

マルチセル環境下における直接・協調リレー切り替えを用いる 上りリンクシングルキャリア協調 AF リレーのチャネル容量

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.eeci.tohoku.ac.jp, ²adachi@eeci.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、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一つに協調リレーがある。協調リレーは空間ダイバーシチ効果を得ることができる一方で、2 タイムスロットを用いて信号送信を行う必要があるため最大伝送効率が端末・基地局間直接通信よりも低下してしまう。この問題に対処するために筆者らは以前、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切り替える直接・協調リレー切り替えを提案し、シングルセル環境下におけるチャネル容量を評価した。しかしながら、同一周波数を再利用するマルチセル環境下におけるチャネル容量の評価は未検討であった。そこで、本稿ではマルチセル環境下における直接・協調リレー切り替えを用いる上りリンクシングルキャリア(SC)協調非再生(AF)リレー伝送のチャネル容量を評価する。

キーワード 直接・協調 AF 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, マルチセル環境

Channel Capacity Of Uplink Single-Carrier Cooperative AF Relay Using Direct/Cooperative Relay Switching In A Multi-Cell Environment

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.eeci.tohoku.ac.jp, ²adachi@eeci.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. A cooperative relay is known as one of the solutions for such a transmit power problem. The achievable channel capacity of the cooperative relay is upper limited to half of the direct communication since mobile terminal (MT) and relay station (RS) need to use orthogonal channels (i.e. 2-time slots) without interference each other. To avoid this capacity loss, we proposed a direct/cooperative relay switching and evaluated the channel capacity in a single-cell environment. However, the capacity in a multi-cell environment reusing the same frequency has not been evaluated. In this paper, the uplink channel capacity of the single-carrier (SC) cooperative amplify-and-forward (AF) relay using direct/cooperative relay switching in a multi-cell environment is evaluated.

Keyword Direct/cooperative relay switching, spectrum division/adaptive subcarrier allocation, multi-cell environment

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に増大してしまうという問題が生じる。そのため、移動無線チャネルにおける伝搬損失、シャドウイング損失および周波数選択性フェージングを克服することにより、所要の通信品質を満たすための送信電力を低減する必要がある。

伝搬損失およびシャドウイング損失を軽減するためには空間ダイバーシチが有効である。空間ダイバーシチを実現する有力な手段に協調リレーがある[1]-[3]。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ものの、①周波数選択性フェージングを積極的に利用する余地がまだ残されている、②最大伝送効率が端末(MT)・基地局(BS)間直接通信より低下してしまう[1]という問題がある。これらの問題に対し

て筆者らは以前、上りリンクシングルキャリア(SC)-周波数分割多元接続(FDMA)[4]協調非再生(AF)リレーを対象として、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得るために SC 信号スペクトルの分割に基づく適応的な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)を提案した[5]。また、文献[6]では協調リレーの直接通信に対する伝送効率の低下を避けるために、上りリンク協調 AF リレーにおける直接・協調リレー切り替えを提案し、セル内におけるチャネル容量分布を明らかにした。文献[5]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それぞれ単独に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[5]および[6]ではシングルセル環境下における検討を行っており、同一周波数を再利用するマルチセル環境下におけるチャネル容量の評価は未検討であった。また、文献[6]ではシングルセル環境

下におけるチャンネル容量を最大とする直接・協調リレー切り替えを提案したが、マルチセル環境下では同一チャンネル干渉(CCI)を考慮しつつ直接通信および協調リレーの切り替えを行う必要がある。しかし、CCIを測定してチャンネル容量を最大とするような切り替えを行うことは困難である。

そこで、本稿ではMT-BS間距離規範を用いた切り替えを行うことを考える。MT-BS間距離規範では、MT-BS間距離の閾値を定め、MTが閾値よりもBS側に存在するときは直接通信を、セル端側に存在するときは協調リレーを行う。セル端付近で協調リレーを行うことによりMT-BS間リンクのチャンネル品質を向上しつつ与干渉を低減できるため、CCIの影響を軽減できる。また、MT-BS間リンクのチャンネルが良好なBS付近で直接通信を行うことで、協調リレーの直接通信に対する最大伝送効率の低下の影響を軽減できる。本稿ではMT-BS間距離規範により切り替えを行うSC協調AFリレー伝送のマルチセル環境下におけるチャンネル容量を評価する。

2. スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる直接・協調AFリレー切り替え通信

SC-FDMA協調AF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(RS)が配置されているものとする。セル半径を d_{cell} とし、第 c セルのMT(MT(c))-第 c' セルのBS(BS(c'))間、MT(c)-第 c' セルのRS(RS(c'))間およびRS(c)-BS(c')間の距離をそれぞれ $d_{M(c) \rightarrow B(c')}$ 、 $d_{M(c) \rightarrow R(c')}$ および $d_{R(c) \rightarrow B(c')}$ ($R \in \{0, 1, \dots, K-1\}$)とする。セルラーネットワークでは限られた周波数帯域を効率的に用いるために、同一の周波数帯域が離れたセルで繰り返し用いられる[7]。図2にクラスタサイズが $N_{CS}=1$ のときのCCIモデルを示す。着目するユーザが存在するセルを第0セルとし、その周辺の同一周波数を用いる18個のセルからのCCIを考慮する。各セルは非同期であるものとする。

