

# 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

木村和裕<sup>1</sup> 中田雅之<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 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>1</sup>{kazuhiko, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** セル端スループットを向上させる技術として協調リレーが注目を集めている。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法を提案し、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。しかしながら、協調リレーでは信号伝送に2タイムスロットを要するため最大スループットが半減するので、直接通信よりもスループットが低下してしまうことがある。そこで以前、筆者らは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提案した。本稿では、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、そのスループット特性について検討する。本稿における適応変調割り当てでは、端末・基地局間、端末・リレー局間およびリレー局・基地局間のチャネル状態に対応して、最大スループットを与える通信方式(直接または協調リレー)と変調組み合わせを選択する。適応変調割り当て法を用いたときの直接・協調リレー切り替え通信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ている。

**キーワード** 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 Using Direct/Cooperative DF Relay Switching

Kazuhiro KIMURA<sup>1</sup> Masayuki NAKADA<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, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>2</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The cooperative relay is a promising technique to increase the cell edge throughput. In our previous paper, 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. However, the achievable throughput of 2-time slot cooperative relay is upper limited to half of the direct communication and thus, sometimes the throughput of the cooperative relay becomes lower than that of the direct communication. To avoid this, recently, we proposed a direct/cooperative relay switching transmission. In this paper, we apply the adaptive modulation method to direct/cooperative relay switching transmission. The transmission method and adaptive selection of modulation combinations are done so as to maximize the throughput. We evaluate, by computer simulation, the uplink throughput performance of SC 2-time slot direct/cooperative DF relay switching using the adaptive modulation assignment.

**Keyword** Cooperative DF relay, 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[2-4]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た(従来法)[4]。従来法では、端末がセル端付近に存在するときは、端末・基地局間

リンクのスループットに及ぼす影響が非常に小さいこと[5]に着目し、端末・リレー局間およびリレー局・基地局間リンクの瞬時チャネル状態に基づいて端末とリレー局に変調方式を割り当てる。しかしながら、協調リレーは信号伝送に2タイムスロットを必要とするため、1タイムスロットで通信可能な直接通信に比べ最大スループットが半減してしまう[5]。ゆえに、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ことで、スループットを向上できる。文献[5]において、協調リレーと直接通信のうち、チャネル容量の優れた通信方式を選択する直接・協調切り替え通信が提案されている。

本稿では、適応変調割り当てを直接・協調リレー切り替え通信に適用し、そ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同時に決定する. 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・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,  $X$  個のリレー局がセル内に配置されているものとする. 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.

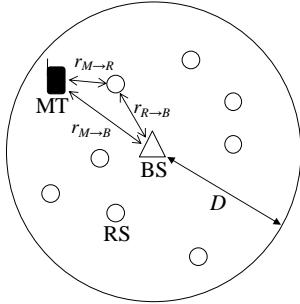


図 1 システムモデル

### 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)[6]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, CP を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  $m_1$  ( $m_2$ ) およびブロック数  $K_1$  ( $K_2$ ) はそれぞれ次のような関係を持ち, 変調組み合わせによって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. また, スループットは次式で表される [4].

$$S = \frac{m_1 m_2}{(m_1 + m_2) \left(1 + \frac{N_g}{N_c}\right)} (1 - PER) \text{ [bps/Hz]} \quad (2)$$

ここで,  $PER$  は協調リレー通信におけるパケット誤り率( $PER$ )を表す. 直接通信の場合, 第 1 タイムスロットは  $K/2$  ブロックからなる 1 フレームで構成されている.

