

# 直接・協調リレー選択 SC-FDMA 上りリンク通信における スペクトル分割・適応サブキャリア割当て

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。しかしながら、データレートに比例して送信電力を増加させる必要があるため、次世代通信のような超高速通信では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・協調リレー選択通信におけるチャネル容量最大化を目的としたスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを提案している。提案法では、協調リレーが選択されたときに、端末・基地局間直接経路のチャネル利得の大きさにかかわらず端末・リレー間経路およびリレー・基地局間経路のリソースブロックをチャネル利得の高い順に組み合わせてサブキャリアをマッピングする。計算機シミュレーションにより、提案法を用いたときのチャネル容量を明らかにしている。

**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

## Spectrum Division & Adaptive Subcarrier Allocation For Direct/Cooperative Relay Switched SC-FDMA Uplink Communications

Masayuki NAKADA<sup>1</sup> Kazuki TAKEDA<sup>2</sup> and Fumiyuki 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, spectrum division & adaptive subcarrier allocation for direct/cooperative relay switched single carrier-frequency multiple access (SC-FDMA) is proposed. In the proposed spectrum division & adaptive subcarrier allocation scheme, resource blocks are sorted in descending order of the channel gain and SC frequency components are mapped onto them according to the sorted resource block order of the channel gain. We evaluate the channel capacity of the direct/cooperative relay switched SC-FDMA using proposed spectrum division & adaptive subcarrier allocation.

**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 に直接・協調リレー選択通信[1][5]を適用し、セル内におけるチャネル容量分布を明らかにした[6]。文献[6]では、直接・協調リレー選択通信においてユーザがセル中央付近に存在するときは直接通信が選択される確率が高く、ユーザがセル端付近に存在するときは協調リレーが選択される確率が高いことが示されている。しかしながら、文献[6]で検討されているスペクトル分割型直接・協調リレー選択通信ではチャネル容量を最大とするためにすべてのサブキャリア配置のチャネル容量を計算し、その中でチャネル容量が最大となるサブキャリア配置を用いており、具体的かつ実用的なサブキャリア割り当て法に関する検討は未検討であった。

そこで、本論文では直接・協調リレー選択 SC-FDMA 上りリンク通信におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割当て法を提案する。提案法では、システム帯域内のサブキャリアを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区切り、①直接通信を行う場合はチャネル利得の高いリソースブロックから順にサブキャリアをマッピングし、②協調リレーを行う場合は、ユーザがセル端付近に存在するときに協調リレー

が選択される確率が高いことに着目をして、端末・基地局間直接経路のチャネル利得の大きにかかわらず端末・リレー間経路およびリレー・基地局間経路のリソースブロックをチャネル利得の高い順に組み合わせるサブキャリアをマッピングする。提案法を用いたときのセル内におけるチャネル容量分布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す。3章では直接・協調リレー選択SC-FDMA上りリンク通信について述べ、4章では、直接・協調リレー選択通信を対象としたスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを提案する。5章にて数値計算によりチャネル容量を求め、6章にてまとめる。

## 2. 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 $K$ 個のリレー局が同心円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。協調リレーではリレーが端末からの受信信号を電力増幅し、サブキャリア割当てを行った後に基地局へ送信するAmplify-and-Forward(AF)[1][2][5]型のリレー通信を行う。また、本論文では送信信号ブロック内でチャネルの変動がない $L$ 個のパスから構成されるブロックフェージング周波数選択性チャネルを仮定し、パスの最大遅延時間はサイクリックプレフィクス(CP)長を超えないものとする。

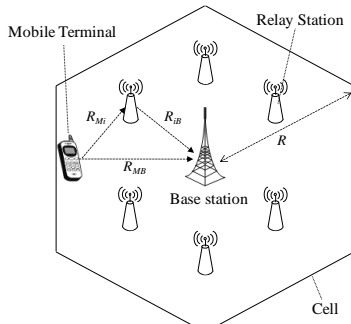


図1 システムモデル

## 3. 直接・協調リレー選択通信

本論文では、端末・基地局間直接通信および協調リレー通信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・協調リレー選択通信を行う。直接・協調リレー選択通信では、ユーザのチャネル状態に応じ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。

$$C_{select} = \max\{C_{direct}, C_{co}\} \quad (1)$$

ここで、 $C_{direct}$ は端末・基地局間直接通信のチャネル容量である。また、 $C_{co}$ はチャネル容量を最大とするリレーおよびサブキャリア配置を用いて協調リレーを行ったときのチャネル容量である。

