

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・協調リレー切り替え通信における電力配分法

中田 雅之¹ 小原 辰徳¹ 山本 哲矢¹ 安達 文幸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{nakada, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ²adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いるシングルキャリア(SC)協調非再生(AF)リレー伝送を対象として、総送信電力制約条件のもとで上りリンクチャネル容量を最大とする電力配分法を提案している。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。協調リレーが選択されたとき、提案電力配分法は端末・リレー間およびリレー・基地局間のうちのリンク状態の悪いリンクにより大きな電力を配分する。計算機シミュレーションにより、提案電力配分法がグリーディ法とほぼ等しいチャネル容量を達成できることを示している。

キーワード 協調 AF リレー, 直接・協調リレー切り替え, スペクトル分割・適応サブキャリア割当て

Power Allocation For Direct/Cooperative Relay Switching With SC-FDMA Using Spectrum Division/Adaptive Subcarrier Allocation

Masayuki NAKADA¹ Tatsunori OBARA¹ Tetsuya YAMAMOTO¹ and Fumiyuki ADACHI²

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

Abstract In this paper, we propose a power allocation method that maximizes the uplink capacity of the cooperative amplify-and-forward (AF) relay using direct/cooperative relay switching and spectrum division/adaptive subcarrier allocation (SDASA). When the cooperative relay is selected, the proposed power allocation method adaptively allocates the transmit power between a mobile terminal (MT) and a relay station (RS) according to the conditions of MT-RS and RS-base station (BS) links. We show by computer simulation that the proposed power allocation method can achieve almost the same channel capacity as the greedy power allocation method.

Keyword Cooperative AF relay, 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、一般に所要の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]。

しかしながら、協調リレーは伝搬損失およびシャドウイング損失の影響を軽減できる一方で、①周波数選択性フェージングへの対処が十分にできない、②伝送効率が端末・基地局間直接通信より低下してしまう[1][4]という問題がある。これらの問題に対処するために筆者らは以前、シングルキャリア(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(スペクトル分割・適応サブキャリア割当て)を行う上りリンク SC-周波数分割多元接続

(FDMA)[5]協調非再生(AF)リレー伝送に直接・協調リレー切り替えを適用し、セル内におけるチャネル容量分布を明らかにした[4][6]。文献[4]および[6]で筆者らは、スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを行うことで周波数選択性フェージングを積極的に利用することができ、さらに直接・協調リレー切り替えを行うことで直接通信および協調リレーを行ったときより大きなチャネル容量が得られることを示した。しかしながら、文献[4]および[6]では端末とリレーに等しく電力が配分されるものとしていた。総送信電力制約条件のもとで、ユーザおよびリレーのチャネル状態に応じて端末およびリレーへ適切に電力を配分することにより、さらなるチャネル容量の増加が期待できる。

そこで、本稿ではチャネル容量最大化を目的として、直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる SC 協調 AF リレー伝送を対象とした電力配分法を提案する。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(すなわち、端末・基地局間のリンク状態が非常に悪い)ときである[6]。協調リレーが選択されたとき、提案電力配分法は端末・リレー間とリレー・基地局間のうちの

リンク状態の悪いリンクにより大きな電力を配分する。提案電力配分法を用いたときのセル内における上りリンクチャン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し、グリーディ法を用いた時のそれと比較する。

本稿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・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを用いるSC協調AFリレー伝送を対象とした電力配分法を提案する。4章にて数値計算によりチャンネル容量を求め、5章にてまとめる。

2. 直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを用いるSC協調AFリレー伝送

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。また、本稿では送信信号ブロック内でチャンネルの変動がない 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ンネルを仮定し、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。

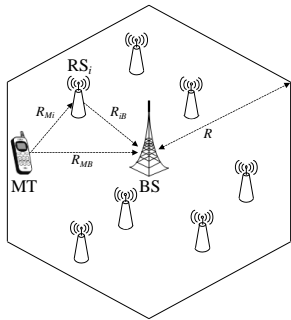


図1 システムモデル

2.1. 直接・協調リレー切り替え

直接・協調リレー切り替えでは信号ブロック送信毎に直接通信および協調リレーのチャンネル容量を計算し、達成可能な容量の大きい通信方法に切り替えて通信を行う[4][6]。

協調リレーではAF方式を仮定し、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]。図2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り当てを行った後に基地局へ送信する。

