

# マルチリレーアナログネットワーク符号化を用いるシングルキャリア 双方向中継通信における送受信協調 MMSE-FDE に関する一検討

宮崎 寛之<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup>{miyazaki, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 最近、筆者らは複数のアンテナを搭載するリレー局を用いてアナログネットワーク符号化 (ANC) 伝送を行うマルチアンテナ送受信 (MIMO) ANC を対象とした送受信協調 FDE を提案した。これを空間的に離れたリレー局を複数用いるマルチリレー伝送に拡張出来れば、より高い空間ダイバーシチ効果が得られ、優れたスループット特性を実現できる。この送受信協調 FDE を用いるマルチリレーANC 伝送では、各リレー局が端末—全リレー局—基地局のチャネル情報を知っていなければならないが、これは実用的でない。そこで本稿では、各リレー局が端末—自リレー局—基地局のチャネル情報のみを用いて送信 FDE 重みを決定する準最適送受信協調 FDE を提案する。本稿では準最適送受信協調 FDE 重みを導出し、それを用いたときの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、最適送受信協調 FDE に近いスループットを達成できること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, シングルキャリア伝送, 送受信協調 FDE

## Joint Transmit/Receive MMSE-FDE for Single-Carrier Bi-Directional Relay Communications Using Multi-Relay Analog Network Coding

Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup>{miyazaki, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

### Abstract

Recently, we proposed a joint transmit/receive MMSE-FDE for multi-input multi-output (MIMO)-ANC, in which a relay station (RS) is equipped with multiple antennas. Introducing joint transmit/receive FDE to multi-relay ANC obtain higher spatial diversity gain and accordingly achieve higher throughput performance. In multi-relay ANC, each RS need to know the channel state information (CSI) of mobile terminal (MT) - all RSs - base station (BS). However, this is impractical. Therefore, in this paper, we propose a suboptimal multi-relay ANC with joint transmit/receive FDE, in which each RS requires the CSI of MT - itself - BS for determining the joint transmit/receive FDE weight. In this paper, we derive the suboptimal joint transmit/receive FDE weight. We evaluate, by the computer simulation, the throughput performances of the uplink and downlink using multi-relay ANC with the proposed suboptimal transmit/receive FDE and show the proposed suboptimal joint transmit/receive FDE can achieve close throughput performance compared to the optimal joint transmit/receive FDE.

**Keyword** Analog network coding, single-carrier transmission, joint transmit/receive FDE

### 1. まえがき

送信電力を低減しつつカバレッジを拡大する手段としてリレー伝送が盛んに研究されている[1]。しかし時分割複信 (TDD) リレー伝送では、上り/下りリンク双方向中継通信を行うために4タイムスロットを必要とし、中継局を用いない端末—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 双方向中継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。

スループット低下問題を解決する手段として、我々は、アナログネットワーク符号化 (ANC) を用いる双方向中継通信[2-4]に注目している。ANC 伝送は、双方向中継通信に必要なタイムスロット数を削減することができ、直接通信と等しい最大スループットを達成できる。またリレー局を複数用いるマルチリレーANC 伝送[5]あるいはリレー局に複数アンテナを搭載するマ

ルチアンテナ送受信 (MIMO) -ANC 伝送[6]を用いることで端末—基地局間伝送特性をさらに向上できる。これらは、ダイバーシチ送受信をリレー局へ適用したものであり、1アンテナを搭載したリレー局を1個だけ選択して用いる単純な ANC 伝送より高い受信信号電力対雑音電力比 (SNR) を得ることができる。特にマルチリレーANC 伝送では、空間的に離れた複数のリレー局を用いるので、フェージングばかりか伝搬損失およびシャドウイング損失の影響を低減するような空間ダイバーシチ効果が得られ、高い伝送品質を実現することができる。

以前筆者らは、MIMO-ANC を用いるシングルキャリア (SC) 双方向中継通信のための送受信協調 FDE を提案した[7]。この送受信協調 FDE では、リレー局で送信 FDE を用いるダイバーシチ送信を行い、端末および基地局で受信 FDE を適用する。送受信 FDE 重みは、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づき決定する。