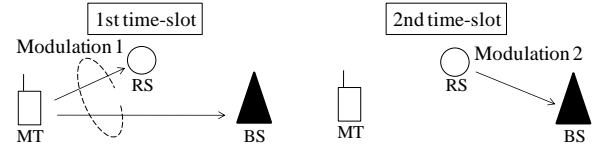


図 2 2 タイムスロット協調 DF リレーの動作

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

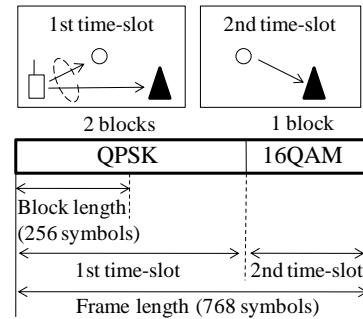


図 3 変調組み合わせの一例 ( $K=3$ ,  $N_c=256$ )

## 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.

$$y_{M \rightarrow B}(t) = \sqrt{2P_{M \rightarrow B}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M \rightarrow B}^{(l)} s((t - \tau_{M \rightarrow B}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{M \rightarrow B}(t) \quad (3)$$

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  $2N_0/T_s$  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・基地局間の受信電力である.

$$P_{M \rightarrow B} = \bar{P}_M \cdot \bar{r}_{M \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow B}/10} \quad (4)$$

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  $\sigma$  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

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。

$$Y_{M \rightarrow B}(k) = H_{M \rightarrow B}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow B}(k) \quad (5)$$

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[7]。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。

$$\hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) \quad (6)$$

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[7]。

$$W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \quad (7)$$

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。

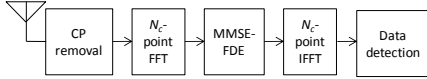


図4 基地局における信号処理(直接通信)

## 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のCP除去後の受信信号  $\{y_{M \rightarrow R}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される。

$$y_{M \rightarrow R}(t) = \sqrt{2P_{M \rightarrow R}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M \rightarrow R}^{(l)} s((t - \tau_{M \rightarrow R}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{M \rightarrow R}(t) \quad (8)$$

ここで、 $h_{M \rightarrow R}^{(l)}$  および  $\tau_{M \rightarrow R}^{(l)}$  は、それぞれ端末・リレー局間の第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間を表す。 $\{n_{M \rightarrow R}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は第1タイムスロットのリレー局における平均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。

$$P_{M \rightarrow R} = \bar{P}_M \cdot \bar{r}_{M \rightarrow R}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow R}/10} \quad (9)$$

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  $\sigma$  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。リレー局の受信信号  $\{y_{M \rightarrow R}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用し、周波数領域受信信号  $\{Y_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する。 $Y_{M \rightarrow R}(k)$  は次式で表される。

$$Y_{M \rightarrow R}(k) = H_{M \rightarrow R}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow R}(k) \quad (10)$$

ここで、 $S(k)$ 、 $H_{M \rightarrow R}(k)$  および  $\Pi_{M \rightarrow R}(k)$  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

局間のチャネル利得およびリレー局の雑音成分である。

周波数領域受信信号  $\{Y_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  に MMSE-FDE を適用する[7]。MMSE-FDE 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。

$$\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k) = Y_{M \rightarrow R}(k)W_{M \rightarrow R}(k) \quad (11)$$

ここで、 $\{W_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  と送信信号  $\{S(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  との MSE を最小にする MMSE 重みであり、次式で表される[7]。

$$W_{M \rightarrow R}(k) = \frac{H_{M \rightarrow R}^*(k)}{|H_{M \rightarrow R}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \quad (12)$$

ここで、 $(\cdot)^*$  は複素共役を表す。

$N_c$  ポイント IFFT を用いて周波数領域信号  $\{\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  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列  $\{\hat{s}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  を生成した後、第2タイムスロットで基地局へと伝送する。 $\hat{s}(t)$  は次式で表される。

$$\hat{s}(t) = \arg \min_{\hat{x}(t) \in \mathcal{X}} \left| \hat{d}_{M \rightarrow R}(t) - \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k) \right) \hat{x}(t) \right|^2 \quad (13)$$

ここで  $\mathcal{X}$  は変調シンボルの集合を表す[8]。

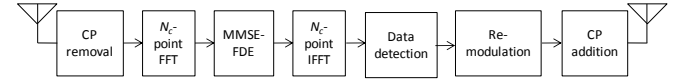


図5 リレー局における信号処理

### 3.2.2. 第2タイムスロット

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。

$$y_{R \rightarrow B}(t) = \sqrt{2P_{R \rightarrow B}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{R \rightarrow B}^{(l)} \hat{s}((t - \tau_{R \rightarrow B}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{R \rightarrow B}(t) \quad (14)$$

