

DS-CDMA 下りリンクにおける周波数領域等化サイトダイバーシチ

佐藤 裕高[†] 留場 宏道[†] 武田 和晃[†] 安達 文幸[‡]

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 05

E-mail: † {sato,tomeba,takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 高速通信では多数の遅延パスの存在による周波数選択性フェージングが問題となるが、周波数領域等化(FDE)を用いると優れた伝送特性が得られることが知られている。しかし、移動局がセル端付近にいる場合は伝搬損失やシャドウイングなどの長周期変動に起因する短区間平均受信電力の低下により伝送特性が劣化してしまう。この短区間平均受信電力低下の対策として、CDMA では複数の基地局から同一信号を送信するサイトダイバーシチ技術を用いることができる。本論文では、FDEを用いる DS-CDMA 下りリンクにおけるサイトダイバーシチについて述べている。そして、そのときの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、MC-CDMA と比較している。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, サイトダイバーシチ, リンク容量

Downlink site diversity with frequency-domain equalization for DS-CDMA cellular systems

Hiroataka SATO[†] Hiromichi TOMEBA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate school of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: † {sato,tomeba,takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In DS-CDMA high speed wireless signal transmissions, the transmission performance degrades due to frequency selective fading. The use of frequency-domain equalization (FDE) can significantly improve the transmission performance. However, the local average received signal power slowly varies due to distance-dependent path loss and shadowing loss according to the movement of a mobile user. This local average signal power variation causes the performance degradation particularly when a user is located close to the cell edge where the received signal power is weak and the interference from other cells is strong. To improve the transmission performance, the well-known site diversity can be used in addition to FDE. In this paper, we present downlink site diversity for a cellular DS-CDMA with FDE. The DS-CDMA downlink capacity is evaluated by computer simulation and compared to the MC-CDMA downlink capacity.

Keyword DS-CDMA, Frequency-domain equalization, Site diversity, Link capacity

1. まえがき

次世代の移動通信システムでは、より高速かつ高品質なデータ伝送が望まれている[1]。しかし移動通信の伝搬路は、様々な障害物等からの反射により遅延時間の異なる多数のパスからなる多重伝搬路であり、その伝達関数が周波数の複雑な関数になる周波数選択性フェージングが発生する[2]。このような周波数選択性フェージングチャンネルでは大きな符号間干渉が発生するので、シングルキャリア伝送の伝送特性が大幅に劣化してしまう。そこで、遅延時間の異なるパスを分離して同相合成することでパスダイバーシチ効果が得られる Rake 合成を適用した直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-SSMA)が数 Mbps 程度の高速通信に用いられるようになった[3]。しかし、パス数が増加すると大きなパス間干渉のために伝送特性が劣化する。

そこで、多数の直交サブキャリアを用いて高速伝送を行う直交周波数分割多重(OFDM)が注目されるようになった[4]。各直交サブキャリアは狭帯域なので、周

波数選択性チャンネルは周波数非選択性チャンネルに変換される。OFDMでは簡単な1タップ周波数領域等化を用いることで優れた伝送特性を得ることができる。OFDMに拡散を取り入れてマルチアクセスを可能にしたのがマルチキャリアCDMA(MC-CDMA)である[5,6]。

最近、OFDMやMC-CDMAに用いられている周波数領域等化をシングルキャリア伝送やDS-SSMAに適用すれば、それらの伝送特性を大幅に改善できることが分かってきた。特に最小平均二乗誤差(MMSE)規範による周波数領域等化は Rake 合成より格段に優れた伝送特性を得ることができる[7,8]。更に伝送特性を向上させるためには、アンテナダイバーシチや誤り訂正符号化の採用が有効である[9,10]。

周波数選択性フェージングによる伝送特性劣化は周波数領域等化の適用によって救済できるが、送信点からの距離に依存する伝搬損失や妨害物による電波の遮蔽(シャドウイング)による受信電力の緩やかな時間変動は長周期変動であるので、移動局のみでの短区間

平均受信電力低下の対策は困難である。しかし、CDMAでは同一周波数を複数の基地局で使用可能なので、短区間平均受信電力低下の対策として複数の周辺基地局から同一データを同時送信し、それらを受信・合成して十分な短区間平均受信電力を得るサイトダイバーシチ技術を適用することができる[11]。