これにより、周波数ダイバーシチ効果と空間ダイバーシチ効果が同時に得られ、高い伝送品質を実現できる。

この送受信協調 FDE を用いるマルチリレー伝送では、各リレー局が端末—全リレー局—基地局のチャネル情報を知っていなければならない。しかし、これは実用的ではない。

そこで本稿では、各リレー局が端末—自リレー局—基地局のチャネル情報のみを用いて送信 FDE 重みを決定する準最適送受信協調 FDE を提案する。これにより、全リレー局間でチャネル情報を共有する必要がなくなる。準最適送受信協調 FDE を用いるマルチリレー ANC 双方向中継通信の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、最適送受信協調 FDE に近いスループットを達成できることを示す。

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、マルチリレー 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、最適送受信協調 FDE を述べた後、準最適送受信協調 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特性を示し、第 5 章にてまとめる。

## 2. マルチリレー ANC 双方向中継通信

### 2.1. システムモデル

マルチリレー ANC 伝送による双方向中継通信システムモデルを図 1 に示す。シングルセルシングルユーザ環境を仮定し、円形セル内に単一アンテナを搭載するリレー局が  $K$  個配置されているものとする。また端末および基地局は単一アンテナを搭載するものとする。セル半径を  $d_{cell}$  とし、端末—第  $i$  ( $i=0, \dots, K-1$ ) 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  $d_{B-R_i}$  および  $d_{M-R_i}$  で表す。 $K$  個のリレー局のうち、 $1$  個のリレー局を選択しマルチリレー ANC 伝送を行うものとする。

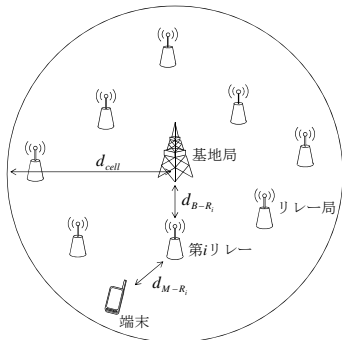


図 1 システムモデル

### 2.2. マルチリレー ANC 伝送

マルチリレー ANC 伝送では、双方向中継通信に 2 タイムスロット必要とする。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 FDE を適用した後、第 2 タイムスロットにて、すべてのリレー局が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、自身の信号成分を除去した後、受信 FDE を適用する。

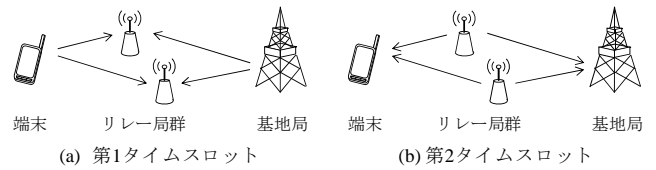


図 2 MIMO-ANC 伝送の動作 ( $J=2$  の場合)

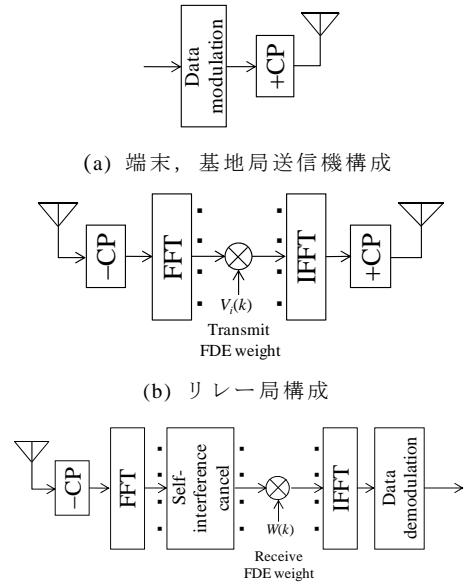


図 3 送受信機構成

### 2.3. 信号表現

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。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。また一般性を失うことなく、第  $i=0, \dots, I-1$  リレーが選択されたものとする。

#### (a) 第 1 タイムスロット

まず端末および基地局における送信信号を  $\{x_M(t): t=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{x_B(t): t=0, \dots, N_c-1\}$  と表現する。第 1 タイムスロットにおいて、端末および基地局は  $N_g$  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、すべてのリレー局に同時送信する。各リレー局は、時間領域受信信号から 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、周波数領域信号  $\{Y_{R_i}(k): k=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する。

