

# 上りリンクシングルキャリア協調 DF リレーにおける 変調割り当ての効果

木村和裕<sup>1</sup> 中田雅之<sup>2</sup> 小原辰徳<sup>2</sup> 安達文幸<sup>3</sup>

<sup>1</sup>東北大学 工学部 情報知能システム総合学科

<sup>2,3</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>1,2</sup>{kazuhiko, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** セル端付近に存在するユーザの伝送品質は伝搬損失, シェドウィング損失およびフェージングの影響により劣化してしまう. このような問題を解決するための有力な技術として協調リレーがある. 端末・基地局間, 端末・リレー局間およびリレー局・基地局間のチャネル状態が異なるため, 端末およびリレー局でそれぞれチャネル状態に応じて変調方式を割り当てることでスループットの向上が期待できる. 本論文では, シングルキャリア 2 タイムスロット協調 DF リレーにおける適応変調割り当てについて検討し, 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, シングルキャリア伝送, 適応変調割り当て

## Modulation Assignment for Uplink Single Carrier Cooperative DF Relay

Kazuhiro KIMURA<sup>1</sup> Masayuki NAKADA<sup>2</sup> Tatsunori OBARA<sup>2</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Dept. of Information and Intelligent Systems, School of Engineering, Tohoku University

<sup>2,3</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>1,2</sup>{kazuhiko, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The throughput of a user close to the cell edge significantly degrades by the path loss, shadowing loss and fading. The cooperative relay is known as a promising technique to mitigate the above degradation. In the cooperative relay, assigning different modulation schemes to the channels between mobile terminal (MT) and relay station (RS), between RS and base station (BS), and between MT and BS can further increase the throughput. In this paper, we study the adaptive modulation assignment for a 2-time slot single-carrier cooperative DF relay. We evaluate, by computer simulation, the uplink throughput performance using the adaptive modulation assignment.

**Keyword** Cooperative decode-and-forward (DF) relay, 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. しかしながら, 所要の通信品質を保証しつつ超高速伝送の通信を行うには, 伝送速度に比例した高い送信電力が要求される. また, 伝搬損失やシェドウィング損失, フェージングによって, 特にセル端付近に存在するユーザの伝送品質は劣化してしまう[1]. そのため, 所要の通信品質を保証するためにさらに送信電力を増大しなければならない. 送信電力を低減しつつサービスエリアの拡大を図る技術として, 協調リレーがある[2,3]. 協調リレーのシステム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リンクに依存する. 端末およびリレー局で同一の変調方式を用いた場合, チャネル状態の良いリンクで全ての情報を正しく受信できたとしても,

チャネル状態の悪いリンクでは正しく受信できない可能性があり, その場合はシステムスループットが低下してしまう. そこで, 端末・リレー局間, リレー局・基地局間および端末・基地局間のチャネル状態が異なることを利用し, 端末およびリレー局における変調方式をチャネル状態に応じて割り当てることで, スループットの低下を避けることができる. 文献[3]では直交周波数分割多重(OFDM)を用いる協調リレーにおける適応変調割り当てについて検討している.

本論文では, 上りリンクシングルキャリア 2 タイムスロット協調 Decode-and-forward(DF)リレーにおける適応変調割り当てについて検討している. 適応変調割り当てでは, スループットが常に最大となるようにチャネル状態に応じて端末およびリレー局で用いる変調方式を割り当てる. 端末・基地局間, 端末・リレー局

間およびリレー局・基地局間の受信信号対雑音比 (SNR) に応じた適応変調割り当てを用いたときの 2 タイムスロット協調 DF リレーのスループットを計算機シミュレーションにより求め、変調割り当てを行わずに変調方式を固定した従来の協調リレーとスループットを比較している。

本論文の構成は以下の通りである。第 2 章にて本論文で検討するシステムモデルを述べる。次いで第 3 章では、本論文における協調 DF リレーの動作を述べ、リレー局および基地局における信号処理の数式表現を示す。第 4 章にて、本論文で検討する適応変調割り当てについて述べる。第 5 章にて計算機シミュレーション結果を示し、第 6 章にてまとめる。

