

# 可変拡散率とサブキャリア割り当てを用いるマルチキャリア・マルチアクセスの下りリンク容量

三井 久士<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 6-6-05

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

**あらまし** 超高速なデータ伝送が望まれる次世代セルラー移動無線通信の有力な無線アクセス方式として、マルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA)が注目されている。MC-CDMA 下りリンクにおいて、直交拡散符号を用いることで多数のユーザのデータを多重伝送できるが、コード間干渉によって伝送特性が劣化してしまう。各ユーザのデータが重ならないようにサブキャリア配置することでコード間干渉を抑圧することが可能である。さらに、伝搬状態の良いサブキャリアを各ユーザに割り当てることでリンク容量を改善することができる。本論文では、すべてのサブキャリアを使用するようにユーザ数によって拡散率を変えて各ユーザのデータが重ならないように配置するとともに、短区間平均受信電力の小さいユーザから順に各サブキャリアの信号対雑音電力比(SNR)に基づいたサブキャリア割り当てを用いるマルチアクセス方式を提案している。提案方式の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。

**キーワード** マルチキャリア・マルチアクセス, 可変拡散率, サブキャリア割り当て

## Downlink capacity of multi-carrier multiple access with variable spreading factor and subcarrier allocation

Hisashi MITSUI<sup>†</sup> 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> {mitsui, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) is a promising wireless access technique for next generation cellular communication systems that provide high speed data services. In MC-CDMA, multi-access is realized by using orthogonal spreading sequences. However, the transmission performance deteriorates due to the inter-code interference (ICI). ICI can be avoided by assigning a different set of subcarriers to a different user. Furthermore, the link capacity can be improved by adaptively allocating the subcarriers with a good channel condition to each user. In this paper, we propose the multi-carrier multi-access method which changes a spreading factor by according to the number of the users so as to use all subcarriers, and adaptive subcarrier allocation according to the ascending order of the signal-to-noise power ratio (SNR). Its downlink capacity is evaluated by computer simulation.

**Keyword** multi-carrier multi access, variable spreading factor, subcarrier allocation

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、より高速でより高品質なデータ伝送が要求されている。しかし、移動通信チャネルは、多数の遅延時間の異なる伝搬路により構成される。このような周波数選択性フェージングチャネルにおいては、符号間干渉による伝送特性の劣化を招いてしまう。そこで近年、周波数選択性フェージングに強い耐性を持つマルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA)が有力な無線アクセス方式として注目を集めている[1-3]。MC-CDMAでは、データシンボルを複数の直交サブキャリアに拡散することにより、周波数ダイバーシチ効果が得られるので優れた伝送特性が得られることが知られている。

MC-CDMA 下りリンクにおいて、直交拡散符号を用いることで多数のユーザのデータを多重伝送できる。

しかし、マルチコード MC-CDMA においては、コード間干渉(ICI)によって伝送特性が劣化してしまう。そこで最近、周波数領域等化(FDE)後に残留する ICI を低減する周波数領域干渉キャンセラ[4][5]が提案されている。一方、上りリンクを対象に、周波数スペクトルを櫛の歯状にすることで、ユーザごとにスペクトルが重ならないようにする周波数直交多元接続方式[6][7]が検討されている。

筆者らはこれまで、各ユーザの周波数スペクトルが重ならないように周波数インターリーブするマルチアクセス方式を提案してきた[8]。ユーザ数によって拡散率を変えることで、他ユーザからの干渉を避けつつ、周波数ダイバーシチ効果を最大限得られることを示した。

一方、無線リソースを複数のユーザで共有する無線

通信システムにおいて、状態の良いユーザに無線リソースを割り当てることで、システムの伝送特性を改善できる。無線リソース割り当て技術として、スケジューリング[9][10]やサブキャリア割り当て[11-14]が検討されている。各ユーザに伝搬状態の良いサブキャリアを割り当てることで、同時通信可能なユーザ数(リンク容量)を増大させることができる[14]。

また、マルチセル環境において、セル端付近のユーザは距離減衰、シャドウイングの影響に加えて、他セル干渉により、所要の受信信号対干渉雑音電力比(SINR)を満たさなくなる確率が高い。リンク容量増大のためには、セル端付近のユーザの伝送特性改善が重要である。

本論文では、ユーザ数によって拡散率を変え、各ユーザのデータが重ならないように配置するマルチアクセス方式を提案する。提案方式では、ICIを避けるために各ユーザのデータが重ならないようにサブキャリア配置し、すべてのサブキャリアを使うように拡散して周波数ダイバーシチ効果を得る。また、短区間平均受信電力の小さいユーザから順に、各サブキャリアの信号対雑音電力比(SNR)に基づくサブキャリア割り当てを行い、セル端付近のユーザの伝送特性改善を図る。提案方式の下りリンク容量を、計算機シミュレーションにより明らかにしている。