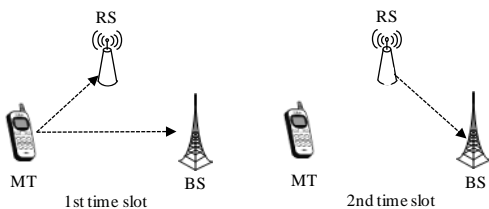


図2 信号ブロック送信方法

2.2. スペクトル分割・適応サブキャリア割り当て

本稿では、文献[10]で提案した方法でスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを行う。直接通信および協調リレーに対してそれぞれ独立にサブキャリア割り当てを行う。

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 M/D 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 $N_c/(M/D)$ 個である。

直接通信の場合、端末・基地局間の各リソースブロック内のチャンネル利得の二乗和(以後、リソースブロック利得と表記する)を計算する。その後、計算したリソースブロック利得を比較し、利得の高い D 個のリソースブロックをユーザへ割り当てる。

協調リレーの場合、端末・基地局間のチャンネルに関わらず端末・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してサブキャリア割り当てを行う。まず、端末・第 i リレー間および第 i リレー・基地局間のリソースブロック利得をそれぞれ計算する。その後、端末・第 i リレー間および第 i リレー・基地局間で独立にそれぞれリソースブロック利得を比較し、利得の高い順にリソースブロックを組み合わせてユーザおよび第 i リレーへ割り当てる。図3に $M=8$ 、 $D=4$ 、 $N_c=16$ のときの直接・協調リレー切り替え通信におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割り当ての例を示す。

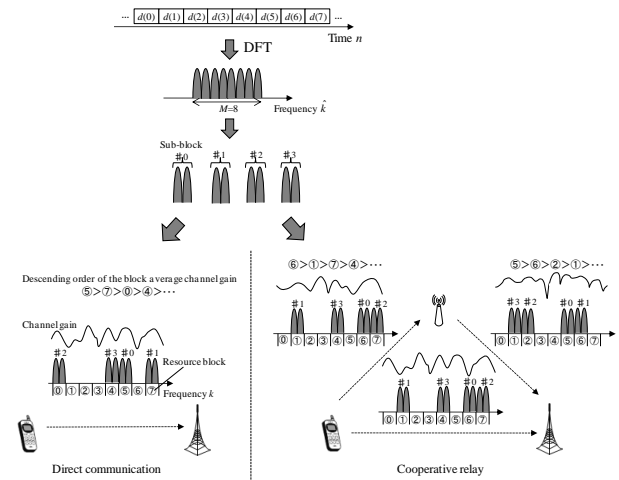


図3 直接・協調リレー切り替え通信におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割り当ての例 ($(M, D, N_c) = (8, 4, 16)$)

3. 電力配分法

協調リレーが選択されたときにおける、総送信電力制約条件のもとでのチャンネル容量最大規範に基づく電力配分法を提案する。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ことが文献[6]に示されている。そのような場合、直接リンクの信号対雑音電力比(SNR)が端末・リレー・基

地局間リンクの SNR よりかなり低くなる。したがって、提案電力配分法では直接リンクの SNR に関わらず、端末・リレー間とリレー・基地局間リンクの SNR に対応して端末およびリレーへ送信電力を配分する。以下、直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを用いる SC 協調 AF リレー伝送のチャンネル容量の表示式を示し、チャンネル容量最大規範に基づく電力配分法を導出する。

3.1. チャンネル容量の数式表現

直接・協調リレー切り替え通信のチャンネル容量 C^{SW} は次式で表わされる。

$$C^{SW} = \max\{C^{DC}, C_i^{CR}\} \quad (1)$$

ここで、 C^{DC} および C_i^{CR} はそれぞれ直接通信および第 i リレーを用いて協調リレーを行ったときのチャンネル容量である。

直接通信のチャンネル容量 C^{DC} は次式で与えられる [4]。

$$C^{DC} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tau_k^{DC} \log_2 \left(1 + \frac{P_r^{DC}}{N} |H_{MB}(k)|^2 \right) \quad (2)$$

ここで、 $H_{MB}(k)$ および N はそれぞれ端末・基地局間のチャンネル利得および基地局の雑音電力である。 P_r^{DC} は基地局の受信電力であり、直接通信時の端末の送信電力 P_r を用いて次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_r^{DC} &= P_T \cdot R_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta/10} = (P_T \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_{MB}}{R} \right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta/10} \\ &= \bar{P}_T \cdot r_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta/10} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 α および η 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る。式 (2) における τ_k^{DC} ($k=0, \dots, N_c-1$) は直接通信時に信号送信のために第 k サブキャリアが割り当てられたかどうかを表わす変数であり、第 k サブキャリアが割り当てられた場合は $\tau_k^{DC} = 1$ 、そうでない場合は $\tau_k^{DC} = 0$ となる。

