

# マルチアンテナリレー環境下における適応変調割り当て直接・協調DFリレー切り替え通信のスループット特性

木村和裕<sup>1</sup> 小原辰徳<sup>1</sup> 安達文幸<sup>2</sup>

<sup>1,2</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>1</sup>{kazuhiko, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 以前, 筆者らは, シングルキャリア(SC) 2タイムスロット協調再生(DF)リレーを対象とした適応変調割り当てを提案し, 変調組み合わせを固定した協調DFリレーよりも常に高いスループットが得られることを明らかにした. また, 直接通信と協調リレーを切り替える直接・協調リレー切り替え通信を行うことで, セル全体でスループットを向上できることを明らかにした. リレー局に複数のアンテナを用いれば更にスループットを向上できる. 本稿では, マルチアンテナリレーを行う直接・協調リレー切り替え通信に適応変調割り当てを適用したときの上りリンクスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにし, シングルアンテナ環境下との比較を行っている.

**キーワード** マルチアンテナ協調DFリレー, 直接・協調リレー切り替え, シングルキャリア伝送, 適応変調割り当て

## Adaptive Modulation Assignment For Uplink Single Carrier Cooperative DF Relay with Multi-Antenna Using Direct/Cooperative DF Relay Switching

Kazuhiro KIMURA<sup>1</sup> Tatsunori OBARA<sup>1</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>2</sup>

<sup>1</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>1</sup>{kazuhiko, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In our previous work, we proposed an adaptive modulation assignment method for uplink single carrier (SC) 2-time slot cooperative decode-and-forward (DF) relay and showed that it can achieve the higher throughput than the fixed modulation combination method. We also showed that a direct/cooperative DF relay switching using the adaptive modulation assignment can improve the throughput near the cell of the center. A multi-antenna relay can further improve the throughput. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the uplink throughput performance of SC 2-time slot direct/multi-antenna cooperative DF relay switching using the adaptive modulation assignment.

**Keyword** Cooperative DF relay with multi-antenna, direct/cooperative relay switching, single carrier transmission, adaptive modulation assignment

### 1. まえがき

次世代移動無線通信では, 超高速伝送の実現が望まれている. しかし, 伝搬損失やシャドウイング損失, マルチパスフェージングによって, セル端付近に存在するユーザの伝送品質は著しく劣化してしまう[1]. 協調リレー[2-5]は, 送信局とリレー局とが十分離れていることにより伝搬損失およびシャドウイング損失による伝送特性劣化を救済できる大きな空間ダイバーシチ効果が得られるから, セル端におけるスループットを向上できる.

筆者らは以前, 上りリンクシングルキャリア(SC) 2タイムスロット協調再生(DF)リレーを対象とした適応変調割り当て法を提案し, セル端ユーザのスループットを向上できることを明らかにした[4]. また, 各リンクのチャネル状態に応じて直接通信と協調リレーを切り替える, 直接・協調DFリレー切り替え通信に適応変調割り当てを行うことで, セル内全域においてスループットを向上できることを示した[5]. リレー局に複数のアンテナを用いれば更にスループットを向上できる [6]. マルチアンテナリレー伝送においてアンテナダイバーシチ利得を得るためには, リレー局の各アン

テナから送信される信号に対し適切な送信等化重みを乗算する必要がある. そのため, マルチアンテナ協調DFリレーにおけるリレー局および基地局における最適な等化重みの導出を行う.

本稿では, 適応変調割り当てを用いる直接・マルチアンテナ協調リレー切り替え通信のスループット特性について検討する. 適応変調割り当てを用いる直接・協調リレー切り替え通信では, 端末・基地局間, 端末・リレー局間およびリレー局・基地局間における瞬時のチャネル情報をもとに, 協調リレーに使用するリレー局の選択を行った後, 最大スループットを与える通信方式(直接通信または協調リレー)と変調組み合わせを決定する. 適応変調割り当てを用いる直接・マルチアンテナ協調リレー切り替え通信のスループットを計算機シミュレーションにより明らかにする.

### 2. 適応変調割り当てを用いた直接・マルチアンテナ協調DFリレー通信

#### 2.1. システムモデル

2タイムスロット協調DFリレーのネットワークモデルを図1に示す. 単一セルのシングルユーザ環境を

仮定する．セル半径を  $D$  とし，1本のアンテナを持つ基地局を中心として  $N_i$ 本のアンテナを持つ  $X$ 個のリレー局がセル内に配置されているものとする．1本のアンテナを持つ端末を想定している．端末・基地局間，端末・リレー局間およびリレー局・基地局間距離をそれぞれ  $r_{M \rightarrow B}$ ,  $r_{M \rightarrow R}$  および  $r_{R \rightarrow B}$  ( $R \in \{0, 1, \dots, X-1\}$ ) と表す．

