

周波数インターリーブを用いるマルチキャリア・マルチアクセスの上りリンク誤り率特性

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: [†] takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) およびマルチキャリア (MC)-CDMA に適用すれば, チャネルの周波数選択性を積極的に利用することができるので, 優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. しかし, MC-CDMA 上りリンクでは, 大きなマルチユーザ間干渉 (MUI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう. そこで, 本論文では, 周波数インターリーブと FDE を用いるマルチキャリア・マルチアクセス方式を提案し, 上りリンクの誤り率特性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, 3 種類の周波数インターリーブパターンを比較している.

キーワード MC-CDMA, 周波数領域等化, 周波数インターリーブ

Multi-carrier multi-access using frequency-interleaving and its uplink BER performance

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: [†] takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) and multi-carrier (MC)-CDMA, frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can be applied to exploit the channel frequency-selectivity and to improve bit error rate (BER) performance. In MC-CDMA uplink, however, the BER performance significantly degrades due to strong multi-user interference (MUI). In this paper, multi-carrier multiple access technique using the combined frequency-interleaving and FDE is proposed and its performance is evaluated by computer simulations. The design of frequency-interleaving pattern is also presented.

Keyword MC-CDMA, frequency-domain equalization, frequency-interleaving

1. まえがき

移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数の伝搬パスから構成されている. このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ, シングルキャリア伝送では符号間干渉によりビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう [1,2]. 直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) では, 遅延時間の異なるパスを分離して Rake 合成することによりパスダイバーシチ効果 (あるいは周波数ダイバーシチ効果) を得ることができ, 周波数選択性チャネルでは, 非周波数選択性チャネルより優れた BER 特性を得ることができる [3]. しかし, 数 Mbps を超える高速伝送の場合には, パス分解能が高くなってしまふからパス数が非常に多くなってしまい, 大きなパス間干渉 (IPI) が発生してしまうために, BER 特性が大幅に劣化してしまう. そこで最近では, 多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア (MC)-CDMA が注目されるようになった [4-8]. MC-CDMA では, 最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すること

で周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため, 厳しい周波数選択性フェージング環境下では Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られることが知られている.

筆者らはこれまで, DS-CDMA においても Rake 合成の代わりに 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 BER 特性を大幅に改善できることを示してきた [9]. 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 [10,11]. 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, MUI 対策として, 周波数領域干渉キャンセラ [12] や, 送信側で複数のアンテナを用いて FDE を行う周波数領域等化送信ダイバーシチ [13] が提案されている. また, 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 [14,15] . 筆者らはこれまで、各ユーザの周波数スペクトルがサブキャリア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・マルチアクセス方式を提案してきた [16] .

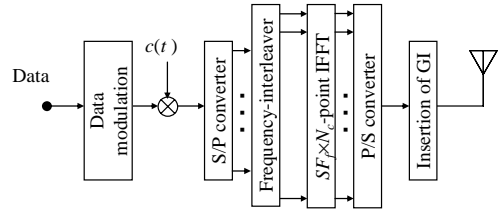
本論文では、周波数インターリーブを用いるマルチキャリア・マルチアクセス方式を提案している . 本論文は以下のような構成になっている . 第 2 章では、周波数インターリーブと FDE を用いるマルチアクセス方式の伝送系について述べている . 次いで第 3 章では、3 種類の周波数インターリーブパターンについて述べている . 第 4 章では、周波数インターリーブと FDE を用いるときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている .

2. 周波数インターリーブを用いる上りマルチキャリア・マルチアクセス方式

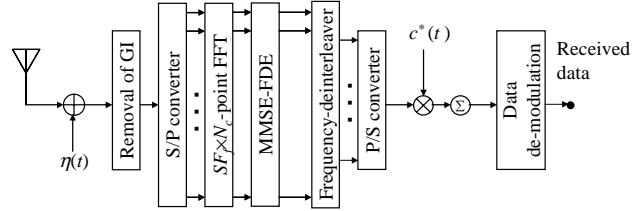
2.1. 信号伝送系

図 1 に周波数インターリーブと FDE を用いる MC-CDMA 上りリンク送受信系の構成を示す . 本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる . 移動局送信機では、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 個のシンボルから成るフレームに分割する . ユーザ $u(u=0\sim U-1)$ のフレーム内のデータシンボル系列を $\{d^{(u)}(n); n=0\sim N-1\}$, 拡散率 SF_f の拡散符号を $\{c(t); t=\dots,-1,0,1,\dots\}$ とする . 拡散後の各ユーザの $N_c = SF_f \times N$ 個のチップ系列を直並列 (S/P) 変換により N_c 個のサブキャリア成分に分解し、各ユーザのサブキャリアが直交する (重ならない) ように SF_f 倍の周波数帯域へインターリーブする . 各ユーザは周波数インターリーブにより多重されるものとする . 図 2 にユーザ u の N_c 個サブキャリアを周波数インターリーブする過程を示す . 最後に $SF_f \times N_c$ ポイント IFFT により MC-CDMA 送信信号に変換し、フレームの後尾 N_g 個のサンプルをコピーしてフレームの先頭のガードインターバル (GI) に挿入して送信する . GI 挿入は、基地局受信機での FDE のためである [9-11] .

送信信号は、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 . 受信機では、受信信号に $SF_f \times N_c$ ポイント FFT を適用し、 $SF_f \times N_c$ 個のサブキャリア成分に分解し、サブキャリア毎に 1 タップ FDE を行う . FDE を行った後、 $SF_f \times N_c$ 個のサブキャリアの中から N_c 個のサブキャリアを取り出して順序を元に戻すデ・インターリーブを適用する . 最後に、逆拡散を行い、データ復調する .



(a) Mobile station transmitter



(b) Base station receiver

図 1 周波数インターリーブを用いる上りリンク送受信系

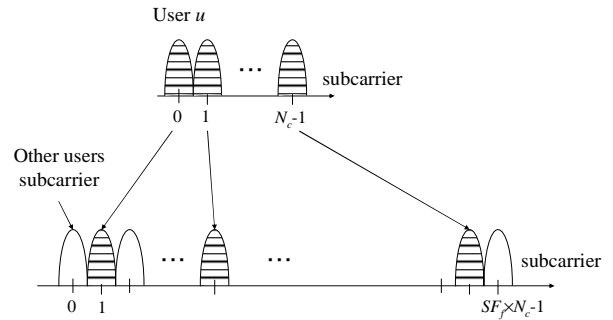


図 2 周波数インターリーブ

2.2. 送受信信号の数式表現

ユーザ u の拡散後のチップ系列を、ベクトル表現を用いて $s^{(u)} = [s^{(u)}(0), \dots, s^{(u)}(k), \dots, s^{(u)}(N_c - 1)]^T$ と表す . ここで T は転置を表している . サブキャリア k における $s^{(u)}$ の等価低域表現は次式のように表される .

$$s^{(u)}(k) = \sqrt{2E_c/T_c} d^{(u)}(\lfloor k/SF_f \rfloor) c(k) \quad (1)$$

ここで E_c および T_c は、それぞれチップエネルギーおよびチップ長である . $s^{(u)}$ を各ユーザのサブキャリアが直交するよう SF_f 倍の周波数帯域へインターリーブする . インターリーブ後の $SF_f \times N_c (= SF_f \times SF_f \times N)$ 個のサブキャリア系列 $\hat{s}^{(u)} = [\hat{s}^{(u)}(0), \dots, \hat{s}^{(u)}(k'), \dots, \hat{s}^{(u)}(SF_f \times N_c - 1)]^T$ は次式で与えられる .

$$\hat{s}^{(u)} = \mathbf{Q}^{(u)} s^{(u)} \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{Q}^{(u)}$ は、 $(SF_f \times N_c) \times N_c$ 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 .

$$\mathbf{Q}^{(u)T} \mathbf{Q}^{(u')} = \begin{cases} \mathbf{I} & \text{if } u = u' \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

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

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

図 3 に $\mathbf{Q}^{(0)}$ および $\mathbf{Q}^{(1)}$ の生成過程を示す． $\mathbf{Q}^{(0)}$ および $\mathbf{Q}^{(1)}$ とで単位行列 \mathbf{I} の各列が重ならないよう各列を配置する．