第 i リレーを用いて協調 AF リレーを行うときのチャンネル容量は次式で表わされる [4][11]。

$$\begin{aligned} C_i^{CR} &= \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \tau_{i,k,k'}^{CR} \log_2 \left(1 + \frac{P_{r,MB}^{CR}}{N} |H_{MB}(k)|^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{\frac{P_{r,Mi}^{CR}}{N} |H_{Mi}(k)|^2 \cdot \frac{P_{r,iB}^{CR}}{N} |H_{iB}(k')|^2}{\frac{P_{r,Mi}^{CR}}{N} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} + \frac{P_{r,iB}^{CR}}{N} |H_{iB}(k')|^2 + 1}} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $H_{Mi}(k)$ および $H_{iB}(k)$ はそれぞれ端末・第 i リレー間および第 i リレー・基地局間のチャンネル利得である。また、 N は第 i リレーおよび基地局の雑音電力

である。 $P_{r,MB}^{CR}$ および $P_{r,Mi}^{CR}$ 、 $P_{r,iB}^{CR}$ はそれぞれ第 1 タイムスロットにおける基地局および第 i リレー、第 2 タイムスロットにおける基地局の受信電力であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} P_{r,MB}^{CR} = \bar{P}_{t,M} \cdot r_{MB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta/10} \\ P_{r,Mi}^{CR} = \bar{P}_{t,M} \cdot r_{Mi}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta/10} \\ P_{r,iB}^{CR} = \bar{P}_{t,i} \cdot r_{iB}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta/10} \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 $\bar{P}_{t,M} = P_{t,M} \cdot R^{-\alpha}$ および $\bar{P}_{t,i} = P_{t,i} \cdot R^{-\alpha}$ はそれぞれセル半径 R で正規化された協調リレー時の端末および第 i リレーの送信電力であり、 $P_{t,M}$ および $P_{t,i}$ はそれぞれ協調リレー時の端末および第 i リレーの送信電力である。 $r_{Mi} = R_{Mi}/R$ および $r_{iB} = R_{iB}/R$ はそれぞれ端末・第 i リレー間および第 i リレー・基地局間の正規化距離である。式 (4) における $\tau_{i,k,k'}^{CR}$ ($k, k'=0, \dots, N_c-1$) は第 i リレーを用いて協調リレーを行うときに信号送信のために第 1 タイムスロットで第 k サブキャリア、第 2 タイムスロットで第 k' サブキャリアが割り当てられたかどうかを表わす変数であり、第 1 タイムスロットで第 k サブキャリア、第 2 タイムスロットで第 k' サブキャリアが割り当てられた場合は $\tau_{i,k,k'}^{CR} = 1$ 、そうでない場合は $\tau_{i,k,k'}^{CR} = 0$ となる。本稿では直接通信と協調リレーの公平性を保つため、次式で与えられる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。

$$\bar{P}_{t,M} + \bar{P}_{t,i} = \bar{P}_T \quad (6)$$

3.2. チャンネル容量最大規範に基づく電力配分法

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 [6]。そのような場合、直接リンクの SNR が端末・リレー・基地局間リンクの SNR と比べてかなり低くなるため、式 (4) で与えられるチャンネル容量 C_i^{CR} は次式のように近似できる。

$$\begin{aligned} C_i^{CR} &\approx \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \tau_{i,k,k'}^{CR} \\ &\quad \times \log_2 \left(\frac{\frac{P_{r,Mi}^{CR}}{N} |H_{Mi}(k)|^2 \cdot \frac{P_{r,iB}^{CR}}{N} |H_{iB}(k')|^2}{\frac{P_{r,Mi}^{CR}}{N} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} + \frac{P_{r,iB}^{CR}}{N} |H_{iB}(k')|^2 + 1}} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、式 (7) の真数は端末・第 i リレー・基地局間リンクの SNR を表わしている。式 (6) で与えられる総送信電力制約条件のもとで、式 (7) で表わされる協調 AF リレーのチャンネル容量 C_i^{CR} を最大とする電力配分を導出する。

