

アナログネットワーク符号化を用いる非再生中継用時空間ブロック符号化中継伝送への循環遅延ダイバーシチの導入効果

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 (ANC) を用いた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。しかしながら、ANC/AF-STBC 中継伝送では UA 中継局数が 3 機以上になると、STBC 符号化率の低下によりピークスループットが低下してしまう。そこで本稿では、循環遅延ダイバーシチ (CDD) を ANC/AF-STBC 双方向中継伝送に導入した ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送について検討している。ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送ではまず 2 つの地上局が同時に信号を UA 中継局に送信する。UA 中継局では、利用可能な多数の UA 中継局を 2 つのグループに分割し、UA 中継局数 2 機の場合の AF-STBC 符号化をグループ単位で適用する。その後、グループ内の各 UA 中継局は循環遅延処理を施し、CDD を行う。このようにして、符号化率を低下させずに任意の数の UA 中継局を協調させることができる。UA 中継局を計算機シミュレーションにより、ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送における平均 BER 特性を求め、CDD の導入効果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, 循環遅延ダイバーシチ

Effect of Cyclic Delay Diversity on Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Bi-Directional Relay Using Analog Network Coding

Chikara ENDO[†] Hiroyuki MIYAZAKI[†] and Fumiyuki 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 an analog network coded amplify-and-forward space-time block coded (ANC/AF-STBC) bi-directional relay for unmanned aircraft (UA) aided wireless relay communications. However, the peak throughput decreases due to the decrease of STBC encoding rate when the number of UAs is more than 3. In this paper, we apply the cyclic delay diversity (CDD) and propose ANC/AF-STBC-CDD bi-directional relay. In ANC/AF-STBC-CDD bi-directional relay, 2 ground stations (GSs) transmit their signals to UA relay stations. UAs are divided into 2 groups and UA relay stations perform group-wise AF-STBC encoding similar to that when the number of transmit antennas is 2. Each UA relay station in a group performs cyclic delay transmission. As a consequence, an arbitrary number of UAs can be used without decreasing STBC encoding rate in ANC/AF-STBC-CDD bi-directional relay. We evaluate, by the computer simulation, the average bit error rate (BER) performance when using ANC/AF-STBC-CDD bi-directional relay and discuss the impact of SNRs at UA relay station and ground station.

Keywords analog network coding, space-time block coding, cyclic delay diversity

1. まえがき

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、被災地を中心として大規模な通信障害が発生した。このような場合、ネットワーク的に孤立してしまったエリアとの通信を迅速に確保することが大きな課題である。そこで、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]。筆者らはこれまで、アナログネットワーク符号化 (ANC) [2] と非再生時空間ブロック符号化 (AF-STBC) 中継 [3,4] を組み合わせた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 [5]。ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では 2 つの地上局が同時に UA 中継局に信号を送信

し、UA 中継局では重なった受信信号に対して AF-STBC 符号化 [4] を適用する。その後 UA は 2 つの地上局に向けて増幅・中継を行う。各地上局では地上局—UA 中継局間リンクおよび UA 中継局—地上局間リンクのチャンネルの積で与えられる等価チャンネルを用いて自身の信号成分除去、受信周波数領域等化 (FDE) および AF-STBC 復号を行うことで希望信号を得る。これまでの検討で ANC/AF-STBC 双方向中継伝送は AF-STBC 中継伝送の 2 倍のスループットを達成できることを明らかにした [5]。しかしながら、ANC/AF-STBC 双方向中継伝送では、UA 中継局数が 3 機以上になると、STBC 符号化率が低下することによりピークスループットが低下してしまうという問題があった。

そこで本稿では、循環遅延ダイバーシチ (CDD) [6,7] を ANC/AF-STBC に導入した ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送について検討している。ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送では、利用可能な多数の UA 中継局を 2 つのグループに分割し、2 つのグループを UA2 機の中継伝送に見立てて AF-STBC 符号化を適用する。そして、グループ内の各 UA は AF-STBC 符号化後の信号に異なる循環遅延を与えた後、地上送信局に増幅・中継する。計算機シミュレーションにより、ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送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求め、CDD の導入効果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-CDD 双方向中継伝送について述べた後、第 3 章にて計算機シミュレーション結果を述べる。そして、第 4 章にてまとめる。

2. ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送

本稿では直交周波数分割多重 (OFDM) を用いる ANC/AF-STBC-CDD 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 N_A 本, N_B 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。各 UA—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、チャンネル符号化にはターボ符号 [8] を用いる。

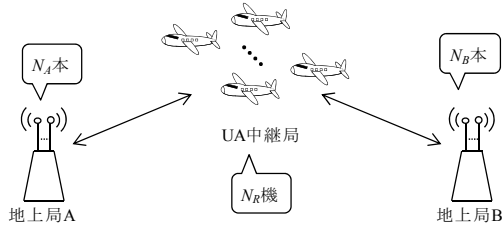
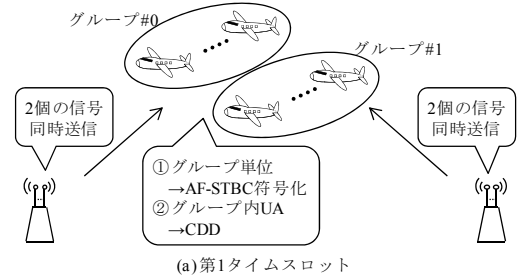


図 1 システムモデル

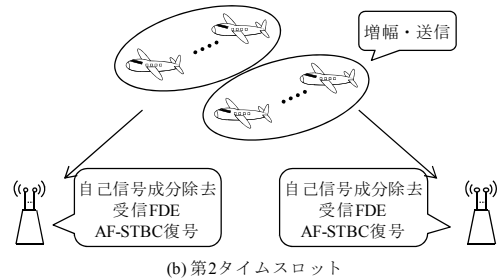
2.1. ANC/AF-STBC-CDD の概要

図 2 に各タイムスロットにおける各地上局および UA 中継局の動作を、図 3 に各地上局および UA 中継局の送受信機構成を示す。それぞれの UA 中継局は図 3(b) に示すグループ #0 および #1 のうちのどちらか 1 つの機能を持ち、それぞれの UA 中継局がどの動作を行うかは UA 中継局の属するグループによって決定される。ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送では、地上局 A, B はチャンネル符号化およびブロックインターリーブングが施されたビット系列に対してデータ変調および N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用し、2 つの OFDM シンボルを生成する。そして、第 1 タイムスロットにおいて地上局 A, B が同時に UA 中継局に送信する。UA 中継局ではまず、利用可能な多数の UA 中継局を 2 つのグループに分割し、2 つのグループを UA 中継局 2 機の場合の中継伝送に見立てて AF-STBC 符号化を適用する。そして、グループ内の各 UA 中継局は、AF-STBC 符号化後の信号にそれぞれ異なる循環遅延を与え AF-STBC-CDD 符号化信号を生成する。ここで AF-STBC 符号化は OFDM シンボル単位での処理、CDD はサブキャリア単位での処理となる。その後、UA 中継局は生成した AF-STBC-CDD 符号化信号を第 2 タイムスロットにおいて各地上局に送信する。各地上局では、受信した信号に対して地上局—UA 中継局間リンクと UA 中継局—地上局間リンクのチャンネルの積で表される等価チャネルを用いて、自身の送信信号成分除去、受信 FDE および AF-STBC 復号を行うことで軟判定信号系列を得る。最後にブロックデインターリー

ピングおよびチャネル復号を行う。ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送では AF-STBC 符号化による空間ダイバーシチ効果と CDD による周波数ダイバーシチ効果を同時に得ることができる。また、符号化率を 1 に保ったまま任意の数の UA 中継局を用いることができる。



