

アナログネットワーク符号化を用いる時空間ブロック符号化双方向中継伝送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[†] 宮崎 寛之[†] 安達 文幸[‡]

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: [†] {endo, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最近, 筆者らは無人航空機 (UA) を用いる無線中継システムのためのアナログネットワーク符号化を用いる非再生時空間ブロック符号化 (ANC/AF-STBC) 双方向中継伝送を提案した. ANC/AF-STBC 双方向中継伝送は UA 中継局の構成を簡易に保ちつつ UA1 機を用いるアナログネットワーク符号化 (ANC) 双方向中継伝送よりも優れたビット誤り率 (BER) を達成できる. 本稿では, ANC/AF-STBC 双方向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. CDP-CE では, 地上送信局, UA 中継局において送信信号にそれぞれ異なる循環遅延を加え, 地上受信局において遅延時間領域窓関数法を適用することで, 周波数領域等化 (FDE) 重みと自己干渉減算に必要な等価チャネルを同時に推定する. 計算機シミュレーションにより CDP-CE を用いた ANC/AF-STBC 双方向中継伝送における平均 BER 特性およびスループット特性を求め, CDP-CE の有効性を明らかにしている.

キーワード アナログネットワーク符号化, 時空間ブロック符号化, 循環遅延パイロットチャネル推定

Cyclic Delay Pilot Aided Channel Estimation for Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Bi-Directional Relay Using Analog Network Coding

Chikara ENDO[†] Hiroyuki MIYAZAKI[†] and Fumiya ADACHI[‡]

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

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

E-mail: [†] {endo, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed analog network coding with amplify-and-forward space-time block coded (ANC/AF-STBC) bi-directional relay for unmanned aircraft (UA) aided wireless relay communications. ANC/AF-STBC bi-directional relay can achieve better bit error rate (BER) performance than an analog network coding (ANC) bi-directional relay using 1 UA with keeping UA's structure simple. In this paper, we propose a cyclic delay pilot aided channel estimation (CDP-CE) for ANC/AF-STBC bi-directional relay. In this CDP-CE, transmit ground station (GS) and UA relay station add cyclic delay to their transmit signals, and receive GS applies delay time-domain windowing to estimate equivalent channels required for receive frequency-domain equalization (FDE) and own transmitted signal removal simultaneously. We evaluate, by the computer simulation, the average BER performance and throughput performance when using ANC/AF-STBC bi-directional relay with CDP-CE and showed effectiveness of CDP-CE.

Keywords analog network coding, space-time block coding, cyclic delay pilot aided channel estimation

1. まえがき

先の東日本大震災では基地局の停電や通信ケーブルの断線などにより, ネットワーク的に孤立した地域が発生してしまうといった問題があった. このようにネットワークから孤立してしまった地域との接続を迅速に確保する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]. ただし, このシステムでは UA 中継局が上空を高速に旋回することで, 地上局—UA 中継局間リンクが不安定なリンクとなるため, それを克服する中継技術が求められている [2]. 筆者らは, UA を用いる無線中継システムに適した双方向中継中継システムとして, アナログネットワーク符号化 (ANC) [3] と非再生中継 (AF) 用時空間ブロック符号化 (AF-STBC) [4-6] を組み合わせたアナログネットワーク符号化を用いる時空間ブロック符号化

(ANC/AF-STBC) 双方向中継伝送を提案した [7]. ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では 2 つの地上局が UA 中継局に向けて同時に信号を送信する. その後, UA 中継局では受信信号に対して複素共役演算とブロック入れ替えから構成される AF-STBC [6] を施した後, 各地上局に向けて増幅・中継する. 各地上局では受信信号に対して地上局—UA 中継局間チャネルおよび UA 中継局—地上局間チャネルの縦続である等価チャネルを用いて, 自身の信号成分の除去, 周波数領域等化 (FDE) および復号を行うことで, 希望信号を検出する. これまで, AF-STBC を用いることで ANC 双方向中継伝送の伝送品質を向上できること, 筆者らが先に提案した AF-STBC 中継伝送 [4] より高いスループットを達成できることを明らかにした [7]. ただし, これまでの検討では, チャネル推定は理想的に行えるもの

と仮定していた。

そこで本稿では、ANC/AF-STBC 双方向中継伝送に適した循環遅延パイロットチャネル推定 (CDP-CE) を提案する。提案 CDP-CE では、地上送信局と各 UA でそれぞれ異なる循環遅延を加えることで、自身の送信信号成分を除去するのに必要な等価チャネルおよび FDE に必要な等価チャネルをそれぞれ遅延時間領域にて直交化し、地上受信局で遅延時間領域窓関数法を用いることで、複数の等価チャネルを同時に推定する。提案 CDP-CE を用いた場合におけるビット誤り率 (BER) 特性および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、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 ANC/AF-STBC 双方向中継伝送の概要について述べた後、第 3 章にて ANC/AF-STBC 双方向中継伝送のための 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. ANC/AF-STBC 双方向中継伝送の概要

