

# スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる SC-FDMA 直接・協調リレー選択型通信

中田 雅之<sup>1</sup> 武田 一樹<sup>2</sup> 安達 文幸<sup>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>{nakada, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 次世代移動無線通信システムでは超高速通信の実現が期待されているが、所要送信電力が膨大になってしまうという問題がある。この送信電力問題を解決する有力な手段の1つに協調リレーがある。本論文では上りリンクシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)伝送を対象に、直接通信および協調リレーのどちらかをユーザのチャンネル状態に応じて選択する直接・協調リレー選択型通信におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割当てについて検討している。セル内におけるチャンネル容量分布を求め、目標アウトージ容量を満たすために要する送信電力の低減効果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** 直接・協調リレー選択型通信, スペクトル分割・適応サブキャリア割当て

## Direct/Cooperative Relay Switching for SC-FDMA using Spectrum division & Adaptive subcarrier allocation

Masayuki NAKADA<sup>1</sup> Kazuki TAKEDA<sup>2</sup> and Fumiyouki ADACHI<sup>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>{nakada, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In the next generation mobile communication systems, high speed data services are demanded. However, unacceptable large transmit power may be required. Cooperative relay is known as one of the solutions for such a transmit power problem. In this paper, direct/cooperative relay switching is considered for single carrier-frequency multiple access (SC-FDMA) using spectrum division & adaptive subcarrier allocation. In the direct/cooperative relay switching, we switch between the direct communication and the cooperative relay based on the user's channel condition. We investigate the channel capacity of the direct/cooperative relay switching for SC-FDMA using spectrum division & adaptive subcarrier allocation and evaluate the transmit power reduction effect to meet the allowable outage capacity.

**Keyword** direct/cooperative relay switching, spectrum division & adaptive subcarrier allocation

### 1. まえがき

次世代移動無線システムでは超高速データ通信の実現が期待されている。しかしながら、一般に所要伝送品質を確保するためには伝送速度に比例して送信電力を増大させる必要があり、次世代システムのような超高速通信システムでは送信電力が許容できないほど増大してしまうという問題が生じる。さらに、移動無線チャンネルの伝搬損失やシャドウイングの影響により、セル端付近など受信環境の悪い位置にいるユーザの通信を保証するためにはさらに送信電力を増大しなければならない。このような送信電力問題を解決する有力な手段に協調リレーがある[1]-[3]。

また、低ピーク対平均電力比(PAPR)特性を有する伝送方式としてシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)[4]が注目を集めている。しかしながら、現在知られている局所、分散サブキャリア割当て法(Localized, distributed)[4]では周波数割り当てが柔軟でなく、周波数ダイバーシチ効果が小さい。筆者らは以前、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得るためにSC信号スペクトルを分割し、チャンネル情報に基づき適

応的にサブキャリア割当てを行うスペクトル分割型の上りリンク SC-FDMA に協調リレーを適用し、セル内におけるチャンネル容量分布を明らかにした。しかしながら、協調リレーではリレーの送受信における干渉を防ぐため時間または周波数で直交したリソースを用いる必要があり、伝送効率は直接通信より低下してしまう[1][5]。

そこで、本論文ではスペクトル分割型上りリンク SC-FDMA 伝送に直接通信および協調リレーのどちらかをユーザのチャンネル状態に応じて選択する直接・協調リレー選択型通信[1][5]を適用する。このときのセル内におけるチャンネル容量分布を求め、目標アウトージ容量を満たすために要する送信電力の低減効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本論文の構成は以下のようになっている。2章にてシステムモデルを示し、直接通信および協調リレーの受信信号表現について述べる。3章ではチャンネル容量の数式表現を示し、4章にて直接・協調リレー選択型通信について述べる。5章にて数値計算によりチャンネル容量を求め、スペクトル分割型 SC-FDMA 直接・協

調りレー選択型通信による送信電力低減効果を明らかにする。6章にてまとめる。

## 2. SC-FDMA 協調リレー

### 2.1. システムモデル

SC-FDMA 協調リレーを用いる上りリンクシステムモデルを図1に示す。シングルユーザ環境下において、六角形セル内に  $K$  個のリレー局が六方格子状に配置されているものとする。セル半径を  $R$  とし、端末-基地局間、端末-第  $i$  リレー間および第  $i$  リレー-基地局間の距離をそれぞれ  $R_{MB}$ ,  $R_{Mi}$  および  $R_{iB}$  とする。

