

分散アンテナネットワークにおける DS-CDMA および SC-FDMA の上りリンク容量比較

井下 翔平[†] 宮崎 寛之[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{inoshita, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 複数アンテナをセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク (DAN) ではフェージングばかりではなく、シャドウイングおよび伝搬損失の影響を同時に低減でき、セル全域で優れた伝送品質を達成できる。ところで、利用可能な帯域幅には限りがあるため、時分割マルチアクセス (TDMA)、周波数分割マルチアクセス (FDMA) や直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) などのマルチアクセス技術が必要となる。TDMA および FDMA では、それぞれ時間領域および周波数領域で直交チャネルを形成し、各ユーザの瞬時チャネル情報に基づいてチャネル割り当てを行う。一方、DS-CDMA では、全ユーザで帯域を共有し、拡散・逆拡散により他ユーザ干渉を抑圧する。このため各ユーザの瞬時チャネル情報に基づいたチャネル割り当てが不要になるという利点がある。その代り、DS-CDMA では高速送信電力制御 (TPC) およびアンテナダイバーシチが必須になっている。本稿では、拡張ダイバーシチを用いる DS-CDMA DAN およびチャネル割り当てを用いるシングルキャリア (SC) -FDMA DAN における上りリンク容量を計算機シミュレーションにより求め、DS-CDMA DAN は SC-FDMA DAN よりも高い上りリンク容量を達成できることを明らかにする。

キーワード DAN, DS-CDMA, SC-FDMA, 上りリンク容量, CCI, TPC, 拡張ダイバーシチ

Uplink Capacity Comparison between DS-CDMA and SC-FDMA in Distributed Antenna Network

Shohei INOSHITA[†] Hiroyuki MIYAZAKI[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{inoshita, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.jp

Abstract Distributed antenna network (DAN), in which many antennas are spatially distributed, can mitigate the negative impacts of not only the fading but also the propagation path loss and the shadowing loss, and accordingly, achieves a good transmission performance in the entire service area. Since the available bandwidth is limited, the multiple access technique, e.g., time division multiple access (TDMA), frequency division multiple access (FDMA), and direct-sequence code division multiple access (DS-CDMA), is needed. TDMA and FDMA respectively use the orthogonal time and frequency channels and the channel allocation is done based on the instantaneous channel state information of each user. On the other hand, in DS-CDMA, all users share the same frequency bandwidth since the interference can be suppressed by spreading/despreading process. Therefore, DS-CDMA does not require a complex channel allocation algorithm. However, fast transmit power control (TPC) and antenna diversity are essential. In this paper, we investigate the uplink capacity of DS-CDMA DAN and that of single carrier FDMA (SC-FDMA) DAN. It is shown by computer simulation that DS-CDMA DAN achieves higher uplink capacity than SC-FDMA DAN.

Keyword DAN, DS-CDMA, SC-FDMA, Uplink capacity, CCI, TPC, Extended diversity

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは超高速データサービスの提供が求められているが、広帯域移動無線通信では、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によって通信品質が大きく劣化し

てしまう[1]。従来のセルラネットワークのように基地局に多数のアンテナを集中配置する集中アンテナネットワーク (CAN) では、ダイバーシチ受信[2]を用いることにより周波数選択性フェージングの影響を軽減できるものの、伝搬損失およびシャドウイング損失の影響を克服できない。したがって、ユーザがセル端に近づ

くにつれて伝搬損失が大きくなり、所要受信信号対雑音電力比(SNR)を達成するために大きな送信電力を必要とする。またそれに伴い、同一チャネルを利用する他の無線セルからの同一周波干渉(CCI)が大きくなるため、セル端における伝送品質が大きく劣化してしまう。

セル端ユーザの通信品質を改善できるネットワークとして我々が注目しているのは、多数のアンテナをセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)[3-5]である。DANでは高確率でユーザ付近にアンテナが存在するため、伝搬損失およびシャドウイング損失の影響を低減でき、セル全域において高い受信品質を達成することができる。