本論文は以下のような構成になっている。第2章では、本論文で考慮したサブキャリア割り当て方法について述べている。第3章では、サブキャリア割り当てを用いる下りリンクマルチキャリア・マルチアクセスの送受信系について述べている。第4章では、計算機シミュレーション結果について考察している。

## 2. 可変拡散率とサブキャリア割り当てを用いるマルチアクセス方式

基地局  $m$  と通信を希望するユーザ数を  $U^{(m)}$  とする。基地局  $m$  は、 $U^{(m)}$  ユーザ全てと、 $N_c$  サブキャリアを用いて通信する。

### 2.1. 拡散率選択

MC-CDMA では、直交拡散符号を用いることで複数ユーザの多重通信を実現している。しかし、伝搬路の周波数選択性によりコード間の直交性が崩れることでICIが発生し、伝送特性が劣化してしまう。一方、各ユーザに別々のサブキャリアを割り当て、複数ユーザの多重通信を実現する方式として、直交周波数分割多元接続(OFDMA)が知られている。OFDMA では、ICIが発生しないが、拡散しないため周波数ダイバーシチ効果が得られない。また、ユーザ数が少ないときは、通信に使用されないサブキャリアが生じる。

そこで、各ユーザのデータが重ならないように配置してICIを回避し、すべてのサブキャリアを使用するように拡散して周波数ダイバーシチ効果を得るマルチアクセス方式を提案する。基地局  $m$  と通信するユーザ  $u(m)$  の伝送レートを  $R^{u(m)}$ 、拡散率を  $SF^{u(m)}$  とすると、

$$\sum_{u(m)=0}^{U^{(m)}-1} [R^{u(m)} \times SF^{u(m)}] = N_c$$
 となるように  $SF^{u(m)}$  を選ぶ。ただし、サブキャリアあたりの伝送レートを1とする。各ユーザのデータを別々のサブキャリアに割り当てることで、ICIを避けることができ、また拡散により周波

数ダイバーシチ効果が得られるので、伝送特性が改善する。

本論文では簡単のため、すべてのユーザに対して  $R^{u(m)}=1$ 、 $SF^{u(m)}=SF^{(m)}$  とする。したがって、 $SF^{(m)} = \lfloor N_c / U^{(m)} \rfloor$  である。 $\lfloor x \rfloor$  は、 $x$  を超えない最大の整数である。このとき、最大  $N_c$  ユーザと同時通信可能である。ユーザ数  $U^{(m)}$  が  $N_c$  を超えた場合、スケジューリングが必要であるが、本論文では考慮しない。

### 2.2. サブキャリア割り当て

マルチセル環境において、セル端付近のユーザは距離減衰、シャドウイングの影響に加えて、他セル干渉により、所要の受信 SINR を満たさなくなる確率が高い。そのため、セル端付近のユーザの伝送特性が劣化し、リンク容量が低下してしまう。そこで、本論文では、リンク容量の改善を目的として、全ユーザのサブキャリアごとの受信信号対雑音電力比(SNR)を用いてサブキャリア割り当てを行う。ただし、1つのサブキャリアには、1ユーザのみを割り当てる。

割り当ては、以下に示す2ステップから構成される。

- Step 1 送信ユーザのインデックスを、短区間平均受信 SNR を元に昇順ソートし、割り当て優先度テーブルを作成する。割り当て優先度の上位のユーザ、すなわち短区間平均受信 SNR が小さいユーザを選択する。
- Step 2 Step1 で選択された送信ユーザにサブキャリアを割り当てる。このとき、まだ割り当てられていないサブキャリアのインデックスを、瞬時受信 SNR をもとに降順ソートし、上位  $SF^{(m)}$  サブキャリアを割り当てる。

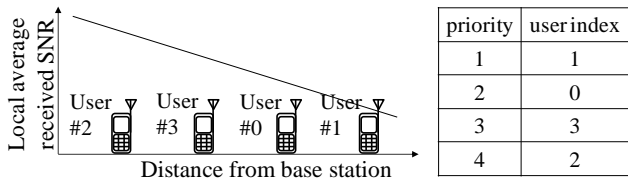
図1に、割り当て例を示す。 $N_c=8$ 、 $U^{(m)}=4$  とする。拡散率は前節より、 $SF^{(m)}=2$  となる。上記のサブキャリア割り当てを、図1を用いて説明する。

各ユーザの位置と短区間平均受信 SNR、および優先度テーブルの関係を図1(a)に示す。まず、Step1で、短区間平均受信 SNR の小さい順にユーザインデックスをソートすると {ユーザ#1<ユーザ#0<ユーザ#3<ユーザ#2} となるので、ユーザ#1 からサブキャリア割り当てを行う。