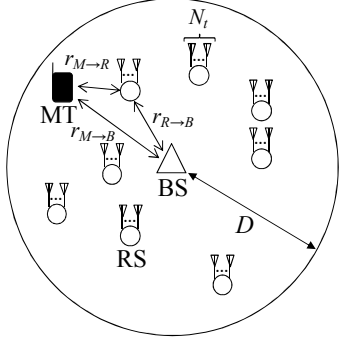


図1 システムモデル

## 2.2. 変調組み合わせ

上りリンク 2 タイムスロット協調 DF リレーの動作を図 2 に示す．第 1 タイムスロットでは，端末は  $N_c$  シンボルから成るデータブロックの後半  $N_g$  個のシンボルをサイクリックプレフィックス(CP)としてブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入し，リレー局および基地局へ送信する．リレー局は端末からの信号を受信後 CP の除去を行い，周波数領域等化(FDE)[7]を適用した後，復調およびデータ判定を行う．

第 2 タイムスロットでは，リレー局はデータ判定後の信号を再度変調し，送信 FDE を適用し CP の挿入後基地局へ送信する．基地局は端末およびリレー局からの受信信号を合成した後，データ復調を行う．このとき，端末およびリレー局からの受信信号の変調方式が互いに等しい場合と異なる場合で，それぞれ異なる合成法を用いる．合成法については 3.2 節にて述べる．

協調リレーの場合，第 1 および第 2 タイムスロットは  $K$  ブロックから成る 1 フレームで構成されている．1 ブロックは  $N_c$  シンボルで構成されている．各タイムスロットにおけるシンボルレート  $T_s$  は等しいものとし，1 フレームの長さは常に一定とする．第 1 (第 2) タイムスロットにおける 1 シンボルあたりのビット数(以下，変調指数  $m_1$  ( $m_2$ ) およびブロック数  $K_1$  ( $K_2$ ) はそれぞれ次式の関係を持ち，変調組み合わせにより各タイムスロットに割り当てられるブロック数が変化する．

$$\begin{cases} m_1 K_1 = m_2 K_2 \\ K_1 + K_2 = K \end{cases} \quad (1)$$

図 3 に  $K=3$ ,  $N_c=256$  としたときの変調組み合わせの一例を示す．直接通信の場合，第 1 タイムスロットは  $K$  ブロックからなる 1 フレームで構成されている．

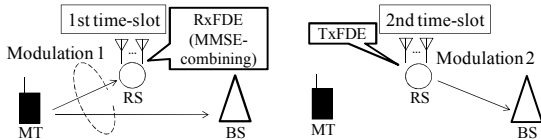


図2 2タイムスロット協調 DF リレーの動作

表1 第1-第2タイムスロットの変調組み合わせ

BPSK(direct),	QPSK(direct),	16QAM(direct)
BPSK-BPSK,	BPSK-QPSK,	BPSK-16QAM,
QPSK-BPSK,	QPSK-QPSK,	QPSK-16QAM,
16QAM-BPSK,	16QAM-QPSK,	16QAM-16QAM

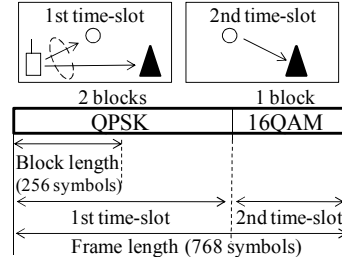


図3 変調組み合わせの一例 ( $K=3$ ,  $N_c=256$ )

## 3. 直接通信および協調 DF リレーの信号処理

### 3.1. 直接通信

シンボル長  $T_s$  で正規化された離散時間  $t$  の等価低域表現を用いる．また，CP 長はパスの最大遅延時間より十分長いものとする．端末は基地局に対し，データブロック先頭に CP を挿入した後，信号送信を行う．

基地局の CP 除去後の受信信号  $\{y_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される．

$$y_{M \rightarrow B}(t) = \sqrt{2P_{M \rightarrow B}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M \rightarrow B}^{(l)} s((t - \tau_{M \rightarrow B}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{M \rightarrow B}(t) \quad (2)$$

ここで， $\{s(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は端末の送信信号である． $h_{M \rightarrow B}^{(l)}$  および  $\tau_{M \rightarrow B}^{(l)}$  はそれぞれ端末・基地局間の第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間を表す． $\{n_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は第 1 タイムスロットの基地局における平均 0, 分散  $2N_0/T_s (=2\sigma^2)$  の加法性白色ガウス雑音(AWGN)であり， $N_0$  は片側電力スペクトル密度である． $P_{M \rightarrow B}$  は次式で表される端末・基地局間受信電力である．

$$P_{M \rightarrow B} = \bar{P}_M \cdot \bar{r}_{M \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow B}/10} \quad (3)$$