ところで、利用可能な帯域幅には限りがあるため、時間分割マルチアクセス(TDMA)、周波数分割マルチアクセス(FDMA)や直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)[6]などのマルチアクセス技術が必要となる。TDMAとFDMAでは、時間領域と周波数領域の直交チャネルをそれぞれユーザに割り当てる。このとき、全ユーザのチャネル状態や各ユーザが受けるCCIを基に信号対(干渉+雑音)電力比(SINR)が最大となるようにチャネル割り当てを行う必要があるが、各ユーザのチャネル状態及び受信CCIは時々刻々と変化するため、複雑なチャネル割り当てが必要である。一方、DS-CDMAでは、拡散・逆拡散によって他ユーザからのCCIを低減できるため、すべてのユーザで同一帯域を共有できる。そのため、複雑なチャネル割り当てを必要としないという利点がある。また最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いることで、周波数選択性フェージングに起因するチップ間干渉(ICI)を抑圧でき、優れた伝送品質を達成できる[7-8]。そこで我々は、DS-CDMAを用いたDAN(DS-CDMA DAN)に注目している。

これまでに我々は、DS-CDMA DANにおける上りリンク容量について検討してきた[9-10]。文献[9]では周辺セルまでアンテナダイバーシチを拡張した拡張ダイバーシチを用いるDS-CDMA DANがDS-CDMA CANよりも高いリンク容量を達成できること、文献[10]ではDS-CDMA DANがSC-FDMA DANよりも高いリンク容量を達成できることを明らかにした。しかしながら、文献[10]では、SC-FDMAにおいてチャネル割り当てが必要であるにもかかわらず、ランダムにチャネルを割り当てており、ユーザのチャネル状態に基づくチャネル割り当ておよび同一周波数の繰り返し利用を考慮していなかった。

そこで本稿では、更に公平な比較を行うため、SC-FDMAに各ユーザのチャネル状態に基づくチャネル割り当ておよび同一周波数の繰り返し利用を導入し、拡張ダイバーシチを用いたDS-CDMAとの上りリンク容量について比較・検討を行っている。DS-CDMA DANはSC-CDMA DANよりも高い上りリンク容量を達成できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている。

本稿の構成は以下の通りである。まず、第2章において上りリンクモデルを示した後、第3章においてDS-CDMAおよびSC-FDMAの伝送系について述べる。第4章では計算機シミュレーションによる上りリンク

容量を示した後、第5章にてまとめる。

2. 上りリンクモデル

2.1. ネットワークモデル

本稿ではマルチセル、マルチユーザ環境を仮定している。図1にDANおよびCANのモデルを示す。ただしセル内の総アンテナ本数は $N_{total}=7$ 本としている。中央のセル($c=0$)を注目セルとし、各セルは周辺6セルからの干渉を受けるものとする。DANモデルでは、各分散アンテナが半径 $R'=R/\sqrt{7}$ の正六角形エリアをカバーしている。ここで R はCANのセル半径である。各分散アンテナは光ファイバによって信号処理センター(SPC)と接続され、各分散アンテナとSPC間の伝送は理想的であると仮定している。一方、CANでは全てのアンテナがセル中央に集中配置されている。

各セルには単一送信アンテナ($N_t=1$)を搭載する U 人のユーザ端末が存在するものとする。本稿では、すべてのユーザが同時に信号を送信するものと仮定する。拡張ダイバーシチを用いる場合、各ユーザは、自身が存在しているセルを含む周辺 $D_{max}=7$ セル内に存在する $D_{max}N_{total}$ 本のアンテナの中から瞬時受信電力の大きい順に N_r 本の受信アンテナを選択して通信を行うものとする。

2.2. チャネルモデル

広帯域伝搬チャネルは、距離に依存して電力が減衰する伝搬損失、障害物の遮蔽や反射によるシャドウイング損失および周波数選択性フェージングにより特徴づけられる。遅延時間の異なる L 個の離散パスからなる周波数選択性フェージングを仮定するとき、第 c セル第 u ユーザから第 c' セル第 n_r アンテナ間におけるチャネルのインパルス応答 $\tilde{h}_{\rightarrow c', n_r}^{(c, u)}(t)$ は次式で表される。

$$\tilde{h}_{\rightarrow c', n_r}^{(c, u)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r} \cdot \delta\left(t - \tau_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r}\right) \quad (1)$$