リレー選択とサブキャリア割当て法はそれぞれ3.4および4章で具体的に述べるため、本章では協調リレーに用いるリレーとサブキャリア配置が決定しているものとして説明する。以下、直接通信および協調リ

一時の送受信信号表現を示し、直接・協調リレー選択通信の具体的な通信方式決定手順について述べる。

### 3.1. 端末・基地局間直接通信

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。また、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、 $M$ シンボル系列を $M$ ポイントFFTにより周波数領域信号に変換する。

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。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(スペクトル分割・適応サブキャリア割当て)。

$M$ ポイントFFTにより得られる周波数領域信号を $\mathbf{S} = [S(0), \dots, S(k), \dots, S(M-1)]^T$ で表わす。これを $N_B$ 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、ユーザのチャネル状態に基づいて $D$ 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。

$$\hat{\mathbf{S}}_{direct} = [\hat{S}_{direct}(0), \dots, \hat{S}_{direct}(k'), \dots, \hat{S}_{direct}(N_c-1)]^T = \mathbf{Q}_{direct} \mathbf{S} \quad (2)$$

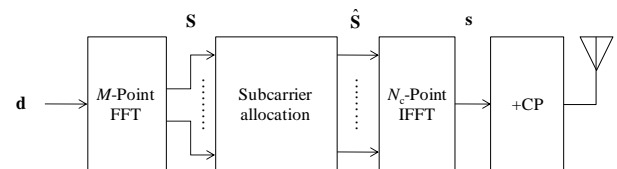


図2 SC-FDMA 送信機構成

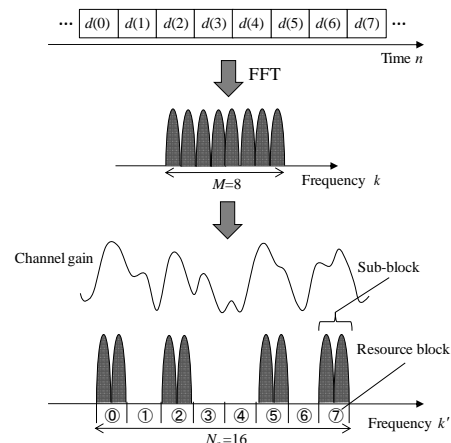


図3 スペクトル分割・適応サブキャリア割当て。  
( $M, D, N_c$ )=(8, 4, 16)

ここで、 $\mathbf{Q}_{direct}$  は  $N_c \times M$  のマッピング行列であり、 $(\mathbf{Q}_{direct})^T \mathbf{Q}_{direct} = \mathbf{I}_M$  である。また、 $\mathbf{I}_X$  は  $X \times X$  の単位行列である。

$N_c$  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  $\hat{\mathbf{S}}_{direct}$  を、時間領域信号  $\mathbf{s}_{direct}$  に変換する。

最後に、IFFT 後に  $N_c$  ブロックの後尾  $N_g$  シンボルを CP としてコピーして、ブロック先頭のガードインターバル (GI) に挿入して送信する。

このとき、基地局における周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}_B = [Y_B(0), \dots, Y_B(k), \dots, Y_B(N_c - 1)]^T$  は次式のように表わされる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_B &= \sqrt{2P_{r,B}^{direct}} \mathbf{H}_{MB} \hat{\mathbf{S}}_{direct} + \mathbf{N}_{MB} \\ &= \sqrt{2P_{r,B}^{direct}} \mathbf{H}_{MB} \mathbf{Q}_{direct} \mathbf{S} + \mathbf{N}_{MB} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{MB} = \text{diag}\{H_{MB}(0), \dots, H_{MB}(k), \dots, H_{MB}(N_c - 1)\}$  であり、 $H_{MB}(k)$  は端末・基地局間の第  $k$  周波数におけるチャネル利得である。また、 $\mathbf{N}_{MB} = [N_{MB}(0), \dots, N_{MB}(k), \dots, N_{MB}(N_c - 1)]^T$  は基地局の周波数領域雑音ベクトルであり、各要素が零平均で分散  $2N$  の独立な複素ガウス変数で構成される。ここで、 $N$  は雑音電力である。 $P_{r,B}^{direct}$  は直接通信時の基地局における受信電力であり、端末の送信電力  $P_T$  を用いて次式のように表わされる。