本稿では直交周波数分割多重 (OFDM) を用いる ANC/AF-STBC 双方向中継伝送を仮定している。図 1 にシステムモデルを示す。地上局 A, B はそれぞれ 1 本のアンテナを有しており、UA 中継局として地上局 A, B の上空に 1 本のアンテナを搭載する UA が N_R 機存在するものとする。地上局 A と UA 中継局との距離を R_{AR} 、地上局 B と UA 中継局との距離を R_{BR} とする。各 UA 一各地上局間リンクのフェージングはそれぞれ独立であるものとする。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_{Data} 個ごとに N_{Pilot} 個挿入されるものと仮定している。

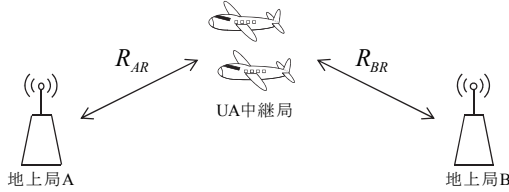


図 1 システムモデル

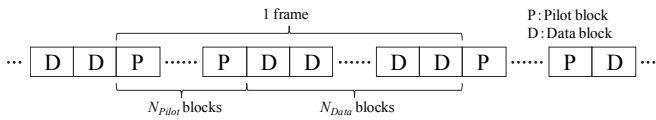


図 2 フレーム構成

2.1. データステージにおける信号表現

図 3 に ANC/AF-STBC 双方向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。

各地上局はデータ系列に対してデータ変調および N_c ポイント逆フーリエ変換 (IFFT) を行うことで J ブロックの OFDM 信号を生成した後、各信号ブロック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 UA 中継局に同時に送信する。UA 中継局では受信信号に対して CP 除去を行った後、 N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用し、データブロックを N_c サブキャリアに分解する。地上局 A および B の第 j 送信信号ブロックにおける第 k サブキャリア送信信号をそれぞれ $S_{A,j}(k)$, $S_{B,j}(k)$ とすると、第 n_R UA 中継局における第 k サブキャリア受信信号 $\{R_{R,j}(n_R, k); k=0, \dots, N_c-1, n_R=0, \dots, N_R-1\}$ は次式で表される。

$$R_{R,j}(n_R, k) = \sqrt{2P_A} H_{AR}(n_R, k) S_{A,j}(k) + \sqrt{2P_B} H_{BR}(n_R, k) S_{B,j}(k) + N_{R,j}(n_R, k) \quad (1)$$

ここで $H_{AR}(n_R, k) = \sqrt{r_{AR}^{-\alpha}} \bar{H}_{AR}(n_R, k)$ および $H_{BR}(n_R, k) = \sqrt{r_{BR}^{-\alpha}} \bar{H}_{BR}(n_R, k)$ はそれぞれ伝搬損失を含む地上局 A—第 n_R UA 中継局間および地上局 B—第 n_R UA 中継局間のチャネル利得であり、 $r_{AR} = R_{AR}/R$ および $r_{BR} = R_{BR}/R$ はそれぞれ正規化地上局 A—UA 中継局間距離および正規化地上局 B—UA 中継局間距離である。また、 $\bar{H}_{AR}(n_R, k)$ および $\bar{H}_{BR}(n_R, k)$ はそれぞれ地上局 A—第 n_R UA 中継局間および地上局 B—第 n_R UA 中継局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 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音 (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、 $P_A = \bar{P}_A \cdot R^{-\alpha}$ および $P_B = \bar{P}_B \cdot R^{-\alpha}$ はそれぞれ地上局 A および B の正規化送信電力であり、 \bar{P}_A および \bar{P}_B は地上局 A および B の実際の送信電力である。また、 α は伝搬損失指数である。

次に受信信号に対して UA 中継局はブロック入れ替えと複素共役演算で構成される AF-STBC [6] を適用し、 $N_R \times Q$ ブロックからなる AF-STBC 後の信号を生成する。その後、AF-STBC 後の信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して OFDM 信号を生成した後に CP を挿入して増幅・中継する。

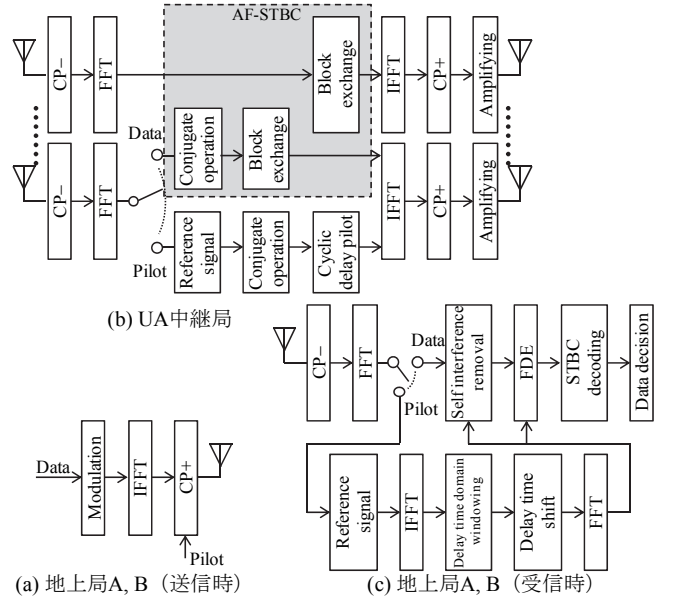


図 3 送受信機構成

以降、地上局 A, B における処理は同様であるため、地上局 A における処理について着目して述べる。

地上局 A では UA からの受信信号に対して CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して N_c サブキャリアに分解する。地上局 A における $1 \times Q$ 第 k サブキャリア受信信号行列 $\mathbf{R}_A(k)$ は次式のように表すことができる。