周波数インターリーブ後， $SF_f \times N_c$ ポイント IFFT を適用し，MC-CDMA 送信信号 $\{\tilde{s}^{(u)}(t); t=0 \sim SF_f \times N_c - 1\}$ に変換する． $\tilde{s}^{(u)}(t)$ は次式で与えられる．

$$\tilde{s}^{(u)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k'=0}^{SF_f N_c - 1} \hat{s}^{(u)}(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t}{SF_f N_c}\right) \quad (5)$$

GI 挿入後， U ユーザの送信信号は，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 N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される．パス l の遅延時間は τ_l チップであるものとする．受信アンテナ m ($m=0 \sim N_r - 1$) で観測されるユーザ u からのフェージングチャネルのインパルス応答 $h_m^{(u)}(t)$ は次式で表わされる．

$$h_m^{(u)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l}^{(u)} \delta(t - \tau_l) \quad (6)$$

ここで $h_{m,l}^{(u)}$ はユーザ u のパス l の複素パス利得であり，

$\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{m,l}^{(u)}|^2] = 1$ であるものとする．なお本論文では，ブロックフェージングを仮定し，1 フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている．受信アンテナ m で受信された受信チップ系列 $\{r_m(t); t=-N_g \sim SF_f \times N_c - 1\}$ は次式のようになる．

$$r_m(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l}^{(u)} \tilde{s}^{(u)}(t - \tau_l) + \eta_m(t) \quad (7)$$

ここで $\eta(t)$ は零平均で分散が $2 \times SF_f \times N_0 / T_c$ の複素ガウス雑音過程である． N_0 は相加性白色ガウス雑音過程 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である．

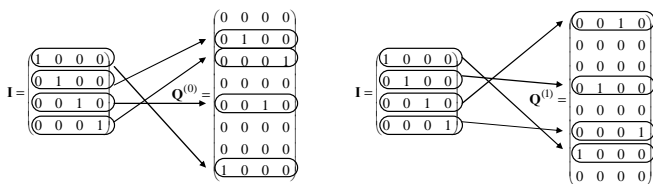


図 3 $\mathbf{Q}^{(u)}$ の生成方法

2.3. 周波数領域等化(FDE)

基地局受信機では，GI を削除した後， $SF_f \times N_c$ ポイント FFT を適用して $SF_f \times N_c$ 個の周波数成分 $\{R(k'); k'=0 \sim SF_f \times N_c - 1\}$ に分解する．第 k' サブキャリア成分 $R(k')$ は次式で表せる．

$$R_m(k') = \sum_{t=0}^{SF_f N_c - 1} r_m(t) \exp\left(-j2\pi k' \frac{t}{SF_f \times N_c}\right) \quad (8)$$

$$= \sum_{u=0}^{U-1} H_m^{(u)}(k') \hat{s}^{(u)}(k') + \Pi_m(k')$$

ここで， $\{H_m^{(u)}(k'); k'=0 \sim SF_f \times N_c - 1\}$ および $\{\Pi_m(k'); k'=0 \sim SF_f \times N_c - 1\}$ はそれぞれ次式で与えられる第 k' サブキャリア点のチャネル利得および雑音成分である．

$$\begin{cases} H_m^{(u)}(k') = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l}^{(u)} \exp\left(-j2\pi k' \frac{\tau_l}{SF_f \times N_c}\right) \\ \Pi_m(k') = \sum_{t=0}^{SF_f N_c - 1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi k' \frac{t}{SF_f \times N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

次に，次式のように，サブキャリア毎に 1 タップ FDE とアンテナダイバーシチ合成を行う [10]．

$$\hat{R}(k') = \sum_{m=0}^{N_r - 1} R_m(k') w_m^{(u)}(k') \quad (10)$$

ここで， $w_m^{(u)}(k')$ は FDE とアンテナダイバーシチ合成の重みであり，次式で与えられる MMSE 重みを用いる [9,10]．

$$w_m^{(u)}(k') = \frac{H_m^{(u)*}(k')}{\sum_{m=0}^{N_r - 1} |H_m^{(u)}(k')|^2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (11)$$

