

# 適応サブキャリアア割当てを用いる SC-FDMA 協調リレー のチャネル容量

中田 雅之<sup>1</sup> 武田 一樹<sup>2</sup> 安達 文幸<sup>3</sup>

<sup>1</sup>東北大学 工学部 電気・情報物理工学科

<sup>2,3</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 次世代システムでは超高速、大容量の通信の実現が期待されているが、このような超高速通信では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にリレー伝送がある。本論文では、上りリンクシングルキャリア(SC)-周波数分割多元接続(FDMA)に協調リレーを適用したときのチャネル容量を明らかにしている。また、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得るためには SC 信号スペクトルの分割とチャネル情報に基づく適応的なサブキャリア割当てが有効である。しかし、ピーク対平均電力比(PAPR)が増大してしまうという問題が発生する。そこで、スペクトル分割・サブキャリア割当てによるチャネル容量と PAPR とのトレードオフについて議論を行っている。

キーワード 協調リレー, SC-FDMA, 適応型サブキャリア割当て

## Capacity improvement of SC-FDMA Cooperative Relay using subcarrier allocation

Masayuki NAKADA<sup>1</sup> Kazuki TAKEDA<sup>2</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Dept. of Electrical, Information and Physics Engineering, School of Engineering, Tohoku University

<sup>2,3</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 and high capacity 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, we investigate the uplink channel capacity of the single carrier -frequency division multiple access (SC-FDMA) with cooperative relay. To obtain increased frequency diversity gain, an adaptive subcarrier allocation using the spectral division and the channel state information is promising. However, the adaptive subcarrier allocation has a problem in increased peak-to-average power ratio (PAPR). The tradeoff between the channel capacity and the PAPR is discussed.

**Keyword** Cooperative relay, SC-FDMA, adaptive Subcarrier allocation

### 1. まえがき

次世代移動無線システムでは超高速かつ大容量な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。仮に、送信電力を一定に保ちつつ伝送速度を増大すると、通信可能なエリアが縮小してしまう。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なる送信電力の増大が必要となる。このような送信電力問題の対策として、リレー

ーを用いた中継伝送が注目を集めている[1]。

本論文では上りリンクシングルキャリア(SC)-周波数分割多元接続(FDMA)[2]に協調リレーを適用したときのチャネル容量を明らかにしている。また、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得るためには SC 信号スペクトルの分割とチャネル情報に基づく適応的なサブキャリア割当てが有効である。しかしながら、適応サブキャリア割当てではピーク対平均電力比(PAPR)が増大してしまうという問題が発生する。そこで、本論文では協調リレーを用いるときのチャネル容量の検討に加え、スペクトル分割・サブキャリア割当てを用いた時のチャネル容量と PAPR とのトレードオフについて議論する。

本論文の構成は以下のようになっている。2章にてSC-FDMA 伝送システムモデルを示し、次いでSC-FDMA 送信信号および受信信号の数式表現を示す。3章ではチャンネル容量の数式表現について述べる。4章にて数値計算により協調リレーを用いるときのチャンネル容量を明らかにする。次いで、スペクトル分割・サブキャリア割当てを用いた時のチャンネル容量とPAPRとのトレードオフについて議論する。5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。単一セルのシングルユーザ環境を仮定している。基地局からセル端までの距離を  $R$  とし、考察を簡単にするためにリレーは基地局を中心に同心円状に  $n_{relay}$  個配置され、第  $i$  リレー-基地局間の距離を  $R_{i-B}$  とする。また、最大ホップ数を2ホップに制限して通信を行うものとする。さらに、端末-基地局間、端末-第  $i$  リレー間の距離をそれぞれ  $R_{M-B}$ ,  $R_{M-i}$  とする。チャンネルは  $L=8$  個のパスから構成される等平均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。以後、シンボル間隔の離散時間低域等価表現を用いる。