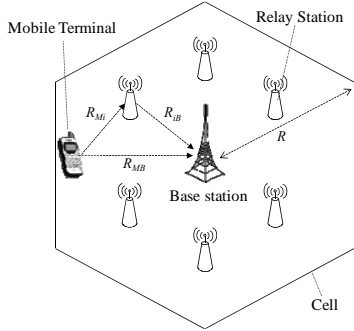


図1 システムモデル

### 2.2. スペクトル分割・適応サブキャリア割当て

本論文では、高速フーリエ変換(FFT)におけるサンプリング間隔で正規化した離散時間表現を用いる。SC-FDMA 協調リレーでは、システム帯域内  $N_c$  個のサブキャリアのうち  $M$  個 ( $M \leq N_c$ ) が信号伝送のためユーザに割り当てられるものとする。  $N_c$  個のサブキャリアを  $N_B$  個の連続したサブキャリアで構成されるリソースブロックに分割する。システム帯域内でユーザが使用可能な総リソースブロック数は  $N_c/N_B$  個である。

図2にSC-FDMAの送信機構成を示す。まず、  $M$  シンボル系列  $\mathbf{d} = [d(0), \dots, d(n), \dots, d(M-1)]^T$  を  $M$  ポイントDFTを用いて  $M$  個の周波数成分からなる周波数領域信号  $\mathbf{S} = [S(0), \dots, S(k), \dots, S(M-1)]^T$  に変換する。ここで、  $S(k)$  は次式で与えられる。

$$S(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} d(n) \exp(-j2\pi nk/M) \quad (1)$$

次いで、周波数領域信号を  $N_c/N_B$  個のリソースブロックからなる帯域内にマッピングする(サブキャリア割当て)。SC信号のスペクトルを分割せずにサブキャリア割当てを行った場合、ユーザのサブキャリアはシステム帯域内に局所的に割り当てられるため、周波数ダイバーシチ効果が小さい。そこで、本論文ではより大きな周波数ダイバーシチ効果を得るためにSC信号スペクトルを分割し、チャンネル状態に基づいて適応的にサブキャリア割当てを行う。

周波数領域信号  $\{S(k); k=0, 1, \dots, M-1\}$  を  $N_B$  個の周波数成分からなる  $D$  個 ( $D=M/N_B$ ) のサブブロックに分割する。分割した  $D$  個のサブブロックに対して、チャンネル容量が最大となるようにユーザのチャンネル情報に基づいて  $D$  個のリソースブロックを適応的に割り当てる。図3に  $M=8$ ,  $D=4$ ,  $N_c=16$  の場合における適応サブキャリア割当ての例を示す。  $N_c=16$  個のサブキャリアを  $N_B=2$  個のサブキャリアからなる8個のリソースブロックに分割している。このうち  $D=4$  個のリソースブロックが  $M=8$  個の周波数成分を送信するユーザに割り当

てられる。

スペクトル分割・適応サブキャリア割当て後の周波数領域信号は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{S}} = [\hat{S}(0), \dots, \hat{S}(k'), \dots, \hat{S}(N_c-1)] = \mathbf{Q}\mathbf{S} \quad (2)$$

ここで、  $\mathbf{Q}$  は  $N_c \times M$  のマッピング行列であり、チャンネル容量を最大とするように決定される(4章にて詳述する)。

$N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT)によりサブキャリア割当て後の周波数領域信号  $\hat{\mathbf{S}}$  を、時間領域信号  $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$  に変換する。  $s(t)$  は次式で表せる。

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{S}(k') \exp(j2\pi k' t / M) \quad (3)$$

最後に、IFFT後にガードインターバル(GI)に長さ  $N_g$  サンプルのサイクリックプリフィックスを挿入して送信する。送信ブロックは  $\{s(t \bmod N_c); t = -N_g \sim N_c - 1\}$  のように表せる。

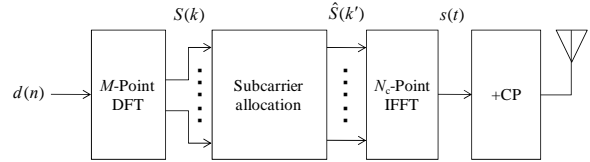


図2 SC-FDMA 送信機構成

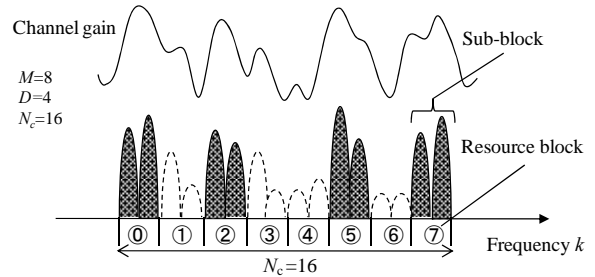


図3 適応サブキャリア割当て.  $(M, D, N_c) = (8, 4, 16)$

### 2.3. 直接通信

本論文では、スペクトル分割型上りリンクSC-FDMA伝送において直接通信および協調リレーのどちらかをユーザのチャンネル状態に応じて選択する直接・協調リレー選択型通信を行う。直接通信および協調リレーの選択については4章にて詳述する。直接通信を行う場合、基地局における受信電力  $P_{r,B}^{direct}$  は次式のように表わせる。

$$P_{r,B}^{direct} = P_T \cdot R_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = (P_T \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left( \frac{R_{MB}^{-\alpha}}{R^{-\alpha}} \right) \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = \bar{P}_T \cdot r_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \quad (4)$$