(a) 第1タイムスロット



(b) 第2タイムスロット

図 2 ANC/AF-STBC-CDD の動作

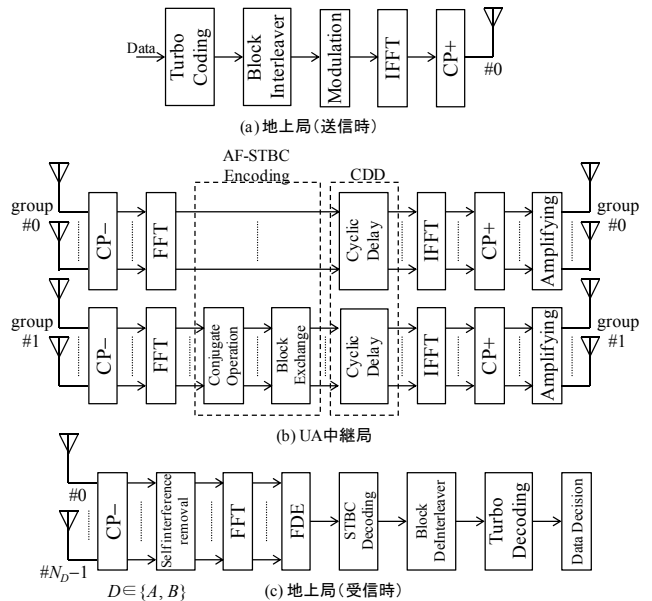


図 3 送受信機構成

2.2. 信号表現

以降、サンプル時間間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる。

各地上局はチャンネル符号化およびブロックインターリーブングを施した後のビット系列に対してデータ変調および N_c ポイント IFFT を行うことで 2 ブロックの OFDM 信号を生成する。その後、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) を挿入し、第 1 タイムスロットにおいて UA 中継局に第 0 番目のアンテナから同時送信する。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 $\{R_{R,j}(n_R,k); n_R=0, \dots, N_R-1, k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される.

$$R_{R,j}(n_R,k) = \sqrt{2P_A} H_{AR}(0, n_R, k) S_{A,j}(k) + \sqrt{2P_B} H_{BR}(0, n_R, k) S_{B,j}(k) + N_{R,j}(n_R, k) \quad (1)$$

ここで $H_{AR}(n_A, n_R, k)$ および $H_{BR}(n_B, n_R, k)$ は地上局 A 第 n_A アンテナ—第 n_R UA 中継局間および地上局 B 第 n_B アンテナ—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_A および P_B はそれぞれ地上局 A および B の送信電力である.

次に, 複数の UA 中継局を 2 つのグループに分割し, 複素共役演算とブロック入れ替えのみで構成される UA2 機の場合の AF-STBC 符号化をグループ単位で適用して AF-STBC 符号化信号を生成する. 次に, それぞれのグループ内の各 UA 中継局は, AF-STBC 符号化信号に対して異なる循環遅延を加えて $N_R \times 2$ ブロックからなる AF-STBC-CDD 符号化信号を生成する. 第 $0, \dots, N_R/2-1$ 番目の UA 中継局を第 0 グループ, 第 $N_R/2, \dots, N_R-1$ 番目の UA 中継局を第 1 グループとすると, AF-STBC-CDD 符号化信号行列 $\mathbf{X}_R^{CDD}(k)$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{X}_R^{CDD}(k) = \begin{pmatrix} R_{R,0}(0,k)\Delta_0 & R_{R,1}(0,k)\Delta_0 \\ R_{R,0}(1,k)\Delta_1 & R_{R,1}(1,k)\Delta_1 \\ \vdots & \vdots \\ R_{R,0}(N_R/2-1,k)\Delta_{N_R/2-1} & R_{R,1}(N_R/2-1,k)\Delta_{N_R/2-1} \\ -R_{R,1}^*(N_R/2,k)\Delta_0 & R_{R,0}^*(N_R/2,k)\Delta_0 \\ -R_{R,1}^*(N_R/2+1,k)\Delta_1 & R_{R,0}^*(N_R/2+1,k)\Delta_1 \\ \vdots & \vdots \\ -R_{R,1}^*(N_R-1,k)\Delta_{N_R/2-1} & R_{R,0}^*(N_R-1,k)\Delta_{N_R/2-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

ここで, Δ_n は循環遅延による位相回転項であり, 次式で与えられる.

$$\Delta_n = \exp\left(-\frac{2\pi k \theta_n}{N_c}\right) \quad (3)$$

また θ_n は循環遅延量を表し, $0 \leq \theta_n \leq N_c$ を満たすように設定される. その後, UA 中継局は N_c ポイント IFFT を適用して OFDM に変換した後, CP を再度挿入して第 2 タイムスロットにおいて増幅・中継する.