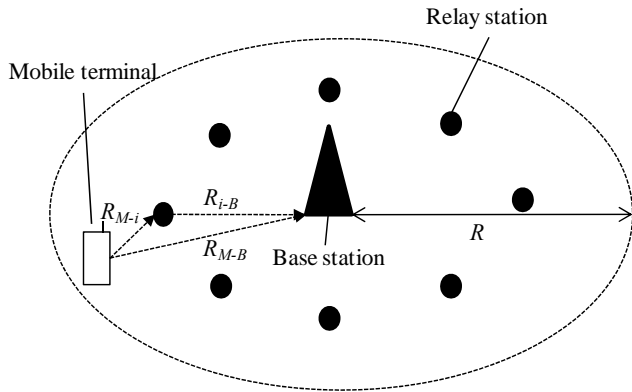


図1 システムモデル

### 2.2. SC-FDMA 送信信号

図2にSC-FDMAの送信機構成を示す。総サブキャリア数を  $N_c$  とし、その中から  $M$  個のサブキャリアを用いて伝送を行うものとする。まず、情報ビット系列をデータ変調シンボル系列  $\{d(n); n=0 \sim M-1\}$  に変換し、 $M$  ポイント分散フーリエ(DFT)変換を用いてデータ変調シンボル系列を周波数領域信号  $\{S(k); k=0 \sim M-1\}$  に変換する。ここで、 $S(k)$ は

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

である。次いで、周波数領域信号を  $N_c$  個のサブキャリアからなる帯域内にマッピングする(以後サブキャリア割当てと表記)。サブキャリア割当て後の周波数領域信号  $\{S(k'); k'=0 \sim N_c-1\}$  を、 $N_c$  ポイント逆FFT(IFFT)に

より時間領域信号  $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に変換する。  $s(t)$  は次式で与えられる。

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k'=0}^{N_c-1} S(k') \exp(j2\pi k't/M) \quad (2)$$

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。

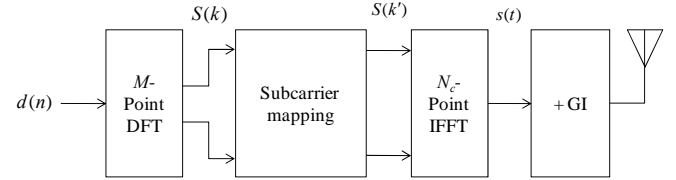


図2 SC-FDMA 送信機構成

本論文におけるSC-FDMA 協調リレーでは、1ホップ目、2ホップ目ともに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う。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図3のように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利得が小さい。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、チャンネル状態に応じて適応的にサブキャリア割当てを行う。適応サブキャリア割当てでは、各ユーザが使用する  $M$  個のサブキャリアを  $N$  個のサブキャリアブロックに分割して割当てを行う。ここで、各サブキャリアブロックのサブキャリア数は同じで、 $M/N$  個である。 $N$  個のサブキャリアブロックは、システム帯域内にある  $N_c/(M/N)$  個のサブキャリアブロックのうちの  $N$  個にマッピングされる。図4に  $N_c=16$ ,  $M=8$ ,  $N=4$  の場合における適応サブキャリア割当ての例を示す。

しかし、適応サブキャリア割当てではサブキャリアの分割数  $N$  を大きくするほどPAPRが増加してしまう。このように、適応サブキャリア割当てでは、周波数ダイバーシチ効果とPAPRとの間にトレードオフ関係が存在する。

### 2.3. 受信信号表現

2ホップSC-FDMA 協調リレーでは、1タイムスロット目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、2タイムスロット目では、リレーが端末からの受信信号を  $\alpha$  倍に電力増幅して基地局へ送信する(Amplify-and-Forward(AF)[3-5])。基地局では2つのタイムスロットで受信した信号を最大比合成(MRC)する。

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  $P_{r,B}^1$  および  $P_{r,i}$  とする。  $P_{r,B}^1$  お

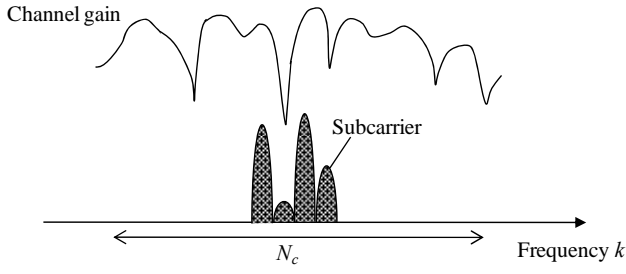


図3 局所サブキャリア割当て

よび  $P_{r,i}$  は、それぞれ次式のように表せる。

$$P_{r,B}^I = P_{t,M} \cdot R^{-\beta} \cdot 10^{\frac{\eta_{M-B}}{10}} = (P_{t,M} \cdot R^{-\beta}) \cdot \left( \frac{R^{-\beta}}{R^{-\beta}} \right) \cdot 10^{\frac{\eta_{M-B}}{10}} \quad (3)$$

