

# 周波数領域インターリーブを用いる SC-SSMA の上りリンク容量

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 6-6-05

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

あらまし 直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) 下りリンクにおいて, 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すれば, 優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. しかし, DS-CDMA 上りリンクでは, 大きなマルチユーザ干渉(MUI)により伝送特性が大幅に劣化してしまう. 筆者らは, MUI を抑圧する直交周波数領域インターリーブと MMSE-FDE を用いるシングルキャリアスペクトラム拡散マルチアクセス(SC-SSMA)上りリンクを提案してきた. しかし, マルチセル環境下では他セル間干渉が生じ, これが上りリンク容量に限界を与える. 本報告では, マルチセル環境下における SC-SSMA 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ている.

キーワード MMSE 周波数領域等化, 周波数領域インターリーブ, SC-SSMA

## Uplink capacity of SC-SSMA using frequency-domain interleaving

Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

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

**Abstract** Use of frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can significantly improve the bit error rate (BER) performances of DS-CDMA downlink in a frequency-selective fading channel. However, the uplink BER performance degrades due to a strong multi-user interference (MUI). Recently, we proposed a single-carrier spread spectrum multiple access (SC-SSMA), which uses frequency-domain interleaving and MMSE-FDE to improve the uplink BER performance. However, in a multi-cell environment, the uplink capacity of SC-SSMA may degrade due to an inter-cell interference. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the uplink capacity of SC-SSMA in a multi-cell environment.

**Keyword** MMSE-FDE, Frequency-domain interleaving, SC-SSMA

### 1. まえがき

次世代移動体通信では, 高品質かつ 100Mbps を超える高速なデータ伝送が要求されている. このような超高速な無線伝送において, 無線伝搬路は多数の異なる遅延パスから構成される周波数選択性フェージングチャネルとなる[1], [2]. そこで, 第3世代移動体通信では, Rake 受信を用いる直接拡散符号分割多重マルチアクセス (DS-CDMA) が採用されている[3]. しかし, 周波数選択性の強いチャネルでは, 分解可能なパスが非常に多くなってしまい, 大きなパス間干渉 (IPI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう. 従って, より高速な無線伝送が要求される次世代移動体通信では, 高度なチャネル等化技術の利用が必要不可欠である.

筆者らはこれまで, DS-CDMA において Rake 合成の代わりに最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) を適用すれば, 周波数ダイバーシチ効果を得つつ IPI を抑圧できるため, その誤り率 (BER) 特性を大幅に改善できることを示してきた[4]. 更に, 異なる拡散率の拡散符号を用いるマルチレート/マルチ

コード DS-CDMA への FDE の適用効果について報告してきた[5]. しかし, DS-CDMA 上りリンクでは, 各ユーザの送信タイミングが非同期であることと各ユーザでフェージングチャネルが異なるため大きなマルチユーザ干渉 (MUI) が生じ, BER フロアが発生してしまう. そこで最近, 繰り返し拡散チップ系列を用いることで周波数スペクトルを櫛の歯状にし, 各ユーザのスペクトルがオーバーラップしないように互いに周波数をオフセットさせることで MUI を抑圧するマルチアクセス方式が検討されている[6], [7].

筆者らはこれまで, 各ユーザの周波数スペクトルが周波数成分単位でオーバーラップしないように周波数インターリーブすることで, 周波数ダイバーシチ効果を得つつ MUI を低減するシングルキャリア (SC) およびマルチキャリア (MC) スペクトラム拡散マルチアクセス (SSMA) 方式を提案し, 計算機シミュレーションよりその BER 特性を明らかにしてきた[8], [9]. なお, SC-SSMA の特殊解がチップ繰り返し DS-CDMA[7] であり, 拡散なしとすれば, SC-FDMA[6]になる.

しかし, これまでの検討は, シングルセル環境下に

おける検討のみであった。マルチセル環境下では、他セル間干渉が生じ、これが上りリンク容量に限界を与える。そこで、本報告ではマルチセル環境下において、周波数領域インターリーブおよび MMSE-FDE を用いる SC-SSMA の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ている。また、上りリンク容量を更に改善するために、送信電力制御 (TPC) [2] および基地局選択ダイバーシチ (SSD) [10] を用いている。

