

# 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

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, 筆者らは時空間ブロック符号化 (STBC) 協調非再生 (Co-AF) 中継伝送 (STBC-Co-AF 中継伝送) を提案し, STBC-Co-AF 中継伝送は, 中継局の構成を簡易に保ちつつ, Co-AF 中継伝送より優れたビット誤り率 (BER) 特性を達成できることを明らかにした. しかし, これまでの検討では, 受信局において送信局-中継局間リンクと中継局-受信局間リンクの両方のチャネル情報が理想的に得られるものと仮定していた. 本稿では, STBC-Co-AF 中継伝送のための循環遅延パイロットチャネル推定法 (CDP-CE) を提案する. 提案チャネル推定では, 中継局は受信パイロット信号に対してパイロット逆変調 (パイロット除算), 複素共役演算および循環遅延パイロットの乗算を施した後, 受信局に増幅中継する. そして受信局では, 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ひとつの等価チャネルとみなしてチャネル推定を行う. 提案チャネル推定を用いる STBC-Co-AF 中継伝送を用いた場合の平均 BER 特性と End-to-End スループット特性を求め, 提案チャネル推定の有効性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, 循環遅延パイロットチャネル推定

## Cyclic Delay Pilot Channel Estimation for Space-Time Block Coded Cooperative Amplify-and-Forward Relay

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 (STBC) cooperative amplify-and-forward (Co-AF) relay (STBC-Co-AF relay) and showed that STBC-Co-AF relay outperforms Co-AF relay while keeping relay station structure simple. However, the past study for STBC-Co-AF relay assumed channel state information (CSI) of the channels of the source node-to-the relay node and the relay node-to-the destination node can be perfectly estimated at destination node. In this paper, we proposed cyclic delay pilot channel estimation (CDP-CE) for STBC-Co-AF relay. In the proposed scheme, pilot reverse modulation, conjugate operation and multiplying cyclic delay pilot are performed to the received signal from source node at the relay node, and then, the relay node amplifies and forwards it to the destination node. At the destination node, channel estimation is performed viewing a concatenation of the channels of the source node-to-the relay node link and the relay node-to-the destination node link as an equivalent channel. We evaluate, by the computer simulation, the average bit error rate (BER) performance and End-to-End throughput performance when using proposed CDP-CE for STBC-Co-AF relay and show that the effectiveness of proposed CDP-CE.

**Keyword** space-time block coding, cooperative amplify-and-forward relay, cyclic delay pilot channel estimation

### 1. まえがき

無人航空機 (UA) を用いる無線中継伝送システムは, 大規模な災害時に通信手段を迅速に復旧できると期待されている [1]. しかしながら, 地上局-UA 間リンクは UA の移動や旋回による周波数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のなるため, 伝送品質のさらなる改善が求められている [2]. 広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では, 最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) [3-5] を用いることにより, 周波数選択性フェージングを克服する

ことができる. また MMSE-FDE と時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチ [6-8] を組み合わせることで, 空間ダイバーシチ効果および周波数ダイバーシチ効果の両方を得ることができ, 送信局の構成を簡易に保ちつつ, 伝送品質を改善できる. また, 中継局を用いた協調中継伝送を用いることで, 伝搬損失およびシャドウイング損失を克服し, セル端に端末が位置する場合でも優れた伝送品質を達成できる [9-10].

最近, 筆者らは UA 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 (Co-AF) 中継伝送 (STBC-Co-AF) 中継伝送を提案し

た[11]. 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, 従来のアンテナ 2 本の STBC 符号化行列[6]の転置行列である変形 STBC 符号化を波形レベルで施した後, 第 2 タイムスロットにおいて増幅および中継を行う. 受信局では, 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をひとつの等価チャンネルとみなし, 受信 FDE, ダイバーシチ合成および STBC 復号を行う. これにより, STBC-Co-AF 中継伝送では, 中継局でチャンネル情報 (CSI) を用いることなく高い空間ダイバーシチ効果を獲得できる. これまでの検討により, STBC-Co-AF 中継伝送は, 中継局の構成を簡易に保ちつつ, Co-AF 中継伝送より優れた平均ビット誤り率 (BER) 特性を達成できることを明らかにした[11]. しかしながら, STBC-Co-AF 中継伝送に関するこれまでの検討では, 受信局において CSI が理想的に推定できるものと仮定していた. そこで本稿では, STBC-Co-AF 中継伝送のための循環遅延パイロットチャンネル推定法 (CDP-CE) [12]を提案する. 提案 CDP-CE では, 中継局は受信パイロット信号に, パイロット逆変調 (パイロット除算), 複素共役演算および循環遅延パイロット乗算を適用した後, 受信局に送信する. そして受信局では送信局-中継局第 0 アンテナ-受信局間および送信局-中継局第 1 アンテナ-受信局間の 2 つの等価チャンネルを同時に推定する. このような操作により, 中継局でチャンネル推定を行う必要がなくなる. 提案 CDP-CE を用いた STBC-Co-AF 中継を行った場合の平均 BER 特性と End-to-End 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, 提案 CDP-CE の有効性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 中継伝送の概要について述べた後, 第 3 章にて STBC-Co-AF 中継伝送のための CDP-CE 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.