$$\mathbf{R}_A(k) = \sqrt{2P_B} \mathbf{H}_{ARB}(k) \mathbf{X}_B^{(N_R)}(k) + \sqrt{2P_A} \mathbf{H}_{ARA}(k) \mathbf{X}_A^{(N_R)}(k) + \mathbf{N}_A(k) \quad (2)$$

ここで $\mathbf{H}_{ARB}(k) = [H_{ARB}(0, k), \dots, H_{ARB}(N_R-1, k)]$ は地上局 A—UA 中継局—地上局 B の等価チャネル行列であり、 $H_{ARB}(n_R, k)$ は地上局 A—第 n_R UA 中継局—地上局 B 間の等価チャネル利得である。 $N_R \leq 4$ のとき、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H_{ARB}(0,k) = G(0)H_{AR}(0,k)H_{BR}(0,k) \\ H_{ARB}(1,k) = G(1)H_{AR}(1,k)H_{BR}^*(1,k) \\ H_{ARB}(2,k) = G(2)H_{AR}(2,k)H_{BR}^*(2,k) \\ H_{ARB}(3,k) = G(3)H_{AR}(3,k)H_{BR}(3,k) \end{cases} \quad (3)$$

ここで $G(n_R)$ は第 n_R UA 中継局における増幅率である。また $\mathbf{H}_{ARA}(k) = [H_{ARA}(0,k), \dots, H_{ARA}(N_R-1,k)]$ は地上局 A—UA 中継局—地上局 A 間の等価チャネル行列であり、 $H_{ARA}(n_R, k)$ は地上局 A—第 n_R UA 中継局—地上局 A 間の等価チャネル利得である。 $N_R \leq 4$ のとき、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H_{ARA}(0,k) = G(0)H_{AR}(0,k)H_{AR}(0,k) \\ H_{ARA}(1,k) = G(1)H_{AR}^*(1,k)H_{AR}(1,k) \\ H_{ARA}(2,k) = G(2)H_{AR}^*(2,k)H_{AR}(2,k) \\ H_{ARA}(3,k) = G(3)H_{AR}(3,k)H_{AR}(3,k) \end{cases} \quad (4)$$

$\mathbf{X}_A^{(N_R)}(k)$ および $\mathbf{X}_B^{(N_R)}(k)$ は地上送信局 A および B の AF-STBC 後の送信信号 [7] である。式 (2) において第 1 項は希望信号成分、第 2 項は自身の送信信号成分、第 3 項は雑音成分である。そこで地上局 A では受信信号から自身の送信信号成分を減算する。地上局 A における自身の送信信号成分減算後の受信信号 $\hat{\mathbf{R}}_A(k)$ は以下の式で表すことができる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_A(k) &= \mathbf{R}_A(k) - \sqrt{2P_A} \mathbf{H}_{ARA}(k) \mathbf{X}_A^{N_R}(k) \\ &= \sqrt{2P_B} \mathbf{H}_{ARB}(k) \mathbf{X}_B^{N_R}(k) + \mathbf{N}_A(k) \end{aligned} \quad (5)$$

式 (5) より、自身の送信信号除去後の受信信号は従来の AF-STBC 中継伝送における受信信号と同様に表すことができるということがわかる [5, 7]。そこで、地上局 A は自身の送信信号成分減算後の受信信号に対して受信 FDE および復号を行った後、データ復調を行い、希望信号を検出する。

2.2. 受信局だけで行うチャネル推定の提案

式 (5) で表されるように、ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では、自身の信号成分を除去するために式 (4) で表される地上局 A—UA 中継局—地上局 A の等価チャネルが必要となる。また受信 FDE を行うためには式 (3) で表される地上局 A—UA 中継局—地上局 B の等価チャネルが必要である。さらにこの 2 種類の等価チャネルが UA 中継局数分だけ必要になることから、ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では計 $2N_R$ 個の等価チャネルを必要とする。