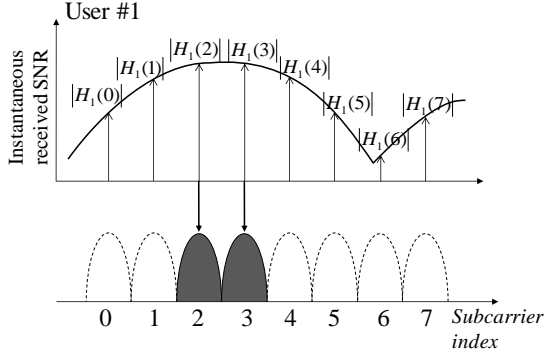
次に、Step2で、優先度第1位のユーザ#1からサブキャリアを割り当てる(図1(b))。ユーザ#1のサブキャリアインデックスを瞬時受信 SNR が大きい順にソートすると、 $3>2>4>1>5>0>7>6$  となり、上位2サブキャリア(サブキャリア#2,#3)をユーザ#1に割り当てる。

同様の手順で、ユーザ#0(図1(c))、ユーザ#3、ユーザ#2の順でサブキャリアを割り当てる。

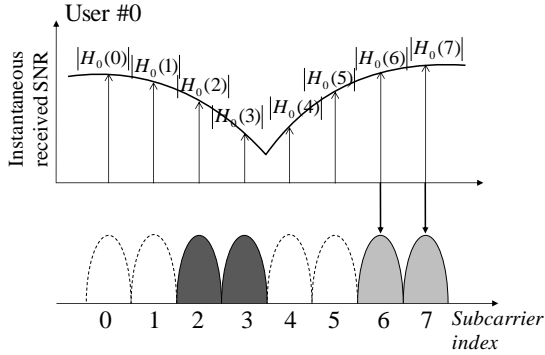
複数のユーザにおいて瞬時受信 SNR が最大となるサブキャリアが同じである場合、割り当て優先度が低いユーザは、そのサブキャリアには割り当てられない。そのため、最後にサブキャリアが割り当てられるユーザは、チャンネル状態の悪いサブキャリアが割り当てられる可能性がある。そこで、短区間平均受信 SNR の小さいユーザの割り当て優先度を上位にすることで、セル端付近のユーザは伝搬状態の良いサブキャリアを用いることができるために伝送特性が改善し、リンク容量が向上する。



(a) Step1



(b) Step2-ユーザ#1に割り当て



(c) Step2-ユーザ#0に割り当て

図1 サブキャリア割り当て例( $N_c=8, U^{(m)}=4, SF^{(m)}=2$ )

### 2.3. サイトダイバーシチ

他セルからの干渉を抑圧するためには、図2に示すように、複数の基地局を用いて通信するサイトダイバーシチの適用が有効である[15][16]。本論文では、ユーザの周辺の7基地局の中から1局を選択するサイトダイバーシチを用いる。各ユーザは、周辺7局よりパイロット信号を受信し、各基地局-ユーザ間の短区間平均受信SNRを測定する。各ユーザは、短区間平均受信SNRをもとに降順ソートし、最も伝搬状態の良い基地局と通信を行う。

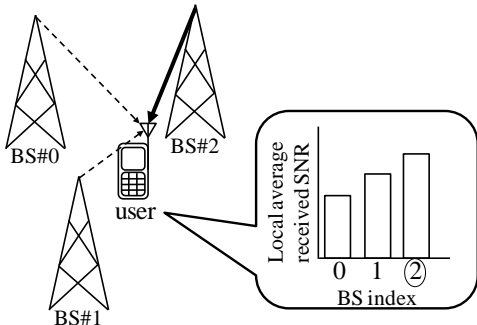


図2 基地局選択

## 3. 送受信系

### 3.1. 送信系

可変拡散率とサブキャリア割り当てを用いるマルチキャリア・マルチアクセス下りリンク伝送系を図3に示す。本論文では、高速フーリエ変換(FFT)のサンプル時間間隔  $T_c$  の離散時間表現を用いる。

基地局  $m$  と通信するユーザ数を  $U^{(m)}$  とする。まず、各ユーザの送信ビット系列をデータシンボル系列に変換し、それぞれに拡散率  $SF^{(m)}$  の拡散符号を乗算する。ここで、基地局  $m$  と通信するユーザを  $u^{(m)}$  とする ( $u^{(m)}=0 \sim U^{(m)}-1$ )。ユーザ  $u^{(m)}$  のデータシンボル系列を  $\{d^{u^{(m)}}(n); n=..., -1, 0, 1, \dots\}$ 、拡散符号を  $\{c^{u^{(m)}}(i); i=0 \sim SF^{(m)}-1\}$  とする。ユーザ  $u^{(m)}$  の送信チップ系列を、ベクトル表現を用いて  $\mathbf{s}^{u^{(m)}} = [s^{u^{(m)}}(0), \dots, s^{u^{(m)}}(SF^{(m)}-1)]^T$  と表す。ここで  $[\cdot]^T$  は転置を表す。送信チップ系列の第  $i$  成分  $s^{u^{(m)}}(i)$  は次式で与えられる。

$$s^{u^{(m)}}(i) = d^{u^{(m)}}\left(\left\lfloor \frac{i}{SF^{(m)}} \right\rfloor\right) \cdot c^{u^{(m)}}(i \bmod SF^{(m)}) \quad (1)$$

