

DS-CDMA 周波数領域等化における MMSE 規範に基づくパイロットチャネル推定

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. MMSE-FDE では高精度なチャネル推定が必要であるが, パイロット系列の周波数応答が一定でないため伝送特性が劣化してしまう. 本報告では, MMSE 規範に基づくパイロットチャネル推定法を提案し, そのときの DS-CDMA 周波数領域等化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.

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, パイロットチャネル推定, MMSE 規範

Pilot-assisted Channel Estimation Based on MMSE Criterion for DS-CDMA Frequency-domain Equalization

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 can achieve a much improved bit error rate (BER) performance than using the conventional rake combining. MMSE-FDE requires accurate estimation of the channel transfer function, however, the BER performance degrades since the transfer function of pilot sequence does not stay constant. In this paper, pilot-assisted frequency-domain channel estimation based on MMSE criterion is proposed. The achievable BER performance using the proposed channel estimation is evaluated by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, pilot-assisted pilot channel estimation, MMSE criterion

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]. そこで, 最近では, Rake 合成というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)が数 Mbps 程度の高速移動通信に用いられるようになった[3]. DS-CDMA 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における BER 特性を改善できる. 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. さらに, 多数の Rake フィンガ(あるいは相関器)が必要になることから Rake 受信機が複雑になってしまう. 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, 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パス間干渉(IPI)を抑圧でき, 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]. とところで, FDE では高精度な周波数領域チャネル推定が必要である. これまで MC-CDMA を対象に, 数多くのパイロットチャネル推定の検討がなされてきた[12,13]. しかし, パイロット系列の周波数応答が一定でないため, DS-CDMA 周波数領域等化の BER 特性が劣化してしまう.

本論文では, パイロット系列の周波数応答に依存しない MMSE 規範に基づくパイロットチャネル推定法を

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FDEを用いるDS-CDMA伝送系について述べている．次いで第3章では，MMSE規範に基づくパイロットチャンネル推定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により，パイロットチャンネル推定を用いるときの平均BER特性を明らかにしている．

2. DS-CDMA 伝送系

2.1. 信号伝送系

図1にFDEを用いるDS-CDMA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．送信側では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/SF 個のシンボルから成るフレームに分割する．フレーム内のデータシンボル系列を $\{d(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ ，拡散率 SF の拡散符号を $\{c(k); k=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ とする．ここで， N_c/SF が整数になるように N_c を選ぶものとする．拡散符号を用いてデータシンボル系列を拡散し，フレームの後尾 N_g 個のチップ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2にGI挿入後のフレーム構成を示す．GI挿入は，受信側での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 N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用してFDEを行った後， 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．

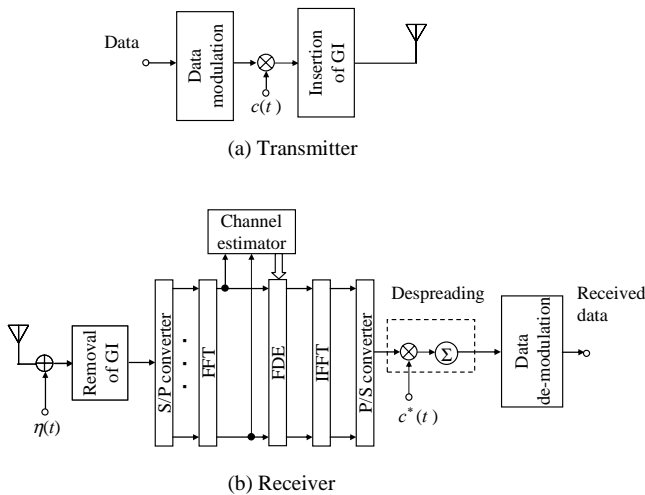


図1 FDEを用いるDS-CDMA送受信系

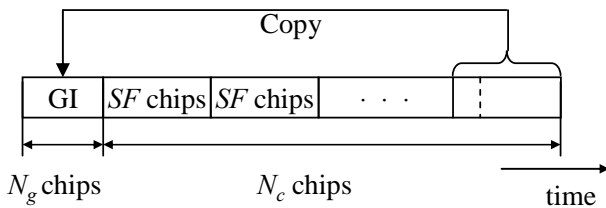


図2 送信フレーム

2.2. 周波数領域等化

チップ系列 $\{\hat{s}(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のように表される．

$$\hat{s}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} s(t \bmod N_c) \quad (1)$$

ここで E_c は1チップ当たりの信号エネルギー， T_c はチップ長であり， $s(t)$ は次式で与えられる．

$$s(t) = d(\lfloor t/SF \rfloor) c(t) \quad (2)$$

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．

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ものとする．受信機では，GIを削除した後， N_c ポイントFFTを適用して N_c 個の周波数成分 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する(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)．次に，次式のように，サブキャリアごとに1タップFDEを行う．

$$\hat{R}(k) = R(k)w(k) \quad (3)$$

ここで， $w(k)$ は次式で与えられるMMSE重みである[10]．

$$w(k) = \frac{\tilde{H}^*(k)}{|\tilde{H}(k)|^2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}} \quad (4)$$

