

下りリンク MC-CDMA 分散アンテナネットワークのための 適応 2次元ブロック拡散

盛 夢都[†] 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: [†] {mori, inoshita, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、2次元ブロック拡散(2D-BS)およびマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)の分散アンテナネットワーク(DAN)への適用について検討している。2D-BSでは、時間領域ブロック拡散率を増加させるにつれてより多くのユーザを直交化できるものの、獲得できる周波数ダイバーシチ利得が減少してしまう。そのため、接続ユーザ数によって最適な時間領域ブロック拡散率が異なる。特にアンテナがセル内に分散配置されたDANでは、分散アンテナごとに接続ユーザ数が異なるため、分散アンテナごとに最適な時間領域ブロック拡散率が異なるはずである。

そこで本稿では、MC-CDMAを用いる下りリンクDANのための適応2D-BSについて検討している。適応2D-BSでは、分散アンテナごとに接続ユーザの数に応じて時間領域ブロック拡散率を決定することでユーザ間干渉を抑圧しつつ高い周波数ダイバーシチ効果を獲得する。適応2D-BSを用いるMC-CDMA DANの下りリンク容量を計算機シミュレーションにより求め、セル内で共通の2D-BSを用いる場合よりも高い下りリンク容量が達成できることを明らかにしている。

キーワード 分散アンテナネットワーク, MC-CDMA, 拡散符号

Adaptive 2-Dimensional Block Spreading for Downlink MC-CDMA Distributed Antenna Network

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

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

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

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

Abstract In this paper, we study in order to apply the multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) and 2-dimensional block spreading (2D-BS) to distributed antenna network. In 2D-BS, many users can be orthogonalized by increasing time domain block spreading factor. However, frequency diversity gain decreases as the time-domain block spreading factor. Therefore, the optimal time domain block spreading factor is different due to the number of access users. In DAN, particularly, the optimal time domain block spreading factor should be different among distributed antennas because the number of access users is different among distributed antennas. In this paper, we discuss adaptive 2D-BS for downlink DAN using MC-CDMA. In the adaptive 2D-BS, each distributed antenna determines the time-domain block spreading factor as the number of own access users. We investigate, by computer simulation, downlink capacity of the MC-CDMA DAN using adaptive 2D-BS and show that the adaptive 2D-BS can achieve larger link capacity than the use of common 2D-BS over a cell.

Keywords Distributed antenna network, MC-CDMA, Spreading codes

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは、高速かつ大容量なデータ伝送が求められているが、これを実現するためには、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の影響を克服する必要がある。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) [1]は、高確率でユーザ付近にアンテナが存在することから、伝搬損失およびシャドウイング損失

の影響を低減でき、セル全域で優れた伝送品質を達成できる。また複数の分散アンテナを用いることで空間ダイバーシチ効果[2]を獲得でき、さらに優れた伝送品質を達成できる。

また、DAN内において、どのようなマルチアクセス技術を用いてユーザを収容するかは重要な技術課題である。マルチアクセス技術には、周波数分割マルチアクセス(FDMA)、時間分割マルチアクセス(TDMA)、

符号分割マルチアクセス (CDMA) がある [3]. TDMA や FDMA ではマルチユーザ干渉 (MUI) を避けるために各ユーザに直交チャネルを割り当てるが, 移動無線通信ではチャネルが複雑に時間変動するため, 複雑なチャネル割り当てを必要とする [4]. 一方, CDMA [5] では逆拡散による MUI 抑圧効果を利用することで, ある程度の同一チャネル干渉を許容でき, 複雑なチャネル割り当て問題を回避できる. CDMA には第 3 世代移動通信に使われているような直接拡散 CDMA (DS-SS) [6] とマルチキャリア CDMA (MC-SS) [7] とがある. 広帯域無線チャネルでは周波数選択性フェージングにより自己干渉が発生するから, DS-SS では等化器が必要であり, 最小二乗誤差規範 (MMSE) [8] を用いる周波数領域等化 (FDE) の適用が検討されてきた [9]. 一方, OFDM を用いる MC-SS では狭帯域サブキャリア上にデータシンボルを拡散しているため, 自己干渉が発生しない. 本論文では MC-SS に注目している.