ここで、 $h_{R \rightarrow B}^{(l)}$  および  $\tau_{R \rightarrow B}^{(l)}$  は、リレー局・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。

$$P_{R \rightarrow B} = \bar{P}_R \cdot \bar{r}_{R \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R \rightarrow B}/10} \quad (15)$$

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  $\sigma$  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。

$$\begin{cases} Y_{M \rightarrow B}(k) = H_{M \rightarrow B}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow B}(k) \\ Y_{R \rightarrow B}(k) = H_{R \rightarrow B}(k)\hat{S}(k) + \Pi_{R \rightarrow B}(k) \end{cases} \quad (16)$$

ここで、 $\hat{S}(k)$ は第  $k$  周波数におけるリレー局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、端末およびリレー局からの信号合成法について述べる。

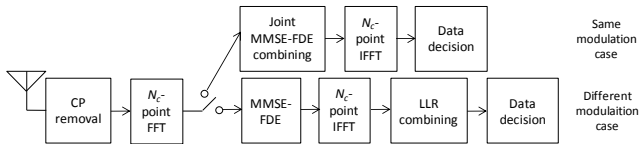


図 6 基地局における信号処理(協調リレー通信)

### a) 変調方式が等しい場合の合成法

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[7]を用いる。式(16)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。

$$\hat{Y}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) + Y_{R \rightarrow B}(k)W_{R \rightarrow B}(k) \quad (17)$$

ここで  $W_{M \rightarrow B}(k)$  および  $W_{R \rightarrow B}(k)$  は  $\hat{Y}(k)$  と  $S(k)$  との MSE を最小とする MMSE 重みであり、それぞれ次式で与えられる[7]。

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

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  $\{\hat{d}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する。

### b) 変調方式が異なる場合の合成法

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)[9]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。

$$\begin{cases} \hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) \\ \hat{Y}_{R \rightarrow B}(k) = Y_{R \rightarrow B}(k)W_{R \rightarrow B}(k) \end{cases} \quad (19)$$

ここで、  $W_{M \rightarrow B}(k)$  および  $W_{R \rightarrow B}(k)$  は次式で与えられる MMSE 重みである[7]。

$$\begin{cases} W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \\ W_{R \rightarrow B}(k) = \frac{H_{R \rightarrow B}^*(k)}{|H_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \end{cases} \quad (20)$$

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。

$$\begin{cases} \hat{d}_{M \rightarrow B}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \\ \hat{d}_{R \rightarrow B}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{R \rightarrow B}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (21)$$

次に、  $\hat{d}_{M \rightarrow B}(t)$  および  $\hat{d}_{R \rightarrow B}(t)$  より第  $t$  番目のシンボルの第  $u$  番目のビット LLR,  $\lambda_{M \rightarrow B,u}(t)$  および  $\lambda_{R \rightarrow B,u}(t)$  をそれぞれ計算する[4]。合成後の尤度  $\lambda_u(t)$  は次式で表される。

$$\lambda_u(t) = \lambda_{M \rightarrow B,u}(t) + \lambda_{R \rightarrow B,u}(t) \quad (22)$$

$\lambda_u(t)$  が正ならば"1", 負ならば"0"とビット判定を行う。

## 4. 直接・協調リレー切り替えと変調割り当て

筆者らは文献[4]にて、端末がセル端付近に存在するときは、端末・基地局間リンクの貢献がスループットに及ぼす影響が非常に小さいこと[5]に着目し、端末・リレー局間リンクおよびリレー局・基地局間リンクの瞬時チャネル状態に基づいて端末とリレー局に変調方式を割り当てる適応変調割り当て(従来法)を提案した。しかしながら、協調リレーは信号伝送に 2 タイムスロットを必要とするため、最大スループットが 1 タイムスロットで通信可能な直接通信に比べ半減してしまう[5]。ゆえに、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ことで、スループットを向上させることができる。文献[5]において、協調リレーと直接通信のうち、チャネル容量の優れた通信方式を選択する直接・協調切り替え通信が提案されている。