本稿では、パイロットブロック挿入損を減らしつつ、必要な等価チャネルを同時に推定可能な CDP-CE を提案する。提案 CDP-CE における地上局と UA 中継局の動作を図 4 に示す。提案 CDP-CE ではまず、地上局でパイロットブロックを送信する際に地上局のパイロット信号に循環遅延を与える。この操作は受信 FDE に必要な等価チャネルと自身の信号成分除去に必要な等価チャネルを遅延時間領域で直交化させるためのものである。その後、それぞれの地上局は循環遅延処理を施したパイロット信号を UA 中継局に送信する。UA 中継局では受信した信号に対してパイロット除算および複素共役演算を行う。そしてその後、地上局とは異なる循環遅延を与えた循環遅延パイロットを乗算する。この操作により、各 UA に対する等価チャネルを遅延時間領域で直交化させることができる。このように地上局および UA 中継局で異なる循環遅延を与えること

によって必要な等価チャネルをすべて遅延時間領域で直交化させることができる。そこで地上受信局では、受信パイロット信号からパイロット成分を除算した後、遅延時間領域窓関数法を適用することで、すべての等価チャネルを同時に推定することができる。また提案 CDP-CE において、UA 中継局に必要な処理はパイロット除算、複素共役演算および循環遅延パイロット乗算のみであるため、UA 中継局の装置構成を大幅に変更する必要はなくなり、UA 中継局の構成を簡易に保つことができる。

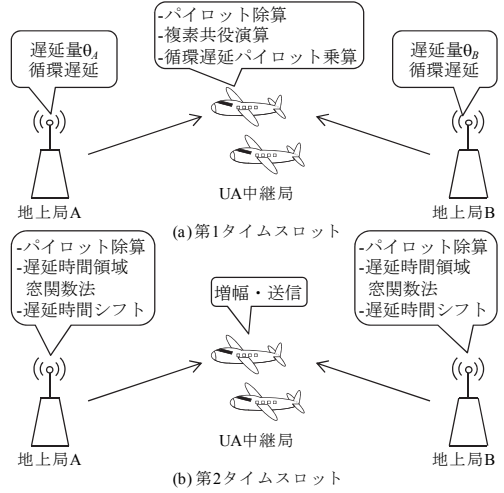


図 4 パイロットステージにおける動作

3. 循環遅延パイロットチャネル推定

地上局 A, B 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した後、それぞれ異なる量の循環遅延を加える。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、地上局 A, B における周波数領域送信循環遅延パイロット信号 $\{P_A(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{P_B(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は以下の式で表される。

$$\begin{cases} P_A(k) = P(k) \cdot \exp(-j2\pi k\theta_A/N_c) \\ P_B(k) = P(k) \cdot \exp(-j2\pi k\theta_B/N_c) \end{cases} \quad (6)$$

ここで $\theta_A(\theta_B)$ は地上局 A(B) における循環遅延量である。その後、地上局 A, B の送信パイロット信号は N_c ポイント IFFT によって時間領域に変換された後、ブロックの先頭のガード区間に CP が挿入される。そして第 1 タイムスロットにおいて UA 中継局に同時に送信される。

UA 中継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に変換する。第 n_R UA 中継局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。

$$\begin{aligned} Y_R(n_R, k) &= \sqrt{2P_A} H_{ARA}(n_R, k) \exp\left(-j\frac{2\pi k\theta_A}{N_c}\right) P(k) \\ &+ \sqrt{2P_B} H_{BR}(n_R, k) \exp\left(-j\frac{2\pi k\theta_B}{N_c}\right) P(k) \\ &+ Z_R(n_R, k) \end{aligned} \quad (7)$$

ただし $Z_R(n_R, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。次に UA 中継局は (7) の受信パイロット信号に対してパイロット除算を行い、 $n_R=1, 2$ の UA 中継局に対しては複素共役演算を行う。その後、それぞれの UA 中継局の信号に対して循環遅延量 θ_{R, n_R} の循環遅延パイロットを乗算し、循環遅延送信パイロット信号を生成する。

UA 中継局の送信パイロット信号 $\{P_R(n_R, k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される.

$$P_R(n_R, k) = \begin{cases} \left(\frac{Y_R(n_R, k)}{P(k)} \right) \cdot P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \theta_{R, n_R}}{N_c}\right) & : n_R = 0, 3 \\ \left(\frac{Y_R(n_R, k)}{P(k)} \right)^* \cdot P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \theta_{R, n_R}}{N_c}\right) & : n_R = 1, 2 \\ \sqrt{2P_A} H_{AR}(n_R, k) P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k (\theta_{R, n_R} + \theta_A)}{N_c}\right) \\ + \sqrt{2P_B} H_{BR}(n_R, k) P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k (\theta_{R, n_R} + \theta_B)}{N_c}\right) & : n_R = 0, 3 \\ + Z'_R(n_R, k) \\ \sqrt{2P_A} H_{AR}^*(n_R, k) P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k (\theta_{R, n_R} - \theta_A)}{N_c}\right) \\ + \sqrt{2P_B} H_{BR}^*(n_R, k) P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k (\theta_{R, n_R} - \theta_B)}{N_c}\right) & : n_R = 1, 2 \\ + Z'_R(n_R, k) \end{cases} \quad (8)$$

ただし $Z'_R(n_R, k)$ はパイロット除算、複素共役演算 ($n_R=1, 2$) および循環遅延パイロット乗算後の雑音である. 式(8)からわかるように3つの循環遅延量 θ_A , θ_B と θ_{R, n_R} を適切に設定することでそれぞれのチャネルを直交させることができる. これらの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, CP を挿入された後に地上局 A, B に向けて増幅・送信される.