DAN 下りリンクでは, アンテナが分散配置されているため, 異なる分散アンテナに接続している他ユーザへ送信された信号は希望信号とは異なる伝搬路を通過して受信される. そのため, 直交拡散符号を用いたとしても MUI が発生し, 逆拡散による MUI 抑圧が不十分になるほどユーザ数が増えてくれば, 伝送特性が大きく劣化してしまう. 2次元ブロック拡散 (2D-SS) [10] を用いれば, 異なる分散アンテナに接続しているユーザ間の干渉を抑圧できる. 2D-SS では, 時間領域ブロック拡散率を増加させることでより多くのユーザを直交化できる. しかしながら, 総拡散率 (周波数領域拡散率 \times 時間領域ブロック拡散率) 一定 (つまり拡散帯域幅一定) という条件のもとでは, 時間領域ブロック拡散率が増加するにつれて, 周波数領域拡散率が減少 (つまりサブキャリア数の減少) するため, 周波数ダイバーシチ利得が減少してしまう. したがって, 1 アンテナあたりの接続ユーザ数によって最適な時間領域ブロック拡散率が存在する. DAN では, 分散アンテナごとに同時接続ユーザ数が異なることから, 最適な時間領域ブロック拡散率が分散アンテナごとに異なるはずである.

そこで本稿では, MC-SS DAN の下りリンクのための適応 2D-SS について検討している. 適応 2D-SS では, 分散アンテナごとに, 同一分散アンテナに接続しているユーザ数に応じて時間領域ブロック拡散率を変化させることで, MUI を抑圧しつつ, 高い周波数ダイバーシチ効果を獲得する. 適応 2D-SS を用いる MC-SS DAN 下りリンク容量を計算機シミュレーションにより求め, セル内で共通の 2D-SS を用いる場合よりも高い下りリンク容量が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ようにになっている. 第 2 章にて本稿で用いるネットワークモデルについて示した後, 第 3 章にて, MC-SS の伝送系について述べる. そして第 4 章では適応 2D-SS について述べる. 第 5 章で計算機シミュレーション結果を示した後, 第 6 章で結論を述べる.

2. 下りリンク DAN 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 のモデルを示す. セル内の総設置アンテナ本数は $N_{total}=7$ 本としている. 各分散アンテナが半径 $R'=R/\sqrt{7}$ の正六角形小セルを形成し, 7つの分散アンテナが協調してマクロセルを形成していると仮定する. ここで R は信号制御局がカバーするマクロセル半径である. 各分散アンテナは光ファイバによって信号処理局と接続されており, 分散アンテナ-信号処理局間は理想的に伝送を行えるものと仮定している. 本稿では中央のセルを注目セルとし, 周囲 6セルから干渉を受けると仮定している. 各セルには 1 本の受信アンテナを持つユーザ端末が U 人存在しているものとし, 各ユーザはセル内に存在する分散アンテナの中から瞬時受信電力を最大とする 1 本の分散アンテナを送信アンテナとして選択して通信を行うものとする.

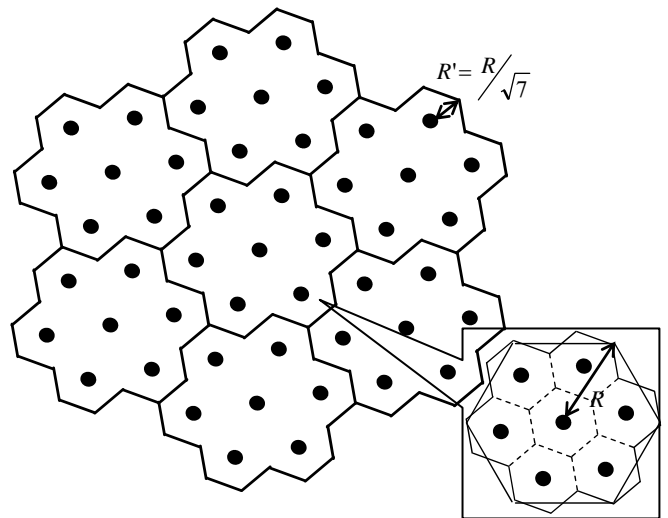


図 1 DAN モデル

2.2 チャネルモデル

本稿では, 広帯域無線伝搬チャネルが伝搬損失, 対数正規分布に従うシャドウイング損失および遅延時間の異なる L 遅延パスからなる周波数選択性フェージングにより特徴づけられるものと仮定している. また端末が分散アンテナ近傍に存在する場合, 伝搬チャネルは周波数選択性伸上・ライスフェージングによって特徴づけられると考えられる. そこで本稿ではアンテナ