## 2. 周波数領域インターリーブ/MMSE-FDE を用いる SC-SSMA 伝送系

### 2.1. 送信信号の数式表現

図 1 に周波数領域インターリーブ/MMSE-FDE を用いる SC-SSMA 上りリンク送受信系の構成を示す。基地局選択ダイバーシチ (SSD) を用い [10],  $U_i$  個の移動局 (またはユーザ) が  $i$  番目の基地局と通信しているものとする (SSD を用いる場合,  $i$  番目の基地局と通信する移動局の数は基地局  $i$  毎に異なる)。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。基地局  $i$  と通信する移動局  $u(i)$  ( $u(i)=0 \sim U_i-1$ ) の送信機では、2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変換 (データ変調) し、送信データ系列を  $N_c^i/SF_f^i$  個のシンボルから成るブロックに分割する。ここで、 $N_c^i$  は離散フーリエ変換 (DFT) ブロック長、 $SF_f^i$  は基地局  $i$  で用いる拡散率である。移動局  $u(i)$  のブロック内のデータシンボル系列を  $\{d^{u(i)}(n); n=0 \sim N_c^i/SF_f^i-1\}$ , 拡散率  $SF_f^i$  の拡散符号を  $\{c^{u(i)}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$  とする。移動局  $u(i)$  の拡散後のチップ系列を、ベクトル表現を用いて  $\mathbf{s}^{u(i)} = [s^{u(i)}(0), \dots, s^{u(i)}(t), \dots, s^{u(i)}(N_c^i-1)]^T$  と表す。ここで、 $[\ ]^T$  は転置を表している。  $s^{u(i)}(t)$  は送信信号の等価低域表現であり、次式のように表される。

$$s^{u(i)}(t) = d^{u(i)} \left\lfloor \frac{t}{SF_f^i} \right\rfloor c^{u(i)}(t) \quad (1)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  より小さいか等しい最大の整数である。

拡散後の各ユーザの  $N_c^i$  個のチップ系列を  $N_c^i$  ポイント DFT によって  $\mathbf{S}^{u(i)} = [S^{u(i)}(0), \dots, S^{u(i)}(k), \dots, S^{u(i)}(N_c^i-1)]^T$  に分解する。第  $k$  周波数成分  $S^{u(i)}(k)$  は次式で表せる。

$$S^{u(i)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c^i-1} s^{u(i)}(t) \exp \left( -j2\pi k \frac{t}{N_c^i} \right) \quad (2)$$

$\mathbf{S}^{u(i)}$  の各成分を各ユーザの周波数成分が直交するようにして、 $SF_f^i$  倍の周波数帯域へインターリーブする。したがって、全体の拡散率は  $SF = SF_f^i \times SF_f^i$  で与えられる。本論文では、全移動局で  $SF$  が同じであると仮定している。SSD を用いる場合、各基地局で通信するユーザ数  $U_i$  が異なるので、拡散率の組み合わせ  $(SF_f^i, SF_f^i)$  は各基地局で異なる。 $(SF_f^i, SF_f^i)$  の選択法については、第 4 章で述べる。

インターリーブ後の  $N_c^i SF_f^i$  個の周波数成分は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}^{u(i)} &= [\hat{S}^{u(i)}(0), \dots, \hat{S}^{u(i)}(k'), \dots, \hat{S}^{u(i)}(N_c^i SF_f^i - 1)]^T \\ &= \mathbf{Q}^{u(i)} \mathbf{S}^{u(i)} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{Q}^{u(i)}$  は、 $N_c^i SF_f^i \times N_c^i$  の周波数インターリーブ行列であり、次式の条件を満たすように生成される。

$$\left\{ \mathbf{Q}^{u(i)} \right\}^T \mathbf{Q}^{u'(i')} = \begin{cases} \mathbf{I} & \text{if } i=i' \text{ and } u=u' \\ \mathbf{0} & \text{if } i=i' \text{ and } u \neq u' \\ \left\{ \mathbf{Q}^{u(i)} \right\}^T \mathbf{Q}^{u'(i')} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{I}$  は  $N_c^i \times N_c^i$  の単位行列である。例えば  $SF_f^i=2$ ,  $N_c^i=4$  およびユーザ数  $U_i=2$  のとき、 $\mathbf{Q}^{0(i)}$  および  $\mathbf{Q}^{1(i)}$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{Q}^{0(i)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{Q}^{1(i)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