以降, 地上局 A, B における処理は同様であるため, 地上局 A における処理について着目して述べる.

地上局 A では CP を除去した後, 受信信号に対して N_c ポイント FFT を適用して周波数領域に変換する. 地上局 A における周波数領域受信パイロット信号 $\{Y_A(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式のように表すことができる.

$$Y_A(k) = \sum_{n_R=0}^{N_c-1} \sqrt{2P_A} H_{ARA}(n_R, k) P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k (\theta_{R, n_R} \pm \theta_A)}{N_c}\right) \\ + \sum_{n_R=0}^{N_c-1} \sqrt{2P_B} H_{ARB}(n_R, k) P(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k (\theta_{R, n_R} \pm \theta_B)}{N_c}\right) \\ + Z'_A(k) \quad (9)$$

ただし $Z'_A(k)$ は UA 中継局で増幅された雑音と地上局 A の雑音の和で表される雑音である. 地上局 A は受信信号に対してパイロット除算を行うことで復号チャネル利得を推定する. 複合チャネル利得の推定値 $H_{comp}(k)$ は以下の式で表される.

$$\hat{H}_{comp}(k) = \frac{Y_A(k)}{P(k)} \quad (10)$$

その後地上局 A 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 $\{h_{comp}(\tau); \tau=0, \dots, N_c-1\}$ を得る.

$$\hat{h}_{comp}(k) = \sum_{n_R=0}^{N_c-1} \sqrt{2P_A} h_{ARA}(n_R, (\tau - \theta_{R, n_R} \pm \theta_A) \bmod N_c) \\ + \sum_{n_R=0}^{N_c-1} \sqrt{2P_B} h_{ARB}(n_R, (\tau - \theta_{R, n_R} \pm \theta_B) \bmod N_c) \\ + z'_A(\tau) \quad (11)$$

ここで $h_{ARA}(n_R, \tau)$ および $h_{ARB}(n_R, \tau)$ はそれぞれ地上局 A 一第 n_R UA 中継局一地上局 A 間等価チャネルおよび地上局 A 一第 n_R UA 中継局一地上局 B 間等価チャネルのインパルス応答である. 次に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必要な等価チャネルのインパルス応答を同時に推定する. このときの遅延時間領域窓関数法のウィンドウサイズは用いる UA 中継局数とパイロットブロックサイズ N_c によって決定される. 式(10)から取り出された等価チャネルのインパルス応答推定値 $h_{ARA}^{est}(n_R, \tau)$ および $h_{ARB}^{est}(n_R, \tau)$ に対してそれぞれ N_c ポイント FFT を適用し, 等価チャネルのチャネル利得の推定値 $H_{ARA}^{est}(n_R, k)$ および $H_{ARB}^{est}(n_R, k)$ を得る.

なお, 提案 CDP-CE では複数の等価チャネルが遅延時間領域で互いに干渉しないように, 適切に循環遅延量 θ_A, θ_B および θ_{R, n_R} を設定する必要がある. 各等価チャネルのインパルス応答の一例を図5に示す. 図5より, 等価チャネル $h_{ARA}(0, \tau)$, $h_{ARB}(0, \tau)$ および $h_{ARA}(3, \tau)$, $h_{ARB}(3, \tau)$ のインパルス応答は与えた循環遅延量を基準として $0 \sim 2L-1$ の範囲に広がっているのに対し, 等価チャネル $h_{ARA}(1, \tau)$, $h_{ARB}(1, \tau)$ および $h_{ARA}(2, \tau)$, $h_{ARB}(2, \tau)$ のインパルス応答は与えた循環遅延量を基準として $-L \sim L-1$ の場合に広がっていることが分かる. この理由については以下のように考えられる. 式(3)および式(4)で与えられるように, 等価チャネルは二つのチャネルの積で与えられるため, そのインパルス応答は二つのチャネルのインパルス応答の畳み込みで与えられる. したがって, 等価チャネル $h_{ARA}(0, \tau)$, $h_{ARB}(0, \tau)$ および $h_{ARA}(3, \tau)$, $h_{ARB}(3, \tau)$ は二つのインパルス応答は $0 \sim 2L-1$ に広がる. 一方, 式(3)および式(4)で与えられるように, 等価チャネル $h_{ARA}(1, \tau)$, $h_{ARB}(1, \tau)$ および $h_{ARA}(2, \tau)$, $h_{ARB}(2, \tau)$ はチャネルとチャネルの複素共役の積で与えられる. したがって, これらのインパルス応答は $-L \sim L-1$ の範囲に広がる.

