

循環遅延ダイバーシチを用いた時空間ブロック符号化 AF 中継伝送

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 筆者らはこれまで、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) 中継伝送を提案した. この STBC-AF 中継伝送では UA で複素共役演算とブロック入れ替えからなる AF-STBC 符号化を行う. 受信局では送信局—UA リンクのチャネルと UA—受信局リンクのチャネルの積で表される等価チャネルを用いて周波数領域等化, ダイバーシチ合成および STBC 復号を行う. これまでの検討により, 中継 UA 数を増加させることによって優れたビット誤り率 (BER) 特性が達成できることを明らかにした. しかしながら UA 数が 3 機以上の場合, AF-STBC 符号化による符号化率の低下により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) を用いた STBC-CDD-AF 中継伝送を提案する. STBC-CDD-AF 中継伝送では, 複数の UA を 2 つのグループに分け, グループ単位で中継 UA 数が 2 本の場合の AF-STBC 符号化を適用する. そして, それぞれのグループ内で, UA ごとに異なる循環遅延を与えて AF-STBC-CDD 符号化信号を生成して受信局に送信する. 計算機シミュレーションにより, BER 特性とスループット特性を明らかにし, UA 数が 4 機の場合, STBC-CDD-AF 中継伝送は STBC-AF 中継伝送より高いスループット特性が得られ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, 協調 AF 中継伝送, 循環遅延ダイバーシチ

Space-Time Block Coded Amplify-and-Forward Relay with Cyclic Delay Diversity

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 space-time block coded (STBC) amplify-and-forward (AF) relay for wireless relay communication using unmanned aircrafts (UAs). In STBC-AF relay, UAs perform AF-STBC encoding consisting of conjugate operation and block exchange only. Then, the destination node performs frequency-domain equalization (FDE), diversity combining and linear STBC decoding by using an equivalent channel which is a concatenation of the channels of the source-UA link and the UA-destination link. Our previous study showed that STBC-AF relay can improve bit error rate (BER) performance by increasing the number of UAs. However, when the number of UAs is more than 3, the code rate of AF-STBC decreases, resulting in the throughput degradation. In this paper, we proposed STBC-AF relay with cyclic delay diversity (CDD). In STBC-CDD-AF relay, a number of UAs are divided into 2 groups, and then AF-STBC encoding for 2 UAs is performed by the group. And then, the each UA in each group adds different cyclic delay to each transmit signal. We evaluate, by the computer simulation, the average BER performance and throughput performance when using STBC-CDD-AF relay and showed that STBC-CDD-AF relay achieves higher throughput than STBC-AF relay when the number of UAs is 4.

Keyword space-time block coding, cooperative amplify-and-forward relay, cyclic delay diversity

1. まえがき

先の日本を襲った東日本大震災のような大規模な災害では通信ケーブルの切断や基地局の停電などによりネットワークから孤立したエリアが発生してしまう. そのような場合に迅速にネットワークを復旧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]. しかしながらこのシステムでは UA

が上空を高速で旋回するため地上—UA 間リンクは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などによって通信品質が変動する不安定なリンクとなる [2]. そのため高品質・高安定な無線中継システムを達成するための優れた信号検出技術が必要となる. 周波数選択性フェージングを克服するための手段として, 直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送が広く

知られている[3]. また複数の送受信アンテナを用いる時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチにより送信機の構成を簡易に保ちながら空間ダイバーシチ効果により伝送特性を改善させることができる[4-6].