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周波数選択性ブロックフェージング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。

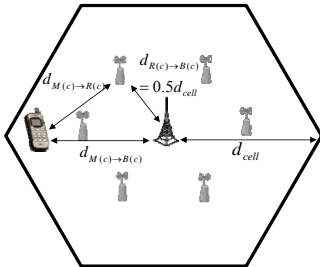


図1 第 c セルの構造

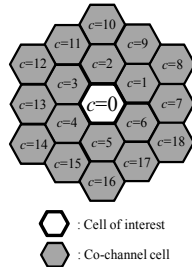


図2 CCIモデル($N_{CS}=1$)

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あらかじめ決められた切り替え規範に従って直接通信または協調リレーのどちらかを選択し、通信方法を切り替えて信号伝送を行う[6]。マルチセル環境下ではCCIを考慮しつつ直接通信および協調リレーを切り替える必要がある。しかしながら、CCIを測定してチャ

ネル容量を最大とするような切り替えを行うことは困難である。そこで、MT-BS間距離規範を用いた切り替えを行うことを考える。MT-BS間リンクのチャンネル品質および他セルへの与干渉はそれぞれBSからの距離に依存する。MTがBSから遠くに位置するほど(つまり、セル端に近づくほど)MT-BS間リンクのチャンネル品質は劣化し、与干渉は大きくなる。MT-BS間距離規範では、MT-BS間距離の閾値 r_{th} を設定し、閾値 r_{th} よりBS側にMTが存在するときは直接通信を、セル端側にMTが存在するときは協調リレーを行う。協調リレーは直接通信に対して信号伝送に要する送信電力を低減できるため、セル端付近で協調リレーを行うことによりMT-BS間リンクのチャンネル品質を向上しつつ与干渉を低減することができ、CCIの影響を軽減できる。また、MT-BS間リンクのチャンネルが良好なBS付近で直接通信を行うことで、協調リレーの直接通信に対する最大伝送効率の低下の影響を軽減できる。

直接・協調リレー切り替え通信において協調リレーが選択された場合、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[8]-[10]。図2に示すように、第1タイムスロットではMTがBSおよびRSへ信号ブロックを送信し、第2タイムスロットにおいてRSがMT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BSへ送信する。

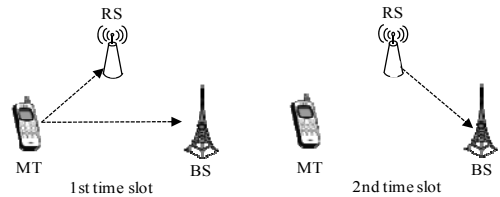


図2 信号ブロック送信方法

2.2. スペクトル分割・適応サブキャリア割当て

本稿では、文献[11]で提案した方法でスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを行う。

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。ユーザは M 個のサブキャリアを D 個のサブブロックに分割し、それらを割り当てられたリソースブロックにマッピングする。

直接通信の場合、MT-BS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、MT-BS間のチャンネルに関わらずMT-RS間およびRS-BS間のチャンネルのみに着目してサブキャリア割当てを行う。まず、MT-RS間およびRS-BS間のリソースブロック利得をそれぞれ計算する。その後、MT-RS間およびRS-BS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MTおよびRS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。

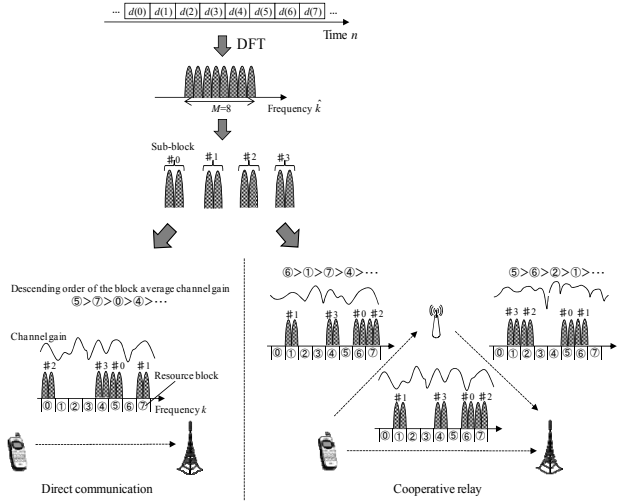


図3 直接・協調リレー切り替え通信におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割当ての例 (M, D, N_c)=(8,4,16)

3. チャネル容量の導出

3.1. 直接通信の受信信号表現

BS(0)における周波数領域受信信号 $Y_{B(0)}(k)$ は MT(0)の送信信号 $S_{M(0)}(k)$ を用いて次式で表わされる.

$$Y_{B(0)}(k) = \sqrt{2P_{r,M(0) \rightarrow B(0)}} H_{M(0) \rightarrow B(0)}(k) S_{M(0)}(k) + I_{B(0)}(k) + N_{B(0)}(k) \quad (1)$$