## 2. STBC-Co-AF 中継伝送の概要

本稿では SC-STBC-Co-AF 中継伝送を仮定している. 図 1 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. したがって中継局と受信局間の距離は  $R-R_{SR}$  と表される. 送信局は 1 本のアンテナ, 中継局は 2 本のアンテナ, そして受信局は  $N_D$  本のアンテナを搭載するものとする. また図 2 に示すように, パイロットブロックはデータブロック  $N_B$  個ごとに 1 個挿入されるものと仮定している.

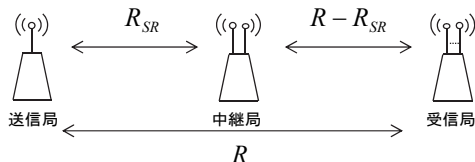


図 1 システムモデル

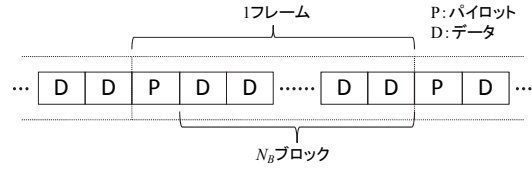


図 2 フレーム構成

### 2.1. データ中継時の受信局受信信号表現

図 3 に STBC-Co-AF 中継における送受信機構成を示す. 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.

送信局は第 1 タイムスロットにおいて中継局と受信局に 2 ブロックの信号を送信する. その後, 中継局第 0 アンテナでは受信信号をそのまま増幅し, 中継局第 1 アンテナでは受信信号に対して複素共役演算およびブロック入れ替えを行った後, 増幅する[11]. そして第 2 タイムスロットにおいて中継局が受信局に信号を送信する. 第 1 タイムスロットにおける受信局の  $N_D \times 2$  周波数領域受信信号行列を  $\mathbf{R}_D^{1st}(k)$ , 第 2 タイムスロットにおける受信局の  $N_D \times 2$  周波数領域受信信号行列を  $\mathbf{R}_D^{2nd}(k)$  とすると, 受信局における  $2N_D \times 2$  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[11].

$$\mathbf{R}_D(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{SD}(k) & 0 \\ \mathbf{H}_{SRD}(0,k) & \mathbf{H}_{SRD}(1,k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_0(k) & S_1(k) \\ -S_1^*(k) & S_0^*(k) \end{pmatrix} + \mathbf{N}_D(k) \quad (1)$$

ただし  $\{S_m(k): k=0, \dots, N_c-1, m=0, 1\}$  は送信局の第  $m$  周波数領域送信信号である.  $\mathbf{H}_{SD}(k) = \sqrt{2P_s} [\overline{H}_{SD}(0,k), \dots, \overline{H}_{SD}(N_D-1,k)]^T$  は送信局-受信局間の  $N_D \times 1$  チャンnel 行列であり,  $\overline{H}_{SD}(n_D, k)$  は送信局-受信局第  $n_D$  アンテナのチャンネルの伝達関数である. また  $P_s = \overline{P}_s \cdot R^{-\alpha}$  は送信局の正規化送信電力であり,  $\alpha$  および  $\overline{P}_s$  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.  $\mathbf{H}_{SRD}(n_R, k)$  は送信局-中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局間の  $N_D \times 1$  等価チャンネル行列であり, 次式で表される.