ここで $\tilde{h}_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r}$ は第 c セル第 u ユーザ-第 c' セル第 n_r アンテナ間の伝搬損失およびシャドウイング損失を含む第 l パスの複素パス利得であり、次式で表される。

$$\tilde{h}_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r} = \sqrt{D_{\rightarrow c', n_r}^{(c, u)}} \cdot 10^{-\frac{\eta_{\rightarrow c', n_r}^{(c, u)}}{10}} \cdot g_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r} \quad (2)$$

ここで $D_{\rightarrow c', n_r}^{(c, u)}$ は第 c セル第 u ユーザ-第 c' セル第 n_r アンテナ間距離である。 α は伝搬損失指数であり、 $\eta_{\rightarrow c', n_r}^{(c, u)}$ は第 c セル第 u ユーザ-第 c' セル第 n_r アンテナ間のシャドウイング損失(dB)を表している。 $g_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r}$ は第 c セル第 u ユーザ-第 c' セル第 n_r アンテナ間の第 l パス複素パス利得であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |g_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r}|^2] = 1$ を満たす。また $\tau_l^{(c, u) \rightarrow c', n_r}$ は第 c セル第 u ユーザ-第 c' セル第 n_r アンテナ間の第 l パスの遅延時間である。

第 c' セル 第 n_r アンテナにおける第 c セル 第 u ユーザの瞬時受信電力 $P_r^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)$ は次式で表すことができる。

$$P_r^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) = p_t^{(c,u)} \cdot \left| \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) \right|^2 \quad (3)$$

$$= p_t^{(c,u)} \cdot D^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)}{10}} \cdot \left| \sum_{l=0}^{L-1} g_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) \right|^2$$

ここで $p_t^{(c,u)}$ は第 c セル 第 u ユーザの送信電力である。 $P_t^{(c,u)} = p_t^{(c,u)} \cdot R^{-\alpha}$ および $d^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) = D^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) / R$ とおくと、式(3)は次のように変形できる。

$$P_r^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) = P_t^{(c,u)} \cdot d^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)}{10}} \cdot \left| \sum_{l=0}^{L-1} g_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) \right|^2 \quad (4)$$

$$= P_t^{(c,u)} \cdot \left| \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) \right|^2$$

ここで $\hat{h}_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)$ は第 l パス正規化複素パス利得であり、次式で表される。

$$\hat{h}_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) = \sqrt{\left(D^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r) / R \right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)}{10}} \cdot g_l^{(c,u)}(\rightarrow c', n_r)} \quad (5)$$