周波数インターリーブ後、 $N_c^i SF_f^i$  ポイント逆 DFT (IDFT) を適用し、再び時間領域の広帯域送信信号  $\{\tilde{s}^{u(i)}(t'); t'=0 \sim (N_c^i SF_f^i - 1)\}$  に変換する。 $\tilde{s}^{u(i)}(t')$  は次式で与えられる。

$$\tilde{s}^{u(i)}(t') = \frac{1}{N_c^i} \sum_{k'=0}^{N_c^i SF_f^i - 1} \hat{S}^{u(i)}(k') \exp \left( j2\pi k' \frac{t'}{N_c^i SF_f^i} \right) \quad (6)$$

なお、本論文では、全ユーザで伝送レートを一定とするため、 $N_c^i SF_f^i$  を一定とした。最後に、各ブロックの後尾  $N_g$  サンプルをコピーし、ブロックの先頭のガードインターバル (GI) に挿入し、データブロックを送信する。

### 2.2. 受信信号の数式表現

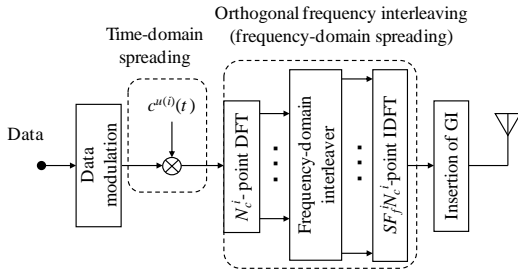
送信信号は、独立に変動する  $L$  個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信機で受信される。一般性を失うことなく、基地局  $i=0$  で受信された受信信号を考える。受信チップブロック  $\{r(t'); t'=0 \sim (N_c^i SF_f^i - 1)\}$  は次式のようになる。

$$r(t') = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{u=0}^{U_i-1} \sqrt{2P_r^{u(i) \rightarrow 0}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{u(i) \rightarrow 0} \tilde{s}^{u(i)}(t' - \tau_l^{u(i) \rightarrow 0}) + \eta(t') \quad (7)$$

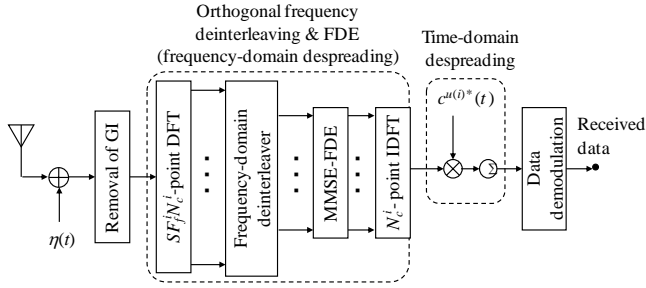
ここで、 $P_r^{u(i) \rightarrow 0}$  は基地局  $i$  と通信している移動局  $u(i)$  から送信された信号が、基地局  $i=0$  で受信されたときの平均受信電力であり、次式で与えられる。

$$P_r^{u(i) \rightarrow 0} = P_t^{u(i) \rightarrow i} \cdot (R^{u(i) \rightarrow 0})^{-\alpha} \cdot 10^{-\delta^{u(i) \rightarrow 0}/10} \quad (8)$$

ここで、 $P_t^{u(i) \rightarrow i}$  は基地局  $i$  と通信している移動局  $u(i)$  の送信電力、 $R^{u(i) \rightarrow 0}$  は移動局  $u(i)$  と基地局  $i=0$  間の距離、 $\alpha$  は伝搬損失指数、および  $\delta^{u(i) \rightarrow 0}$  は対数正規分布に従うシャドーイング損失の dB 表示である。また、 $h_l^{u(i) \rightarrow 0}$  は、移動局  $u(i)$  と基地局  $i=0$  間の第  $l$  番目の複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l^{u(i) \rightarrow 0}|^2] = 1$  である。なお本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1 ブロックに渡ってパス利得は変動しないものとしている。 $\tau_l^{u(i) \rightarrow 0}$  は、パス  $l$  の遅延時間であり、各ユーザの最大遅延時間  $\tau_{L-1}^{u(i) \rightarrow 0}$  は、全て GI 内に収まるものとする。 $\eta(t)$  は零平均で分散が  $2\sigma^2$  の複素ガウス雑音過程である。



(a) The  $u$ th MS transmitter (communicating with the  $i$ th BS)