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

ここで,  $H_{SR}(n_R, k) = \sqrt{2P_s \cdot r_{SR}^{-\alpha}} \overline{H}_{SR}(n_R, k)$  は送信局-中継局第  $n_R$  アンテナ間のチャンネル利得であり,  $r_{SR} = R_{SR}/R$  は正規化送信局-中継局間距離である. また  $\overline{H}_{SR}(n_R, k)$  は送信局-中継局第  $n_R$  アンテナ間のチャンネルの伝達関数である.  $\mathbf{H}_{RD}(n_R, k) = G(n_R) \sqrt{r_{RD}^{-\alpha}} [\overline{H}_{RD}(n_R, 0, k), \dots, \overline{H}_{RD}(n_R, N_D-1, k)]^T$  は中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局間の  $N_D \times 1$  チャンnel 行列であり,  $r_{RD} = (R - R_{SR})/R$  は正規化中継局-受信局間距離である. また  $\overline{H}_{RD}(n_R, n_D, k)$  は中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局第  $n_D$  アンテナ間チャンネルの伝達関数であり,  $G(n_R)$  は中継局第  $n_R$  アンテナの増幅率である.  $\mathbf{N}_D(k)$  は中継局で増幅された雑音と受信局の雑音の和で表される  $2N_D \times 2$  雑音行列であり, 零平均分散  $2N_0/T_s$  の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) で特徴づけられる. ただし  $N_0$  は片側雑音電力スペクトル密度比である. 受信局では受信信号に対して FDE, ダイバーシチ合成および STBC 復号を行った後, データ復調を行う.

### 2.2. 受信局だけで行うチャンネル推定の提案

式(1)で表されるように, 送信局-受信局間チャンネル

の推定と式(2)で表される送信局-中継局-受信局間等価チャンネルが分かれば、受信局でFDE、ダイバーシチ合成およびSTBC復号を行うことができる。つまり、中継局で送信局-中継局間チャンネルを推定し、それを受信局に報知する必要はなくなる。

本稿では、中継局でチャンネル推定を必要とせず、送信局から送信されたパイロットを中継局で中継するだけでSTBC復号とデータ復調に必要な送信局-受信局間チャンネルのCSIと送信局-中継局-受信局間等価チャンネルのCSIを受信局で推定するチャンネル推定を提案する。式(2)で示したように、中継局第0アンテナ経由の等価チャンネルには $H_{SR}(0,k)$ が含まれているが、中継局第1アンテナ経由の等価チャンネルには $H_{SR}(1,k)$ の複素共役が含まれている。このために、中継局第0アンテナの中継では受信パイロットをそのまま増幅して送信すればよいが、中継局第1アンテナの中継ではパイロット逆変調(パイロット除算)、複素共役演算および循環遅延パイロット乗算が必要になる。その詳細については次章で述べる。

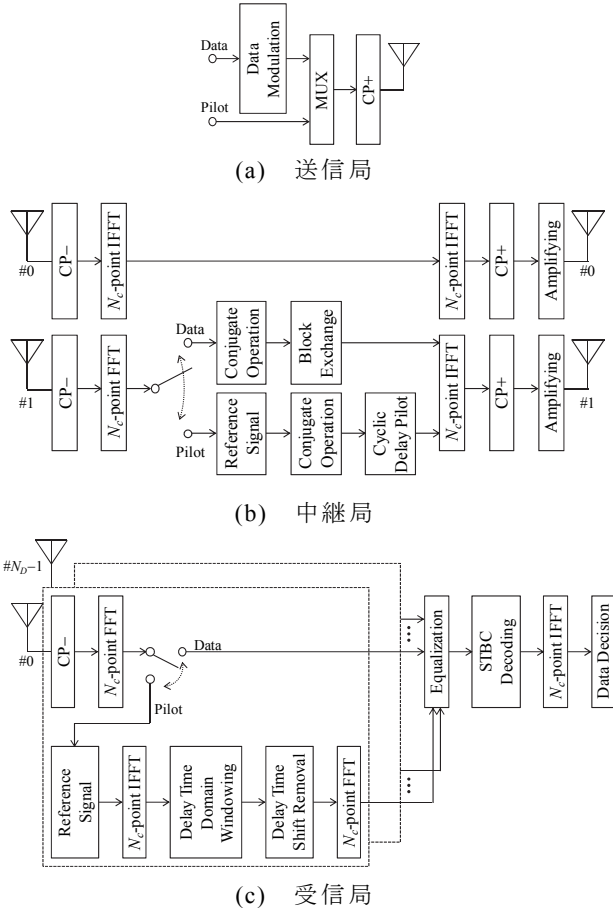


図3 送受信機構成

### 3. 循環遅延パイロットチャンネル推定

式(2)で表されるように、送信局-中継局第0アンテナ-受信局間の等価チャンネルは送信局-中継局第0アンテナ間チャンネルと第1アンテナ-受信局間チャンネルの積で表される。一方、送信局-中継局第1アンテナ-受信局間の等価チャンネルは送信局-中継局第1アンテナ間チャンネルの複素共役と中継局第1アンテナ-受信局間チャンネルの積で表されることがわかる。送信局-中継局-受信局間リンクについては、これら二つの

