

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

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) 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, Rake 合成より優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる. しかし, たとえ FDE を適用したとしても DS-CDMA 上りリンクでは, 大きなマルチアクセス干渉(MAI)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 周波数領域等化, 周波数インターリーブ, 周波数ダイバーシチ効果

Multi-access method using frequency-interleaving and frequency-domain equalization for broadband mobile radio

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), frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can be applied to exploit the channel frequency-selectivity and therefore achieves much improved bit error rate (BER) performance than using the conventional rake combining. Even if FDE is applied to DS-CDMA, however, the uplink BER performance significantly degrades due to strong residual multi-user interference (MUI). In this paper, 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 discussed.

Keyword frequency-domain equalization, frequency-interleaving, frequency diversity effect

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いう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] .

本論文では, 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. FDE と周波数インターリーブを用いる上り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 DS-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. 拡散率 SF_t の時間領域拡散符号番号 $p(p=0\sim P-1)$ および拡散率 SF_f の周波数インターリーブパターン番号 $q(q=0\sim Q-1)$ を用いて $u(u=0\sim U-1)$ を表す. 各ユーザは周波数インターリーブにより優先的に多重されるものとし, ユーザ数 $> SF_f$ のとき符号多重するものとする. 以下では, ユーザ u を表すインデックスとして (p, q) を用いる. u は p, q を用いて以下のように表せる.

$$u = (p, q) = \lfloor u / SF_f \rfloor u \bmod SF_f \quad (1)$$

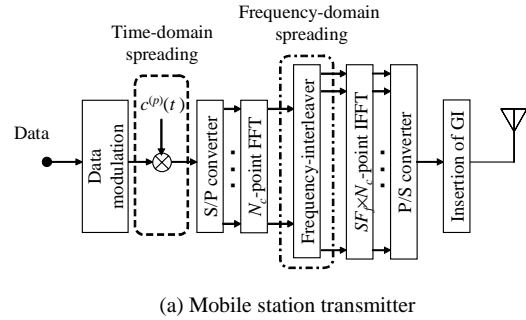
ここで, $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である. たとえば $SF_f=4$ とすると, $u=(0,0), (0,1), (0,2), (0,3), (1,0), \dots$ となる.

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 (p, q) のフレーム内のデータシンボル系列を $\{d^{(p,q)}(n); n=0\sim N-1\}$, 拡散率 SF_t の時間領域拡散符号を

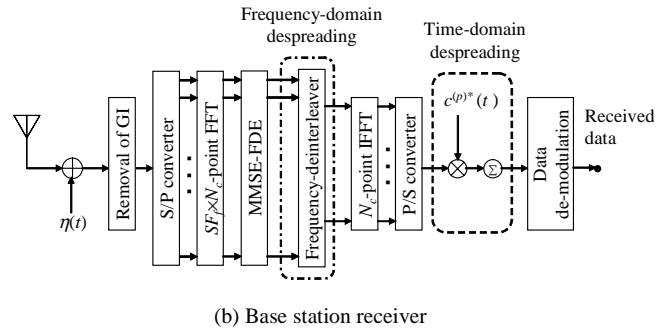
$\{c^{(p)}(t); t=0, \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ とする. 時間領域拡散後の各ユーザの $N_c = SF_t \times N$ 個のチップ系列を N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) によって N_c 個のサブキャリア成分に分解し, 各ユーザのサブキャリアが直交する (重ならない) ように SF_f 倍の周波数帯域へインターリーブする (MC-CDMA と対比する上で便利なよう, ここではサブキャリアという表現を用いる). 図 2 にユーザ u の N_c 個サブキャリアを周波数インターリーブする過程を示す. 最後に $SF_f \times N_c$ ポイント IFFT により再び時間領域の広帯域送信信号に変換し, 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. 図 3 に GI 挿入後のフレーム構成を示す. 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ン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. N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換し, 逆拡散を行う. 最後にデータ復調する.



