

シングルキャリア MIMO アナログネットワーク符号化双方向通信 における送信ダイバーシチおよび周波数領域等化に関する一検討

宮崎 寛之[†] 中田 雅之[†] 小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

あらまし 本稿では、シングルキャリアマルチ送受信 (MIMO) アナログネットワーク符号化 (ANC) 双方向通信において、端末および基地局両方でダイバーシチ効果が得られる送信ダイバーシチおよび周波数領域等化を提案する。提案法では、複数のアンテナを持つリレー局において端末および基地局における受信希望信号電力が最大となるように送信ダイバーシチを行い、さらに端末および基地局受信機において最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を行うことで符号間干渉を低減する。これにより、端末および基地局両方においてアンテナダイバーシチ効果および周波数ダイバーシチ効果が得られ、単一アンテナリレーを用いる ANC より高い受信希望信号電力対雑音電力比 (SNR) を実現することができる。計算機シミュレーションにより、提案法を用いた場合のスループット分布を明らかにし、提案法は最大スループットを達成するための所要送信電力を単一アンテナリレーを用いる ANC より低減できることを示す。

キーワード アナログネットワーク符号化, シングルキャリア伝送, 送信ダイバーシチ

Transmit Diversity and Frequency-Domain Equalization for Bi-Directional Transmissions Using Single-Carrier MIMO Analog Network Coding

Hiroyuki MIYAZAKI[†] Masayuki NAKADA[†] Tatsunori OBARA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

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

Abstract

In this paper, we propose a transmit diversity and a frequency-domain equalization (FDE) schemes for bi-directional transmissions using multi-input multi-output (MIMO) analog network coding (ANC). In the proposed scheme, relay station (RS) which provides several antennas carries out the transmit diversity so as to maximize the received desired signal powers at both mobile terminal (MT) and base station (BS). In MT and BS receivers, FDE based on minimum mean square error (MMSE) criterion is carried out in order to reduce the inter-symbol interference (ISI). We evaluate, by computer simulation, throughput distributions when using the proposed scheme and show that the proposed scheme can reduce the required transmit power for achieving the maximum throughput compared to ANC when using a single-antenna relay.

Keyword Analog network coding, single-carrier transmission, transmit diversity

1. まえがき

基地局から遠い無線セル端に近いエリアでは受信信号が低く周辺無線セルからの干渉が大きいことから、スループットが極端に低下してしまう。無線セル端に近いエリアでのスループットの低下を救済する手段としてリレー伝送が盛んに研究されている[1]。リレー伝送では、セル内にリレー局を複数設置し、端末および基地局はリレー局を中継して信号伝送を行う。リレー伝送により伝搬損失およびシャドウイング損失の影響を低減でき、所要の送信電力を低減することができる。しかし、時分割複信 (TDD) リレー伝送では、上り/下りリンク双方向通信を行うために4タイムスロットを必要とし、リレー局を用いない端末-基地局間直接通信の場合の2倍のタイムスロットを要する。そのため、TDD リレー双方向通信では最大スループットが直接

通信の半分に減少してしまう。

この問題を解決する手段として、近年、アナログネットワーク符号化 (ANC) 伝送が注目を集めている[2-4]。ANC 伝送では、第1タイムスロットにおいて、端末および基地局がリレー局に同時送信し、第2タイムスロットにおいて、リレー局が受信信号を増幅後、端末と基地局に同時送信する。その後端末および基地局受信機は受信信号から自身の信号成分を除去することによって希望信号を検出する。したがって、ANC 伝送では双方向通信を2タイムスロットで実現可能であり、直接通信と等しい最大スループットを達成することができる。

さらにスループットを改善する手段として複数のアンテナを有するリレー局を介して ANC 伝送を行うマルチ送受信 (MIMO) -ANC 伝送が検討されている[5-6]。MIMO-ANC 伝送では送信ダイバーシチをリレー

局に適用することにより、従来の ANC 伝送より高い受信信号電力対雑音電力比 (SNR) を達成することができる。文献[6]では、MIMO-ANC 伝送における上下リンクの合計チャネル容量を最大とするリレー局の送信重みについて検討されている。しかしながら、MIMO-ANC 伝送を広帯域シングルキャリア (SC) 伝送に適用した例はなく、SC-MIMO-ANC 伝送における送信ダイバーシチおよび周波数領域等化については未検討であった。