等価チャンネルを推定すればよいが、これはCDP-CEを用いて同時に推定できる[12]。

以上の考えに基づき、提案チャンネル推定では以下の順序にしたがって、送信局-中継局間チャンネルおよび2つの送信局-中継局-受信局間等価チャンネルを推定する。提案チャンネル推定における各タイムスロットでの送信局、中継局、受信局の動作を図4に示す。

まず第1タイムスロットで、送信局がパイロット信号を送信する。そして受信局では受信パイロット信号から、送信局-受信局間チャンネルを推定する。

第2スロットでは中継局では下記の処理を行う。まず、中継局第0アンテナでは、受信されたパイロット信号をそのまま送信パイロット信号として増幅して受信局に向けて送信する。一方、中継局第1アンテナでは、受信パイロット信号に対してパイロット除算および複素共役演算を行った後、循環遅延パイロット信号を乗算し、増幅して受信局に向けて送信する。2つのアンテナからのパイロット信号の送信は同期していなければならない。これら中継局から送信された2つのパイロット信号は重畳して受信局で受信される。受信局では重畳受信パイロット信号に対して、パイロット除算と遅延時間領域窓関数法[13]を適用して2つの送信局-中継局-受信局等価チャンネルを同時に推定する。

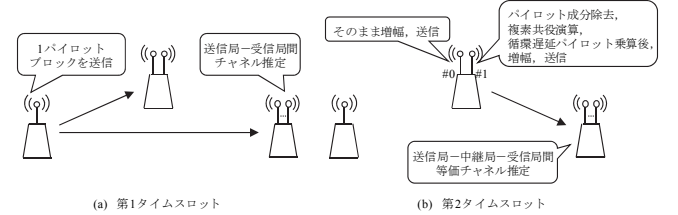


図4 パイロットステージにおける動作

### 3.1. 送信局-受信局間チャンネル推定

送信局では、まず $N_c$ シンボルからなる1ブロックの送信パイロット信号を生成する。そしてブロックの先頭のガード区間に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、受信パイロット信号からCPを除去した後、 $N_c$ ポイントFFTを適用して周波数領域信号に変換する。送信パイロット信号の第 $k$ 周波数成分を $\{P(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ とすると、第1タイムスロットにおける受信局の周波数領域受信信号 $\{Y_D^{1st}(n_D, k); k=0, \dots, N_c-1, n_D=0, \dots, N_D-1\}$ は次式で表される。

$$\mathbf{Y}_D^{1st}(k) = \mathbf{H}_{SD}(k)P(k) + \mathbf{Z}_D^{1st}(k) \quad (3)$$

ただし $\mathbf{Y}_D^{1st}(k) = [Y_D^{1st}(0, k), \dots, Y_D^{1st}(N_D-1, k)]^T$ は第1タイムスロットにおける受信局の周波数領域受信パイロット信号ベクトルである。 $\mathbf{Z}_D^{1st}(k) = [Z_D^{1st}(0, k), \dots, Z_D^{1st}(N_D-1, k)]^T$ は $N_D \times 1$ の雑音ベクトルであり、 $Z_D^{1st}(n_D, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ のAWGNである。受信局は、受信パイロット信号を送信パイロットで除算し、送信局-受信局間チャンネル利得を推定する。送信局-受信局間チャンネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{SD}(k)$ は以下の式で表される。

$$\hat{\mathbf{H}}_{SD}(k) = \frac{\mathbf{Y}_D^{1st}(k)}{P(k)} \quad (4)$$

次に $N_c$ ポイントIFFTによって時間領域信号に変換し、送信局-受信局間チャンネルのインパルス応答推定値 $\{h_{SD}(n_D, \tau); n_D=0, \dots, N_D-1, \tau=0, \dots, N_c-1\}$ を得る。その後、

遅延時間領域窓関数法と雑音電力推定を行い、窓関数適用後のチャネルのインパルス応答の推定値  $\{h_{SD}^{est}(n_D, \tau) : n_D=0, \dots, N_D-1, \tau=0, \dots, N_c-1\}$  と第 1 タイムスロットの雑音電力推定値  $\sigma_{1st}^2$  を得る。時間領域のチャネルのインパルス応答の推定値  $h_{SD}^{est}(n_D, \tau)$  と雑音電力推定値  $\sigma_{1st}^2$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$h_{SD}^{est}(n_D, \tau) = \begin{cases} \hat{h}_{SD}(n_D, \tau) & \text{if } 0 \leq \tau < N_g \\ 0 & \text{if } N_g \leq \tau < N_c \end{cases} \quad (5)$$

$$\sigma_{1st}^2 = \frac{1}{N_c - N_g} \sum_{k=N_g}^{N_c-1} |\hat{h}_{SD}(n_D, \tau)|^2 \quad (6)$$