本論文では、DS-CDMA 下りリンクに周波数領域等化サイトダイバーシチを用いた時の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、MC-CDMAと比較している。本論文の構成は以下になっている。第2章では、周波数領域等化サイトダイバーシチを用いる DS-CDMA 下りリンクについて述べる。第3章では、下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ている。第4章はむすびである。

2. 周波数領域等化サイトダイバーシチを適用した DS-CDMA 下りリンク

2.1. サイトダイバーシチのモデル

サイトダイバーシチを行う時、参加する基地局の数やサイトダイバーシチを行う移動局の数が増加して基地局から送信するデータチャンネル数(コード多重数)が多くなると干渉が増大し、サイトダイバーシチを行わない時よりも伝送特性が劣化してしまう。従ってサイトダイバーシチに参加する基地局の選択法が重要である。本論文では以下のような基地局選択法を用いる。

まず、移動局は各基地局からの信号を受信して短区間平均受信電力を測定する。本論文では短区間平均受信電力の測定は理想的に行えるものとする。そして短区間平均受信電力が最大となる基地局と、その最大値からの差が P_{th} dB 以内にある基地局をサイトダイバーシチに参加する基地局として選択する。ここで、サイトダイバーシチに参加する基地局の最大許容数を D_{max} とする。また、 $P_{th}=0$ dB の時はサイトダイバーシチを行わない場合である。移動局はサイトダイバーシチ参加基地局を上りリンクで無線ネットワーク制御局に伝える。無線ネットワーク制御局は、移動局へ送信するデータ系列をサイトダイバーシチ参加基地局へ伝送する。そして、各サイトダイバーシチ参加基地局から移動局へ同時送信を行う。サイトダイバーシチ参加基地局にならなかった基地局からの信号は干渉信号となる[11]。

2.2. 送受信系の構成と数式表現

図1に基地局 i 、図2に移動局 j の構成を示す。今、移動局 j についてサイトダイバーシチに参加している基地局を $b(j)$ で表すものとし、一般性を失わずに基地局 $b(j)=0 \sim D-1$ がユーザ j へ同時送信を行うものとする。

(1)送信信号

基地局 i では U_i 人の移動局の2値送信データ系列をそれぞれデータシンボル系列 $\{d_j(n); j=0 \sim U_i-1\}$ に変換し、その送信シンボル系列を N_c/SF 個のシンボルから成るブロックに分割する。ここで SF は拡散率、 N_c は受信機側の周波数領域等化に用いる高速フーリエ変換(FFT)ポイント数で、 N_c/SF が整数になるように選ぶものとする。図3に1ブロックの構成を示す。以下では一般性を失うことなく1ブロックの伝送を考えるものとする。各移動局へ送信するデータシンボル系列 $\{d_j(n); j=0 \sim U_i-1, n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を直交拡散符号 $\{c_j(t); j=0 \sim U_i-1, t=0 \sim SF-1\}$ によって拡散した後多重直交

(符号多重)し、 N_c チップのマルチコード DS-CDMA チップ系列を生成する。そして、セル固有のスクランブル符号 $\{c_{scr(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を乗算し、ブロック後尾の N_g 個のチップをブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。基地局 i の送信信号の等価低域表現 $s_i^T(t)$ は次式のように表される。

$$s_i^T(t) = \sqrt{\frac{2E_c^T}{T_c}} s_i(t) \quad (1)$$

ここで E_c^T は1チップあたりの送信信号エネルギー、 T_c はチップ長である。また $s_i(t)$ は次式で表される。

$$s_i(t) = \left[\sum_{j=0}^{U_i-1} d_j \left(\lfloor t/SF \rfloor \right) c_j(t \bmod SF) \right] c_{scr(i)}(t) \quad (2)$$

(2)受信信号

送信信号は L パス伝搬路を通して移動局 j の M 本の受信アンテナで受信されるものとする。基地局 i と移動局 j の受信アンテナ $m(m=0 \sim M-1)$ の間の伝搬路のインパルス応答 $h_{i-j}^{(m)}(t)$ は次式で表される[12]。

$$h_{i-j}^{(m)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i-j,l}^{(m)} \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ただし、 $h_{i-j,l}^{(m)}$ はパス l のパス利得、 τ_l はパス l の遅延時間を表し、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{i-j,l}^{(m)}(t)|^2] = 1$ である。アンテナ m の受信信号 $r_j^{(m)}(t)$ は次式のように表される。

$$r_j^{(m)}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sqrt{\frac{2E_{c,i-j}}{T_c}} \left[\sum_{l=0}^{L-1} h_{i-j,l}^{(m)} s_i(t - \tau_l) \right] + \eta^{(m)}(t) \quad (4)$$