ここで， $\bar{P}_M$  は端末の正規化送信電力であり，端末の送信電力  $P_M$  を用いて  $\bar{P}_M = P_M \cdot D^{-\alpha}$  で表される． $\bar{r}_{M \rightarrow B}$  は端末・基地局間の正規化距離であり， $\bar{r}_{M \rightarrow B} = r_{M \rightarrow B}/D$  で表される． $\alpha$  は伝搬損失指数を表す． $\eta_{M \rightarrow B}$  は端末・基地局間のシャドウイング損失(dB)であり，平均値 0 で標準偏差  $\sigma_s$  の独立な正規ランダム変数である．

基地局における信号処理を図 4 に示す．基地局の受信信号  $\{y_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用し，次式で表される周波数領域受信信号  $\{Y_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する．

$$Y_{M \rightarrow B}(k) = H_{M \rightarrow B}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow B}(k) \quad (4)$$

ここで， $S(k)$ ,  $H_{M \rightarrow B}(k)$  および  $\Pi_{M \rightarrow B}(k)$  は，それぞれ第  $k$  周波数における端末の送信信号成分，端末・基地局間のチャネル利得および基地局の雑音成分である．

周波数領域受信信号  $\{Y_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  に最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を適用する[8]．MMSE-FDE 後の周波数領域信号  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される．

$$\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) \quad (5)$$

ここで， $\{W_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  と送信信号  $\{S(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  との平均二乗誤差(MSE)を最小にする重み(MMSE 重み)であり，次式で表される[8]．

$$W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \quad (6)$$

ここで,  $(\cdot)^*$  は複素共役を表す.

$N_c$  ポイント逆 FFT(IFFT)を用いて周波数領域信号  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  を時間領域信号  $\{\hat{d}_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する.  $\hat{d}_{M \rightarrow B}(t)$  は第  $t$  番目の軟判定シンボルを表す. 軟判定シンボルとシンボル候補とのユークリッド距離の最も短いシンボルとなるようデータ判定を行う.

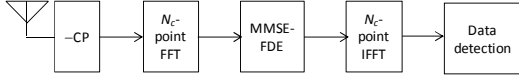


図4 基地局における信号処理(直接通信)

## 3.2. 協調 DF リレー

### 3.2.1. 第1タイムスロット

第1タイムスロットにおけるリレー局第  $i$  アンテナの CP 除去後の受信信号  $\{y_{M \rightarrow R,i}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される.

$$y_{M \rightarrow R,i}(t) = \sqrt{2P_{M \rightarrow R}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M \rightarrow R,i}^{(l)} s((t - \tau_{M \rightarrow R,i}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{M \rightarrow R,i}(t) \quad (7)$$

ここで,  $h_{M \rightarrow R,i}^{(l)}$  および  $\tau_{M \rightarrow R,i}^{(l)}$  は, それぞれ端末・リレー局第  $i$  アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間を表す.  $\{n_{M \rightarrow R,i}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は第1タイムスロットのリレー局第  $i$  アンテナにおける平均0, 分散  $2N_0/T_s$  の AWGN である.  $P_{M \rightarrow R}$  は次式で表される端末・リレー局間の受信電力である.

$$P_{M \rightarrow R} = \bar{P}_M \cdot \bar{r}_{M \rightarrow R}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow R}/10} \quad (8)$$

ここで,  $\bar{r}_{M \rightarrow R}$  は端末・基地局間の正規化距離であり,  $\bar{r}_{M \rightarrow R} = r_{M \rightarrow R}/D$  で表される.  $\eta_{M \rightarrow R}$  は端末・リレー局間のシャドウイング損失(dB)であり, 平均値0で標準偏差  $\sigma_s$  の独立な正規ランダム変数である.

リレー局における送受信処理を図5に示す. リレー局第  $i$  アンテナの受信信号  $\{y_{M \rightarrow R,i}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し, 周波数領域受信信号  $\{Y_{M \rightarrow R,i}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する.  $Y_{M \rightarrow R,i}(k)$  は次式で表される.

$$Y_{M \rightarrow R,i}(k) = H_{M \rightarrow R,i}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow R,i}(k) \quad (9)$$

ここで,  $S(k)$ ,  $H_{M \rightarrow R,i}(k)$  および  $\Pi_{M \rightarrow R,i}(k)$  は, それぞれ第  $k$  周波数における端末の送信信号成分, 端末・リレー局第  $i$  アンテナ間のチャネル利得およびリレー局第  $i$  アンテナにおける雑音成分である.

$N_i$  本のアンテナで受信した周波数領域信号に対し MMSE 合成[8]を行う. MMSE 合成後の周波数領域信号  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される.

$$\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k) = \sum_{i=0}^{N_i-1} Y_{M \rightarrow R,i}(k) W_{M \rightarrow R,i}(k) \quad (10)$$

ここで,  $\{W_{M \rightarrow R,i}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される[8].

$$W_{M \rightarrow R,i}(k) = \frac{H_{M \rightarrow R,i}^*(k)}{\sum_{i=0}^{N_i-1} |H_{M \rightarrow R,i}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \quad (11)$$

ここで,  $(\cdot)^*$  は複素共役を表す.