第  $i$  リレー局における第  $k$  周波数の周波数領域受信信号  $Y_{R_i}(k)$  は次式で表わされる。

$$Y_{R_i}(k) = \sqrt{2\bar{P}_B \cdot d_{B-R_i}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{B-R_i}}{10}}} \bar{H}_{B-R_i}(k) X_B(k) + \sqrt{2\bar{P}_M \cdot d_{M-R_i}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{M-R_i}}{10}}} \bar{H}_{M-R_i}(k) X_M(k) + N_{R_i}(k) \quad (1)$$

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。 $\alpha$  は伝搬損失指数であり、 $\eta_{B-R_i}$  および  $\eta_{M-R_i}$  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。 $N_{R_i}(k)$  は第  $i$  リレー局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.  $\bar{H}_{B-R_i}(k)$  および  $\bar{H}_{M-R_i}(k)$  はそれぞれ基地局—第  $i$  リレー局間および端末—第  $i$  リレー局間のチャネルの伝達関数である. また  $\{X_B(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  および  $\{X_M(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  はそれぞれ基地局および端末の周波数領域送信信号であり, 次式で表わされる.

$$\begin{cases} X_B(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_B(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ X_M(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} x_M(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (2)$$

ここで式(1)は以下のように変形できる.

$$Y_{R_i}(k) = \sqrt{2P_B} H_{B-R_i}(k) X_B(k) + \sqrt{2P_M} H_{M-R_i}(k) X_M(k) + N_{R_i}(k) \quad (3)$$

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,  $P_B = \bar{P}_B d_{cell}^{-\alpha}$  および  $P_M = \bar{P}_M d_{cell}^{-\alpha}$  で与えられる. また  $H_{B-R_i}(k)$  および  $H_{M-R_i}(k)$  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—第  $i$  リレー局間および端末—第  $i$  リレー局間のチャネルの伝達関数であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} H_{B-R_i}(k) = \bar{H}_{B-R_i}(k) \sqrt{r_{B-R_i}^{-\alpha} 10^{-\eta_{B-R_i}/10}} \\ H_{M-R_i}(k) = \bar{H}_{M-R_i}(k) \sqrt{r_{M-R_i}^{-\alpha} 10^{-\eta_{M-R_i}/10}} \end{cases} \quad (4)$$

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

各リレー局は, 周波数領域受信信号  $Y_{R_i}(k)$  に送信 FDE 重み  $V_i(k)$  を乗算する. 第  $i$  リレー局における送信 FDE 重み乗算後の周波数領域信号  $\{\hat{Y}_{R_i}(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  は次式で表わされる.

$$\hat{Y}_{R_i}(k) = G_i V_i(k) Y_{R_i}(k) \quad (5)$$

ここで,  $G_i$  はリレー局の平均送信電力を一定とするための正規化係数であり, 次式で与えられる.

$$G_i = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{2P_B}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{B-R_i}(k)|^2 + \frac{2P_M}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M-R_i}(k)|^2 + \frac{2N_0}{T_s}\right)}} \quad (6)$$

また送信 FDE 重み  $V_i(k)$  は, リレー局送信電力の和が一定となるようには以下の制約条件を満たすものとする.

$$\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{i=0}^{I-1} |V_i(k)|^2 = 2P_R \quad (7)$$

ただし,  $P_R$  はリレー局正規化送信電力の和であり, リレー局の送信電力の和を  $\bar{P}_R$  とすると,  $P_R = \bar{P}_R d_{cell}^{-\alpha}$  で与えられる. 本稿では, シングルリレー-ANC 伝送との公平な比較のため, 双方向中継通信に要する総送信電力一定という制約条件を用いる.

$$P_R + P_M + P_B = P_T \quad (8)$$

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, 送信 FDE 後の周波数領域信号に  $N_c$  ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後, 送信信号ブロックの先頭に CP を挿入する. そして第 2 タイムスロットにて, 各リレー局が同時に端末と基地局に送信する.