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 UA 中継局からの受信信号に対して CP を除去した後に 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 第 n_A アンテナにおける $N_A \times 2$ の第 k サブキャリア受信信号行列 $\mathbf{R}_A(k)$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}_A(k) = \mathbf{H}_{AR}(k) \mathbf{G} \mathbf{X}_R^{CDD}(k) + \mathbf{N}_A(k) \quad (4)$$

ここで $\mathbf{G} = \text{diag}(G(0), \dots, G(N_R-1))$ は第 n_R 番目の UA 中継局増幅率 $G(n_R)$ を成分とする $N_R \times N_R$ の対角行列である. 増幅率 $G(n_R)$ は以下の式で表される.

$$G(n_R) = \sqrt{\frac{2P_R}{2P_A \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{AR}(0, n_R, k)|^2 + 2P_B \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{BR}(0, n_R, k)|^2 + \left(\frac{2N_0}{T_s}\right)^{-1}}} \quad (5)$$

P_R は UA 中継局の送信電力である. $\mathbf{H}_{AR}(k)$ は $H_{AR}(n_A, n_R, k)$ を成分とする $N_A \times N_R$ のチャネル行列である. また $\mathbf{N}_A(k)$ は $N_A \times 2$ の地上局 A の雑音行列であり, 各要素は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である. ここで, 式(4)は以下のように変形できる.

$$\mathbf{R}_A(k) = \sqrt{2P_A} \mathbf{H}_{ARA}(k) \mathbf{X}_A^{(2)}(k) + \sqrt{2P_B} \mathbf{H}_{BRA}(k) \mathbf{X}_B^{(2)}(k) + \mathbf{N}'_A(k) \quad (6)$$

ここで $\mathbf{H}_{ARA}(k)$ は地上局 A 第 0 アンテナ—第 n_{group} グループ UA 中継局—地上局 A 第 n_A アンテナの等価チャネル利得 $H_{ARA}(0, n_{group}, n_A, k)$ を要素とする $N_A \times 2$ の等価チャネル行列であり, $H_{ARA}(0, n_{group}, n_A, k)$ は次式で表される.

$$\begin{cases} H_{ARA}(0, 0, n_A, k) = \sum_{n_R=0}^{N_R/2-1} G(n_R) H_{AR}(0, n_R, k) H_{AR}(n_A, n_R, k) \Delta_{n_R} \\ H_{ARA}^{CDD}(0, 1, n_A, k) = \sum_{n_R=N_R/2}^{N_R-1} G(n_R) H_{AR}^*(0, n_R, k) H_{AR}(n_A, n_R, k) \Delta_{n_R-N_R/2} \end{cases} \quad (7)$$

また, $\mathbf{H}_{BRA}(k)$ は地上局 B 第 0 アンテナ—第 n_{group} グループ UA 中継局—地上局 A 第 n_A アンテナの等価チャネル利得 $H_{BRA}(0, n_{group}, n_A, k)$ を要素とする $N_A \times 2$ の等価チャネル行列であり, $H_{BRA}(0, n_{group}, n_A, k)$ は次式で表される.

$$\begin{cases} H_{BRA}(0, 0, n_A, k) = \sum_{n_R=0}^{N_R/2-1} G(n_R) H_{BR}(0, n_R, k) H_{AR}(n_A, n_R, k) \Delta_{n_R} \\ H_{BRA}(0, 1, n_A, k) = \sum_{n_R=N_R/2}^{N_R-1} G(n_R) H_{BR}^*(0, n_R, k) H_{AR}(n_A, n_R, k) \Delta_{n_R-N_R/2} \end{cases} \quad (8)$$

また, $\mathbf{X}_A^{(2)}(k)$ および $\mathbf{X}_B^{(2)}(k)$ はそれぞれ地上局 A および地上局 B の AF-STBC 符号化送信信号行列であり, 次式で表される.