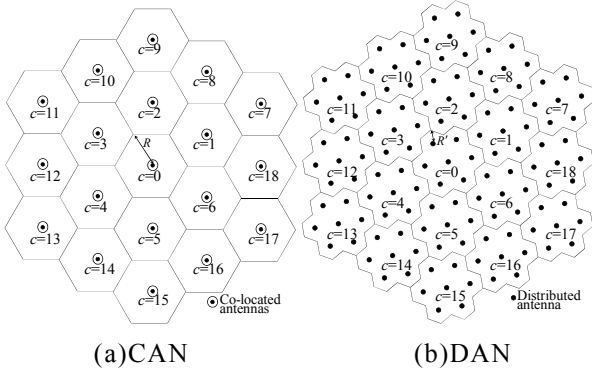


図1 ネットワークモデル

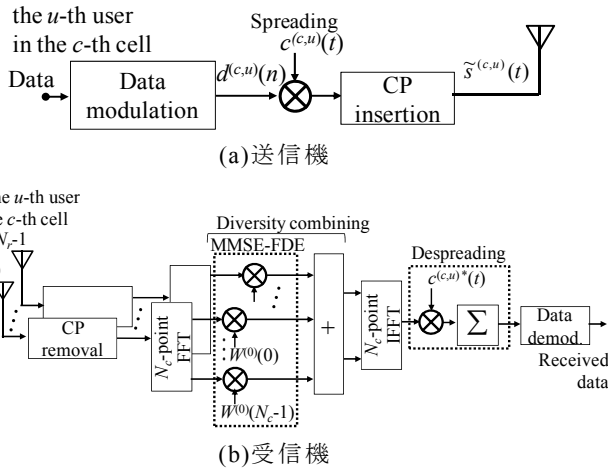


図2 DS-CDMA 送受信機構成

3. DS-CDMA および SC-FDMA 伝送系

3.1. DS-CDMA 伝送系

DS-CDMA 上りリンク送受信機構成を図2に示す。以降、チップ時間間隔の離散時間低域等価表現を用いる。

第 $c(c=0 \sim 18)$, セル 第 $u(u=0 \sim (U-1))$ ユーザの送信機では、データ変調が施されたデータシンボル系列 $\{d^{(c,u)}(n); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$ に対し各々のユーザに割り当てた拡散符号 $c^{(c,u)}(t)$ を乗算して DS-CDMA 送信信号 $\{\tilde{s}^{(c,u)}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ を生成する。DS-CDMA 送信信号 $\tilde{s}^{(c,u)}(t)$ は次式で与えられる。

$$\tilde{s}^{(c,u)}(t) = \sqrt{2P_t^{(c,u)}} s^{(c,u)}(t) \quad (6)$$

ここで

$$s^{(c,u)}(t) = d^{(c,u)}(\lfloor t/SF \rfloor) c^{(c,u)}(t) \quad (7)$$

であり、 $\lfloor x \rfloor$ は x 以下の最大の整数である。最後に、ブロックの先頭のガード区間に N_g チップのサイクリックプレフィックス(CP)を挿入した後、送信する。

以下では、一般性を失うことなく、第 c セル 第 u ユーザが希望ユーザ 0 であるとして議論する。希望ユーザ 0 が選択した第 n_r アンテナでは希望ユーザ 0 および第 n_r アンテナの周辺 7 セルの干渉ユーザ $u'(n_r)(u'(n_r)=1 \sim 7U-1)$ からの信号が受信される。ネットワーク側では受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。第 n_r アンテナにおける周波数領域受信信号 $\{R^{(n_r)}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ は次式のように表される。

$$R^{(n_r)}(k) = \sqrt{2P_t^{(0)}} H^{(u,0 \rightarrow n_r)}(k) S^{(0)}(k) + \sum_{u'(n_r)=1}^{7U-1} \sqrt{2P_t^{(u'(n_r))}} H^{(u'(n_r), 0 \rightarrow n_r)}(k) S^{(u'(n_r))}(k) + \Pi^{(n_r)}(k) \quad (8)$$

ここで $S^{(v)}(k)$ はユーザ $v(v=0 \sim 7U-1)$ の送信信号 $s^{(v)}(t)$ の第 k 周波数成分であり、 $P_t^{(v)}$ はユーザ $v(v=0 \sim 7U-1)$ の正規化送信電力である。 $H^{(v, v \rightarrow n_r)}(k)$ はユーザ v ユーザ v が選択した第 n_r アンテナ間のチャネルの伝達関数である。 $\Pi^{(n_r)}(k)$ は零平均で分散 $2N_0/T_c$ の複素加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。次に MMSE-FDE およびダイバーシチ合成を行う。

選択した第 n_r アンテナにおける希望ユーザ 0 のための等化重みを $W^{(n_r)}(k)$ とすると、FDE およびダイバーシチ合成後の周波数領域信号 $\hat{R}(k)$ は次式で与えられる。

$$\hat{R}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} W^{(n_r)}(k) R^{(n_r)}(k) \quad (9)$$

MMSE-FDE 重み $W^{(n_r)}(k)$ は希望ユーザの送信信号 $\sqrt{2P_t^{(0)}} S^{(0)}(k)$ と FDE およびダイバーシチ合成後の受信信号 $\hat{R}(k)$ の間の平均二乗誤差(MSE)を最小するように設計される。MMSE-FDE 重みは次式で与えられる[7]。

$$W^{(n_r)}(k) = \frac{\Gamma^{(0)} H^{(0,0 \rightarrow n_r)}(k)}{\left[\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \Gamma^{(0)} |H^{(0,0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 + \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{u^{(n_r)}=1}^{7U-1} \Gamma^{(u^{(n_r)})} |H^{(u^{(n_r)},0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 + 1 \right]} \quad (10)$$