(a) Mobile station transmitter



(b) Base station receiver

図 1 FDE および周波数インターリーブを用いる上りリンク送受信系

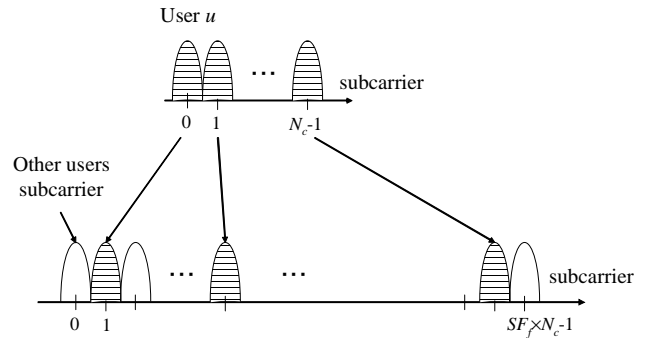


図 2 周波数インターリーブ

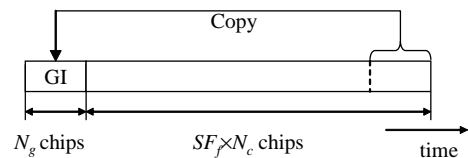


図 3 送信フレーム

2.2. 送受信信号の数式表現

ユーザ $u=(p, q)$ の時間領域拡散後のチップ系列 $\{s^{(p,q)}(t); t=0\sim SF_f \times N-1\}$ の等価低域表現は次式のように表される.

$$s^{(p,q)}(t) = \sqrt{2E_c/T_c} d^{(p,q)} \left(\lfloor t / SF_f \rfloor \right) c^{(p)}(t) \quad (2)$$

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。 $s^{(p,q)}(t)$ を $N_c (=SF_f \times N)$ ポイント FFT によって N_c 個の周波数成分 $\{S^{(p,q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k サブキャリア成分 $S^{(p,q)}(k)$ は次式で表せる。

$$S^{(p,q)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s^{(p,q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (3)$$

$S^{(p,q)}(k)$ を各ユーザのサブキャリアが直交するよう SF_f 倍の周波数帯域ヘインターリーブする。インターリーブ後の $SF_f \times N_c (=SF_f \times SF_f \times N)$ 個のサブキャリア成分 $\{\hat{S}^{(p,q)}(k'); k'=0 \sim SF_f N_c-1\}$ は次式で与えられる。

$$\hat{S}^{(p,q)}(k') = \begin{cases} S^{(p,q)}(k) & k' = I^{(q)}(k) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $I^{(q)}(k)$ は、周波数インターリーブを記述するものであり、第 3 章で述べる。

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、再び時間領域の広帯域送信信号 $\{\hat{s}^{(p,q)}(t'); t'=0 \sim SF_f \times N_c-1\}$ に変換する。 $\hat{s}^{(p,q)}(t')$ は次式で与えられる。

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

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ンネルを伝搬して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。ユーザ $u=(p,q)$ からのフェージングチャンネルのインパルス応答 $h^{(p,q)}(t)$ は次式で表わされる。

$$h^{(p,q)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p,q)} \delta(t - \tau_l) \quad (6)$$

ここで $h_l^{(i,j)}$ はユーザ $u=(p,q)$ のパス l の複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l^{(p,q)}|^2] = 1$ 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。受信チップ系列 $\{r(t'); t'=-N_g \sim SF_f \times N_c-1\}$ は次式のようになる。

$$r(t') = \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p,q)} \hat{s}^{(p,q)}(t' - \tau_l) + \eta(t') \quad (7)$$

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。

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。ユーザ $u=(p,q)$ のデータシンボル系列の復調を考える。第 k' サブキャリア成分 $R(k')$ は次式で表せる。

$$\begin{aligned} R(k') &= \sum_{t'=0}^{SF_f N_c-1} r(t') \exp\left(-j2\pi k' \frac{t'}{SF_f \times N_c}\right) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} H^{(p,q)}(k') \hat{S}^{(p,q)}(k') + \Pi(k') \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\{H^{(p,q)}(k'); k'=0 \sim SF_f \times N_c-1\}$ および $\{\Pi(k'); k'=0 \sim SF_f \times N_c-1\}$ 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ンネル利得および雑音成分である。

$$\begin{cases} H^{(p,q)}(k') = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p,q)} \exp\left(-j2\pi k' \frac{\tau_l}{SF_f \times N_c}\right) \\ \Pi(k') = \sum_{t'=0}^{SF_f N_c-1} \eta(t') \exp\left(-j2\pi k' \frac{t'}{SF_f \times N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