(b) The  $i$ th BS receiver

図1 周波数領域インターリーブ/MMSE-FDE を用いる SC-SSMA 上りリンク送受信系

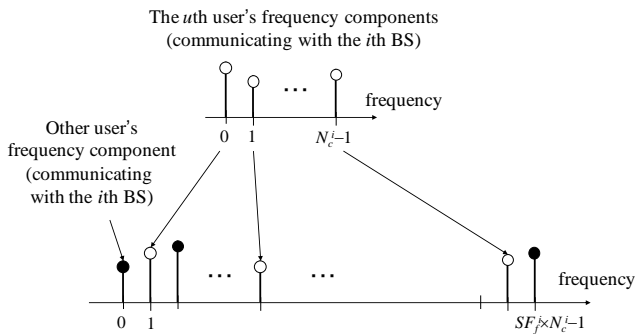


図2 周波数領域インターリーブ

### 2.3. 周波数領域デ・インターリーブと MMSE-FDE

基地局  $i=0$  の受信機では、GI を削除した後、 $N_c^i SF_f^i$  ポ

イント DFT を適用して  $N_c^i SF_f^i$  個の周波数成分  $\mathbf{R} = [R(0), \dots, R(k'), \dots, R(N_c^i SF_f^i - 1)]^T$  に分解する。第  $k'$  周波数成分  $R(k')$  は次式で表せる。

$$R(k') = \sum_{t'=0}^{N_c^i SF_f^i - 1} r(t') \exp\left(-j2\pi k' \frac{t'}{N_c^i SF_f^i}\right) \quad (9)$$

本論文では、一般性を失うことなく、移動局  $0(0)$  のデータ復調を考える。周波数領域デ・インターリーブを用いて  $N_c^0 SF_f^0$  個の周波数点の帯域にインターリーブされた移動局  $0(0)$  の信号を元の  $N_c^0$  個の周波数点の帯域の信号へ変換する。デ・インターリーブ後の移動局  $0(0)$  の周波数成分  $\tilde{\mathbf{R}}^{0(0)} = [\tilde{R}^{0(0)}(0), \dots, \tilde{R}^{0(0)}(k), \dots, \tilde{R}^{0(0)}(N_c^0 - 1)]^T$  は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}^{0(0)} &= \frac{1}{SF_f^0} \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{R} \\ &= \frac{1}{SF_f^0} \sum_{i=0}^{\infty} SF_f^i \sum_{u=0}^{U_i-1} \sqrt{2P_r^{u(i) \rightarrow 0}} \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{u(i)} \mathbf{Q}^{u(i)} \mathbf{S}^{u(i)} \\ &\quad + \frac{1}{SF_f^0} \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{\Pi} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{H}^{u(i)} = \text{diag}(H^{u(i)}(0), \dots, H^{u(i)}(k'), \dots, H^{u(i)}(N_c^i SF_f^i - 1))$  および  $\mathbf{\Pi}$  はそれぞれ、チャネル利得行列および雑音ベクトルである。 $H^{u(i)}(k')$  は次式で与えられる。

$$H^{u(i)}(k') = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{u(i) \rightarrow 0} \exp\left(-j2\pi k' \frac{\tau_l^{u(i) \rightarrow 0}}{N_c^i SF_f^i}\right) \quad (11)$$

式(4)と  $\mathbf{H}^{u(i)}$  が対角行列であることより、 $\mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{u(i)} \mathbf{Q}^{u(i)}$  は次式を満たすことが分かる。

$$\mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{u(i)} \mathbf{Q}^{u(i)} = \begin{cases} \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{0(0)} \mathbf{Q}^{0(0)} & \text{if } i=0 \text{ and } u=0 \\ \mathbf{0} & \text{if } i=0 \text{ and } u \neq 0 \\ \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{u(i)} \mathbf{Q}^{u(i)} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

従って、式(10)は次式のようになる。

$$\tilde{\mathbf{R}}^{0(0)} = \sqrt{2P_r^{0(0) \rightarrow 0}} \tilde{\mathbf{H}}^{0(0)} \mathbf{S}^{0(0)} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{SF_f^i}{SF_f^0} \sum_{u=0}^{U_i-1} \sqrt{2P_r^{u(i) \rightarrow 0}} \tilde{\mathbf{I}}^{u(i)} + \tilde{\mathbf{\Pi}} \quad (13)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}^{0(0)} = \text{diag}(\tilde{H}^{0(0)}(0), \dots, \tilde{H}^{0(0)}(k), \dots, \tilde{H}^{0(0)}(N_c^0 - 1))$  および  $\tilde{\mathbf{\Pi}}^{0(0)} = [\tilde{\pi}^{0(0)}(0), \dots, \tilde{\pi}^{0(0)}(k), \dots, \tilde{\pi}^{0(0)}(N_c^0 - 1)]^T$  はそれぞれ、周波数領域デ・インターリーブ後のチャネル利得行列および雑音ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}^{0(0)} = \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{0(0)} \mathbf{Q}^{0(0)} \\ \tilde{\mathbf{\Pi}} = \frac{1}{SF_f^0} \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{\Pi} \end{cases} \quad (14)$$

