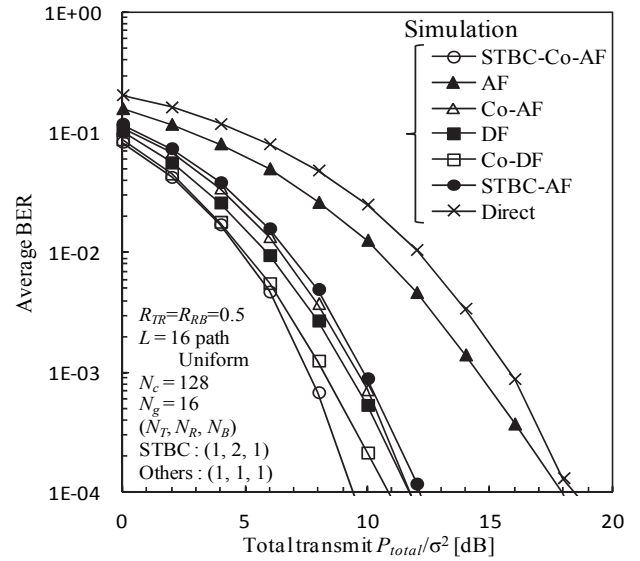


図 3 平均 BER 特性

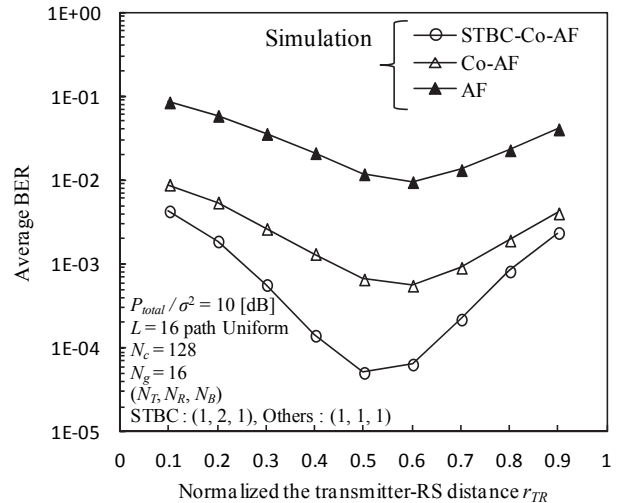


図 4 送信局-中継局間距離

#### 文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, 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.
- [4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless cheannel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, pp. 2789-2808, Sept. 2009.
- [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] J. N. Laneman, G. W. Womell, "Distributed Space-Time-Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks," IEEE Trans. Inform Theory, Vol. 49, No. 10, Oct. 2003.
- [7] 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.
- [8] R. Pabst, B. H. Walke, D. C. Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, D. D. Falconer, G. P. Fettweis, "Relay-Based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio," IEEE Commun. Mag., vol. 42, No 9, pp. 80-89, Sept. 2004.