

# DS-CDMA 分散アンテナネットワークにおける ユーザ選択 MAI キャンセラ

井下 翔平<sup>†</sup> 宮崎 寛之<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup>{inoshita, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>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、シャドウイング損失および伝搬損失の影響を同時に低減でき、セル全域にわたって優れた伝送品質を達成できる。我々はこれまでに、直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) および拡張ダイバーシチを用いる DAN における上りリンク容量を明らかにし、拡張ダイバーシチを用いる DS-CDMA DAN は複雑なチャンネル割り当て問題を回避しつつ、シングルキャリア周波数分割マルチアクセス (SC-FDMA) を用いる DAN より優れた上り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、DS-CDMA ではマルチアクセス干渉(MAI)が発生するため、拡張ダイバーシチを用いても上りリンク容量の改善に限界があった。さらなる上りリンク容量の改善を目指して、我々は MAI キャンセラの適用を検討している。特に DAN では、1 アンテナ当たりの同時接続ユーザ数が少ないため、干渉キャンセル対象ユーザ数を少なくしても高い上りリンク容量の達成が期待できる。そこで本稿では、DS-CDMA DAN を対象とした MAI キャンセラについて検討している。計算機シミュレーションにより、DS-CDMA DAN は MAI キャンセル回数を削減しつつ、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 DAN, DS-CDMA, 上りリンク容量, CCI, TPC, MAI キャンセラ

## User Selection MAI Canceller in DS-CDMA Distributed Antenna Network

Shohei INOSHITA<sup>†</sup> Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†‡</sup>Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: <sup>†</sup>{inoshita, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>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 entire the service area. Recently, we investigated the uplink capacity of direct-sequence code division multiple access (DS-CDMA) DAN with extended diversity and showed that DS-CDMA DAN with extended diversity can achieve higher uplink capacity than single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) DAN while DS-CDMA can alleviate complex channel allocation. However, the uplink capacity of DS-CDMA DAN is still limited even if extended diversity is applied due to multiple access interference (MAI). To achieve higher uplink capacity, we consider MAI canceller. In DAN, the number of simultaneously accessing users per antenna is few and hence, the uplink capacity can be improved by cancelling a few users with respect to each antenna. In this paper, we investigate the MAI canceller for DS-CDMA DAN. It is shown by computer simulation that DS-CDMA DAN achieves higher uplink capacity with low computational complexity for MAI canceller.

**Keyword** DAN, DS-CDMA, Uplink capacity, CCI, TPC, MAI canceller

### 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軽減できない。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から、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、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数干渉 (CCI) が強くなるから、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軽減でき、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、それぞれ時間領域と周波数領域の直交チャネルをユーザに割り当てる。このとき、チャネル状態やCCIの変動に追従して信号対(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り、チャネル割り当てが複雑になる。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、周波数選択性フェージング環境下ではチップ間干渉(ICI)が発生し、これが伝送品質を制限している。時間領域等化の一つとして知られるRake合成を用いるとICIを強調してしまうという問題があったが、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、ICIを抑圧しつつ周波数ダイバーシチ利得を獲得でき、優れた伝送品質を達成できる[7-9]。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、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[10]、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[11-12]、を明らかにした。しかしながら、上りリンクDS-CDMAでは同一セル内ユーザからの干渉であるマルチアクセス干渉(MAI)が発生するため、拡張ダイバーシチを用いても上りリンク容量の改善に限界があった。またMAIキャンセラを導入することによって優れたBER特性を達成できることがこれまでに明らかにされている[13]。しかし、MAIキャンセラを行うためには、全ユーザと全受信アンテナとの間のチャネル情報が必要である。

ところでDANでは、アンテナがセル内に分散配置されているため、CANと比較して1アンテナ当たりの同時接続ユーザ数が少ない。そのためアンテナごとに少数のユーザをキャンセルするだけでも、高い上りリンク容量の達成が期待できる。

そこで本稿では、DS-CDMA DANを対象として、ユーザ選択MAIキャンセラについて検討している。ユーザ選択MAIキャンセラでは分散アンテナごとに、チャネル利得の高い順に少数のユーザのみをキャンセルする。ユーザ選択MAIキャンセラを導入したDS-CDMA 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明らかにし、DANではチャネル利得の高い上位5ユーザのMAIキャンセルのみを行うだけで、全