ここで、 $E_{c,i-j}$ は、基地局 i から送信された信号が移動局 j に受信された時の1チップあたりの平均受信信号エネルギーで、次式で表される。

$$E_{c,i-j} = E_c^T \cdot R_{i-j}^{-\alpha} \cdot 10^{-\delta_{i-j}/10} \quad (5)$$

式(5)の R_{i-j} は基地局 i と移動局 j との間の距離、 α は伝搬損失指数、 δ_{i-j} は対数正規分布に従うシャドウイング損失の dB 表示、 $\eta^{(m)}(t)$ は平均が0で分散が $2N_0/T_c$ の複素相加性白色ガウス雑音(AWGN)、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。

(3)周波数領域等化

移動局 j では GI を除去した後直並列変換を行い、 N_c ポイント FFT によって受信信号を N_c 個の周波数成分に分解する。周波数 k の成分 $R_j^{(m)}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} R_j^{(m)}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} r_j^{(m)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \left[\sqrt{\frac{2E_{c,i-j}}{T_c}} H_{i-j}^{(m)}(k) S_i(k) \right] + \Pi^{(m)}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $S_i(k)$ は $s_i(t)$ の周波数 k の成分 $H_{i-j}^{(m)}(k)$ は基地局 i と移動局 j のアンテナ m との間の伝搬路の周波数 k におけるチャンネル利得、 $\Pi^{(m)}(k)$ は $\eta^{(m)}(t)$ の周波数 k の成分で、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_i(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_i(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{i-j}^{(m)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i-j,l}^{(m)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi^{(m)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta^{(m)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

次に、周波数領域等化を行う。サイトダイバーシチ参加基地局 $b(j)$ に対する周波数領域等化とアンテナダイ

パージ合成後の周波数 k の成分 $\hat{R}_{b(j)_j}(k)$ は次式のようにになる。

$$\hat{R}_{b(j)_j}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} R_j^{(m)}(k) w_{b(j)_j}^{(m)}(k) \quad (8)$$

ここで $w_{b(j)_j}^{(m)}(k)$ は周波数領域等化重みである。この後、次式のように N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用し、時間領域信号 $\hat{r}_{b(j)_j}(t)$ を得る。

$$\hat{r}_{b(j)_j}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}_{b(j)_j}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (9)$$

そして、次式のように逆拡散を行って、送信シンボル $d_j(n)$ に対する軟判定値 $\hat{d}_{b(j)_j}(n)$ を得る。

$$\hat{d}_{b(j)_j}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{r}_{b(j)_j}(t) c_{scr(b(j))}^*(t) c_j^*(t \bmod SF) \quad (10)$$

(4) サイトダイバーシチ合成

逆拡散の後、全てのサイトダイバーシチ参加基地局からの信号を合成するサイトダイバーシチ合成を行って、軟判定値系列 $\{\hat{d}_j(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る $\tilde{d}_j(n)$ は次式のようになる。