ユーザ間距離が R' 以下の場合、第 0 パス目に直接波が存在する仲上・ライスフェージング環境を、 R' より大きい場合はレイリーフェージング環境をそれぞれ仮定している。第 u' ユーザの瞬時受信電力が第 n_i 番目に大きい分散アンテナ（第 (n_i, u') 分散アンテナ）— 第 u ユーザ間におけるチャネルのインパルス応答 $\tilde{h}^{(n_i, u') \rightarrow u}(\tau)$ は次式で表される。

$$\tilde{h}^{(n_i, u') \rightarrow u}(\tau) = \begin{cases} \sqrt{\frac{K}{K+1}} \hat{h}^{(n_i, u') \rightarrow u} \cdot \delta(\tau) \\ + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l^{(n_i, u') \rightarrow u} \cdot \delta(\tau - \tau_l^{(n_i, u') \rightarrow u}) \\ \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l^{(n_i, u') \rightarrow u} \cdot \delta(\tau - \tau_l^{(n_i, u') \rightarrow u}) \end{cases} \begin{array}{l} \text{if } D^{(n_i, u') \rightarrow u} \geq R \\ \\ \text{otherwise} \end{array} \quad (1)$$

ここで $D^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間距離である。 K は仲上・ライスフェージングの K ファクタであり、 $\hat{h}^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は伝搬損失を含む直接パスの複素パス利得である。 $\tilde{h}_l^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は伝搬損失とシャドウイング損失を含む第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間の第 l 遅延パスの複素パス利得であり、それぞれ次式で表される。

$$\hat{h}^{(n_i, u') \rightarrow u} = \sqrt{D^{(n_i, u') \rightarrow u}^{-\alpha}} \cdot \hat{g}^{(n_i, u') \rightarrow u} \quad (2)$$

$$\tilde{h}_l^{(n_i, u') \rightarrow u} = \sqrt{D^{(n_i, u') \rightarrow u}^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta^{(n_i, u') \rightarrow u}}{10}}} \cdot \tilde{g}_l^{(n_i, u') \rightarrow u} \quad (3)$$

ただし、 α は伝搬損失指数であり、 $\eta^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間のシャドウイング損失 (dB) を表している。 $\hat{g}^{(n_i, u') \rightarrow u}$ および $\tilde{g}_l^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間の直接パスおよび第 l 遅延パスの複素パス利得である。また $\tau_l^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間の第 l 遅延パスの遅延時間である。

このとき、第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間の瞬時受信電力 $P^{(n_i, u') \rightarrow u}$ は次式で表される。

$$P^{(n_i, u') \rightarrow u} = p_t^{(u', m)} \cdot \left(\left| \hat{h}^{(n_i, u') \rightarrow u} \right|^2 + \sum_{l=0}^{L-1} \left| \tilde{h}_l^{(n_i, u') \rightarrow u} \right|^2 \right) \\ = p_t^{(n_i, u')} \cdot D^{(n_i, u') \rightarrow u}^{-\alpha} \cdot \left(\left| g_0^{(n_i, u') \rightarrow u} \right|^2 + 10^{-\frac{\eta^{(n_i, u') \rightarrow u}}{10}} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} \left| g_l^{(n_i, u') \rightarrow u} \right|^2 \right) \quad (4)$$

ここで $p_t^{(n_i, u')}$ は第 (n_i, u') 分散アンテナの送信電力である。式(4)は次式のように変形できる。

$$P^{(n_i, u') \rightarrow u} = P_t^{(n_i, u')} \cdot d^{(n_i, u') \rightarrow u} \cdot \left(\left| g_0^{(n_i, u') \rightarrow u} \right|^2 + 10^{-\frac{\eta^{(n_i, u') \rightarrow u}}{10}} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} \left| g_l^{(n_i, u') \rightarrow u} \right|^2 \right) \quad (5)$$