そこで本稿では、SC-MIMO-ANC 伝送における送信ダイバーシチおよび周波数領域等化 (FDE) を提案する。提案法では、リレー局において端末および基地局両方における受信希望信号電力が最大となるように送信ダイバーシチを行う。また端末および基地局両方において、それぞれ最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく受信 FDE を行うことで符号間干渉 (ISI) を補償する。提案法を用いた時のスループット分布を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本稿の構成は以下のようになっている。第 2 章ではシステムモデルを示し、MIMO-ANC 伝送の動作および信号表現について説明する。第 3 章では、端末および基地局両方における希望信号電力が最大となる送信ダイバーシチおよび MMSE 規範に基づく受信 FDE を提案する。第 4 章にて計算機シミュレーションによるスループット分布を示し、第 5 章にてまとめる。

2. MIMO-ANC 上り/下りリンク双方向通信

2.1. システムモデル

MIMO-ANC 伝送による上り/下りリンク双方向通信システムモデルを図 1 に示す。シングルユーザ環境を仮定し、円形セル内に I 個のリレー局が配置されているものとする。端末および基地局は 1 本のアンテナを、各リレー局は J 本のアンテナを有すると仮定している。セル半径を R とし、端末-第 i ($i=0, \dots, I-1$) リレー間距離および基地局-第 i リレー間距離をそれぞれ $R_{M,i}$ および $R_{B,i}$ で表す。

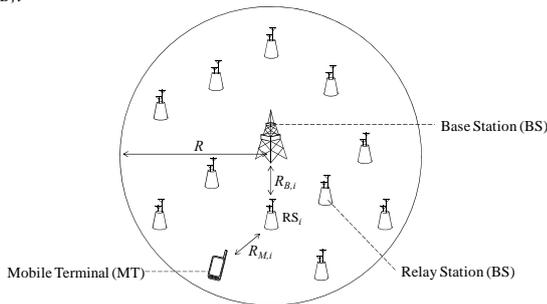


図 1 システムモデル

2.2. MIMO-ANC 伝送

本稿ではシンボル時間間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる。図 2 に各タイムスロットにおける端末、基地局およびリレー局の動作を、図 3 に端末、基地局およびリレー局の送受信機構成を示す。

まず第 1 タイムスロットにおいて端末および基地局がリレー局に同時送信する。リレー局は送信ダイバーシチを適用した後、電力増幅を行い、第 2 タイムスロットにて端末および基地局に同時送信する。端末および

基地局受信機では、受信信号に高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域に変換した後、自身の信号成分を除去して希望信号を検出する。

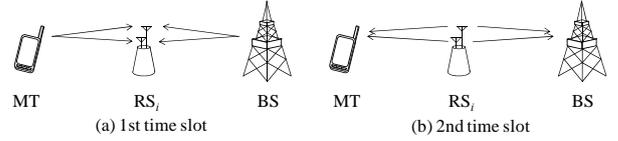


図 2 MIMO-ANC 伝送の動作 ($J=2$ の場合)

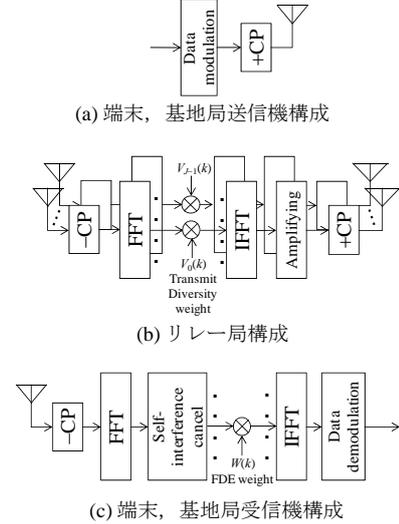


図 3 送受信機構成

2.3. 信号表現

MIMO-ANC 伝送のために、第 i リレーが選択されたものとし、第 1 タイムスロットと第 2 タイムスロットで複素パス利得の時間変動はないと仮定する。

(a) 第 1 タイムスロット

端末および基地局における送信シンボルブロックをそれぞれ $\{s_M(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{s_B(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ と表現する。基地局と端末はそれぞれ N_g 個のシンボルからなるサイクリックプレフィックス (CP) をブロックの先頭のガード区間に挿入した後、第 1 タイムスロットにおいて、リレー局に同時に送信する。リレー局の各アンテナには、端末および基地局の送信信号の重ね合わせが受信される。したがって、CP 除去後のリレー局の第 j アンテナ ($j=0, \dots, J-1$) における受信信号 $\{r_{i,j}(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される。

