

# 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

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 筆者らが提案した無人航空機 (UA) を用いる無線中継システムのための時空間ブロック符号化非再生 (STBC-AF) 中継は, UA 中継局の構成を簡易に保ちつつ, 従来の AF 中継より優れたビット誤り率 (BER) 特性を達成できる. この STBC-AF は片方向中継通信であり, 双方向中継通信を実現しようとする片方向中継通信の場合と比較してピークスループットが半減してしまう. そこで本稿では, STBC-AF 中継とアナログネットワーク符号化 (ANC) 双方向中継を組み合わせた, 時空間符号化アナログネットワーク符号化 (STBC-ANC) 双方向中継を提案する. STBC-ANC 双方向中継では, 第 1 タイムスロットにおいて 2 つの地上局が UA 中継局に向けて同時送信する. その後 UA 中継局では受信信号に複素共役演算とブロック入れ替えからなる AF-STBC 符号化を適用した後, 第 2 タイムスロットにおいて 2 つの地上局に向けて同時送信する. 各地上局では受信信号から自身の送信信号成分を除去した後, 周波数領域等化 (FDE) と AF-STBC 復号をそれぞれ行う. STBC-ANC 双方向中継は, STBC-AF 中継を用いて双方向中継通信を実現する場合の 2 倍のスループットを達成できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている.

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, 双方向中継伝送

## Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Bi-Directional Relay Using Analog Network Coding

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** Space-time block coded amplify-and-forward (STBC-AF) relay for wireless relay transmission system using unmanned aircraft (UA). Our previously proposed STBC-AF relay can achieve better bit error rate (BER) than conventional AF relay while keeping UA's structure simple. This STBC-AF relay is one-directional relay. If STBC-AF relay is applied to bi-directional communication, the peak throughput is decreased to half that of one-directional relay. In this paper, we propose a space-time block coded analog network coding (STBC-ANC) bi-directional relay in order to achieve higher throughput than STBC-AF relay while keeping transmission quality. In STBC-ANC bi-directional relay, two ground stations (GSs) transmit multiple signal blocks simultaneously to the UA relay station (RS) in the first time-slot. Then, UA-RS applies AF-STBC encoding, which consists of conjugate operation and block exchange, to the waveform received signal and amplifies and forwards it to two GSs in the second time-slot. Each GS removes own transmission signal component from received signal and then, performs a series of frequency-domain equalization (FDE), AF-STBC decoding and data demodulation. It was shown by the computer simulation that STBC-ANC bi-directional relay achieves 2 times higher throughput than STBC-AF relay.

**Keywords** Analog Network Coding, Space-Time Block Coding, Bi-Directional Relay

### 1. まえがき

先の東日本大震災のような大災害が発生した場合, 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から孤立地域が発生してしまう. このような場合に, ネットワークと孤立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

ステムが注目されている [1]. しかしながらこの無線中継システムでは UA の旋回により地上局—UA 間リンクは不安定なリンクとなってしまう [2]. そこで筆者らは, UA を用いる無線中継システムに適した中継方式として, 時空間ブロック符号化 (STBC) [3-5] と非再生 (AF) 中継を組み合わせた STBC-AF 中継伝送を提案

し、計算機シミュレーションおよび伝送実験により、STBC-AF 中継伝送は従来の AF 中継伝送より優れたスループット特性を達成できることを明らかにした [6-8]。しかしながら、この STBC-AF 中継伝送は双方向中継通信に 4 タイムスロットを必要とするため、片方向中継通信と比較してピークスループットが半減してしまうといった問題があった。

そこで本稿では、STBC とアナログネットワーク符号化 (ANC) [9] を組み合わせた時空間ブロック符号化アナログネットワーク符号化 (STBC-ANC) 双方向中継伝送を提案する。STBC-ANC 双方向中継伝送では、第 1 タイムスロットにおいて、2 つの地上局が UA 中継局に向けて複数の信号ブロックを同時に送信する。UA 中継局では受信信号に複素共役演算とブロック入れ替えからなる AF-STBC 符号化を適用した後、第 2 タイムスロットにおいて 2 つの地上局に送信する。各地上局では、受信信号から自身の送信信号成分を減算した後、周波数領域等化 (FDE) と AF-STBC 復号をそれぞれ行う。この STBC-ANC 双方向中継伝送では 2 タイムスロットで双方向中継通信を実現できる。STBC-AF 中継伝送を用いて双方向中継通信を行う場合の 2 倍のピークスループットを STBC-ANC 双方向中継伝送が達成できること、また、従来の ANC 双方向中継伝送より優れたスループット特性を達成できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章にて STBC-ANC 双方向中継伝送を提案する。第 3 章にて計算機シミュレーション結果を述べた後、第 4 章にてまとめる。

