

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

木村和裕¹ 中田雅之¹ 小原辰徳¹ 安達文幸²

^{1,2} 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: ¹{kazuhiko, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ²adachi@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 Decode-and-forward (DF) リレーにおける端末・基地局間リンクおよび端末・リレー局間リンク, リレー局・基地局間リンクの短区間平均受信信号対雑音電力比(SNR)に基づく変調割り当て法(従来法)を提案した. 短区間平均受信 SNR ではなく瞬時チャネル状態に基づく変調割り当てを行えばより優れたスループット特性が得られるはずであるが, 実際にはこのような変調割り当て法の実現は難しい. そこで, 本稿では, 端末がセル端付近に存在する協調リレーの効果が大きい場合には, スループットに及ぼす端末・基地局間リンクの貢献は無視出来ることに着目し, 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準最適変調割り当て法を提案している. 準最適変調割り当て法を適用したときの SC 2 タイムスロット協調 DF リレー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求めている. そして, すべてのリンクの瞬時チャネル状態を考慮した最適割り当て法(全探索法)よりスループット特性は劣るものの, 短区間平均受信 SNR に基づく変調割り当て法(従来法)より優れたスループット特性を達成できることを明らかにしている.

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

Suboptimal Modulation Assignment For Uplink Single Carrier Cooperative DF Relay

Kazuhiro KIMURA¹ Masayuki NAKADA¹ Tatsunori OBARA¹ and Fumiyuki ADACHI²

¹Dept. 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: ¹{kazuhiko, nakada, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ²adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract We previously proposed a modulation assignment method (conventional method) for uplink single carrier (SC) 2-time slot cooperative Decode-and-forward (DF) relay. The conventional method is based on the short-term average received signal-to-noise ratios (SNRs) of mobile terminal (MT) - base station (BS) link, MT- relay station (RS) link, and RS-BS link. The modulation assignment based on instantaneous channel state information (CSI) may achieve superior throughput performance to that based on short-term average received SNR. However, the modulation assignment method based on instantaneous CSI is quite difficult to implement. Therefore, in this paper, knowing that the contribution of MT-BS link to the achievable throughput can be neglected when an MT is close to the cell edge, a suboptimal modulation assignment method is proposed that is based on the instantaneous CSI of MT-RS link and RS-BS link. We evaluate, by computer simulation, the uplink throughput performance of SC 2-time slot cooperative DF relay using the proposed suboptimal method. It is shown that the proposed suboptimal method can achieve superior throughput performance to the conventional method although its throughput performance is inferior to the optimal method (or full-search method) based on the instantaneous CSI of all links.

Keyword Cooperative 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, 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. リレー伝送の効果が得られるのは, 端末・基地局間リンクより端末・リレー局間リンクおよびリレー局・基地局間リンクのチャネル状態が良好な場合

である．協調リレーのスループットは端末・リレー局間リンクとリレー局・基地局間リンクのうちチャネル状態の悪いリンクに依存する[3]．

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 Decode-and-forward (DF)リレーを対象として，端末・基地局間リンク，端末・リレー局間リンクとリレー局・基地局間リンクの短区間平均受信信号対雑音電力比(SNR)に基づく適応変調割り当て法(従来法)を提案した[4]．短区間平均受信 SNR ではなく瞬時チャネル状態に基づく変調割り当てを行えばより優れたスループット特性が得られるはずであるが，実際にはこのような変調割り当て法の実現は難しい．

そこで本稿では，協調リレーの効果が大きい端末がセル端付近に存在するような場合には，スループットに及ぼす端末・基地局間リンクの貢献が無視出来ること[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対応して端末とリレー局に変調方式を割り当てる準最適変調割り当て法を提案する．上りリンク SC 2タイムスロット協調 DF リレーを対象とし，瞬時のチャネル状態に基づく準最適変調割り当て法を提案する．準最適変調割り当て法を用いたときの 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ている．そして，すべてのリンクの瞬時チャネル状態を考慮した最適割り当て法(全探索法)よりスループット特性は劣るものの，短区間平均受信電力に基づく変調割り当て法(従来法)より優れたスループット特性を達成できることを示す．

本稿の構成は以下の通りである．第 2 章にてシステムモデルを述べる．次いで，第 3 章では協調 DF リレーにおける信号処理の数式表現を述べる．第 4 章にて，準最適変調割り当て法を提案する．第 5 章にて計算機シミュレーション結果と考察を述べ，第 6 章にてまとめる．

