

# 下りリンク DS-CDMA 周波数領域等化サイトダイバーシチにおける STTD の適用効果

佐藤 裕高<sup>†</sup> 留場 宏道<sup>†</sup> 武田 和晃<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> {sato,tomeba,takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 高速通信では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。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。この対策として、DS-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。更に伝送特性を改善する技術として最近、時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)が注目されている。本論文では、STTD を適用した下りリンク DS-CDMA 周波数領域等化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, STTD, リンク容量

## Effect of STTD on frequency-domain downlink site diversity for DS-CDMA cellular systems

Hiroataka SATO<sup>†</sup> Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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

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

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

**Abstract** In DS-CDMA high speed wireless signal transmissions, a transmission performance degrades due to a frequency selective fading. The use of frequency-domain equalization (FDE) can significantly improve the transmission performance. However, 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 variation causes the performance degradation particularly when a user is located close to the cell edge. Site diversity with FDE can improve the transmission performance. Space-time coded transmit diversity (STTD) is also effective to improve the performance. In this paper, we present downlink site diversity with FDE applied STTD for DS-CDMA cellular systems. The DS-CDMA downlink capacity is evaluated by computer simulation.

**Keyword** DS-CDMA, Frequency-domain equalization, Site diversity, STTD, 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-CDMA)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-CDMA 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[7,8]。特に最小平均二乗誤差(MMSE)規範による周波数領域等化(MMSE-FDE)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。

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[9]。

近年、伝送特性を改善する技術として時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)が注目されている[10]。STTDでは受信アンテナダイバーシチと同等のダイバーシチ効果を得ることができる。MMSE-FDEを含めたSTTDおよび受信アンテナダイバーシチを適用したDS-CDMAは良好な伝送特性が得られる[11]。

本論文では、周波数領域等化サイトダイバーシチを行うDS-CDMA下りリンクにSTTDを適用した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ている。本論文の構成は以下のようになっている。第2章では、STTDを適用した下りリンクDS-CDMA周波数領域等化サイトダイバーシチについて述べる。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. STTDを適用した下りリンクDS-CDMA周波数領域等化サイトダイバーシチ

### 2.1. サイトダイバーシチのモデル

図1に下りリンクにおけるサイトダイバーシチのモデルを示す。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すると基地局から送信するデータチャネル数(コード多重数)が多くなって干渉が増大し、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(RNC)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。

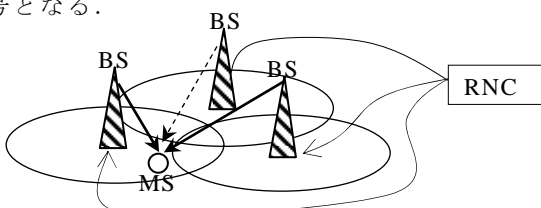


図1 下りリンクにおけるサイトダイバーシチ

### 2.2. 送受信系の構成と数式表現

図2に基地局 $i$ 、図3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。以下では一般性を失うことなく連続する2ブロックの伝送を考え、数式中のインデックス $e, o$ はそれぞれ偶数番目、奇数番目のブロックを表すものとする。各ブロックにおいて、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、セル固有のスクランブル符号 $\{c_{scr(i)}(t); t=0\sim N_c-1\}$ を乗算して $N_c$ チップのマルチコードDS-CDMAチップ系列を生成する。基地局 $i$ のSTTD符号化前の送信信号の等価低域表現 $\tilde{s}_{i,e(o)}(t)$ は次式のよう表される。

$$\tilde{s}_{i,e(o)}(t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} s_{i,e(o)}(t) \quad (1)$$

ここで、 $E_c$ 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、 $s_{i,e(o)}(t)$ は次式で表される。

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

次に、図4のように時間領域STTD符号化を行う[11]。そして各ブロック後尾の $N_g$ 個のチップをそのブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入して2本のアンテナから送信する。

#### (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 $i$ の送信アンテナ $m_i(m_i=0\sim 1)$ と移動局 $j$ の受信アンテナ $m_r(m_r=0\sim M-1)$ の間の伝搬路のインパルス応答 $h_{i-j}^{(m_i, m_r)}(t)$ は次式で表される。