また、 $\mathbf{I}^{u(i)} = [\bar{H}^{u(i)}(0)\bar{S}^{u(i)}(0), \dots, \bar{H}^{u(i)}(N_c^0 - 1)\bar{S}^{u(i)}(N_c^0 - 1)]^T$  は他セル間干渉であり、次式のように表せる。

$$\mathbf{I}^{u(i)} = \mathbf{Q}^{0(0)T} \mathbf{H}^{u(i)} \mathbf{Q}^{u(i)} \mathbf{S}^{u(i)} \quad (15)$$

ここで、 $\bar{H}^{u(i)}(k)$  および  $\bar{S}^{u(i)}(k)$  は周波数デ・インターリーブ後のチャネル利得および移動局  $u(i)$  の送信信号である。

式(13)~(15)より、 $\tilde{\mathbf{R}}^{0(0)}$  の第  $k$  成分は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \tilde{R}^{0(0)}(k) &= \sqrt{2P_r^{0(0) \rightarrow 0}} \tilde{H}^{0(0)}(k) S^{0(0)}(k) \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} \frac{SF_f^i}{SF_f^0} \sum_{u=0}^{U_i-1} \sqrt{2P_r^{u(i) \rightarrow 0}} \bar{H}^{u(i)}(k) \bar{S}^{u(i)}(k) + \tilde{\Pi}^{0(0)}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

ここで、第1項は希望信号成分、第2項は他セル間干渉および第3項は雑音成分である。周波数領域デ・インターリーブを用いれば、基地局  $i=0$  と通信しているユーザ間で生じる MUI を完全に除去できるが、他セル間干渉が残留してしまう。

周波数成分毎に1タップの MMSE-FDE を次式のように行う。

$$\begin{aligned} \hat{R}^{0(0)}(k) &= \tilde{R}^{0(0)}(k) W^{0(0)}(k) \\ &= \sqrt{2P_r^{0(0) \rightarrow 0}} \hat{H}^{0(0)}(k) S^{0(0)}(k) \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} \frac{SF_f^i}{SF_f^0} \sum_{u=0}^{U_i-1} \sqrt{2P_r^{u(i) \rightarrow 0}} W^{0(0)}(k) \bar{H}^{u(i)}(k) \bar{S}^{u(i)}(k) + \hat{\Pi}^{0(0)}(k) \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $W^{0(0)}(k)$ 、 $\hat{H}^{0(0)}(k)$  および  $\hat{\Pi}^{0(0)}(k)$  はそれぞれ MMSE 重み、FDE 後の等価チャネル利得および雑音成分である。 $W^{0(0)}(k)$  および  $\hat{H}^{u(i)}(k)$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} W^{0(0)}(k) = \frac{(\tilde{H}^{0(0)}(k))^*}{\left[ P_r^{0(0) \rightarrow 0} |\tilde{H}^{0(0)}(k)|^2 + \sum_{i=1}^{\infty} \left( \frac{SF_f^i}{SF_f^0} \right) \sum_{u=0}^{U_i-1} P_r^{u(i) \rightarrow 0} |\bar{H}^{u(i)}(k)|^2 + \hat{\sigma}^2 \right]} \\ \hat{H}^{0(0)}(k) = \tilde{H}^{0(0)}(k) W^{0(0)}(k) \end{cases} \quad (18)$$

ここで、 $\hat{\sigma}^2$  は雑音電力である。

$\{\hat{R}^{0(0)}(k); k=0 \sim N_c^0 - 1\}$  に  $N_c^0$  ポイント IDFT を適用して、時間領域のチップブロック  $\{\tilde{r}^{0(0)}(t); t=0 \sim N_c^0 - 1\}$  に変換する。 $\tilde{r}^{0(0)}(t)$  は次式で与えられる。

$$\tilde{r}^{0(0)}(t) = \frac{1}{N_c^0} \sum_{k=0}^{N_c^0-1} \hat{R}^{0(0)}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c^0}\right) \quad (19)$$