2. 適応変調割り当てを用いた協調 DF リレー

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している．正規化セル半径を 1 とし，6 つのリレー局が基地局を中心に 0.5 の位置に同心円状に配置されているものとする．本稿では，端末・基地局間，端末・リレー局間およびリレー局・基地局間距離をそれぞれ $r_{M \rightarrow B}$ ， $r_{M \rightarrow R}$ および $r_{R \rightarrow B}$ とする．次式で示すように，一定の正規化総送信電力 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．

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

ここで， P_M および P_R はそれぞれ端末およびリレー局の正規化送信電力(セル半径だけ離れた地点で受信される受信電力で表現)である．

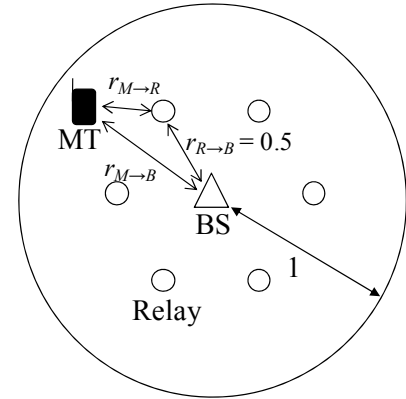


図 1 システムモデル

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， 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後 CP の除去を行い，周波数領域等化(FDE)[6]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 節にて述べる．

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) はそれぞれ次式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．

$$\begin{cases} m_1 K_1 = m_2 K_2 \\ K_1 + K_2 = K \end{cases} \quad (2)$$

表 1 に本稿で扱う第 1-第 2 タイムスロットの変調組み合わせを示す．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，第 1，第 2 タイムスロットで変調方式が異なる場合のスループットは次式で表される[4]．

$$S = \frac{m_1 m_2}{(m_1 + m_2) \left(1 + \frac{N_g}{N_c} \right)} (1 - PER) \text{ [bps/Hz]} \quad (3)$$

ここで， PER はパケット誤り率を表す．

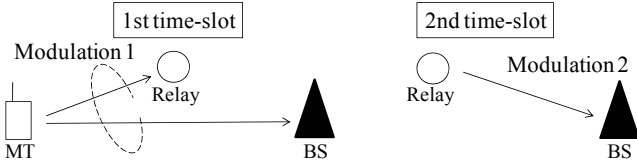


図2 2タイムスロット協調DFリレーの動作

表1 第1-第2タイムスロットの変調組み合わせ

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

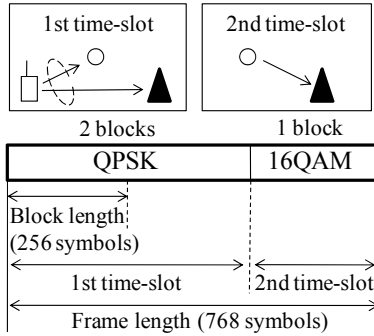


図3 変調組み合わせの一例 ($K=3, N_c=256$)

3. 協調DFリレーの信号処理

3.1. 第1タイムスロット

本稿では、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。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。

第1タイムスロットにおけるリレー局および基地局のCP除去後の受信信号 $\{y_{M \rightarrow R}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$, $R \in \{0, 1, \dots, 5\}$, および $\{y_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} y_{M \rightarrow R}(t) = \sqrt{P_M} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M \rightarrow R}^{(l)} s((t - \tau_{M \rightarrow R}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{M \rightarrow R}(t) \\ y_{M \rightarrow B}(t) = \sqrt{P_M} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M \rightarrow B}^{(l)} s((t - \tau_{M \rightarrow B}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{M \rightarrow B}(t) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $\{s(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ は端末の送信信号である。 $h_{M \rightarrow R}^{(l)}$ および $h_{M \rightarrow B}^{(l)}$ は、端末・リレー局間および端末・基地局間の第 l パスの複素パス利得をそれぞれ表す。 $\tau_{M \rightarrow R}^{(l)}$ および $\tau_{M \rightarrow B}^{(l)}$ は、端末・リレー局間および端末・基地局間の遅延時間をそれぞれ表す。 $\{n_{M \rightarrow R}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ および $\{n_{M \rightarrow B}(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ はそれぞれ第1タイムスロットのリレー局および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。

