

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

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 複数アンテナを無線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、伝搬損失、シャドウィング損失および周波数選択性フェージングの影響を同時に低減でき、無線セル全域で優れた伝送品質を実現できる。ところで、マルチアクセス(MA)には直交 MA と非直交 MA とがある。直交 MA として知られている時間分割マルチアクセス(TDMA)や周波数分割マルチアクセス(FDMA)を用いる場合、チャンネル割り当てが複雑になるという問題がある。そこで我々は非直交 MA として知られる符号分割マルチアクセス(CDMA)に注目している。本稿では、直接拡散 CDMA(DS-CDMA)を用いる DAN の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 は多数のアンテナがセル中央の基地局に集中配置された従来の DS-CDMA セルラーネットワーク(集中アンテナネットワーク(CAN))よりも低送信電力で高い上りリンク容量を達成できることを明らかにしている。

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

Uplink Capacity of DS-CDMA 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 in each radio cell, can mitigate the impacts of the propagation path loss, the shadowing loss, and the frequency-selective multipath fading and achieves a good transmission performance in the entire radio cell. The multiple access (MA) has two types: orthogonal MA and non-orthogonal MA. The time division multiple access (TDMA) and frequency division multiple access (FDMA), both of which are the type of orthogonal MA, require a complex channel assignment. To alleviate such a complexity problem, we consider the code division multiple access (CDMA) which is the type of non-orthogonal MA. In this paper, we investigate the uplink capacity of DAN using direct-sequence CDMA (DS-CDMA) with joint minimum mean square error based frequency domain-equalization (MMSE-FDE)/antenna diversity. It is shown by the computer simulation that DS-CDMA DAN reduces the required transmit power and obtains larger uplink capacity than conventional centralized antenna network (CAN) using DS-CDMA, where multiple antennas are co-located at a base station (BS) in the cell center.

Keyword DS-CDMA, DAN, 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、シャドウィ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]。従来のセルラー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ィング損失には無力である。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るため受信電力が小さくなってしまふ。さらに、同一チャンネルを利用する他の無線セルからの同一周波干渉(CCI)が大きくなるから、伝送品

質が大きく劣化してしまうという問題があった。

セル端ユーザの品質劣化問題を解決する有望なネットワークとして知られているのが、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ィ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、マルチアクセス技術が必要となる。マルチアクセス(MA)には直交 MA と非直交 MA とがある。直交 MA として知られているものに時間分割マルチアクセス(TDMA)と周波数分割マルチアクセス(FDMA)がある。非直交 MA として知られているのが符号分割マルチアクセス(CDMA)である[6]。TDMA および

FDMA では、多数の直交チャネルの中の一つを各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)が最大となる直交チャネルを割り当てる必要がある。このようなチャネル割り当ては動的チャネル割り当てとして知られているが、各ユーザのチャネル状態及び受信 CCI は時変であり、その実現は大変難しい。一方、CDMA では、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、FDMA や TDMA のような直交 MA で必要であった動的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、CDMA を用いた DAN(CDMA DAN)に注目している。

これまでの先行研究[9-12]により、直接拡散(DS)-CDMA DAN は DS-CDMA を用いる CAN(DS-CDMA CAN)よりも高い受信信号対干渉電力比(SIR)が達成できることが明らかにされている。また文献[12]では DS-CDMA DAN の上りリンク送信電力制御(TPC)を提案し、DAN は端末の送信電力を大幅に低減できることが明らかにされている。しかしながら、これら文献[9-12]の検討は狭帯域伝送もしくは Rake 合成を用いた広帯域伝送における受信 SIR に基づいた検討であり、周波数領域等化を用いた広帯域伝送における DAN 上りリンク容量については、未だ十分に検討されていなかった。