$N_c$  ポイント IFFT を用いて  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  を時間領域信号  $\{\hat{d}_{M \rightarrow R}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する.  $\hat{d}_{M \rightarrow R}(t)$  は第  $t$  番目の軟判定シンボルを表す.

最後に, データ判定および再変調によりシンボル系  $\{s_R(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  を生成する.

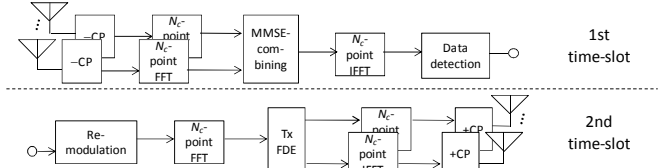


図5 リレー局における信号処理

### 3.2.2. 第2タイムスロット

リレー局は  $\{s_R(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し, 周波数領域信号  $\{S_R(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する.  $\{S_R(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  に  $i$  番目のアンテナに対する送信重み  $\{V_i(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  を乗算し, 重み乗算後の  $i$  番目のアンテナにおける送信信号  $\{\hat{S}_{R,i}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  を得る. このとき端末およびリレー局の変調方式が互いに等しい場合と異なる場合で, 送信重みはそれぞれ異なる. 送信重みの詳細については次節で述べる.  $\{\hat{S}_{R,i}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される.

$$\hat{S}_{R,i}(k) = S_R(k)V_i(k) \quad (12)$$

$N_c$  ポイント IFFT を用いて  $\{\hat{S}_{R,i}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  を時間領域信号  $\{\hat{s}_{R,i}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する.  $\{\hat{s}_{R,i}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に GI を挿入し,  $i$  番目のアンテナから基地局へ送信する.

第2タイムスロットにおける基地局の CP 除去後の受信信号  $\{y_{R \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される.

$$y_{R \rightarrow B}(t) = \sqrt{2P_{R \rightarrow B}} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{R \rightarrow B,i}^{(l)} \hat{s}_{R,i}((t - \tau_{R \rightarrow B,i}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{R \rightarrow B}(t) \quad (13)$$

ここで,  $h_{R \rightarrow B,i}^{(l)}$  および  $\tau_{R \rightarrow B,i}^{(l)}$  は, リレー局第  $i$  アンテナ・基地局間の第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間をそれぞれ表す.  $\{n_{R \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は平均0, 分散  $2N_0/T_s$  の雑音である.  $P_{R \rightarrow B}$  は次式で表されるリレー局・基地局間の受信電力である.

$$P_{R \rightarrow B} = \bar{P}_R \cdot \bar{r}_{R \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R \rightarrow B}/10} \quad (14)$$

ここで,  $\bar{P}_R$  はリレー局の正規化送信電力であり, リレー局の送信電力  $P_R$  を用いて  $\bar{P}_R = P_R \cdot D^{-\alpha}$  で表される.  $\bar{r}_{R \rightarrow B}$  はリレー局・基地局間の正規化距離であり,  $\bar{r}_{R \rightarrow B} = r_{R \rightarrow B}/D$  で表される.  $\eta_{R \rightarrow B}$  はリレー局・基地局間のシャドウイング損失(dB)であり, 平均値0で標準偏差  $\sigma_s$  の独立な正規ランダム変数である.

基地局における信号処理を図6に示す. 端末からの受信信号  $\{y_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  およびリレー局からの受信信号  $\{y_{R \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用して, それぞれ周波数領域信号  $\{Y_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{Y_{R \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する.  $Y_{M \rightarrow B}(k)$  および  $Y_{R \rightarrow B}(k)$  は次式で表される.

$$\begin{cases} Y_{M \rightarrow B}(k) = H_{M \rightarrow B}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow B}(k) \\ Y_{R \rightarrow B}(k) = \sum_{i=0}^{N_i-1} H_{R \rightarrow B,i}(k)S_{R,i}(k) + \Pi_{R \rightarrow B}(k) \end{cases} \quad (15)$$

ここで,  $S_{R,i}(k)$  は第  $k$  周波数におけるリレー局第  $i$  アンテナの送信信号成分である.  $H_{M \rightarrow B}(k)$  および  $H_{R \rightarrow B}(k)$  はそれぞれ第  $k$  周波数における端末・基地局間およびリレー局・基地局間のチャネル利得である.  $\Pi_{M \rightarrow B}(k)$  および  $\Pi_{R \rightarrow B}(k)$  はそれぞれ基地局における第1および第2タイムスロットにおける雑音成分である.