筆者らはこれまで STBC 符号化と非再生 (AF) 中継伝送を組み合わせた STBC-AF 中継伝送を提案してきた[7-8]. 図 1 に UA2 機の STBC-AF 中継伝送の動作を示す. STBC-AF 中継伝送では, 第 1 タイムスロットにおいて, 送信局が UA に向けて 2 個の信号ブロックを送信する. その後 UA は, 受信ブロックに AF-STBC 符号化を施し, 第 2 タイムスロットにおいて受信局に向けて増幅・送信する. STBC-AF 中継伝送では, UA 毎に複素共役の信号ブロックと複素共役でない信号ブロックが共に存在しない AF-STBC 符号化を用いることにより, 受信局における受信信号を送信局-UA 間チャンネルと UA-受信局間チャンネルの積で与えられる等価チャンネルと AF-STBC 符号化行列の積で表現できる. そのため, 受信局では, 周波数領域等化 (FDE) とダイバーシチ合成を行った後, 簡易な四則演算のみで構成される線形 STBC 復号を行うことで 2 個の受信信号ブロックを得ることができる. これまでの検討により, STBC-AF 中継伝送は従来の AF 中継伝送[9,10]より優れた平均 BER 特性を達成できることおよび中継 UA 数を増やすにしたがってさらに平均 BER 特性を改善できることを明らかにした[7,8]. しかしながら, 中継 UA 数が 3 機以上の場合, AF-STBC 符号化の符号化率が低下してしまい, それに伴ってスループットも低下してしまうという問題があった[8].

そこで本稿では中継局で STBC-AF 中継伝送と循環遅延ダイバーシチ (CDD) [11]を組み合わせた STBC-CDD-AF 中継伝送を提案する. STBC-CDD-AF 中継伝送では, 複数の UA を 2 つのグループに分け, 符号化率が低下しない中継 UA が 2 機の場合の AF-STBC 符号化をグループ単位で適用する. そして, それぞれのグループ内で UA ごとに異なる循環遅延を与えて AF-STBC-CDD 符号化信号を生成し, 受信局に増幅・中継する. これにより, STBC 符号化率を低下させることなく周波数ダイバーシチ効果を獲得でき, 優れたスループット特性を達成できる. 中継 UA 数が 4 機の場合の STBC-CDD-AF 中継伝送の平均ビット誤り率 (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, 中継 UA 数が 4 機の場合, STBC-CDD-AF 中継伝送は STBC-AF 中継伝送より高いスループット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. 第 2 章にて STBC-CDD-AF 中継伝送を提案する. 第 3 章で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.