端末・リレー局間および端末・基地局間の伝搬路を介した信号の受信電力 $P_{M \rightarrow R}$ および $P_{M \rightarrow B}$ は、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} P_{M \rightarrow R} = P_M \cdot r_{M \rightarrow R}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow R}/10} \\ P_{M \rightarrow B} = P_M \cdot r_{M \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow B}/10} \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 α は伝搬損失指数を表している。 $\eta_{M \rightarrow R}$ および $\eta_{M \rightarrow B}$ はそれぞれ端末・リレー局間および端末・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 σ 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4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 ポイント高速フーリエ変換(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。

$$Y_{M \rightarrow R}(k) = H_{M \rightarrow R}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow R}(k) \quad (6)$$

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を $\{\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ で表す。 $\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k)$ は次式で表される。

$$\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k) = Y_{M \rightarrow R}(k)W_{M \rightarrow R}(k) \quad (7)$$

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]。

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

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 $\{\hat{Y}_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ 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。

$$\hat{s}(t) = \arg \min_{\hat{x}(t) \in \mathcal{X}} \left| \hat{d}_{M \rightarrow R}(t) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow R}(k)W_{M \rightarrow R}(k) \right) \hat{x}(t) \right|^2 \quad (9)$$

ここで \mathcal{X} は変調シンボルの集合を表す[8]。

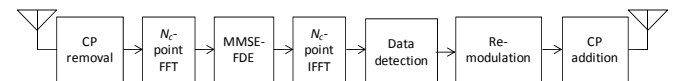


図4 リレー局における信号処理

3.2. 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。

$$y_{R \rightarrow B}(t) = \sqrt{2P_R} \sum_{l=0}^{L-1} h_{R \rightarrow B}^{(l)} \hat{s}((t - \tau_{R \rightarrow B}^{(l)}) \bmod N_c) + n_{R \rightarrow B}(t) \quad (10)$$

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。 $n_{R \rightarrow B}(t)$ は平均 0、分散 $2N_0/T_s$ の雑音である。

リレー局・基地局間の伝搬路を介した信号の受信電力 $P_{R \rightarrow B}$ は、次式で表せる。

$$P_{R \rightarrow B} = P_R \cdot r_{R \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R \rightarrow B}/10} \quad (11)$$

ここで、 $\eta_{R \rightarrow B}$ 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 σ 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 5 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。

$$\begin{cases} Y_{M \rightarrow B}(k) = H_{M \rightarrow B}(k)S(k) + \Pi_{M \rightarrow B}(k) \\ Y_{R \rightarrow B}(k) = H_{R \rightarrow B}(k)\hat{S}(k) + \Pi_{R \rightarrow B}(k) \end{cases} \quad (12)$$

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。

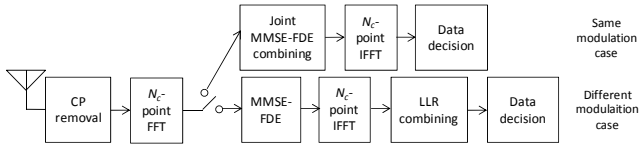


図 5 基地局における信号処理

3.2.1. 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 (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。

$$\hat{Y}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) + Y_{R \rightarrow B}(k)W_{R \rightarrow B}(k) \quad (13)$$

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]。

$$\begin{cases} W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + |H_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \\ W_{R \rightarrow B}(k) = \frac{H_{R \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + |H_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \end{cases} \quad (14)$$

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。

3.2.2. 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、ビットごとに対数尤度比 (LLR) [9] を算出して合成を行う。

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。

$$\begin{cases} \hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) = Y_{M \rightarrow B}(k)W_{M \rightarrow B}(k) \\ \hat{Y}_{R \rightarrow B}(k) = Y_{R \rightarrow B}(k)W_{R \rightarrow B}(k) \end{cases} \quad (15)$$

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]。

$$\begin{cases} W_{M \rightarrow B}(k) = \frac{H_{M \rightarrow B}^*(k)}{|H_{M \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \\ W_{R \rightarrow B}(k) = \frac{H_{R \rightarrow B}^*(k)}{|H_{R \rightarrow B}(k)|^2 + 2N_0/T_s} \end{cases} \quad (16)$$

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。

$$\begin{cases} \hat{d}_{M \rightarrow B}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{M \rightarrow B}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \\ \hat{d}_{R \rightarrow B}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}_{R \rightarrow B}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (17)$$