ここで、  $P_T$  は直接通信を行った場合における端末の送信電力を表わしており、  $\alpha$  および  $\eta$  はそれぞれ伝搬損失指数およびシャドウイング損失である。

したがって、基地局の受信信号  $y_B(t)$  は次式のように表わされる。

$$y_B(t) = \sqrt{2P_{r,B}^{direct}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{MB,l} s(t - \tau_l) + n_{MB}(t) \quad (5)$$

ここで、  $h_{MB,l}$  は端末-基地局間における第  $l$  パスの複素

パス利得である。また、 $n_{MB}(t)$ は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の独立な加法的白色ガウス雑音(AWGN)であり、 $N_0$  は雑音の片側電力スペクトル密度である。

基地局における受信信号の周波数領域表現  $Y_B(k)$ は式(5)に  $N_c$  ポイント FFT を適用して求めることができ、次式のように表わすことができる。

$$Y_B(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_B(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \quad (6)$$

$$= \sqrt{2P_{r,B}^{direct}} H_{MB}(k) S(k) + N_{MB}(k)$$

ここで、 $H_{MB}(k)$ は次式で与えられる端末-基地局間の第  $k$  周波数におけるチャネル利得であり、 $N_{MB}(k)$ は雑音成分である。

$$\begin{cases} H_{MB}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{MB,l} \exp(-j2\pi \tau_l k / N_c) \\ N_{MB}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{MB}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \end{cases} \quad (7)$$

## 2.4. 協調リレー

本論文では、SC-FDMA 協調リレーにおいて 2 タイムスロットの時間を用いて送信を行うものとする [6]-[8]。信号ブロック送信時に  $K$  個のリレーのうちリレーを介した経路の瞬時受信 SNR を最大とするリレーを 1 つ選択して送信を行う (4 章にて詳述する)。以下、第  $i$  リレーが選択されたものとする。図 4 に示すように、第 1 タイムスロットでは端末が基地局およびリレーへ信号ブロックを送信し、第 2 タイムスロットにおいてリレーが端末からの受信信号を電力増幅して基地局へ送信する (Amplify-and-Forward(AF)[1][2][5])。

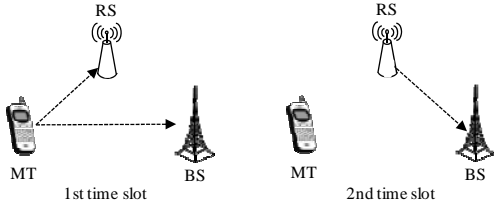


図 4 信号ブロック送信方法

第 1 タイムスロットにおける基地局および第  $i$  リレーの受信電力をそれぞれ  $P_{r,B}^{1st}$  および  $P_{r,i}^{1st}$  とする。  $P_{r,B}^{1st}$  および  $P_{r,i}^{1st}$  は、それぞれ次式のように表せる。

$$\begin{cases} P_{r,B}^{1st} = P_{t,M} \cdot R_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = (P_{t,M} \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_{MB}}{R}\right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \\ = \bar{P}_{t,M} \cdot r_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \\ P_{r,i}^{1st} = P_{t,M} \cdot R_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = (P_{t,M} \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_{Mi}}{R}\right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \\ = \bar{P}_{t,M} \cdot r_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $P_{t,M}$  は協調リレーを行った場合における端末の送信電力を表わす。

したがって、第 1 タイムスロットにおける基地局、第  $i$  リレーの受信信号  $y_{MB}(t)$ 、 $y_{Mi}(t)$  はそれぞれ次式のように表せる。

$$\begin{cases} y_{MB}(t) = \sqrt{2P_{r,B}^{1st}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{MB,l} s(t - \tau_l) + n_{MB}(t) \\ y_{Mi}(t) = \sqrt{2P_{r,i}^{1st}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{Mi,l} s(t - \tau_l) + n_{Mi}(t) \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $h_{Mi,l}$  および  $n_{Mi}(t)$  は端末-第  $i$  リレー間における第  $l$  パスの複素パス利得および AWGN である。

同様に、第 2 タイムスロットにおける基地局の受信信号  $y_{iB}(t)$  は次式で表せる。

$$y_{iB}(t) = \sqrt{2P_{r,B}^{2nd}} \beta_i \sum_{l=0}^{L-1} h_{iB,l} y_{Mi}(t - \tau_l) + n_{iB}(t) \quad (10)$$