端末および基地局は時間領域受信信号から CP を除去した後,  $N_c$  ポイント FFT を適用して, 周波数領域信号に変換する. 基地局および端末における周波数領域受信信号  $\{Y_B(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  および  $\{Y_M(k):k=0,\dots,N_c-1\}$  はそれぞれ次式のように表される.

$$\begin{cases} Y_B(k) = \sqrt{2P_M} \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{B-R_i}(k) H_{M-R_i}(k) V_i(k) \right) X_M(k) \\ \quad + \sqrt{2P_B} \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{B-R_i}(k) H_{B-R_i}(k) V_i(k) \right) X_B(k) \\ \quad + \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{B-R_i}(k) V_i(k) N_{R_i}(k) \right) + N_B(k) \\ Y_M(k) = \sqrt{2P_B} \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{B-R_i}(k) H_{M-R_i}(k) V_i(k) \right) X_B(k) \\ \quad + \sqrt{2P_M} \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{M-R_i}(k) H_{M-R_i}(k) V_i(k) \right) X_M(k) \\ \quad + \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{M-R_i}(k) V_i(k) N_{R_i}(k) \right) + N_M(k) \end{cases} \quad (9)$$

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, 受信信号には自身の信号成分が含まれるため, 次式のように除去する.

$$\begin{cases} \tilde{Y}_B(k) = Y_B(k) - \sqrt{2P_B} \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{B-R_i}(k) H_{B-R_i}(k) V_i(k) \right) X_B(k) \\ \tilde{Y}_M(k) = Y_M(k) - \sqrt{2P_M} \left( \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{M-R_i}(k) H_{M-R_i}(k) V_i(k) \right) X_M(k) \end{cases} \quad (10)$$

自身の信号成分を除去したのち, 次式のように受信 FDE を行う.

$$\begin{cases} \hat{Y}_B(k) = \tilde{Y}_B(k) W_B(k) \\ \hat{Y}_M(k) = \tilde{Y}_M(k) W_M(k) \end{cases} \quad (11)$$

ただし,  $W_B(k)$  および  $W_M(k)$  はそれぞれ基地局および端末における受信 FDE 重みである. 最後に, 受信 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. 送受信協調 MMSE-FDE 重みの導出

リレー局における送信 FDE 重み, 基地局および端末における受信 FDE 重みを MMSE 規範に基づいて決定する. 上下リンクにおける平均二乗誤差 (MSE)  $e_u$  および  $e_d$  をそれぞれ次式のように定義する.

$$\begin{cases} e_u = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[ |X_M(k) - \hat{Y}_B(k) / \sqrt{2P_M}|^2 \right] \\ e_d = \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[ |X_B(k) - \hat{Y}_M(k) / \sqrt{2P_B}|^2 \right] \end{cases} \quad (12)$$

MIMO-ANC 伝送と同様に, マルチリレー-ANC 伝送ではリレー局で加わった雑音異なるチャネルを伝搬して端末および基地局に受信されるため上下リンクで受

信雑音電力が異なる．そのため，上下リンクの MSE を同時に最小化する送信 FDE 重みは存在しない[7]．

そこで本稿では，以下の順序に従い送受信協調 FDE 重みを決定する[7]．まず送信 FDE および伝搬チャネルを一つの等価チャネルとみなし，端末および基地局における MSE を最小とする受信 FDE 重みを導出する．次いで上下リンクのいずれかに着目し，着目リンクの MSE を最小とする送信 FDE 重みを導出する．

### 3.1. 端末および基地局における受信 FDE 重み

まず，中継局における送信 FDE 重みが与えられたときの受信 FDE 重みの最適解を求める． $\partial e_u / W_B(k) = 0$  および  $\partial e_d / W_M(k) = 0$  より，受信 FDE 重みの最適解は次式のように求められる．

$$\begin{cases} W_B(k) = \frac{\tilde{H}^*(k)}{|\tilde{H}(k)|^2 + \left( \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{B-R_i}(k) V_i(k)|^2 + 1 \right) \left( \frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \\ W_M(k) = \frac{\tilde{H}^*(k)}{|\tilde{H}(k)|^2 + \left( \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{M-R_i}(k) V_i(k)|^2 + 1 \right) \left( \frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \end{cases} \quad (13)$$