次に、次式のように、サブキャリア毎に 1 タップ FDE を行う [10]。

$$\begin{aligned} \hat{R}^{(p,q)}(k') &= R^{(p,q)}(k') w^{(p,q)}(k') \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \hat{H}^{(p,q)}(k') \hat{S}^{(p,q)}(k') + \hat{\Pi}(k') \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 $w^{(p,q)}(k)$ は FDE 重みであり、次式で与えられる MMSE 重みを用いる [9,10]。

$$w^{(p,q)}(k') = \frac{H^{(p,q)*}(k')}{\sum_{p=0}^{P-1} |H^{(p,q)}(k')|^2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (11)$$

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。また $\hat{H}^{(p,q)}(k')$ および $\hat{\Pi}^{(p,q)}(k')$ は、それぞれ次式で与えられる FDE 後の等価チャンネル利得と雑音成分である。

$$\begin{cases} \hat{H}^{(p,q)}(k') = w^{(p,q)}(k') H^{(p,q)}(k') \\ \hat{\Pi}^{(p,q)}(k') = w^{(p,q)}(k') \Pi(k') \end{cases} \quad (12)$$

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各ユーザ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 $u=(p,q)$ のサブキャリア成分 $\{\tilde{R}^{(p,q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は式 (4) を用いると、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\tilde{R}^{(p,q)}(k) &= \hat{R}(I^{(q)}(k)) \\
&= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \hat{H}^{(p,q)}(I^{(q)}(k)) \hat{S}^{(p,q)}(I^{(q)}(k)) + \hat{\Pi}(I^{(q)}(k)) \\
&= \sum_{p=0}^{P-1} \hat{H}^{(p,q)}(I^{(q)}(k)) S^{(p,q)}(k) + \hat{\Pi}(I^{(q)}(k))
\end{aligned} \tag{13}$$

周波数デ・インターリーブを行って得られた N_c 個のサブキャリア成分 $\{\tilde{R}^{(p,q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイントIFFT を適用して時間領域のチップ系列 $\{\tilde{r}^{(p,q)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\tilde{r}^{(p,q)}(t)$ は次式のように表される。

$$\tilde{r}^{(p,q)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}^{(p,q)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \tag{14}$$

チップ系列 $\tilde{r}^{(p,q)}(t)$ を次式のように時間領域逆拡散して軟判定値 $\{\tilde{d}^{(p,q)}(n); n=0 \sim N-1\}$ を得る。

$$\tilde{d}^{(p,q)}(n) = \frac{1}{SF_f} \sum_{t=nSF_f}^{(n+1)SF_f-1} \tilde{r}^{(p,q)}(t) c^{(p)*}(t) \tag{15}$$

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

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を示す。また、図5に等間隔インターリーブを示す。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している。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(4)の $I^{(q)}(k)$ は周波数インターリーブの種類によって異なる関数であり、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、 $I^{(q)}(k)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$I^{(u)}(k) = \begin{cases} SF_f k + q & , \text{equal space} \\ SF_f q + k & , \text{block} \end{cases} \tag{16}$$

等間隔インターリーブを用いるときの広帯域送信信号系列 $s^{(p,q)}(t')$ は式(4),(5),(16)より次式のように表

せる。

$$\begin{aligned}
s^{(p,q)}(t') &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{SF_f N_c - 1} \hat{S}^{(p,q)}(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}^{(p,q)}(SF_f k + q) \exp\left(j2\pi(SF_f k + q) \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S^{(p,q)}(k) \exp\left(j2\pi(SF_f k + q) \frac{t'}{SF_f N_c}\right)
\end{aligned}$$

ここで、式(3)を用いると、

$$\begin{aligned}
\hat{S}^{(p,q)}(t') &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{t=0}^{N_c-1} s^{(p,q)}(t) \\
&\quad \times \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \exp\left(j2\pi(SF_f k + q) \frac{t'}{SF_f N_c}\right) \\
&= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} s^{(p,q)}(t) \sum_{k=0}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi(t-t') \frac{k}{N_c}\right) \\
&\quad \times \exp\left(j2\pi t' \frac{q}{SF_f N_c}\right) \\
&= s^{(p,q)}(t' \bmod N_c) \exp\left(j2\pi t' \frac{q}{SF_f N_c}\right)
\end{aligned} \tag{16}$$