最後に、次式のように時間領域逆拡散を行って、移動局  $0(0)$  の軟判定値系列  $d^{0(0)}(n)$  を得る。

$$\tilde{d}^{0(0)}(n) = \frac{1}{SF_f^0} \sum_{t=nsSF_f^0}^{(n+1)SF_f^0-1} \tilde{r}^{0(0)}(t) c^{0(0)*}(t) \quad (20)$$

### 3. 基地局選択ダイバーシチおよび送信電力制御

#### 3.1. 基地局選択ダイバーシチ(SSD)

他セル間干渉の抑圧には、基地局選択ダイバーシチ (SSD) の適用が有効である [10]。本論文では、低速 SSD を考えている。図3に SSD のモデルを示す。各基地局は、移動局から送信されたパイロット信号を受信して、それを用いて短区間平均受信電力を測定する。各基地局はそれらを無線ネットワーク制御局に伝送する。無線ネットワーク制御局は、各基地局から伝送された短区間平均受信電力を降順でソートし、短区間平均受信電力が最大となる基地局を通信を行う基地局として選択する。

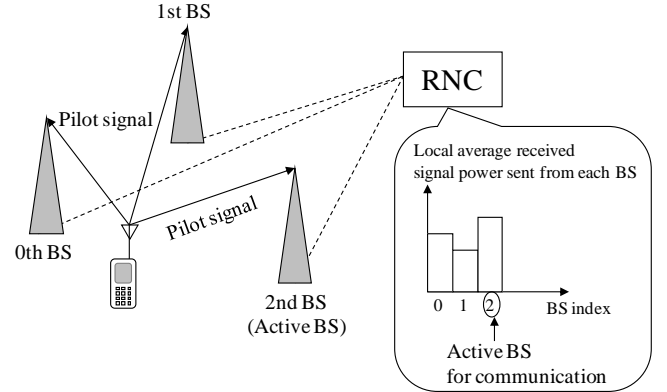


図3 基地局選択ダイバーシチのモデル

#### 3.2. 送信電力制御

セルラーシステムでは、移動局がセル端に近づくにつれ、その移動局から送信された信号の受信電力が低下し、上りリンクの伝送品質が劣化してしまう。そこで、本論文では、送信電力制御 (TPC) を用いている。TPC として、低速 TPC および高速 TPC を考えている。低速 TPC は、平均受信電力が一定となるよう距離減衰およびシャドローイング損失を補償する。一方、高速 TPC は、瞬時受信電力が一定となるよう距離減衰、シャドローイング損失およびフェージング変動を補償する。低速 TPC および高速 TPC の場合、基地局  $i$  と通信する移動局  $u(i)$  の送信電力  $P_t^{u(i) \rightarrow i}$  は、それぞれ次式で与えられる。

$$P_t^{u(i) \rightarrow i} = \begin{cases} P \cdot (R^{u(i) \rightarrow i})^\alpha \cdot 10^{\delta^{u(i) \rightarrow i}/10} & \text{slow TPC} \\ P \cdot (R^{u(i) \rightarrow i})^\alpha \cdot 10^{\delta^{u(i) \rightarrow i}/10} \\ \times \left( \frac{1}{N_c^i} \text{tr} \left( \mathbf{Q}^{u(i)T} \mathbf{H}^{u(i) \rightarrow iH} \mathbf{H}^{u(i) \rightarrow i} \mathbf{Q}^{u(i)} \right) \right)^{-1} & \text{fast TPC} \end{cases} \quad (21)$$

ここで、 $P$  は受信電力のターゲット値、 $R^{u(i) \rightarrow i}$  および  $\delta^{u(i) \rightarrow i}$  はそれぞれ、基地局  $i$  と移動局  $u(i)$  間の距離および対数正規分布に従うシャドローイング損失の dB 表示である。 $\text{tr}(\cdot)$  はトレースを表している。また、

$\mathbf{H}^{u(i) \rightarrow i} = \text{diag}(H^{u(i) \rightarrow i}(0), \dots, H^{u(i) \rightarrow i}(N_c^i SF_f^i - 1))$  は基地局  $i$  と移動局  $u(i)$  間のチャネル利得行列であり,  $[\ ]^H$  はエルミート転置を表している.