以下、リレー局における送信重みおよび基地局における信号合成法について述べる。

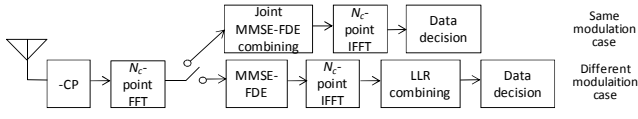


図6 基地局における信号処理(協調リレー通信)

### a) 変調方式が等しい場合

端末およびリレー局からの受信信号の変調方式が等しい場合、MMSE合成[8]を用いる。式(15)よりFDE後の受信信号 $\{\hat{Y}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{Y}(k) &= Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) + Y_{R \rightarrow B}(k)W_{R \rightarrow B}(k) \\ &= W_{M \rightarrow B}(k)H_{M \rightarrow B}(k)S(k) + W_{M \rightarrow B}(k)\Pi_{M \rightarrow B}(k) \\ &\quad + W_{R \rightarrow B}(k)\left(\sum_{i=0}^{N_c-1} V_i(k)H_{R \rightarrow B,i}(k)\right)S(k) + W_{R \rightarrow B}(k)\Pi_{R \rightarrow B}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

ここで $V_i(k)$ 、 $W_{M \rightarrow B}(k)$ および $W_{R \rightarrow B}(k)$ は、送信電力を一定とするための制約条件 $\sum_{i=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |V_i(k)|^2 = N_c$ のもとで

$\hat{Y}(k)$ と $S(k)$ との $\text{MSE } E[e(k)^2]$ を最小とする最適化問題の解となる。評価関数 $J(k)$ を次式で定義し、Lagrangeの未定乗数法を用いて最適化問題を解く。

$$J(k) = E[e(k)^2] + \lambda \left( \sum_{i=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |V_i(k)|^2 - N_c \right) \quad (17)$$

ここで、 $\lambda$ はLagrangeの未定乗数である。 $V_i(k)$ 、 $W_{M \rightarrow B}(k)$ および $W_{M \rightarrow R}(k)$ は相互に依存する関数であるため、MMSE規範に基づく最適な送信および受信FDE重みを一意に同時に求めるのは困難である。そこで、次のような順序で $V_i(k)$ 、 $W_{M \rightarrow B}(k)$ および $W_{M \rightarrow R}(k)$ を求める。まず、(送信FDE+リレー局・基地局間チャンネル)を既知の等価チャンネル $\hat{H}_{R \rightarrow B}(k)$ とみなし、従来のMMSE重みと同様に $W_{M \rightarrow B}(k)$ および $W_{M \rightarrow R}(k)$ を求める。次に、式(16)および式(17)に代入し、最適化問題を満たす $V_i(k)$ を求める。式(16)および式(17)を用いて $W_{M \rightarrow B}(k)$ および $W_{M \rightarrow R}(k)$ は以下で与えられる[9]。

$$\begin{cases} W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + |\hat{H}_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \\ W_{R \rightarrow B}(k) = \frac{\hat{H}_{R \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + |\hat{H}_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \end{cases} \quad (18)$$

求めた $W_{M \rightarrow B}(k)$ および $W_{M \rightarrow R}(k)$ を式(16)および式(17)に代入すると、 $V_i(k)$ は次式のように求まる。

$$V_i(k) = \frac{\left( \sqrt{\frac{2N_0}{T_s \lambda} \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} - |H_{M \rightarrow B}(k)|^2 - \frac{2N_0}{T_s} \right)^{1/2}}{\sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} H_{R \rightarrow B,i}^*(k) \quad (19)$$

上式より、送信重み $V_i(k)$ はチャンネルの逆位相をとり、受信側で同相合成されるように働くことがわかる。式(19)より、 $V_i(k)$ の絶対値 $|V_i(k)|$ は次式を満たす[9]。

$$\begin{aligned} |V_i(k)| &= \frac{|H_{R \rightarrow B,i}(k)|}{\sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} \\ &\quad \times \left( \max \left[ \sqrt{\frac{2N_0}{T_s \lambda} \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} - |H_{M \rightarrow B}(k)|^2 - \frac{2N_0}{T_s}, 0 \right] \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (20)$$

$\lambda$ は式(19)および制約条件より一意に定まる定数であり、次式を満たす。

$$\lambda = \frac{2N_0}{T_s} \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2 \right)^{-1/2}}{N_c + \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( |H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + \frac{2N_0}{T_s} \right) / \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} \right\}^2 \quad (21)$$

FDE後の受信信号 $\{\hat{Y}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ に $N_c$ ポイントIFFTを適用して時間領域信号 $\{\hat{d}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ に変換し、データ判定を行う。