窓関数適用後のチャネルのインパルス応答の推定値は  $N_c$  ポイント FFT によって周波数領域信号に変換され、送信局-受信局間チャネル利得の推定値  $\mathbf{H}_{SD}^{est}(k) = [H_{SD}^{est}(0, k), \dots, H_{SD}^{est}(N_D-1, k)]$  を得る。

### 3.2. 送信局-中継局-受信局間等価チャネル推定

中継局では、第 1 タイムスロットにおける受信パイロット信号から 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  $n_R$  アンテナにおける周波数領域受信パイロット信号  $\{Y_R(n_R, k) : k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される。

$$\mathbf{Y}_R(k) = \mathbf{H}_{SR}(k)P(k) + \mathbf{Z}_R(k) \quad (7)$$

ただし  $\mathbf{Y}_R(k) = [Y_R(0, k), Y_R(1, k)]^T$  は中継局における周波数領域受信ベクトルであり、 $\mathbf{H}_{SR}(k) = [H_{SR}(0, k), H_{SR}(1, k)]^T$  は送信局-中継局間の  $2 \times 1$  チャネル行列である。 $\mathbf{Z}_R(k) = [Z_R(0, k), Z_R(1, k)]^T$  は雑音ベクトルであり、 $Z_R(n_R, k)$  は零平均分散  $2N_0/T_s$  の AWGN である。

次に中継局は第 0 アンテナの信号をそのまま送信パイロット信号とし、第 1 アンテナの信号に対してはパイロット除算、複素共役演算、循環遅延パイロットの乗算を適用して循環遅延送信パイロット信号を生成する。中継局の送信パイロット信号ベクトル  $\mathbf{P}_R(k) = [P_R(0, k), P_R(1, k)]^T$  は次式で表される。

$$\mathbf{P}_R(k) = \begin{pmatrix} Y_R(0, k) \\ \left( \frac{Y_R(1, k)}{P(k)} \right)^* P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \theta}{N_c}\right) \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$= \begin{pmatrix} H_{SR}(0, k) \\ H_{SR}^*(1, k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \theta}{N_c}\right) \end{pmatrix} P(k) + \mathbf{Z}'_R(k)$$

ここで  $\theta$  は位相回転量（循環遅延量）を表し、 $3N_g < \theta < N_c - N_g$  を満たすように設定される。 $\mathbf{Z}'_R(k) = [Z'_R(0, k), Z'_R(1, k)]^T$  はパイロット除算、複素共役演算、位相回転後の雑音ベクトルである。周波数領域の送信パイロット信号は、 $N_c$  ポイント IFFT によって時間領域信号に変換される。その後、中継局は送信パイロット信号に CP を挿入した後、受信局に増幅、送信する。

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

$$\mathbf{Y}_D^{2nd}(k) = \mathbf{H}_{RD}(k)\mathbf{P}_R(k) + \mathbf{Z}_D^{2nd}(k) \quad (9)$$

ここで  $\mathbf{Y}_D^{2nd}(k) = [Y_D^{2nd}(0, k), \dots, Y_D^{2nd}(N_D-1, k)]^T$  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パイロット信号ベクトルであり、 $\mathbf{H}_{RD}(k) = [\mathbf{H}_{RD}(0, k), \mathbf{H}_{RD}(1, k)]$  は中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局間の  $N_D \times 2$  チャネル行列である。 $\mathbf{Z}_D^{2nd}(k) = [Z_D^{2nd}(0, k), \dots, Z_D^{2nd}(N_D-1, k)]^T$  は雑音ベクトルであり、 $Z_D^{2nd}(n_D, k)$  は零平均分散  $2N_0/T_s$  の AWGN である。式(2)より式(9)は以下のように変形できる。

$$\mathbf{Y}_D^{2nd}(k) = \begin{Bmatrix} \mathbf{H}_{SRD}(0, k) \\ + \mathbf{H}_{SRD}(1, k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \theta}{N_c}\right) \end{Bmatrix} P(k) + \mathbf{Z}_D^{2nd}(k) \quad (10)$$