各ユーザの送信チップ系列を  $SF^{(m)}$  個の送信サブキャリアを用いて送信する。割り当て後の送信サブキャリア成分  $\mathbf{S}^{(m)} = [S^{(m)}(0), \dots, S^{(m)}(N_c-1)]^T$  は次式で表される。

$$\mathbf{S}^{(m)} = \sqrt{\frac{2P}{U^{(m)}SF^{(m)}}} \sum_{u^{(m)}=0}^{U^{(m)}-1} \mathbf{Q}^{u^{(m)}} \mathbf{s}^{u^{(m)}} \quad (2)$$

ここで、 $P$  はデータブロックあたりの送信電力、また、 $\mathbf{Q}^{u^{(m)}}$  はサブキャリア割り当てを表す  $N_c \times SF^{(m)}$  行列であり、次式の条件を満たす。

$$[\mathbf{Q}^{u^{(m)}}]^T \mathbf{Q}^{v^{(\mu)}} = \begin{cases} \mathbf{I} & m = \mu \text{ and } u = v \\ \mathbf{0} & m = \mu \text{ and } u \neq v \\ [\mathbf{Q}^{u^{(m)}}]^T \mathbf{Q}^{v^{(\mu)}} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{I}$  は  $SF^{(m)} \times SF^{(m)}$  単位行列、 $\mathbf{0}$  は  $SF^{(m)} \times SF^{(m)}$  零行列である。 $\mathbf{Q}^{u^{(m)}}$  の  $p$  行  $q$  列の成分  $Q_{pq}^{u^{(m)}}$  は、第  $p$  サブキャリアがユーザ  $u^{(m)}$  に割り当てられた場合は1、割り当てられなかった場合は0となる。例えば、 $N_c=4$ 、基地局0が、ユーザ0(0)とユーザ1(0)の2ユーザと通信すると仮定する ( $U^{(m)}=2, SF^{(m)}=2$ )。このとき、ユーザ0(0)に第0, 3サブキャリア、ユーザ1(0)に第1, 2サブキャリアが割り当てられたときの  $\mathbf{Q}^{0(0)}$  および  $\mathbf{Q}^{1(0)}$  は、次式で表される。

$$\mathbf{Q}^{0(0)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}^{1(0)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

割り当て後の送信サブキャリア成分  $\mathbf{S}^{(m)}$  に、セル識別のためにスクランブル符号  $\mathbf{C}_{scr}^{(m)} = \text{diag}[c_{scr}^{(m)}(0), \dots, c_{scr}^{(m)}(N_c-1)]$  を乗算する。スクランブル符号を乗算した後、 $N_c$  ポイントのIFFTを適用して送信信号  $\tilde{s}^{(m)}(t); t=0 \sim N_c-1$  を生成する。

$$\tilde{s}^{(m)}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} S^{(m)}(k) c_{scr}^{(m)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (5)$$

最後に、 $N_g$  サンプルのガードインターバル(GI)を挿入し、送信する。

### 3.2. 受信系

送信信号は、 $L$  個の遅延時間の異なるパスで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される。一般性を失うことなく、基地局 0 と通信しているユーザ 0(0) を希望ユーザとする。GI を除去した後の受信信号  $\{r^{0(0)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  は次式で表される。

$$r^{0(0)}(t) = \sum_m \left[ \sqrt{r_{m \rightarrow 0(0)}^{-\alpha}} 10^{-\frac{\eta_{m \rightarrow 0(0)}}{10}} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} h_{m \rightarrow 0(0)}^{(l)} \tilde{s}^{(m)}(t - \tau_l) \right] + n(t) \quad (6)$$

ここで、 $r_{m \rightarrow 0(0)}$  は基地局  $m$  とユーザ 0(0) の間の距離、 $\alpha$  は距離減衰指数、 $\eta_{m \rightarrow 0(0)}$  は零平均、標準偏差  $\sigma_{\text{shadow}}$  のガウス分布に従うシャドウイング損失である。また、 $\tau_l$  は第  $l$  パスの遅延時間、 $h_{m \rightarrow 0(0)}^{(l)}$  は基地局  $m$  とユーザ 0(0) の間の伝搬路の第  $l$  パスの複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[h_{m \rightarrow 0(0)}^{(l)}]^2 = 1$  であるものとする。また、 $n(t)$  は零平均、分散  $2\sigma^2$  の複素ガウス雑音である。

受信機では、 $N_c$  ポイントの FFT を適用して、 $N_c$  個のサブキャリア成分に分解する。第  $k$  サブキャリア成分は次式で表される。

$$R^{0(0)}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{0(0)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (7)$$