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

ただし、 $h_{i-j, l}^{(m_i, m_r)}$ および $\tau_l$ はそれぞれパス $l$ のパス利得および遅延時間を表し、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{i-j, l}^{(m_i, m_r)}(t)|^2] = 1$ である。アンテナ $m_r$ の受信信号 $r_{j,e(o)}^{(m_r)}(t)$ は次式のよう表される。

$$\begin{cases} r_{j,e}^{(m_r)}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sqrt{\frac{E_{c,i-j}}{T_c}} \left[ \sum_{l=0}^{l-1} h_{i-j,l}^{(0,m_r)} s_{i,e}(t-\tau_l) + \sum_{l=0}^{l-1} h_{i-j,l}^{(1,m_r)} s_{i,o}(t-\tau_l) \right] + \eta_e^{(m_r)}(t) \\ r_{j,o}^{(m_r)}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sqrt{\frac{E_{c,i-j}}{T_c}} \left[ -\sum_{l=0}^{l-1} h_{i-j,l}^{(0,m_r)} s_{i,e}^*(N_c - (t-\tau_l)) \right. \\ \left. + \sum_{l=0}^{l-1} h_{i-j,l}^{(1,m_r)} s_{i,e}^*(N_c - (t-\tau_l)) \right] + \eta_o^{(m_r)}(t) \end{cases} \quad (4)$$

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。

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

式(5)の  $R_{i-j}$ は基地局  $i$  と移動局  $j$  との間の距離、 $\alpha$ は伝搬損失指数、 $\delta_{i-j}$ は対数正規分布に従うシャドウイング損失の dB 表示、 $\eta_{e(o)}^{(m_r)}(t)$ 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)周波数領域等化を含めた STTD 復号

移動局  $j$  では GI を除去した後に  $N_c$  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。周波数成分  $k$  の成分  $R_{j,e(o)}^{(m_r)}(k)$  は次式で表される。

$$\begin{cases} R_{j,e}^{(m_r)}(k) = \sum_{i=0}^{\infty} \sqrt{\frac{E_{c,i-j}}{T_c}} [H_{i-j}^{(0,m_r)}(k) S_{i,e}(k) + H_{i-j}^{(1,m_r)}(k) S_{i,o}(k)] + \Pi_e^{(m_r)}(k) \\ R_{j,o}^{(m_r)}(k) = \sum_{i=0}^{\infty} \sqrt{\frac{E_{c,i-j}}{T_c}} [-H_{i-j}^{(0,m_r)}(k) S_{i,e}^*(k) + H_{i-j}^{(1,m_r)}(k) S_{i,o}^*(k)] + \Pi_o^{(m_r)}(k) \end{cases} \quad (6)$$

ここで  $S_{i,e(o)}(k)$ は  $s_{i,e(o)}(t)$ の周波数  $k$  の成分、 $H_{i-j}^{(m_t, m_r)}(k)$ は基地局  $i$  の送信アンテナ  $m_t$  と移動局  $j$  のアンテナ  $m_r$  の間の伝搬路の周波数  $k$  におけるチャネル利得、 $\Pi_{e(o)}^{(m_r)}(k)$ は  $\eta_{e(o)}^{(m_r)}(t)$ の周波数  $k$  の成分で、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_{i,e(o)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_{i,e(o)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{i-j}^{(m_t, m_r)}(k) = \sum_{l=0}^{l-1} h_{i-j,l}^{(m_t, m_r)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_{e(o)}^{(m_r)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{e(o)}^{(m_r)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

次に、周波数領域等化を含めた STTD 復号を行う。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を含めた STTD 復号とアンテナダイバーシチ合成後の周波数  $k$  の成分  $\hat{R}_{b(j)-j,e(o)}(k)$  は次式のようになる。

$$\begin{cases} \hat{R}_{b(j)-j,e}^{(m_r)}(k) = \sum_{m_t=0}^{M-1} [w_{b(j)-j}^{(0,m_r)*}(k) R_{j,e}^{(m_r)}(k) + w_{b(j)-j}^{(1,m_r)}(k) R_{j,o}^{(m_r)*}(k)] \\ \hat{R}_{b(j)-j,o}^{(m_r)}(k) = \sum_{m_t=0}^{M-1} [w_{b(j)-j}^{(1,m_r)*}(k) R_{j,e}^{(m_r)}(k) - w_{b(j)-j}^{(0,m_r)}(k) R_{j,o}^{(m_r)*}(k)] \end{cases} \quad (8)$$