$$r_{i,j}(t) = \sqrt{2\bar{P}_B R_{B,i}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{B,i}}{10}}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{B,i,j,l} s_B((t-\tau_l) \bmod N_c) + \sqrt{2\bar{P}_M R_{M,i}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{M,i}}{10}}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{M,i,j,l} s_M((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{i,j}(t) \quad (1)$$

ただし、 \bar{P}_B および \bar{P}_M はそれぞれ基地局および端末における送信電力を表す。 α は伝搬損失指数であり、 $\eta_{B,i}$ および $\eta_{M,i}$ はそれぞれ基地局-第 i リレー間および端末-第 i リレー局間のシャドウイング損失 (dB) である。 $n_{i,j}(t)$ はリレー局第 j アンテナにおける零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。また N_0 は片側電力スペクトル密度である。 $\bar{h}_{B,i,j,l}$ および $\bar{h}_{M,i,j,l}$ はそれぞれ基地局-リレー局第 j アンテナ間および

び端末-リレー局第 j アンテナ間における第 l パスの複素パス利得であり, τ_l は第 l パスの遅延時間である.

ここで式(1)は以下のように変形できる.

$$\begin{aligned}
r_{i,j}(t) &= \sqrt{2(\bar{P}_B R^{-\alpha}) \left(\frac{R_{B,i}}{R} \right)^{-\alpha}} 10^{\frac{\eta_{B,i}}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{B,i,j,l} s_B((t-\tau_l) \bmod N_c) \\
&+ \sqrt{2(\bar{P}_M R^{-\alpha}) \left(\frac{R_{M,i}}{R} \right)^{-\alpha}} 10^{\frac{\eta_{M,i}}{10}} \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{M,i,j,l} s_M((t-\tau_l) \bmod N_c) \\
&+ n_{i,j}(t) \\
&= \sqrt{2\bar{P}_B} \sum_{l=0}^{L-1} h_{B,i,j,l} s_B((t-\tau_l) \bmod N_c) \\
&+ \sqrt{2\bar{P}_M} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M,i,j,l} s_M((t-\tau_l) \bmod N_c) + n_{i,j}(t)
\end{aligned} \tag{2}$$

ただし, P_B および P_M は, それぞれ基地局および端末における正規化送信電力であり, $P_B = \bar{P}_B R^{-\alpha}$ および $P_M = \bar{P}_M R^{-\alpha}$ で与えられる. また $h_{B,i,j,l}$ および $h_{M,i,j,l}$ は, それぞれ伝搬損失とシャドウイング損失を含む基地局-リレー局第 j アンテナ間および端末-リレー局第 j アンテナ間におけるチャネル利得であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} h_{B,i,j,l} = \bar{h}_{B,i,j,l} \cdot \sqrt{(R_{B,i}/R)^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{B,i}/10}} = \bar{h}_{B,i,j,l} \cdot \sqrt{r_{B,i}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{B,i}/10}} \\ h_{M,i,j,l} = \bar{h}_{M,i,j,l} \cdot \sqrt{(R_{M,i}/R)^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M,i}/10}} = \bar{h}_{M,i,j,l} \cdot \sqrt{r_{M,i}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M,i}/10}} \end{cases} \tag{3}$$

ただし, $r_{B,i} = R_{B,i}/R$ および $r_{M,i} = R_{M,i}/R$ はそれぞれセル半径で正規化された基地局-第 i リレー間距離および端末-第 i リレー間距離である.