ここで, $H_{M(c) \rightarrow B(c)}(k)$ および $N_{B(c)}(k)$ はそれぞれ第 k 周波数における MT(c) - BS(c') 間のチャネル利得および BS(c) における雑音成分である. $P_{r,M(c) \rightarrow B(c')}$ は BS(c') における MT(c) からの受信信号電力であり, MT(c) の送信電力 $P_{t,M(c)}$ を用いて次式で与えられる.

$$\begin{aligned} P_{r,M(c) \rightarrow B(c')} &= P_{t,M(c)} \cdot d_{M(c) \rightarrow B(c')}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M(c) \rightarrow B(c)'} / 10} \\ &= (P_{t,M(c)} \cdot d_{cell}^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{d_{M(c) \rightarrow B(c')}}{d_{cell}} \right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M(c) \rightarrow B(c)'} / 10} \\ &= \bar{P}_{t,M(c)} \cdot r_{M(c) \rightarrow B(c')}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M(c) \rightarrow B(c)'} / 10} \end{aligned} \quad (2)$$

ここで, $\eta_{M(c) \rightarrow B(c')}$ は MT(c) - BS(c') 間のシャドウイング損失 (dB) である. $\bar{P}_{t,M(c)}$ および $r_{M(c) \rightarrow B(c')}$ はそれぞれセル半径 d_{cell} で正規化された MT(c) の送信電力および MT(c) - BS(c') 間の距離である. 式(1)における $I_{B(c)}(k)$ は次式で与えられる BS(c) における CCI 成分である.

$$I_{B(c)}(k) = \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_M(k) \\ c' \neq c}} I_{M(c') \rightarrow B(c)}(k) + \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_R(k) \\ c' \neq c}} I_{R(c') \rightarrow B(c)}(k) \quad (3)$$

ここで, $I_{M(c') \rightarrow B(c)}(k)$ および $I_{R(c') \rightarrow B(c)}(k)$ はそれぞれ MT(c') および RS(c') からの CCI である. $\{\mathbf{C}_M(k) \in 0, 1, \dots\}$ および $\{\mathbf{C}_R(k) \in 0, 1, \dots\}$ はそれぞれ MT および RS が第 k サブキャリアを用いて信号送信を行っているセル番号の集合である. $I_{M(c') \rightarrow B(c)}(k)$ および $I_{R(c') \rightarrow B(c)}(k)$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} I_{M(c') \rightarrow B(c)}(k) = \sqrt{2P_{r,M(c') \rightarrow B(c)}} H_{M(c') \rightarrow B(c)}(k) S_{M(c')}(k) \\ I_{R(c') \rightarrow B(c)}(k) = \sqrt{2P_{r,R(c') \rightarrow B(c)} \beta_{R(c')}} H_{R(c') \rightarrow B(c)}(k) S_{R(c')}(k) \end{cases} \quad (4)$$

ここで, $H_{R(c') \rightarrow B(c)}$ は RS(c') - BS(c) 間のチャネル利得である. $S_{R(c')}$ および $\beta_{R(c')}$ は RS(c') における送信信号および

正規化係数である. また, $P_{r,R(c') \rightarrow B(c)}$ は BS(c) における RS(c') からの受信信号電力である. $S_{R(c')}$, $\beta_{R(c')}$ および $P_{r,R(c') \rightarrow B(c)}$ については 3.2 節にて詳述する.

3.2. 協調リレーの受信信号表現

第 1 タイムスロットにおける BS(c) および RS(c) の受信信号をそれぞれ $Y_{B(c)}^{(1st)}(k)$ および $Y_{R(c)}^{(1st)}(k)$ で表わす. このとき, 第 1 タイムスロットにおける BS(0) および RS(0) の受信信号はそれぞれ次式のように表わされる.

$$\begin{cases} Y_{B(0)}^{(1st)}(k) = \sqrt{2P_{r,M(0) \rightarrow B(0)}} H_{M(0) \rightarrow B(0)}(k) S_{M(0)}(k) + I_{B(0)}^{(1st)}(k) + N_{B(0)}^{(1st)}(k) \\ Y_{R(0)}^{(1st)}(k) = \sqrt{2P_{r,M(0) \rightarrow R(0)}} H_{M(0) \rightarrow R(0)}(k) S_{M(0)}(k) + I_{R(0)}^{(1st)}(k) + N_{R(0)}^{(1st)}(k) \end{cases} \quad (5)$$

ここで, $H_{M(c) \rightarrow R(c')}(k)$ は第 k 周波数における MT(c) - RS(c') 間のチャネル利得である. $N_{B(c)}^{(1st)}$ および $N_{R(c)}^{(1st)}$ はそれぞれ第 1 タイムスロットにおける BS(c) および RS(c) の雑音成分である. $P_{r,M(c) \rightarrow R(c')}$ は次式で表わされる RS(c') の受信信号電力である.

$$P_{r,M(c) \rightarrow R(c')} = \bar{P}_{t,M(c)} \cdot r_{M(c) \rightarrow R(c')}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{M(c) \rightarrow R(c)'} / 10} \quad (6)$$