ただし，

$$\tilde{H}(k) = \sum_{i=0}^{I-1} G_i H_{B-R_i}(k) H_{M-R_i}(k) V_i(k) \quad (14)$$

である．

### 3.2. リレー局における最適送信 FDE 重み

次に，送信 FDE 重みの最適解を求める．式(13)を式(12)に代入すると以下のように変形できる．

$$\begin{cases} e_u = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\left( \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{B-R_i}(k) V_i(k)|^2 + 1 \right) \left( \frac{P_M}{N} \right)^{-1}}{|\tilde{H}(k)|^2 + \left( \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{B-R_i}(k) V_i(k)|^2 + 1 \right) \left( \frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \\ e_d = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\left( \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{M-R_i}(k) V_i(k)|^2 + 1 \right) \left( \frac{P_B}{N} \right)^{-1}}{|\tilde{H}(k)|^2 + \left( \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{M-R_i}(k) V_i(k)|^2 + 1 \right) \left( \frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \end{cases} \quad (15)$$

式(15)は送信 FDE 重み  $V_i(k)$  のみの関数であるので，式(7)で与えられる制約条件下で最適化問題を解くことによって最適送信 FDE 重みを導出することができる．ここで，上りリンクの  $MSE_{e_u}$  を最小化するか下りリンクの  $MSE_{e_d}$  を最小とするかによって，送信 FDE 重みの最適化問題は次の 2 つの場合に分類できる．

(a) 上りリンクの  $MSE_{e_u}$  を最小化する送信 FDE 重みの最適解

上りリンク最適送信 FDE 重みは次式のように与えられる(導出略)．

$$V(j,k) = \frac{G_i H_{M-R_i}^*(k) H_{B-R_i}^*(k)}{\sqrt{A(k)}} \times \max \left[ \left[ \frac{\sqrt{\frac{A(k)}{\lambda_B} \left( \frac{P_M}{N} \right)^{-1} - \left( \frac{P_M}{N} \right)^{-1}}}{A(k) + \frac{B_B(k)}{A(k)} \left( \frac{P_M}{N} \right)^{-1}} \right]^{\frac{1}{2}}, 0 \right] \quad (16)$$

ただし，

$$\begin{cases} A(k) = \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{B-R_i}(k) H_{M-R_i}(k)|^2 \\ B_B(k) = \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{B-R_i}(k) H_{M-R_i}(k)|^2 |G_i H_{B-R_i}(k)|^2 \end{cases} \quad (17)$$

である．また， $\lambda_B$  は制約条件を満たすように設定される定数である．

(b) 下りリンクの  $MSE_{e_d}$  を最小化する送信 FDE 重みの最適解

上りリンクの場合と同様に計算することにより，下りリンク最適送信 FDE 重みは次式のように求められる．

$$V(j,k) = \frac{G_i H_{M-R_i}^*(k) H_{B-R_i}^*(k)}{\sqrt{A(k)}} \times \max \left[ \left[ \frac{\sqrt{\frac{A(k)}{\lambda_M} \left( \frac{P_B}{N} \right)^{-1} - \left( \frac{P_B}{N} \right)^{-1}}}{A(k) + \frac{B_M(k)}{A(k)} \left( \frac{P_B}{N} \right)^{-1}} \right]^{\frac{1}{2}}, 0 \right] \quad (18)$$

ただし，

$$B_M(k) = \sum_{i=0}^{I-1} |G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 |G_i H_{M-R_i}(k)|^2 \quad (19)$$

であり， $\lambda_M$  は制約条件を満たすように設定される定数である．

### 3.3. リレー局における準最適送信 FDE 重み

式(16)および(18)で示される最適送信 FDE 重みは，端末一全リレー局一基地局のチャネル情報を必要とするため実用的でない．そこで本節では，各リレー局が端末一自リレー局一基地局のチャネル情報のみを用いて送信 FDE 重みを決定する準最適法を提案する．