上記の等価チャネルのインパルス応答の性質をふまえて等価チャネル間の干渉を最小とする循環遅延量を求める. まず推定が必要な等価チャネル数は $2N_R$ なので, 1等価チャネルあたりの窓関数の幅は $N_c/2N_R$ となる. また上記の等価チャネルのインパルス応答の性質より, 等価チャネル $h_{ARA}(0, \tau)$, $h_{ARB}(0, \tau)$ および $h_{ARA}(3, \tau)$, $h_{ARB}(3, \tau)$ のインパルス応答の第0パスは窓関数の先頭にくるように, 等価チャネル $h_{ARA}(1, \tau)$, $h_{ARB}(1, \tau)$ および $h_{ARA}(2, \tau)$, $h_{ARB}(2, \tau)$ のインパルス応答の第0パスは窓関数の中央にくるように各循環遅延量を設定すればよい. したがって, 循環遅延量の最適値は次式を満たす.

$$\begin{cases} \theta_{R,0} + \theta_A = 0, & \theta_{R,2} - \theta_B = 9N_c/4N_R \\ \theta_{R,0} + \theta_B = 2N_c/4N_R, & \theta_{R,2} - \theta_A = 11N_c/4N_R \\ \theta_{R,1} - \theta_B = 5N_c/4N_R, & \theta_{R,3} + \theta_A = 12N_c/4N_R \\ \theta_{R,1} + \theta_A = 7N_c/4N_R, & \theta_{R,3} + \theta_B = 14N_c/4N_R \\ \theta_A \geq 0, \theta_B \geq 0, \theta_{R,0} \geq 0, \theta_{R,1} \geq 0, \theta_{R,2} \geq 0, \theta_{R,3} \geq 0 \end{cases} \quad (12)$$

上式の連立方程式を解くことにより, 循環遅延量の最適値は次式で与えられる.

$$\begin{cases} \theta_A = 0, & \theta_{R,0} = 0, & \theta_{R,2} = 11N_c/4N_R \\ \theta_B = N_c/2N_R, & \theta_{R,1} = 7N_c/4N_R, & \theta_{R,3} = 3N_c/N_R \end{cases} \quad (13)$$

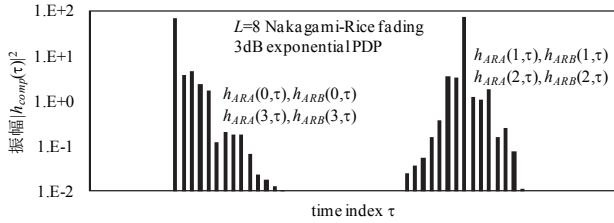


図5 各等価チャネルのインパルス応答の一例

4. 計算機シミュレーション

提案 CDP-CE を用いた場合の ANC/AF-STBC 双方向中継伝送の BER 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 CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=64$ および $N_g=16$ とする。データブロック数およびパイロットブロック数はそれぞれ $N_{Data}=12$ および $N_{Pilot}=2$ であり、パイロット系列として Chu 系列[9]を用いている。チャネルは 3dB 指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=8$ パス、仰上・ライス K ファクタ $K=10$ dB の周波数選択性仰上・ライスフェージング[8]を仮定しており、電力遅延プロファイルおよび K ファクタをパラメータとした計算機シミュレーションも行っている。また、伝搬損失指数は $\alpha=3.5$ としている。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、異なる伝送方式間で公平な比較を行うため、双方向中継通信に要する総送信電力 P_{total} が一定という条件下で評価を行っており、表 1 のように地上局 A, B および UA 中継局に電力配分されるものとする。

表 1 電力配分

	地上局 A	UA 中継局	地上局 B
ANC/AF-STBC	$P_{total}/4$	$P_{total}/2$	$P_{total}/4$
AF-STBC	$P_{total}/4$	$P_{total}/4$ (A→B) $P_{total}/4$ (B→A)	$P_{total}/4$

4.1. 平均 BER 特性

図 6 に CDP-CE を用いてチャネル推定を行って ANC/AF-STBC 双方向中継伝送を行った場合の正規化送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。また、比較のためチャネル推定が理想的な場合における平均 BER 特性 (パイロット損なし) および AF-STBC 中継伝送を用いた場合の平均 BER 特性も同様に図 6 に示す。図 6 より、UA 中継局数 2 機の場合、提案 CDP-CE を用いる ANC/AF-STBC 双方向中継伝送はチャネルが理想的に推定できる場合と比較して $BER=10^{-5}$ を達成するための所要送信 E_b/N_0 の劣化量を約 3dB (この内パイロット損は約 0.67dB) に抑えることができる。また図 6 より、UA 中継局数 2 機の場合、チャネルが理想に推定できる場合では ANC/AF-STBC 双方向中継伝送と AF-STBC 中継伝送の平均 BER 特性はほぼ一致しているが、CDP-CE を用いる場合では ANC/AF-STBC 双方向中継伝送が AF-STBC 中継伝送と比較して $BER=10^{-5}$ を達成するための所要送信 E_b/N_0 が約 1dB 劣化している。これは ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では自己干渉除去のための等価チャネルの推定誤差により、自身の信号成分が残留してしまうためである。また、図 6 より AF-STBC 中継伝送では UA 中継局数が 2 機、4 機の場合どちらでも BER フロアが現れることなく伝送を行うことができているが、ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では UA 中継局数が 4 機の場合は $BER=10^{-5}$ 付近で BER フロアが現れている