ここで、次式を用いた。

$$\sum_{k=0}^{N_c-1} \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) = N_c \delta(t \bmod N_c) \tag{17}$$

式(16)より、等間隔インターリーブは、チップ繰り返し[14, 15]と等価であることが分かる。

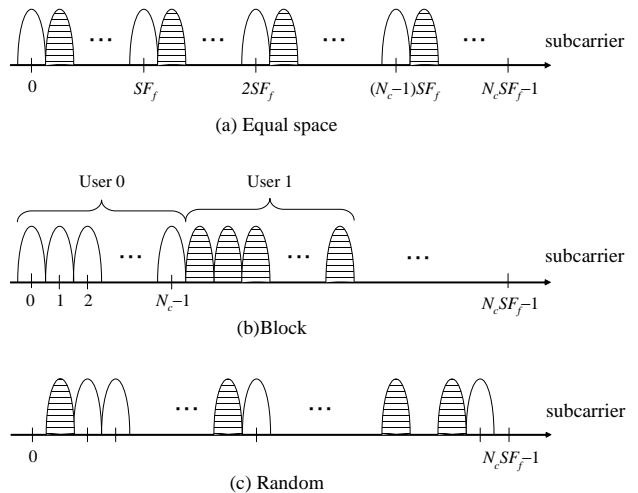


図4 周波数インターリーブによるスペクトルパターン

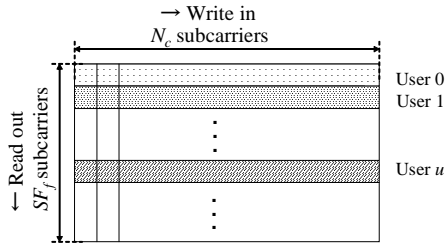


図5 等間隔インターリーブ

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。

表1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	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)
Channel	Fading	Frequency -selective block Rayleigh fading
	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

4.1. 周波数インターリーブと MMSE-FDE

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(時間領域のみで全帯域(1024サブキャリア)へ拡散を行う DS-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 DS-CDMA では, $U=1$ のとき, 残留チップ間干渉(ICI)が時間領域の逆拡散操作により十分抑圧されるため, 周波数インターリーブを用いる $(SF_t, SF_f)=(1,16)$ 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ため, 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。

3種類の周波数インターリーブを比較すると, 等間隔インターリーブで最も優れた BER 特性が得られている。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, 周波数ダイバーシチ効果が小さい。等間隔およびランダム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拡散しているため, 大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので, 優れた BER 特性が得られている。