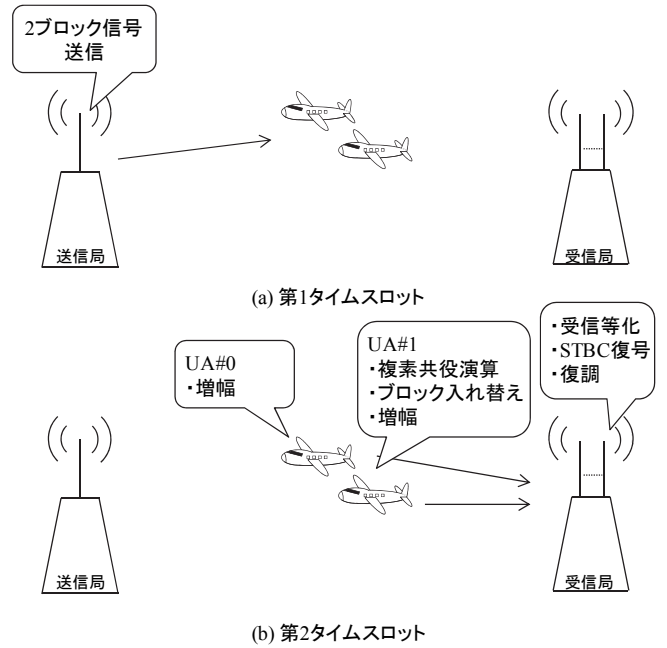


図 1 STBC-AF 中継伝送

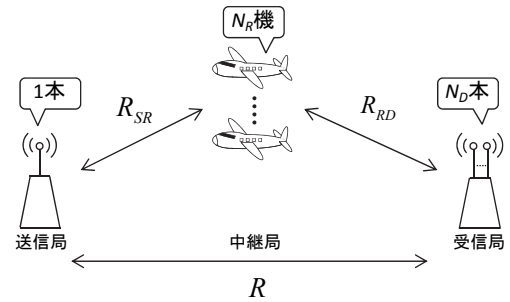


図 2 システムモデル

2. STBC-CDD-AF 中継伝送

本稿では STBC-CDD-AF 中継伝送を仮定している. 図 2 にシステムモデルを示す. 送信局は 1 本, 受信局は N_D 本のアンテナをそれぞれ搭載するものとし, 送信局と受信局間の上空に N_R 機の UA が飛行しているものとする. また送信局と受信局間の距離, 送信局と UA 間の距離および UA と受信局間の距離をそれぞれ R , R_{SR} および R_{RD} とする (それぞれの UA と送信局および受信局との距離の差は無視できるほど小さいものとする). なお, CDD による特性改善に着目するため, 本稿では送信局-受信局間の直接通信は考慮しないものとする. またチャンネル符号化にはターボ符号[12]を用いるものとする.

2.1. STBC-CDD-AF 中継の概要

図 3 に各タイムスロットにおける送信局, UA および受信局の動作を, 図 4 に送信局, UA および受信局の送受信機構成を示す. まず送信局が 2 つの OFDM 信号を生成した後, 第 1 タイムスロットにおいて UA に送信する. 中継 UA では, 複数の UA を 2 つのグループに分け, グループ単位で中継 UA 数が 2 機の場合の AF-STBC 符号化を適用した後, それぞれのグループ内

で、UA ごとに異なる循環遅延を加える。そして第 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、送信局—UA 間チャンネルと UA—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て、受信 FDE および STBC 復号を行う。STBC-CDD-AF 中継伝送では、グループ単位で中継 UA 数が 2 機の場合の AF-STBC 符号化を行うため、中継 UA 数にかかわらず STBC 符号化率は常に 1 となる。また中継 UA 数が増加するにつれて、等価チャンネルの周波数選択性がより厳しくなり、バースト誤りが発生しにくくなるため、チャンネル符号化およびブロックインターリーブと組み合わせることで周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。