そこで本稿では、セル内全域におけるスループット向上を目的として、適応変調割り当てを直接・協調リレー切り替え通信に適用する。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、以下の手順に従って、基地局が各リンクの瞬時チャネル状態を用いてスループットを最大化する変調方式および通信方式を選択し、端末およびリレー局へ指示する。

Step 1) 協調 DF リレーのスループットは端末・リレー局間、リレー局・基地局間のうちチャネル状態の悪い方のリンクに依存する[3]。そのため次式で表されるように、チャ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。

$$R = \arg \max_{R \in \{0, 1, \dots, X-1\}} \left\{ \min \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_{M \rightarrow R}^{(l)}|^2 \cdot r_{M \rightarrow R}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow R}/10}, \sum_{l=0}^{L-1} |h_{R \rightarrow B}^{(l)}|^2 \cdot r_{R \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R \rightarrow B}/10} \right) \right\} \quad (23)$$

Step 2) 既知のチャネル状態を用いて、第 1 タイムスロットにおける基地局およびリレー局の受信信号に MMSE-FDE を行った後の瞬時信号対干渉+雑音電力比(SINR)  $\gamma_{M \rightarrow B}$  および  $\gamma_{M \rightarrow R}$ , かつ第 2 タイムスロットにおける基地局の受信信号に MMSE-FDE を行った後の SINR  $\gamma_{R \rightarrow B}$  を計算する。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。  $\gamma_{M \rightarrow B}$ ,  $\gamma_{M \rightarrow R}$  および  $\gamma_{R \rightarrow B}$  は次式で表される[7]。

$$\begin{aligned}
\gamma_{M \rightarrow B} &= \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow B}(k) W_{M \rightarrow B}(k) \right|^2}{\frac{1}{2} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M \rightarrow B}(k) W_{M \rightarrow B}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow B}(k) W_{M \rightarrow B}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{M \rightarrow B}(k)|^2} \\
\gamma_{M \rightarrow R} &= \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k) \right|^2}{\frac{1}{2} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{M \rightarrow R}(k)|^2} \\
\gamma_{R \rightarrow B} &= \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{R \rightarrow B}(k) W_{R \rightarrow B}(k) \right|^2}{\frac{1}{2} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{R \rightarrow B}(k) W_{R \rightarrow B}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{R \rightarrow B}(k) W_{R \rightarrow B}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{R \rightarrow B}(k)|^2}
\end{aligned} \tag{24}$$

ここで、 $\gamma_{M \rightarrow B}$ 、 $\gamma_{M \rightarrow R}$  および  $\gamma_{R \rightarrow B}$  の分子は信号電力成分、分母は残留干渉+雑音電力成分である。

Step 3) Step2 で計算した SINR より、各変調方式を用いた端末・基地局間、端末・リレー局間およびリレー局・基地局間の瞬時ビット誤り率(BER)を計算する。端末・基地局間リンクの BER を次式に表す[10].

$$\text{BER}_{M \rightarrow B} = \begin{cases} \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{2} \gamma_{M \rightarrow B}} \right) & \text{for BPSK} \\ \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{4} \gamma_{M \rightarrow B}} \right) & \text{for QPSK} \\ \frac{3}{8} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{20} \gamma_{M \rightarrow B}} \right) & \text{for 16QAM} \end{cases} \tag{25}$$

ここで、 $\text{erfc}(\cdot)$  は誤差補関数を表す。計算した BER をもとに、瞬時 PER を計算する。文献[11]により、PER は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \text{PER}_{M \rightarrow B} = 1 - (1 - \text{BER}_{M \rightarrow B})^{N_p} & \text{for direct transmission} \\ \text{PER}_{M \rightarrow R \rightarrow B} \cong 1 - (1 - (\text{BER}_{M \rightarrow R} + \text{BER}_{R \rightarrow B}))^{N_p} & \text{for cooperative relay} \end{cases} \tag{26}$$