## 2. STBC-ANC 双方向中継伝送

本稿では UA 中継局を用いる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 間の上空に 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—各地上局間の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。

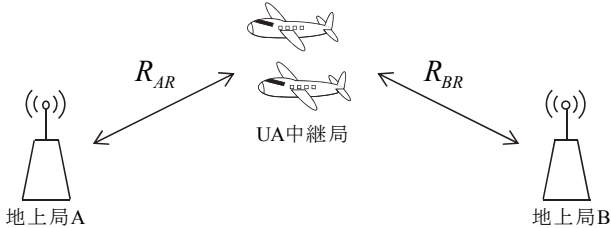


図 1 システムモデル

### 2.1. STBC-ANC 双方向中継伝送の概要

図 2 に各タイムスロットにおける地上局 A, B 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。まず、各地上局では、 $J$  個の直交周波数分割多重 (OFDM) 信号を生成した後、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複素共役演算とブロック入れ替えから構成される AF-STBC 符号化

を適用して  $Q$  個の符号化送信信号を生成した後、第 2 タイムスロットにおいて各地上局に向けて送信する。この UA 中継局の動作は STBC-AF 中継伝送の場合と同じである。各地上局では受信信号から自身の送信信号成分を減算することで自己干渉を取り除く。その後、地上局 A—UA 中継局間リンクのチャンネルと地上局 B—UA 中継局間リンクのチャンネルの積で表される等価チャンネルを用いて受信 FDE および AF-STBC 復号を行い、希望信号を検出する。