## 2. 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している。セル半径を  $R$  とし、6 つのリレー局が基地局を中心に  $R/2$  の位置に同心円状に配置されているものとする。ユーザの端末はセル内に一様分布しているものとする。本論文では、端末・基地局間、端末・第  $i$  リレー局間および第  $i$  リレー局・基地局間距離をそれぞれ  $R_{MB}$ ,  $R_{Mi}$  および  $R_{iB}$  とする。次式で示すように、一定の総送信電力  $P$  から端末とリレー局に等しく電力が配分されるものとする。

$$P_M = P_i = P/2 \quad (1)$$

ここで、 $P_M$ ,  $P_i$  はそれぞれ端末および第  $i$  リレー局の送信電力である。

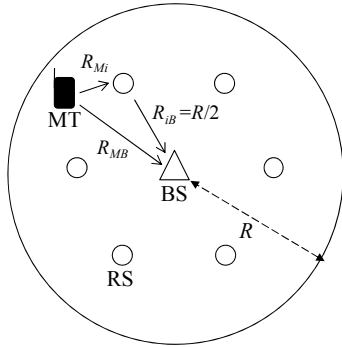


図 1 2 タイムスロット協調 DF リレーのネットワークモデル

## 3. 協調 DF リレー

シングルキャリア 2 タイムスロット協調 DF リレーの上りリンク伝送の動作を図 2 に示す。第 1 タイムスロットと第 2 タイムスロットのシンボル長  $T_s$  は等しいものとする。端末・基地局間、端末・リレー局間およびリレー局・基地局間のチャネル状態に応じて各リンクの変調方式を決定する。変調方式の決定法は 4.1 節にて述べる。

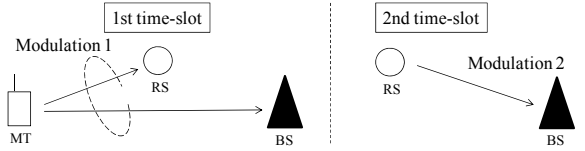


図 2 2 タイムスロット協調 DF リレーの動作

第 1 タイムスロットでは、 $N_c$  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) に挿入したのち、リレー局及び基地局へ送信する。リレー局は端末からの信号を受信し、周波数領域等化 (FDE) [4] を適用したのち、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に再度変調し、GI を挿入後基地局へ送信する。基地局はリレー局からの信号と端末からの信号を合成した後、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 3.2.1 節および 3.2.2 節にて述べる。送信信号がリレー局あるいは基地局で受信されるまでに、距離に依存する伝搬損失や、シャドウイングおよびマルチパスフェージングにより、受信電力が変動する。端末・基地局間、端末・第  $i$  リレー局間および第  $i$  リレー局・基地局間の伝搬路を介した信号の受信電力  $P_{MB}$ ,  $P_{Mi}$  および  $P_{iB}$  は、それぞれ次式で表せる。

$$\begin{cases} P_{MB} = P_M \cdot R_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{MB}/10} = (P_M \cdot R^{-\alpha}) \cdot (R_{MB}^{-\alpha}/R^{-\alpha}) \cdot 10^{-\eta_{MB}/10} \\ P_{Mi} = P_M \cdot R_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{Mi}/10} = (P_M \cdot R^{-\alpha}) \cdot (R_{Mi}^{-\alpha}/R^{-\alpha}) \cdot 10^{-\eta_{Mi}/10} \\ P_{iB} = P_i \cdot R_{iB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{iB}/10} = (P_i \cdot R^{-\alpha}) \cdot (R_{iB}^{-\alpha}/R^{-\alpha}) \cdot 10^{-\eta_{iB}/10} \end{cases} \quad (2)$$

ここで、 $\alpha$  は伝搬損失指数を表している。 $\eta_{MB}$ ,  $\eta_{Mi}$  および  $\eta_{iB}$  はそれぞれ端末・基地局間、端末・第  $i$  リレー局間および第  $i$  リレー局・基地局間のシャドウイング損失 (dB) であり、それぞれ平均値 0 で標準偏差  $\sigma$  の独立な正規ランダム変数である。式 (2) は端末・基地局間、端末・第  $i$  リレー局間および第  $i$  リレー局・基地局間正規化距離  $r_{MB} = R_{MB}/R$ ,  $r_{Mi} = R_{Mi}/R$  および  $r_{iB} = R_{iB}/R$  を用いると、次式のように表される

$$\begin{cases} P_{MB} = \bar{P}_M \cdot r_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{MB}/10} \\ P_{Mi} = \bar{P}_M \cdot r_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{Mi}/10} \\ P_{iB} = \bar{P}_i \cdot r_{iB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{iB}/10} \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 $\bar{P}_M = P_M \cdot R^{-\alpha}$  および  $\bar{P}_i = P_i \cdot R^{-\alpha}$  は、それぞれ端末および第  $i$  リレー局における正規化送信電力である。