### b) 変調方式が異なる場合

第1および第2タイムスロットの受信信号の変調方式が異なる場合、端末およびリレー局からの信号に対し、ビット毎に対数尤度比(LLR)[10]を算出し合成する。

周波数領域受信信号 $\{Y_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{Y_{R \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ にそれぞれMMSE-FDEを適用して $\{\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{\hat{Y}_{R \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ を得る。 $\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k)$ および $\hat{Y}_{R \rightarrow B}(k)$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) \\ \hat{Y}_{R \rightarrow B}(k) = Y_{R \rightarrow B}(k)W_{R \rightarrow B}(k) \end{cases} \quad (22)$$

$W_{M \rightarrow B}(k)$ 、 $W_{M \rightarrow R}(k)$ 、 $V_i(k)$ および $\lambda$ は次式で与えられる(導出略)[9]。

$$\begin{cases} W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \\ W_{R \rightarrow B}(k) = \frac{\hat{H}_{R \rightarrow B}^*(k)}{|\hat{H}_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \end{cases} \quad (23)$$

$$V_i(k) = \frac{\left( \sqrt{\frac{2N_0}{T_s \lambda} \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} - \frac{2N_0}{T_s} \right)^{1/2}}{\sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} H_{R \rightarrow B,i}^*(k) \quad (24)$$

$$\lambda = \frac{2N_0}{T_s} \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2 \right)^{-1/2}}{N_c + \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{2N_0}{T_s} / \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} \right\}^2 \quad (25)$$

ここで、 $|V_i(k)|$ は次式を満たす。

$$|V_i(k)| = \frac{|H_{R \rightarrow B,i}(k)|}{\sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} \left( \max \left[ \sqrt{\frac{2N_0}{T_s \lambda} \sum_{i=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B,i}(k)|^2} - \frac{2N_0}{T_s}, 0 \right] \right)^{1/2} \quad (26)$$

FDE後の受信信号 $\{\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{\hat{Y}_{R \rightarrow B}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ を $N_c$ ポイントIFFTにより次式

で表される時間領域信号  $\{\hat{d}_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{\hat{d}_{R \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する.

$$\begin{cases} \hat{d}_{M \rightarrow B}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \\ \hat{d}_{R \rightarrow B}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{R \rightarrow B}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (27)$$

$\hat{d}_{M \rightarrow B}(t)$  および  $\hat{d}_{R \rightarrow B}(t)$  より各受信信号のビット LLR をそれぞれ計算し, 加算してデータ判定を行う [4].

#### 4. 直接・協調リレー切り替えと変調割り当て

本稿では, セル内全域におけるスループット向上を目的として, 適応変調を直接・マルチアンテナ協調 DF リレー切り替え通信に適用する. すべての変調組み合わせにおける協調リレーのスループットとすべての変調における直接通信のスループットを推定し, 比較を行うことで最大スループットの得られる通信方式および変調を選択する. 協調リレーのスループットを推定する際には, 協調リレーが有効なセル端では直接リンクの貢献が無視できるほど小さいことに着目し [4], 端末・リレー局およびリレー局・基地局間のチャンネル情報のみを用いる. リレー局選択に関しては, 次式で表されるように, チャンネル状態の悪いリンクの正規化瞬時受信電力が最大となるリレー局を選択する [3].

$$R = \arg \max_{R \in \{0, 1, \dots, A-1\}} \left\{ \min \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_{M \rightarrow R}^{(l)}|^2 r_{M \rightarrow R}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow R}/10}, \sum_{l=0}^{L-1} |h_{R \rightarrow B}^{(l)}|^2 r_{R \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R \rightarrow B}/10} \right) \right\} \quad (28)$$

次式により, 切り替え通信における推定スループット  $S(m_1, m_2)$  を最大とする変調指数の組み合わせ  $(m_1^{opt}, m_2^{opt})$  を選択する ( $m_2=0$  のときは制約条件なし).

$$(m_1^{opt}, m_2^{opt}) = \arg \max_{m_1, m_2} S(m_1, m_2) \quad s.t. \quad m_1 K_1 = m_2 K_2 \quad (29)$$

このとき,  $m_2^{opt}=0$  であれば直接通信, そうでなければ協調リレーが選択される.  $S(m_1, m_2)$  は次式で与えられる.

$$S(m_1, m_2) = \begin{cases} \frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} \frac{1 - PER_{M \rightarrow R \rightarrow B, m_1, m_2}}{1 + N_g / N_c} & \text{if } m_2 \neq 0 \\ \frac{1 - PER_{M \rightarrow B, m_1}}{1 + N_g / N_c} & \text{if } m_2 = 0 \end{cases} \quad (30)$$

ここで,  $m_2=0$  は直接通信を行うことを意味する.