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

ここで、 $\alpha$  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 (dB) である。 $\bar{P}_T$  および  $r_{MB}$  はそれぞれセル半径  $R$  で正規化された端末の送信電力および端末・基地局間の距離であり、 $\bar{P}_T = P_T \cdot R^{-\alpha}$ 、 $r_{MB} = R_{MB} / R$  で与えられる。

### 3.2. 協調リレー

協調リレー通信では、2 タイムスロットの時間を用いて信号送信を行うものとする [7]-[9]。信号ブロック送信時に  $K$  個のリレーのうちチャネル容量を最大とするリレーを 1 つ選択して送信を行う。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、再度サブキャリア割当てを行った後に基地局へ送信する。

#### 3.2.1. 第 1 タイムスロット

第 1 タイムスロットにおいて、端末は 3.1 で述べたスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを次式のように行う。

$$\hat{\mathbf{S}}_{relay,i}^{MT} = [\hat{S}_{relay,i}^{MT}(0), \dots, \hat{S}_{relay,i}^{MT}(k), \dots, \hat{S}_{relay,i}^{MT}(N_c - 1)]^T = \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} \mathbf{S} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  は第  $i$  リレーを用いて協調リレーを行う場合の端末における  $N_c \times M$  のマッピング行列であり、 $(\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} = \mathbf{I}_M$  である。

$N_c$  ポイント IFFT によりサブキャリア割当て後の周波数領域信号  $\hat{\mathbf{S}}_{relay,i}^{MT}$  を、時間領域信号  $\mathbf{s}_{relay,i}^{MT}$  に変換し、GI に長さ  $N_g$  サンプルの CP を挿入して送信する。

このとき、第 1 タイムスロットにおける基地局、第  $i$  リレーの周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}_{MB} = [Y_{MB}(0), \dots, Y_{MB}(k), \dots, Y_{MB}(N_c - 1)]^T$ 、 $\mathbf{Y}_{Mi} = [Y_{Mi}(0), \dots, Y_{Mi}(k), \dots, Y_{Mi}(N_c - 1)]^T$  はそれぞれ次式のよ

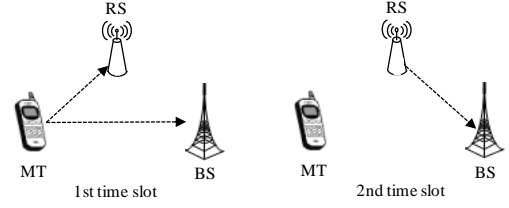


図 4 信号ブロック送信方法

うに表わせる。

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_{MB} = \sqrt{2P_{r,B}^{1st}} \mathbf{H}_{MB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} \mathbf{S} + \mathbf{N}_{MB} \\ \mathbf{Y}_{Mi} = \sqrt{2P_{r,i}^{1st}} \mathbf{H}_{Mi} \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} \mathbf{S} + \mathbf{N}_{Mi} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{Mi} = \text{diag}\{H_{Mi}(0), \dots, H_{Mi}(k), \dots, H_{Mi}(N_c - 1)\}$  であり、 $H_{Mi}(k)$  は端末・第  $i$  リレー間における第  $k$  周波数のチャネル利得である。また、 $\mathbf{N}_{Mi} = [N_{Mi}(0), \dots, N_{Mi}(k), \dots, N_{Mi}(N_c - 1)]^T$  は各要素が零平均で分散  $2N$  の第  $i$  リレーの周波数領域雑音ベクトルである。 $P_{r,B}^{1st}$  および  $P_{r,i}^{1st}$  は第 1 タイムスロットの基地局および第  $i$  リレーの受信電力であり、協調リレー時の端末の送信電力  $P_{t,M}$  を用いて次式のように表わせる。

$$\begin{cases} P_{r,B}^{1st} = P_{t,M} R_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = (P_{t,M} R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_{MB}}{R}\right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = \bar{P}_{t,M} r_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \\ P_{r,i}^{1st} = P_{t,M} R_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = (P_{t,M} R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_{Mi}}{R}\right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} = \bar{P}_{t,M} r_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta}{10}} \end{cases} \quad (7)$$