ここで  $w_{b(j)-j}^{(m_t, m_r)}(k)$ は STTD を適用した MMSE 周波数領域等化サイトダイバーシチ重みであり、次式で表される [12,13].

$$w_{b(j)-j}^{(m_t, m_r)}(k) = \frac{\Gamma_{b(j)-j} H_{b(j)-j}^{(m_t, m_r)}(k)}{\sum_{i=0}^{\infty} U_i \Gamma_{i-j} \left[ \sum_{m'_t=0}^{M-1} \sum_{m'_r=0}^{M-1} |H_{i-j}^{(m'_t, m'_r)}(k)|^2 \right] + 2SF} \quad (9)$$

ただし上式の重みは  $P_{th} \rightarrow \infty$  とし、全ての基地局がサイトダイバーシチに参加する ( $D_{max} \rightarrow \infty$ ) ときの MMSE 重みである。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。

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

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  $\hat{r}_{b(j)-j,e(o)}(t)$  を得る。

$$\hat{r}_{b(j)-j,e(o)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}_{b(j)-j,e(o)}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (11)$$

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  $\hat{d}_{b(j)-j,e(o)}(n)$  を得る。

$$\hat{d}_{b(j)-j,e(o)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{r}_{b(j)-j,e(o)}(t) c_{scr(b(j))}^*(t) c_j^*(t \bmod SF) \quad (12)$$

### (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  $\{\tilde{d}_{j,e(o)}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$  を得る。

$\tilde{d}_{j,e(o)}(n)$  は次式のようになる。

$$\tilde{d}_{j,e(o)}(n) = \sum_{b(j)=0}^{D-1} \hat{d}_{b(j)-j,e(o)}(n) \quad (13)$$

最後にデータ復調を行って受信データ系列を得る。

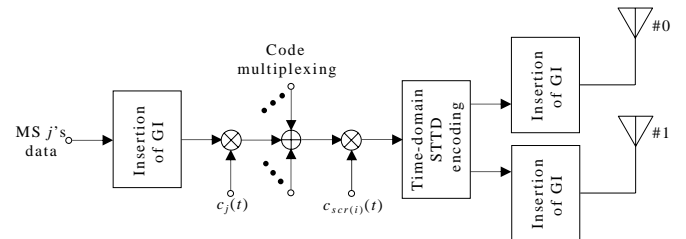


図2 基地局  $i$  の構成

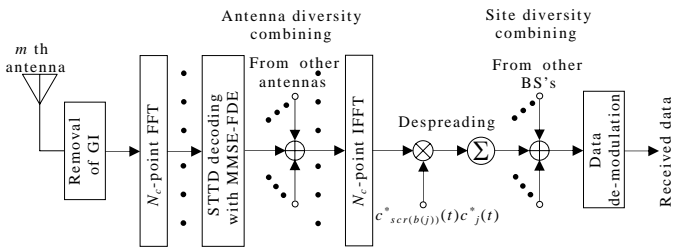


図3 移動局  $j$  の構成

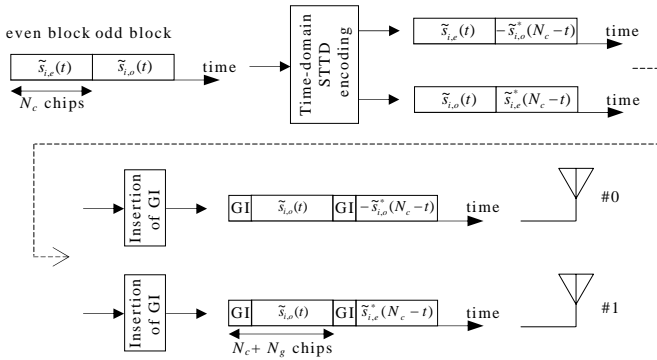


図4 STTD 符号化パターン(基地局  $i$ )