### 3.1. 第 1 タイムスロットの送受信処理

第  $i$  リレー局および基地局における送受信処理のブロック図をそれぞれ図 3 および図 4 に示す。本論文では、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。

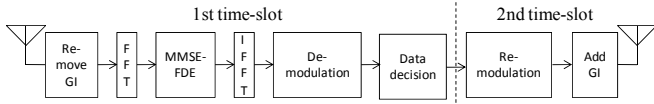


図3 第  $i$  リレー局における信号処理

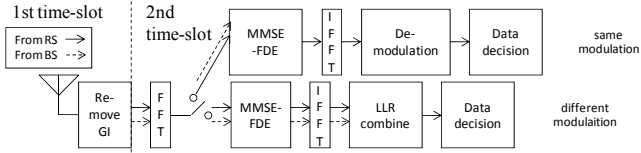


図4 基地局における信号処理

端末の送信信号はリレー局および基地局で受信される。第  $i$  リレー局の受信信号  $\{y_{Mi}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  と基地局の受信信号  $\{y_{MB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される。

$$\begin{cases} y_{Mi}(t) = \sqrt{2P_{Mi}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,Mi} s((t - \tau_{l,Mi}) \bmod N_c) + n_{Mi}(t) \\ y_{MB}(t) = \sqrt{2P_{MB}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,MB} s((t - \tau_{l,MB}) \bmod N_c) + n_{MB}(t) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $\{s(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  は端末の送信信号である。 $h_{l,Mi}$  および  $\tau_{l,Mi}$  は、端末・第  $i$  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それぞれ表す。 $h_{l,MB}$  および  $\tau_{l,MB}$  は、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それぞれ表す。 $\{n_{Mi}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{n_{MB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  はそれぞれ第 1 タイムスロットの第  $i$  リレー局および基地局における平均 0、分散  $2N_0/T_s$  の雑音であり、 $N_0$  は加法性白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

第  $i$  リレー局の受信信号  $\{y_{Mi}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用し、周波数領域受信信号  $\{Y_{Mi}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する。 $Y_{Mi}(k)$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} Y_{Mi}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{Mi}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= H_{Mi}(k)S(k) + \Pi_{Mi}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $S(k)$ 、 $H_{Mi}(k)$  および  $\Pi_{Mi}(k)$  は、それぞれ第  $k$  周波数における送信信号成分、端末・リレー局間のチャネル利得および雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} S(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{Mi}(k) = \sqrt{2P_{Mi}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,Mi} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{l,Mi}}{N_c}\right) \\ \Pi_{Mi}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{Mi}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

周波数領域受信信号  $\{Y_{Mi}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  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 [5]。MMSE-FDE 後の周波数領域信号を  $\{\hat{Y}_{Mi}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  で表す。 $\hat{Y}_{Mi}(k)$  は次式で表される。

$$\hat{Y}_{Mi}(k) = Y_{Mi}(k)W_{Mi}(k) \quad (7)$$

ここで、 $\{W_{Mi}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は  $\{\hat{Y}_{Mi}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  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 [5]。

$$W_{Mi}(k) = \frac{H_{Mi}^*(k)}{|H_{Mi}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \quad (8)$$

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  $\{\hat{Y}_{Mi}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  を時間領域信号  $\{\hat{d}_{Mi}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に変換する。ここで

$$\hat{d}_{Mi}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{Mi}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (9)$$

は第  $t$  番目の軟判定シンボルを表し、これを用いてデータ判定を行う。

### 3.2. 第 2 タイムスロットの送受信処理

第  $i$  リレー局はデータ判定・再変調によってシンボル系列  $\{\hat{s}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  を生成する。 $\hat{s}(t)$  は次式で表される。

$$\hat{s}(t) = \arg \min_{\hat{x}(t) \in \mathcal{X}} \left| \hat{d}_{Mi}(t) - \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{Mi}(k)W_{Mi}(k) \right) \hat{x}(t) \right|^2 \quad (10)$$