ユーザMAIキャンセルを行う場合に近い上りリンク容量を達成出来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章において上りリンクモデルを示した後、第3章においてMAIキャンセラを用いたDS-CDMA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間の伝送は理想的に行えるものと仮定している。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ものとする。

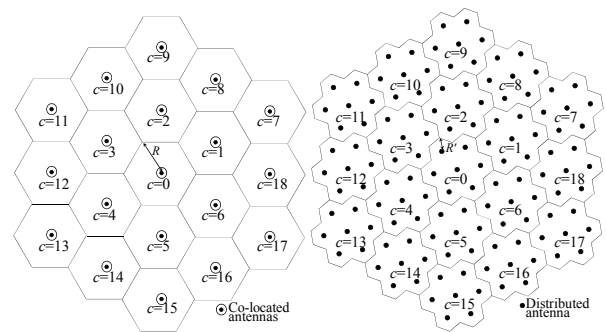
各セルには単一送信アンテナ( $N_t=1$ )を搭載する $U$ 人のユーザ端末が存在するものとする。本稿では、すべてのユーザが同時に信号を送信するものと仮定する。各ユーザは、自身が存在しているセル内の $N_{total}$ 本のアンテナの中から瞬時受信電力の大きい順に $N_r$ 本の受信アンテナを選択して通信を行うものとする。

### 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。



(a)CAN

(b)DAN

図1 ネットワークモデル

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

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.  $\alpha$  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,  $E[\sum_{l=0}^{L-1} |g_l^{(c,u \rightarrow c',n_r)}|^2] = 1$  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.

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

ただし,  $p_t^{(c,u)}$  は第  $c$  セル第  $u$  ユーザの送信電力である. ここで, 式(3)は次のように変形できる.

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

ただし,  $P_t^{(c,u)} = p_t^{(c,u)} \cdot R^{-\alpha}$  および  $d^{(c,u \rightarrow c',n_r)} = D^{(c,u \rightarrow c',n_r)} / R$  はそれぞれ, 正規化送信電力および正規化伝搬距離である.  $\hat{h}_l^{(c,u \rightarrow c',n_r)}$  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. MAI キャンセラを用いた DS-CDMA 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  $T_c$  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ものとする. 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.

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

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. ただし,  $N_0$  は片側雑音電力スペクトル密度比である. 式(8)において, 第 1 項は希望ユーザ信号, 第 2 項は MAI, 第 3 項は CCI, 第 4 項は雑音をそれぞれ意味している. 次に周波数領域マルチステージ干渉キャンセラ(FD-MS-IC)を行う. FD-MS-IC 後の時間領域軟判定値を用い, データ復調を行う.

本稿では逆拡散後の瞬時受信 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.

$$P_t^{(v)} = \frac{N_0}{2T_c} \frac{SNR_{\text{target}}}{\sum_{n_r=0}^{N_c-1} \sum_{l=0}^{L-1} |\hat{h}_l^{(v,v \rightarrow n_r)}|^2} \frac{1}{SF} \quad (9)$$

ただし,  $\hat{h}_l^{(v,v \rightarrow n_r)}$  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.  $SNR_{\text{target}}$  はターゲット SNR を表す.

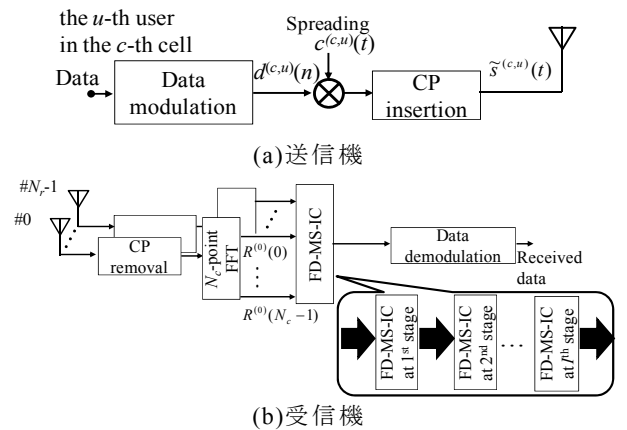


図 2 DS-CDMA 送受信機構成

### 3.2. 周波数領域マルチステージ干渉キャンセラ

本稿では並列型(PIC), 逐次型(SIC)の二つの MAI キャンセラを仮定している. 第  $i(i=1\sim L)$  ステージにおけるそれぞれの構成を図 3 に示す. 各ステージは MMSE-FDE, 干渉キャンセル, ダイバーシチ合成, 逆 FFT(IFFT), 逆拡散, レプリカ生成から構成される.