ここで  $\mathbf{Z}_D^{2nd}(k)$  は中継局で増幅された雑音と受信局の雑音の和で表される雑音ベクトルである。受信局では、受信された循環遅延パイロット信号をパイロット信号で除算し、複合チャネル利得を推定する。複合チャネル利得の推定値  $\hat{\mathbf{H}}_{comp}(k)$  は以下の式で表される。

$$\hat{\mathbf{H}}_{comp}(k) = \frac{\mathbf{Y}_D^{2nd}(k)}{P(k)} \quad (11)$$

その後、受信局は複合チャネル利得の推定値に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換し、複合チャネルのインパルス応答推定値  $\{\hat{h}_{comp}(n_D, \tau) : n_D=0, \dots, N_D-1, \tau=0, \dots, N_c-1\}$  を得る。複合チャネルのインパルス応答推定値は次式で表される。

$$\hat{h}_{comp}(n_D, \tau) = h_{SRD}(0, n_D, \tau) + h_{SRD}(1, n_D, (\tau - \theta) \bmod N_c) + z_D^{2nd}(\tau) \quad (12)$$

ここで、 $h_{SRD}(n_R, n_D, \tau)$  は送信局-中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局第  $n_D$  アンテナ間等価チャネルのインパルス応答である。そこで複合チャネルのインパルス応答推定値に対して、遅延時間領域窓関数法と遅延時間シフトを適用して、2 つの等価チャネルのインパルス応答を同時に推定する。送信局-中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局第  $n_D$  アンテナ間等価チャネルのインパルス応答推定値  $\{h_{SRD}^{est}(n_R, n_D, \tau) : n_R=0, 1, n_D=0, \dots, N_D-1, \tau=0, \dots, N_c-1\}$  と中継局で増幅された雑音を含む第 2 タイムスロットの雑音電力推定値  $\sigma_{2nd}^2$  は以下の式で表される。

$$h_{SRD}^{est}(0, n_D, \tau) = \begin{cases} \hat{h}_{comp}(n_D, \tau) & \text{if } 0 \leq \tau < 2N_g \\ 0 & \text{if } 2N_g \leq \tau < N_c \end{cases}$$

$$h_{SRD}^{est}(1, n_D, \tau) = \begin{cases} \hat{h}_{comp}(n_D, \tau - \theta) & \text{if } 0 \leq \tau < N_g \\ 0 & \text{if } N_g \leq \tau < N_c - N_g \\ \hat{h}_{comp}(n_D, \tau - \theta + N_c) & \text{if } N_c - N_g \leq \tau < N_c \end{cases} \quad (13)$$

$$\sigma_{2nd}^2 = \frac{\sum_{k=2N_g}^{0-N_g-1} |\hat{h}_{comp}(n_D, \tau)|^2 + \sum_{k=0+N_g}^{N_c-1} |\hat{h}_{comp}(n_D, \tau)|^2}{N_c - 4N_g} \quad (14)$$

最後に、等価チャネルインパルス応答推定値に対して、 $N_c$  ポイント FFT を適用して、送信局-中継局第  $n_R$  アンテナ-受信局間等価チャネル利得の推定値  $\mathbf{H}_{SRD}^{est}(n_R, k) = [H_{SRD}^{est}(n_R, 0, k), \dots, H_{SRD}^{est}(n_R, N_D-1, k)]$  を得る。

## 4. 計算機シミュレーション

提案 CDP-CE を用いた場合の STBC-Co-AF 中継の平均 BER 特性と End-to-End 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。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  $L=16$  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 ( $\bar{P}_s = \bar{P}_r = P_{total}/2$ ).

表 1 シミュレーション諸元

Transmission model	Data Modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=128$
	CP length	$N_g=16$
	No. of block	$N_B=16$
Channel model	Channel estimation	CDP-CE, Ideal
	Fading type	Block Rayleigh fading
	Normalized Doppler frequency	$f_D T_s \rightarrow 0$
	Power delay profile	Uniform
	Delay time	Symbol spaced
	No. of paths	$L=16$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
System model	No. of RS	1
	Normalized $R$	$r=1$
	Normalized $R_{SR}$	$r_{SR}=0.5$
	No. of antennas	$(S,R,D)=(1,2,N_D)$