ここで、 $h_{iB,l}$  および  $n_{iB}(t)$  はそれぞれ第  $i$  リレー-基地局間における第  $l$  パスの複素パス利得および AWGN である。  $P_{r,B}^{2nd}$  は第 2 タイムスロットにおける基地局の受信電力であり、次式のように表せる。

$$P_{r,B}^{2nd} = \bar{P}_{t,i} r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\eta/10} \quad (11)$$

ここで、 $\bar{P}_{t,i}$  および  $r_{iB}$  はそれぞれセル半径  $R$  で正規化された第  $i$  リレーにおける送信電力および第  $i$  リレー-基地局間の距離であり、第  $i$  リレーにおける送信電力を  $P_{t,i}$  とすると  $\bar{P}_{t,i} = P_{t,i} \cdot R^{-\alpha}$ 、 $r_{iB} = R_{iB}/R$  で与えられる。また、 $\beta_i$  は第  $i$  リレーにおける平均送信電力を  $\bar{P}_{t,i}$  にするための正規化係数であり、次式で与えられる [1][5]。

$$\beta_i = \frac{1}{E\{|y_{Mi}(t)|^2\}} = \frac{1}{2P_{r,i}^{1st} \sum_{l=0}^{L-1} |h_{Mi,l}|^2 + 2N_0/T_s} \quad (12)$$

本論文では従来のリレーを用いない上りリンク SC-FDMA(直接通信)との公平な比較を行うため、次式のように端末とリレーの総送信電力を一定とする制約条件を用いる。

$$\bar{P}_{t,M} + \bar{P}_{t,i} = \bar{P}_T \quad (13)$$

第 1 タイムスロットにおける基地局、第  $i$  リレーおよび第 2 タイムスロットにおける基地局の受信信号の周波数領域表現をそれぞれ  $Y_{MB}(k)$ 、 $Y_{Mi}(k)$  および  $Y_{iB}(k)$  とすると、それらは式(9)および(10)に  $N_c$  ポイント FFT を適用して求めることができ、それぞれ次式のように表せる。

$$\begin{cases} Y_{MB}(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{MB}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \\ = \sqrt{2P_{r,B}^{1st}} H_{MB}(k) S(k) + N_{MB}(k) \\ Y_{Mi}(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{Mi}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \\ = \sqrt{2P_{r,i}^{1st}} H_{Mi}(k) S(k) + N_{Mi}(k) \\ Y_{iB}(k) = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{iB}(t) \exp(-j2\pi k t / N_c) \\ = \sqrt{2P_{r,B}^{2nd}} \cdot 2P_{r,i}^{1st} \beta_i H_{iB}(k) H_{Mi}(k) S(k) \\ + \sqrt{2P_{r,B}^{2nd}} \beta_i H_{iB}(k) N_{Mi}(k) + N_{iB}(k) \end{cases} \quad (14)$$

ここで、 $H_{Mi}(k)$  および  $H_{iB}(k)$  はそれぞれ次式で与えられる端末-第  $i$  リレー間および第  $i$  リレー-基地局間の第  $k$  周波数におけるチャネル利得であり、 $N_{Mi}(k)$  および  $N_{iB}(k)$  は雑音成分である。

$$\begin{cases} H_{M_i}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{M_i,l} \exp(-j2\pi\tau_l k / N_c) \\ H_{iB}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{iB,l} \exp(-j2\pi\tau_l k / N_c) \\ N_{M_i}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{L-1} n_{M_i}(t) \exp(-j2\pi t k / N_c) \\ N_{iB}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{L-1} n_{iB}(t) \exp(-j2\pi t k / N_c) \end{cases} \quad (15)$$

式(14)の  $Y_{iB}(k)$  における第2項, 第3項の雑音成分をまとめて

$$\tilde{N}_{iB}(k) = \sqrt{2P_{r,B}^{2nd} \beta_i} H_{iB}(k) N_{M_i}(k) + N_{iB}(k) \quad (17)$$

と表記する.  $\tilde{N}_{iB}(k)$  はリレーを介した経路の雑音成分であり, 零平均で次式の分散  $2\tilde{\sigma}_{iB}^2(k)$  を有する複素ガウス変数になる.

$$2\tilde{\sigma}_{iB}^2(k) = 2N \left( 2P_{r,B}^{2nd} \beta_i |H_{iB}(k)|^2 + 1 \right) \quad (18)$$

ただし,  $N$  は  $N_{MB}(k)$ ,  $N_{M_i}(k)$  および  $N_{iB}(k)$  の雑音電力である.