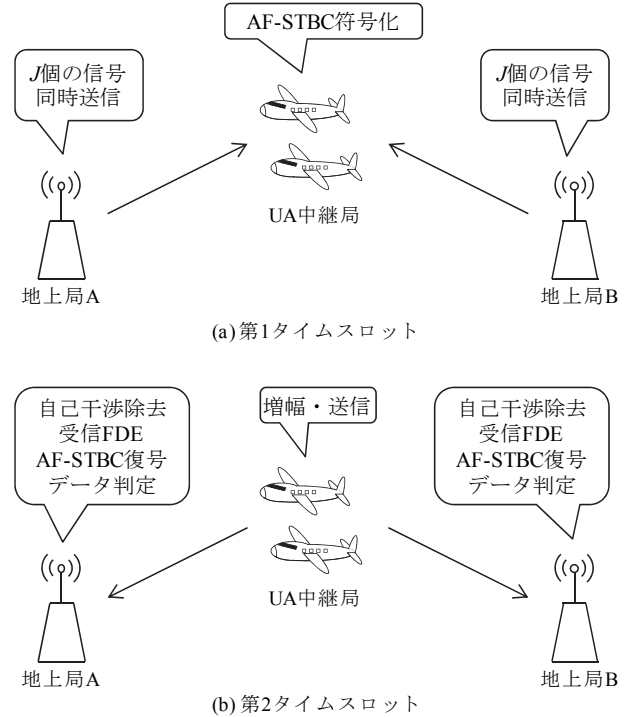


図 2 STBC-ANC の動作

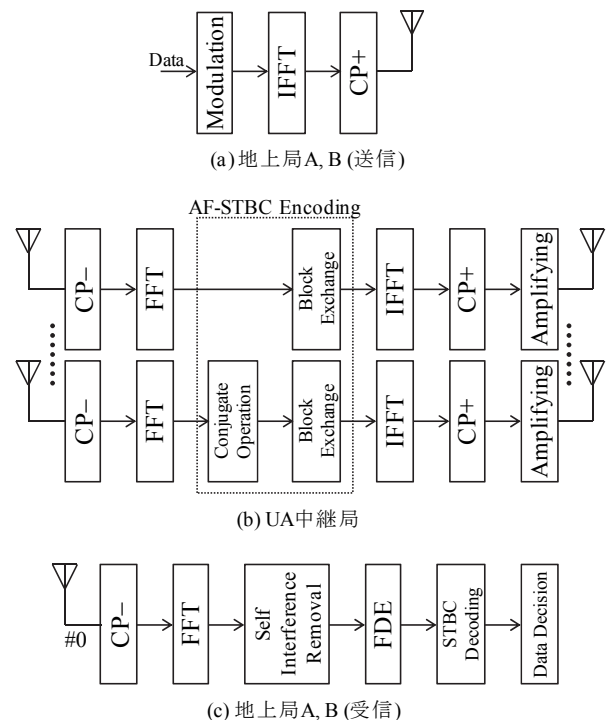


図 3 地上局・UA 中継局の構成

## 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.

各地上局はデータ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) を行って  $J$  ブロックの OFDM 信号を生成した後, 各信号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 UA 中継局に送信する. UA 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. 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,  $\alpha$  は伝搬損失指数である.

その後, UA 中継局はサブキャリアごとに AF-STBC 符号化[7]を適用し,  $N_R \times Q$  ブロックからなる AF-STBC 符号化信号に変換する.  $N_R \times Q$  AF-STBC 符号化信号行列  $\mathbf{X}_R^{(N_R)}(k)$  は次式で与えられる.

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

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

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

その後 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地上局 A, B に向けて増幅・中継する.

以降, 地上局 A, B における処理は同じであるため, 地上局 A における処理に着目して述べる.

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,  $N_c$  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 における受信局の  $1 \times Q$  第  $k$  サブキャリア受信信号行列  $\mathbf{R}_A(k)$  はそれぞれ次式で表される.

$$\mathbf{R}_A(k) = \mathbf{H}_{AR}(k) \mathbf{X}_R^{(N_R)}(k) + \mathbf{N}_A(k) \quad (3)$$

ただし,  $\mathbf{H}_{AR}(k) = [G(0)H_{AR}(0, k), \dots, G(N_R-1)H_{AR}(N_R-1, k)]$  は地上局 A—UA 中継局間の UA 中継局の増幅率を含む  $1 \times N_R$  チャネル行列である. 第  $n_R$  UA 中継局における増幅率  $G(n_R)$  は次式で表される.

$$G(n_R) = \sqrt{\frac{2P_R}{2P_A \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{AR}(n_R, k)|^2 + 2P_B \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{BR}(n_R, k)|^2 + \left(\frac{2N_0}{T_s}\right)^{-1}}} \quad (4)$$

ここで  $P_R = \bar{P}_R \cdot R^{-\alpha}$  は UA 中継局における正規化送信電力であり,  $\bar{P}_R$  は UA 中継局における実際の送信電力である.  $\mathbf{N}_A(k)$  は地上局 A における中継局で増幅された雑音を含む雑音行列である. ここで式(3)は次式のように変形できる.

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

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.

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{ARB}(0, k) = H_{AR}(0, k) H_{BR}(0, k) \\ \mathbf{H}_{ARB}(1, k) = H_{AR}(1, k) H_{BR}^*(1, k) \\ \mathbf{H}_{ARB}(2, k) = H_{AR}(2, k) H_{BR}^*(2, k) \\ \mathbf{H}_{ARB}(3, k) = H_{AR}(3, k) H_{BR}(3, k) \end{cases} \quad (6)$$

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.

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{ARA}(0, k) = H_{AR}(0, k)H_{AR}(0, k) \\ \mathbf{H}_{ARA}(1, k) = H_{AR}^*(1, k)H_{AR}(1, k) \\ \mathbf{H}_{ARA}(2, k) = H_{AR}^*(2, k)H_{AR}(2, k) \\ \mathbf{H}_{ARA}(3, k) = H_{AR}(3, k)H_{AR}(3, k) \end{cases} \quad (7)$$

$\mathbf{X}_A^{(N_A)}(k)$  および  $\mathbf{X}_B^{(N_B)}(k)$  は地上送信局 A および B の AF-STBC 符号化送信信号であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{X}_S^{(2)}(k) = \begin{pmatrix} S_{S,0}(k) & S_{S,1}(k) \\ -S_{S,1}^*(k) & S_{S,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad (8a)$$

$$\mathbf{X}_S^{(3)}(k) = \begin{pmatrix} S_{S,0}(k) & -S_{S,1}^*(k) & -S_{S,2}^*(k) \\ S_{S,1}(k) & S_{S,0}^*(k) & 0 \\ S_{S,2}(k) & 0 & S_{S,0}^*(k) \\ 0 & S_{S,2}^*(k) & -S_{S,1}^*(k) \\ 0 & -S_{S,1}^*(k) & S_{S,2}^*(k) \\ 0 & S_{S,2}^*(k) & S_{S,1}^*(k) \end{pmatrix}^T \quad (8b)$$