#### 3.2.2. 第 2 タイムスロット

第 2 タイムスロットにおいてリレーは CP を削除した後に受信信号をデマッピングする。デマッピング後の受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{Y}}_{Mi} = [\hat{Y}_{Mi}(0), \dots, \hat{Y}_{Mi}(k), \dots, \hat{Y}_{Mi}(M - 1)]$  は次式で表わされる。

$$\hat{\mathbf{Y}}_{Mi} = (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{Y}_{Mi} \quad (8)$$

受信信号のデマッピング後、再度スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを行う。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のように表わされる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_{relay,i}^{RS} &= [\hat{S}_{relay,i}^{RS}(0), \dots, \hat{S}_{relay,i}^{RS}(k), \dots, \hat{S}_{relay,i}^{RS}(N_c - 1)]^T \\ &= \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{Y}_{Mi} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  は協調リレー時の第  $i$  リレーにおける  $N_c \times M$  のマッピング行列であり、 $(\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS})^T \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} = \mathbf{I}_M$  である。

$N_c$  ポイント IFFT によりサブキャリア割当て後の周波数領域信号  $\hat{\mathbf{S}}_{relay,i}^{RS}$  を、時間領域信号  $\mathbf{s}_{relay,i}^{RS}$  に変換し、GI に長さ  $N_g$  サンプルの CP を挿入して送信する。

このとき、第 2 タイムスロットにおける基地局の周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{Y}_{iB} = [Y_{iB}(0), \dots, Y_{iB}(k), \dots, Y_{iB}(N_c - 1)]$  は次式で表わせる。

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{iB} &= \sqrt{2P_{r,B}^{2nd}} \beta_i \mathbf{H}_{iB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{Y}_{Mi} + \mathbf{N}_{iB} \\ &= \sqrt{2P_{r,B}^{2nd}} \cdot 2P_{r,i}^{1st} \beta_i \mathbf{H}_{iB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{H}_{Mi} \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} \mathbf{S} \\ &\quad + \sqrt{2P_{r,B}^{2nd}} \beta_i \mathbf{H}_{iB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{N}_{Mi} + \mathbf{N}_{iB} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{iB} = \text{diag}\{H_{iB}(0), \dots, H_{iB}(k), \dots, H_{iB}(N_c - 1)\}$  であり、

$H_{iB}(k)$ は第  $i$  リレー・基地局間における第  $k$  周波数のチャネル利得である。 $\mathbf{N}_{iB}=[N_{iB}(0), \dots, N_{iB}(k), \dots, N_{iB}(N_c-1)]^T$ は各要素が零平均で分散  $2N$  の第 2 タイムスロットにおける基地局の周波数領域雑音ベクトルである。また、 $P_{r,B}^{2nd}$  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、次式のように表わせる。

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

ここで、 $\bar{P}_{r,i} = P_{r,i} \cdot R^{-\alpha}$  は第  $i$  リレーの正規化送信電力、 $r_{iB} = R_{iB}/R$  は第  $i$  リレー・基地局間の正規化距離である。 $\beta_i$  は第  $i$  リレーにおける平均送信電力を  $\bar{P}_{r,i}$  にするための正規化係数であり、次式で与えられる [1][5]。

$$\beta_i = \frac{1}{E\{|\hat{Y}_{Mi}(k)|^2\}} = \frac{1}{\frac{2P_{r,i}^{1st}}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |\hat{Y}_{Mi}(k)|^2 + 2N} \quad (12)$$

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。

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

式(6)および(10)より2つのタイムスロットにおける基地局の受信信号ベクトルは以下のように表わせる。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}_B &= [\mathbf{Y}_{MB} \quad \mathbf{Y}_{iB}]^T \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{2P_{r,B}^{1st}} \mathbf{H}_{MB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} & \sqrt{2P_{r,B}^{2nd} \cdot 2P_{r,i}^{1st} \beta_i} \mathbf{H}_{iB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} \\ \mathbf{0}_{N_c} & \mathbf{0}_{N_c} \end{bmatrix}^T \mathbf{S} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_c} & \mathbf{0}_{N_c} & \mathbf{0}_{N_c} \\ \mathbf{0}_{N_c} & \sqrt{2P_{r,B}^{2nd} \beta_i} \mathbf{H}_{iB} \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T & \mathbf{I}_{N_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{MB} \\ \mathbf{N}_{Mi} \\ \mathbf{N}_{iB} \end{bmatrix} \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_i^T \mathbf{S} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{N}}_i \end{aligned} \quad (14)$$