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 x 番目のビット LLR, $\lambda_{M \rightarrow B,x}(t)$ および $\lambda_{R \rightarrow B,x}(t)$ をそれぞれ計算する [4]。合成後の尤度 $\lambda_x(t)$ は次式で表される。

$$\lambda_x(t) = \lambda_{M \rightarrow B,x}(t) + \lambda_{R \rightarrow B,x}(t) \quad (18)$$

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

4. 準最適変調割り当て法

一般的に伝搬損失の大きいセル端付近では端末・基地局間通信のチャネル状態は悪い。そのためセル端付近では端末・基地局間通信の貢献が無視出来る [5]。提案変調割り当て法ではこれに着目し、変調を選択する際に端末・リレー局間およびリレー局・基地局間リンクのチャネル状態のみを考慮する。ここで、リレー局で復号・再符号化を行う協調 DF リレーにおいて、端末・リレー局間リンクとリレー局・基地局間リンクのチャネルは独立に考えられる [3]。そのため、端末・リレー局間リンクとリレー局・基地局間リンクのスループットは独立に考えられる。端末は端末・リレー局間リンクのチャネル状態から周波数領域のチャネル利得

およびリレー局において計算される MMSE 重みを計算し、MMSE-FDE 後の瞬時信号対干渉+雑音電力比 (SINR) $\gamma_{M \rightarrow R}$ を求める。瞬時 SINR から各変調方式の瞬時ビット誤り率 (BER) を計算し、その結果を元に瞬時パケット誤り率 (PER) を求め、スループットを推定する。推定したスループットの値が最も大きい変調を選択する。端末とリレー局は同じ変調選択規範を用いるものとし、リレー局はリレー局・基地局間リンクのチャンネル状態を考慮して端末と同様の手順を踏み変調選択を行う。以下、端末における変調選択までの数式表現を述べる。

端末・リレー間の時間領域の複素パス利得 $h_{M \rightarrow R}^{(l)}$ より、周波数領域のチャンネル利得 $\{H_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ および MMSE 重み $\{W_{M \rightarrow R}(k); k=0, \dots, N_c-1\}$ を求め、MMSE-FDE 後の瞬時 SINR $\gamma_{M \rightarrow R}$ を計算する。 $\gamma_{M \rightarrow R}$ は次式で表される [7].

$$\gamma_{M \rightarrow R} = \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k) \right|^2}{\frac{1}{2} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_{M \rightarrow R}(k) W_{M \rightarrow R}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{M \rightarrow R}(k)|^2} \quad (19)$$

ここで、 $\gamma_{M \rightarrow R}$ の分子は FDE 後の信号電力成分、 $\gamma_{M \rightarrow R}$ の分母第1項および第2項は FDE 後の残留符号間干渉 (ISI) 成分および雑音成分を表す。計算した $\gamma_{M \rightarrow R}$ を用いて、各変調方式を用いた場合の瞬時 BER を推定する。BER の計算式は次式で表される [10].

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

ここで、 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数である。次式より瞬時 PER を推定する。

$$PER = 1 - (1 - BER)^{N_p} \quad (21)$$

ここで、 N_p はパケットサイズである。瞬時 PER から次式を用いてスループット $S_{M \rightarrow R}$ を推定する [11, 12].

$$S_{M \rightarrow R} = \frac{m_1(1 - PER)}{1 + N_g/N_c} \quad [\text{bps/Hz}] \quad (22)$$

各変調方式に対してスループットを推定した後、スループットが最も高い変調を選択する。

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、提案変調割り当て法を用いたときの協調 DF リレーのスループット特性を求めた。本稿では、スループットの累積分布関数

(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 2 に示す。チャンネルは 16 バ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。端末の位置はセル内で一様分布となるように決定している。

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ン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、チャンネル状態の悪いリンクの瞬時受信電力が最大となるようなリレー局を選択する。

$$R = \arg \max_{R' \in \{0, 1, \dots, 5\}} \left\{ \min \left(\sum_{R'=0}^{L-1} |h_{M \rightarrow R'}^{(l)}|^2 r_{M \rightarrow R'}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M \rightarrow R'}/10}, \sum_{R'=0}^{L-1} |h_{R' \rightarrow B}^{(l)}|^2 r_{R' \rightarrow B}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R' \rightarrow B}/10} \right) \right\} \quad (23)$$

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 PER_a を用いて次のように定義できる [4].