2つのタイムスロットにおける, 雑音電力で正規化した基地局の受信信号は行列を用いて以下のように表わすことができる.

$$\mathbf{Y}_B = \begin{bmatrix} \frac{Y_{MB}(k)}{\sqrt{2N}} & \frac{Y_{iB}(k)}{\sqrt{2\tilde{\sigma}_{iB}^2(k)}} \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}_i \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_i \quad (19)$$

ただし,  $\mathbf{H}_i$  は等価チャネル行列であり, 式(14)より次式のように表せる.

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{P_{t,M}^{1st}}{N}} H_{MB}(k) & \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \frac{2P_{r,i}^{1st} P_{r,B}^{2nd} \beta_i}{2P_{r,B}^{2nd} \beta_i |H_{iB}(k)|^2 + 1}} H_{M_i}(k) H_{iB}(k) \end{bmatrix}^T \quad (20)$$

また,  $\mathbf{N}_i$  は雑音ベクトルであり, 次式のように表わされる.

$$\mathbf{N}_i = \begin{bmatrix} \frac{N_{MB}(k)}{\sqrt{2N}} & \frac{\tilde{N}_{iB}(k)}{\sqrt{2N(2P_{r,i}^{2nd} \beta_i |H_{iB}(k)|^2 + 1)}} \end{bmatrix}^T \quad (21)$$

### 3. チャネル容量

式(6)および(19)より, 直接通信および第  $i$  リレーを用いて協調リレーを行った場合の第  $k$  周波数におけるチャネル容量  $C_{direct}(k)$  および  $C_{relay,i}(k)$  (bps/Hz) はそれぞれ次式で表わされる [6].

$$\begin{cases} C_{direct}(k) = \log_2(1 + \gamma_{MB}^{direct}(k)) \\ C_{relay,i}(k) = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \gamma_{MB}^{relay}(k) + \frac{2\beta_i \gamma_{M_i}(k) \gamma_{iB}(k)}{2\beta_i \gamma_{iB}(k) + 1/N} \right) \end{cases} \quad (22)$$

ここで,  $\gamma_{MB}^{direct}(k)$  は直接通信を行った場合の端末-基地局間の第  $k$  周波数における瞬時受信 SNR である. また,  $\gamma_{MB}^{relay}(k)$ ,  $\gamma_{M_i}(k)$  および  $\gamma_{iB}(k)$  はそれぞれ協調リレーを行った場合の端末-基地局間, 端末-第  $i$  リレー間および第  $i$  リレー-基地局間の第  $k$  周波数における瞬時受信 SNR である. また, 式(22)における  $C_{relay,i}(k)$  の係数が  $1/2$  となるのは信号ブロックの中継伝送に 2 タイムスロットが必要となるためである. 式(22)より, スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いた SC-FDMA

直接通信および協調リレーを行った場合のチャネル容量  $C_{direct}$  および  $C_{relay,i}$  は次式に従って計算できる.

$$\begin{cases} C_{direct} = \frac{1}{D} \sum_{m=0}^{D-1} C_{block}^{direct}(j_m) \\ C_{relay,i} = \frac{1}{D} \sum_{m=0}^{D-1} C_{block,i}^{relay}(j_m) \end{cases} \quad (23)$$

ここで,  $j_m = 0 \sim N_c/N_B - 1$  はユーザの第  $m$  サブブロックが割り当てられたリソースブロック番号を表わしている (例えば, 図 3 において  $j_0=0, j_1=2$  である). また,

$C_{block}^{direct}(j_m)$  および  $C_{block,i}^{relay}(j_m)$  はそれぞれ直接通信および協調リレーを行ったときの第  $j_m$  リソースブロックのチャネル容量である. 各リソースブロックは連続した  $N_B$  個のサブキャリアで構成されるため,  $C_{block}^{direct}(j_m)$  および

$C_{block,i}^{relay}(j_m)$  はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} C_{block}^{direct}(j_m) = \frac{1}{N_B} \sum_{k=N_B j_m}^{N_B(j_m+1)-1} C_{direct}(k) \\ C_{block,i}^{relay}(j_m) = \frac{1}{N_B} \sum_{k=N_B j_m}^{N_B(j_m+1)-1} C_{relay,i}(k) \end{cases} \quad (24)$$

### 4. 直接・協調リレー選択型通信

本論文では, スペクトル分割型上りリンク SC-FDMA 伝送において直接通信および協調リレーのどちらかをユーザのチャネル状態に応じて選択する直接・協調リレー選択型通信を行う. まず, ユーザはセル内に配置されている  $K$  個のリレーの中から, リレーを介した経路における瞬時受信 SNR が最大となるリレーを一つ選択する. ここで, 第  $i$  リレーを介した経路の第  $k$  周波数における受信 SNR  $\gamma_{iB}(k)$  は式(8)および(14)より次式のように表わせる [5].