$$\tilde{d}_j(n) = \sum_{b(j)=0}^{D-1} \hat{d}_{b(j)_j}(n) \quad (11)$$

最後にデータ復調を行って受信データ系列を得る。

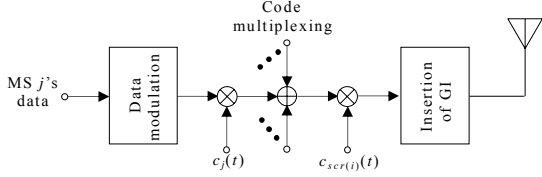


図1 基地局 i の構成

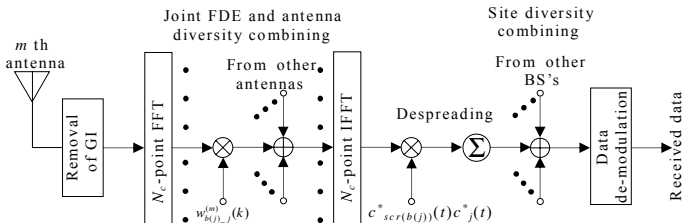


図2 移動局 j の構成

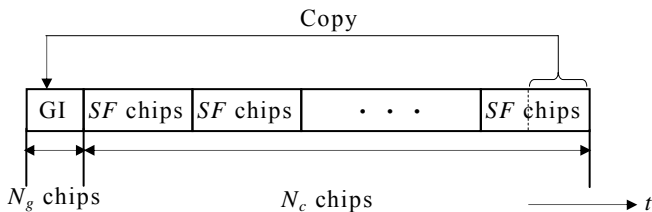


図3 1 ブロックの構成

2.3. MMSE 周波数領域等化サイトダイバーシチにおける等化重み

本論文では MMSE 周波数領域等化サイトダイバーシチを考えている。以下では等化重みを導出する。ここでは P_{th} とし、全ての基地局がサイトダイバーシチに参加するものとする (D)。式(11)は次式のように変形できる。

$$\tilde{d}_j(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \left[\sum_{b(j)=0}^{\infty} \hat{r}_{b(j)_j}(t) \right] c_{scr(b(j))}^*(t) c_j^*(t \bmod SF) \quad (12)$$

そこで、 $\sum_{b(j)=0}^{\infty} \hat{r}_{b(j)_j}(t)$ に N_c ポイント FFT を適用して周波数 k の成分 $\tilde{R}_j(k)$ を求めると、次式のようになる。

$$\tilde{R}_j(k) = \sum_{b(j)=0}^{\infty} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \left[\sum_{i=0}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{2E_{c,i-j}}{T_c}} H_{i-j}^{(m)}(k) w_{b(j)_j}^{(m)}(k) S_i(k) \right) \right] \right\} + \sum_{m=0}^{M-1} w_{b(j)_j}^{(m)}(k) \Pi^{(m)}(k) \quad (13)$$

周波数 k における等化誤差 $e_j(k)$ を $e_j(k) = \tilde{R}_j(k) - \tilde{S}_j(k)$ と定義する。ここで、 $\tilde{S}_j(k)$ は各基地局から移動局 j への送信信号の和に FFT を適用して得られる周波数 k の送信信号成分であり、次式で表される。

$$\tilde{S}_j(k) = \sum_{i=0}^{N_c-1} \left[\sum_{b(j)=0}^{\infty} \sqrt{\frac{2E_{c,b(j)_j}}{T_c}} d_j(\lfloor t/SF \rfloor) c_j(t \bmod SF) c_{scr(b(j))}^*(t) \right] \times \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (14)$$

$$= \sum_{b(j)=0}^{\infty} \left[\sqrt{\frac{2E_{c,b(j)_j}}{T_c}} S_{b(j)_j}(k) \right]$$

ここで、 $S_{b(j)_j}(k)$ は次式で与えられる。

$$S_{b(j)_j}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \left[d_j(\lfloor t/SF \rfloor) c_j(t \bmod SF) c_{scr(b(j))}^*(t) \right] \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (15)$$

式(13),(14)を用いて平均二乗誤差 $E[|e_j(k)|^2]$ を表すと、次式のようになる。

$$E[|e_j(k)|^2] = E[|\tilde{R}_j(k) - \tilde{S}_j(k)|^2] = \sum_{b(j)=0}^{\infty} E[|e_{b(j)}(k)|^2] \quad (16)$$

ここで $e_{b(j)}(k)$ は基地局 $b(j)$ の送信信号と移動局 j で受信された等化後の信号との誤差であり、次式で表される。

$$e_{b(j)}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \left[\sum_{i=0}^{\infty} \left(\sqrt{\frac{2E_{c,i-j}}{T_c}} H_{i-j}^{(m)}(k) w_{b(j)_j}^{(m)}(k) S_i(k) \right) \right] + \sum_{m=0}^{M-1} \Pi^{(m)}(k) w_{b(j)_j}^{(m)}(k) - \sqrt{\frac{2E_{c,b(j)_j}}{T_c}} S_{b(j)_j}(k) \quad (17)$$