$$S = \frac{1}{(1 + N_g/N_c)} \sum_{a=0}^{A-1} P_a \left\{ \frac{m_{a,1} m_{a,2}}{m_{a,1} + m_{a,2}} (1 - PER_a) \right\} \quad [\text{bps/Hz}] \quad (24)$$

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 |

提案法を用いた協調 DF リレーの 1% アウテージスループットを図 6 に示す。比較のため、従来法を用いたとき、全探索法を用いたときおよび変調組み合わせを固定したときの 1% アウテージスループットを図 6 に示す。全探索法は全ての変調組み合わせで伝送を行った後、最もスループットの高い伝送を用いる方法であり、瞬時のチャンネル状態から変調組み合わせを決定する。

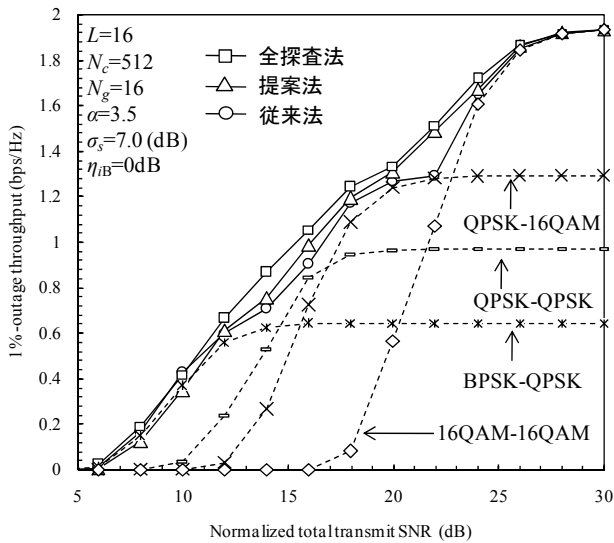


図6 1%アウトエージスループット特性

図6より、提案法を用いた場合、変調組み合わせを固定した場合および従来法よりも所要の1%アウトエージスループットを満たすための正規化総送信SNR ($= (P_M + P_R) / \sigma^2$) を低減できることがわかる。例えば所要の1%アウトエージスループットを1.4bps/Hzとすると、これを達成するのに必要な正規化総送信SNRを提案法は従来法より約1.8dB低減できる。これは、従来法では短区間平均SNRに応じて変調割り当てを行うのに対し、提案法では瞬時SINRに応じた変調割り当てを行うことで従来法よりチャンネル状態の変化に追従できるためである。

また、提案法は全探査法に比べるとスループット特性が劣化しているが、その劣化はわずかである。例えば、所要の1%アウトエージスループットを1.4bps/Hzとすると、これを達成するのに必要な正規化総送信SNRは提案法では全探査法より約0.3dB高いだけである。これは、1%アウトエージのような端末・基地局間のチャンネル状態が悪いときは、端末・基地局間リンクの貢献が無視出来るほど小さいためである。

6. むすび

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DFリレーを対象に、協調リレーの効果が大きい端末がセル端付近に存在するような場合には、スループットに及ぼす端末・基地局間リンクの貢献が無視出来ることに着目し、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ンネル状態に基づき端末とリレー局に変調方式を割り当てる準最適変調割り当て法を提案した。準最適変調割り当て法は、すべてのリンクの瞬時チャンネル状態を考慮した最適割り当て法（全探査法）よりスループット特性は劣るものの、短区間平均受信電力に基づく変調割り当て法（従来法）より優れたスループット特性を達成できることを計算機シミュレーションにより明らかにした。これは、所要スループットを達成するための総送信電力を従来法より低減できることを示している。例えば、1%

アウトエージスループットを1.4bps/Hzとするのに必要な準最適法の所要正規化総送信SNRは、全探査法と比べて約0.3dB増加するものの、従来法より約1.8dB低くできる。

本稿ではチャンネル状態にかかわらず常に協調リレーを用いるものと仮定したが、端末・基地局間通信の貢献が大きいときは協調リレーから直接通信への切り替えを行うことでスループットの向上が期待できる[5]。今後は、直接・協調DFリレー切り替えに適応変調割り当てを適用したときのスループットの検討を行う予定である。

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, "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," *信学技報*, RCS2011-291(2011-3) pp247-252, 2011年3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(2010-10) 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] 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
- [12] 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(1999-10) pp71-77, 1999年10月