ここで  $\mathcal{X}$  は変調シンボルの集合を表す [6]。

$\{\hat{s}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に GI を挿入し、基地局へ送信する。基地局受信信号を  $\{y_{iB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  で表す。 $y_{iB}(t)$  は次式で表される。

$$y_{iB}(t) = \sqrt{2P_{iB}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,iB} \hat{s}((t - \tau_{l,iB}) \bmod N_c) + n_{iB}(t) \quad (11)$$

ここで、 $h_{l,iB}$  および  $\tau_{l,iB}$  は、第  $i$  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。 $n_{iB}(t)$  は平均 0、分散  $2N_0/T_s$  の雑音である。

基地局では、端末からの受信信号  $\{y_{MB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  および第  $i$  リレー局からの受信信号  $\{y_{iB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用して、それぞれ周波数領域信号  $\{Y_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{Y_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  へ変換する。 $Y_{MB}(k)$  および  $Y_{iB}(k)$  は次式で表される。

$$\begin{cases} Y_{MB}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{MB}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ = H_{MB}(k)S(k) + \Pi_{MB}(k) \\ Y_{iB}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{iB}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ = H_{iB}(k)\hat{S}(k) + \Pi_{iB}(k) \end{cases} \quad (12)$$

ここで、 $\hat{S}(k)$ は第  $k$  周波数における送信信号成分である。  $H_{MB}(k)$ および  $H_{iB}(k)$ は、それぞれ第  $k$  周波数における端末・基地局間および第  $i$  リレー局・基地局間のチャネル利得である。  $\Pi_{MB}(k)$ および  $\Pi_{iB}(k)$ は、それぞれ第  $k$  周波数における端末・基地局間および第  $i$  リレー局・基地局間の受信信号における AWGN 成分である。  $\hat{S}(k)$ ,  $H_{MB}(k)$ ,  $H_{iB}(k)$ ,  $\Pi_{MB}(k)$ および  $\Pi_{iB}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{S}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{s}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{MB}(k) = \sqrt{2P_{MB}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,MB} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ H_{iB}(k) = \sqrt{2P_{iB}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,iB} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_{MB}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{MB}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi_{iB}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{iB}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (13)$$

端末および第  $i$  リレー局からの信号合成法について、以下で述べる。

### 3.2.1. 変調方式が等しい場合の合成法

端末および第  $i$  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[5]を用いる。式(12)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。

$$\hat{Y}(k) = Y_{MB}(k)W_{MB}(k) + Y_{iB}(k)W_{iB}(k) \quad (14)$$

ここで  $\{W_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{W_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  は  $\{\hat{Y}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  と  $\{S(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ 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[5]。

$$\begin{cases} W_{MB}(k) = \frac{H_{MB}^*(k)}{|H_{MB}(k)|^2 + |H_{iB}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \\ W_{iB}(k) = \frac{H_{iB}^*(k)}{|H_{MB}(k)|^2 + |H_{iB}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \end{cases} \quad (15)$$

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。ここで

$$\hat{d}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}(k) \exp\left(j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \quad (16)$$

は第  $t$  番目の軟判定シンボルを表し、これを用いてデータ判定を行う

### 3.2.2. 変調方式が異なる場合の合成法

端末および第  $i$  リレー局からの受信信号の変調方式が異なる場合、単純なシンボル合成を行うことができないので、ビットごとに対数尤度比(LLR)[7]を用いた

合成を行う。

式(12)の周波数領域受信信号  $\{Y_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{Y_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ にそれぞれ MMSE-FDE を適用して  $\{\hat{Y}_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{\hat{Y}_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ を得る。  $\hat{Y}_{MB}(k)$  および  $\hat{Y}_{iB}(k)$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \hat{Y}_{MB}(k) = Y_{MB}(k)W_{MB}(k) \\ \hat{Y}_{iB}(k) = Y_{iB}(k)W_{iB}(k) \end{cases} \quad (17)$$