一つめは，周波数選択ダイバーシチを用いる送受信協調 MMSE-FDE (SC Tx-Rx MMSE-FDE と呼ぶ) [8] である．最適送受信協調 FDE では，空間ダイバーシチ効果が最大となるように，端末-基地局間等価チャネル利得  $|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2$  が大きいリレー局により多くの電力を割り当てる[7]．特にマルチリレー伝送では各リレー局-端末間の平均受信信号電力に差があるため，端末-基地局間等価チャネル利得  $|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2$  が最大であるリレー局の影響が支配的となると考えられる．そこで，SC Tx-Rx MMSE-FDE では以下のように送信 FDE 重みを決定する．まず直交周波数ごとに端末一基地局間等価チャネル利得  $|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2$  が最大となるリレー局をひとつ選択する．選択されたリレー局は，直交周波数ごとに上下リンクの MSE のいずれかが最小となるように送信 FDE 重みを決定する．上りリンクの MSE を最小とする送信 FDE 重みは次式で与えられる(導出略)．

$$|V_i(k)|^2 = \begin{cases} \max \left[ \frac{\sqrt{\frac{|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1} - \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1}}{\lambda_B}}}{|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 + |G_i H_{B-R_i}(k)|^2 \left(\frac{P_M}{N}\right)^{-1}}, 0 \right] \\ \text{if } i = \arg \max_i |G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 \\ 0 \quad \text{otherwise} \end{cases} \quad (20)$$

同様に、下りリンクの MSE を最小とする送信 FDE 重みは次式で与えられる。

$$|V_i(k)|^2 = \begin{cases} \max \left[ \frac{\sqrt{\frac{|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 \left(\frac{P_B}{N}\right)^{-1} - \left(\frac{P_B}{N}\right)^{-1}}{\lambda_M}}}{|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 + |G_i H_{M-R_i}(k)|^2 \left(\frac{P_B}{N}\right)^{-1}}, 0 \right] \\ \text{if } i = \arg \max_i |G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|^2 \\ 0 \quad \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

この手法では、直交周波数ごとにどのリレー局を選択されたかという情報は全リレー局で共有する必要がある。しかし、送信 FDE 重みの位相は任意であるため、必要なチャンネル情報を削減できる。

2つめは、等利得送信ダイバーシチと受信 FDE を併用する手法 (EGC-TD/Rx-FDE と呼ぶ) である [9]。マルチリレー ANC に用いるリレー局数が大きくなるにつれ、空間ダイバーシチ効果が周波数ダイバーシチ効果より支配的となる。そこで、高い空間ダイバーシチ効果が得られるように送信重みを決定することによって、最適送信 FDE 重みを用いる場合に近い特性が達成可能だと考えられる。EGC-TD/Rx-FDE における送信重みは次式で与えられる。

$$V_i(k) = \frac{1}{\sqrt{2P_R/I}} \frac{G_i H_{M-R_i}^*(k) H_{B-R_i}^*(k)}{|G_i H_{M-R_i}(k) H_{B-R_i}(k)|} \quad (22)$$

この手法では、完全に自身のリンクのチャンネル情報のみを用いて送信重みを生成できるが、送信重みは符号間干渉 (ISI) を抑圧しない。そのため、得られる周波数ダイバーシチ効果は最適送受信協調 FDE より小さい。

#### 4. 計算機シミュレーション

マルチリレー ANC 双方向中継通信における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。本稿で用いるスループット  $S$  (bps/Hz) を次式に示す。

$$S = \frac{\log_2 M}{2} (1 - PER) \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (23)$$

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。

シミュレーションモデルを図 4 に示す。 $K=6$  個のリレー局が基地局から等しい距離に等間隔に配置されているとし、正規化リレー局—基地局間距離  $r_{B-R}$  を  $r_{B-R}=0.5$  と設定する。また端末はセル内に様に分布するものとする。基地局—リレー局間通信は固定無線通信であるため、本稿では、基地局—リレー局間の平均受信 SNR $\Gamma$  が目標値を達成するようにリレー局の位置を設定できるものとする。目標値  $\Gamma$  を次式のように長区間平均受信 SNR からの差分  $\Delta$  を用いて表現する。

$$\Gamma = 10 \log_{10} \frac{P_B}{N} r_{B-R}^{-\alpha} \text{ (dB)} + \Delta \text{ (dB)} \quad (24)$$