PIC では, まず第  $i=1$  ステージにおいてシングルユーザ型の MMSE-FDE を用いて全てのユーザのデータを検出する. そして以降のステージ( $i=2\sim L$ )では, すべての希望ユーザに対して並列に MMSE-FDE を行った後, 第  $i-1$  ステージにて得られた軟判定値から生成された MMSE-FDE 後の残留チップ間干渉 (ICI) レプリカとマルチアクセス干渉 (MAI) レプリカを受信信号から減算する.

一方 SIC では, はじめに受信 SINR が最大のユーザに対して MMSE-FDE を適用して信号を検出する. そして以降は, 受信 SINR の降べき順に, MMSE-FDE を適用した後, すでに検出済みのユーザの MAI レプリカを生成して FDE 後の受信信号から減算する.

PIC, SIC それぞれ, これらの処理を繰り返すことで, さらに MAI を低減できる. また, DAN では 1 アンテナ当たりの同時接続ユーザ数が少ない. そこで, 本稿ではアンテナごとにチャンネル利得の高い順にユーザをソートし, 上位から  $U_c$  ユーザのキャンセルを行う.

#### 3.2.1. PIC

まず第  $i=1$  ステージでは MMSE-FDE とダイバーシチ合成を行う. ダイバーシチ合成後の信号は次式のように表される.

$$\hat{R}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} W_1^{(n_r)}(k) R^{(n_r)}(k) \quad (10)$$

ここで,  $W_1^{(n_r)}(k)$  は MMSE-FDE 重みである. MMSE-FDE 重みは, チャンネルの空間相関が無相関という前提条件で, 希望信号と等化後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) を最小とするように設計され, 次式で与えられる.

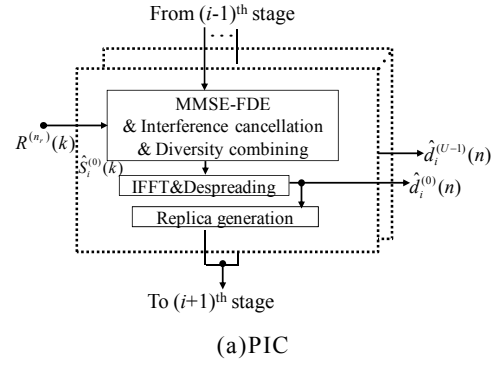
$$W_1^{(n_r)}(k) = \frac{\Gamma^{(0)} H^{(0,0 \rightarrow n_r)*}(k)}{\begin{bmatrix} \Gamma^{(0)} |H^{(0,0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 \\ + \sum_{u^{(n_r)}=1}^{U-1} \Gamma^{(u^{(n_r)})} |H^{(u^{(n_r)},0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 \\ + \sum_{u^{(n_r)}=U}^{7U-1} \Gamma^{(u^{(n_r)})} |H^{(u^{(n_r)},0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 + 1 \end{bmatrix}} \quad (11)$$

ここで

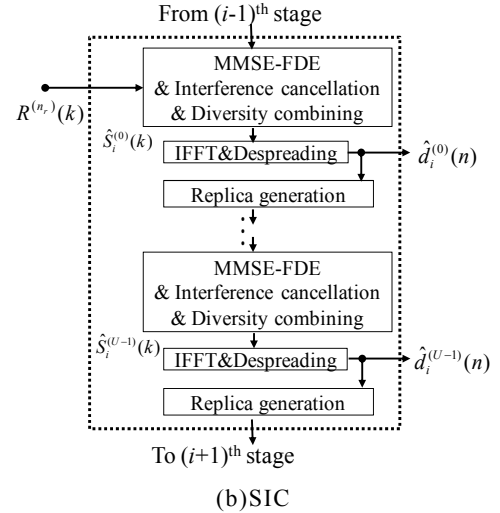
$$\Gamma^{(v)} = \frac{P_t^{(v)} T_c}{N_0} \quad (12)$$

である. その後ダイバーシチ合成後の周波数領域信号に  $N_c$  ポイント 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.