$$\mathbf{X}_S^{(2)}(k) = \begin{pmatrix} S_{S,0}(k) & S_{S,1}(k) \\ -S_{S,1}^*(k) & S_{S,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad (9)$$

ただし $S \in \{A, B\}$ である. また, $\mathbf{N}'_A(k)$ は UA 中継局で加わって増幅された雑音と地上局 A で加わった雑音の和で表される $N_A \times 2$ の雑音行列である. 式(6)右辺第 1 項が自身の送信信号成分, 第 2 項が地上局 B からの信号成分および第 3 項が雑音成分を表している. その後, 地上局 A は受信信号から既知である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 $\hat{\mathbf{R}}_A(k)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_A(k) &= \mathbf{R}_A(k) - \sqrt{2P_A} \mathbf{H}_{ARA}(k) \mathbf{X}_A^{(2)}(k) \\ &= \sqrt{2P_B} \mathbf{H}_{BRA}(k) \mathbf{X}_B^{(2)}(k) + \mathbf{N}'_A(k) \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)より, 自身の送信信号成分を減算することで, ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送における受信信号を UA 中継局数 2 機の場合の AF-STBC 中継伝送と同様に表現することができる [3, 5]. その後, 地上局 A は式(10)の信号に対して受信 FDE を適用する. 受信 FDE 後の 2×2 受信信号行列 $\mathbf{D}(k)$ の第 m 行第 n 列要素を $D_{m,n}(k)$ とすると, 次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} D_{0,0}(k) & D_{0,1}(k) \\ D_{1,0}(k) & D_{1,1}(k) \end{pmatrix} = \mathbf{W}(k)\mathbf{R}_A(k) \quad (11)$$

ここで $\mathbf{W}(k)$ は FDE 重み $W(0, n_{group}, n_A, k)$ を第 n_A 行第 n_{group} 列要素とする $2 \times N_A$ の受信 FDE 重み行列であり、次式で与えられる。

$$W(0, n_{group}, n_A, k) = \frac{H_{BRA}^*(0, n_{group}, n_A, k)}{\sum_{n_{group}=0}^1 \sum_{n_A=0}^{N_A-1} |H_{BRA}^*(0, n_{group}, n_A, k)|^2} \quad (12)$$

ついで、線形 AF-STBC 復号を行う。線形 STBC 復号後の信号 $\hat{S}_{B,j}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{S}_{B,0}(k) = D_{0,0}(k) + D_{1,1}^*(k) \\ \hat{S}_{B,1}(k) = D_{0,1}(k) - D_{1,0}^*(k) \end{cases} \quad (13)$$

最後に、AF-STBC 復号後の信号から対数尤度比 (LLR) を算出した後、ブロックデインターリービングおよびチャネル復号を行う。

式(7)~(13)より、地上局アンテナ本数が $N_A=N_B=1$ の場合の ANC/AF-STBC-CDD 中継伝送の地上局 A における第 j ブロックの瞬時受信 SNR は次式で与えられる。

$$\gamma_j(k) = \frac{\left(\frac{2P_A}{\sigma^2} \right) \left[|H_{BRA}(0,0,0,k)|^2 + |H_{BRA}(0,1,0,k)|^2 \right]}{\left| \sum_{n_R=0}^{\frac{N_R-1}{2}} G(n_R) H_{BR}(0, n_R, k) \Delta_{n_R} \right|^2 + \left| \sum_{n_R=\frac{N_R}{2}}^{N_R-1} G(n_R) H_{BR}(0, n_R, k) \Delta_{n_R-N_R/2} \right|^2 + 1} \quad (14)$$

ただし σ^2 は雑音の分散である。ここで分母の第 1, 2 項は UA 中継局で加わる雑音電力、第 3 項は地上受信局で加わる雑音電力である。

3. 計算機シミュレーション

ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送を用いた場合の平均 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。チャネル符号化には、2 つの (13, 15) 再帰的畳み込み符号器からなる符号化率 1/3 のターボ符号を用い、符号化率が 1/2 となるようにパンクチャするものとしている。またターボ復号には Log-MAP アルゴリズム [8] を用いるものとし、繰り返し復号回数は 6 回としている。チャネルは 3dB 指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=8$ バス、K ファクタ $K=10$ dB の仲上・ライスフェージング [9] およびレイリーフェージング仮定しており、本稿では初期検討として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。また本稿では UA 中継局で与える循環遅延量 θ_n はランダムで与えるものとし、UA 中継局あたりの送信電力が一定という条件のもと評価を行う。