$$= (P_{t,M} \cdot R^{-\beta}) \cdot (r_{M-B}^{-\beta}) \cdot 10^{\frac{\eta_{M-B}}{10}}$$

$$P_{r,i} = P_{t,M} \cdot R^{-\beta} \cdot 10^{\frac{\eta_{M-i}}{10}} = (P_{t,M} \cdot R^{-\beta}) \cdot \left( \frac{R^{-\beta}}{R^{-\beta}} \right) \cdot 10^{\frac{\eta_{M-i}}{10}} \quad (4)$$

$$= (P_{t,M} \cdot R^{-\beta}) \cdot (r_{M-i}^{-\beta}) \cdot 10^{\frac{\eta_{M-i}}{10}}$$

ここで、 $P_{t,M}$  は端末の送信電力、 $\beta$  は伝搬損失指数、また、 $\eta_{M-B}$  および  $\eta_{M-i}$  はそれぞれ端末-基地局間および端末-第  $i$  リレー間のシャドウイング損失を表す。いま、シンボル長を  $T_s$ 、 $(P_{t,M} \cdot R^{-\beta})T_s$  を  $E_s$  で表すと、式(3)、(4)はそれぞれ、次式のようになる。

$$P_{r,B}^I = \frac{E_s}{T_s} \cdot r_{M-B}^{-\beta} \cdot 10^{\frac{\eta_{M-B}}{10}} \quad (5)$$

$$P_{r,i} = \frac{E_s}{T_s} \cdot r_{M-i}^{-\beta} \cdot 10^{\frac{\eta_{M-i}}{10}} \quad (6)$$

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

$$y_{M-B}(t) = \sqrt{2P_{r,B}^I} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M-B,l} s(t - \tau_l) + n_{M-B}(t) \quad (7)$$

$$y_{M-i}(t) = \sqrt{2P_{r,i}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{M-i,l} s(t - \tau_l) + n_{M-i}(t) \quad (8)$$

ここで、 $h_{M-B,l}$  および  $h_{M-i,l}$  はそれぞれ端末-基地局間および端末-第  $i$  リレー間における第  $l$  パスの複素パス利得、 $n_{M-B}(t)$  および  $n_{M-i}(t)$  はそれぞれ零平均で分散  $2N_0/T_s$  の独立な加法性白色ガウス雑音(AWGN)であり、 $N_0$  は雑音の片側電力スペクトル密度である。1 タイムスロット目における基地局および第  $i$  リレーの受信信号の周波数領域表現をそれぞれ  $Y_{M-B}(k)$  および  $Y_{M-i}(k)$  とすると、それらは式(7)および(8)に  $N_c$  ポイント FFT を適用して求めることができ、次式のように表せる。

$$\begin{aligned} Y_{M-B}(k) &= \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{M-B}(t) \exp(-j2\pi k / N_c) \\ &= \sqrt{2P_{r,B}^I} H_{M-B}(k) S(k) + N_{M-B}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

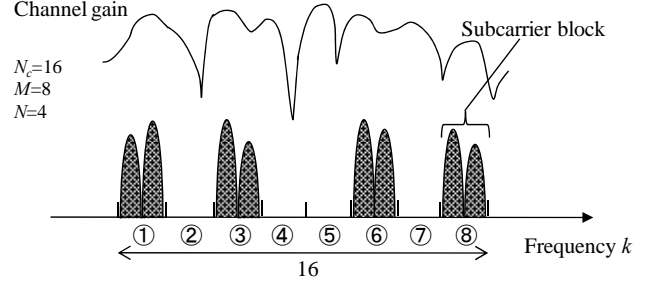


図4 適応サブキャリア割当て

$$\begin{aligned} Y_{M-i}(k) &= \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{M-i}(t) \exp(-j2\pi k / N_c) \\ &= \sqrt{2P_{r,i}} H_{M-i}(k) S(k) + N_{M-i}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

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

$$\begin{cases} H_{M-B}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{M-B,l} \exp(-j2\pi \tau_l k / N_c) \\ H_{M-i}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{M-i,l} \exp(-j2\pi \tau_l k / N_c) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} N_{M-B}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{L-1} n_{M-B}(t) \exp(-j2\pi k / N_c) \\ N_{M-i}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{L-1} n_{M-i}(t) \exp(-j2\pi k / N_c) \end{cases} \quad (12)$$