ここで

$$\Gamma^{(v)} = \frac{P_t^{(v)} T_c}{N_0} \quad (11)$$

である。FDE およびダイバーシチ合成後の周波数領域信号に N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後、逆拡散およびデータ復調を行う。

本稿では逆拡散後の瞬時 SNR を一定とする高速 TPC を仮定している。第 v ユーザの正規化送信電力 $P_t^{(v)}$ は次式で与えられる。

$$P_t^{(v)} = \frac{N_0}{2T_c} \frac{SNR_{\text{target}}}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(v,v \rightarrow n_r)}|^2} \frac{1}{SF} \quad (12)$$

ただし、 $h_l^{(v,v \rightarrow n_r)}$ はユーザ v - ユーザ v が選択した第 n_r アンテナ間の第 l パス正規化複素パス利得を表している。 SNR_{target} はターゲット SNR を表す。

3.2. SC-FDMA 伝送系

SC-FDMA 上りリンク送受信機構成を図 3 に示す。ここではシンボル時間間隔の離散時間低域等価表現を用いる。

第 $c(c=0 \sim 18)$, セル第 $u(u=0 \sim (U-1))$ ユーザの送信機では、データ変調が施されたデータシンボル系列 $\{d^{(c,u)}(n); n=0 \sim (M-1)\}$ に対し M ポイント FFT を用いて周波数領域信号に変換し、 N_c 個のサブキャリアから成る帯域にマッピングを行う。その後、 N_c ポイント IFFT により時間領域に変換し、ブロックの先頭のガード区間に N_g シンボルの CP を挿入して送信する。

受信機では、CP を除去した後、 N_c ポイント FFT により周波数領域に変換し、デマッピングを行う。デマッピング後の信号に対し、MMSE-FDE およびダイバーシチ合成を行う。合成後の信号に対し M ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。

SC-FDMA におけるサブキャリアマッピングアルゴリズム [11] のフローチャートを図 4 に示す。

ここで S_u はユーザ $u(u=0 \sim (U-1))$ に割り当てられたチャンネルの集合を、 S_d は割り当て可能なチャンネルの集合を、 Q_d は割り当てが完了していないユーザの集合を表している。本稿では 1 チャンネルが連続する M サブキャリアから構成される全 $Ch(Ch=N_c/M)$ チャンネルの中から各ユーザに 1 チャンネルを割り当てると仮定する。

手順を以下に示す。

Step 1: ユーザ u が選択した第 n_r アンテナにおける第 ch チャンネルの伝達関数 $H(u, ch, n_r)$ から、次式に従いユーザ u の第 ch チャンネルにおけるチャンネル利得 $C(u, ch)$ を計算する。

$$C(u, ch) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |H(u, ch, n_r)|^2 \quad (13)$$

Step 2: 各チャンネルにおいて、次式を満たすユーザ u_{max} にそのチャンネルを割り当てる。

$$u_{max} = \arg \max_{u \in Q_d} C(u, ch) \quad (14)$$

Step 3: 割り当てが完了していないユーザ Q_d の中から次式を満たすユーザ u' を選択し、ユーザ u' を Q_d から取り除く。

$$u' = \arg \max_{u \in Q_d} \sum_{ch \in S_u} C(u, ch) \quad (15)$$

Step 4: ユーザ u' に 2 チャンネル以上が割り当てられている場合、次式を満たすチャンネル ch' をユーザ u' から取り除く。

$$ch' = \arg \min_{ch \in S_{u'}} C(u', ch) \quad (16)$$

ついで、チャンネル ch' を次式を満たすユーザ v' に割り当てる。

$$v' = \arg \max_{v \in Q_d} C(v, ch') \quad (17)$$

以上の操作をユーザ u' への割り当てチャンネルが 1 チャンネルになるまで繰り返す。

Step 5: 全ユーザにチャンネルが割り当てられるまで、Step3 および Step4 を繰り返す。

本稿では、SC-FDMA において、瞬時受信電力に基づくアンテナ選択と高速 TPC の他に、短区間平均受信電力に基づくアンテナ選択と高速 TPC および平均 SNR を一定とする低速 TPC も仮定している。