#### 4.1. 平均 BER 特性

図 5 に提案 CDP-CE を用いた場合の受信局アンテナ本数による総送信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を示す. ただし正規化送信局-中継局間距離  $r_{SR}$  は  $r_{SR}=0.5$  としている. 比較として, チャネル推定が理想的に得られる場合 (パイロット損なし) の平均 BER 特性も同様に図 5 に示す. 図 5 より, 提案 CDP-CE および理想チャネル推定どちらにおいても, 受信局アンテナ本数が増加するにつれて平均 BER 特性が改善していることが分かる. 例えば, 受信局アンテナ本数を 1 本から 2 本に増やすことで,  $BER=10^{-4}$  を達成するための所要総送信  $E_b/N_0$  を約 3dB 低減できる. これは空間ダイバーシチ効果が得られるからであると考えられる. また図 5 より, 提案 CDP-CE を用いることで, アンテナ本数にかかわらず,  $BER=10^{-4}$  を達成するための所要総送信  $E_b/N_0$  増大量を約 2dB (この内パイロット損は 0.26dB) に抑えることが出来ている. このことから, 提案 CDP-CE は中継局の構成を簡易に保ちつつ高精度なチャネル推定が可能であることがわかる.

#### 4.2. End-to-End スループット特性

図 6 に提案 CDP-CE を用いた場合の受信局アンテナ本数による総送信  $E_s/N_0$  対 End-to-End スループット特性を示す. ただし正規化送信局-中継局間距離  $r_{SR}$  は  $r_{SR}=0.5$  としている. 比較として, チャネル推定が理想的な場合の End-to-End スループット特性も同様に図 6 に示す. 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.

$$\text{Throughput} = \frac{M(1-PER)}{2} \left( \frac{N_c}{N_c+N_g} \right) \left( \frac{N_c N_B}{N_c N_B + N_c N_P} \right) \quad (15)$$

ここで  $M$  は変調多値数,  $N_P$  はパイロットブロック数

を示す. 図 6 より, 提案 CDP-CE および理想チャネル推定どちらにおいても, 受信局アンテナ本数が増加するにつれてスループット特性を改善できることがわかる. 例えば, 受信局アンテナ本数を 1 本から 2 本に増やすことで, ピークスループットの 90% 値 (0.8bps/Hz) を達成するための所要総送信  $E_s/N_0$  を約 4dB 低減できる. これは空間ダイバーシチ効果が得られるからであると考えられる. また, 提案 CDP-CE はチャネル情報が理想的に得られる場合と比較して, 受信アンテナが 1 本の場合においてピークスループットの 90% 値を達成するための所要総送信  $E_s/N_0$  の劣化量を 1.5dB に抑えることが出来ている.