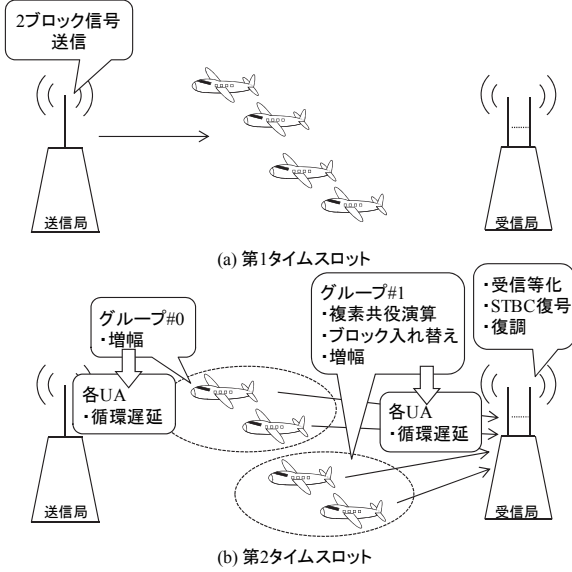


図 3 STBC-CDD-AF 中継伝送

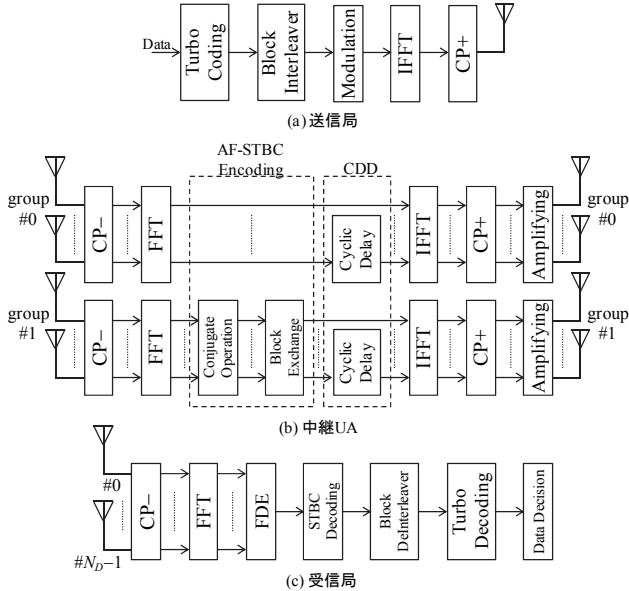


図 3 送受信機構成

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。

送信局はターボ符号化およびブロックインターリ

ーピングを施したビット系列に対し、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 2 個の OFDM 信号を生成した後、各 OFDM 信号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 に送信する。UA 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。送信局の第 j ブロックにおける第 k サブキャリア送信信号を $S_j(k)$ とすると、第 n_R UA における第 k サブキャリア受信信号 $R_{R,j}(n_R, k)$ は次式で表される。

$$R_{R,j}(n_R, k) = \sqrt{2P_s} H_{SR}(n_R, k) S_j(k) + N_{R,j}(n_R, k) \quad (1)$$

ここで、 $H_{SR}(n_R, k) = \sqrt{r_{SR}^{-\alpha}} \bar{H}_{SR}(n_R, k)$ は伝搬損失も含む送信局—第 n_R UA 間のチャンネル利得であり、 $r_{SR} = R_{SR}/R$ は正規化送信局—UA 間距離である。また $\bar{H}_{SR}(n_R, k)$ は送信局—第 n_R UA 間のチャン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 $P_s = \bar{P}_s \cdot R^{-\alpha}$ は送信局の正規化送信電力であり、 α および \bar{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。

中継 UA では複数の UA 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からなる AF-STBC 符号化 [8] をグループ単位で適用する。そして、それぞれのグループ内で UA ごとに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。一般性を失うことなく、第 $0, \dots, N_R/2 - 1$ UA を第 1 グループ、第 $N_R/2, \dots, N_R - 1$ UA を第 2 グループとすると、 $N_R \times 2$ AF-STBC-CDD 符号化行列 $\mathbf{X}_R(k)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{X}_R(k) = \begin{pmatrix} R_{R_0}(0, k) & R_{R_1}(0, k) \\ R_{R_0}(1, k)\Delta & R_{R_1}(1, k)\Delta \\ \vdots & \vdots \\ R_{R_0}(N_R/2-1, k)\Delta^{N_R/2-1} & R_{R_1}(N_R/2-1, k)\Delta^{N_R/2-1} \\ -R_{R_1}^*(N_R/2, k) & R_{R_0}^*(N_R/2, k) \\ -R_{R_1}^*(N_R/2+1, k)\Delta & R_{R_0}^*(N_R/2+1, k)\Delta \\ \vdots & \vdots \\ -R_{R_1}^*(N_R-1, k)\Delta^{N_R/2-1} & R_{R_0}^*(N_R-1, k)\Delta^{N_R/2-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

ここで Δ は循環遅延による位相回転項であり、以下の式で表される。

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

また θ は循環遅延量を表し、 $0 < N_R\theta/2 \leq N_c$ を満たすように設定される。その後、UA は AF-STBC-CDD 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 を付加し、第 2 タイムスロットにおいて受信局に増幅・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 N_c サブキャリアに分解する。受信局における第 k サブキャリアの $N_D \times 2$ 受信信号行列 $\mathbf{R}_D(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_D(k) = \mathbf{H}_{RD}(k)\mathbf{X}_R(k) + \mathbf{N}_D(k) \quad (4)$$