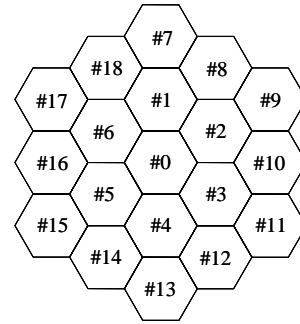


図5 セル構成

### 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5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、そして許容アウトエージ確率  $P_o$  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  $\delta_{i,j}$  およびパス利得  $\{h_{i-j,l}^{(m_i, m_j)}; l=0 \sim L-1, m_i=0 \sim 1, m_j=0 \sim M-1\}$  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およびSTTD復号と逆拡散、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(アウトエージ確率)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。アウトエージ

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。データ変調 QPSK, FFTポイント数  $N_c=256$ (1ブロック長256チップ), ガードインターバル長  $N_g=32$ チップを仮定し、拡散率を  $SF=256$ としている。伝搬チャンネルは隣り合うパス間の遅延時間差が1チップの一樣電力遅延プロファイルを有する  $L=16$ 個の独立なパスで構成されるブロックレイリーフェージングチャンネルとする。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  $10^{-2}$ , 許容アウトエージ確率  $P_o$  は 10%に設定している。

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
Site diversity	No. of receive antennas	$M=1 \sim 2$
	User distribution	Uniform
	Threshold	$P_{th}=0 \sim 10$ dB
Link quality requirement	Maximum no. of active BS's	$D_{max}=7$
	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 6 に 1 セルあたりの移動局数  $U$  に対する基地局あたりの平均送信データチャンネル数を示す。  $U$  が増加していくと基地局あたりの平均送信データチャンネル数は線形的に増えていく。  $P_{th}=0(\text{dB})$  のとき、基地局あたりの平均送信データチャンネル数は 1 セルあたりの移動局数と等しくなる。これは、  $P_{th}=0(\text{dB})$  では各移動局は短区間平均受信電力が最も大きい 1 局と通信するからである。  $P_{th}$  を大きくしていくと各移動局が 2.1. で述べた基地局選択法により複数の基地局と通信するため、平均送信データチャンネル数は  $P_{th}=0(\text{dB})$  のときよりも多くなる。結果として、  $P_{th}$  が大きいときはコード間干渉やセル間干渉が大きくなることが分かる。

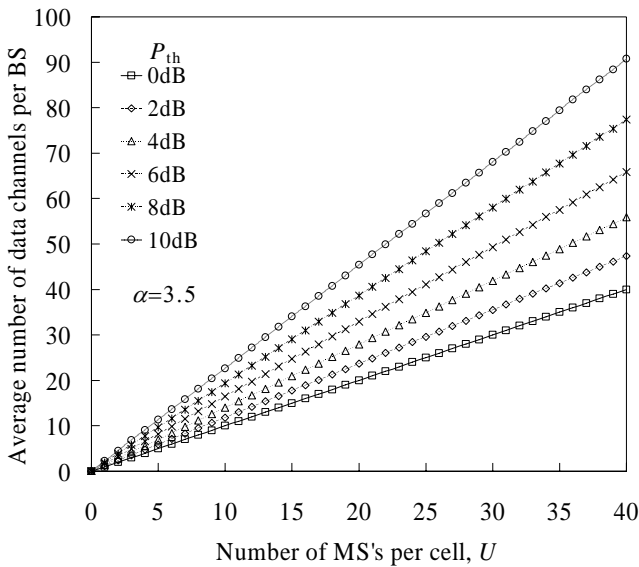


図 6 1 セルあたりの移動局数  $U$  に対する基地局あたりの平均送信データチャンネル数

図 7 に閾値  $P_{th}$  に対する正規化リンク容量  $U_{max}/SF$  を示す。全ての場合において、  $P_{th}$  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。しかし、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。どの場合も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 ( $P_{th}=0\text{dB}$ ) の約 1.3 倍となっている。

STTD を適用することによって、アンテナダイバーシチ効果によりリンク容量は STTD を適用しないときに比べて大きく改善していることが分かる。また、STTD を適用したときと受信アンテナ数  $M=2$  の受信アンテナダイバーシチを行ったときのリンク容量はほぼ等しくなっている。これは、STTD と受信アンテナダイバーシチはほぼ同等のアンテナダイバーシチ効果を得ることができるためである。STTD に受信アンテナダイバーシチを併用すると、リンク容量をさらに増大

させることができる。STTD および  $M=2$  の受信アンテナダイバーシチを行ったときと、  $M=4$  の受信アンテナダイバーシチを行ったときのリンク容量はほぼ等しくなっている。