$PER_{M \rightarrow R \rightarrow B, m_1, m_2}$  および  $PER_{M \rightarrow B, m_1}$  は, それぞれ変調指数の組み合わせ  $(m_1, m_2)$  におけるリレー経路の packet 誤り率 (PER) および変調指数  $m_1$  における直接経路の PER であり, 次式で与えられる [11].

$$\begin{cases} PER_{M \rightarrow R \rightarrow B, m_1, m_2} = 1 - \left\{ 1 - (BER_{M \rightarrow R, m_1} + BER_{R \rightarrow B, m_2}) \right\}^{N_p} \\ PER_{M \rightarrow B, m_1} = 1 - (1 - BER_{M \rightarrow B, m_1})^{N_p} \end{cases} \quad (31)$$

ここで,  $N_p$  は packet サイズである.  $BER_{(Tx) \rightarrow (Rx), m_n}$  は送信局 (Tx) から受信局 (Rx) までの伝送を変調指数  $m_n$  で行ったときの MMSE-FDE 後のビット誤り率 (BER) を表し, MMSE-FDE 後の受信信号の瞬時信号対干渉 + 雑音電

力比 (SINR) から計算される [5]. ここで, 干渉とは MMSE-FDE を行った後の残留符号間干渉 (ISI) を指す.

#### 5. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより, 適応変調割り当てを用いる直接・マルチアンテナ協調リレー切り替え通信のスループットの分布を求める. シミュレーション諸元を表 2 に示す. チャンネルは 16 パスの等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングチャンネルを仮定し, 各タイムスロット内でフェージングが変化しないものとする. 正規化セル半径を 1 とし, 6 つのリレー局が基地局をから正規化距離 0.5 の位置に同心円状に配置されているものとする. 端末の位置はセル内で一様分布となるように発生させる. このときの数値計算モデルを図 7 に示す. 直接通信を行うときは正規化総送信電力  $\bar{P}$  を端末に配分 ( $\bar{P}_M = \bar{P}$ ) し, 協調リレーを行うときは  $\bar{P}$  を端末とリレー局に等しく配分 ( $\bar{P}_M = \bar{P}_R = \bar{P}/2$ ) するものとする.

$A$  通りの変調組み合わせ (直接通信における変調も含む) が存在する切り替え通信の平均スループットは,  $a(=0, \dots, A-1)$  番目の変調組み合わせが選ばれる確率  $p_a$  と,  $a$  番目の変調組み合わせの packet 誤り率  $PER_a$  を用いて次のように定義できる [5].

$$\hat{S} = \frac{1}{1 + N_g / N_c} \sum_{a=0}^{A-1} p_a \left\{ \beta(m_{a,1}, m_{a,2}) (1 - PER_a) \right\} \quad [\text{bps/Hz}] \quad (32)$$

$$\beta(m_{a,1}, m_{a,2}) = \begin{cases} m_{a,1} & \text{for direct transmission} \\ \frac{m_{a,1} m_{a,2}}{m_{a,1} + m_{a,2}} & \text{for cooperative relay} \end{cases} \quad (33)$$

ここで,  $m_{a,1(2)}$  はそれぞれ  $a$  番目の変調組み合わせにおける第 1 (第 2) タイムスロットの変調指数である.

表 2 シミュレーション諸元

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of paths	$L=16$
Equalization	MMSE-FDE
Combining at BS	MMSE combining, LLR combining
No. of antennas at RS	$N_r=1, 2, 3, 4$
Packet size	$N_p=1024$ (bits)
FFT-block size	$N_c=256$ (symbols)
GI length	$N_g=16$ (symbols)
No. of blocks (1st+2nd slots)	60 (blocks)
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard deviation	$\sigma_s=7.0$ (dB)
Channel estimation	Ideal