#### 4. 拡散率( $SF_i^i, SF_f^i$ )の選択法

MUI 抑圧効果を最大限に得るためには, 拡散率( $SF_i^i, SF_f^i$ )の選択法が重要である. 本論文では, 以下のように( $SF_i^i, SF_f^i$ )を決定している. まず, 基地局  $i$  と通信している  $U_i$  移動局の各周波数成分が, 直交するよう(重ならないよう),  $SF_f^i = U_i$  とする. 次に, FDE 後に生じる残留チップ間干渉(ICI)を抑圧するために, 時間領域の拡散率  $SF_i^i$  を  $SF_i^i = \lfloor SF/U_i \rfloor$  とする. 以上の拡散率( $SF_i^i, SF_f^i$ ) = ( $\lfloor SF/U_i \rfloor, U_i$ )を用いれば, MUI および ICI を最大限に抑圧することができる. たとえば,  $SF=32$  および  $U_i=5$  の場合, 拡散率( $SF_i^i, SF_f^i$ )は, ( $SF_i^i, SF_f^i$ ) = (6,5)となる.

#### 5. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す. 全ての基地局  $i$  において, QPSK データ変調,  $N_c^i/SF_i^i=8$ , 拡散率  $SF=32$ , DFT ブロック長  $N_c^i SF_f^i=256$  および  $N_g=32$  サンプルを仮定した.  $SF_i^i \times SF_f^i < SF$  (たとえば, ( $SF_i^i, SF_f^i$ ) = (6,5)) の場合, 送信機側の  $N_c^i SF_f^i = 256$  ポイント IDFT 前に, ゼロ点挿入を行っている. 伝搬路損失指数  $\alpha=3.5$  およびシャドーイング損失  $\delta^{u(i) \rightarrow i} = 6$  dB を仮定した. また, 各フェージングチャネルは, 等電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとした. 受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとした. 周波数インターリーブとして, 等間隔インターリーブを用いた [8], [9].

図 4 にセル構成を示す. 正六角形セルを 19 個 ( $i=0 \sim 18$ ) 配置したマルチセルモデルを仮定し, 中心セル ( $i=0$ ) の移動局の平均 BER を測定した. また, 干渉の影響が支配的な干渉リテッドチャネルを仮定した. 計算機シミュレーションは以下のように行った. まず, 各セルに  $U$  個の移動局を一樣に生成し, 距離減衰, シャドーイングおよびマルチパスフェージングを生成する. 各基地局では, 短区間平均受信電力を測定し, 第 3 章で述べたように通信を行う基地局を選択する. 基地局選択後, 第 4 章で述べたように基地局  $i$  と通信する移動局数  $U_i$  に基づいて, 拡散率( $SF_i^i, SF_f^i$ )を決定する. TPC を適用した後, 各移動局からデータブロックを送信し, セル 0 にいる移動局が通信を行っている基地局で, 短区間平均 BER を測定する. 以上の操作を, 移動局の発生位置を変えて, 十分な回数繰り返し, 短区間平均 BER の分布を得る. 最後に, 短区間平均 BER が所要 BER より大きくなる確率(アウトージ確率)を求める. 所要 BER は  $BER=10^{-2}$  とした.

図 5 に周波数領域インターリーブおよび MMSE-FDE

を用いる SC-SSMA のアウトージ確率を示す. 横軸は,  $SF$  で正規化した 1 セル当たりのユーザ数 ( $U/SF$ ) である. また, 比較のため, 従来の MMSE-FDE を用いる DS-CDMA ( $(SF_i^i, SF_f^i) = (SF, 1)$  の SC-SSMA と等価) のアウトージ確率も示す. 周波数領域インターリーブを用いる SC-SSMA では, MUI を最大限に抑圧しつつ残留 ICI を低減できるので, 従来の DS-CDMA と比較して, 低いアウトージ確率が得られている. 一方, 従来の DS-CDMA では, 大きな MUI が発生するのでアウトージ確率が高くなっている. SC-SSMA および DS-CDMA 共に, 低速 TPC を用いる場合, 距離減衰およびシャドーイング損失を補償でき, セル端の移動局の短区間平均 BER が改善するので, アウトージ確率を低減できる. 高速 TPC を用いる場合, 距離減衰とシャドーイング損失のみでなく, マルチパスフェージングも補償できるので, 更に低いアウトージ確率が得られている. しかし, フェージング  $\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{u(i) \rightarrow i}|^2$  が落ち込む確率が小さいので, 低速 TPC からの改善量は少ない. 高速 TPC を用いるとき, アウトージ確率 0.1 を満たす SC-SSMA の最大正規化ユーザ数  $U/SF$  は, 0.14 である (DS-CDMA のそれは 0.1 である).