ただし $\mathbf{H}_{RD}(k)=[\mathbf{H}_{RD}(0,k),\dots,\mathbf{H}_{RD}(N_R-1,k)]$ は $\mathbf{H}_{RD}(n_r,k)=G(n_r)\sqrt{r_{RD}}[\bar{H}_{RD}(n_r,0,k),\dots,\bar{H}_{RD}(n_r,N_D-1,k)]^T$ で表される伝搬損失も含む UA—受信局間の $N_D \times N_R$ チャネル行列であり、 $\bar{H}_{RD}(n_r,n_d,k)$ は第 n_r UA—受信局第 n_d アンテナ間チャネルの伝達関数である。 $G(n_r)$ は第 n_r UA の増幅率であり、 $r_{RD}=R_{RD}/R$ は正規化 UA—受信局間距離である。 また $\mathbf{N}_D(k)$ は $N_D \times 2$ 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(1)および式(2)より式(4)は以下のように変形できる。

$$\mathbf{R}_D(k)=\sqrt{2P_s}\mathbf{H}_{SRD}(k)\mathbf{X}_S(k)+\mathbf{N}(k) \quad (5)$$

ただし $\mathbf{H}_{SRD}(k)=[\mathbf{H}_{SRD}(0,k),\mathbf{H}_{SRD}(1,k)]$ は送信局—UA—受信局間の $N_D \times 2$ 等価チャネル行列であり $\mathbf{H}_{SRD}(0,k)$ 、 $\mathbf{H}_{SRD}(1,k)$ はそれぞれ以下の式で表される。

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{SRD}(0,k)=\sum_{n_r=0}^{N_R/2-1} H_{SR}(n_r,k)\mathbf{H}_{RD}(n_r,k)\Delta^{n_r} \\ \mathbf{H}_{SRD}(1,k)=\sum_{n_r=N_R/2}^{N_R-1} H_{SR}^*(n_r,k)\mathbf{H}_{RD}(n_r,k)\Delta^{(n_r-N_R/2)} \end{cases} \quad (6)$$

また、 $\mathbf{X}_S(k)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{X}_S(k)=\begin{pmatrix} S_0(k) & S_1(k) \\ -S_1^*(k) & S_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (7)$$

式(4)より STBC-CDD-AF 中継伝送では、STBC-AF 中継伝送と同様に、受信信号が等価チャネル行列 $\mathbf{H}_{SRD}(k)$ と STBC 符号化信号行列 $\mathbf{X}_S(k)$ との積で表現できることがわかる。 そのため、受信 FDE および複素共役演算と加減算のみからなる線形 STBC 復号を行うだけで信号を検出することができる。 また式(6)で表されるように、中継 UA 数を増やすにつれて、見かけ上のパス数を増やすことができ、チャネルの周波数選択性を激しくさせることができる。 これによりバースト誤りが発生しにくくなるため、チャネル符号化およびブロックインターリービングと組み合わせることで周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。

受信局は、受信信号に対して受信 FDE を適用する。 受信 FDE 後の受信信号 $\mathbf{D}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} D_{0,0}(k) & D_{0,1}(k) \\ D_{1,0}(k) & D_{1,1}(k) \end{pmatrix}=\mathbf{W}(k)\mathbf{R}_D(k) \quad (8)$$

ここで $\mathbf{W}(k)=[\mathbf{W}(0,k),\mathbf{W}(1,k)]^T$ は受信 FDE 重みであり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \mathbf{W}(0,k)=\frac{\mathbf{H}_{SRD}^*(0,k)}{\sum_{i=0}^1 \|\mathbf{H}_{SRD}(i,k)\|^2} \\ \mathbf{W}(1,k)=\frac{\mathbf{H}_{SRD}^*(1,k)}{\sum_{i=0}^1 \|\mathbf{H}_{SRD}(i,k)\|^2} \end{cases} \quad (9)$$

ついで、線形 STBC 復号を行う。 線形 STBC 復号後の受信信号 $\hat{S}_j(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{S}_0(k)=D_{0,0}(k)+D_{1,1}^*(k) \\ \hat{S}_1(k)=D_{0,1}(k)-D_{1,0}^*(k) \end{cases} \quad (10)$$