ここで, $\eta_{M(c) \rightarrow R(c')}$ は MT(c) - RS(c') 間のシャドウイング損失 (dB) である. $r_{M(c) \rightarrow R(c')} = d_{M(c) \rightarrow R(c')} / d_{cell}$ はセル半径 d_{cell} で正規化された MT(c) - RS(c') 間の距離である. 式(5)における $I_{B(c)}^{(1st)}(k)$ および $I_{R(c)}^{(1st)}(k)$ はそれぞれ第 1 タイムスロットにおける BS(c) および RS(c) の CCI 成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} I_{B(c)}^{(1st)}(k) = \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \\ c' \neq c}} I_{M(c') \rightarrow B(c)}(k) + \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_R^{(1st)}(k) \\ c' \neq c}} I_{R(c') \rightarrow B(c)}(k) \\ I_{R(c)}^{(1st)}(k) = \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \\ c' \neq c}} I_{M(c') \rightarrow R(c)}(k) + \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_R^{(1st)}(k) \\ c' \neq c}} I_{R(c') \rightarrow R(c)}(k) \end{cases} \quad (7)$$

ここで, $\{\mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \in 0, 1, \dots\}$ および $\{\mathbf{C}_R^{(1st)}(k) \in 0, 1, \dots\}$ はそれぞれ第 1 タイムスロットにおいて MT および RS が第 k サブキャリアを用いて信号送信を行っているセル番号の集合である. $I_{M(c') \rightarrow R(c)}(k)$ および $I_{R(c') \rightarrow R(c)}(k)$ はそれぞれ RS(c) における MT(c') および RS(c') からの CCI であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} I_{M(c') \rightarrow R(c)}(k) = \sqrt{2P_{r,M(c') \rightarrow R(c)}} H_{M(c') \rightarrow R(c)}(k) S_{M(c')}(k) \\ I_{R(c') \rightarrow R(c)}(k) = \sqrt{2P_{r,R(c') \rightarrow R(c)} \beta_{R(c')}} H_{R(c') \rightarrow R(c)}(k) S_{R(c')}(k) \end{cases} \quad (8)$$

ここで, $H_{R(c') \rightarrow R(c)}$ は RS(c') - RS(c) 間のチャネル利得である. $S_{R(c')}$ は RS(c') の送信信号であり, $S_{R(c)}(k) = Y_{R(c)}(k)$ で与えられる. $P_{r,R(c') \rightarrow R(c)}$ は RS(c) における RS(c') からの受信信号電力であり, 次式で与えられる.

$$P_{r,R(c') \rightarrow R(c)} = \bar{P}_{t,R(c')} \cdot r_{R(c') \rightarrow R(c)}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R(c') \rightarrow R(c)'} / 10} \quad (9)$$

ここで, $\eta_{R(c') \rightarrow R(c)}$ は RS(c') - RS(c) 間のシャドウイング損失 (dB) である. $\bar{P}_{t,R(c')} = P_{t,R(c')} \cdot d_{cell}^{-\alpha}$ はセル半径で正規化された RS(c') の送信電力であり, $P_{t,R(c')}$ は RS(c') の送信電力である. $r_{R(c') \rightarrow R(c)} = d_{R(c') \rightarrow R(c)} / d_{cell}$ は RS(c') - RS(c) 間の正規化距離である. また, $\beta_{R(c')}$ は RS(c') における平均送信電力を $\bar{P}_{t,R(c')}$ にするための正規化係数であり, CCI をガウス雑音として近似すると次式で与えられる.

$$\beta_{R(c')} = 1/E\{|Y_{R(c')}^{(1st)}(k)|^2\}$$

$$= \left[\begin{aligned} & 2P_{r,M(c') \rightarrow R(c')} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \varepsilon_{R(c')}^{(AF)}(k, k') \frac{|H_{M(c') \rightarrow R(c')}(k)|^2}{M} \\ & + \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \\ c \neq c'}} \left(2P_{r,M(c) \rightarrow R(c')} \frac{|H_{M(c) \rightarrow R(c')}(k)|^2}{M} \right) \\ & + \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \\ c \neq c'}} \left(2P_{r,R(c) \rightarrow R(c')} \frac{|H_{R(c) \rightarrow R(c')}(k)|^2}{M} \right) + 2N \end{aligned} \right] \quad (10)$$

ここで、 N は雑音電力である。 $\varepsilon_{R(c')}^{(AF)}(k, k')$ は協調リレー時に第1および第2タイムスロットでそれぞれ第 k および第 k' サブキャリアが割り当てられたかどうかを表す変数であり、第1および第2タイムスロットでそれぞれ第 k および第 k' サブキャリアが割り当てられた場合は $\varepsilon_{R(c')}^{(AF)}(k, k')=1$ 、それ以外は $\varepsilon_{R(c')}^{(AF)}(k, k')=0$ となる。