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Number of symbols per block	$N_c^i/SF_i^i=8$
	Spreading sequence	Long PN sequence
	Spreading factor	$SF=32$
	Number of DFT samples	$N_c^i SF_f^i = 256$
Propagation channel	GI	$N_g=32$ (chips)
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\delta^{u(i) \rightarrow i} = 6$ dB
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
Receiver	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

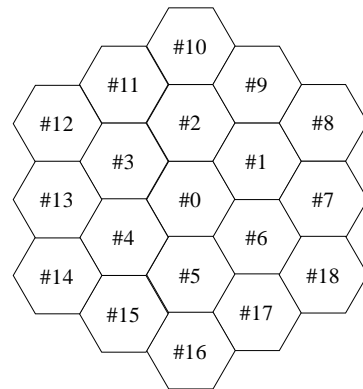


図 4 セル構成

## 6. 結論

本論文では、周波数領域インターリーブおよびMMSE-FDEを用いるSC-SSMAの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た。また、上りリンク容量を改善するために、送信電力制御および基地局選択ダイバーシチを用いた。周波数領域インターリーブを用いるSC-SSMAでは、MUIを最大限に抑圧しつつ残留ICIを低減できるので、従来のMMSE-FDEを用いるDS-CDMAと比較して、アウトエージ確率を大幅に低減できる。また、TPCを用いれば、アウトエージ確率を大幅に低減できる。高速TPCを用いるとき、アウトエージ確率0.1を満たす最大正規化ユーザ数 $U/SF$ は、従来のDS-CDMAの1.4倍程度にできる。

- [8] 武田, 安達, “ブロードバンド移動通信における周波数インターリーブと周波数領域等化を用いるマルチアクセス方式,” 信学技報 RCS2004-143, 2004年8月.
- [9] K. Takeda and F. Adachi, “Frequency-interleaved spread spectrum with MMSE frequency-domain equalization,” IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, No.2, pp.260-268, Feb. 2007.
- [10] H. Furukawa, K. Hamabe and A. Ushirokawa, “SSDT-site selection diversity transmission power control for CDMA forward link,” IEEE J. Select. Areas Commun. Vol. 18, No. 8, pp. 1546-1554, Aug. 2000.

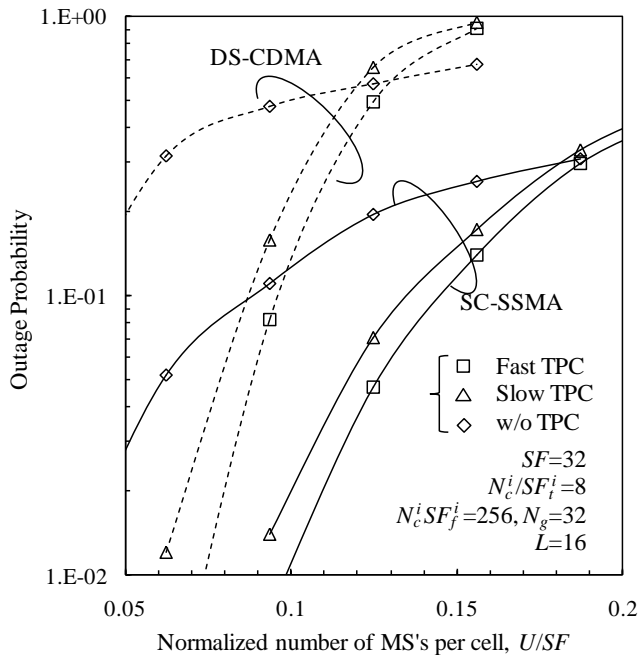


図5 SC-SSMAの上りリンク容量

## 文 献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2<sup>nd</sup> ed., McGraw-Hill, 1995.
- [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] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, “Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency-selective fading channel,” Electronics Letters, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [5] 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.
- [6] M. Schnell, I. Broeck, and U. Sorger, “A promising new wideband multiple-access scheme for future mobile communications systems,” European Trans. on Telecommun. (ETT), vol. 10, no. 4, pp.417-427, July-Aug. 1999.
- [7] Y. Goto, T. Kawamura, H. Atarashi and M. Sawahashi, “Variable spreading and chip repetition factors (VSFCRF)-CDMA in reverse link for broadband packet wireless access,” IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.2, pp.509-519, Feb. 2005.