リレー局では各アンテナの受信信号から CP を除去したのち, N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号 $\{R_{i,j}(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ に変換する. $R_{i,j}(k)$ は次式で表わされる.

$$\begin{aligned}
R_{i,j}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{i,j}(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\
&= \sqrt{2\bar{P}_B} H_{B,i,j}(k) s_B(k) + \sqrt{2\bar{P}_M} H_{M,i,j}(k) s_M(k) + N_{i,j}(k)
\end{aligned} \tag{4}$$

ここで, $\{S_M(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ および $\{S_B(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ はそれぞれ端末および基地局の周波数領域送信信号である. $H_{B,i,j}(k)$ および $H_{M,i,j}(k)$ はそれぞれ基地局-リレー局第 j アンテナ間および端末-リレー局第 j アンテナ間のチャネルの伝達関数であり, $N_{i,j}(k)$ は周波数領域雑音である. それぞれ次式で表わされる.

$$\begin{cases} S_M(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} s_M(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\ S_B(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} s_B(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \\ H_{B,i,j}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{B,i,j,l} \exp(-2\pi k \tau_l / N_c) \\ H_{M,i,j}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{M,i,j,l} \exp(-2\pi k \tau_l / N_c) \\ N_{i,j}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{i,j}(t) \exp(-2\pi kt/N_c) \end{cases} \tag{5}$$

その後, 第 j アンテナの周波数領域受信信号 $R_{i,j}(k)$ に送信ダイバーシチ重み $V_j(k)$ を乗算する. 送信ダイバーシチ重み乗算後の周波数領域信号 $\{\hat{R}_{i,j}(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ は次式で表わされる.

$$\hat{R}_{i,j}(k) = V_j(k) R_{i,j}(k) \tag{6}$$

リレー局のブロック平均送信信号電力が一定となるように各アンテナの送信ダイバーシチ重み $V_j(k)$ は以下の制約条件を満たすものとする.

$$\sum_{j=0}^{L-1} |V_j(k)|^2 = 1 \tag{7}$$

送信ダイバーシチ後の周波数領域信号に対して逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号 $\{\hat{r}_{i,j}(t):t=0,\dots,N_c-1\}$ に変換したのち, 各アンテナで増幅を行う. ここで増幅率 $\beta_{i,j}$ は各アンテナの平均送信信号電力が一定となるように設定される. 第 j アンテナにおける増幅率 $\beta_{i,j}$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
\beta_{i,j} &= \sqrt{\frac{2P_i}{E[r_{i,j}(t)^2]}} \\
&= \sqrt{\frac{2P_i}{\left(2\bar{P}_B \sum_{l=0}^{L-1} |h_{B,i,j,l}^j|^2 + 2\bar{P}_M \sum_{l=0}^{L-1} |h_{M,i,j,l}^j|^2 + 2N \right)}}
\end{aligned} \tag{8}$$

ここで P_i はリレー局の正規化送信電力であり, リレーの局の送信電力を \bar{P}_i とすると, $P_i = \bar{P}_i R^{-\alpha}$ で表される. また $N = N_0/T_s$ は雑音電力を表わす. 本稿では直接通信との公平な比較のため, 双方向通信に要する総送信電力一定という制約条件を用いる.

$$P_i + P_M + P_B = P_T \tag{9}$$

ここで P_T は正規化総送信電力である.

(b) 第 2 タイムスロット

リレー局は各アンテナの送信信号ブロックに CP を挿入した後, 第 2 タイムスロットにて端末と基地局に同時送信する. 端末および基地局ではリレー局の各アンテナからの信号の重ね合わせが受信される. 端末および基地局における CP 除去後の受信信号 $\{r_M(t):t=0,\dots,N_c-1\}$ および $\{r_B(t):t=0,\dots,N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表わされる.

$$\begin{cases} r_M(t) = \sum_{j=0}^{L-1} \left(\beta_{i,j} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M,i,j,l} \hat{r}_{i,j}((t-\tau_l) \bmod N_c) \right) + n_M(t) \\ r_B(t) = \sum_{j=0}^{L-1} \left(\beta_{i,j} \sum_{l=0}^{L-1} h_{B,i,j,l} \hat{r}_{i,j}((t-\tau_l) \bmod N_c) \right) + n_B(t) \end{cases} \tag{10}$$

ここで, $n_M(t)$ および $n_B(t)$ はそれぞれ端末および基地局における零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である. その後端末および基地局では受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号 $\{R_B(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ および $\{R_M(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ に変換する. $R_B(k)$ および $R_M(k)$ はそれぞれ次式のように表される.