第  $i(i>1)$  ステージでは, MMSE-FDE およびダイバーシチ合成を行った後, 第  $i-1$  ステージで得られた軟判定値から対数尤度比 (LLR) を計算し, これより生成された ICI レプリカおよび MAI レプリカをダイバーシチ合成後の受信信号から減算する. 干渉キャンセル後の受信信号は次式で与えられる.



(a) PIC



(b) SIC

図 3 FD-MS-IC 構成

$$\hat{S}_i^{(0)}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \begin{bmatrix} W_i^{(n_r)}(k) R^{(n_r)}(k) \\ - M_i^{(n_r,0)}(k) \bar{S}_{i-1}^{(0)}(k) \\ - \sum_{u_c=0}^{U_c-1} M_i^{(n_r,f(n_r,u_c))}(k) \bar{S}_{i-1}^{(f(n_r,u_c))}(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

ただし,  $\bar{S}_{i-1}^{(u)}(k)$  は第  $u$  ユーザの周波数領域送信信号レプリカである. 第  $i-1$  ステージにて得られた軟判定レプリカを  $\{\bar{d}_{i-1}^{(u)}(n); n=0 \sim (N_c/SF-1)\}$  とすると, 次式で与えられる.

$$\bar{S}_{i-1}^{(u)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \sqrt{\frac{2P_t^{(u)}}{T_c}} \bar{d}_{i-1}^{(u)}(\lfloor t/SF \rfloor) c^{(u)}(t) \right\} \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (14)$$

$W_i^{(n_r)}(k)$  は第  $i$  ステージにおける MMSE-FDE 重みであり,  $M_i^{(n_r,f(n_r,u_c))}$  は干渉キャンセル重みである. それぞれ次式で与えられる.

$$W_i^{(n_r)}(k) = \frac{\Gamma^{(0)} H^{(0,0 \rightarrow n_r)*}(k)}{\begin{bmatrix} \Gamma^{(0)} \rho_{i-1}^{(0)} |H^{(0,0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 \\ + \sum_{u_c=0}^{U_c-1} \Gamma^{(f(n_r,u_c))} \rho_{i-1}^{(f(n_r,u_c))} |H^{(f(n_r,u_c),0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 \\ + \sum_{u_c=U_c}^{7U-1} \Gamma^{(f(n_r,u_c))} |H^{(f(n_r,u_c),0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 \\ + \sum_{u^{(n_r)}=U}^{7U-1} \Gamma^{(u^{(n_r)})} |H^{(u^{(n_r)},0 \rightarrow n_r)}(k)|^2 + 1 \end{bmatrix}} \quad (15)$$

$$M_i^{(n_r, u_c)}(k) = \begin{cases} W_i^{(n_r)}(k)H^{(0,0 \rightarrow n_r)}(k) \\ -\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} W_{i-1}^{(n_r)}(k)H^{(0,0 \rightarrow n_r)}(k) & \text{if } u_c = 0 \\ W_i^{(n_r)}(k)H^{(u_c, 0 \rightarrow n_r)}(k) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

ここで  $\rho_{i-1}^{(f(n_r, u_c))}$  はレプリカ精度であり次式で与えられる。

$$\rho_{i-1}^{(f(n_r, u_c))} = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} [1 - (2P_i^{(f(n_r, u_c))})^{-1} |\bar{s}_{i-1}^{f(n_r, u_c)}(t)|^2] \quad (17)$$

また  $f(n_r, u_c)$  ( $f(n_r, u_c) = 1 \sim U-1$ ) は希望ユーザ 0 以外で希望ユーザ 0 が選択している  $n_r$  アンテナまでのチャネル利得が  $u_c$  番目に高いユーザを表している。

以上の操作を  $I$  回繰り返した後、干渉キャンセル後の受信信号に対して IFFT を適用し、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。

### 3.2.2. SIC

まず、希望ユーザを受信 SINR の降べき順にソートする。ここで、一般性を失うことなく次式を仮定する。

$$\gamma^{(0)} \geq \gamma^{(1)} \geq \dots \geq \gamma^{(U-1)} \quad (18)$$

ここで  $\gamma^{(u)}$  はユーザ  $u$  の受信 SINR であり、次式で表される。

$$\gamma^{(u)} = \frac{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \Gamma^{(u)} |H^{(u, u \rightarrow n_r)}|^2}{\sum_{\substack{n_r=0 \\ u'(n_r) \neq u}}^{N_r-1} \sum_{u'=0}^{U-1} \Gamma^{(u'(n_r))} |H^{(u'(n_r), u \rightarrow n_r)}|^2 + 1} \quad (19)$$