$$\mathbf{X}_S^{(4)}(k) = \begin{pmatrix} S_{S,0}(k) & -S_{S,1}^*(k) & -S_{S,2}^*(k) & 0 \\ S_{S,1}(k) & S_{S,0}^*(k) & 0 & S_{S,2}(k) \\ S_{S,2}(k) & 0 & S_{S,0}^*(k) & -S_{S,1}(k) \\ 0 & -S_{S,2}^*(k) & S_{S,1}^*(k) & S_{S,0}(k) \\ 0 & S_{S,1}^*(k) & -S_{S,2}^*(k) & 0 \\ 0 & S_{S,2}^*(k) & S_{S,1}^*(k) & 0 \\ S_{S,1}(k) & 0 & 0 & -S_{S,2}(k) \\ S_{S,2}(k) & 0 & 0 & S_{S,1}(k) \end{pmatrix}^T \quad (8c)$$

ただし  $S \in \{A, B\}$  である. 式(5)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.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_A(k) &= \mathbf{R}_A(k) - \sqrt{2P_A} \mathbf{H}_{ARA}(k) \mathbf{X}_A^{N_A}(k) \\ &= \sqrt{2P_B} \mathbf{H}_{ARB}(k) \mathbf{X}_B^{N_B}(k) + \mathbf{N}_A(k) \end{aligned} \quad (9)$$

式(8)より, 自身の送信信号除去後の受信信号は従来の STBC-AF 中継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[6]. 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 および線形 AF-STBC 復号を行った後, データ復調を行い, 希望信号を検出する.

### 3. 計算機シミュレーション

STBC-ANC 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. チャンネルは 3dB 指数減衰電力遅延プロファイルを有する  $L=8$  パス, 仲上・ライス K ファクタ  $K=10$ dB の周波数選択性仲上・ライスフ

エージング[10]を仮定しており, 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 2 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 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	1536 bits
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Fading type	Nakagami-Rice fading
	K factor	$K=10$ dB
	Power delay profile	Exponential PDP (decay factor of 3dB)
	Delay time	Symbol spaced
	No. of paths	$L=8$
	Normalized Doppler frequency	$f_D T_s \rightarrow 0$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
System model	Normalized distance	$r_{AR} + r_{BR} = 1$
	Normalized $R_{AR}$	$r_{AR}=0.05 \sim 0.95, 0.5$
	No. of antennas	$(1, N_R, 1) : N_R=2, 3, 4$

表 2 電力配分

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

#### 3.1. UA 中継局位置の影響

図 4 に STBC-ANC 双方向中継伝送を用いた場合の UA 中継局位置対平均 BER 特性を示す. ただし, UA 中継局数は 2 機とし, 正規化総送信  $E_b/N_0=10$ dB としている. また, 比較のため従来の ANC 双方向中継伝送を用いた場合の特性も同様に図 4 に示す.

図 4 より, STBC-ANC はすべての UA 中継局位置において ANC より優れた平均 BER 特性を達成できていることがわかる. これは AF-STBC 符号化による空間ダイバーシチ効果が得られたためである. また, 図 4 より, 地上局 A → 地上局 B リンクにおける BER 特性は  $r_{AR}=0.4$  の位置で最も優れた BER が得られているが, 地上局 B → 地上局 A リンクにおける BER 特性は  $r_{AR}=0.6$  の位置で最も優れた BER 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説明できる. AF 中継伝送では中継局で加わった雑音が信号とともに増幅中継される. そのため, AF における BER 特性は, 中継局で加わる雑音によって発生するビット誤

りと受信局で加わる雑音によって発生するビット誤りの両方に影響され、その2つのビット誤りが等しくなる位置で最小のBERが得られる。ここで、中継局で加わった雑音は中継局により増幅されるため、中継局が中心に位置する場合は、中継局で加わった雑音によって発生するビット誤りの方が受信局で加わる雑音によって発生するビット誤りより多い。そのため、AF中継伝送では中継局が送信局に近い位置（つまり中継局の雑音によって発生するビット誤りがより少なくなる位置）で最も優れたBERが得られる。したがって、地上局A→地上局BリンクではUA中継局が中心より地上局Aに近い位置において、地上局B→地上局AリンクではUA中継局が中心より地上局Bに近い位置において最小のBERが得られる。また図4より、地上局A→地上局BリンクのBERと地上局B→地上局Aリンクの平均BERで評価すると、 $r_{AR}=0.5$ の点で最小のBERが得られることがわかる。