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

$$y_{i-B}(t) = \sqrt{P_{r,B}^II} \sum_{l=0}^{L-1} h_{i-B,l} y_{M-i}(t - \tau_l) + n_{i-B}(t) \quad (13)$$

ただし、 $P_{r,B}^II$  は第 2 タイムスロット目における基地局の受信電力であり、次式のように表せる。

$$P_{r,B}^II = \alpha r_{i-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{i-B}/10} \quad (14)$$

ここで、 $\alpha$  はリレーにおける電力増幅率、 $\eta_{i-B}$  は第  $i$  リレー-基地局間のシャドウイング損失 (dB)、 $r_{i-B}$  は基地局からセル端までの距離  $R$  で正規化された第  $i$  リレー-基地局間の距離であり、 $r_{i-B} = R_{i-B}/R$  で与えられる。したがって、2 タイムスロット目における基地局の受信信号の周波数領域表現は、リレー-基地局間の第  $k$  周波数におけるチャネル利得と雑音成分をそれぞれ  $H_{i-B}(k)$ 、 $N_{i-B}(k)$  とすると、次式のようになる。

$$\begin{aligned} Y_{i-B}(k) &= \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{i-B}(t) \exp(-j2\pi k / N_c) \\ &= \sqrt{2P_{r,B}^II P_{r,i}} H_{i-B}(k) H_{M-i}(k) S(k) \\ &\quad + \sqrt{P_{r,B}^II} H_{i-B}(k) N_{M-i}(k) + N_{i-B}(k) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、式(15)における第2項、第3項の雑音成分をまとめて

$$\tilde{N}_{i-B}(k) = \sqrt{P_{r,B}^{\text{II}}} H_{i-B}(k) N_{M-i}(k) + N_{i-B}(k) \quad (16)$$

と表記する。 $\tilde{N}_{i-B}(k)$  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  $\tilde{N}$  を有する複素ガウス変数になる。

$$\tilde{N} = \frac{2N_0}{T_s} \left( P_{r,B}^{\text{II}} |H_{i-B}(k)|^2 + 1 \right) \quad (17)$$

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。

$$\mathbf{Y}_d = \begin{bmatrix} \frac{Y_{M-B}(k)}{\sqrt{\frac{2N_0}{T_s}}} & \frac{Y_{i-B}(k)}{\sqrt{\tilde{N}}} \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}\mathbf{S}(k) + \mathbf{N} \quad (18)$$

ただし、 $\mathbf{H}$  は等価チャネル行列であり、式(5)、(6)、および(14)より次式のように表せる。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} r_{M-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{M-B}/10} H_{M-B}(k) \\ \sqrt{\frac{E_s}{N_0} \frac{\alpha r_{i-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{i-B}/10} r_{M-i}^{-\beta} 10^{-\eta_{M-i}/10}}{(\alpha r_{i-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{i-B}/10} |H_{i-B}(k)|^2 + 1)}} H_{i-B}(k) H_{M-i}(k) \end{bmatrix}^T \quad (19)$$

また、 $\mathbf{N}$  は雑音ベクトルであり、その各要素は平均 0 で分散 1 の独立ガウス変数である。

### 3. チャネル容量の数式表現

式(19)より、等価チャネルは  $2 \times 1$  の MIMO チャネルと同じ表現であることを利用すると、第  $k$  周波数のチャネル容量  $C(k)$  (bps/Hz) は次式のようになる[5]。

$$\begin{aligned} C(k) &= \frac{1}{2} \log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \mathbf{H}) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{N_0} r_{M-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{M-B}/10} |H_{M-B}(k)|^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{E_s}{N_0} \frac{\alpha r_{i-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{i-B}/10} r_{M-i}^{-\beta} 10^{-\eta_{M-i}/10} |H_{i-B}(k)|^2 |H_{M-i}(k)|^2}{(\alpha r_{i-B}^{-\beta} 10^{-\eta_{i-B}/10} |H_{i-B}(k)|^2 + 1)} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