ただし、 $\mathbf{0}_{N_c}$  は  $N_c \times N_c$  の零行列である。

### 3.3. チャネル容量

式(3)および(14)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ときのチャネル容量  $C_{direct}$  および  $C_{relay,i}$  (bps/Hz) はそれぞれ次式で表わされる [9]。

$$\begin{cases} C_{direct} = \frac{1}{N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{2N_c} + \frac{P_{r,B}^{direct}}{N} (\mathbf{H}_B \mathbf{Q}_{direct}) (\mathbf{H}_B \mathbf{Q}_{direct})^H \right) \\ C_{relay,i} = \frac{1}{2N_c} \log_2 \det \left( \mathbf{I}_{2N_c} + (\tilde{\mathbf{H}}_i \tilde{\mathbf{H}}_i^H) \cdot (N\mathbf{B}\mathbf{B}^H)^{-1} \right) \end{cases} \quad (15)$$

ここで、式(15)における  $C_{relay,i}$  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(15)は次式のように使用するリソースブロックのチャネル容量の総和の形に展開できる。

$$\begin{cases} C_{direct} = \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{D-1} C_{block}^{direct}(B_m) \\ C_{relay,i} = \frac{1}{2N_c} \sum_{m=0}^{D-1} C_{block}^{relay,i}(B_m^{1st}, B_m^{2nd}) \end{cases} \quad (16)$$

ここで、 $B_m$  は直接通信時のユーザの第  $m$  サブブロックが割り当てられたリソースブロック番号(例えば、図 3 において  $B_0=0, B_1=2$ )を表わしており、 $B_m^{1st}$  および

$B_m^{2nd}(=0 \sim N_c/N_B-1)$  はそれぞれ協調リレー時においてユーザの第  $m$  サブブロックが第 1 タイムスロットおよび第 2 タイムスロットで割り当てられたリソースブロック番号を表わしている。また、 $C_{block,i}^{direct}(B_m)$  および  $C_{block,i}^{relay}(B_m^{1st}, B_m^{2nd})$  はそれぞれ第  $B_m$  リソースブロックを用いて直接通信を行ったときのチャネル容量および第  $B_m^{1st}$  リソースブロックと第  $B_m^{2nd}$  リソースブロックを組み合わせて協調リレーを行ったときのチャネル容量である。協調リレーにおいて、第 1 タイムスロットで第  $k$  周波数に割り当てられたサブキャリアが第 2 タイムスロットで第  $\pi_k$  周波数に割り当てられたとすると、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、 $C_{block,i}^{direct}(B_m)$  および  $C_{block,i}^{relay}(B_m^{1st}, B_m^{2nd})$  はそれぞれ次式で表わせる。

$$\begin{cases} C_{block,i}^{direct}(B_m) = C_{block}^{direct}(k) \\ = \sum_{k=N_B j_m}^{N_B(j_m+1)-1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{r,B}^{direct}}{N} |H_{MB}(k)|^2 \right) \\ C_{block,i}^{relay}(B_m^{1st}, B_m^{2nd}) = C_{block,i}^{relay}(k) \\ = \sum_{k=N_B j_m}^{N_B(j_m+1)-1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{r,B}^{1st}}{N} |H_{MB}(k)|^2 \right. \\ \left. + \frac{1}{N} \cdot \frac{2P_{r,i}^{1st} P_{r,B}^{2nd} \beta_i |H_{Mi}(k)|^2 |H_{iB}(\pi_k)|^2}{2P_{r,B}^{2nd} \beta_i |H_{iB}(\pi_k)|^2 + 1/N} \right) \end{cases} \quad (17)$$

ここで、式(17)における  $C_{block,i}^{relay}(B_m^{1st}, B_m^{2nd})$  の真数第 2 項および第 3 項はそれぞれ端末・基地局間および第  $i$  リレーを介した経路の SNR を表わしている。

### 3.4. 通信方式の決定手順

基地局は式(1)に基づいてチャネル容量が最大となるように、①使用するリレー、②マッピング行列  $\mathbf{Q}_{direct}$ 、 $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  を次式のように決定し、その情報を端末およびリレーにフィードバックする。

$$\{\mathbf{Q}_{direct}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}, i\} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{direct}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}, i} C_{select} \quad (18)$$