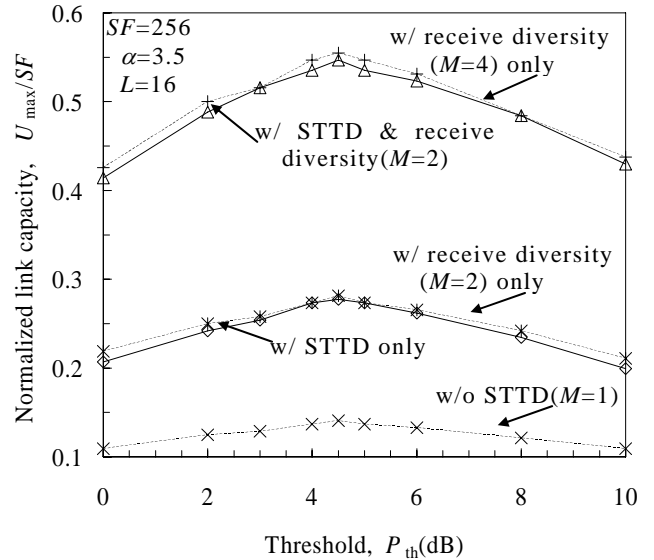


図 7 閾値  $P_{th}$  と正規化リンク容量  $U_{max}/SF$  の関係

### 3.3. 伝搬損失指数 $\alpha$ の影響

図 8 に伝搬損失指数  $\alpha$  に対する正規化リンク容量  $U_{max}/SF$  を示す。  $\alpha$  毎に最適  $P_{th}$  を用いた。全ての場合において、  $\alpha$  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。  $\alpha$  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。

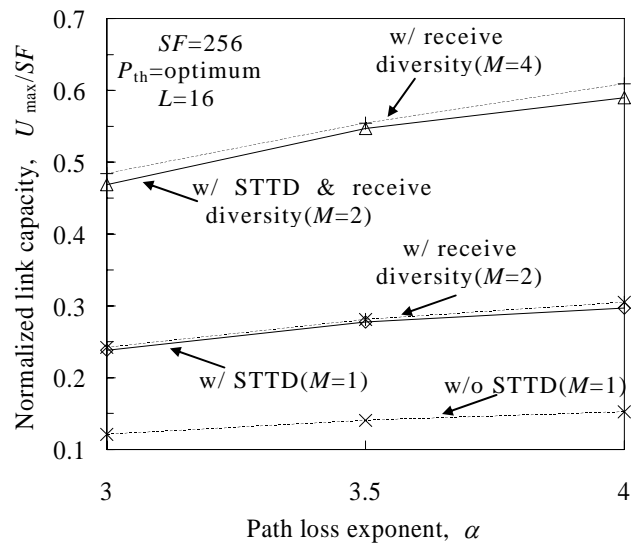


図 8 伝搬損失指数  $\alpha$  と正規化リンク容量  $U_{max}/SF$  の関係

#### 4. むすび

STTD を適用した DS-CDMA 周波数領域等化サイトダイバーシチの下りリンク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, STTD を適用することによって, 受信アンテナダイバーシチを行ったときと同様にリンク容量を大きく改善できることを示した。また, STTD と受信アンテナダイバーシチを併用することによってリンク容量を更に増大できることを示した。そして, 最適閾値を用いるときのリンク容量は, STTD により約 2 倍にでき, 更に 2 ブランチ受信アンテナダイバーシチを併用すれば約 4 倍にできることを明らかにした。

#### 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. Benyaminseeyar, 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, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag, Vol.12, No.2, pp.8-18, April. 2005.
- [9] A. J. Viterbi, *CDMA: principles of spread spectrum communications*, Addison-Wesley, 1995.
- [10] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.A
- [11] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization combined with space-time transmit diversity and antenna receive diversity for DS-CDMA," Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Miran, Italia, 17-19 May, 2004.
- [12] 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.
- [13] T. Itagaki, K. Takeda, and F. Adachi, "Performance comparison of delay transmit diversity and frequency-domain space-time coded transmit diversity for orthogonal multicode DS-CDMA signal reception using frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., vol.E87-B, No.9, pp.2719-2728, Sep. 2004.