ここで、 $\{W_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は  $\{\hat{Y}_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ と  $\{S(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ との MSE を、  $\{W_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ は  $\{\hat{Y}_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ と  $\{S(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ との MSE を、それぞれ最小とする MMSE 重みであり、次式で与えられる[5]。

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

FDE 後の受信信号  $\{\hat{Y}_{MB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{\hat{Y}_{iB}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ を  $N_c$  ポイント IFFT により次式で表される時間領域信号  $\{\hat{d}_{MB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$  および  $\{\hat{d}_{iB}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ に変換する。

$$\begin{cases} \hat{d}_{MB}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{MB}(k) \exp\left(-j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \\ \hat{d}_{iB}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{iB}(k) \exp\left(-j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \end{cases} \quad (19)$$

次に、 $\hat{d}_{MB}(t)$  および  $\hat{d}_{iB}(t)$  より第  $t$  番目のシンボルの第  $x$  番目のビット LLR,  $\lambda_{MB,x}(t)$  および  $\lambda_{iB,x}(t)$ , をそれぞれ計算する。  $\lambda_{MB,x}(t)$  と  $\lambda_{iB,x}(t)$  は次式を用いて計算できる[7]。

$$\begin{cases} \lambda_{MB,x}(t) = \frac{1}{2\sigma_{MB}^2} \left[ \left| \hat{d}_{MB}(t) - \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{MB}(k)W_{MB}(k) d_{MB,b(x)=0}^{\min} \right|^2 - \left| \hat{d}_{MB}(t) - \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{MB}(k)W_{MB}(k) d_{MB,b(x)=1}^{\min} \right|^2 \right] \\ \lambda_{iB,x}(t) = \frac{1}{2\sigma_{iB}^2} \left[ \left| \hat{d}_{iB}(t) - \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{iB}(k)W_{iB}(k) d_{iB,b(x)=0}^{\min} \right|^2 - \left| \hat{d}_{iB}(t) - \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{iB}(k)W_{iB}(k) d_{iB,b(x)=1}^{\min} \right|^2 \right] \end{cases} \quad (20)$$

ここで、  $d_{MB,b(x)=0(1)}$  は第  $x$  番目のビット  $b(x)$  が  $0(1)$  となる信号点と  $\hat{d}_{MB}(t)$  とのユークリッド距離の最短の距離を、  $d_{iB,b(x)=0(1)}$  は第  $x$  番目のビット  $b(x)$  が  $0(1)$  となる信号点と  $\hat{d}_{iB}(t)$  とのユークリッド距離の最短の距離を表す。式(20)中の  $\sigma_{MB}^2$  および  $\sigma_{iB}^2$  は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{aligned} \sigma_{MB}^2 &= \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{MB}(k)W_{MB}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{MB}(k)W_{MB}(k) \right|^2 \right] \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \frac{N_0}{T_s} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{MB}(k)|^2 \\ \sigma_{iB}^2 &= \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{iB}(k)W_{iB}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{iB}(k)W_{iB}(k) \right|^2 \right] \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \frac{N_0}{T_s} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{iB}(k)|^2 \end{aligned} \right. \quad (21)$$

ビット LLR 合成では  $\lambda_{MB,x}(t)$  と  $\lambda_{iB,x}(t)$  を加算する。合成後の尤度  $\lambda_x(t)$  は次式で表される。

$$\lambda_x(t) = \lambda_{MB,x}(t) + \lambda_{iB,x}(t) \quad (22)$$

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

#### 4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 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ている。どの変調組み合わせにおいても 2 タイムスロットの総伝送時間は変わらないものとし、各タイムスロット内でフェージングが変化しないブロックフェージングを仮定する。

表 1 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	$M=1024$ (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	$\sigma=7.0$ (dB)
Channel estimation	Ideal

##### 4.1. 変調の最適組み合わせ

図 5 に示すようなリンクレベルシミュレーションモデルを用い、計算機シミュレーションによりスループット測定を行う。スループット  $S$  を以下のように定義する。

$$S = \frac{m_1 m_2}{(m_1 + m_2)(1 + N_g/N_c)} (1 - PER) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (23)$$

ここで  $m_1$  および  $m_2$  は、それぞれ第 1 および第 2 タイムスロットの変調多値数である。

図 5 に示すように、端末・第  $i$  リレー局間および第  $i$  リレー局・基地局間では、それぞれ端末・基地局間の平均受信 SNR より、それぞれ  $\Delta_{Mi}$  dB および  $\Delta_{iB}$  dB だけ高い平均受信 SNR が得られているものとする[8].