受信サブキャリア成分のベクトル表示  $\mathbf{R}^{0(0)} = [R^{0(0)}(0), \dots, R^{0(0)}(N_c-1)]^T$  は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{0(0)} &= \sum_m \left[ \sqrt{r_{m \rightarrow 0(0)}^{-\alpha}} 10^{-\frac{\eta_{m \rightarrow 0(0)}}{10}} \cdot \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \left\{ \mathbf{C}_{scr}^{(m)} \mathbf{S}^{(m)} \right\} \right] + \mathbf{\Pi} \\ &= \sum_m \left[ \sqrt{2P^{m \rightarrow 0(0)}} \cdot \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \left\{ \mathbf{C}_{scr}^{(m)} \cdot \left( \sum_{u(m)=0}^{U^{(m)}-1} \mathbf{Q}^{u(m)} \mathbf{s}^{u(m)} \right) \right\} \right] + \mathbf{\Pi} \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 $P^{m \rightarrow 0(0)}$  は基地局  $m$  から送信された信号が、ユーザ 0(0) で受信されたときの平均受信電力であり、次式で表される。

$$P^{m \rightarrow 0(0)} = \frac{P}{U^{(m)} SF^{(m)}} \cdot r_{m \rightarrow 0(0)}^{-\alpha} 10^{-\frac{\eta_{m \rightarrow 0(0)}}{10}} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} = \text{diag}[H_{m \rightarrow 0(0)}(0), \dots, H_{m \rightarrow 0(0)}(N_c-1)]$  は基地局  $m$  とユーザ 0(0) の間の伝搬路の伝達関数を対角成分に持つ対角行列、 $\mathbf{\Pi} = [\Pi(0), \dots, \Pi(N_c-1)]^T$  は雑音成分である。 $H_{m \rightarrow 0(0)}(k)$  と  $\Pi(k)$  はそれぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} H_{m \rightarrow 0(0)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m \rightarrow 0(0)}^{(l)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (10)$$

次に、 $\mathbf{R}^{0(0)}(k)$  にスクランブル符号の複素共役  $\mathbf{c}_{scr}^{(0)*}(k)$  を乗算した後、所望のサブキャリア成分を取り出す。ここで、各ユーザは、送信機においてどのサブキャリアが割り当てられたか正しく分かっていると仮定する。ユーザ 0(0) の信号ベクトル  $\tilde{\mathbf{R}}^{0(0)} = [\tilde{R}^{0(0)}(0), \dots, \tilde{R}^{0(0)}(SF^{(0)}-1)]^T$  は、割り当て行列  $\mathbf{Q}^{0(0)}$  を用いて次式のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}^{0(0)} &= [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{C}_{scr}^{(0)*} \mathbf{R}^{0(0)} \\ &= \sum_m \left[ \sqrt{2P^{m \rightarrow 0(0)}} \cdot [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \right] \\ &\quad \times \mathbf{C}_{scr}^{(0)*} \mathbf{C}_{scr}^{(m)} \cdot \left[ \sum_{u(m)=0}^{U^{(m)}-1} \mathbf{Q}^{u(m)} \mathbf{s}^{u(m)} \right] \\ &\quad + [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{C}_{scr}^{(0)*} \cdot \mathbf{\Pi} \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)}$  は対角行列であることと式(3)より、 $[\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \mathbf{Q}^{u(m)}$  は次式を満たすことが分かる。

$$\begin{aligned} &[\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \mathbf{Q}^{u(m)} \\ &= \begin{cases} [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{0 \rightarrow 0(0)} \mathbf{Q}^{0(0)} & m=0 \text{ and } u=0 \\ \mathbf{0} & m=0 \text{ and } u \neq 0 \\ [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \mathbf{Q}^{u(m)} & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

これより、式(11)は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}^{0(0)} &= \sqrt{2P^{0 \rightarrow 0(0)}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{0 \rightarrow 0(0)} \mathbf{s}^{0(0)} \\ &\quad + \sum_{m \neq 0} \left[ \sqrt{2P^{m \rightarrow 0(0)}} \cdot \tilde{\mathbf{I}}^{m \rightarrow 0(0)} \right] + \tilde{\mathbf{\Pi}}^{0(0)} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}_{0 \rightarrow 0(0)} = \text{diag}[\tilde{H}_{0 \rightarrow 0(0)}(0), \dots, \tilde{H}_{0 \rightarrow 0(0)}(SF^{(0)}-1)]$  はユーザ 0(0) に割り当てられたサブキャリアにおけるチャンネル利得、 $\tilde{\mathbf{\Pi}}^{0(0)}$  は雑音成分であり、それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_{0 \rightarrow 0(0)} = [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{0 \rightarrow 0(0)} \mathbf{Q}^{0(0)} \\ \tilde{\mathbf{\Pi}}^{0(0)} = [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{C}_{scr}^{(0)*} \mathbf{\Pi} \end{cases} \quad (14)$$