ここで、 $N_p$  はパケットサイズである。 $\text{PER}_{M \rightarrow B}$  および  $\text{PER}_{M \rightarrow R \rightarrow B}$  はそれぞれ直接通信および協調リレーの瞬時 PER である。

Step 4) 瞬時 PER からスループット  $S'$  を推定する [12,13].

$$S' = \begin{cases} m_1 \frac{(1 - \text{PER}_{M \rightarrow B})}{1 + N_g/N_c} \text{ [bps/Hz]} & \text{for direct transmission} \\ \frac{m_1 m_2 (1 - \text{PER}_{M \rightarrow R \rightarrow B})}{m_1 + m_2 (1 + N_g/N_c)} \text{ [bps/Hz]} & \text{for cooperative relay} \end{cases} \tag{27}$$

Step 5) 最もスループットの高い通信方式および変調方式を選択する。

## 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・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。次式で示すように、協調リレーを行うときは正規化総送信電力  $\bar{P}$  を端末とリレー局に等しく配分するものとする。

$$\begin{cases} \bar{P}_M = \bar{P}_R = \bar{P}/2 & \text{for cooperative relay} \\ \bar{P}_M = \bar{P} & \text{for direct transmission} \end{cases} \tag{28}$$

変調組み合わせが  $A$  通り存在する協調 DF リレー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パケット誤り率  $\text{PER}_a$  を用いて次のように定義できる [4].

$$\hat{S} = \frac{1}{(1 + N_g/N_c)} \sum_{a=0}^{A-1} p_a \{ \beta(m_{a,1}, m_{a,2}) (1 - \text{PER}_a) \} \text{ [bps/Hz]} \tag{29}$$

ただし、

$$\beta(m_{a,1}, m_{a,2}) = \begin{cases} m_{a,1} & \text{for direct transmission} \\ \frac{m_{a,1} m_{a,2}}{m_{a,1} + m_{a,2}} & \text{for cooperative relay} \end{cases} \tag{30}$$

ここで、 $m_{a,1}$ 、 $m_{a,2}$  はそれぞれ  $a$  番目の変調組み合わせにおける第 1 および第 2 タイムスロットの 1 シンボルあたりのビット数である。

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
Packet size	$N_p=1024$ (bits)
FFT-block size	$N_c=512$ (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

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。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の 10% および 50% アウテージスループットをそれぞれ図 8 および図 9 に示す。比較のため、常に協調リレーを行う (従来

法) とときと全てのリンクの瞬時チャネル状態を考慮して切り替えを行う (全探索法) とときの 10% および 50% アウテージスループットも示している. 全探索法は, 全ての通信方式および変調組み合わせについてスループットを計算し, 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選択する.