なお， E_c/N_0 は平均受信チップエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比である．式(8)を式(10)に代入すると次式のようになる．

$$\begin{aligned} \hat{R}(k') &= \sum_{u=0}^{U-1} \left(\sum_{m=0}^{N_r - 1} H_m^{(u)}(k') w_m^{(u)}(k') \right) \hat{s}^{(u)}(k') + \sum_{m=0}^{N_r - 1} \Pi_m(k') w_m^{(u)}(k') \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \hat{s}^{(u)}(k') \tilde{H}^{(u)}(k') + \tilde{\Pi}(k') \end{aligned} \quad (12)$$

ここで， $\tilde{H}^{(u)}(k')$ および $\tilde{\Pi}(k')$ は，FDE およびアンテナダイバーシチ合成後の等価チャネル利得と雑音成分である．ベクトル表現 $\hat{\mathbf{R}} = [\hat{R}(0), \dots, \hat{R}(k'), \dots, \hat{R}(SF_f \times N_c - 1)]^T$ を用いると，式(12)は次式のように表せる．

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{u=0}^{U-1} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \hat{\mathbf{s}}^{(u)} + \tilde{\mathbf{\Pi}} \quad (13)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}^{(u)}$ および $\tilde{\mathbf{\Pi}}$ は次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} = \begin{pmatrix} \tilde{H}^{(u)}(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \tilde{H}^{(u)}(1) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \tilde{H}^{(u)}(SF_f \times N_c - 1) \end{pmatrix} \\ \tilde{\mathbf{\Pi}} = [\tilde{\Pi}(0), \dots, \tilde{\Pi}(k'), \dots, \tilde{\Pi}(SF_f \times N_c - 1)]^T \end{array} \right. \quad (14)$$

ユーザ 0 のデータシンボル系列の復調を考える。FDE 後、デ・インターリーブを用いて $SF_f \times N_c$ 個のサブキャリアの帯域にインターリーブされたユーザ 0 の信号をオリジナルな N_c 個のサブキャリアの帯域の信号へ変換する。デ・インターリーブ後のユーザ 0 のサブキャリア系列 $\tilde{\mathbf{R}} = [\tilde{R}(0), \dots, \tilde{R}(k), \dots, \tilde{R}(N_c - 1)]^T$ は、 $\mathbf{Q}^{(0)T}$ を用いると、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}} &= \mathbf{Q}^{(0)T} \hat{\mathbf{R}}^{(u)} \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \hat{\mathbf{s}}^{(u)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} \right\} \hat{\mathbf{s}}^{(u)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、式(3)と $\tilde{\mathbf{H}}^{(u)}$ が対角行列であることより、

$\mathbf{Q}^{(u')T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)}$ は次式を満たすことが分かる。

$$\mathbf{Q}^{(u')T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{Q}^{(u)} = \begin{cases} \mathbf{Q}^{(u')T} \tilde{\mathbf{H}}^{(u')} \mathbf{Q}^{(u')} & \text{if } u = u' \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

従って、式(15)は次式のようになる。

$$\tilde{\mathbf{R}} = \left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\} \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{\Pi}} \quad (17)$$

ここで、 $\left\{ \mathbf{Q}^{(0)T} \tilde{\mathbf{H}}^{(0)} \mathbf{Q}^{(0)} \right\}$ は、周波数デ・インターリーブ後の等価チャネル利得であり、 $N_c \times N_c$ の対角行列である。周波数デ・インターリーブ後のチップ系列 $\tilde{\mathbf{R}} = [\tilde{R}(0), \dots, \tilde{R}(k), \dots, \tilde{R}(N_c - 1)]^T$ を次式のように逆拡散して軟判定値 $\{\tilde{d}(n); n=0 \sim N-1\}$ を得る。

$$\tilde{d}(n) = \frac{1}{SF_t} \sum_{t=nSF_t}^{(n+1)SF_t-1} \tilde{R}(k) c^*(t) \quad (18)$$