$$\begin{cases}
R_B(k) = \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \right) S_M(k) \\
\quad + \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{B,i,j}(k) V_j(k) \right) S_B(k) \\
\quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) V_j(k) N_{i,j}(k) \right) + N_B(k) \\
R_M(k) = \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \right) S_B(k) \\
\quad + \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{M,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \right) S_M(k) \\
\quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{M,i,j}(k) V_j(k) N_{i,j}(k) \right) + N_M(k)
\end{cases} \quad (11)$$

ここで、 $N_B(k)$ 、および $N_M(k)$ はそれぞれ基地局および端末における雑音成分である。

次に、端末および基地局受信信号には自分自身の信号成分が含まれるため、それを次式のように除去する。

$$\begin{cases}
\tilde{R}_B(k) = R_B(k) - \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{B,i,j}(k) V_j(k) \right) S_B(k) \\
\quad = \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \right) S_M(k) \\
\quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) V_j(k) N_{i,j}(k) \right) + N_B(k) \\
\tilde{R}_M(k) = R_M(k) - \sqrt{2P_M} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{M,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \right) S_M(k) \\
\quad = \sqrt{2P_B} \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \right) S_B(k) \\
\quad + \left(\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{M,i,j}(k) V_j(k) N_{i,j}(k) \right) + N_M(k)
\end{cases} \quad (12)$$

自分自身の信号成分を除去したのち、次式のように FDE を行う。

$$\begin{cases}
\hat{R}_B(k) = \tilde{R}_B(k) W_B(k) \\
\hat{R}_M(k) = \tilde{R}_M(k) W_M(k)
\end{cases} \quad (13)$$

最後に、FDE 後の周波数領域信号に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換し、データ復調を行う。

3. 送信ダイバーシチ重みおよび受信 FDE 重み

3.1. 重みの導出

式(12)において、右辺第 1 項は希望信号成分、第 2 項はリレー局で加わった雑音成分、第 3 項は基地局もしくは端末で加わった雑音成分である。式(12)より、端末と基地局における受信雑音電力が異なることが分かる。これはリレー局で加わった雑音がそれぞれ異なるチャンネルを伝搬して受信されるからである。したがって、上下リンクで平均二乗誤差 (MSE) を同時に最小とする送信ダイバーシチ重みは存在しない。

そこで本稿では端末および基地局における受信希望信号電力がともに最大となるようにリレー局の送信

ダイバーシチ重みを決定する。希望信号成分に注目すると次式で表わされるダイバーシチ合成後の等価チャネル利得 $\tilde{H}(k)$ が上下リンクで等しいことが分かる。

$$\tilde{H}(k) = \sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k) V_j(k) \quad (14)$$

これは第 1 タイムスロットのチャネル利得と第 2 タイムスロットのチャネル利得が等しいためである。よって上下リンクで受信希望信号電力を同時に最大とすることは可能である。端末および基地局における受信希望信号電力を同時に最大とする送信ダイバーシチ重みは次式で表わされる。

$$V_j(k) = \frac{(H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k))^*}{\sqrt{\sum_{j=0}^{J-1} |H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k)|^2}} \quad (15)$$

このとき、リレー局の各アンテナから送信された希望信号は端末および基地局受信機で同相合成されるため、 $\tilde{H}(k)$ は次式のように実数となる。

$$\tilde{H}(k) = \frac{\sum_{j=0}^{J-1} \beta_{i,j} |H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k)|^2}{\sqrt{\sum_{j=0}^{J-1} |H_{B,i,j}(k) H_{M,i,j}(k)|^2}} \quad (16)$$

式(16)の送信ダイバーシチ重みはチャネルの周波数選択性による振幅変動を補償しないため、このまま SC 伝送に適用すると符号間干渉 (ISI) が生じてしまう。そこで、端末および基地局の受信機でそれぞれ受信 FDE を行う。端末および基地局における受信 FDE 重み $W_M(k)$ および $W_B(k)$ はそれぞれ MMSE 規範に基づき決定される。まず端末および基地局における $MSE e_M$ および e_B を次式のように定義する。

$$\begin{cases}
e_M = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| \hat{R}_M(k) - \sqrt{2P_B} S_B(k) \right|^2 \right] \\
e_B = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| \hat{R}_B(k) - \sqrt{2P_M} S_M(k) \right|^2 \right]
\end{cases} \quad (17)$$