$$\gamma_{iB}(k) = \frac{2\beta_i \gamma_{M_i}(k) \gamma_{iB}(k)}{2\beta_i \gamma_{iB}(k) + 1/N} \quad (25)$$

したがって, 選択されるリレー番号は次式で表わされる.

$$i = \arg \max_i \sum_{k=0}^{N_c-1} \gamma_{iB}(k) \quad (26)$$

使用するリレーが決定した後, 次に直接通信および協調リレーのどちらを行うかを決定する. まず, ユーザは直接通信および選択した第  $i$  リレーを用いて協調リレーを行う場合のチャネル容量を最大とするマッピング行列  $\mathbf{Q}_{direct}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}$  を決定する.  $\mathbf{Q}_{direct}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}$  は全探索によりチャネル容量が最大となるように決定され, それぞれ次式で表わされる.

$$\begin{cases} \mathbf{Q}_{direct} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{direct}} C_{direct} \\ \mathbf{Q}_{relay,i} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{relay,i}} C_{relay,i} \end{cases} \quad (27)$$

ここで,  $\mathbf{Q}_{direct}^T \mathbf{Q}_{direct} = \mathbf{Q}_{relay,i}^T \mathbf{Q}_{relay,i} = \mathbf{I}$  であり,  $\mathbf{I}$  は  $M \times M$  の単位行列である.  $N_c=4, M=2, D=2$  の場合におけるマッピング行列  $\mathbf{Q}_{direct}$  の例を以下に示す.

$$\mathbf{Q}_{direct} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (28)$$

$\mathbf{Q}_{direct}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}$  の決定後, 直接通信および協調リレーを行った場合のチャネル容量を比較して, 達成可能なチャネル容量の大きい通信方法を選択する. したがって, 直接・協調リレー選択型通信におけるチャ

ネル容量  $C_{select}$  は次式で表わされる.

$$C_{select} = \max\{C_{direct}, C_{relay,i}\} \quad (29)$$

## 5. 数値計算結果

### 5.1. 数値計算パラメータ

モンテカルロ数値計算によりスペクトル分割型上りリンク SC-FDMA 直接・協調リレー選択型通信におけるチャンネル容量の累積分布を求め、チャンネル容量の累積分布  $x\%$  値を  $x\%$  アウテージ容量と表現している.

数値計算パラメータを表 1 に示す.  $L=16$  個のパスから構成される等電力遅延プロファイルの周波数選択性チャンネルを仮定している. 信号ブロックの送信毎にユーザの位置をセル内で一様となるように決定する. セル内には  $K=6$  個のリレーが配置されており、セル半径で正規化された第  $i$  リレー-基地局間の距離は  $r_{iB}=0.5$  としている. 端末-基地局間、端末-リレー間ではそれぞれ独立なシャドウイングを受けるものと仮定し、シャドウイングの標準偏差は  $\sigma=7.0(\text{dB})$  と設定している.

リレー-基地局間は固定通信であるため、リレーが送信電力  $\bar{P}_{t,i}$  で信号を送信したときの基地局における平均受信 SNR  $\Gamma_{M_i}$  を、偏差  $\Delta$  (dB) を用いて  $\Gamma_{iB} = \bar{P}_{t,i}/N + 10.53 + \Delta$  (dB) として評価を行っている. これは、 $r_{iB}=0.5$  の位置付近でリレー配置位置を探索したときのリレー-基地局間における平均 SNR の偏差を  $\Delta$  として表したものであり、本論文では  $\Delta=0(\text{dB})$  としている. また、協調リレーを行う場合、端末とリレーにそれぞれ等しい電力を割り当てる等電力配分を行うものとしている ( $\bar{P}_{t,M} = \bar{P}_{t,i} = \bar{P}_T/2$ ).

表 1 数値計算パラメータ

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of paths	$L=16$
Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$
Number of Users	$U=1$
Number of relays	$K=6$
Normalized distance RS-BS	$r_{iB}=0.5$
Total number of subcarriers	$N_c=128$
No. of subcarriers per user	$M=64$
No. of dividing SC spectra	$D=1,4$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma=7.0(\text{dB})$
Average received SNR RS-BS	$\Gamma_{iB} = \bar{P}_{t,i}/N + 10.53$ (dB)
Power allocation (for Cooperative relay)	Equal power allocation ( $\bar{P}_{t,M} = \bar{P}_{t,i} = \bar{P}_T/2$ )
Channel estimation	Ideal

### 5.2. スペクトル分割型 SC-FDMA 直接・協調リレー選択型通信による送信電力低減効果

図 5 にスペクトル分割型 SC-FDMA 直接・協調リレー選択型通信の 1% および 50% アウテージ容量を示す. また、比較のためリレーを用いず端末・基地局間直接通信を行った場合および信号伝送時に必ず協調リレーを行った場合のアウテージ容量を図 5 に示す.