最後に、軟判定値をデータ復調して受信データを得る。

3. 周波数インターリーブパターン

周波数インターリーブを用いるマルチアクセス方式では、各ユーザのスペクトルパターンを柔軟に変えることができる。本論文では、以下の3つの周波数インターリーブパターンを用いている。

1. 等間隔インターリーブ(equal space)
2. ブロックインターリーブ(block)
3. ランダムインターリーブ(random)

図4に各インターリーブによるスペクトルパターンの例を示す。また、図5に等間隔インターリーバーを示す。等間隔インターリーブでは、各ユーザのスペクトルを全帯域に等間隔に配置する。ブロックインターリーブでは、ユーザ毎にスペクトルをまとめて配置する。ランダムインターリーブでは、各ユーザのスペクトルをランダムに配置する。式(3)の $\mathbf{Q}^{(u)}$ は周波数インターリーブの種類によって異なる $(SF_f \times N_c) \times N_c$ の行列であり、等間隔インターリーブとブロックインターリーブを用いるとき、 $\mathbf{Q}^{(u)}$ の p 行 q 列の成分 $[\mathbf{Q}^{(u)}]_{p,q}$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} [\mathbf{Q}^{(u)}]_{p,q} &= \begin{cases} 1, & q = 0, 1, \dots, N_c - 1, p = SF_f \times q + u \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \text{equal spacing} \end{aligned} \quad (19)$$

および

$$\begin{aligned} [\mathbf{Q}^{(u)}]_{p,q} &= \begin{cases} 1, & q = 0, 1, \dots, N_c - 1, p = N_c \times u + q \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \text{block} \end{aligned} \quad (20)$$

例えば $SF_f=2$, $N_c=4$ およびユーザ数 $U=2$ のとき、等間隔インターリーブおよびブロックインターリーブに対する $\mathbf{Q}^{(0)}$ および $\mathbf{Q}^{(1)}$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{Q}^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{Q}^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \text{equal space} \quad (21)$$

および

$$Q^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad Q^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \text{block (22)}$$

ランダムインターリーブを用いるときの $Q^{(0)}$ および $Q^{(1)}$ は式(4)で与えられる。ランダムインターリーブでは、図3に示すように、 $N_c \times N_c$ の単位行列 I の各列を重ならないよう $(SF_f \times N_c) \times N_c$ の行列へランダムに配置する。

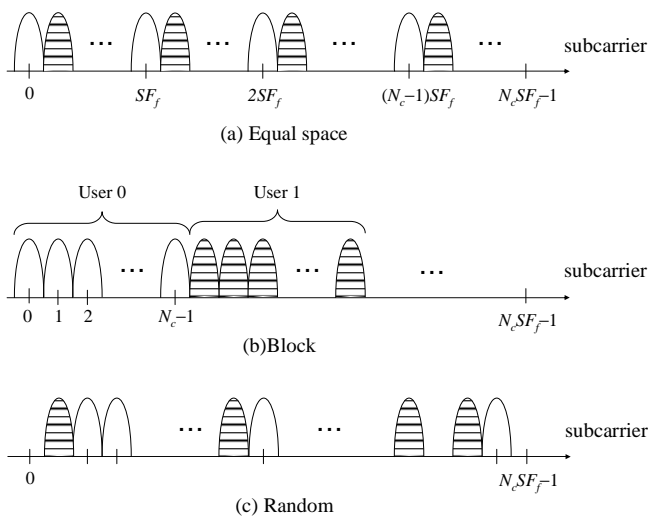


図4 周波数インターリーブによるスペクトルパターン

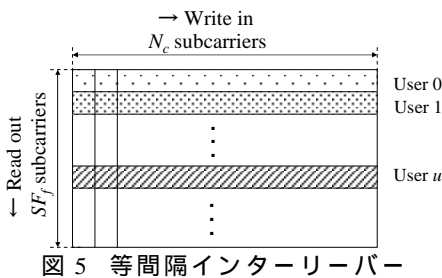


図5 等間隔インターリーパー

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表1に示す。QPSK データ変調、 $N_c=64$ 、 $SF_f \times N_c=1024$ および $N_g=32$ チップを仮定した。最も単純な $SF_f=1$ とし、1フレームあたり $N=64$ シンボルを送信するものとした。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フェージングチャネルであるものとした。ブロックチャネルインターリーブを用い、符号化率 $R=1/2$ およびターボ復号の繰り返し回数を8回とした。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。