ただし、 $P_t^{(n_i, u')} = p_t^{(n_i, u')} R^{-\alpha}$ は第 (n_i, u') 分散アンテナの正規化送信電力であり、 $d^{(n_i, u') \rightarrow u} = D^{(n_i, u') \rightarrow u} / R$ はマクロセル半径 R で正規化された第 (n_i, u') 分散アンテナ— 第 u ユーザ間

距離である。

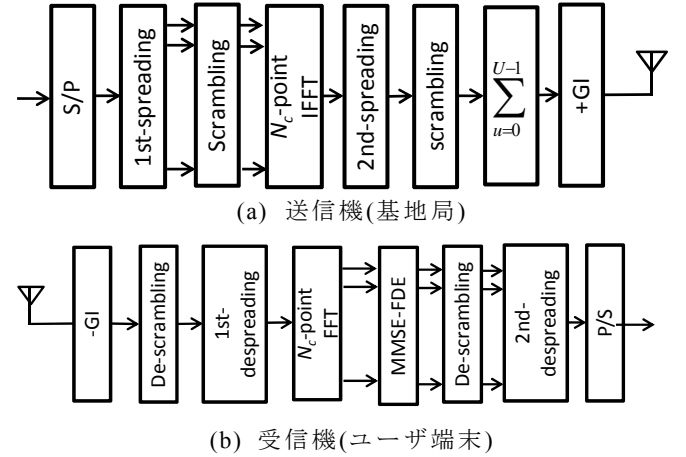


図2 送受信機構成

3. MC-CDMA 伝送系

3.1 伝送系

本稿では、総拡散率 SF を一定に保ちつつ、各分散アンテナの同時接続ユーザ数に応じて時間領域ブロック拡散率を変化させる適応 2D-BS を仮定している。以下では、第 u' ユーザの瞬時受信電力が第 0 番目に大きい分散アンテナにおける時間領域ブロック拡散率を $SF_f^{(0, u')}$ とする。この時、周波数領域拡散率 $SF_f^{(0, u')}$ は、 $SF_f^{(0, u')} = SF / SF_f^{(0, u')}$ で与えられる。

下りリンク MC-CDMA における送受信機構成を図2に示す。以降、チップ時間間隔 T_c の離散時間等価低域表現を用いる。また、一般性を失うことなく注目セルのユーザを希望ユーザとして議論する。

注目セルの送信機では、データ変調が施された第 u ($u=0 \sim (U-1)$) ユーザへのデータシンボル系列 $\{d_u(n); n=0 \sim (N_c / SF_f^{(0, u)} - 1)\}$ に対し、ユーザに割り当てた周波数領域拡散符号 $\{c_u^{SF_f}(k); k=0 \sim SF_f^{(0, u)} - 1\}$ を乗算して拡散した後、アンテナ毎に割り当てているスクランブル符号 $\{c_{(0, u)}^{sc}(k); k=0 \sim (N_c - 1)\}$ を乗算する。MC-CDMA 送信信号チップ系列 $\{S_u(k); k=0 \sim (N_c - 1)\}$ は次式で表される。

$$S_u(k) = c_{(0, u)}^{sc}(k) c_u^{SF_f}(k \bmod SF_f^{(0, u)}) d_u(\lfloor k / SF_f^{(0, u)} \rfloor) \quad (6)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。その後、送信信号チップ系列に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号ブロック $\{s_{u, m}(t); t=0 \sim (N_c - 1)\}$ に変換する。そして直交拡散符号を用いて時間領域信号ブロックに時間領域ブロック拡散を適用した後、アンテナ毎のスクランブル符号を乗算する。時間領域ブロック拡散後の第 i ($i=0 \sim SF_f - 1$) 送信データブロック $\{\hat{s}_u(t, i); t=0 \sim N_c - 1\}$ は次式で表わされる。

$$\hat{s}_u(t, i) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} c_{(0,u)}^{sr}(i) c_{(0,u)}^{st}(i) s_{r,u} \left(\lfloor t / SF_i^{(0,u)} \rfloor \right) \quad (7)$$