そこで本稿では、MMSE-FDE を用いる DS-CDMA DAN の上りリンク容量について検討している。CAN ではセル端ユーザの受信 SINR 劣化を救うために複数基地局が連携する複局ダイバーシチ(ソフトハンドオーバーとも呼ばれる)が用いられる。DAN では CAN の基地局エリアに多数のアンテナを分散配置し、そのエリア内のユーザにはそれらのアンテナのいくつかを利用させる。本稿では、ユーザが存在する CAN の基地局エリア外のアンテナをも用いるダイバーシチ(これを拡張ダイバーシチと呼ぶ)を考える。計算機シミュレーションにより、DS-CDMA DAN の上りリンク容量を求め、DS-CDMA DAN は DS-CDMA CAN 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 DS-CDMA DAN の上りリンクモデルを示した後、第 3 章において DS-CDMA の伝送モデルについて述べる。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 DAN モデル

2.1. 上りリンクモデル

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($c=0$)を測定対象セルとし、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($N_i=1$)を搭載する U 人のユーザ端末が存在するものとする。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 $\tilde{h}^{(c,u)}_{\rightarrow c',n_r}(t)$ は次式で表される。

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

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。

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

ここで $D^{(c,u)}_{\rightarrow c',n_r}$ は第 c セル第 u ユーザ-第 c' セル第 n_r アンテナ間距離である。 α は伝搬損失指数であり、

$\eta^{(c,u)}_{\rightarrow c',n_r}$ 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、 $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \left|g_l^{(c,u)}_{\rightarrow c',n_r}\right|^2\right] = 1$ 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。

$$\begin{aligned}
P_r^{(c,u \rightarrow c',n_r)} &= p_t^{(c,u)} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} \left| \hat{h}_l^{(c,u \rightarrow c',n_r)} \right|^2 \\
&= p_t^{(c,u)} \cdot D^{(c,u \rightarrow c',n_r)-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta^{(c,u \rightarrow c',n_r)}}{10}} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} \left| g_l^{(c,u \rightarrow c',n_r)} \right|^2
\end{aligned} \quad (3)$$

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。

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

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。

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

3. MMSE-FDE およびアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA 伝送

3.1. 送受信信号表現

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

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。以下では第 c セル第 u ユーザを希望ユーザ 0 とする。

希望ユーザが選択した第 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。SPC 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

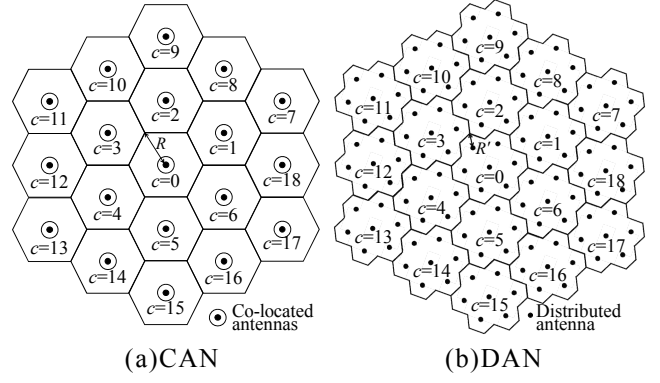
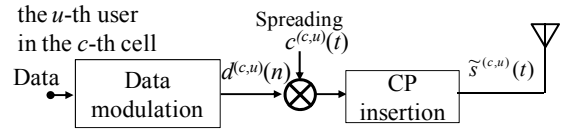
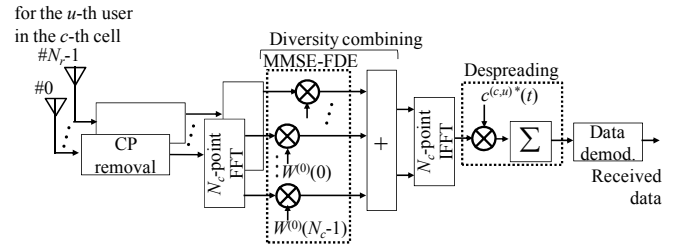


図 1 ネットワークモデル



(a)送信機



(b)受信機

図 2 送受信機構成

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。

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

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。

3.2. MMSE-FDE およびアンテナダイバーシチ

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)を最小にするように設計される. MMSE-FDE 重みは次式で与えられる[7].

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

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.

3.3. SNR-based fast TPC

本稿では逆拡散後の瞬時信号対雑音電力比(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.

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. 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. 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. チャネルは 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 ($SNR_{\text{target}} \rightarrow \infty$) を仮定し, TPC およびチャ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ージと定義している. またアウトージ確率が許容アウトージ確率 $Q=0.1$ を越えない最大のユーザ数 U_{max} を拡散率 SF で正規化した値を上りリンク容量と定義する.