表1 計算機シミュレーション諸元

		Modulation	QPSK	
Transmitter	Spreading sequence	Long PN sequence		
	Number of FFT points	$N_c=64, SF_f \times N_c=1024$		
	Time-domain spreading factor	$SF_f=1$		
	Frequency-domain interleaving factor	$SF_f=16$		
	Frame length	1024 (chips)		
	GI	$N_g=32$ (chips)		
	Turbo coding	$R=1/2$ (13,15)RSC encoder Log-MAP decoding with 8 iterations		
		Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading	
Channel	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile		
	Receiver	Number of FFT points	$N_c=64, SF_f \times N_c=1024$	
Frequency-domain equalization		MMSE		
Channel estimation		Ideal		

図6に $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ として周波数インターリーブおよびFDEを用いるときの符号化なしの平均BER特性を示す。横軸は1ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 E_b/N_0 であり、 $E_b/N_0=(1+N_g/(SF_t SF_f N))(E_c/N_0)$ の関係にある。また比較のため、 $(SF_t, SF_f)=(16,1)$ の極端な場合(拡散符号のみで全帯域(1024サブキャリア)へ拡散を行うMC-CDMA)の平均BER特性も示す。ユーザ数 U を $U=1 \sim 16$ とした。 $SF_f=16$ のMC-CDMAでは、 $U=1$ のとき、逆拡散操作により周波数ダイバーシチ効果が得られるため、周波数インターリーブのみを用いる $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ の場合と比較して、優れたBER特性が得られている。しかし、 $U>4$ では、各ユーザのフェージングチャネルが互いに異なるため大きなMUIが発生するので、誤りフロアが見られる。一方、 $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ として周波数インターリーブを用いる場合、各ユーザのサブキャリアは完全に直交しているので、MUIは発生しない。 $U>4$ のとき、 $(SF_t, SF_f)=(16,1)$ のような誤りフロアは見られず、優れたBER特性が得られている。また、3種類のインターリーブでほとんど同じBER特性が得られている。

図7にターボ符号化を用いるときの平均BER特性を示す。等間隔インターリーブとランダムインターリーブでは、ほとんど同じBER特性が得られるため、等間隔インターリーブとブロックインターリーブを用いるときのBER特性を示した。 $(SF_t, SF_f)=(16,1)$ の場合、符号化によりBER特性が大幅に改善しているものの、 $U \geq 4$ で誤りフロアが見られる。一方、 $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ として周波数インターリーブを用いる場合、このような誤りフロアは見られず、ターボ符号化によりBER特性が大幅に改善している。次に、等間隔インターリーブとブロックインターリーブを比較する。各ユーザのサブキャリアをまとめて配置するブロックインターリーブでは、チャネル利得の変動が少ないため、符号化利得が小さい。一方、等間隔インターリーブでは、各ユーザのサブキャリアを全帯域にインターリーブして

いるため、大きな符号化利得が得られるので、優れた BER 特性が得られている。

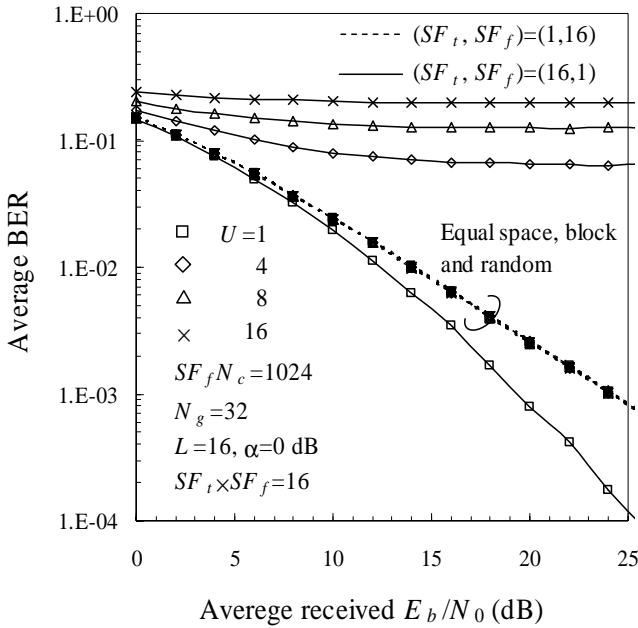


図 6 周波数インターリーブおよび MMSE-FDE を用いるときの平均 BER 特性 (符号化無し)