ま

た、 $\tilde{\mathbf{I}}^{m \rightarrow 0(0)} = [\tilde{H}_{m \rightarrow 0(0)}(0) \bar{s}^{m \rightarrow 0(0)}(0), \dots, \tilde{H}_{m \rightarrow 0(0)}(SF^{(0)}-1) \bar{s}^{m \rightarrow 0(0)}(SF^{(0)}-1)]^T$  は次式で表される他セル干渉である。

$$\tilde{\mathbf{I}}^{m \rightarrow 0(0)} = [\mathbf{Q}^{0(0)}]^T \mathbf{H}_{m \rightarrow 0(0)} \mathbf{C}_{scr}^{(0)*} \mathbf{C}_{scr}^{(m)} \cdot \sum_{u(m)=0}^{U^{(m)}-1} \mathbf{Q}^{u(m)} \mathbf{s}^{u(m)} \quad (15)$$

ここで、 $\tilde{H}_{m \rightarrow 0(0)}(i)$  および  $\bar{s}^{m \rightarrow 0(0)}(i)$  はそれぞれ、ユーザ 0(0) に割り当てられたサブキャリアにおけるチャンネル利得および基地局  $m$  の送信信号である。

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

$$\begin{aligned} \tilde{R}^{0(0)}(i) &= \sqrt{2P^{0 \rightarrow 0(0)}} \cdot \tilde{H}_{0 \rightarrow 0(0)}(i) s^{0(0)}(i) \\ &\quad + \sum_{m \neq 0} \left[ \sqrt{2P^{m \rightarrow 0(0)}} \cdot \tilde{H}_{m \rightarrow 0(0)}(i) \bar{s}^{m \rightarrow 0(0)}(i) + \tilde{\Pi}^{0(0)}(i) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

第 1 項は希望信号成分、第 2 項は他セル干渉成分、第 3 項は雑音成分である。

次に、次式で表される MMSE 周波数領域等化重み  $w^{0(0)}(i)$  を  $\tilde{R}^{0(0)}(i)$  に乗算する。

$$w^{0(0)}(i) = \frac{\tilde{H}_{0 \rightarrow 0(0)}^*(i)}{\left| \tilde{H}_{0 \rightarrow 0(0)}(i) \right|^2 + \sum_{m \neq 0} \left( \frac{P^{m \rightarrow 0(0)}}{P^{0 \rightarrow 0(0)}} \right) \left| \tilde{H}_{m \rightarrow 0(0)}(i) \right|^2 + \left( \frac{\sigma^2}{P^{0 \rightarrow 0(0)}} \right)} \quad (17)$$

周波数領域等化後の信号系列の第  $i$  成分  $\hat{R}^{0(0)}(i)$  は、次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{R}^{0(0)}(i) &= w^{0(0)}(i) \cdot \tilde{R}^{0(0)}(i) \\ &= \sqrt{2P^{0 \rightarrow 0(0)}} \cdot w^{0(0)}(i) \tilde{H}_{0 \rightarrow 0(0)}(i) s^{0(0)}(i) \\ &\quad + \sum_{m \neq 0} \sqrt{2P^{m \rightarrow 0(0)}} \cdot w^{0(0)}(i) \tilde{H}_{m \rightarrow 0(0)}(i) \tilde{s}^{m \rightarrow 0(0)}(i) \\ &\quad + w^{0(0)}(i) \tilde{\Pi}^{0(0)}(i) \end{aligned} \quad (18)$$

最後に逆拡散を行い、次式に示す軟判定シンボル  $\hat{d}^{0(0)}(n)$  を得る。

$$\hat{d}^{0(0)}(n) = \frac{1}{SF^{(0)}} \sum_{i=0}^{SF^{(0)}-1} \hat{R}^{0(0)}(i) c^{0(0)*}(i \bmod SF^{(0)}) \quad (19)$$

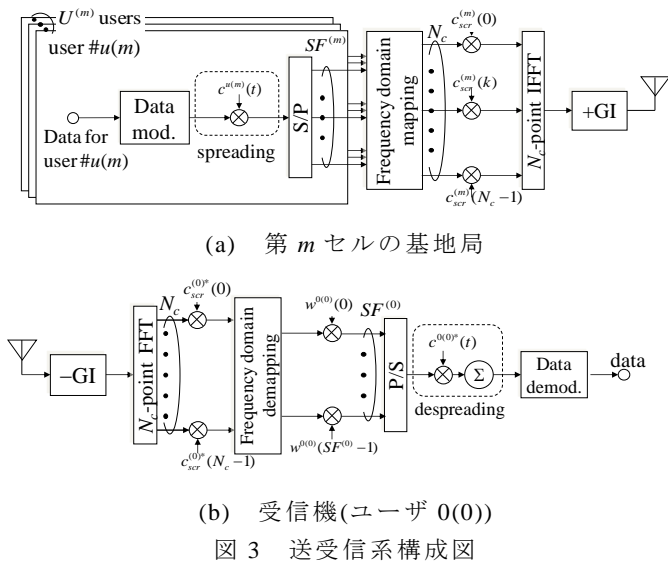


図3 送受信系構成図

#### 4. 計算機シミュレーション

##### 4.1. シミュレーション条件

中央に基地局を持つ正六角形セルを 19 個配置したマルチセルモデルを用いた。ユーザはセル内に様に分布しており、各セル内のユーザ数はすべてのセルで等しく、 $U$  であると仮定した。ただし、各セルの基地局と通信するユーザ数は異なり、基地局  $m$  と通信するユーザ数は  $U^{(m)}$  である。中央の第 0 セルのユーザを BER 測定対象のユーザとした。また、干渉の影響が支配的な干渉リミテッドチャネルを仮定した。