最後に、ブロック先頭のガードインターバル(GI)にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入し、ユーザ多重を行った後、信号を送信する。

ユーザ端末では、希望信号及びセル内外からの干渉信号が受信される。第 u ユーザ端末における CP 除去後の第 $i(i=0 \sim SF_i-1)$ 時間領域受信信号ブロック $\{r_u(t, i); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式で示される。

$$r_u(t, i) = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{L-1} \tilde{h}^{(0,u) \rightarrow u}(\tau) \hat{s}_u(t - \tau, i) \\ + \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \sum_{j=0}^{L-1} \tilde{h}^{(0,u') \rightarrow (0,u) \rightarrow u}(\tau) \hat{s}_{u'}(t - \tau, i) \\ + \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \sum_{j=0}^{L-1} \tilde{h}^{(0,u') \rightarrow u}(\tau) \hat{s}_{u'}(t - \tau, i) \end{bmatrix} + z_u(t, i) + n_u(t, i) \quad (8)$$

ここで、 $z_u(t, i)$ および $n_u(t, i)$ はそれぞれ、第 u ユーザがセル外から受ける零平均分散 $2\sigma_{CCI}^2$ の同一チャネル干渉 (CCI) と零平均分散 $2N_0/T_c$ の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。まず、ユーザ端末では、時間領域逆ブロック拡散を施し、ユーザ間干渉を抑圧する。時間領域逆ブロック拡散後の受信信号ブロック $\{\hat{r}_u(t); t=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で与えられる。

$$\hat{r}_u(t) = \frac{1}{SF_i^{(0,u)}} \sum_{i=0}^{SF_i^{(0,u)}-1} c_{(0,u)}^{sr}(i) c_{(0,u)}^{st}(i) r_u(t, i) \quad (9)$$

ついで、時間領域逆ブロック拡散後の受信信号に 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 u ユーザにおける周波数領域受信信号 $R_u(k)$ は次式で表される。

$$R_u(k) = H^{(0,u) \rightarrow u}(k) S_u(k) + \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} H^{(0,u') \rightarrow u}(k) S_{u'}(k) + Z_u(k) + N_u(k) \quad (10)$$

ここで $H^{(0,u) \rightarrow u}(k)$ は第 $(u', 0)$ 分散アンテナー第 u ユーザ間のチャネルの伝達関数である。次に、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) を行う。MMSE-FDE 後の周波数領域受信信号 $\hat{R}_u(k)$ は次式で表される。

$$\hat{R}_u(k) = W_u(k) R_u(k) \quad (11)$$

ここで $W_u(k)$ は MMSE-FDE 重みであり、周波数領域拡散後の送信信号 $S_u(k)$ と周波数領域逆拡散前の受信信号 $\hat{R}_u(k)$ の平均二乗誤差 (MSE) を最小にするように設計される。第 u ユーザにおける MMSE-FDE 重み $W_u(k)$ は次式で与えられる。

$$W_u(k) = \frac{H^{(0,u) \rightarrow u}(k)}{\left[|H^{(0,u) \rightarrow u}(k)|^2 + \frac{1}{SF_i^{(0,u)}} \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} |H^{(0,u') \rightarrow u}(k)|^2 \right]^{-1} + \left(U_{(0,u)} \frac{E_c/T_c}{\frac{1}{SF_i^{(0,u)}} \left(\frac{N_0}{T_c} + \sigma_{CCI}^2 \right)} \right)} \quad (12)$$

ここで $U_{(0,u)}$ および E_c はそれぞれ第 $(0, u)$ 分散アンテナにおける同時接続ユーザ数および送信チップエネルギーである。ただし、送信チップエネルギーは、 $E_c = P_i T_c$ で与えられる。

最後に周波数領域逆拡散処理を行い、希望信号を取り出した後、データ復調を行う。

3.2 リンク容量

本稿では、逆拡散後の受信信号電力対 (雑音 + 干渉) 電力比 (SINR) を求めた後、シャノンのチャネル容量 [3] に基づいて MC-CDMA DAN 下りリンク容量を求める。ユーザ平均下りリンク容量 C [bps/Hz] は次式で表される。

$$C = \frac{1}{SF \cdot U} \sum_{u=0}^{U-1} \left(\frac{1}{N_c / SF_f^{(0,u)}} \sum_{n=0}^{N_c / SF_f^{(0,u)} - 1} \log_2(1 + \gamma_u(n)) \right) \quad (13)$$