最後に、STBC 復号後の受信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ターボ復号を行う。

3. 計算機シミュレーション

中継 UA 数が 4 機の場合の STBC-CDD-AF 中継伝送の平均 BER 特性と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 およびサイクリックプレフィックス (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[12]を用いるものとし、繰り返し復号回数は 6 回としている。 なお地上局—UA 間チャネルは、仰上ライスフェージングチャネルで特徴づけられるものと考えられるが、本稿では初期検討として一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定している。 また伝搬損失指数は $\alpha=3.5$ とし、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。 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 UA に等しく配分されるものと仮定している。 また、初期検討のため $r_{SR}+r_{RD}=1$ とした。

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 bits
Channel Coding	Coding	Turbo coding
	Coding rate	$R_{Turbo}=1/2$
Channel model	Channel estimation	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	$L=1\sim 16, 4$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
System model	No. of RS	1
	Normalized R	$r=1$
	Normalized R_{SR}	$r_{SR}=0.1\sim 0.9, 0.5$
	No. of antennas	$(S,R,D)=(1,N_R,1)$

3.1. パス数の影響

図 5 にパス数を変化させた場合の STBC-CDD-AF 中継伝送における正規化送信局—UA 間距離対平均 BER 特性を示す。 ただし循環遅延量 θ は $\theta=N_c/2$ とし、総送信 E_b/N_0 は 8dB としている。 また比較のため中継 UA 数が 2 機の場合の STBC-AF 中継伝送における平均 BER 特性も図 5 に示す。 図 5 より、STBC-CDD-AF 中

継伝送および STBC-AF 中継伝送どちらにおいてもパス数が増加するにつれて BER 特性が改善されていることが分かる。これはパス数が増加するにつれてチャネルの周波数選択性が厳しくなることで、チャネル符号化による周波数ダイバーシチ利得が増加するためである。また同じパス数で比較した場合、すべての UA 位置において STBC-CDD-AF 中継伝送が STBC-AF 中継伝送より優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。これは CDD を用いることにより見かけ上のパス数が増加し、より大きな周波数ダイバーシチ利得を獲得できるためである。また図 5 より、STBC-CDD-AF 中継伝送はパス数が増加するにつれて BER の改善効果が小さくなっていくことがわかる。たとえば STBC-CDD-AF 中継伝送の 8 パスの場合と 16 パスの場合ではほとんど特性に差はない。これは CDD を用いることでチャネルの周波数選択性が十分厳しくなり、バースト誤りを十分にランダム化できたためである。STBC-CDD-AF 中継伝送において受信 FDE に用いられる等価チャネルは送信局—UA 間チャネルと UA—受信局間のチャネルの積で表されるため、等価チャネルの見かけ上のパス数は各リンクのパス数の和となる。(実際には畳み込みとなるため $2L-1$ 本のパスとなる)。また CDD を用いることで見かけ上のパス数をさらに 2 倍にすることができる。これらのことから、STBC-CDD-AF 中継伝送では、見かけ上のパス数を $8 \times 2 = 32$ パス以上とすることで、十分な周波数ダイバーシチ効果を獲得できるといえる。また図 5 より BER を最も小さくする UA 位置は、パス数が増加するにつれて受信局側に近づいていくことがわかる。これは、中継伝送の BER 特性は UA で加わる雑音と受信局で加わる雑音の両方が影響するからであり、パス数が増加するにつれて UA の雑音の影響が小さくなるためである。例えば、STBC-CDD-AF 中継伝送においてパス数が 1 および 4 の場合、正規化送信局—UA 間距離 r_{SR} がそれぞれ $r_{SR}=0.4$ および 0.5 の時に最も BER が小さくなっている。