次にソートしたユーザ順に MMSE-FDE とデータ復調を行う。ここではユーザ  $u$  のデータ判定について説明する。SIC では、 $i$  ステージにおける  $u-1$  番目のユーザと  $i-1$  ステージにおける  $u$  から  $U-1$  番目までのユーザの軟判定値が得られているので、これを用いて軟判定レプリカを生成、再拡散し、FFT を用いて周波数領域信号に変換する。これにチャネルの伝達関数を乗算したものを受信信号から減算することで残留干渉と MAI を軽減した希望ユーザの受信信号が得られる。

PIC と同様に MMSE-FDE 重みおよび干渉キャンセル重みを求めることができるが、ページの都合上割愛する。

## 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。長周期疑似雑音(PN)系列を拡散符号として用い、拡散率は  $SF=16$  とする。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  $\alpha$  およびシャドウイング損失の標準偏差  $\sigma$  はそれぞれ  $\alpha=3.5$ ,  $\sigma=7.0\text{dB}$  と仮定する。干渉リミット環境 ( $SNR_{\text{target}} \gg 1$ ) 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。受信アンテナ本数は  $N_r=3$  とする。

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  $U_{\text{max}}$  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。

PIC および SIC を用いた DS-CDMA DAN の正規化ユーザ数  $U/SF$  対アウトージ確率特性を図 4 に示す。ただし 1 アンテナ当たりのキャンセルユーザ数  $U_c=U-1$  とし、セル内のユーザは全てキャンセルしている。図 4 より、MAI キャンセラを用いることで、MAI を軽減することができ、低いアウトージ確率を達成できることが分かる。特に、DAN では CAN に比べ、その改善効果が大いこと分かる。この理由については以下のように考えられる。上りリンク DS-CDMA では、同一セル内からの干渉である MAI と周辺からセルからの干渉である CCI によって特性が制限される。そのため、MAI キャンセラを用いたとしても、CCI の影響が大きければ正しく MAI 除去が行えず、キャンセラの適用効果は小さい。CAN ではアンテナが集中配置しているため、周辺セルのセル端ユーザからの干渉が大きく、干渉キャンセラのレプリカ精度が低いいため、キャンセラによる改善効果は小さい。一方でアンテナを分散配置した DAN では MAI と CCI の両方を抑圧できるため、キャンセラの改善効果が大い。図 4 から、PIC(SIC)を用いる DS-CDMA DAN の最大収容可能ユーザ数  $U_{\text{max}}$  は 17(16)人であり、干渉キャンセラを用いる DS-CDMA CAN の 17(16)倍のユーザを収容できる。また、繰り返し回数は PIC, SIC とともに 3 回程度で十分であることが分かる。

1 アンテナ当たりのキャンセルユーザ数をパラメータとした場合の、PIC および SIC を用いた DS-CDMA DAN の正規化ユーザ数  $U/SF$  対アウトージ確率特性を図 5 に示す。  $I=6$  とし、十分回数繰り返しが行えたとしている。図 5 より、各アンテナのキャンセルユーザ数を少なくしても、特性改善が大いことが分かる。セル内アンテナ設置本数  $N_{\text{total}}=7$ , 受信アンテナ本数  $N_r=3$  のとき、各アンテナの信号から  $U_c=5$  程度キャンセルすると、PIC(SIC)を用いる DS-CDMA DAN の最大収容可能ユーザ数  $U_{\text{max}}$  は 16(15)人であり、 $U_c=U-1$  のときに収容できるユーザ数とほぼ同程度のユーザを収容できることが分かる。これは DAN では、各分散アンテナ当たりの同時接続ユーザ数が少なく、分散アンテナから離れたユーザの MAI の影響が小さいためである。

## 5. むすび

本稿では、DS-CDMA を用いる分散アンテナネットワークにおけるユーザ選択 MAI キャンセラを用いた上りリンク容量について検討した。DAN では、1 アンテナ当たりの同時接続ユーザ数が少ない。そこで、ユーザ選択 MAI キャンセラでは、アンテナごとにチャネル利得の高い順にユーザをソートし、上位から少数のユーザのキャンセルを行う。計算機シミュレーションにより、ユーザ選択 MAI キャンセラを用いることで MAI を軽減でき、高い上りリンク容量を達成できることを示した。また、セル内アンテナ設置本数  $N_{\text{total}}=7$ , 受信アンテナ本数  $N_r=3$  のとき、1 アンテナ当たりのキャンセルユーザ数を 5 人とすると、PIC(SIC)を用いる DS-CDMA DAN の最大収容可能ユーザ数は 16(15)人であり、セル内のユーザを全てキャンセルしたとき