式(16)よりサイトダイバーシチ参加基地局 $b(j)$ の $E[|e_{b(j)}(k)|^2]$ が最小になる時、 $E[|e_j(k)|^2]$ は最小になる。 $E[|e_{b(j)}(k)|^2]$ が最小になるような $w_{b(j)_j}^{(m)}(k)$ は、次式を満たす重みである。

$$\frac{\partial}{\partial w_{b(j)_j}^{(m)}} E[|e_{b(j)}(k)|^2] = 0, \quad b(j) = 0 \sim \infty \quad (18)$$

式(18)に式(17)を代入すると、次式を得る。

$$\sum_{i=0}^{\infty} \Gamma_{i-j} U_i H_{b(j)_j}^{(m)*}(k) \left[\sum_{m=0}^{M-1} H_{i-j}^{(m)}(k) w_{b(j)_j}^{(m)}(k) \right] + SF w_{b(j)_j}^{(m)}(k) - \Gamma_{b(j)_j} H_{b(j)_j}^{(m)*}(k) = 0 \quad (19)$$

ここで、 $\Gamma_{b(j)_j}$ は基地局 $b(j)$ から送信された信号が移動

局 j に受信された時の 1 シンボルあたりの短区間平均受信信号エネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比で、次式で表される。

$$\Gamma_{b(j)-j} = \frac{SF \cdot E_c^T R_{b(j)-j}^{-\alpha} 10^{-\delta_{b(j)-j}/10}}{N_0(1+N_g/N_c)} \quad (20)$$

また、データシンボル $d_j(n)$ は独立なランダム変数であると仮定した。式(19)より次式を得る。

$$w_{b(j)-j}^{(m)}(k) = \frac{\Gamma_{b(j)-j} H_{b(j)-j}^{(m)*}(k)}{\sum_{i=0}^{\infty} U_i \Gamma_{i-j} \left[\sum_{m=0}^{M-1} |H_{i-j}^{(m)}(k)|^2 \right] + SF} \quad (21)$$

式(21)は MC-CDMA 下りリンクの MMSE 周波数領域等化サイトダイバーシチにおける等化重みと等しいことが分かる[11]。

3. 計算機シミュレーション

3.1. シミュレーション手順および条件

図 4 にセル構成を示す。シミュレーションではビット誤り率(BER)を測定する移動局は中心のセル 0 の移動局とする。移動局が受信できるのは移動局周辺の 7 局の信号とし、干渉の影響が支配的な干渉リミテッドチャンネルを仮定している。

計算機シミュレーションは以下のように行う。まず、閾値 P_{th} とサイトダイバーシチ参加基地局の最大許容数 D_{max} 、所要 BER、そして許容アウトージ確率 P_o を設定する。そして、1 セルあたり U 人の移動局をランダムに発生する。全ての移動局について、周辺 7 局の基地局からの距離 R_{i-j} を計算し、シャドウイング損失 δ_{i-j} およびパス利得 $\{h_{i-j}^{(m)}; l=0 \sim L-1, m=0 \sim M-1\}$ を生成する。移動局毎に各基地局からの短区間平均受信電力を計算し、最大受信電力から P_{th} dB 以内の基地局をサイトダイバーシチ参加基地局として選択する。これにより基地局 i のデータチャンネル数 U_i を決定できる。BER を測定する移動局では、第 2 章で述べたように周波数領域等化と逆拡散、サイトダイバーシチ合成を行い、データ復調し受信データ系列を得て、短区間平均 BER を測定する。短区間平均 BER 測定終了後、各セルの各移動局の位置を変えて再び、短区間平均 BER を測定する。これを十分な回数だけ繰り返し、短区間平均 BER の分布を求める。短区間平均 BER が所要 BER よりも大きくなる確率(アウトージ確率)が P_o よりも小さい場合、移動局の数を増やして再度短区間平均 BER の分布を求める。アウトージ確率が P_o を超えない最大の移動局数がリンク容量 U_{max} である。

表 1 にシミュレーション条件を示す。サイトダイバーシチ参加基地局を決定する閾値 P_{th} は 0~10dB、所要 BER は 10^{-2} 、許容アウトージ確率 P_o は 10% に設定している。