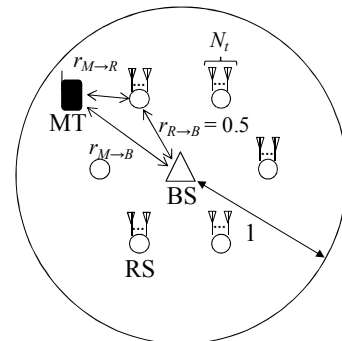


図 7 計算機シミュレーションにおける数値計算モデル

累積分布の  $x\%$  値を与えるスループットの値を  $x\%$  アウテージスループットと定義する.  $N_r=1, 2, 3, 4$  にお

る適応変調割り当てを用いる直接・マルチアンテナ協調リレー切り替え通信の10%アウトエージスループットおよび協調リレーの選択確率を図8および図9にそれぞれ示す。

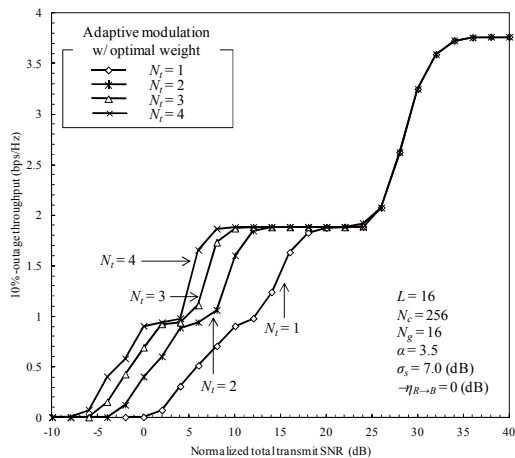


図8 10%アウトエージスループット特性

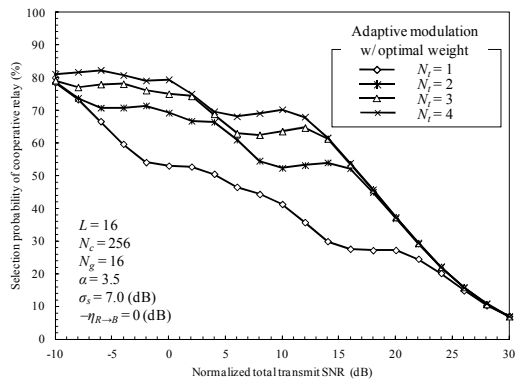


図9 協調リレーの選択確率

図8より、リレー局におけるアンテナ本数を増やすことでより高い10%アウトエージスループットが得られていることがわかる。これは、10%アウトエージスループットで想定されるチャネル状態の悪いユーザ、すなわちセル端付近のユーザに対して、端末・リレー局間およびリレー局・基地局間におけるアンテナダイバーシチ利得を増加させることで通信品質を向上できるためである。10%アウトエージスループット0.8bps/Hzを達成する所要の正規化総送信SNR( $=\bar{P}/\sigma^2$ )を比較すると、 $N_r=1$ のとき約9.0dB、 $N_r=4$ のとき約-0.7dBとなり、約9.7dB低減できていることがわかる。

図9を見ると、リレー局のアンテナ本数を増やすことで、切り替え通信における協調リレーの選択確率が増加していることがわかる。正規化総送信SNRが0dBのとき、シングルアンテナリレー( $N_r=1$ )では約54%、 $N_r=4$ では約79%の確率で協調リレーが選択されている。すなわち、 $N_r=1$ の場合、セル内のユーザは約半分の確率でのみ、直接通信よりも高いスループットを達成できる。これに対し、 $N_r=4$ の場合、セル内のユーザは約8割の確率で、直接通信よりも高いスループットを達成できる。したがって、リレー局のアンテナを増やすことで、協調リレーによるスループット向上の機会が増加することがわかる。

## 6. むすび

本稿では、適応変調割り当てを用いる直接・協調リレー切り替え通信をマルチアンテナリレー環境下へと拡張した場合のスループット特性を評価した。リレー局と基地局で用いる最適な送受信等化重みを導出し、端末・基地局間、端末・リレー局間およびリレー局・基地局間における瞬時のチャネル情報をもとに、最大スループットを与える通信方式と変調組み合わせを同時に選択した。適応変調割り当てを用いる直接・マルチアンテナ協調DFリレー切り替え通信のアウトエージスループットを評価し、アンテナを増やすことで協調リレーの選択機会が増加することおよびセル端ユーザのスループットを向上できることを示した。

## 文献

- [1] W. C. Jakes, Jr., Editor, *Microwave Mobile Communications*. New York; Wiley, 1974.
- [2] R. Pabst, B. H. Walke, D. C. Schultz, P. Herhold, H. Yanikomeroglu, S. Mukherjee, H. Viswanathan, M. Lott, W. Zirwas, M. Dohler, H. Aghvami, D. D. Falconer, G. P. Fettweis, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, No. 9, pp. 80-89, Sept. 2004.
- [3] 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.
- [4] 木村和裕, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, "シングルキャリア協調DFリレーにおける上りリンク準最適変調割り当て法," *信学技報, RCS2011-239*, pp.39-44, 2011年12月
- [5] 木村和裕, 中田雅之, 小原辰徳, 安達文幸, "適応変調割り当てを用いる上りリンクシングルキャリア直接・協調DFリレー切り替え通信のスループット特性," *信学技報, RCS2011-367*, pp.305-310, 2012年3月
- [6] T. Taniguchi, Y. Karasawa and N. Nakajima, "Design of two way multiantenna AF relay systems under perfect CSI," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference*, pp. 1-4, Apr. 2010.
- [7] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [8] F. Adachi and T. Sato, "Joint antenna diversity and frequency-domain equalization for multi-rate MC-CDMA," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, No. 11, pp. 3217-3224, Nov. 2003.
- [9] 武田一樹, 安達文幸, "ジョイント送信/受信MMSE-FDEを用いるハイブリッドARQパケット伝送のスループット特性," *信学技報, RCS2009-212*, pp. 31-36, 2010年1月
- [10] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC99-Fall*, pp. 1565-1569, Netherland, Sept. 1999.
- [11] A. Muller, J. Speidel, "Achieving exponential diversity in wireless multihop systems with regenerative relays," *Communications, 2009, ICC '09, IEEE International Conference*, Jun. 2009.