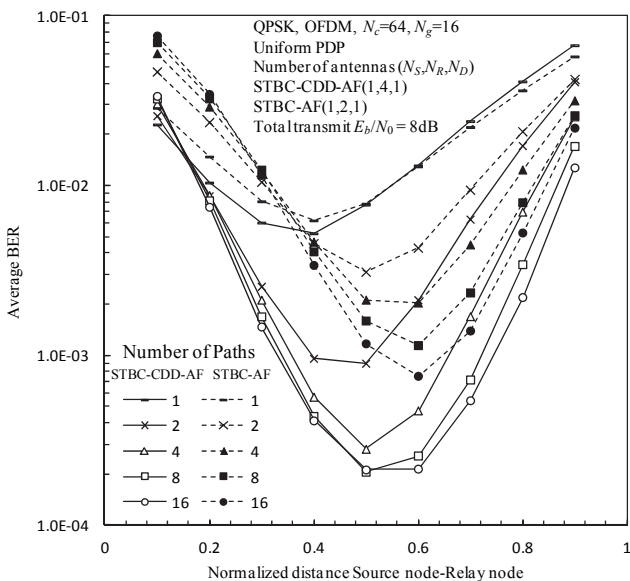


図 5 UA 位置対平均 BER 特性

3.2. 平均 BER 特性

図 6 にパス数 $L=4$ の場合の STBC-CDD-AF 中継伝送における総送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし正規化送信局—UA 間距離 $r_{SR}=0.5$ とし、CDD の循環遅延量 θ は $\theta=N_c/2$ としている。また比較のため、中継 UA 数が 2 機および 4 機の場合の STBC-AF 中継伝送における平均 BER 特性も図 6 に示す。図 6 より STBC-CDD-AF 中継伝送は中継 UA 数が 2 機の場合の STBC-AF 中継伝送より優れた平均 BER 特性が達成できることがわかる。これは CDD を用いることで周波数ダイバーシチ利得を獲得できるためである。例えば STBC-CDD-AF 中継伝送は中継 UA 数が 2 機の場合の STBC-AF 中継伝送と比較して $BER=10^{-4}$ を達成するための所要総送信 E_b/N_0 を約 4dB 低減できる。一方で、中継 UA 数が 4 機の場合の STBC-AF 中継伝送と比較すると、STBC-AF 中継伝送の方がより優れた平均 BER 特性を達成している。これは CDD による周波数ダイバーシチ利得よりも、STBC による空間ダイバーシチ利得の方が大きいためである。以上のことから、伝送品質 (BER 特性) が重視されるような伝送方式では、符号化率が低下してしまうものの、中継 UA 数が 4 機の STBC-AF 中継伝送を用いた方が有効であるといえる。

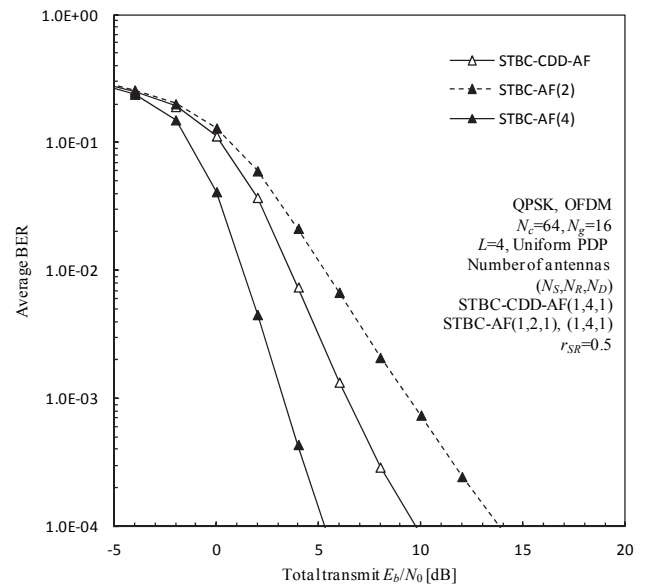


図 6 総送信 E_b/N_0 対平均 BER

3.3. スループット特性

図 7 にパス数 $L=4$ の場合の STBC-CDD-AF 中継伝送における総送信 E_b/N_0 対スループット特性を示す。ただし正規化送信局—UA 間距離 $r_{SR}=0.5$ とし、CDD の循環遅延量 θ は $\theta=N_c/2$ としている。また比較のため、中継 UA 数が 2 機および 4 機の場合の STBC-AF 中継伝送におけるスループットも図 7 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。

$$\text{Throughput} = R_{\text{turbo}} \cdot \frac{1}{1 + 1/R_{\text{STBC}}} \cdot (\log_2 M) \cdot (1 - PER) \left(\frac{N_c}{N_c + N_g} \right) \quad (11)$$