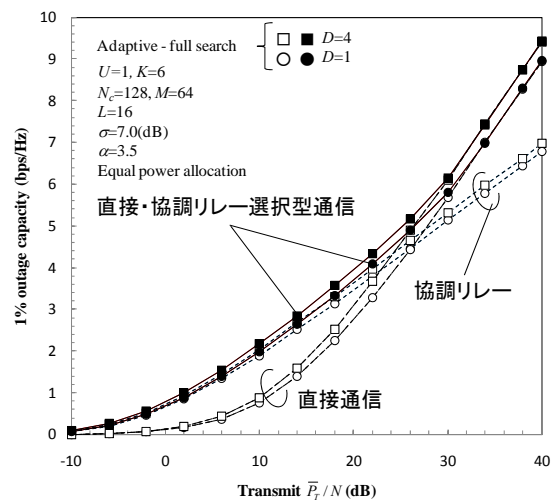
図 5(a) より、目標 1% アウテージ容量を約 4.5bps/Hz 以下とした場合、協調リレーを行うことで直接通信を行ったときより総送信電力を低減できることが分かる.

これは、協調リレーを行うことにより空間ダイバーシチ効果が得られるためである.

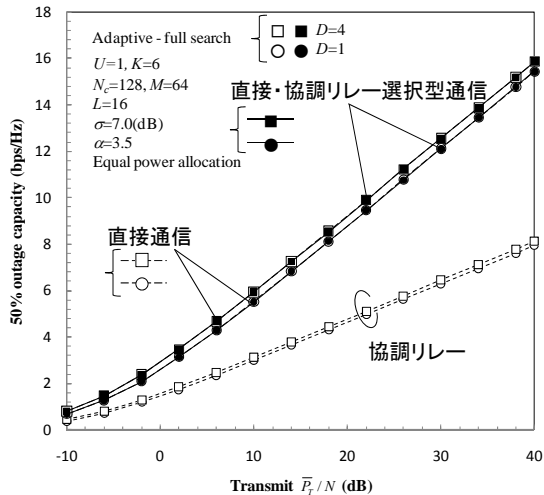
しかしながら、目標 1% アウテージ容量が約 4.5bps/Hz 以上の場合、協調リレーでは目標アウテージ容量を達成するために直接通信より大きな送信電力を要することが分かる. これは、協調リレーでは直接通信に対して伝送効率が 1/2 となってしまうため、目標アウテージ容量が高い場合は協調リレーにおける空間ダイバーシチ効果よりも伝送効率が 1/2 になる影響の方が大きくなり、目標アウテージ容量を達成するためにより大きな送信電力が必要となってしまうためである. それに対して、直接・協調リレー選択型通信を行うことで、1% アウテージ容量の観点では総送信電力を直接通信および協調リレーより必ず低減できる.

目標 1% アウテージ容量を 3.0bps/Hz とすると、直接・協調リレー選択型通信を行うことで直接通信より約 5dB、協調リレーより約 1dB 総送信電力を低減できる. さらに、目標アウテージ容量 3.0bps/Hz において、直接・協調リレー選択型通信におけるスペクトル分割数を  $D=4$  として適応サブキャリア割当てを行うことで、スペクトル分割を行わない直接・協調リレー選択型通信より約 1.5dB 総送信電力を低減できる. これは、スペクトル分割・適応サブキャリア割当てではチャンネル状態のよいリソースブロックを用いるため、より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるからである.

また、図 5(b) より 50% アウテージ容量の観点では、協調リレーを行った場合は伝送効率が 1/2 になる影響が大きくなるため目標アウテージ容量を達成するために直接通信より非常に大きな送信電力を要することが分かる. それに対して、直接・協調リレー選択型通信は直接通信のみを行った場合とほぼ同等の送信電力で目標アウテージ容量を達成している. これは、ユーザがセル中央付近などチャンネル状態の良好な位置に存在し、ほぼ直接通信のみが選択されるためである. したがって、直接・協調リレー選択型通信を行うことにより、目標アウテージ容量を達成するために要する送信電力を直接通信および協調リレーより必ず低減できる.