第0セルにおいて、第1および第2タイムスロットでそれぞれ第 k および第 k' サブキャリアが割り当てられたとする。このとき、第2タイムスロットにおけるBS(0)の受信信号 $Y_{B(0)}^{(2nd)}(k, k')$ は次式で表わされる。

$$Y_{B(0)}^{(2nd)}(k, k') = \sqrt{2P_{r,R(0) \rightarrow B(0)}\beta_{R(0)}} \cdot 2P_{r,M(0) \rightarrow R(0)} H_{R(0) \rightarrow B(0)}(k') \times \\ H_{M(0) \rightarrow R(0)}(k) S_{M(0)}(k) + \sqrt{2P_{r,R(0) \rightarrow B(0)}\beta_{R(0)}} H_{R(0) \rightarrow B(0)}(k') \times \\ \left(I_{R(0)}^{(1st)}(k) + N_{R(0)}(k) \right) + I_{B(0)}^{(2nd)}(k') + N_{B(0)}^{(2nd)}(k') \quad (11)$$

ここで、 $N_{B(c)}^{(2nd)}(k')$ は第2タイムスロットにおけるBS(c)の雑音成分である。また、 $P_{r,R(c) \rightarrow B(c)}$ は次式で表わされるBS(c')におけるRS(c)からの受信信号電力である。

$$P_{r,R(c) \rightarrow B(c')} = \bar{P}_{t,R(c)} \cdot r_{R(c) \rightarrow B(c')}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{R(c) \rightarrow B(c')}/10} \quad (12)$$

ここで、 $\eta_{R(c) \rightarrow B(c')}$ はRS(c)-BS(c')間のシャドウイング損失(dB)である。 $r_{R(c) \rightarrow B(c')} = d_{R(c) \rightarrow B(c')} / d_{cell}$ はセル半径 d_{cell} で正規化されたRS(c)-BS(c')間の距離である。式(11)における $I_{B(c)}^{(2nd)}(k')$ は第2タイムスロットにおけるBS(c)のCCI成分であり、次式で与えられる。

$$I_{B(c)}^{(2nd)}(k') = \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_M^{(2nd)}(k') \\ c' \neq c}} I_{M(c') \rightarrow B(c)}(k') + \sum_{\substack{c' \in \mathbf{C}_R^{(2nd)}(k') \\ c' \neq c}} I_{R(c') \rightarrow B(c)}(k') \quad (13)$$

ここで、 $\{\mathbf{C}_M^{(2nd)}(k') \in 0, 1, \dots\}$ および $\{\mathbf{C}_R^{(2nd)}(k') \in 0, 1, \dots\}$ はそれぞれ第2タイムスロットにおいてMTおよびRSが第 k' サブキャリアを用いて信号送信を行っているセル番号の集合である。

また、本章では直接通信との公平な比較のため、 $\bar{P}_{t,M(c)} + \bar{P}_{t,R(c)} = \bar{P}_T$ で与えられるMTとRSの総送信電力を一定とする制約条件を用いる。

3.3. チャンネル容量

CCIをガウス雑音として近似すると、式(1)よりマルチセル環境下におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる直接通信のチャンネル容量 $C^{(DC)}$ (bps/Hz/cell)は次式で与えられる。

$$C^{(DC)} = \frac{1}{MN_{CS}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \varepsilon_{M(0)}^{(DC)}(k) \log_2 \left(1 + \frac{P_{r,M(0) \rightarrow B(0)} |H_{M(0) \rightarrow B(0)}(k)|^2}{A_{B(0)}^{(DC)}(k) + N} \right) \quad (14)$$

ここで、 N_{CS} はクラスタサイズである。 $\varepsilon_{M(c)}^{(DC)}(k)$ は第 c セルにおいて直接通信時に第 k サブキャリアが割り当てられたかどうかを表す変数であり、第 k サブキャリアが割り当てられた場合は $\varepsilon_{M(c)}^{(DC)}(k)=1$ 、そうでない場合は $\varepsilon_{M(c)}^{(DC)}(k)=0$ となる。 $A_{B(0)}^{(DC)}(k)$ は直接通信時のBS(0)におけるCCI電力であり、次式で与えられる。

$$A_{B(0)}^{(DC)}(k) = \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_M^{(k)} \\ c \neq 0}} P_{r,M(c) \rightarrow B(0)} |H_{M(c) \rightarrow B(0)}(k)|^2 \\ + \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_R^{(k)} \\ c \neq 0}} P_{r,R(c) \rightarrow B(0)} \beta_{R(c)} |H_{R(c) \rightarrow B(0)}(k)|^2 |S_{R(c)}(k)|^2 \quad (15)$$

同様に、式(5)および(11)より、マルチセル環境下におけるスペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる協調AFリレーのチャンネル容量 $C_R^{(AF)}$ (bps/Hz/cell)は次式で与えられる。

$$C_R^{(AF)} = \frac{1}{2MN_{CS}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \varepsilon_{R(0)}^{(AF)}(k, k') \log_2 \left(1 + \frac{P_{r,M(0) \rightarrow B(0)} |H_{M(0) \rightarrow B(0)}(k)|^2}{A_{B(0)}^{(1st)} + N} \right) \\ + \frac{2P_{r,R(0) \rightarrow B(0)} \beta_{R(0)} \cdot P_{r,M(0) \rightarrow R(0)} |H_{R(0) \rightarrow B(0)}(k')|^2 |H_{M(0) \rightarrow R(0)}(k)|^2}{2P_{r,R(0) \rightarrow B(0)} \beta_{R(0)} |H_{R(0) \rightarrow B(0)}(k')|^2 (A_{R(0)}^{(1st)}(k) + N) + A_{B(0)}^{(2nd)}(k') + N} \quad (16)$$