チャンネル容量 C_i^{CR} を最大とする電力配分を決定する問題は以下のように書き表わせる。

$$\begin{aligned} & \arg \max_{\bar{P}_{i,M}, \bar{P}_{i,i}} C_i^{CR} \\ & \text{s.t.} \begin{cases} \bar{P}_{i,M} > 0, \bar{P}_{i,i} > 0 \\ \bar{P}_{i,M} + \bar{P}_{i,i} = \bar{P}_T \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、次式のようなラグランジュ関数を定義する。

$$J = C_i^{CR} + \mu(\bar{P}_{i,M} + \bar{P}_{i,i} - \bar{P}_T) \quad (9)$$

ただし、 μ はラグランジュ未定乗数である。式(8)の解は次式を満たす。

$$\begin{cases} \frac{\partial J}{\partial \bar{P}_{i,M}} = 0, \frac{\partial J}{\partial \bar{P}_{i,i}} = 0 \\ \bar{P}_{i,M} + \bar{P}_{i,i} - \bar{P}_T = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式(10)で与えられる連立方程式を解くことで、次式を得る。

$$\begin{cases} \bar{P}_{i,M} = \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon} \bar{P}_T \\ \bar{P}_{i,i} = \frac{1}{1+\varepsilon} \bar{P}_T \end{cases} \quad (11)$$

ただし、 ε は端末および第*i*リレーの送信電力の比率の最適値($\varepsilon = \bar{P}_{i,M} / \bar{P}_{i,i}$)であり、次式を満たす。

$$\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \tau_{i,k,k'}^{CR} \left(\frac{\varepsilon^2 r_{Mi}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} - r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} |H_{iB}(k')|^2}{\varepsilon r_{Mi}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} + r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} |H_{iB}(k')|^2} \right) = 0 \quad (12)$$

s.t. $\varepsilon > 0$

式(12)を満たす ε を解析的に求めることは困難であるため、本稿ではニュートン・ラフソン法[12]に代表される数値計算手法によって ε を求める。以下、数値計算手法を用いても必ず大域的最適解が得られることを示す。大域的最適解が得られることを示すためには、式(12)を満足する ε が $\varepsilon > 0$ の範囲で一つであることを示せばよい。 ε に関して、次式で与えられる関数 $f(\varepsilon)$ を定義する。

$$f(\varepsilon) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \tau_{i,k,k'}^{CR} \left(\frac{\varepsilon^2 r_{Mi}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} - r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} |H_{iB}(k')|^2}{\varepsilon r_{Mi}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} + r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} |H_{iB}(k')|^2} \right) \quad (13)$$

$f(\varepsilon)$ の ε に関する一階微分は次式で与えられる。

$$\frac{\partial f(\varepsilon)}{\partial \varepsilon} = \left[\begin{array}{l} r_{Mi}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} \times \\ \left(\varepsilon^2 \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} + (2\varepsilon+1)r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} |H_{iB}(k')|^2 \right) \\ \left(\varepsilon r_{Mi}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} \sum_{j=0}^{N_c-1} \sum_{j'=0}^{N_c-1} \tau_{i,j,j'}^{CR} \frac{|H_{Mi}(j)|^2}{M} + r_{iB}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta}{10}} |H_{iB}(k')|^2 \right)^2 \end{array} \right] > 0 \quad (14)$$

式(14)より、 $f(\varepsilon)$ は ε に関して単調増加であることが分かる。また、 $f(\varepsilon)$ の $\varepsilon \rightarrow 0$ および $\varepsilon \rightarrow +\infty$ の極限值はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} f(\varepsilon) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \tau_{i,k,k'}^{CR} (-1) = -M (< 0) \\ \lim_{\varepsilon \rightarrow +\infty} f(\varepsilon) = +\infty (> 0) \end{cases} \quad (15)$$

式(14)および式(15)より、式(12)を満足する ε が $\varepsilon > 0$ の範囲で必ず存在し、かつそれが唯一解であることが分かる。したがって、数値計算手法を用いて得られる ε は必ず大域的最適解となる。

4. 数値計算結果

4.1. 数値計算パラメータ

モンテカルロ数値計算により、直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを用いるSC協調AFリレー伝送に提案電力配分法を適用したときのチャンネル容量の累積分布を求めた。

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。 $N_c=128$ 個のサブキャリアの中から $M=64$ 個がユーザへ与えられる。ユーザは与えられた $M=64$ 個のサブキャリアを $D=16$ 個のサブブロックに分割する。