計算機シミュレーションにより、 $\Delta_{Mi}$ ,  $\Delta_{iB}$  および端末・基地局間の SNR が与えられたとき、すべての変調方式の組み合わせについてスループットを測定し、スループットを最大とする最適な変調方式の組み合わせを決定した。第 1-第 2 タイムスロットの変調組み合わせを表 2 に示す。

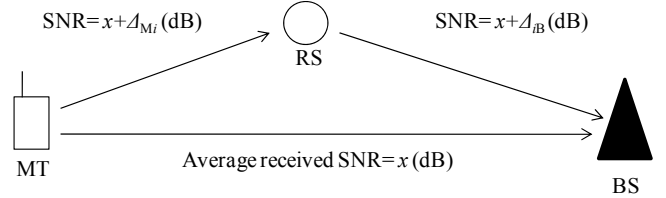


図 5 リンクレベルシミュレーションモデル

表 2 第 1-第 2 タイムスロットの変調組み合わせ

BPSK-BPSK,	BPSK-QPSK,	BPSK-16QAM,
QPSK-BPSK,	QPSK-QPSK,	QPSK-16QAM,
16QAM-BPSK,	16QAM-QPSK,	16QAM-16QAM

端末・基地局間の平均受信 SNR が 5dB の場合にスループットを最大とする変調組み合わせを図 6 に示す。図 6 より、 $\Delta_{Mi}$  が大きくなると第 1 タイムスロットで多値数の大きい変調組み合わせがスループット最大となり、 $\Delta_{iB}$  が大きくなると第 2 タイムスロットで多値数の大きい変調組み合わせがスループット最大となることが分かる。これは図 7 に示すように、シンボル長を一定とした場合、受信 SNR が良いリンクでは高多値変調を用いることで短い時間でより多いビットの伝送が可能になり、スループットが向上するためである。

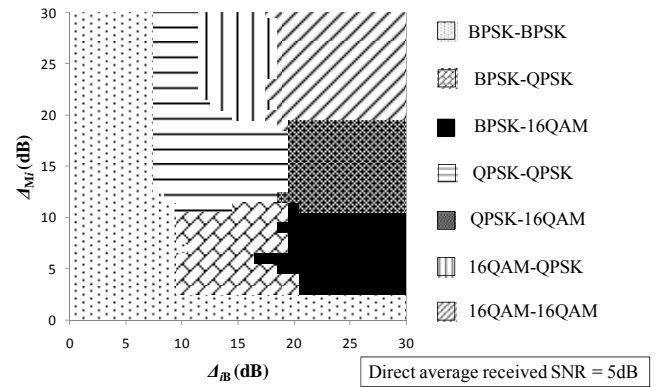


図 6 最大スループットを達成する変調組み合わせ

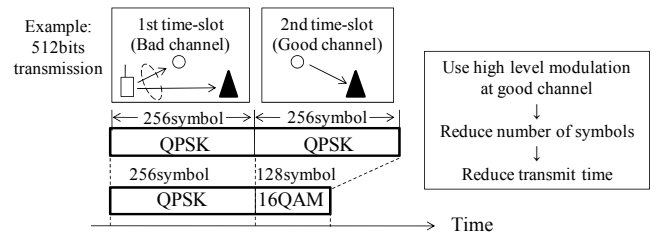


図 7 フレーム長

## 4.2. リレー選択法

DF リレーのスループットは端末・第  $i$  リレー間、第  $i$  リレー・基地局間のうちチャンネル状態の悪い方のリンクに依存する[8]. そのため次式を用いて、チャンネル状態の悪いリンクの利得が最大となるようなリレーを選択する.

$$\max_i \left\{ \min \left( \sum_{l=0}^{L-1} |h_{Mi,l}|^2 r_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{mi}/10}, \sum_{l=0}^{L-1} |h_{iB,l}|^2 r_{iB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{mi}/10} \right) \right\} \quad (24)$$