ここで $\gamma_u(n)$ は第 u ユーザの第 n 送信シンボルの SINR であり、次式で表される。

$$\gamma_u(n) = \frac{2 \frac{E_c}{N_0} \left| \frac{1}{SF_f^{(0,u)}} \sum_{k=SF_f^{(0,u)}}^{(n+1)SF_f^{(0,u)}-1} W_u(k) H^{(0,u) \rightarrow u}(k) \right|^2}{\frac{E_c}{SF_f^{(0,u)} N_0} \left[\sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \left| \frac{1}{SF_f^{(0,u')}} \sum_{k=SF_f^{(0,u')}}^{(n+1)SF_f^{(0,u')}}-1} W_{u'}(k) H^{(0,u') \rightarrow u}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{SF_f^{(0,u)} SF_f^{(0,u)}} \sum_{k=SF_f^{(0,u)}}^{(n+1)SF_f^{(0,u)}-1} |W_u(k)|^2 \left(\frac{T_c}{N_0} \sigma_{CCI}^2 + 1 \right)} \quad (14)$$

ただし Γ は正規化送信 E_c/N_0 である。式 (14) 右辺の分母における第 1 項は MUI 成分、第 2 項は CCI 成分、第 3 項は雑音成分である。

式 (8), (9) で示されるように、2D-BS では時間領域ブロック拡散率を増加させることで、より多くのユーザの干渉を抑圧できる。しかしながら式 (14) より、1 シンボルあたりの周波数領域拡散後の帯域幅が減少し、獲得できる周波数ダイバーシチ利得が減少することが分かる。すなわち、ユーザ間干渉の抑圧と周波数ダイバーシチ利得の獲得はトレードオフの関係があり、下りリンク容量を最大とする時間領域ブロック拡散率と周波数領域チップ拡散率の組み合わせが存在するはずである。特に DAN では分散アンテナ毎に同時接続ユーザ数が異なることから、分散アンテナ毎に最適な時間領域ブロック拡散率が異なる。そこで本稿では、ユーザ

間干渉を抑圧しつつ、高い周波数ダイバーシチを獲得する手段として適応 2 次元直交ブロック拡散(適応 2D-BS)を提案する。

4. 適応 2 次元直交ブロック拡散

本稿では、ユーザ間干渉を抑圧しつつ高い周波数ダイバーシチ効果を獲得するために、各分散アンテナの同時接続ユーザ数に応じて時間領域ブロック拡散率を変化させる適応 2D-BS について検討している。適応 2D-BS では、分散アンテナごとに、同時接続ユーザ数より大きい最小の 2 のべき乗数となるように時間領域ブロック拡散率を決定する。第 (n, u') 分散アンテナにおける時間領域ブロック拡散率 $SF_t^{(n, u')}$ は次式で与えられる。

$$SF_t^{(n, u')} = 2^a \quad (16)$$

ただし、 a は $\text{argmin}[2^a - U_{(n, u')}, 2^a - U_{(n, u')} \geq 0]$ を満たす自然数である。

適応 2D-BS の導入例を図 3 に示す。第 0 分散アンテナでは 2 人のユーザが接続されているため $SF_t^{(0, u')} = 2$ ($SF_f^{(0, u')} = 8$) とする一方、第 4 分散アンテナでは 5 人のユーザが接続されているため $SF_t^{(4, u')} = 8$ ($SF_f^{(4, u')} = 2$) とする。これにより、第 0 分散アンテナではより大きな周波数ダイバーシチ利得を獲得でき、第 4 分散アンテナではユーザ間干渉を抑圧できる。