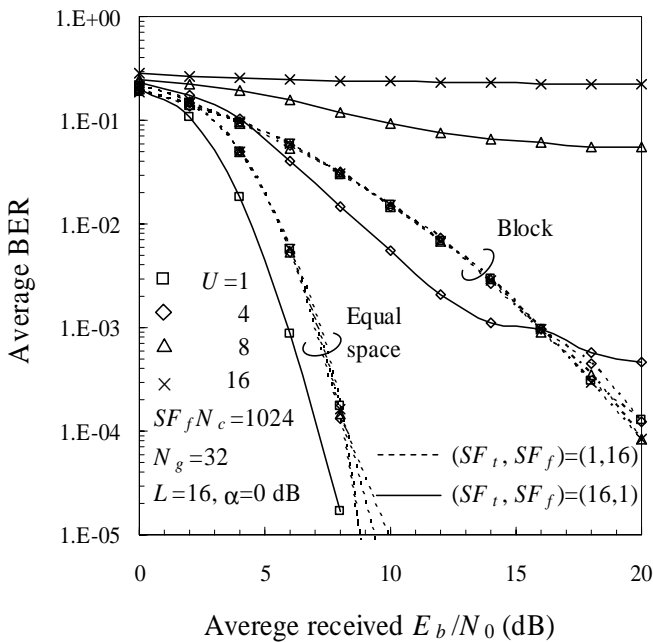


図 7 周波数インターリーブおよび MMSE-FDE を用いるときの平均 BER 特性 (符号化あり)

5. まとめ

本論文では、各ユーザの直交性を保ちながら周波数ダイバーシチ効果が得られる、周波数インターリーブを用いるマルチキャリア・マルチアクセス方式を提案し、そのときの平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。各ユーザのサブキャリアは完全に直交しているため MUI は生じず、周波数インター

リーブを用いることにより周波数ダイバーシチ効果がえられるので、優れた伝送特性が得られる。また、ターボ符号化の併用は更なる BER 特性の改善に有効である。等間隔インターリーブおよびランダムインターリーブでは、各ユーザのスペクトルを全帯域に様に配置するため、大きな符号化利得が得られるので、最も優れた伝送特性が得られる。

6. 参考文献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-SS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-144, Dec. 1997.
- [5] 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, Sept. 1999.
- [6] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [7] M. Helard, R. Le Gouable, J.-F. Helard, and J.-Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks," *Ann. Telecommun.*, Vol. 56, pp. 260-274, 2001.
- [8] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No.1, pp.291-299, Jan. 2003.
- [9] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicarrier DS-SS-CDMA using frequency domain equalization in frequency-selective fading channel," *Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-SS-CDMA signals," *Proc. 8th International Conference on CIC*, Session B3, Oct. 28-31, Seoul, Korea.
- [11] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicarrier DS-SS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6th International Symposium on WPMC*, Vol. 1, pp.285-289, Oct. 19-22, 2003.
- [12] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Equalization and multiuser interference cancellation in CDMA systems," *Proc. 6th International Symposium on WPMC*, Vol.1, pp.10-14, 19-22 Oct. 2003.
- [13] 留場, 武田, 安達, "DS-SS-CDMA 移動無線における周波数領域等化送信ダイバーシチ," *信学技報 RCS2004*, 2004年8月.
- [14] 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.
- [15] 後藤, 川村, 新, 佐和橋, "上りリンク可変拡散率・チップ繰り返し(VSCRF)-CDMA ブロードバンド無線アクセス," *信学技報 RCS2003-67*, 2003年6月.
- [16] 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.