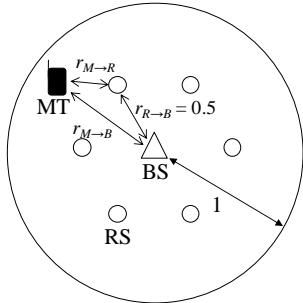


図 7 計算機シミュレーションにおける数値計算モデル

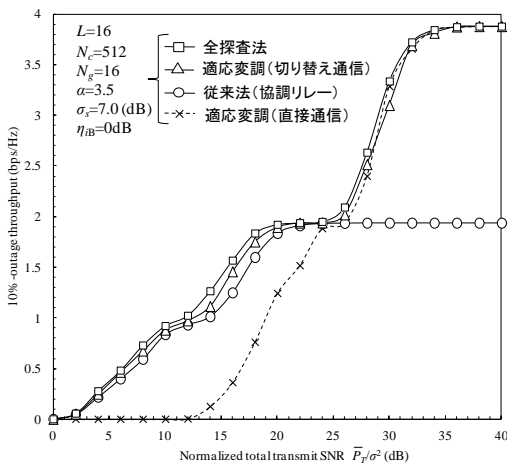


図 8 10% アウテージスループット特性

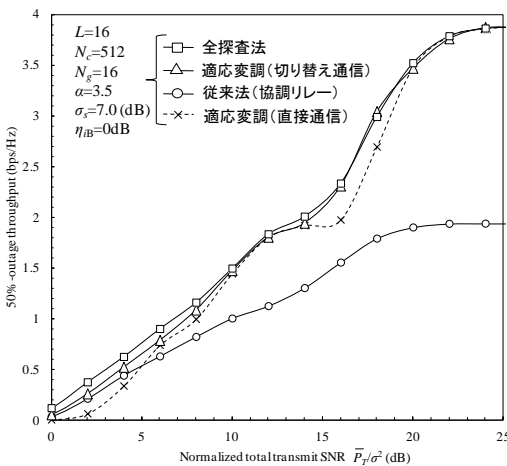


図 9 50% アウテージスループット特性

図 8 より, 従来法を用いた場合, 正規化送信 SNR の低い領域では全探索法を行った場合に近い 10% アウテージスループットを得られているものの, 送信 SNR が高い領域では達成可能なアウテージスループットが全探索法の 1/2 に制限されていることが分かる. また, 図 9 より 50% アウテージスループットの場合, 高送信 SNR 領域のみならず, 低送信 SNR 領域においてもスループットが大きく劣化していることが分かる. これは, 端末がセル中央に近いような場合においては, 協調リレーの空間ダイバーシチ利得よりも 2 タイムスロ

ットを要することによる伝送効率の劣化が上回るためである.

図 8 および 9 より, 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は, 送信 SNR の値に関わらず全探索法とほぼ同等の 10% および 50% アウテージスループットを達成できることが分かる. 例えば, 1.5bps/Hz の 50% アウテージスループットを達成するのに必要な正規化総送信 SNR が, 適応変調割り当てを用いる切り替え通信は従来法に比べ約 5.6dB 低く, 全探索法に比べてわずか 0.1dB 程高いだけである. これは, 直接通信と協調リレーの切り替えを行うことにより, 協調リレーの空間ダイバーシチ利得を得つつ, 1 タイムスロットで伝送可能な高伝送効率の直接通信を利用できるためである.

## 6. むすび

本稿では, 適応変調割り当てを直接・協調リレー切り替え通信に適用したときのスループット特性を評価した. 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, リレー局選択を行った後, 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する. 適応変調割り当てを用いる切り替え通信のアウテージスループットを評価し, 全探索法とほぼ等しいスループット特性が得られることを示した.

## 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 outagebehavior," *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, pp39-44, 2011 年 12 月
- [5] M. Nakada, T. Obara, T. Yamamoto and F. Adachi, "Direct/cooperative AF relay switching using spectrum division/adaptive subcarrier allocation for SC-FDMA uplink," *Proc. APWCS 2011*, Aug. 2011.
- [6] 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.
- [7] F. Adachi and T. Sao, "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.
- [8] 石橋功至, 落合秀樹, "ピーク電力制限下における Amplify-and-Forward 型協力通信の特性に関する一検討," *信学技報*, RCS2010-46, pp167-172, 2010 年 10 月
- [9] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC99-Fall*, pp. 1565-1569, Netherland, Sept. 1999.
- [10] 奥村善久, 進士昌明, "移動通信の基礎", 電子情報通信学会, 1986.
- [11] A. Muller, J. Speidel, "Achieving exponential diversity in wireless multihop systems with regenerative relays," *Communications, 2009, ICC '09, IEEE International Conference*, Jun. 2009.
- [12] 石井健一, 大澤智喜, "無線 LAN システムのマルチセル環境におけるスループットの理論検討," *信学論 B*, vol. J83-B, No. 3, pp267-275, 2000 年 3 月
- [13] 新博行, 安部田貞行, 佐和橋衛, 安達文幸, "上りリンクブロードバンド無線パケット伝送における SC/DS-CDMA, MC/DS-CDMA の特性比較," *信学技報*, RCS1999-357, pp71-77, 1999 年 10 月