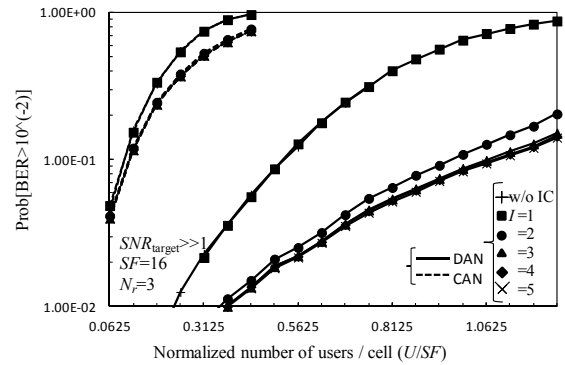
の最大収容可能ユーザ数 17(16)人とほぼ同程度のユーザを収容できることを示した。

### 文献

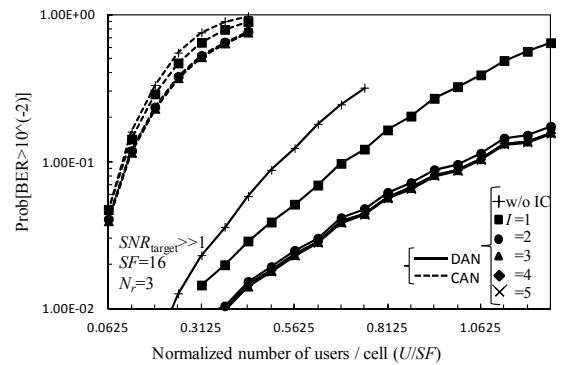
- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, September 1998.
- [3] W. Choi, "Downlink performance and capacity 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] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [9] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," (invited) *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 井下翔平, 宮崎寛之, 安達文幸, "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," *信学技報*, RCS2013-253, pp. 273-278, 2013年12月.
- [13] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-Domain Multi-Stage Soft Interference Cancellation for DS-CDMA Uplink Signal Transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 5, pp. 1152-1161, May 2007.

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          | $N_{total}=7$                            |
|                  | No. of received antennas             | $N_r=3$                                  |
|                  | Channel estimation                   | Ideal                                    |
| Required quality | Required BER                         | $10^{-2}$                                |
|                  | Allowable outage probability         | $Q=0.1$                                  |

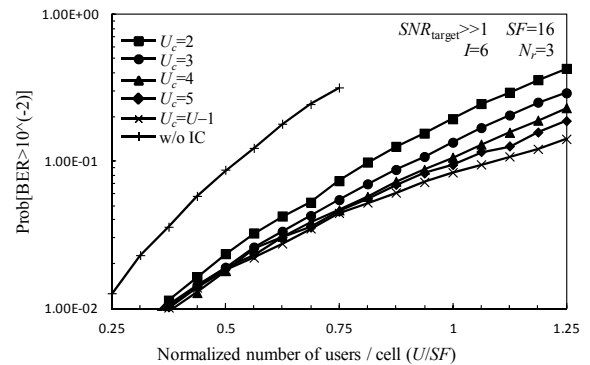


(a)PIC

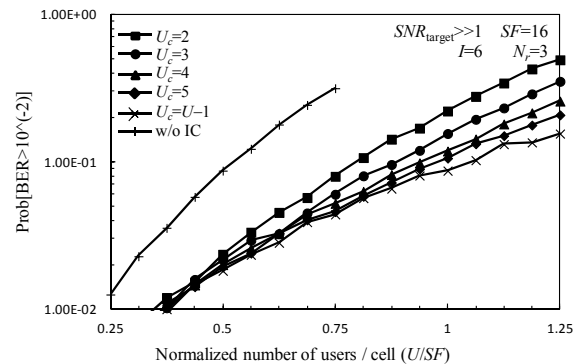


(b)SIC

図 4 繰り返し回数がアウトージ確率に及ぼす影響



(a)PIC



(b)SIC

図 5 キャンセルユーザ数がアウトージ確率に及ぼす影響