4. 計算機シミュレーション

表 1 に計算シミュレーション諸元を示す。QPSK データ変調を仮定している。FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=256$, $N_g=32$ とする。DS-CDMA では長周期擬似雑音(PN)系列を拡散符号として用い、拡散率は $SF=16$ とする。SC-FDMA では $M=16(M=N_c/SF)$ とし、1 ブロックあたりのデータシンボル数を DS-CDMA と等しくする。また、本稿では DS-CDMA におけるチップ長と SC-FDMA におけるシンボル長を等しくし、システム帯域を同じと仮定する。同一周波数の繰り返し利用を用いる SC-FDMA では 1 セルあたりの帯域を一定とし、全システム帯域幅はクラスタサイズ倍であるものとする。チャンネルは 16 パス等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し、伝搬損失指数 α およびシャドウイング損失の標準偏差 σ はそれぞれ $\alpha=3.5$, $\sigma=7.0\text{dB}$ と仮定する。干渉リミテッド環境 ($SNR_{\text{target}} \gg 1$) を仮定し、TPC およびチャンネル推定は理想的に行えるものと仮定する。

本稿では、局所平均ビット誤り率(BER)を計算機シミュレーションにより求め、局所平均 BER が所要 $BER=10^{-2}$ を越える場合をアウトエージと定義している。またアウトエージ確率が許容アウトエージ確率 $Q=0.1$ を越えない最大のユーザ数 U_{max} を拡散率 SF とクラスタサイズ N で正規化した値を上りリンク容量と定義する。