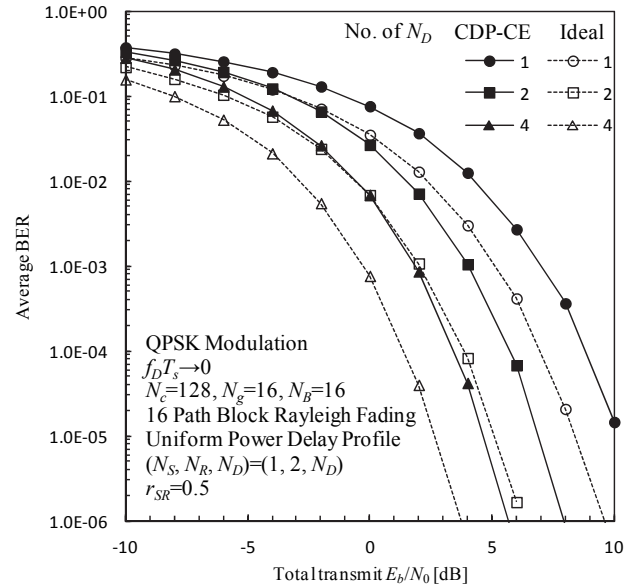


図 5 平均 BER 特性

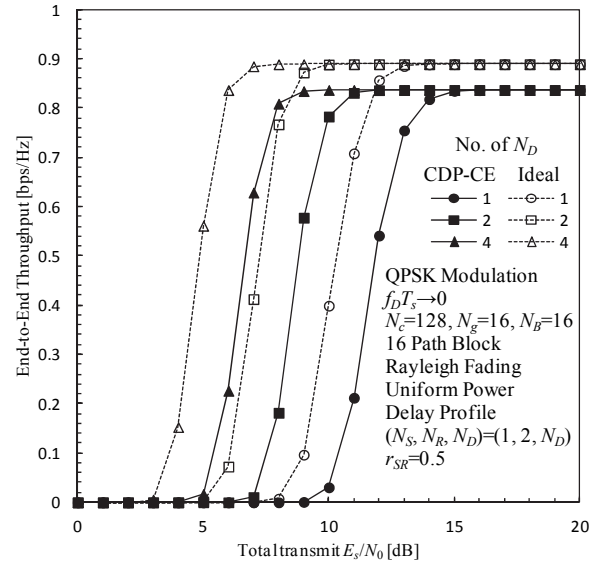


図 6 End-to-End スループット特性

## 5. むすび

本稿では, STBC-Co-AF 中継伝送のための循環遅延パイロットチャネル推定法 (CDP-CE) を提案した. 提案 CDP-CE では, 中継局は送信局からの受信パイロット信号に対してパイロット逆変調 (パイロット除算), 複素共役演算および循環遅延パイロット乗算を適用した後に, 同時に受信局に送信する. 受信局では送信局

—中継局第0アンテナ—受信局間および送信局—中継局第1アンテナ—受信局間の2つの等価チャンネルを同時に推定することが出来る。計算機シミュレーションにより提案 CDP-CE は受信局アンテナ本数に関わらず理想チャンネル推定からの BER=10<sup>-4</sup> を達成するための所要総送信 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub> の劣化量を約 2dB に抑えることが出来ることを明らかにした。また、中継局—受信局間チャンネルの推定を行い、CSI を受信局に報知することを不要とし、受信アンテナが1本の場合においてピークスループットの 90%値を達成するための所要総送信 E<sub>s</sub>/N<sub>0</sub> の劣化量を 1.5dB に抑えることが出来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] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting," IEEE Communications Magazine, Vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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, RCS2014-11, pp.55-60, 2014年4月.

- [12] T. Fujimori, Kazuki Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for SC-MIMO multiplexing," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.09, pp.2925-2932, Sept. 2008.
- [13] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference (VTC), vol.2, pp.815-819, July 1995.

## 付 録

### 受信 FDE 重み[11]

受信局では(1)の受信信号に対して、受信 FDE とダイバーシチ合成および STBC 復号を行い、信号を検出する。受信 FDE とダイバーシチ合成後の受信信号  $\{\hat{D}_{i,j}(k); k=0, \dots, N_c-1, i=0,1, j=0,1\}$  は以下の式で表される。

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{0,0}(k) & \hat{D}_{0,1}(k) \\ \hat{D}_{1,0}(k) & \hat{D}_{1,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{W}_{SD}(k) & \mathbf{W}_{SRD}(0,k) \\ 0 & \mathbf{W}_{SRD}(1,k) \end{pmatrix} \mathbf{R}_D(k) \quad (16)$$

ここで  $\mathbf{W}_{SD}(k) = [W_{SD}(0,k), \dots, W_{SD}(N_D-1,k)]$  および  $\mathbf{W}_{SRD}(n_R, k) = [W_{SRD}(n_R, 0, k), \dots, W_{SRD}(n_R, N_D-1, k)]$  ( $n_R=0,1$ ) は  $1 \times N_D$  の受信 FDE 重み行列である。その後、受信 FDE とダイバーシチ合成後の周波数領域受信信号に対して STBC 復号を適用する。最後に、STBC 復号された周波数領域の信号は  $N_c$  ポイント IFFT によって時間領域に変換され、データ復調を行う。

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。

$$e = E \left[ \sum_{m=0}^{L-1} |\hat{S}_m(k) - S_m(k)|^2 \right] \quad (17)$$

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

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{SD}(k) = C^{-1} K(k) \mathbf{H}_{SD}^*(k) \\ \mathbf{W}_{SRD}(0, k) = C^{-1} \mathbf{H}_{SRD}^*(0, k) \\ \mathbf{W}_{SRD}(1, k) = C^{-1} \mathbf{H}_{SRD}^*(1, k) \end{cases} \quad (18)$$

ただし  $C$  および  $K(k)$  は以下の式で表される。

$$C = \left( \sum_{n_R=0}^{N_R-1} |\mathbf{H}_{SRD}(n_R, k)|^2 + K(k) |\mathbf{H}_{SD}(k)|^2 \right) + 2K(k) \sigma^2 \quad (19)$$

$$K(k) = \sum_{n_R=0}^{N_R-1} |\mathbf{H}_{RD}(n_R, k)|^2 + 1 \quad (20)$$

本稿では  $K(k)$  の値を第1, 第2タイムスロットで得られた雑音電力推定値を用いて以下のように近似的に推定している。

$$K(k) \approx \sigma_{2nd}^2 / \sigma_{1st}^2 \quad (21)$$