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。  $N_c=256$  サブキャリアを用い、GI の長さを  $N_g=32$  サンプルとした。サブキャリア割り当てパターンを 1OFDM シンボル毎に更新するものとした。減衰指数  $\alpha=3.5$  の距離減衰と標準偏差  $\sigma_{\text{shadow}}=6$  dB の対数正規シャドウイング、および  $L=16$  パスの等電力遅延プロファイルを有するブロックレイリーフェージングチャネルを仮定した。

シミュレーションのフローチャートを図 4 に示す。まず各セルに  $U$  人のユーザを発生させ、各ユーザについて距離減衰、シャドウイングおよび  $L$  パスのレイリーフェージングを発生させる。次に、各ユーザは、周辺 7 基地局からの短区間平均受信 SNR を測定し、基地局選択を行う。その後、基地局  $m$  と通信するユーザ数  $U^{(m)}$  および拡散率  $SF^{(m)}$  を決定し(基地局  $m$  と通信するすべてのユーザの伝送速度は等しいとする)、第 2 章で

述べた割り当て方法を用いて各ユーザに送信サブキャリアを割り当てる。  $SF^{(m)} \times U^{(m)} < N_c$  となる場合、どのユーザも使用しないサブキャリアは通信に使用しないものとした。以上を、フェージングのパス利得を変えて十分な回数繰り返し、短区間平均 BER を求める。以上の操作を、各ユーザの発生位置を変えて十分な回数繰り返し、短区間平均 BER の分布を求める。そして、短区間平均 BER が所要 BER を超えてしまう確率、すなわちアウトージ確率を求める。本論文では、所要 BER を  $10^{-2}$  とした。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
Transmitter	Number of subcarriers	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Spreading sequences	Long PN sequences
	Spreading factor	$SF^{(m)} = \left\lfloor \frac{N_c}{U^{(m)}} \right\rfloor$
Receiver	Frequency domain equalization	MMSE
Site selection diversity		slow-SSD
Channel model	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading $\tau_l=LT_c$
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma_{\text{shadow}}=6$ dB
Required BER		$10^{-2}$
Channel estimation		Ideal

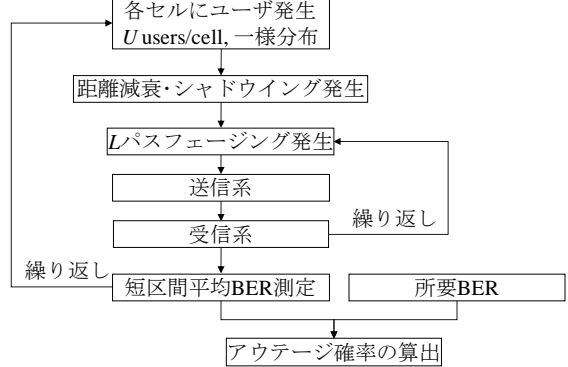


図4 シミュレーションのフローチャート

##### 4.2. シミュレーション結果

図 5 に、可変拡散率とサブキャリア割り当てを用いたマルチアクセス方式のアウトージ確率を示す。提案したサブキャリア割り当てを用いた場合と、各ユーザに  $N_c/SF^{(m)}$  個おきにサブキャリアを割り当てる場合のアウトージ確率を示した。また、比較のため、  $SF^{(m)}=256$  のとき (MC-CDMA) 及び  $SF^{(m)}=1$  (OFDMA) のときのアウトージ確率も示してある。ただし、OFDMA では、第 2 章で述べたサブキャリア割り当てを用いた場合と、各ユーザにランダムに割り当てた場合のアウトージ確率を示した。

まず、各ユーザの受信 SNR に基づくサブキャリア割り当てを用いない場合について考察する。MC-CDMA ではデータシンボルは全サブキャリアに拡散され、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるために、ランダム割り当てを用いる OFDMA よりアウトージ確率を低くできる。一方、等間隔割り当てを用いる提案マル