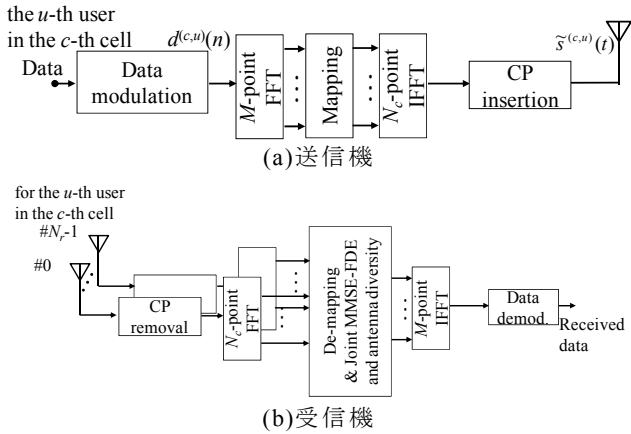


図3 SC-FDMA 送受信機構成

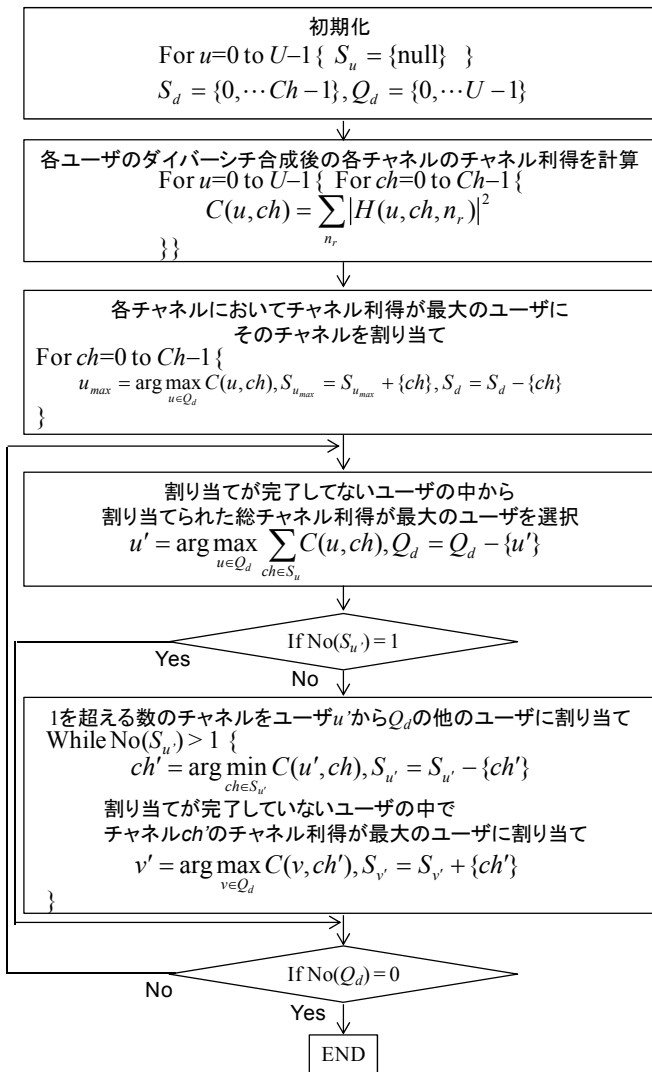


図4 SC-FDMA サブキャリア割り当てアルゴリズム

クラスタサイズ $N=1$ における正規化ユーザ数 U/SF 対アウテージ確率特性を図5に示す。ただし $N_r=3$ としている。図5より、DS-CDMA は SC-FDMA よりも正規化ユーザ数の少ない領域において低いアウテージ確率を達成していることが分かる。これは、SC-FDMA

では周波数領域でマッピングした M ポイント分の周波数ダイバーシチが得られるのに対し、DS-CDMA では全てのユーザが N_c ポイントのシステム帯域全体を使用することで、高い周波数ダイバーシチ利得が獲得できたためである。一方で、ユーザの増加に対するアウテージ確率の増加率は DS-CDMA のほうが SC-FDMA よりも大きいことが分かる。これは SC-FDMA ではセル内のユーザ間は完全に直交しており、同一セル内の他ユーザ干渉が生じないのに対し、DS-CDMA ではセル内のユーザ間が非直交であり、同一セル内の他ユーザ干渉が生じるためである。また、CAN に比べ DAN は常に低いアウテージ確率を達成している。これはアンテナを分散配置することでフェージングのみでなく伝搬損失及びシャドウイング損失の影響をも抑圧するような高い空間ダイバーシチ利得が得られたからである。図5から、クラスタサイズ $N=1$ において、拡張ダイバーシチを用いる DS-CDMA DAN の最大収容可能ユーザ数 U_{max} は 11 人であり、短区間平均受信電力でアンテナを選択し低速 TPC を行う SC-FDMA DAN の 1.2 倍のユーザを収容できる。

受信アンテナ本数 N_r 対上りリンク容量 $U_{max}/SF/N$ 特性を図6に示す。ただし SC-FDMA ではそれぞれ最適なクラスタサイズを事前に検討し、図6には最適なクラスタサイズでの上りリンク容量を示している。図6よりアンテナダイバーシチ合成を用いた場合 ($N_r > 1$)、拡張ダイバーシチを用いた DS-CDMA が、SC-FDMA よりも高いリンク容量を達成していることが分かる。この理由については以下のように考えられる。SC-FDMA では、セルごとに同一周波数を繰り返し利用するため、アンテナダイバーシチにセル内のアンテナしか利用できない。そのため、ユーザのチャンネル状態に応じたチャンネル割り当てを行ったとしても、得られる空間ダイバーシチ効果は小さい。一方で、DS-CDMA では、シングル周波数繰り返しを用い、周辺セルのアンテナを用いてアンテナダイバーシチを行うことができるため、フェージングばかりでなくシャドウイング損失の影響をも抑圧するような大きな空間ダイバーシチ利得を獲得できる。図6から、 $N_r=7$ において、拡張ダイバーシチを用いる DS-CDMA DAN の上りリンク容量は 0.75 で短区間平均受信電力でアンテナを選択し低速 TPC を行う SC-FDMA DAN の 1.3 倍のリンク容量を達成できる。

5. むすび

本稿では、分散アンテナネットワークにおける DS-CDMA および SC-FDMA の上りリンク容量について検討した。計算機シミュレーションにより、DS-CDMA DAN は、簡易な送受信機構成でシステム帯域全体を使用することによる高い周波数ダイバーシチ効果および拡張ダイバーシチによる高い空間ダイバーシチ効果を獲得でき、ユーザのチャンネル状態に基づくチャンネル割り当ておよび同一周波数の繰り返し利用を用いた SC-FDMA DAN よりも高い上りリンク容量を達成できることを示した。