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 $\bar{P}_{i,i}$ で信号を送信したときの基地局における受信SNR Γ_{Mi} を、目標値 Δ (dB)を用いて $\Gamma_{iB} = 10 \log_2(\bar{P}_{i,i} r_{iB}^{-\alpha} / N) + \Delta$ (dB)として評価を行っている。これは、基地局から距離 r_{iB} の位置付近でリレー配置位置を探索したときの設計パラメータであり、シャドウイングに起因する値である。

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	$U=1$
Total number of subcarriers	$N_c=128$
No. of subcarriers per user	$M=64$
No. of dividing SC spectra	$D=16$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma=7.0(\text{dB})$
Design parameter	$\Delta=0,7(\text{dB})$

4.2. 提案法の動作

簡単のため、図 4 に示す一次元モデルを考える。加法性白色ガウス雑音(AWGN)環境下を仮定し、シャドウイングの標準偏差は $\sigma=0(\text{dB})$ と設定している(つまり、チャンネルによる信号電力の減衰は伝搬損失のみを考えている)。図 5 に端末・リレー間正規化距離 r_{Mi} をパラメータとしたときの、提案電力配分法における端末

とリレーの送信電力の比率 $\varepsilon = \bar{P}_{i,M} / \bar{P}_{i,i}$ を示す。ここで、

等価送信 SNR ($=\bar{P}_T/N$) = 10dB とした。図 5 より端末・リレー間の距離 r_{Mi} が大きくなるほど端末に割り当てられる送信電力の割合が高くなっていることが分かる。例えば、 $r_{Mi}=0.05$ のとき $\varepsilon=-22\text{dB}$ であるのに対し、 $r_{Mi}=0.95$ のとき $\varepsilon=22\text{dB}$ である。したがって、提案電力配分法は端末・リレー間およびリレー・基地局間のうち、リンク状態の悪いリンクにより多くの送信電力を配分するように動作していることが分かる。

4.3. チャンネル容量の比較

図 6 に示す二次元モデルで評価を行う。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。 $K=6$ 個のリレーが基地局から正規化距離 $r_{iB}=0.5$ の位置に同心円状に配置されているものとする。端末・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。

図 7 に直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを用いる SC 協調 AF リレー伝送に提案電力配分法を適用したときのチャンネル容量の累積分布関数を示す。ここで、等価送信 SNR=10dB とした。比較のため、端末とリレーに等しく送信電力を割り当てたとき(等電力配分)およびグリーディ法によりチャンネル容量を最大とする最適な電力配分を行ったときのチャンネル容量の累積分布関数を図 7 に示す。図 7 より、提案電力配分法はグリーディ法を用いて電力配分を行ったときとほぼ等しい累積分布