$\partial e_M / \partial W_M(k) = 0$ および $\partial e_M / \partial W_M(k) = 0$ より、 $W_B(k)$ および $W_M(k)$ を求めると、それぞれ次式のように与えられる。

$$\begin{cases}
W_M(k) = \frac{\tilde{H}(k)}{(\tilde{H}(k))^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{J-1} \beta_j^2 |H_{M,i,j}(k) V_j(k)|^2 + 1 \right\} \left(\frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \\
W_B(k) = \frac{\tilde{H}(k)}{(\tilde{H}(k))^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{J-1} \beta_j^2 |H_{B,i,j}(k) V_j(k)|^2 + 1 \right\} \left(\frac{P_M}{N} \right)^{-1}}
\end{cases} \quad (18)$$

上式より、受信 FDE 重みは常に実数であることが分かる。このことは、提案法ではリレー局にて位相補償を、端末および基地局受信機において振幅補償をそれぞれ分担して行っていることを示している。

4. 計算機シミュレーション

提案した送信ダイバーシチおよび受信 FDE を用いる MIMO-ANC 伝送におけるスループット分布を計算機シミュレーションにより求めた。本稿で用いるスループット S (bps/Hz) を次式に示す。

$$S = \frac{M}{2} \cdot (1 - PER) \cdot \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (19)$$

ただし M は変調多値数, PER はパケット誤り率である. 上式で表わされるスループットの累積分布 (CDF) を求め, その CDF $x\%$ 値を $x\%$ アウテージスループットと定義する.

シミュレーション諸元を表 1 に示す. 変調方式として QPSK 変調および 16QAM 変調を仮定しており, FFT ブロックサイズ N_c および CP サイズ N_g はそれぞれ $N_c=128$ シンボル, $N_g=16$ シンボルとしている. また 1 パケットは 10 ブロックで構成されているものとする. 等電力遅延プロファイル有する $L=16$ パス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 α およびシャドウイング標準偏差 σ はそれぞれ $\alpha=3.5$, $\sigma=7.0$ dB と仮定している. セル内には $I=6$ 局のリレー局が基地局から等しい距離 ($R_{B0}=\dots=R_{B5}=R_{BR}$) に等間隔に配置しているものとし, 正規化基地局-リレー間距離 $r_{B,i}$ は $r_{B,i}=0.5$ と設定する.

基地局-リレー間通信は固定無線通信であるので, 本稿では基地局-リレー間の平均受信 SNR Γ が目標値を達成するようにリレーの位置を設定できるものとする. 目標値 Γ を次式のように偏差 Δ を用いて表現する.

$$\Gamma = \frac{P_i}{N} (\text{dB}) + 10 \log_{10} r_{B,i}^{-\alpha} (\text{dB}) + \Delta (\text{dB}) \quad (20)$$

本稿では簡単のため $\Delta=0$ dB としている. また次式に従い, 端末-リレー間の短区間平均受信電力が最も大きい第 i リレーを選択して MIMO-ANC 伝送を行う.

$$i = \arg \max_{i'=0,\dots,I-1} P_{M,i'} \cdot r_{M,i'}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_{M,i'}}{10}} \quad (21)$$

端末, 基地局およびリレー局におけるチャネル推定は理想的としている.

表 1 シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK, 16QAM
	FFT block size	$N_c=128$
	CP size	$N_g=16$
Channel	Fading type	$L=16$ -path block Rayleigh fading
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l, l=0\sim L-1$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$ (dB)
	Difference between average received SNR and long-term average received SNR	$\Delta=0$ (dB)
Relay	Normalized distance between RS and BS	$r_{BR} = 0.5$
	No. of antenna	$J=2,3,4$
Receiver	Channel estimation	Ideal