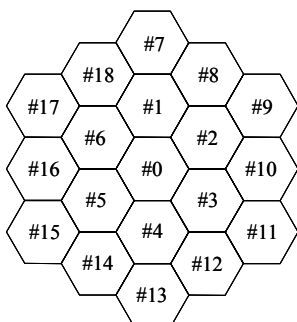


図 4 セル構成

表 1 シミュレーション条件

DS-CDMA Transmitter/ Receiver	Data modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=256$
	GI length	$N_g=32$
	Spreading codes	Walsh-Hadamard code
	Scrambling codes	Long PN code
	Spreading factor	$SF=256$
	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal
	No. of receive antennas	$M=1 \sim 4$
Site diversity	User distribution	Uniform
	Threshold	$P_{th}=0 \sim 10$ dB
	Maximum no. of active BS's	$D_{max}=7$
Link capacity	Required BER	10^{-2}
	Allowable outage probability	$P_o=10\%$
Channel model	Path loss exponent	$\alpha=3 \sim 4$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma=6$ (dB)
	Fading	Block Rayleigh fading
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform

3.2. 閾値 P_{th} の影響

図 5 に $\alpha=3.5$ 、 $P_{th}=3$ dB の時について、1 セルあたりの移動局数 U に対するアウトージ確率を示す。この場合 $U=34$ でアウトージ確率は約 9.6%、 $U=35$ で約 11.2% となるので、リンク容量は $U_{max}=34$ となる。

図 6 に閾値 P_{th} に対する正規化リンク容量 U_{max}/SF を示す。 P_{th} を大きくしていくとサイトダイバーシチ効果が大きくなっていくのでリンク容量が増大していくが、ある P_{th} を超えるとサイトダイバーシチ参加基地局数や基地局から送信するデータチャンネル数の増加による干渉の影響がサイトダイバーシチ効果よりも大きくなるのでリンク容量は減少していく。リンク容量の最大値は、サイトダイバーシチを行わない時($P_{th}=0$ dB) の約 1.3 倍となっている。

伝搬損失指数 α が大きい場合、リンク容量を最大にする最適 P_{th} も大きくなっているが、これは α が大きい時は伝搬損失差が大きくなってしまいうので、サイトダイバーシチに参加する基地局を十分確保するためには P_{th} を大きくする必要があるからである。DS-CDMA では、周波数領域等化サイトダイバーシチを適用した MC-CDMA とほぼ同じリンク容量が得られることが分かる。

図 7 に閾値 P_{th} とサイトダイバーシチを行う移動局の比率との関係を示す。 P_{th} を大きくすればサイトダイバーシチを行う移動局の数は増加していく。最適 P_{th} におけるサイトダイバーシチを行う移動局の比率は約 30% 前後になることが分かる。