ことがわかる。この理由は以下のように考えられる。ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では、受信 FDE および自身の信号成分除去のために $2N_R$ 個の等価チャネルを必要とする。またそれぞれの等価チャネルは地上局 A—UA 中継局間リンクと地上局 B—UA 中継局間リンクのチャネルの積もしくは地上局 A (B)—UA 中継局間リンクと地上局 A (B)—UA 中継局間リンクのチャネルの積となっているため、各リンクにおけるパス数の L とすると等価チャネルのパス数は $2L-1$ となる。したがって ANC/AF-STBC 双方向中継伝送における等価チャネルの総パス数は $N_R \times 2 \times (2L-1)$ となり、CDP-CE において干渉なく等価チャネルを推定するためにはパイロットブロックサイズ N_c をこの総パス数より大きく設定する必要がある。今回のシミュレーション条件において $L=8$ としているため、UA 中継局数 4 機では CDP-CE に使われるパス数は 120 となってしまい、これは $N_c=64$ より大きい。そのため UA 中継局数 4 機の場合では等価チャネルが遅延時間領域で互いに干渉することで推定精度が劣化し、BER フロアが現れてしまう。一方 UA 中継局数 2 機では必要な等価チャネルのパス数は 60 となり $N_c=64$ より小さいため、等価チャネル推定時の干渉は発生せず、BER フロアが現れない。また AF-STBC 中継伝送においては必要な等価チャネルは受信 FDE を行うための等価チャネルのみであるため、CDP-CE に使われるパス数は $N_R \times (2L-1)$ となる。これは UA 中継局数 4 機の場合では 60、2 機の場合では 30 となるため、それぞれ $N_c=64$ より小さく、BER フロアが現れずに伝送を行うことができる。

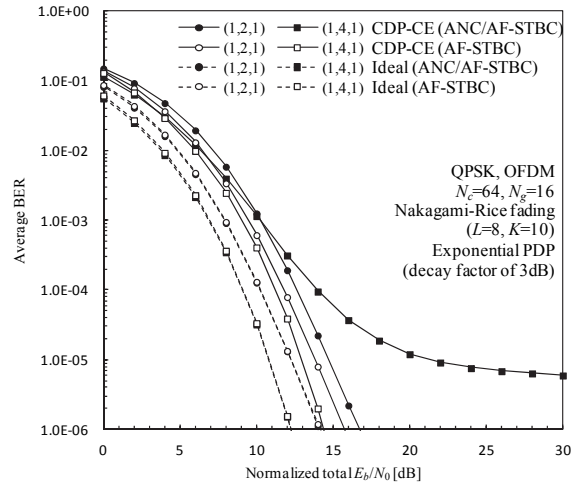


図 6 正規化送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性

4.2. K ファクタの影響

図 7 にチャネルの電力遅延プロファイルを変化させた場合における UA4 機の ANC/AF-STBC 双方向中継伝送を用いた場合の K ファクタ対平均 BER 特性を示す。遅延時間領域における等価チャネルの干渉の影響に注目するため正規化送信 E_b/N_0 は十分に大きいものと仮定している。図 7 より K ファクタが大きくなるにつれて平均 BER が改善していくことがわかる。これは K ファクタが大きくなるにつれて直接波の成分が大きくなり、干渉が起きる原因となる散乱波の影響が小さくなるからである。また図 7 より、同じ K ファクタの場合、電力遅延プロファイルが 3dB 指数減衰の場合の方が一様分布電力遅延プロファイルの場合よりも誤り率が小さくなるのが分かる。これは、減衰指数が大きいほど、遅延時間の大きい遅延パスの電力が小さくなり、等価チャネル間の干渉が小さくなるためである。

図7より所要BERを $BER=10^{-5}$ とすると、3dB指数減衰電力遅延プロファイルの時は $K=9.5\text{dB}$ 、一様電力遅延プロファイルの時は $K=17.7\text{dB}$ で達成することができる。UA中継局数4機の場合では遅延時間領域窓関数法における窓幅は8サブキャリアであり、このとき窓関数に含まれるパスの電力の割合を計算すると、3dB指数減衰電力遅延プロファイルの時は約99.9%、一様電力遅延プロファイルの時は約99.6%となる。以上のことから $BER=10^{-5}$ を達成するためには窓関数に約99.9%のパスの電力が含まれていればよいということがわかる。