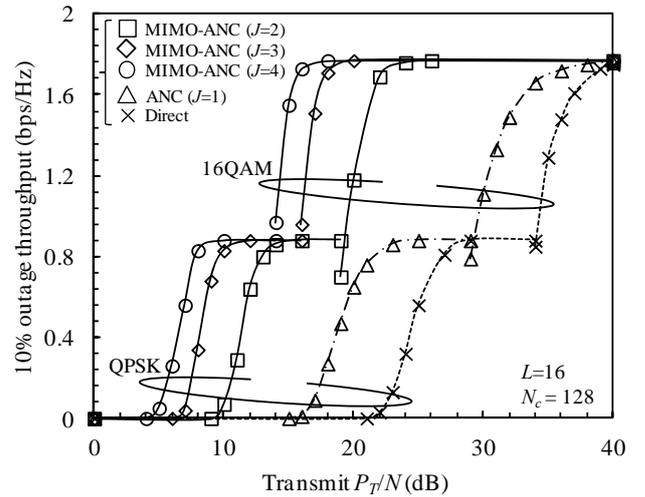
4.1. 10%アウテージスループット特性

図 4 に提案法を用いた場合の送信 P_T/N 対 10% アウテージスループット特性を示す. 比較のためリレー局のアンテナ本数が $J=1$ 本である従来の ANC 伝送を行った場合, 直接通信を行った場合の 10%アウテージスループット特性もそれぞれ図 4 に示す. 提案法を用いた場合の特性と従来の ANC 伝送を用いた場合の特性を比較すると, 提案法は常に従来の ANC 伝送より高い 10%アウテージスループットを達成できることが分かる.

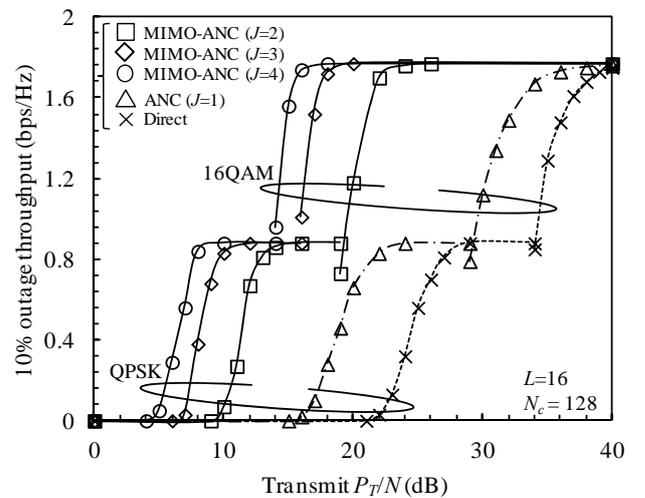
下りリンクにおいて最大スループットを達成するための所要送信 P_T/N で比較すると, リレーアンテナ本数が $J=2$ 本の場合, 提案法は従来の ANC 伝送より所要送信 P_T/N を QPSK 変調方式において 9dB, 16QAM 変調方式において 14dB 低減できる. これはリレー局で送信ダイバーシチを行うことによりアンテナダイバーシチ利得が得られ, 受信 SNR を改善できるからである.

また, 図 4(b)より上りリンクにおいても, 提案法は従来の ANC 伝送と比較して, 最大スループットを達成するための所要送信 P_T/N を QPSK 変調方式で 9dB, 16QAM 変調方式で 14dB 低減できることが分かる. リレー局のアンテナ本数を増やすにしたがって, スループットが大きくなっている. これはアンテナ本数が多くなるにつれて, アンテナダイバーシチ利得が大きくなるためである.

また, 図 4(b)より上りリンクにおいても, 提案法は従来の ANC 伝送と比較して, 最大スループットを達成するための所要送信 P_T/N を QPSK 変調方式で 9dB, 16QAM 変調方式で 14dB 低減できることが分かる. リレー局のアンテナ本数を増やすにしたがって, スループットが大きくなっている. これはアンテナ本数が多くなるにつれて, アンテナダイバーシチ利得が大きくなるためである.