本稿では DS-CDMA は周辺セルまでアンテナダイバーシチを拡張した拡張ダイバーシチを用いた。SC-FDMA においても拡張ダイバーシチを行うことが

できるが、チャネル割り当てがより複雑になる。拡張ダイバーシチを用いた SC-FDMA については今後検討する予定である。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval length	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=16$
	Spreading codes	Long PN code
	SNR-based fast TPC	$SNR_{target} \gg 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l (l=0 \sim L-1)$
	Path-loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma=7.0$ dB
Receiver	No. of distributed antennas	$N_{total}=7$
	Maximum no. of diversity cells	$D_{max}=7$
	Channel estimation	Ideal
	Joint MMSE-FDE/antenna diversity	
Required quality	Required BER	10^{-2}
	Allowable outage probability	$Q=0.1$

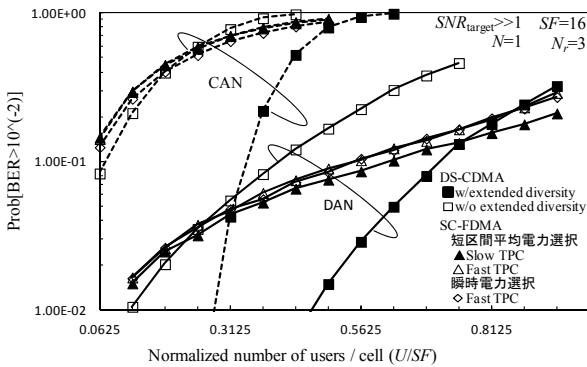


図 5 アウテージ確率(クラスタサイズ $N=1$)

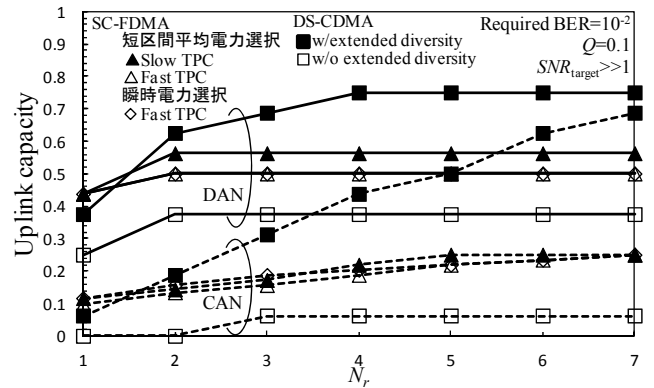


図 6 上りリンク容量(最適クラスタサイズ)

文 献

- [1] A. Goldsmith, Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 36, pp. 56-69, September 1998.
- [3] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment," IEEE Trans. Commun., Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, January 2007.
- [4] F. Adachi and K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, "Recent advances in single-carrier distributed antenna network," Wireless Communications and Mobile Computing, Vol. 11, No. 12, pp. 1551-1563, December 2011.
- [5] T. Yamamoto and F. Adachi, "Uplink Throughput Performance of Single-Carrier MIMO Spatial Multiplexing in Distributed Antenna Network," Proc. The 9th IEEE Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2012), Kyoto, Japan, August 2012.
- [6] F. Adachi, "Wireless past and future - evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E84-A, pp. 55-60, January 2001.
- [7] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, October 2004.
- [8] K. Takeda and F. Adachi, "Performance evaluation of multi-rate DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency-selective fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 3, pp. 1191-1201, March 2005.
- [9] 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, "DS-CDMA 分散アンテナネットワークにおける上りリンク容量," 信学技報, RCS2013-123, pp. 1-6, 2013年8月.
- [10] 井下翔平, 宮崎寛之, 小原辰徳, 安達文幸, "DS-CDMA を用いる分散アンテナネットワーク上りリンク容量に関する一検討," 電子情報通信学会総合大会, B-5-73, pp. 483, 2013年3月.
- [11] T. Iwata, K. Kimura, H. Miyazaki, T. Obara and F. Adachi, "Capacity-Fairness Controllable Scheduling for Uplink Single-carrier," 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC2013-Fall), Las Vegas, USA, Sept. 2013.