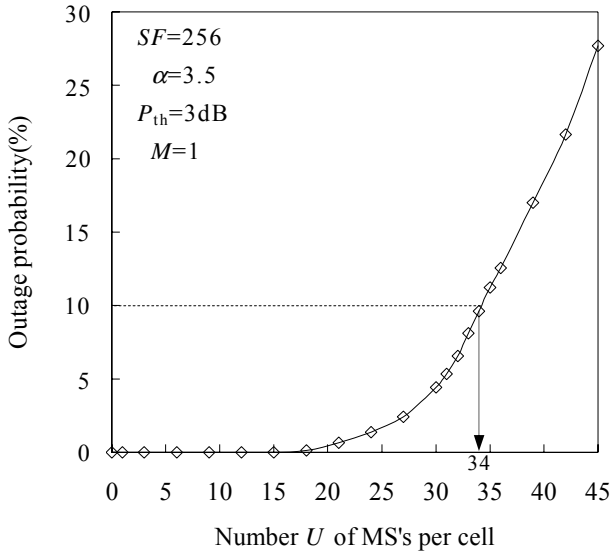


図5 1セルあたりの移動局数 U とアウトージ確率の関係

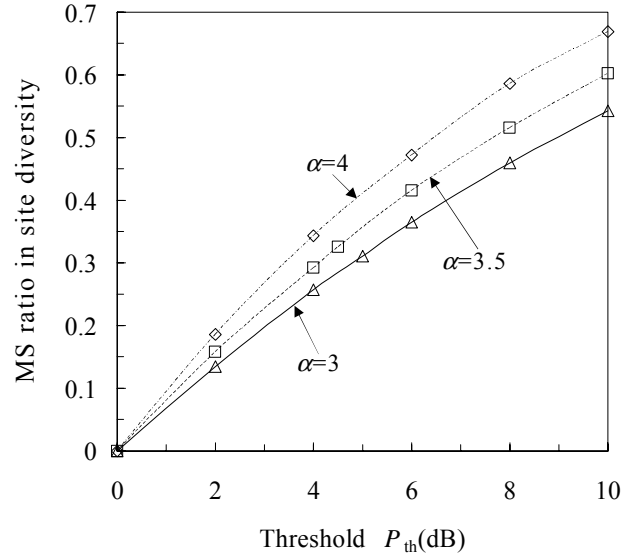


図7 閾値 P_{th} とサイトダイバーシティを行う移動局比率の関係

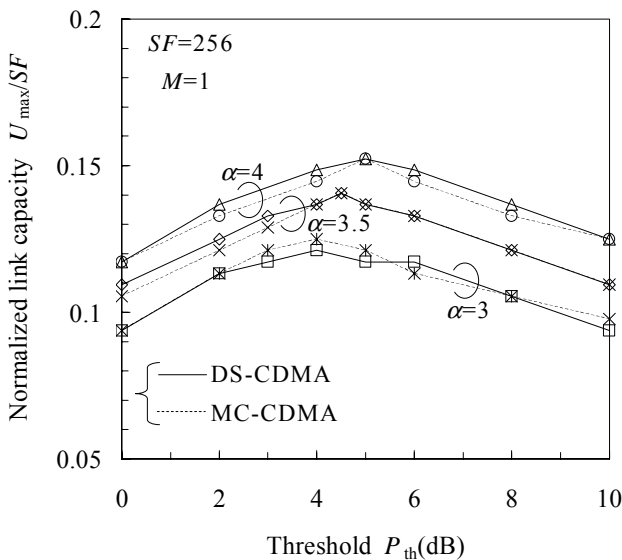


図6 閾値 P_{th} と正規化リンク容量 U_{max}/SF の関係

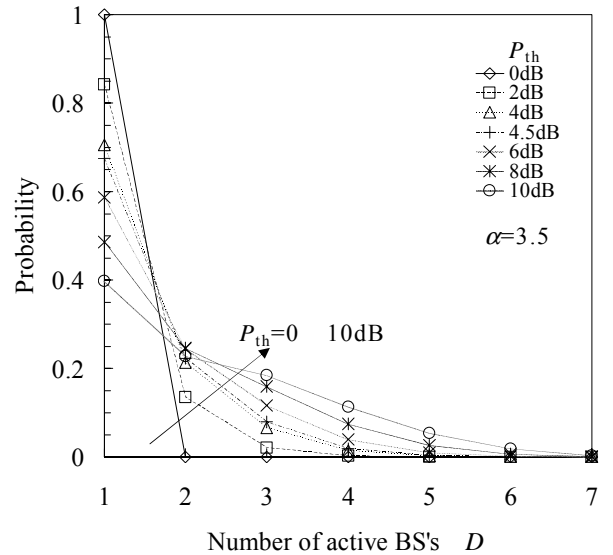


図8 サイトダイバーシティ参加基地局数 D の分布

図8に $\alpha=3.5$ の時のサイトダイバーシティ参加基地局数 D の分布を示す。 $P_{th}=0\sim 10\text{dB}$ では、サイトダイバーシティ参加基地局数が5局以上になる確率は小さい。計算機シミュレーションでは最大サイトダイバーシティ参加基地局数を $D_{max}=7$ としたが、最適 P_{th} では $D_{max}=3$ としてもよいと考えられる。

3.3. 伝搬損失指数 α の影響

図9に伝搬損失指数 α に対する正規化リンク容量 U_{max}/SF を示す。 α 毎に最適 P_{th} を用いた。 α が大きくなるにつれ、リンク容量が増大することが分かる。 $\alpha=4$ の時のリンク容量は $\alpha=3$ の時の約1.2倍となっている。 α が大きくなるにつれてリンク容量が増大するのは周辺基地局からの干渉信号が大きく減衰するからである。DS-CDMAはMC-CDMAとほぼ同じリンク容量が得られることが分かる。