(a) 下りリンク



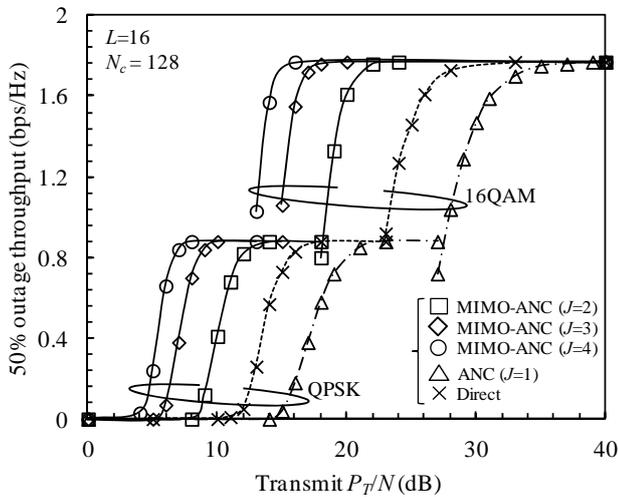
(b) 上りリンク

図 4 10%アウテージスループット特性

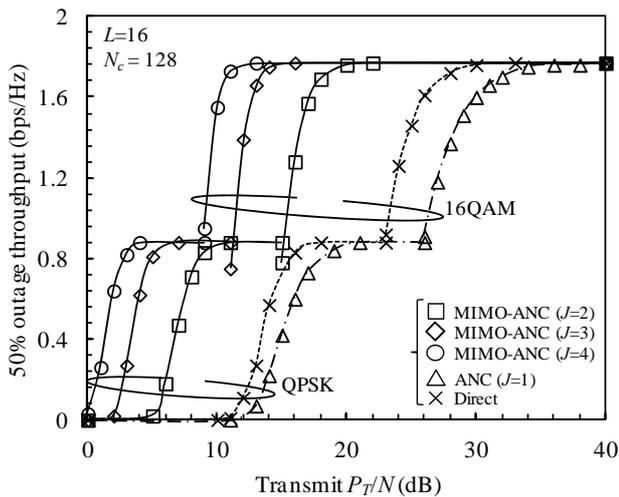
4.2. 50%アウトエージスループット特性

図5に送信 P_T/N 対 50%アウトエージスループット特性を示す. 比較のために従来の ANC 伝送を行った場合および直接通信を行った場合の 50%アウトエージスループット特性もそれぞれ図5に示す. MIMO-ANC 伝送の特性と直接通信の特性を比較すると, MIMO-ANC 伝送が常に高い 50%アウトエージスループットを達成している. これはアンテナダイバーシティにより高い受信 SNR が得られるためである.

一方, 直接通信と従来の ANC 伝送の特性を比較すると, 直接通信の方が常に高い 50%アウトエージスループットを達成している. これは端末がセル中央付近に存在する場合, 端末-リレー間距離および基地局-リレー間距離が端末-基地局間距離より大きくなり, リレー伝送を行うことにより伝搬損失が大きくなってしまいうためである.



(a) 下りリンク



(b) 上りリンク

図5 50%アウトエージスループット特性

5. むすび

本稿では, SC-MIMO-ANC 双方向通信における送信ダイバーシティおよび周波数領域等化を提案した. 提案法では, リレー局にて端末および基地局両方における受信希望信号電力が最大になるように送信ダイバーシティを行い, 端末および基地局受信機において MMSE 規範に基づく受信 FDE を行うことで符号間干渉を低減する.

シミュレーション結果より, リレー局アンテナ本数が $J=2$ 本の場合, 提案法は 10%アウトエージスループットが最大値となるための所要送信 P_T/N を従来の ANC 伝送から上下リンクともに QPSK (16QAM) 変調方式で 9dB (14dB) 低減できることを明らかにした. また従来の ANC 伝送では, 直接通信と比較して常に低い 50%アウトエージスループットしか得られないが, 提案法は直接通信と比較して常に高い 50%アウトエージスループットを達成できることを明らかにした.

文献

- [1] J. G. Laneman, D.N.C Tse, and G.W.worwell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," IEEE trans. Inf. Theory, Vol.50, No.12, Dec.2004.
- [2] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, "Embracing Wireless Interference: Analog Network Coding" in Proc ACM SIGCOMM, pp. 397-408, Aug. 2007.
- [3] H. Gacanin, and F. Adachi, "Broadband Analog Network Coding" IEEE Trans, Wireless Commun, Vol.9, No.5, pp. 1577-1783, May, 2010.
- [4] S. Zhang, S. C. Liew, and P. P. Lam, "Hot Topic: Physical-Layer Network Coding", in Proc ACM 12th MobiCom 2006, pp. 358-365, Sep. 2006.
- [5] R. Zhang, C. C. Chai, Y. -C, Liang, and S. Cui, "On capacity region of two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding" IEEE intern. Conf. on Commun., pp. 1-5, Singapore, Singapore, Jun, 2009.
- [6] R. Zhang, Y. -C. Liang, C. C. Chai, and S. Cui, "Beamforming for tow-way multi-antenna relay channel with analogue network coding", IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 27, No. 5, pp. 699-712, June 2009.