表 1 シミュレーション諸元

Transmission model	Data Modulation	QPSK
	Transmission type	OFDM
	FFT block size	$N_c=64$
	CP length	$N_g=16$
	Packet size	1530
Channel Coding	Coding	Turbo coding
	Coding rate	$R_{Turbo}=1/2$
	No. of iteration	6
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Fading type	Nakagami-Rice / Rayleigh fading
	K factor	$K=-6 \sim 10$ dB, 10 dB
	Power delay profile	Exponential PDP (decay factor of 3dB)
	Normalized Doppler frequency	$f_D T_s \rightarrow 0$
System model	No. of GS antennas	$N_A=N_B=1$
	No. of UAs	$N_R=2, 4, 8, 16$
	Cyclic delay θ_n	Random

3.1. K ファクタの影響

図 4 に ANC/AF-STBC-CDD 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。各 UA 中継局における受信 SNR および各地上局における UA 中継局あたりの受信 SNR はそれぞれ 12dB としている。

図 4 より、UA 中継局数が 2 機の場合では K ファクタが大きくなる（直接波の影響が大きくなる）につれて BER 特性が改善しているが、UA 中継局数が 4, 8, 16 機の場合では K ファクタが大きくなっても BER 特性が改善しないことがわかる。この理由としては以下のように考えられる。一般に、K ファクタが大きくなるほど、フェージングによるチャネルの変動が緩やかになるため、BER 特性は改善していく。そのため、CDD を用いない UA 中継局 2 機の場合では振幅の落ち込みが減ることで BER 特性が改善する。一方で、CDD を用いる UA 中継局数が 4 機以上の場合では、CDD の効果により直接波が見かけ上異なる遅延時間で到来するため、K ファクタが大きい場合は周波数領域において定在波のようなチャネルの周波数変動が発生する。その結果、チャネルの伝達関数が落ち込んだサブキャリアにおいて誤りが発生し、BER 特性が劣化してしまう。したがって、UA 中継局数が 4 機以上の場合では K ファクタが大きくなるにつれてフェージングによるチャネルの変動は緩やかになるものの、見かけ上異なる遅延時間で到来する直接波によるチャネルの周波数変動が大きくなるという特徴をもつ。そのため、K ファクタが大きくなったとしても BER 特性があまり変化しない。図 4 より、地上局と UA 中継局との間に散乱物が存在し、直接波の影響が弱まるような K ファクタが 4dB 以下の場合では、ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送は AF-STBC-CDD 中継伝送より優れた BER 特性を達成することができる。図 4 より、地上局と UA 中継局との間に散乱物が存在し、直接波の影響が弱まるような K ファクタが 4dB 以下の場合では、ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送は AF-STBC-CDD 中継伝送より優れた BER 特性を達成することができる。

また図 4 より、UA 中継局数が多くなるにつれて BER 特性の改善量が小さくなっていくことがわかる。非再生中継では中継局で加わった雑音は信号とともに増

幅・中継されるため、式(14)で与えられるように End-to-End 受信 SNR は受信局で加わる雑音と中継局で加わる雑音の両方によって決定される。ここで、ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送では UA 中継局が増加するほど、地上受信局における受信信号電力が大きくなるものの、それと同時に各 UA 中継局で加わる雑音電力も増加してしまう。したがって UA 中継局を増加させても瞬時受信電力は大きくならず、BER 特性はあまり改善しない。