正規化ユーザ数 U/SF 対アウトージ確率特性を図 3

に示す. ただし $N_r=3$ としている. 図 3 より, CAN では正規化ユーザ数の増加につれてアウトージ確率が著しく増加していることが分かる. 一方 DAN は, 正規化ユーザ数に対するアウトージ確率の増加率が小さく, CAN よりも常に低いアウトージ確率を達成している. この理由については以下のように考えられる. CAN ではアンテナが基地局に集中配置されており, セル端付近に存在する端末の送信電力が大きくなるため, 周辺セルから大きな CCI が加わる. そのため, $N_r=3$ 本の場合はダイバーシチ受信を行ったとしても伝送品質が大きく劣化してしまう. 一方, DAN では, アンテナが地理的に分散して配置されているため, フェージングのみでなく伝搬損失およびシャドウイング損失の影響をも抑圧するような高いダイバーシチ利得が得られ, CAN よりも優れた伝送品質を達成できる. 図 3 から, 拡張ダイバーシチを用いる DAN のリンク容量は 0.6875 であり, 拡張ダイバーシチを用いる CAN の 2.2 倍のリンク容量が達成できる.

$N_r=3$ の場合における正規化送信電力対 TPC ターゲット比 $P_t^{(v)}/P_{\text{target}}$ の確率密度関数(PDF)を図 4 に示す. ここで $P_{\text{target}} = SNR_{\text{target}}(N_0/2T_c)/SF$ である. 図 4 より拡張ダイバーシチを用いる DAN では所要の送信電力を低減できることが分かる. これは, 拡張ダイバーシチによってシャドウイング損失の影響を低減でき, セル端ユーザの所要送信電力を低減できるためである. また DAN ではユーザ付近に高確率でアンテナが存在するため, セル全域で所要送信電力をさらに低減できる.

受信アンテナ本数 N_r 対上りリンク容量 U_{max}/SF 特性を図 5 に示す. 図 5 より拡張ダイバーシチを用いない CAN では, $N_r>3$ では上りリンク容量が飽和しているのが分かる. 拡張ダイバーシチを用いない CAN では, セル端ユーザの所要送信電力が大きくなるため, CCI によって伝送特性が大きく劣化してしまう. 一方 DAN では, 所要送信電力を低減でき, CCI を低減できるので, 拡張ダイバーシチを用いない CAN の 6 倍の上りリンク容量を達成できる.

また, 図 5 から N_r の増加につれて拡張ダイバーシチを用いる DAN と CAN の上りリンク容量の差が小さくなるのが分かる. この理由については以下のように考えられる. CAN では全てのアンテナをセル中央に集中配置しているため, 選択した各アンテナの受信 SIR はほぼ等しい. そのため, 受信アンテナ本数に応じた空間ダイバーシチ利得が得られる. 一方 DAN では, アンテナをセル内に空間的に分散して配置しているため, 選択したアンテナごとに受信 SIR は異なり, 希望ユーザと選択したアンテナ間の距離が遠くなるにつれて, 受信 SIR は劣化する. その結果, 受信アンテナ本数を大きくしても, 得られる空間ダイバーシチ利得は増加しない.

以上の考察から, DAN は所要送信電力を低減しつつ, 少ないアンテナ本数で CAN よりも高いリンク容量を達成できる.

5. むすび

本稿では, MMSE-FDE およびアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA DAN の上りリンク容量について検討した. DAN では高確率でユーザ付近にいくつかの

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る。計算機シミュレーションにより、DAN は所要送信電力を低減しつつ、CAN よりも高い上りリンク容量を達成できることを示した。また受信アンテナ本数を増やすことで、より大きなアンテナダイバーシチ効果が得られ、送信電力を低減しつつ、上りリンク容量をさらに向上できることを明らかにした。しかしながら DAN では、使用する受信アンテナ本数を増やすにつれ、ユーザから遠くのアンテナをも選択することになるため、ダイバーシチ利得は飽和してしまうから、DAN と CAN の容量の差は小さくなることを明らかにした。