## 4.3. スループット特性

変調組み合わせが  $X$  通り存在する協調 DF リレーの平均スループットは、 $x(=0, \dots, X-1)$  番目の変調組み合わせが選ばれる確率  $P_x$  と、 $x$  番目の変調組み合わせのパケット誤り率  $PER_x$  を用いて次のように定義できる.

$$S = \frac{1}{(1 + N_g/N_c)} \sum_{x=0}^{X-1} P_x \left\{ \frac{m_{x,1} m_{x,2}}{m_{x,1} + m_{x,2}} (1 - PER_x) \right\} \quad [\text{bps/Hz}] \quad (25)$$

ここで、 $m_{x,1}$ ,  $m_{x,2}$  はそれぞれ  $x$  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多値数である.

適応変調割り当てを行った場合と、変調組み合わせを固定して伝送を行った場合および適応変調を行った直接伝送の 10% アウテージスループットを図 8 に示す. ここで、10% アウテージスループットとは累積分布関数(CDF)の 10% 値である.

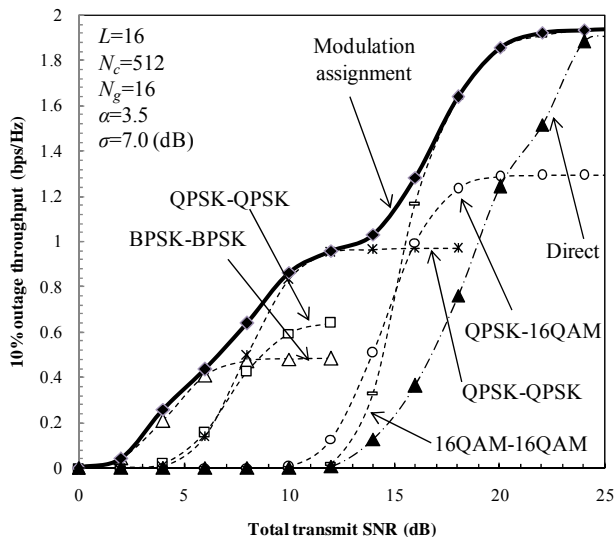


図 8 10%アウテージスループット特性

図 8 より、適応変調割り当てを行った場合の 10% アウテージスループット値が、変調組み合わせ固定よりも上回っている. 特に総送信 SNR が 6~10dB, 14~16dB の範囲では、変調組み合わせ固定の場合より高いスループットが得られている. これは、チャンネル状態が悪く、変調組み合わせ固定ではスループットが落ち

込んでしまう場合であっても、スループット最大となる組み合わせを選択する適応変調割り当てではスループットの落ち込みを避けることができるためである.

また、適応変調割り当てを用いた協調 DF リレーは、適応変調を行った直接伝送より高いスループットを得ることができる. これは、直接伝送ではユーザがセル端に存在する場合に、伝搬損失およびシャドウイングの影響が大きくなり、スループットが落ち込むためである.

## 5. むすび

本論文では、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 2 タイムスロット協調 DF リレーについて述べた. 計算機シミュレーションにより端末とリレー局で用いられる最適な変調方式の組み合わせを求め、適応変調割り当てを用いた時のスループット特性を測定した. 適応変調割り当ては、変調割り当てを行わない協調リレー伝送より高いスループットを得ることができることを示した. また、適応変調割り当てを行う協調 DF リレーは適応変調を行う直接伝送よりも高いスループットを得ることができることを示した.

## 文献

- [1] W.C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave Mobile Communications*. New York; Wiley, 1974.
- [2] P. Pabst, etc., "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, No. 9, pp. 80-89, Sept. 2004.
- [3] Z. Lin, E. Erkip, "Adaptive modulation for coded cooperative systems," *2005 IEEE 6th Workshop on SIP Advances in wireless commun.* pp. 615-619. 5-8 Jun. 2005.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 石橋, 落合 "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(2010-6) pp167-172, 2010 年 10 月
- [7] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC99-Fall*, pp. 1565-1569, Netherland, Sept. 1999.
- [8] W. Wang and R. Wu, "Capacity maximization for OFDM two-hop relay system with separate power constraints," *IEEE Trans. on veh. technol.*, vol. 58, No. 9, pp. 4943-4954. Nov. 2009.