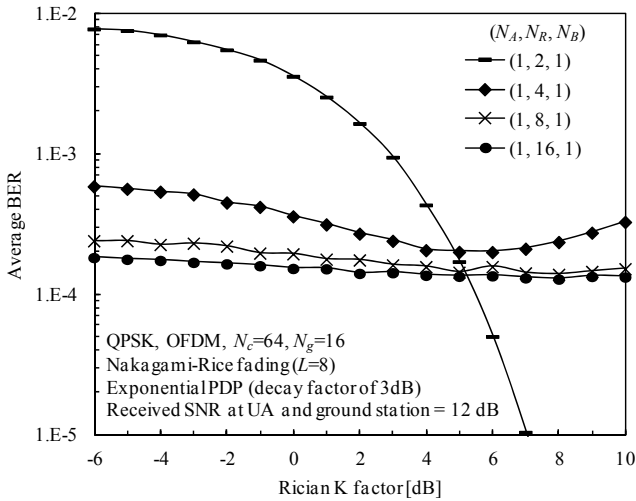


図 4 K ファクタ対平均 BER 特性

3.2. UA 中継局受信 SNR の影響

図 5 に ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送において、各 UA 中継局受信 SNR が地上受信局 SNR と比較して β [dB] 大きい場合における地上受信局受信 SNR 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 S を算出した。

$$S = \frac{2}{T_{slot}} \cdot \frac{R_{turbo}}{1+1/R_{STBC}} \cdot (\log_2 M) \cdot (PER) \cdot \left(\frac{N_c}{N_c + N_g} \right) \quad (15)$$

ここで T_{slot} は双方向通信に必要なタイムスロット数、 $R_{turbo}=1/2$ はターボ符号における符号化率、 M は変調多値数を示す。

図 5 より、 $\beta=0$ dB のときは UA 中継局数 2 機を用いる場合の方が 8 機および 16 機を用いる場合と比較して優れたスループット特性を達成できるが、 $\beta=20$ dB の場合は UA 中継局数 8 機および 16 機を用いることで 2 機の場合より優れたスループット特性を達成できることがわかる。この理由について以下のように説明できる。前節で議論したように、非再生中継では UA 中継局が増加させることで地上受信局における受信信号電力を大きくできるものの、それと同時に各 UA 中継局で加わる雑音電力も増加してしまう。 β が小さい場合は、各 UA 中継局における受信 SNR が小さく UA 中継局で加わる雑音の影響が大きいため、UA 中継局数を増加させても伝送特性があまり改善しない。一方で β が大きい場合では、UA 中継局における受信 SNR が大きいため、UA 中継局で加わる雑音の影響が小さい。

そのため、多数の UA 中継局を用いることで地上局瞬時受信 SNR を大きくでき、スループット特性をさらに改善できる。

以上の議論から、地上送信局の送信電力を十分に確保することができ、UA 中継局受信 SNR が十分に得られる場合には多数の UA 中継局を ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送によって協調させることで、優れたスループット特性を達成することができるということがわかる。例えば所要スループットをピークスループットの 75% 値である 0.3bps/Hz とした場合、UA 中継局数 16 機を用いる ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送は 2 機の場合と比較して、 $\beta=10$ dB の時に 0.5dB、 $\beta=20$ dB の時に約 2dB 受信 SNR を低減することができる。

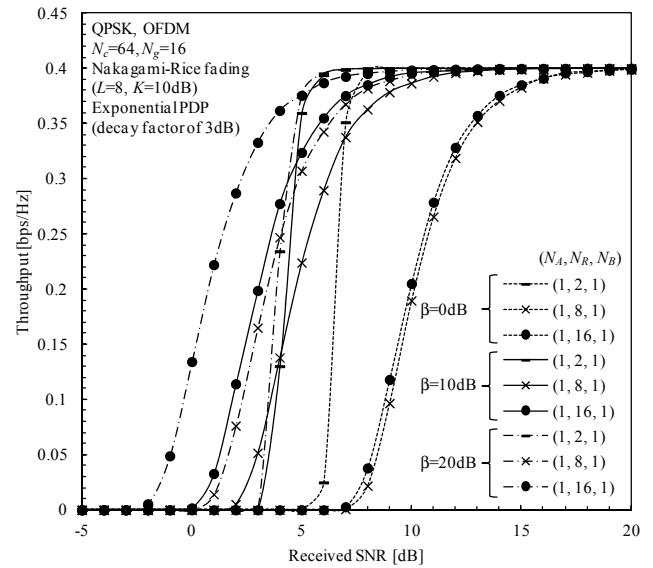


図 5 UA 中継局受信 SNR によるスループット特性

3.3. スループット特性 (レイリーフェージング環境)