シミュレーションでは簡単のため  $\Delta=0$  dB としている。また、端末—リレー局間の短区間平均受信電力が大きいリレー局から順に  $I$  局選択してマルチリレー ANC 伝送を行うものとする。

QPSK および 16QAM データ変調を用い、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。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、端末、基地局および中継局におけるチャンネル推定は理想的としている。また、双方向中継通信に要する総送信電力の  $1/2$  を中継局に、 $1/4$  を端末および基地局に配分すると仮定している。

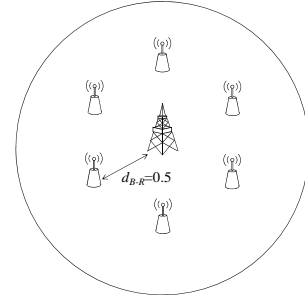


図 4 シミュレーションモデル

#### 4.1. 10%アウテージスループット特性

最適送受信協調 FDE および提案準最適送受信協調 FDE を用いるマルチリレー ANC 伝送を行った場合の 10%アウテージスループット特性を図 5,6 に示す。また比較のため、送受信協調 FDE を用いるシングルリレー ANC 伝送を行った場合の特性も図 5,6 に示す。図 5,6 よりマルチリレー ANC 伝送を行うことで、シングルリレー ANC 伝送を行う場合から送信電力を大幅に低減できることがわかる。例えば選択リレー数  $I$  が  $I=3$  および所要スループットが 1.6 (bps/Hz) の場合、最適送受信協調 FDE を用いるマルチリレー ANC 伝送を行うことで、送信電力を 11dB 低減できる。これは空間的に離れた複数のリレー局を用いることで高い空間ダイバーシチ効果が得られるためである。

次に提案した準最適送受信協調 FDE と最適送受信協調 FDE との比較を行う。図 5,6 より選択リレー局数  $I$  によって 2 つの準最適法の優劣が異なることがわかる。まず、選択リレー局数  $I=2$  のとき、上りリンクにおいて、SC Tx-Rx MMSE-FDE が EGC-TD/Rx-FDE より高いスループットを達成している。一方、選択リレー

局数  $I=3$  のときおよび下りリンクでは、EGC-TD/Rx-FDEの方が常に高いスループットを実現している。下りリンクにおいて選択リレー局数  $I=3$  のとき、EGC-TD/Rx-FDEは、最適送受信協調 FDE と等しいスループットを達成するための送信電力の増大を 0.5dB に抑えている。この理由については以下のように考えられる。まず、SC Tx-Rx MMSE-FDEでは、MMSE規範に基づいて送受信 FDE 重みを協調して決定するため、高い周波数ダイバーシチ効果が得られる。しかしながら直交周波数ごとに一つのリレー局を選択送信するため、得られる空間ダイバーシチ効果は小さい。一方、EGC-TD/Rx-FDEでは、得られる周波数ダイバーシチ効果は小さいが、等利得合成送信ダイバーシチにより高い空間ダイバーシチ効果を得ることができる。選択リレー局数が多い場合、空間ダイバーシチ効果が周波数ダイバーシチ効果より支配的であるため、選択リレー局数が多い場合は、EGC-TD/Rx-FDEのほうが優れたスループット特性を実現することができる。

## 5. むすび

本稿では、マルチリレーANCを用いるSC双方向中継通信を対象とした送受信協調 FDE を提案した。はじめにマルチリレーANCにおける最適送受信協調 FDE 重みを導出し、ついで、各リレー局が端末-自リレー局-基地局のチャンネル情報のみを用いて送信重みを決定する準最適送受信協調 FDE を提案した。

計算機シミュレーションにより、準最適送受信協調 FDE を用いるマルチリレーANC伝送は、シングルリレーANC伝送より送信電力を大幅に低減できること、また選択リレー局数を多くするにつれ、最適送受信協調 FDE に近いスループット特性を達成できることを明らかにした。