ここで、 $A_{B(0)}^{(1st)}(k)$ および $A_{R(0)}^{(1st)}(k)$ 、 $A_{B(0)}^{(2nd)}(k')$ はそれぞれ第1タイムスロットにおけるBS(0)およびRS(0)、第2タイムスロットにおけるBS(0)のCCI電力であり、次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{aligned} A_{B(0)}^{(1st)}(k) &= \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \\ c \neq 0}} P_{r,M(c) \rightarrow B(0)} |H_{M(c) \rightarrow B(0)}(k)|^2 \\ &+ \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_R^{(1st)}(k) \\ c \neq 0}} P_{r,R(c) \rightarrow B(0)} \beta_{R(c)} |H_{R(c) \rightarrow B(0)}(k)|^2 |S_{R(c)}(k)|^2 \\ A_{R(0)}^{(1st)}(k) &= \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_M^{(1st)}(k) \\ c \neq 0}} P_{r,M(c) \rightarrow R(0)} |H_{M(c) \rightarrow R(0)}(k)|^2 \\ &+ \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_R^{(1st)}(k) \\ c \neq 0}} P_{r,R(c) \rightarrow R(0)} \beta_{R(c)} |H_{R(c) \rightarrow R(0)}(k)|^2 |S_{R(c)}(k)|^2 \\ A_{B(0)}^{(2nd)}(k') &= \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_M^{(2nd)}(k') \\ c \neq 0}} P_{r,M(c) \rightarrow B(0)} |H_{M(c) \rightarrow B(0)}(k')|^2 \\ &+ \sum_{\substack{c \in \mathbf{C}_R^{(2nd)}(k') \\ c \neq 0}} P_{r,R(c) \rightarrow B(0)} \beta_{R(c)} |H_{R(c) \rightarrow B(0)}(k')|^2 |S_{R(c)}(k')|^2 \end{aligned} \right. \quad (17)$$

スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる直接・協調AFリレー切り替え通信のチャンネル容量 $C^{(SW)}$ (bps/Hz/cell)は式(14)および(16)を用いて次式で与えられる。

$$C^{(SW)} = \begin{cases} C^{(DC)} & \text{if direct communication is selected} \\ C_R^{(AF)} & \text{if cooperative AF relay is selected} \end{cases} \quad (18)$$

4. 数値計算結果

モンテカルロ数値計算により、チャンネル容量の累積分布関数を求めた。チャンネル容量の累積分布関数 $x\%$ 値を $x\%$ アウトージング容量と定義している。

本稿では、18個の同一チャンネル干渉セルを考慮し、それらの外側のセルからの干渉は十分小さく無視できるものとする。数値計算条件を表1に示す。各セルには一人のユーザが存在するものとする。図1に示した

セル内にランダムにユーザを発生させる。簡単のため、協調リレーに使用するRSはMT-RS間の瞬時受信信号対雑音電力比(SNR)が最大となるRSを一局選択するものとしている。協調リレー時にはMTとRSに等しく電力を配分するものとする($\bar{P}_{l,M(c)} = \bar{P}_{l,R(c)} = \bar{P}_T/2$)。RS-BS間は固定通信であるため、RSが送信電力 $\bar{P}_{l,R(c)}$ で信号を送信したときのBSにおける平均受信SNR $\Gamma_{M(c) \rightarrow R(c)}$ を、目標値 Δ (dB)を用いて $\Gamma_{R(c) \rightarrow B(c)} = 10 \log_{10}(\bar{P}_{l,R(c)} r_{R(c) \rightarrow B(c)}^{-\alpha} / N) + \Delta$ (dB)として評価を行っている(簡単のため、本稿では $\Delta = 0$ dBとしている)。これは、BSから距離 $r_{R(c) \rightarrow B(c)}$ の位置付近でRSの配置位置を探索したときの設計パラメータであり、RS-BS間のシャドウイングに起因する値である。

表 1 数値計算条件

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of paths	$L=16$
Time delay	$\tau_l = l, l=0 \sim L-1$
No. of users	$U=1$
Total no. of subcarriers	$N_c=128$
No. of subcarriers per user	$M=64$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard deviation	$\sigma=8.0$ (dB)
Design parameter	$\Delta=0$ (dB)

4.1. アウテージ容量

図4に直接・協調AFリレー切り替え通信のアウテージ容量を示す。ここで、MT-BS間距離規範では閾値が $r_{th} = 0.3, 0.5, 0.7$ の場合について評価を行った。クラスサイズは $N_{CS}=1$ 、スペクトル分割数は $D=1$ としている。比較のため、直接通信および協調リレーのみを行ったとき、直接・協調AFリレー切り替え通信において文献[6]と同様にシングルセル環境下(つまり、CCIがないと仮定したとき)のチャンネル容量最大規範で切り替えを行ったときのアウテージ容量を図4に示す。