ここで、式(18)においてリレー選択とマッピング行列の決定は独立に行うことが可能であるため、本論文ではリレー選択とマッピング行列の決定をそれぞれ独立に行う。

まず、基地局はマッピング行列  $\mathbf{Q}_{direct}$ 、 $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  の決定を行う。ここで、 $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  の決定は次式のように全てのリレーに対して行う。

$$\{\mathbf{Q}_{direct}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}\} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{direct}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}} C_{select} \text{ for all } i \quad (19)$$

$\mathbf{Q}_{direct}$ 、 $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  の決定後、各リレーを用いて協調リレーを行ったときのチャネル容量を計算し、最大のチャネル容量を達成できるリレーを一つ選択する。このとき、使用するリレーは次式で表わされる。

$$i = \arg \max_i C_{relay,i} \quad (20)$$

使用するリレーの決定後、直接通信を行う場合のチャネル容量  $C_{direct}$  および選択したリレーを用いて協調リレーを行う場合のチャネル容量  $C_{relay,i}$  を比較し、達成可能なチャネル容量の大きい通信方法を選択する。

### 4. スペクトル分割・適応サブキャリア割当て

本論文では直接・協調リレー選択通信を対象としたスペクトル分割・適応サブキャリア割当て法を提案す

る。チャンネル容量を最大とするマッピング行列  $\mathbf{Q}_{direct}$ ,  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  を決定する問題は以下のように書き表せる。

$$\{\mathbf{Q}_{direct}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}\} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{direct}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}} C_{select} \quad (21)$$

$$s.t. (\mathbf{Q}_{direct})^T \mathbf{Q}_{direct} = (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} = (\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS})^T \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} = \mathbf{I}_M$$

直接・協調リレー選択通信におけるチャンネル容量  $C_{select}$  おいて,  $C_{direct}$  は  $\mathbf{Q}_{direct}$  に,  $C_{relay,i}$  は  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  に依存するため, 式(21)で表わされる問題は以下のように書き換えられる。

$$\begin{cases} \mathbf{Q}_{direct} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{direct}} C_{direct} \\ \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} = \arg \max_{\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}, \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}} C_{relay,i} \end{cases} \quad (22)$$

$$s.t. (\mathbf{Q}_{direct})^T \mathbf{Q}_{direct} = (\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT})^T \mathbf{Q}_{relay,i}^{MT} = (\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS})^T \mathbf{Q}_{relay,i}^{RS} = \mathbf{I}_M$$

提案法では式(22)をもとに  $\mathbf{Q}_{direct}$ ,  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  をそれぞれ決定する。

$\mathbf{Q}_{direct}$  の決定に関しては, 式(22)より  $C_{direct}$  をもとに決定を行う。  $C_{direct}$  は式(16)および(17)より  $|H_{MB}(k)|$  に関する単調増加関数である。したがって, チャンネル利得の高いリソースブロックから順にマッピングをしていくことにより直接通信時のチャンネル容量  $C_{direct}$  を最大にできる。そこで,  $\mathbf{Q}_{direct}$  を決定する際, リソースブロック内のチャンネル利得の総和の高い  $D$  個のリソースブロックを探索し, 分割した  $D$  個のサブブロックをそれぞれマッピングする。

これに対し,  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  の決定に関しては式(22)より  $C_{relay,i}$  をもとに決定を行う。ここで, 直接・協調リレー選択通信で協調リレーが選択される確率が高いのはユーザがセル端付近に存在するときであるから [6], 端末・基地局間のチャンネル状態は非常に悪い状態にある。したがって, 式(17)における  $C_{block,i}^{relay}(\mathbf{B}_m^{1st}, \mathbf{B}_m^{2nd})$  は以下のように近似できる。

$$\begin{aligned} C_{block,i}^{relay}(\mathbf{B}_m^{1st}, \mathbf{B}_m^{2nd}) &= C_{block,i}^{relay}(k) \\ &\approx \sum_{k=N_B j_m}^{N_B(j_m+1)-1} \log_2 \left( 1 + \frac{1}{N} \cdot \frac{2P_{r,i}^{1st} P_{r,B}^{2nd} \beta_i |H_{Mi}(k)|^2 |H_{iB}(\pi_k)|^2}{2P_{r,B}^{2nd} \beta_i |H_{iB}(\pi_k)|^2 + 1/N} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