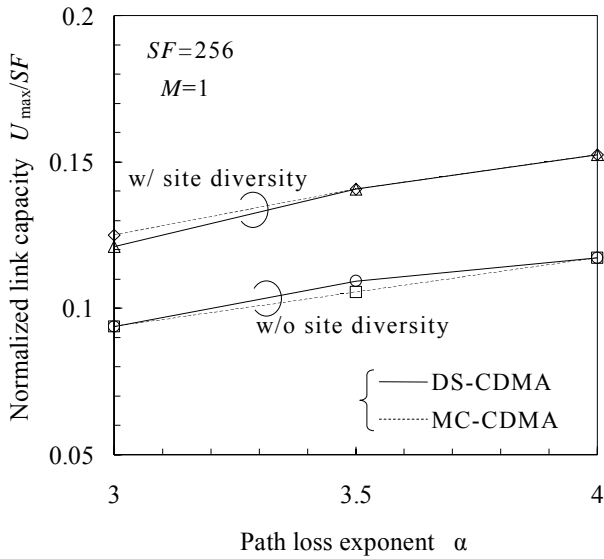


図9 伝搬損失指数 α と正規化リンク容量 U_{\max}/SF の関係

3.4. 受信アンテナ数 M の影響

図10に受信アンテナ数 M に対する正規化リンク容量 U_{\max}/SF を示す。受信アンテナ数を増やしていくと、リンク容量は増大していく。DS-CDMA では受信アンテナ数に関係なく MC-CDMA とほぼ同じリンク容量が得られることが分かる。

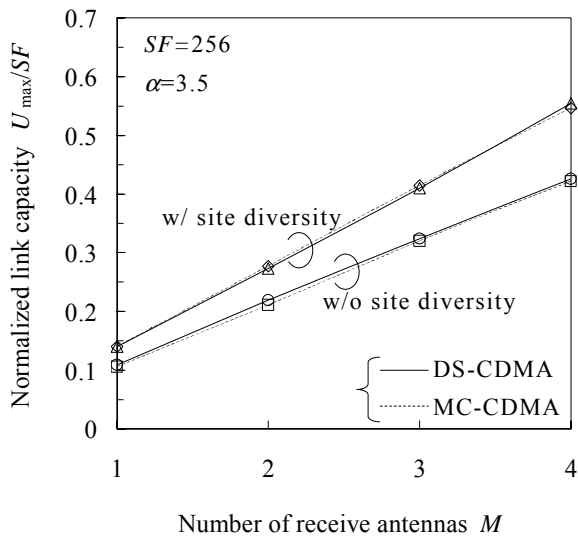


図10 受信アンテナ数 M と正規化リンク容量 U_{\max}/SF の関係

4. むすび

周波数領域等化サイトダイバーシチにおける等化重みを導出し、その時の DS-CDMA 下りリンクの容量を計算機シミュレーションによって明らかにした。その結果、リンク容量を最大にする最適閾値 P_{th} が存在すること、その時のリンク容量はサイトダイバーシチを行わない時の約 1.3 倍になること、伝搬損失指数 α が大きくなるにつれリンク容量が増大すること、受信

アンテナ数 M を増やすとリンク容量は増大することを明らかにした。そして、MMSE 周波数領域等化サイトダイバーシチを用いる DS-CDMA のリンク容量は MC-CDMA とほぼ同じになることを示した。

本検討では拡散率 $SF=256$ で全てのユーザの送信レートは同一であるが、今後は拡散率 SF がリンク容量に及ぼす影響や上りリンク容量についても検討していく予定である。

文献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E83-A, No.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2] W. C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., Vol.36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol. 35, pp. 126-144, Dec. 1997.
- [6] H. Atarashi, N. Maeda, S. Abeta and M. Sawahashi, "Broadband packet wireless access based on VSF-OFCDM and MC/DS-CDMA," Proc. IEEE PIMRC'02, pp. 992-996, Lisbon, Portugal, Sept. 2002.
- [7] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamineseeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [8] F. Adachi, T. Sao and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency-selective fading channel," Electronics Letters, Vol. 39, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [9] K. Takeda and F. Adachi, "Performance evaluation of multi-rate DS-CDMA using frequency-domain equalization in frequency-selective fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No.3, pp. 1191-1201, Mar. 2005.
- [10] D. Garg and F. Adachi, "Combined effect of chip interleaving and frequency-domain equalization for DS-CDMA," Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference(VTC), Miran, Italia, 17-19 May, 2004.
- [11] T. Inoue, S. Takaoka and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for MC-CDMA downlink site diversity and performance evaluation," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No.1, pp. 84-92, Jan. 2005.
- [12] 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, Oct. 2004.