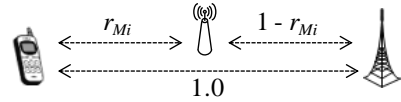


図 4 一次元数値計算モデル

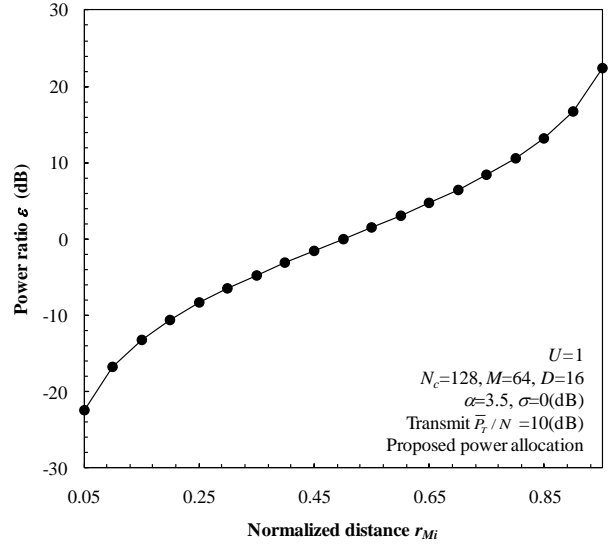


図 5 提案電力配分法を用いたときの端末とリレーの送信電力の比率

を示していることが分かる。これは、端末・リレー・基地局間リンクの SNR が直接リンクの SNR より非常に大きいときに提案電力配分法が使用される確率が高い(つまり、提案電力配分法が使用される時、ほとんどの場合式(7)で表わされる近似が成り立つ)からである。また、提案電力配分法を用いることにより、等電力配分を行ったときよりも高いチャンネル容量が得られる確率が大きくなっていることが分かる。例えば、 $\Delta=0\text{dB}$ のときの累積分布 10%値において、提案電力配分法は等電力配分より 0.2bps/Hz 大きなチャンネル容量を得られることが分かる。さらに、チャンネル容量の低い領域に着目すると、 $\Delta=7\text{dB}$ において提案電力配分法を用いたときの等電力配分に対するチャンネル容量の増加量が $\Delta=0\text{dB}$ のときよりも大きいことが分かる。この理由は以下のように説明できる。達成可能なチャンネル容量が小さいのはユーザがセル端付近に存在し、かつ端末・リレー間のシャドウイング損失が比較的大きいときである。この場合、 $\Delta=0\text{dB}$ のときよりも $\Delta=7\text{dB}$ のときの方が端末・リレー間とリレー・基地局間リンクの SNR の差が大きくなるため、 $\Delta=7\text{dB}$ のときの提案電力配分法によるチャンネル容量改善効果が大きくなる。

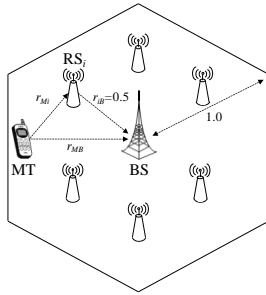


図 6 二次元数値計算モデル

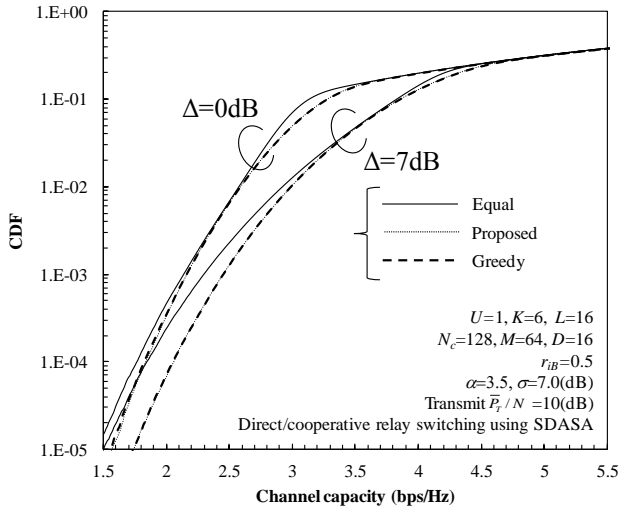


図 7 提案法を用いたときの直接・協調リレー切り替え通信のチャンネル容量の累積分布関数

5. まとめ

本稿では直接・協調リレー切り替えとスペクトル分割・適応サブキャリア割り当てを用いる SC 協調 AF リレー伝送を対象として、総送信電力制約条件のもとで上りリンクチャンネル容量を最大とする電力配分法を提案した。提案電力配分法を用いたときの電力配分の動作を議論し、提案電力配分法は端末・リレー間およびリレー・基地局間のうち、リンク状態の悪いリンクにより多くの送信電力を配分するように動作することを示した。提案電力配分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、提案電力配分法を用いることで、グリーディ法とほぼ同等のチャンネル容量を達成できることを示した。また、 $\Delta=0\text{dB}$ のときの累積分布 10% 値において、提案電力配分法は等電力配分より 0.2bps/Hz 大きなチャンネル容量を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, 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] 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.
- [5] 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.
- [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り当てを用いる 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, L. Yang, and L. Hanzo, "Multi-User Performance Of The Amplify-and-Forward Single-Relay Assisted SC-FDMA Uplink" IEEE Trans Veh. Technol., pp. 1-5, Sept.2009.
- [9] P. Herhold, E. Zimmermann, and G. Fettweis, "On The Performance Of Cooperative Amplify-and-Forward Relay Networks," Proc. ITG SCC 2004, pp.451-458, Jan.2004.
- [10] 中田雅之, 武田一樹, 安達文幸, "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り当て," 信学技報, RCS2011-290, pp.241-245, 2011年3月
- [11] H. Jeong, J. H. Lee, and H. Seo, "Resource Allocation For Uplink Multiuser OFDM Relay Networks With Fairness Constraints," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 1-5, Apr. 2009.
- [12] S. Boyd and L. Vandenberghe, "Convex Optimization." Cambridge Univ. Press, 2004.