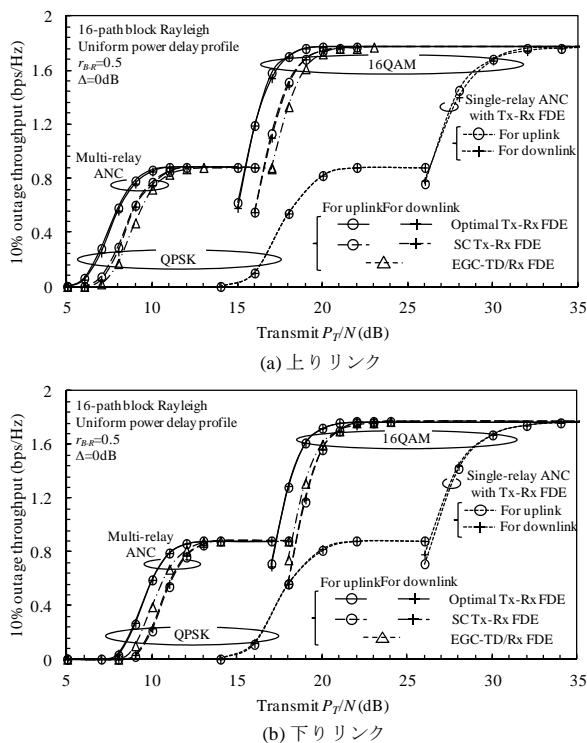


図5 10%アウトエージスループット特性 ( $I=2$ )

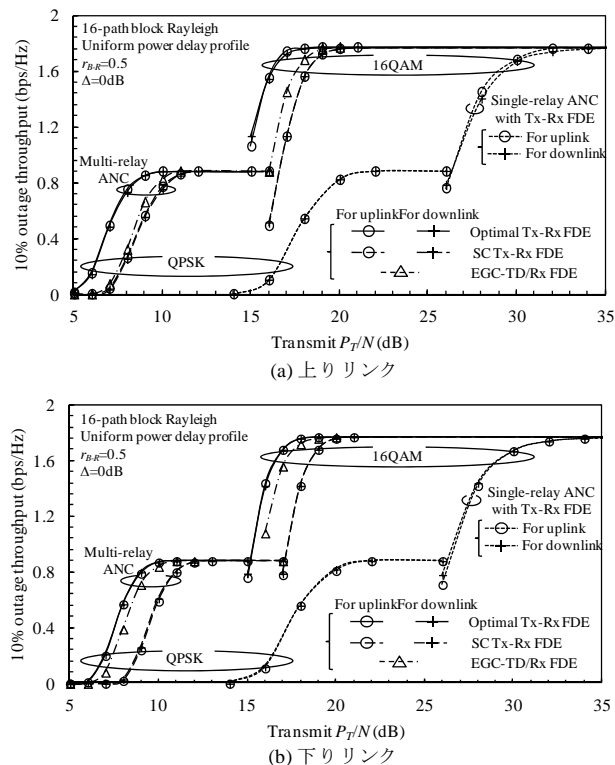


図6 10%アウトエージスループット特性 ( $I=3$ )

## 文献

- [1] J. G. 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, Dec.2004.
- [2] S.Katti, S. Gollakota, and D. Katabi, "Embracing wireless interference: analog network coding" 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", Proc ACM 12th MobiCom 2006, pp. 358-365, Sep. 2006.
- [5] Z. Li, X. G. Xia, B. Li, "Achieving full diversity and fast ML decoding via simple analog network coding for asynchronous two-way relay networks," IEEE Trans. Commun. Vol. 57, No. 12, pp. 3672-3681, Dec. 2009.
- [6] R. Zhang, Y. -C. Liang, C. C. Chai, and S. Cui, "Optimal beamforming for two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding", IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 27, No. 5, pp. 699-712, June 2009.
- [7] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, "シングルキャリア双方向中継通信におけるMIMOアナログネットワーク符号化のための送受信協調MMSE-FDEに関する検討," 信学技報, RCS2011-332, pp.95-100, 横須賀リサーチパーク, 2012年3月
- [8] 武田一樹, 安達宏一, S. SUN, 安達文幸, "上りリンクシングルキャリア協調リレー伝送におけるMS&RS/BS協調周波数領域等化HARQ," 信学技報, RCS2011-433, pp. 253-258, 横須賀リサーチパーク, 2011年3月
- [9] 宮崎寛之, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, "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中継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," 信学技報, RCS2011-221, pp.191-196, 名古屋国際会議場, 2011年11月