DAN では、アンテナごとの同時接続ユーザ数が少なく、簡易な干渉キャンセラ技術を使用することで上りリンク容量のさらなる改善が期待できる。そこで、DS-CDMA DAN に適した干渉キャンセラについて今後検討する予定である。さらに、下りリンクについても検討を行う予定である。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=256$ chips
	Guard interval length	$N_g=32$ chips
	Spreading factor	$SF=16$
	Spreading codes	Long PN code
	SNR-based fast TPC	$SNR_{target} \rightarrow \infty$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l$ ($l=0 \sim L-1$) chips
	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	$Q=0.1$

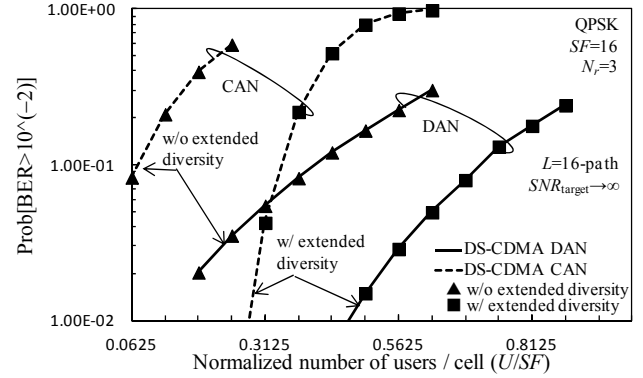


図 3 アウタージ確率

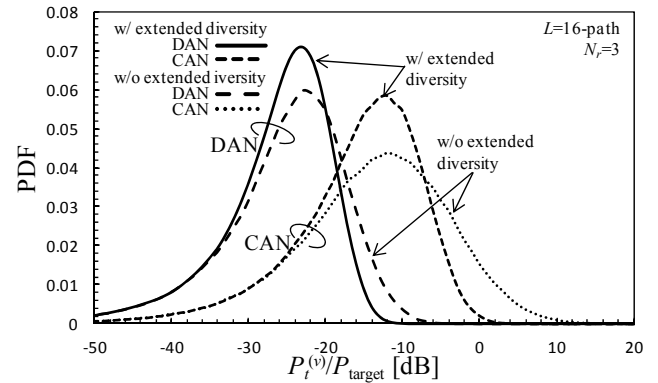


図 4 $P_t^{(v)}/P_{target}$ の PDF

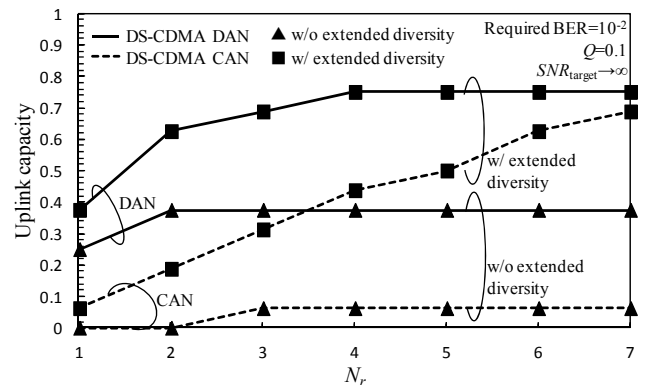


図 5 上りリンク容量

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] L. Dai, S. Zho, and Y. Yao, "Capacity analysis in CDMA distributed antenna system," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 4, No. 6, pp. 2613-2620, November 2006.
- [10] G. H. Chen, C.-M. Yu, and C.-C. Huang. "A simulation study of a distributed antenna-based CDMA system," Proc. IEEE Symp. Pers., Indoor Mobile Radio Commun. (PIMRC 1996), Vol. 2, pp. 517-521, October 1996.
- [11] R. Hasegawa, M. Shirakabe, R. Esmailzadeh, and M. Nakagawa, "Downlink performance of a CDMA system with distributed base station," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC 2003), Vol. 2, pp. 882-886, October 2003.
- [12] A. Obaid and H. Yanikomeroglu, "Reverse-link power control in CDMA distributed antenna systems," Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf. (WCNC 2000), Vol. 2, pp. 608-612, September 2000.