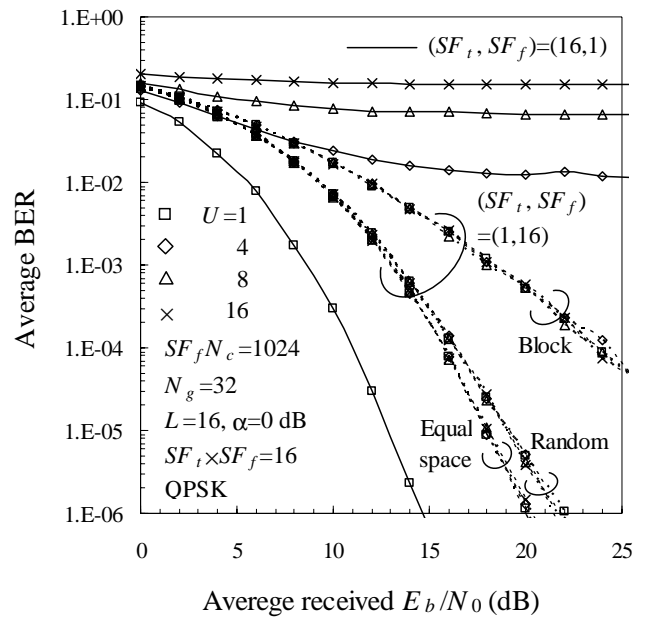


図6 周波数インターリーブおよび MMSE-FDE を用いるときの平均 BER 特性

4.2. 周波数インターリーブを用いるマルチレート伝送

前節では, シングルレート伝送時に, 周波数インターリーブを用いるときの平均 BER 特性を明らかにした。提案方式では, $SF_f \times SF_t \times N$ を一定に保ちつつ(つまり帯域幅一定), $SF_t \times SF_f$ を変えることにより各ユーザの伝送レート(1フレームあたりのシンボル数)を柔軟に変えることができる。本節では, $(SF_t, SF_f)=(1,8)$ を用いる高速レートのユーザ ($N=128$ シンボル) と, $(SF_t, SF_f)=(1,32)$ の低速レートのユーザ ($N=32$) が同時に混在する上りリンク伝送系を考える。図7に高速レートと低速レートのフレーム構成を示す。表2に各レートのユーザ数を示す。例えば, Case (a)は, $SF_t \times SF_f=8$ を用いる高速レートのユーザが2および $SF_t \times SF_f=32$ を用いる低速レートのユーザが24であることを示している。つまり, 総合の正規化等価ユーザ数は $U/(SF_t \times SF_f)=1$ である。

図8にマルチレート伝送時に, 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, ほとんど同一の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

特性を图示した。ブロックインターリーブを用いる場合、 $SF_i \times SF_f = 8$ では、各サブキャリアが $SF_i \times SF_f = 32$ より広い帯域に拡散されているので、優れた BER 特性が得られている。一方、等間隔インターリーブを用いる場合、各サブキャリアが全帯域に拡散されているため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、ブロックインターリーブより優れた特性が得られている。式(16)より $SF_i \times SF_f = 8$ では、両端のサブキャリア間隔が $127 \times 8 + 1 = 1017$ であり、 $SF_i \times SF_f = 32$ のそれは、 $31 \times 32 + 1 = 993$ であるから、 $SF_i \times SF_f = 8$ の方が、わずかに周波数ダイバーシチ効果が大きく、優れた特性が得られている。また、マルチレート伝送時においても各ユーザのサブキャリアは直交しているため、ユーザ数によらず同じ特性が得られているのが分かる。

表 2 高速と低速レートのユーザ数

Case	High-rate $SF_i \times SF_f = 8$ ($N=128$)	Low-rate $SF_i \times SF_f = 32$ ($N=32$)
(a)	2	24
(b)	4	16
(c)	6	8

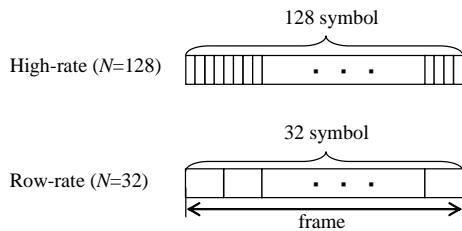


図 7 高速と低速レートのフレーム構成

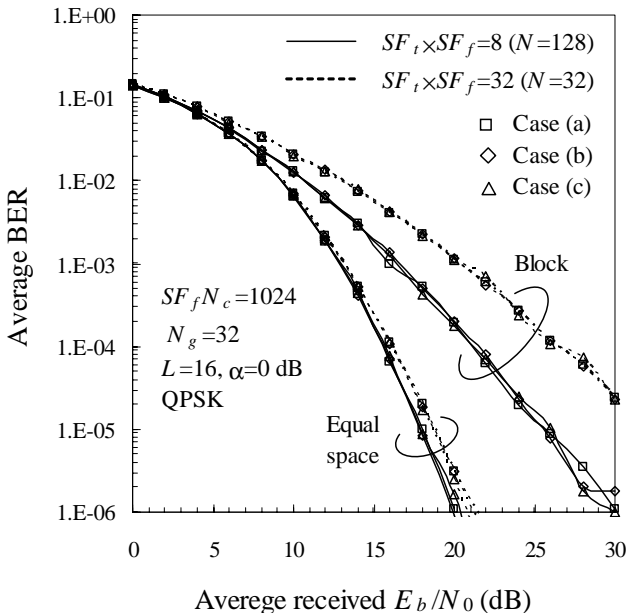


図 8 マルチレート伝送時の平均 BER 特性

5. まとめ

本論文では、周波数インターリーブにより各ユーザの周波数スペクトルパターンを柔軟に変えるマルチア

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。周波数インターリーブを用いたサブキャリア単位の周波数領域拡散では、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、ユーザ数によらず優れた伝送特性が得られる。また、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ため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので、最も優れた伝送特性が得られる。また、 SF_i および SF_f を変えることで、マルチレート伝送も可能であることを示した。

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 equalisation 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 Cellular and Intelligent Communications (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 Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, 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, Yokosuka, Japan, 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.