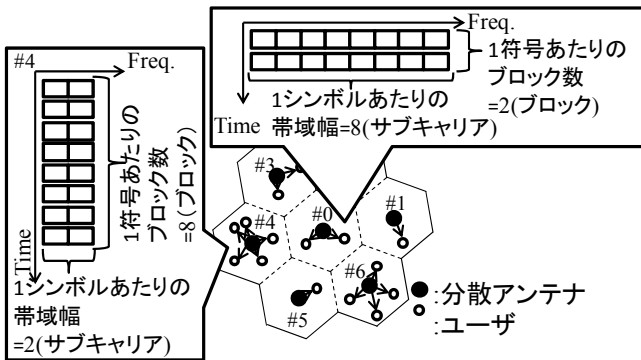


図 3 適応 2D-BS

5. 計算機シミュレーション結果

5.1 計算機シミュレーション諸元

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。本稿ではサブキャリア数 N_c 及びガードインターバル N_g をそれぞれ $N_c=256$, $N_g=32$ とし、ブロック拡散率 SF_t と周波数拡散率 SF_f の積で与えられる総拡散率 SF は $SF=16$ としている。また、拡散符号として時間領域ブロック拡散には Walsh-Hadamard 符号[11]を、周波数拡散には周期 4096 の長周期擬似雑音(PN)符号を用いるものとする。伝搬チャネルは、アンテナユーザ間距離が $D^{(n, u') \rightarrow u} > R$ の場合は一様電力遅延プロファイルを有

する $L=16$ パス周波数選択性レイリーフェージングで特徴づけられるものとし、アンテナユーザ間距離が $D^{(n, u') \rightarrow u} \leq R$ の場合は $K=10$ (dB)および一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パス周波数選択性仰上・ライスフェージングで特徴づけられるものと仮定している。また伝搬損失指数 α とシャドウイングの標準偏差 δ はそれぞれ $\alpha=3.5$, $\delta=7.0$ (dB)と仮定している。

なお本稿では、MC-CDMA DAN 下りリンク容量の累積分布関数(CDF)の $x\%$ 値を $x\%$ アウテージ下りリンク容量として定義する。

表 1 : 計算機シミュレーション諸元

Number of subcarriers	$N_c=256$
Guard interval length	$N_g=32$
Spreading factor	$SF = SF_t \times SF_f = 16$
Spreading code	Time: Walsh-Hadamard code Freq.: Long PN code
Number of users	1, 2, 4, 8, 12, 16
Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Fading	Frequency-selective block Rayleigh/Nakagami-Rice fading
K factor	$K=10$ (dB)
Delay time	$\tau_l = l$ (chips) ($l=0 \sim L-1$)
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard deviation	$\delta=7.0$ (dB)

5.2 リンク容量

図 4, 5 に適応 2D-BS を用いた MC-CDMA DAN における 10% および 90% アウテージ下りリンク容量を示す。また比較のため、セル内で共通の 2D-BS を用いた場合の特性も同様に図 4, 5 に示す。図 4, 5 より、セル内で共通の 2D-BS を用いる場合、 $U=Sf_t$ のときに最大の 10% アウテージ下りリンク容量を達成し、ユーザ数と時間領域ブロック拡散率の差が大きくなるにつれて 10% アウテージ下りリンク容量が減少することが分かる。この理由については以下のように考えられる。まず時間領域ブロック拡散率がユーザ数より小さい場合、ユーザ間の直交性の崩れにより、強いユーザ間干渉が発生する。そのため、時間領域ブロック拡散率が小さくなるにつれてリンク容量が減少する。特に $Sf_t=1$ かつ $U=2$ の場合、2 人のユーザが同じ分散アンテナを選択すると、ユーザ間干渉により各ユーザの受信 SINR が著しく低下してしまう。そのため、 $U=2$ の場合は $U=1$ の場合と比較して 10% アウテージ下りリンク容量が著しく低下する。一方、時間領域ブロック拡散率がユーザ数より大きい場合は、2D-BS を用いることでユーザ間干渉を抑圧できるものの、1 シンボルあたりの帯域幅が狭くなる。そのため、時間領域ブロック拡散率が増加するにつれ