(a) 1% アウテージ容量



(b) 50% アウテージ容量

図 5 スペクトル分割型 SC-FDMA 直接・協調リレー選択型通信におけるアウテージ容量

### 5.3. ユーザの位置とリレーの使用確率の関係

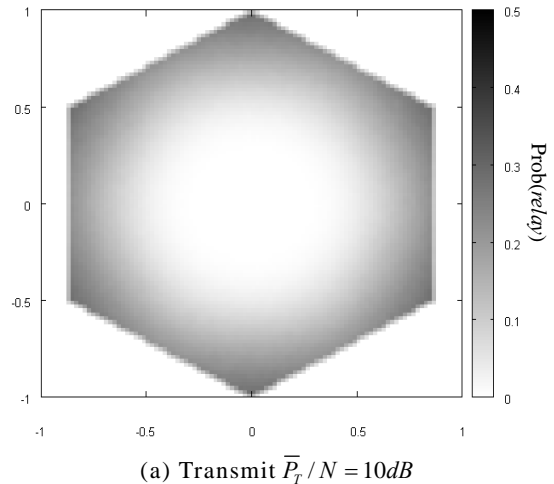
図 6 に直接・協調リレー選択型通信において協調リレーが選択される確率  $Prob(relay)$  のセル内空間分布を示す(色が濃いほど協調リレーが選択される確率が高いことを表す). 図 6 より, セル中央付近ではほぼ直接通信のみが行われ, 協調リレーが選択されるのはユーザがセル端付近に位置しているときであることが分かる. これは, セル端付近では伝搬損失の影響が大きくなるため直接通信を行った場合の基地局における受信 SNR の劣化が大きく, 協調リレーを行うことで受信 SNR を改善できるためである. また, 同図より総送信電力が低くなると協調リレーが選択される確率が増加することが分かる. したがって, 協調リレーはセル端付近に存在し, かつチャネル状態の悪い一部のユーザに対する送信電力低減に有効であることが分かる.

### 6. まとめ

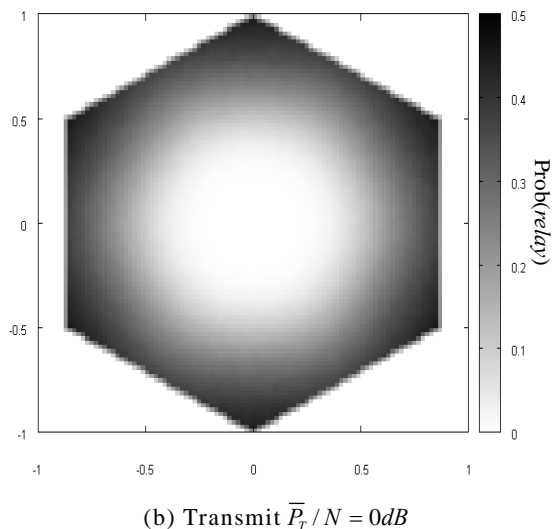
本論文では, 上りリンクスペクトル分割型 SC-FDMA 直接・協調リレー選択型通信において目標アウテージ容量を与えたときの送信電力低減効果を明らかにした. 目標 1% アウテージ容量が約 4.5bps/Hz 以上の場合および目標 50% アウテージ容量の観点では, 協調リレーは目標アウテージ容量を達成するために直接通信よりも大きな総送信電力を要することを示した. 直接・協調リレー選択型通信を行うことで目標アウテージ容量を達成するために要する送信電力を直接通信および協調リレーより必ず低減できることを示した. また, 直接・協調リレー選択通信における端末-基地局間距離とリレーの使用確率の関係について述べ, 協調リレーはセル端付近に存在するチャネル状態の悪い一部のユーザに対する送信電力低減に有効であることを示した.

今後の検討課題として次のことが挙げられる.

- チャネル容量を最大とするリレー選択およびサブキャリア割り当てアルゴリズムの検討
- リレーの配置位置に関する検討
- マルチユーザ環境における検討



(a) Transmit  $\bar{P}_t/N = 10dB$



(b) Transmit  $\bar{P}_t/N = 0dB$

図 6 リレー使用確率のセル内空間分布 ( $D=4$ )

### 文 献

- [1] 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, Dec.2004.
- [2] T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-25, pp. 572-584, Sept. 1979.
- [3] Y. Oohama, "Capacity Theorems for Relay Channels with Confidential Messages," Proc. ISIT 2007, pp. 926-930, Jun. 2007.
- [4] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink transmission," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 1, No. 3, pp. 30-38, Sept. 2006.
- [5] S. Ikki, M. H. Ahmed and M. Uysal, "Performance Analysis of Incremental-Best-Relay Amplify-and-Forward Technique," Proc. IEEE GLOBECOM, 2009.
- [6] Y. Zhao, R. Adve, and T. Lim, "Improving Amplify - and - Forward Relay networks: Optimal Power Allocation versus Selection," Proc. ISIT 2006.
- [7] J. Zhang, et.al., "Multi-User Performance of the Amplify-and-Forward Single-Relay Assisted SC-FDMA Uplink" IEEE Trans Veh. Technol., Sep.2009.
- [8] P. Herhold, et.al., "On the Performance of Cooperative Amplify-and-Forward Relay Networks," Proc. ITG SCC 2004, January 2004.