図4より、5%アウテージ容量の観点では協調リレーを行うことで直接通信よりも大きなアウテージ容量が得られていることが分かる。これは、協調リレーを行うことで空間ダイバーシチ効果が得られ、さらに所要の送信電力を低減できることによるCCI低減効果を得られるためである。CCIがないと仮定したときのチャンネル容量最大規範で切り替えを行った場合、送信電力が大きいとほとんどの場合直接通信が選択されるため[6]、高送信SNR領域ではCCI低減効果を得られずアウテージ容量が減少してしまう。

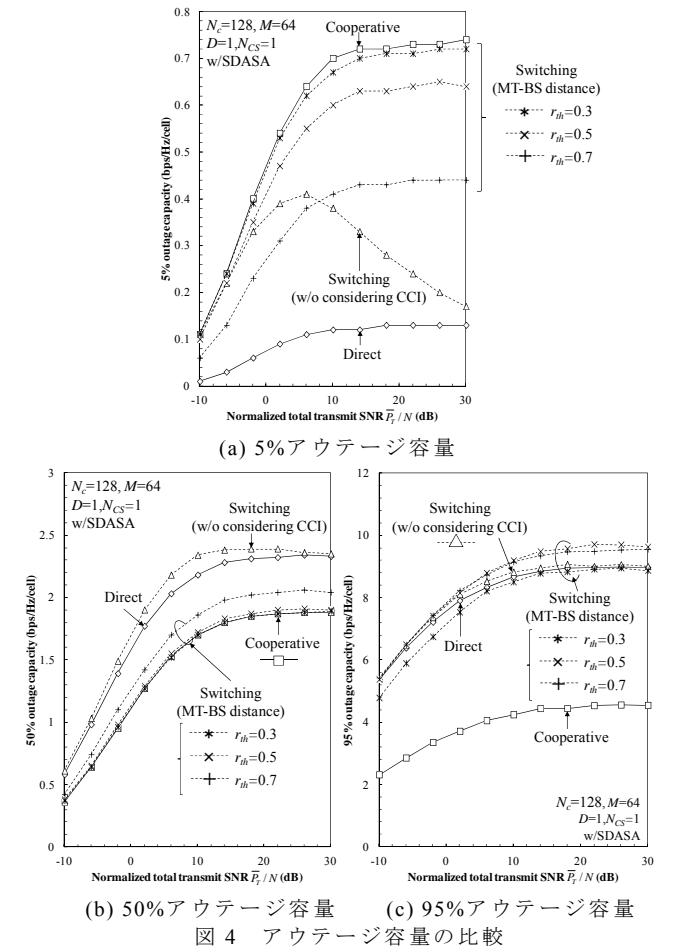
一方、MT-BS間距離規範で切り替えを行うことにより、セル端付近に存在する通信環境の悪いユーザを協調リレーにより救いつつ与干渉を低減できるため、協調リレーに近いアウテージ容量を得ることができる。このとき、閾値 r_{th} が小さいほど協調リレーを行うユーザ数が増加するためCCI低減効果が大きくなり、より大きな5%アウテージ容量を得られる。

50%アウテージ容量の観点ではユーザのチャンネル環境が良好なため、協調リレーにおける最大伝送効率の低下の影響が強くなり、協調リレーのアウテージ容量が直接通信よりも低下してしまう。ただし、CCIの影響も比較的大きいため、直接通信と協調リレーのチャンネル容量の差はそれほど大きくない。CCIがないと仮定したときのチャンネル容量最大規範ではMT-BS間の

SNRが良好なユーザが直接通信を行い、セル端付近に存在するチャンネル状態の悪いユーザが協調リレーを行うことによるCCI低減効果が得られるため、直接通信よりも高い50%アウテージ容量が得られる。ただし、高送信SNR領域ではほぼ直接通信のみが選択されるため、得られるアウテージ容量は直接通信とほぼ同様である。MT-BS間距離規範では閾値が $r_{th}=0.3$ および0.5の場合はユーザがセル中央よりに存在するときでも協調リレーが選択されるため、得られる50%アウテージ容量は協調リレーとほぼ同様である。

また、95%アウテージ容量の観点ではユーザがBS付近に存在するため、協調リレーのアウテージ容量は直接通信よりも大きく低下してしまう。この場合、MT-BS間距離規範で切り替えを行うことでBS付近に存在するユーザは直接通信を、セル端付近に存在するユーザは協調リレーを選択するため協調リレーにおける最大伝送効率の低下の影響を軽減しつつCCIを低減することができる。その結果、直接通信および協調リレーよりも大きなアウテージ容量を得ることができる。