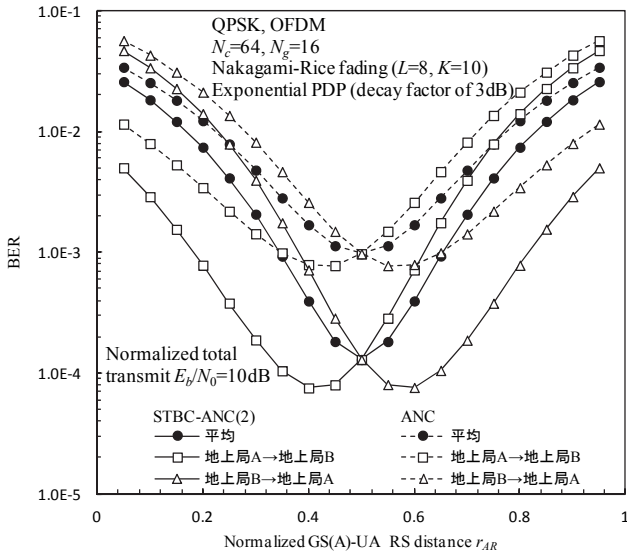


図4 UA中継局位置対平均BER特性

### 3.2. BER特性

図5にUA中継局数を変化させた場合におけるSTBC-ANC双方向中継伝送を用いた場合の正規化総送信 $E_b/N_0$ 対BER特性を示す。また、比較のためANC双方向中継伝送、AF中継伝送およびSTBC-AF中継伝送を用いた場合のBER特性も同様に図5に示す。

図5より、STBC-ANCを用いることで、ANCよりも優れたBER特性が得られていることがわかる。これはAF-STBC符号化を行うことで空間ダイバーシチ効果が得られるためである。例えばUA中継局2機の場合のSTBC-ANCはANCと比較して $BER=10^{-4}$ のための所要正規化総送信 $E_b/N_0$ を約3.5dB低減できる。また、図5よりSTBC-ANC双方向中継伝送において、UA数を増加させるにつれてBER特性が改善していくことがわかる。これはUA中継局数を増加させるにつれてより大きなダイバーシチ利得が得られるためである。しかしながら、UA数を3機から4機に増やした場合はあまりBERの改善がみられない。これはUA数を3機から4機に増やすことでAF-STBC符号化率が1/2から3/8に低下すること、周波数選択性仲上・ライスフ

エージング環境では空間ダイバーシチ効果が得られにくくなることによるものである。図5よりSTBC-ANC双方向中継伝送はSTBC-AF中継伝送と比較してほぼ同等のBER特性が得られていることがわかる。これは表2で示される電力配分を用い、自身の信号成分除去が理想的に行える場合、STBC-ANC双方向中継伝送はSTBC-AF中継伝送とほぼ等しい受信SNRを達成できるためである。

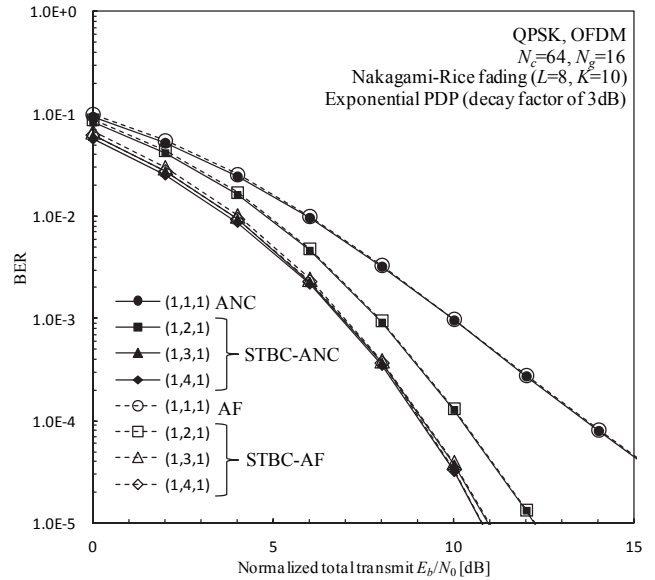


図5 正規化送信 $E_b/N_0$ 対平均BER特性

### 3.3. スループット特性

図6にUA中継局数を変化させた場合におけるSTBC-ANC双方向中継伝送を用いた場合の正規化総送信 $E_s/N_0$ 対スループット特性を示す。また、比較のためANC双方向中継伝送、AF中継伝送およびSTBC-AF中継伝送を用いた場合の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、次式を用いて双方向中継伝送におけるスループット $S$ [bps/Hz]を算出した。