て周波数ダイバーシチ利得が減少し、下りリンク容量が減少してしまう。

図4, 5より, 適応2D-BSを用いることで, セル内ユーザ数によらず常に高い下りリンク容量を獲得できることがわかる. たとえば $U=16$ の時, 適応2D-BSを用いることで, 周波数領域拡散のみ($SF_t=1$)を用いる場合より約2.2倍(約2.1倍)の10%(90%)アウトエージ下りリンク容量を達成できる. これは, 分散アンテナごとに, 同時接続ユーザ数に応じて時間領域ブロック拡散率を決定することで, ユーザ間干渉を抑圧しつつ高い周波数ダイバーシチ利得を獲得できるためである. しかしながら, $U=16$ の時は, 1セル内で $SF_t=16$ の2D-BSを用いた方が適応2D-BSを用いた場合より高いリンク容量を達成している. これは, 適応2D-BSを適用した場合, 同じアンテナに接続しているユーザ間の干渉は抑圧できるが, 他アンテナを使用しているユーザへの信号が抑圧できないためである.

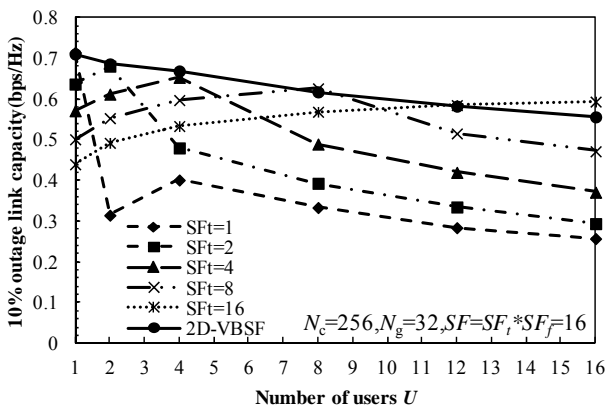


図 4 : 10%アウトエージリンク容量

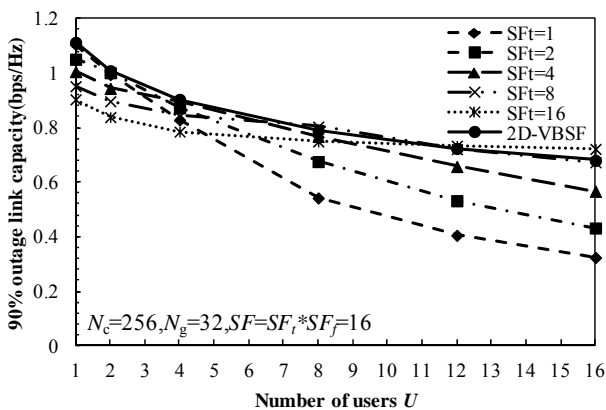


図 5 : 90%アウトエージリンク容量

6. むすび

本稿では, MC-CDMA DAN 下りリンクにおける他ユーザ干渉の抑圧と高い周波数ダイバーシチ効果の獲得

を目的として, 分散アンテナごとに同時接続ユーザ数に応じて時間領域ブロック拡散率を変化させる適応2D-BSについて検討した. 計算機シミュレーションにより, 適応2D-BSを用いることで, 同時接続ユーザ数が総拡散率以下であれば, セル内で共通の2D-BSを用いる場合より高い下りリンク容量を達成できることを明らかにした.

文 献

- [1] F. Adachi, W. Peng, T. Obara, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and M. Nakada, "Distributed Antenna Network for Gigabit Wireless Access," *International Journal of Electronics and Communications (AEUE)*, Elsevier, Vol. 66, Issue 6, pp. 605-612, 2012, DOI: 10.1016/j.aeue.2012.03.010.
- [2] W. C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave Mobile Communications*. New York; Wiley, 1974.
- [3] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw- Hill, 2008.
- [4] I. Katzela and M. Naghshineh, "Channel assignment schemes for cellular mobile telecommunication systems: a comprehensive survey," *IEEE Personal Commun.*, vol. 3, no. 3, pp. 10-31, Jun. 1996.
- [5] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*. Faizazohra, 1995.
- [6] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [7] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," *IEEE Commun., Mag.*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec.1997.
- [8] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing*, *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [9] 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.
- [10] Le Liu and F. Adachi, "2-Dimensional OVFSF Spread/Chip-Interleaved CDMA," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B No.12, pp. 3363-3375, Dec. 2006.
- [11] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.