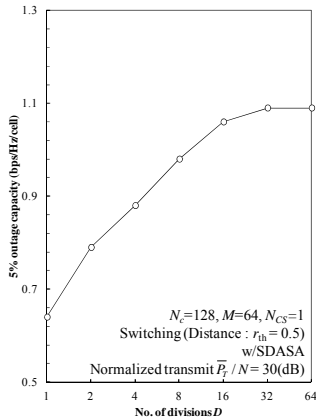
したがって、MT-BS間距離規範により切り替えを行うことで、ユーザのチャンネル状態が劣悪なときは協調リレーに、チャンネル状態が良好なときは直接通信に近いチャンネル容量を得ることができ、簡易的かつ高効率な切り替えを行うことが可能となる。



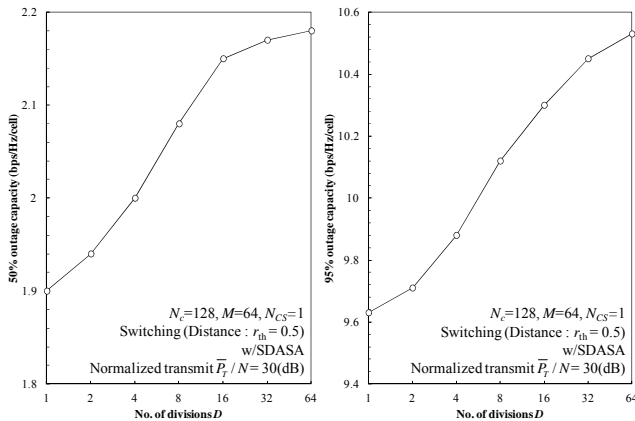
4.2. スペクトル分割数の影響

図5にMT-BS間距離規範で直接・協調リレー切り替え通信を行ったときのスペクトル分割数 D とアウテ

ージ容量の関係を示す。ここで、閾値を $r_{th} = 0.5$ 、正規化総送信 SNR を 30dB として評価を行った。図 5 より、スペクトル分割数 D を大きくすることでより大きなアウトージ容量が得られることが分かる。例えば、スペクトル分割数を $D=1$ から 64 にすることで、5%、50% および 95% アウトージ容量においてそれぞれ約 0.5、0.3 および 0.9 bps/Hz/cell 大きなアウトージ容量を得ることができる。これは、スペクトル分割数を大きくすることでより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、さらに干渉セルのユーザが同じリソースブロックを用いて信号送信を行う確率を低減できるためである。



(a) 5% アウトージ容量



(b) 50% アウトージ容量 (c) 95% アウトージ容量

図 5 スペクトル分割数の影響

4.3. クラスタサイズの影響

図 6 に MT-BS 間距離規範で直接・協調リレー切り替え通信を行ったときのクラスタサイズ N_{CS} とアウトージ容量の関係を示す。ここで、スペクトル分割数を $D=64$ とした。図 6 より、 $N_{CS}=1$ が最大のアウトージ容量を与えることが分かる。この理由は以下のように説明できる。MT-BS 間距離規範による切り替え通信では、セル端付近に存在するユーザが協調リレーを行うことにより CCI を低減できる。さらに、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ダイバーシチ効果を得ることができ、受信 SNR を改善することができる。そのため、 $N_{CS}=1$ としても大きいアウトージ容量が得られ、 N_{CS} を大きくすると 1 セルあたりで使用可能な周波数帯域が狭くなることによる周波数利用効率低下の影響が強くなり、アウトージ容量が低下してしまう。

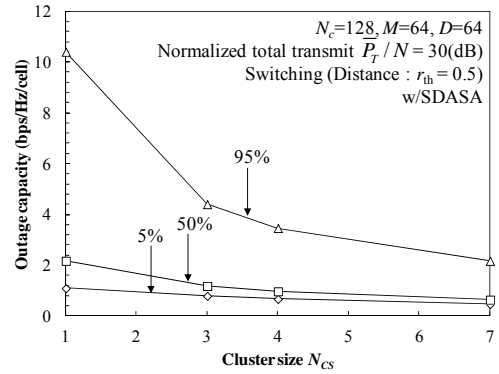


図 6 クラスタサイズの影響

5. まとめ

本稿では、マルチセル環境下における直接・協調リレー切り替えを用いる上りリンク SC 協調 AF リレー伝送のチャネル容量を評価した。MT-BS 間距離規範により切り替えを行うことで、ユーザのチャネル状態が劣悪なときは協調リレーに、チャネル状態が良好なときは直接通信に近いチャネル容量を得られることを示した。また、スペクトル分割・適応サブキャリア割当てにおけるスペクトル分割数を増加することにより、さらに大きなチャネル容量を得られることを示した。スペクトル分割・適応サブキャリア割当てを用いる直接・協調リレー切り替え通信ではクラスタサイズが $N_{CS}=1$ のときに最大のチャ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, 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, 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] M. Nakada, K. Takeda, and F. Adachi, "Channel Capacity Of SC-FDMA Cooperative AF Relay Using Spectrum Division & Adaptive Subcarrier Allocation," Proc. IC-NIDC 2010, pp.579-583, Sept. 2010.
- [6] 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.
- [7] W. C. Jakes, Jr., ed., *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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当て," 信学技報, RCS2011-290, pp.241-245, 2011年3月