ここで、式(20) 第 2 項は端末-基地局間の SNR、第 3 項はリレーを介した経路における SNR をそれぞれ表わしており、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(20)より、ユーザのサブキャリアブロックがシステム帯域内第  $i$  番目のサブキャリアブロック上にマッピングされたとすると、そのサブキャリアブロックのチャネル容量  $C_{\text{block}}(i)$  は次式のようになる。

$$C_{\text{block}}(i) = \frac{1}{M/N} \sum_{k=\frac{M}{N}i}^{\frac{M}{N}(i+1)-1} C(k) \quad (21)$$

したがって、総チャネル容量  $C_{\text{total}}$  (bps/Hz) はマッピン

グされた  $N$  個のサブキャリアブロックのチャネル容量の平均であるから、ユーザの各サブキャリアブロック番号を  $m$  とすると以下のように表わされる。

$$C_{\text{total}} = \frac{1}{N} \sum_{i_m} C_{\text{block}}(i_m), \quad (m=0 \sim N-1) \quad (22)$$

ここで、 $i_m$  はユーザの第  $m$  サブキャリアブロックがマッピングされたシステム帯域内のサブキャリアブロック番号を表わしており

$$i_m \in \left\{ 0, 1, \dots, \frac{N_c}{(M/N)} \right\} \quad (23)$$

である。

## 4. 数値計算結果

### 4.1. 数値計算パラメータ

数値計算により上りリンク SC-FDMA 協調リレーにおけるチャネル容量の累積分布を求め、チャネル容量の累積分布 10% 値を 10% 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。単一セルのシングルユーザ環境を仮定し、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。また、チャネル容量を最大とするリレーを全探索により選択するものとする。SC-FDMA の総サブキャリア数は  $N_c=256$  とし、そのうち  $M=64$  サブキャリアを用いて伝送を行うものとする。端末-基地局間、端末-リレー間、リレー-基地局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  $\sigma=6.0$ (dB) と設定している。また、パスロス指数を  $\beta=3.5$  とし、 $L=8$  個のパスから構成される等平均電力遅延プロファイルの周波数選択性チャネルを仮定している。リレーにおける電力増幅率は  $\alpha=100$  とし、チャネル推定は理想としている。

表 1 数値計算パラメータ

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of paths	$L=8$
Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$
Number of Users	$U=1$
Total number of subcarriers	$N_c=256$
Number of subcarriers per user	$M=64$
Amplification factor	$\alpha=100$
Path loss exponent	$\beta=3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma=6.0$ (dB)
Channel estimation	Ideal

### 4.2. 適応サブキャリア割当ての適用効果

まず、適応サブキャリア割当てを用いる協調リレーのチャネル容量を図 5 に示す。ここで、リレー数を  $n_{\text{relay}}=8$ 、第  $i$  リレー-基地局間の正規化距離を  $r_{i-B}=0.75$  とした。図 5 より、リレーを用いるか否かに関わらず、適応サブキャリア割当てでは、局所サブキャリア割当て

よりアウテージ容量が大きいことが分かる。これは、適応サブキャリア割当てではチャンネル状態のよいサブキャリア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。

さらに、同図より協調リレーでは、端末・基地局間直接通信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。しかしながら、送信  $E_s/N_0$  が大きいときはリレーを用いず直接通信を行った方がアウテージ容量が大きい。この理由は以下のように説明できる。2ホップ協調リレーにおける通信には2タイムスロット時間を要するため、協調リレーでの伝送効率は直接通信を行う場合の1/2になってしまう。したがって、送信  $E_s/N_0$  が大きいときは協調リレーによる空間ダイバーシチ利得や適応サブキャリア割当てによる周波数ダイバーシチ利得よりも伝送効率が1/2になる影響の方が大きくなり、直接通信を行った方がアウテージ容量が大きくなるからである。

### 4.3. 適応サブキャリア割当てとPAPRのトレードオフ

2章にて適応サブキャリア割当てにはチャンネル容量とPAPRとの間にトレードオフが存在することを述べた。適応サブキャリア割当てを行った場合のサブキャリア分割数  $N$  と10%アウテージ容量の関係を図6に、PAPRを図7に示す。ここで、変調方式はQPSKとした。図6よりサブキャリアの分割数が増加するとアウテージ容量が増加すること、図7よりサブキャリアの分割数が増加するほどPAPRが増加することが分かる。つまり、図6および図7より適応サブキャリア割当てではチャンネル容量とPAPRとの間にトレードオフの関係が存在することが分かる。分割数を最大（つまり送信ブロックのサブキャリア数と同じ）にした場合はOFDMAとほぼ同じPAPRとなってしまう。