## 文 献

- [1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA", IEEE Commun., Mag., pp.126-144, December 1997.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 48, pp. 1584-1595, September 1999.
- [3] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.1, pp.291-299, January 2003.
- [4] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Equalization and multiuser interference cancellation in CDMA systems," Proc. 6th International Symposium on WPMC, Vol.1, pp.10-14, Yokosuka, Japan, 19-22 October 2003.
- [5] K. Ishihara, K. Takeda and F. Adachi, " Iterative Frequency-Domain Soft Interference Cancellation for Multicode DS- and MC-CDMA Transmissions and Performance Comparison," IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B No.12, pp. 3344-3355, December 2006.
- [6] M. Schnell, I. De Broeck, U. Sorger, "A Promising New Wideband Multiple-Access Scheme for Future Mobile Communications Systems," European Transactions on Telecommunications (ETT), Vol. 10, No. 4, pp. 417-427 July-August 1999.
- [7] Y. Goto, T. Kawamura, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Variable spreading and chip repetition factors (VSCRF)-CDMA in reverse link for broadband packet wireless access," IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B No.2, pp. 509-519, February 2005.
- [8] 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, February 2007.
- [9] A. Jalali, R. Padovani, and R. Pankaj, "Data throughput of CDMA-HDR a high efficiency-high data rate personal communication wireless system," Proc. IEEE VTC 2000 Spring, May 2000.
- [10] C. Wengert, J. Ohlhorst, and A. Golitschek, "Fairness and Throughput Analysis for Generalized Proportional Fair Frequency Scheduling in OFDMA," Proc. IEEE VTC 2005 Spring, June 2005.
- [11] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit and power allocation," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, pp. 1747-1757, October 1999.
- [12] J. Jang and K. B. Lee, "Transmit Power Adaptation for Multiuser OFDM Systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 21, pp. 171-178, February 2003.
- [13] W. Rhee and J. Cioffi, "Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation, Proc. IEEE VTC 2000 Spring, Tokyo, Japan, May 2000, pp. 1085-1089.
- [14] M. Moretti, and M. Morelli, "A novel dynamic subcarrier assignment scheme for multiuser OFDMA systems," Proc. IEEE VTC 2006 Spring, May 2006.
- [15] 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, pp. 1546-1554, August 2000.
- [16] 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, January 2005.

チアクセス方式では、周波数ダイバーシチ効果を得つつ、ICIを抑圧できるため、MC-CDMA よりアウテージ確率が低い。

次に、各ユーザの受信 SNR に基づくサブキャリア割り当てを用いる場合について考察する。第 2 章で述べたサブキャリア割り当てでは、短区間平均受信 SNR の小さいユーザから順にサブキャリアを割り当てるので、これらのユーザの伝送特性を改善でき、リンク容量を大幅に改善できる（以降では、割り当てによる特性の改善効果をマルチユーザダイバーシチ効果と呼ぶ）。OFDMA は、サブキャリア割り当てを用いることでマルチユーザダイバーシチ効果が得られ、アウテージ確率を大幅に低減できることが分かる。MC-CDMA と OFDMA とを比較すると、サブキャリア割り当てによるアウテージ確率低減の効果は、拡散により得られる周波数ダイバーシチ効果より大きいことが分かる。さらに、可変拡散率を用いる提案方式では、マルチユーザダイバーシチ効果に加え、拡散により周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、最も低いアウテージ確率を得ることができる。各ユーザの受信 SNR に基づくサブキャリア割り当てを用いる場合、アウテージ確率 0.1 を満たす最大ユーザ数は、提案方式では 80、OFDMA では 66 である。サブキャリア割り当てを用いない場合のそれは、OFDMA では 4、MC-CDMA では 20、等間隔割り当てを用いた提案方式では 24 である。

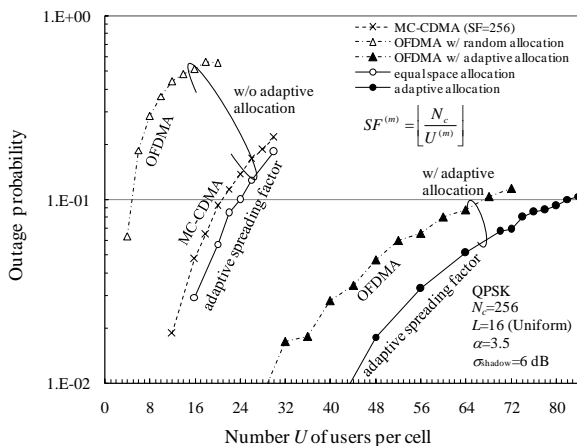


図 5 アウテージ確率

## 5. むすび

本論文では、ユーザ数によって異なる拡散率を用いるマルチキャリア・マルチアクセス方式を提案した。提案方式では、各ユーザのデータが重ならないようにサブキャリア配置することで ICI を回避しつつ、拡散によって周波数ダイバーシチ効果が得られるため、MC-CDMA より低いアウテージ確率が得られる。また、受信 SNR に基づくサブキャリア割り当て法を組み合わせることにより、マルチユーザダイバーシチ効果が得られるため、アウテージ確率を大幅に低減できる。提案方式の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。アウテージ確率 0.1 を満たす最大ユーザ数は、MC-CDMA と比較して、等間隔割り当てを用いた場合は 1.2 倍程度、受信 SNR に基づくサブキャリア割り当てを用いると 4 倍程度にできることを示した。