ここで M は変調多値数を示す。 R_{STBC} は AF-STBC 符号

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] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*, Artech House, 2000.
- [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] 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] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] J. N. Laneman, G. W. Wornell, “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] J. H. Song, J. H. Kim, H. K. Song, “Space-Time Cyclic Delay Diversity Encoded Cooperative Transmissions for Multiple Relays,” *IEICE Trans Commun*, Vol.E92-B, No.6, pp.2320-2323, June 2009.
- [12] 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.

化率を表し, STBC-CDD-AF 中継伝送および中継 UA 数が 2 機の STBC-AF 中継伝送では $R_{STBC}=1$, 中継 UA 数が 4 機の STBC-AF 中継伝送では $R_{STBC}=3/8$ となる. 図 7 より STBC-CDD-AF 中継伝送は, 総送信 $E_s/N_0=2\text{dB}$ 以上の領域において, 中継 UA 数が 4 機の STBC-AF 中継伝送より高いスループットを達成できることがわかる. これは, STBC-AF 中継伝送では符号化率が $3/8$ と低下してしまうのに対し, STBC-CDD-AF 中継伝送では中継局アンテナ本数にかかわらず STBC 符号化率が常に 1 となるためである. また図 7 より, STBC-CDD-AF 中継伝送は中継 UA 数が 2 機の STBC-AF 中継伝送より所要スループットを達成可能な所要 E_s/N_0 を低減できることがわかる. これは CDD と組み合わせることで周波数ダイバーシチ利得を獲得できるためである. 例えば STBC-CDD-AF 中継伝送は中継 UA 数が 2 機の場合の STBC-AF 中継伝送と比較してスループット 0.35bps/Hz を達成するための所要総送信 E_s/N_0 を約 2dB 低減することができる.

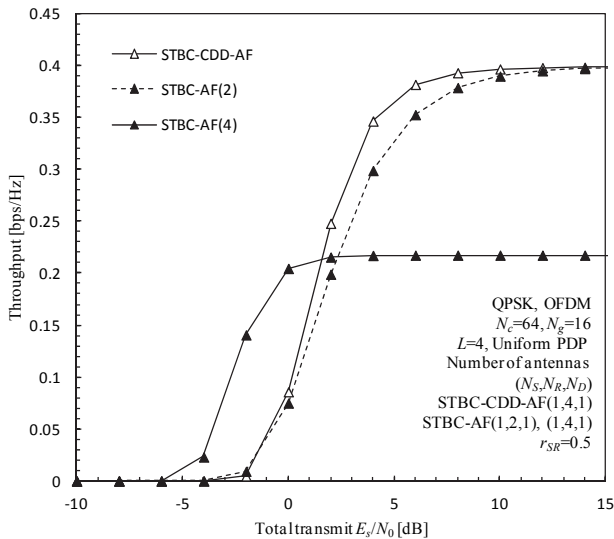


図 7 総送信 E_s/N_0 対スループット特性

4. むすび

本稿では CDD と STBC-AF 中継伝送を組み合わせた STBC-CDD-AF 中継伝送を提案した. STBC-CDD-AF 中継伝送では, AF-STBC 符号化による符号化率の低下を防ぎながら中継 UA 数を増加させることができる. 計算機シミュレーションにより, STBC-CDD-AF 中継伝送は中継 UA 数が 2 機の STBC-AF 中継伝送と比較して $\text{BER}=10^{-4}$ を達成するための所要総送信 E_b/N_0 を約 4dB 低減出来ることを明らかにした. また, 総送信 $E_s/N_0=2\text{dB}$ 以上の領域において, STBC-CDD-AF 中継伝送は, 中継 UA 数が 4 機の STBC-AF 中継伝送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.

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.