そこで,  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{MT}$  および  $\mathbf{Q}_{relay,i}^{RS}$  を決定する際は端末・第  $i$  リレー間および第  $i$  リレー・基地局間のチャンネルのみに着目する。端末・第  $i$  リレー間および第  $i$  リレー・基地局間においてそれぞれ独立にチャンネル利得の総和の高い  $D$  個のリソースブロックを探索し, 分割した  $D$  個のサブブロックをチャンネル利得の総和が高いリソースブロックから順に組み合わせてマッピングする。

## 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。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。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  $\bar{P}_{r,i}$  で信号を送信したときの基地局における

受信 SNR  $\Gamma_{Mi}$  を, 偏差  $\Delta$  (dB) を用いて  $\Gamma_{iB} = \bar{P}_{r,i}/N + 10.53 + \Delta$  (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。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 ( $\bar{P}_{r,M} = \bar{P}_{r,i} = \bar{P}_r/2$ )。

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	$D=4$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma=7.0(\text{dB})$
Average received SNR RS-BS	$\Gamma_{iB} = \bar{P}_{r,i}/N + 10.53$ (dB)
Power allocation (for Cooperative relay)	Equal power allocation ( $\bar{P}_{r,M} = \bar{P}_{r,i} = \bar{P}_r/2$ )

### 5.2. アウテージ容量の比較

図 6 に提案法によりサブキャリア割当てを行ったときの直接・協調リレー選択通信の 1%, 50% および 99% アウテージ容量を示す。また, 比較のため全探索によりチャンネル容量が最大となるようにサブキャリア割当てを行った場合およびスペクトル配置をランダムに決定した場合のアウテージ容量を図 6 に示す。

図 6 より, 1% アウテージ容量の観点では, 提案法を用いてサブキャリア割当てを行うことで全探索を行ったときとほぼ等しい容量を達成していることが分かる。この理由は以下のように説明できる。直接・協調リレー選択通信において直接通信が選択された場合, 4 章で述べたようにリソースブロック内のチャンネル利得の総和が高いリソースブロックから順にサブブロックをマッピングしていくことによりチャンネル容量を最大とすることができる。協調リレーが選択された場合, 端末・基地局間直接経路のチャンネル状態が劣悪な環境であるため, 式(23)で表わされる近似が成り立つ。そのため, 端末・基地局間直接経路のチャンネル利得を無視してサブキャリア割当てを行ってもチャンネル容量の劣化が小さい。したがって, 提案法を用いることで直接通信および協調リレーのどちらが選択されたとしても全探索を行ったときとほぼ同等の容量を達成できる。また, 提案法を用いることでスペクトル配置をランダムに決定した場合より大きなアウテージ容量を得られていることが分かる。例えば, 等価送信 SNR=10dB のとき, 提案法はランダムスペクトル配置法より約 0.5bps/Hz だけ大きな 1% アウテージ容量を得られることが分かる。これは, 提案法ではチャンネル利得の高いリソースブロックを選択することによる周波数ダイバシチ効果が得られるためである。

また, 図 6 より, 提案法は全探索とほぼ等しい 50% および 99% アウテージ容量を達成できることが分かる。この場合, 端末・基地局間のチャンネル状態が良好であることから, 協調リレーを用いるよりも直接通信が高

いチャンネルを与えるためである。

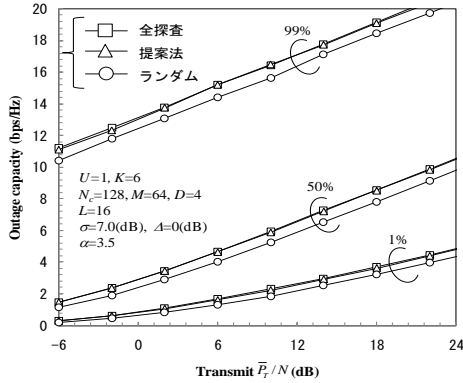
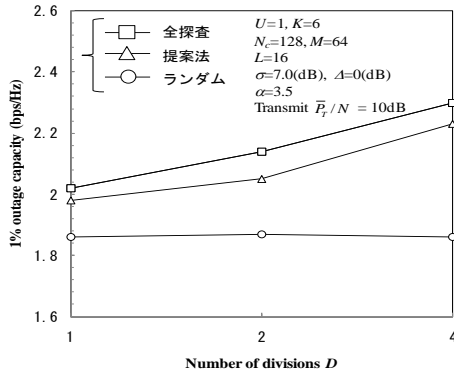