$$S = \frac{2}{T_{slot}} \cdot \frac{1}{1 + 1/R_{STBC}} \cdot (\log_2 M) \cdot (1 - PER) \cdot \left( \frac{N_c}{N_c + N_g} \right) \quad (10)$$

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およびSTBC-ANCでは $T_{slot}=4$ 、AFおよびSTBC-AFでは $T_{slot}=2$ となる。 $R_{STBC}$ はAF-STBC符号化における符号化率であり、UA2機では $R_{STBC}=1$ 、UA3機では $R_{STBC}=1/2$ 、UA4機では $R_{STBC}=3/8$ となる。また $M$ は変調多値数を表す。

図6より、ANCおよびSTBC-ANC双方向中継伝送はAFおよびSTBC-AF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。これはアナログネットワーク符号化を用いることで双方向中継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からである。また図6より、UA中継局2機のSTBC-ANCはANCと比較して所要スループットを達成するための所要正規化総送信 $E_s/N_0$ を低減できることがわかる。例えばピークスループットの90%値

である 1.45bps/Hz を達成するための所要正規化総送信  $E_s/N_0$  を約 2.5dB 低減することができる。また、UA 中継局数が増加するにつれて、AF-STBC 符号化率の低下によりピークスループットは低下するが、低送信  $E_s/N_0$  領域においてスループットの立ち上がりを早くすることができる。

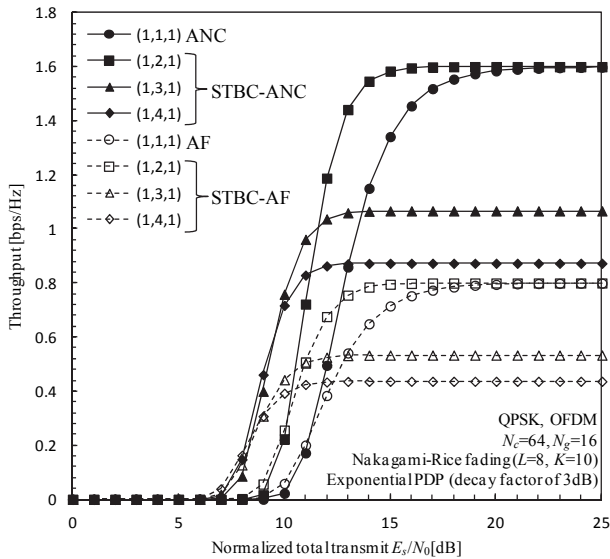


図 6 正規化総送信  $E_s/N_0$  対スループット特性

#### 4. むすび

本稿では STBC-AF 中継伝送と ANC 双方向中継伝送を組み合わせた STBC-ANC 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、STBC-ANC 双方向中継伝送は、STBC-AF 中継伝送を用いて双方向中継通信を行う場合の 2 倍のピークスループットを達成できること、また、従来の ANC 双方向中継伝送より優れたスループット特性を達成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. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 遠藤力, 宮崎寛之, 安達文幸, “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,” 信学技報, vol.114, no.8, RCS2014-11, pp.55-60, 2014 年 4 月.
- [7] 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.
- [8] 遠藤力, 宮崎寛之, 徳田清仁, 安達文幸, “時空間ブロック符号化 AF 中継の実験評価,” 信学技報, vol. 115, no. 113, RCS2015-46, pp. 1-6, 2015 年 6 月.
- [9] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, “Embracing Wireless Interference: Analog Network Coding” in *Proc ACM SIGCOMM*, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [10] S. N. Venkatasubramanian, K. Haneda, K. Takizawa and P. Vainilainen, “Propagation channel model between unmanned aerial vehicles for emergency communications,” *EUROCOSTIC1004*, Feb. 2013.