しかし、図6よりサブキャリア分割数が  $N=4$  以上になるとアウテージ容量は飽和することが分かる。これは、サブキャリア分割数が多くなるにつれ利得の高い帯域に割り当てられるサブキャリアの割合が高くなっていくが、 $N=4$  以上の分割数では周波数ダイバーシチ利得を最大とするような割り当てが可能となるからである。したがって、適応サブキャリア割当てでは必ずしもサブキャリアを全分割する必要はないことが分かる。

### 4.4. リレー位置の影響

図8に第  $i$  リレー-基地局間の正規化距離  $r_{i-B}$  と10%アウテージ容量の関係を示す。図8より、協調リレーではリレーの位置を基地局-セル端間の midpoint よりややセル端側に配置することでアウテージ容量を最大にできることが分かる。これは、リレーを基地局-セル端間の midpoint よりややセル端側に配置することでセル端に近い位置にユーザが存在するときの悪い通信状態を救済できるからである。

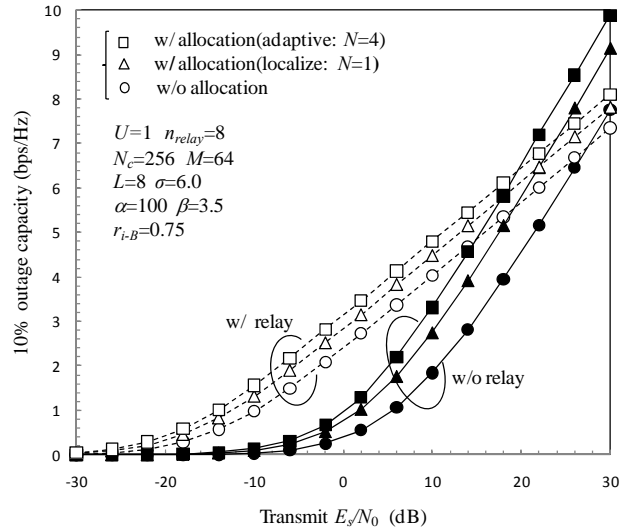


図5 10%アウテージ容量の比較

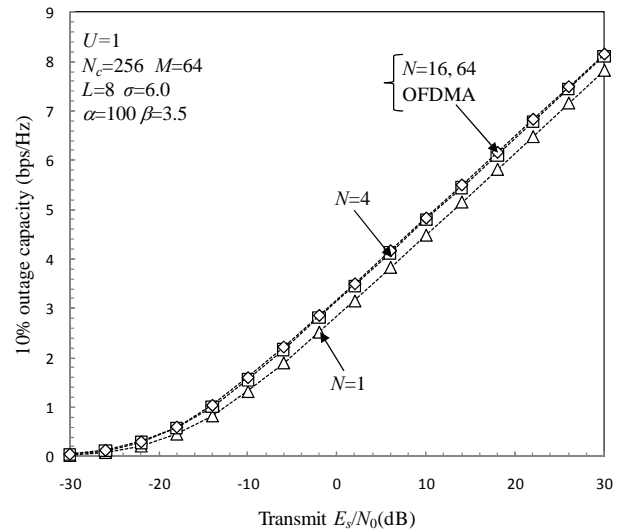


図6 サブキャリア分割数とアウテージ容量

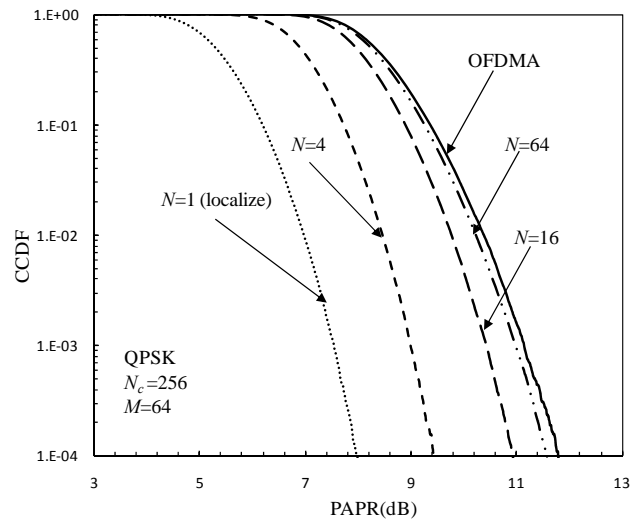


図7 PAPR 特性

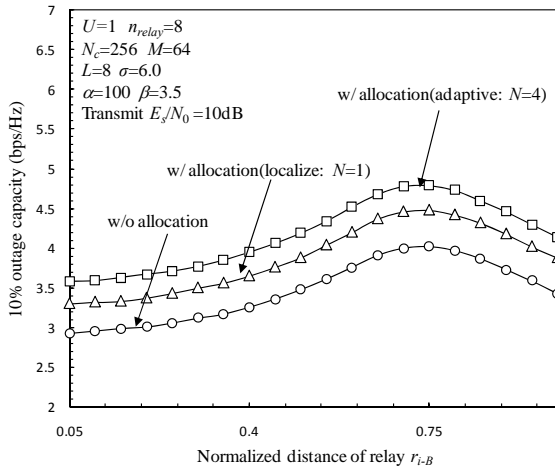


図 8 リレー位置の影響

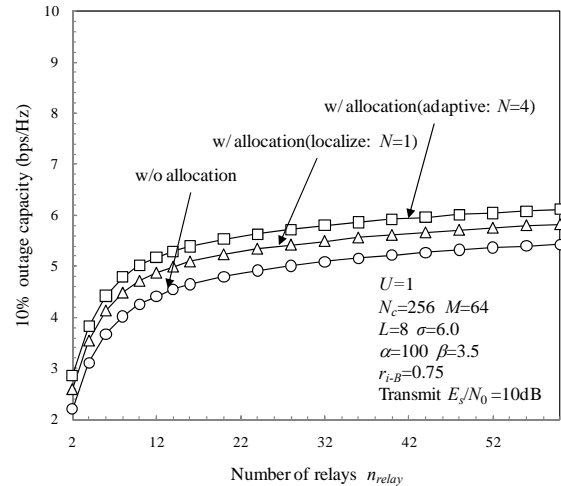


図 9 配置するリレー数の影響

#### 4.5. リレー配置数の影響

図 9 にセル内に配置するリレー数  $n_{relay}$  と 10% アウテージ容量との関係を示した。図 9 より、 $n_{relay}$  を大きくするほどアウテージ容量は増加することが分かる。これは、配置するリレーを多くするほど経路選択によるサイトダイバーシチ効果が大きくなるためである。しかし、リレー数がおよそ 10 以上になるとサイトダイバーシチ利得の増加割合が小さくなり、アウテージ容量の増加割合が小さくなってしまふ。このことから、配置するリレー数は 10 程度で十分な効果を見込めるということが分かる。