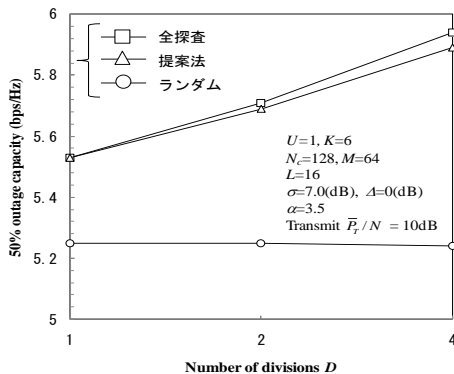
図6 直接・協調リレー選択 SC-FDMA 上りリンク通信におけるアウトージ容量

### 5.3. スペクトル分割数 $D$ の影響

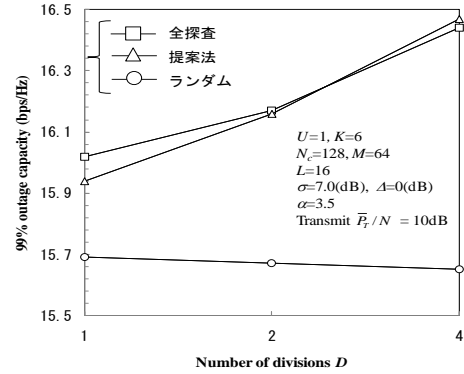
図7に提案法、全探索およびランダムスペクトル配置法によりサブキャリア割当てを行ったときの直接・協調リレー選択通信のスペクトル分割数とアウトージ容量の関係を示す。ここで、等価送信 SNR=10dBとした。図7より、提案法および全探索によるサブキャリア割当てを行ったときはスペクトル分割数  $D$  が増加するほどアウトージ容量が大きくなっていることが分かる。これは、提案法および全探索ではユーザのチャンネル状態に応じて適応的にサブキャリア割当てを行っているため、スペクトル分割数  $D$  が増加するにつれてより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである。それに対して、ランダムスペクトル配置法では分割数を増加させても周波数ダイバーシチ効果の増加が見込めないため、アウトージ容量はスペクトル分割数  $D$  に関係なく一定である。



(a) 1% アウトージ容量



(b) 50% アウトージ容量



(c) 99% アウトージ容量

図7 スペクトル分割数  $D$  とアウトージ容量の関係

### 6. まとめ

本論文では直接・協調リレー選択 SC-FDMA 上りリンク通信を対象とした、スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを提案し、提案法を用いたときのセル内におけるチャンネル容量分布を明らかにした。提案法を用いることで、全探索を用いてチャンネル容量を最大とする最適スペクトル配置を求めたときと同等のアウトージ容量を達成できることを示した。また、提案法におけるスペクトル分割数  $D$  とアウトージ容量の関係について議論し、提案法ではスペクトル分割数  $D$  が増加するほど大きなアウトージ容量が得られることを示した。

### 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, pp.3062-3080, 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, Sep. 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, Sep. 2006.
- [5] S. Ikki, M. H. Ahmed and M. Uysal, "Performance Analysis of Incremental-Best-Relay Amplify-and-Forward Technique," Proc. IEEE GLOBECOM, pp. 1-6, Nov. 2009.
- [6] 中田雅之, 武田一樹, 安達文幸, "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・協調リレー選択通信," 信学技報, RCS2010-160, pp.7-12, 2010年12月
- [7] Y. Zhao, R. Adve, and T. Lim, "Improving Amplify-and-Forward Relay networks: Optimal Power Allocation versus Selection," Proc. ISIT, pp. 1234-1238, Jul. 2006.
- [8] J. Zhang, et.al., "Multi-User Performance of the Amplify-and-Forward Single-Relay Assisted SC-FDMA Uplink" IEEE Trans Veh. Technol., pp. 1-5, Sep. 2009.
- [9] P. Herhold, et.al., "On the Performance of Cooperative Amplify-and-Forward Relay Networks," Proc. ITG SCC 2004, pp.451-458, Jan. 2004.