図 6 に ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送を用いた場合における受信 SNR 対スループット特性を示す。また、比較のため AF-STBC-CDD 中継伝送を用いて双方向中継を行った場合におけるスループット特性も同様に図 6 に示す。また、本節では $K \rightarrow -\infty$ の場合に相当するレイリーフェージング環境を仮定している。

図 6 より、ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送は UA 中継局数に関わらず AF-STBC-CDD 中継伝送と比較して 2 倍のピークスループットを達成できていることがわかる。これは、ANC を用いることによって双方向中継伝送に必要なタイムスロット数を 4 から 2 に減らすことができること、また符号化率の低下しない UA2 機の場合の AF-STBC 符号化を用いているため UA 中継局数が増加してもピークスループットは低下しないこと、という 2 つの理由からによるものである。また図 6 より低スループット領域では ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送は AF-STBC-CDD 中継伝送よりスループット特性が劣化していることがわかる。ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送では地上局 A, B からの信号が重ね合わせて受信され、中継局はその受信信号に対して増幅・中継する。その結果、UA 中継

局におけるリンクあたりの信号電力が AF-STBC-CDD 中継伝送よりも小さくなるため、スループットが若干劣化してしまう。

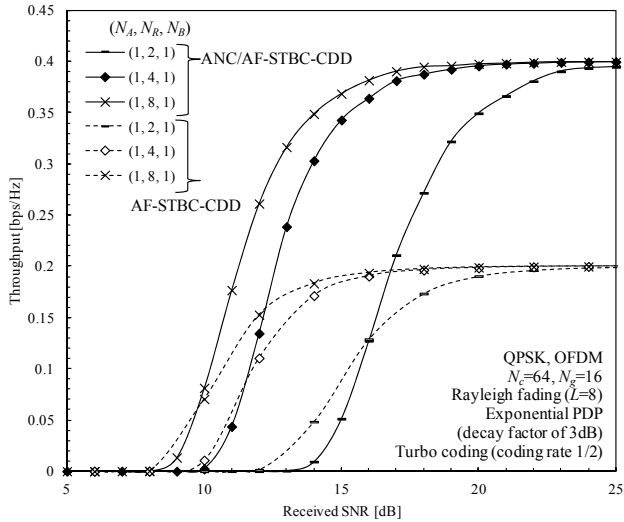


図 6 受信 SNR 対スループット特性

4. むすび

本稿では、ANC、CDD と AF-STBC 中継伝送を組み合わせた ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送を提案した。計算機シミュレーションにより、仲上・ライスフェージングの K ファクタが 4dB 以下の場合には ANC/AF-STBC-CDD 双方向中継伝送が ANC/AF-STBC 双方向中継伝送より優れた BER 特性を達成できること、UA 中継局受信 SNR が地上局受信 SNR より 20dB 大きい場合は、UA 中継局数を 2 機から 16 機に増加させることでピークスループットの 75% 値であるスループット 0.3bps/Hz を達成するための所要受信 SNR を約 2dB 低減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] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, “Embracing Wireless Interference: Analog Network Coding” in Proc ACM SIGCOMM, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.

- [6] Gerhard Bauch and Javed Shamim Malik, “Parameter Optimization, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic Delay Diversity,” Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Miran, Italia, May, 2004.
- [7] Gerhard Bauch, “Capacity Optimization of Cyclic Delay Diversity,” Proc. 60th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Los Angeles, CA, Sept, 2004.
- [8] J. P. Woodard and L. Hanzo, “Comparative study of turbo coding techniques : an overview,” IEEE Trans., Vehicular Technology, Vol. 49, No. 6, pp. 2208-2233, Nov. 2000.
- [9] S. N. Venkatasubramanian, K. Haneda, K. Takizawa and P. Vainilainen, “Propagation channel model between unmanned aerial vehicles for emergency communications,” EUROSTOC1004, Feb. 2013.