#### 5. むすび

本論文では、上りリンク SC-FDMA へ適応サブキャリア割当てを用いる協調リレーを適用したときのチャネル容量を明らかにした。さらに、適応サブキャリア割当てのチャネル容量と PAPR とのトレードオフ関係について検討し、サブキャリアの分割数  $N$  が大きくなるほど PAPR が増加し、分割数を最大にした場合は OFDMA とほぼ同じ PAPR になってしまうが、適応サブキャリア割当てでは必ずしもサブキャリアを全分割する必要はないことを述べた。また、各リレーは基地局-セル端間の midpoint よりややセル端側に配置することでアウテージ容量を改善できること、セル内に配置するリレーの数としては 10 程度で十分な効果を見込めることを明らかにした。

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アルゴリズム
- ・適用型サブキャリア割当てにおける割り当てアルゴリズム
- ・協調リレーの際に使用するリレー数を増加させた場合の効果
- ・マルチユーザ環境における検討

#### 文 献

- [1] R. Pabst, etc., "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," IEEE Commun. Mag., vol.42, no.9, pp.80-89, Sept.2004.
- [2] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink transmission," IEEE Veh. Technol. Mag., Vol.1, No.3, pp.30-38, Sept.2006.
- [3] T. M. Cover and A. El Gama, "Capacity theorems for the relay channel," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol.25 No.5, pp.572-584, Sept.1979.
- [4] 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.
- [5] Y. Zhao, R. Adve, and T. Lim, "Improving Amplify - and - Forward Relay networks: Optimal Power Allocation versus Selection," in Proceedings on the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), 2006.