4.3. スループット特性

図8にCDP-CEを用いてチャンネル推定を行ってANC/AF-STBC双方向中継伝送を行った場合の正規化送信 E_s/N_0 対スループット特性を示す。また、比較のためチャンネル推定が理想的な場合におけるスループット特性(パイロット損あり)およびAF-STBC中継伝送を用いた場合のスループット特性も同様に図8に示す。なお本稿ではパケット誤り率PERを求め、次式を用いて双方向中継伝送におけるスループット $S[\text{bps/Hz}]$ を算出した。

$$S = \frac{2}{T_{slot}} \cdot \frac{(\log_2 M) \cdot (1 - PER)}{1 + 1/R_{STBC}} \cdot \left(\frac{N_c}{N_c + N_g} \right) \cdot \left(\frac{N_{Data}}{N_{Data} + N_{Pilot}} \right) \quad (14)$$

ここで T_{slot} は双方向中継通信に必要なタイムスロット数であり、ANC/AF-STBCでは $T_{slot}=2$ 、AF-STBCでは $T_{slot}=4$ となる。 R_{STBC} はAF-STBCにおける符号化率であり、UA2機では $R_{STBC}=1$ 、UA4機では $R_{STBC}=3/8$ となる。また M は変調多値数を表す。

図8より、CDP-CEを用いた場合およびチャンネルが理想的に推定できる場合どちらにおいてもANC/AF-STBC双方向中継伝送がAF-STBC中継伝送と比較して約2倍のピークスループットを達成できることがわかる。これはANCを適用することで双方向中継通信に必要なタイムスロット数を半分にすることができたからである。また図6および図8より、UA中継局数4機のCDP-CEを用いるANC/AF-STBC双方向中継の場合ではBERフロアが現れるが、 $E_s/N_0=20\text{dB}$ の時ピークスループットからの劣化量は約0.02bps/Hzである。Kファクタ10dBの場合のBERフロアは約 $BER=10^{-5}$ であり、スループットの劣化は無視できるほど少ない。

5. むすび

本稿ではANC/AF-STBC双方向中継伝送のためのCDP-CEチャンネル推定法を提案した。計算機シミュレーションにより、CDP-CEを用いるANC/AF-STBC双方向中継伝送は、 $BER=10^{-5}$ を達成するための所要送信 E_b/N_0 劣化量を約3dB(この内パイロット損は約0.67dB)に抑えることができることを明らかにした。

謝 辞

本稿は、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] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, “Embracing Wireless Interference: Analog Network Coding” in Proc ACM SIGCOMM, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [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] 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。
- [6] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “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,” 信学技報, vol. 114, no. 395, RCS2014-293, pp. 141-146, 2015年1月。
- [7] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “アナログネットワーク符号化を用いた時空間ブロック符号化双方向協調中継に関する一検討,” 信学技報, vol. 115, no. 181, RCS2015-133, pp. 7-12, 2015年8月。
- [8] S. N. Venkatasubramanian, K. Haneda, K. Takizawa and P. Vainilainen, “Propagation channel model between unmanned aerial vehicles for emergency communications,” EUROCAST1004, Feb. 2013.
- [9] D. C. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties,” IEEE Trans. Inf. Theory. vol. 5, No. 7, pp.531-532, July 1972.

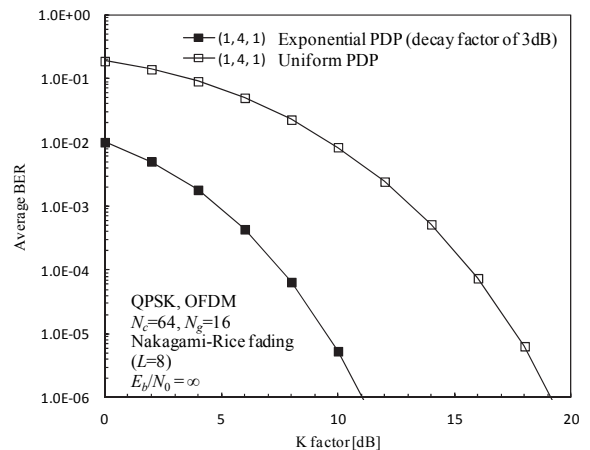


図7 Kファクタ対平均BER特性

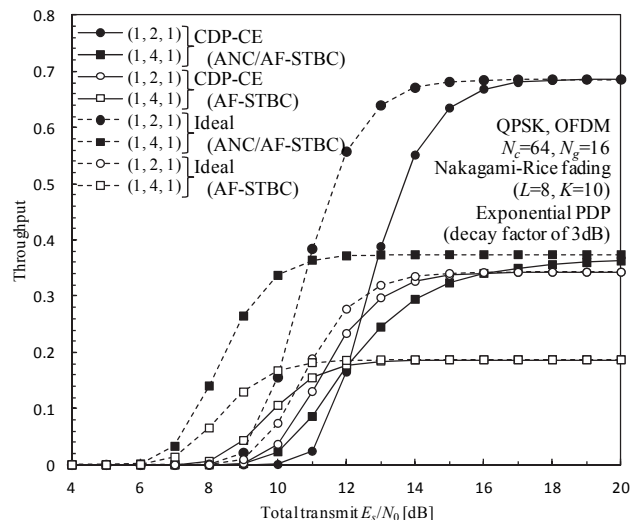


図8 正規化送信 E_s/N_0 対スループット特性