ここで， $\tilde{H}(k)$ はチャンネル利得の推定値， E_c/N_0 は平均受信チップエネルギー対雑音電力スペクトル密度比である．MMSEでは周波数非選択性チャンネルの完全再生をあきらめて雑音強調を抑圧する．

N_c 個のサブキャリア成分 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して時間領域のチップ系列 $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する． $\hat{r}(t)$ は次式のように表される．

$$\hat{r}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} t\right) \quad (5)$$

チップ系列 $\{\hat{r}(t)\}$ を次式のように逆拡散して軟判定値 $\{\hat{d}(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る．

$$\hat{d}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{r}(t) c^*(t) \quad (6)$$

最後に，軟判定値をデータ復調して受信データを得る．

3. MMSE 規範に基づくパイロットチャネル推定

3.1. MMSE チャネル推定

FDE では、サブキャリア毎のチャネル推定値 $\hat{H}(k)$ が必要である。本論文では、時間多重パイロットを用いるチャネル推定を用いている。フェージングチャネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表わされる。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (7)$$

ここで、 h_l および τ_l は、それぞれパス l の複素パス利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ 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。一般性を失うことなく、パイロットシンボルは $1+j0$ であるものとする(すなわち $d(n)=1$)、受信パイロットチップ系列 $\{r(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ は次式のように表せる。

$$r(t) = \sqrt{2E_c/T_c} \sum_{l=0}^{L-1} h_l c(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (8)$$

ここで、 $\eta(t)$ は零平均で分散が $2N_0/T_c$ 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 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $R(k)$ に分解する。第 k サブキャリア成分 $R(k)$ は次式で表せる。

$$R(k) = \sqrt{2E_c/T_c} H(k) C(k) + \Pi(k) \quad (9)$$

ここで、 $H(k)$ 、 $C(k)$ および $\Pi(k)$ 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、送信パイロットチップ系列の周波数成分および雑音成分である。

$$\begin{cases} C(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} c(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (10)$$

FDE では、式(9)の $\sqrt{2E_c/T_c} H(k)$ を推定することが必要である。Rake 合成では、パイロットチップ系列 $c(t)$ と受信パイロットチップ系列 $r(t)$ の相関演算により $\sqrt{2E_c/T_c} h_l$ を推定している。その推定値 \hat{h}_l は次式で表せる。

$$\hat{h}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t + \tau_l) c^*(t) \quad (11)$$

式(11)を変形すると次式を得る。

$$\hat{h}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{1}{N_c} R(k) C^*(k) \right\} \exp\left(j2\pi \tau_l \frac{k}{N_c}\right) \quad (12)$$

さて、 \hat{h}_l は $\sqrt{2E_c/T_c} h_l$ の推定値である。式(12)は、 \hat{h}_l と $R(k)C^*(k)/N_c$ はフーリエ変換対の関係にあることを示している。従って、 $\sqrt{2E_c/T_c} H(k)$ の推定値 $\hat{H}(k)$ は次式で与えられることになる[14]。

$$\begin{aligned} \hat{H}(k) &= R(k) X^*(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H(k) \left\{ \frac{|C(k)|^2}{N_c} \right\} + \frac{C^*(k)}{N_c} \Pi(k) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $X(k)$ はパイロット変調成分を取り除くための参照信号であり次式で与えられる。

$$X_{MRC}(k) = \frac{C(k)}{N_c} \quad (14)$$

式(13)の第 1 項が推定したいチャネル利得の成分で、第 2 項が雑音成分である。式(14)を用いるチャネル推定法(以降、最大比合成(MRC)チャネル推定と呼ぶ)では、パイロットチップ系列の周波数成分 $C(k)$ が一定でないため、チャネル推定精度が劣化してしまう。そこで、

$$X_{ZF}(k) = \frac{C(k)}{|C(k)|^2} \quad (15)$$

を用いると $\hat{H}(k)$ は次式のようにになる。

$$\hat{H}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} H(k) + \frac{C^*(k)}{|C(k)|^2} \Pi(k) \quad (16)$$

以降、式(15)のチャネル推定法をゼロフォーシング(ZF)チャネル推定と呼ぶ。ZFチャネル推定では、平均値は等しいチャネル利得となるが、 $|C(k)|^2$ が小さい場合、雑音強調が発生してしまうためチャネル推定精度が劣化してしまう。

本論文では、最小二乗誤差(MMSE)規範に基づくチャネル推定を提案する。チャネルの推定値 $\hat{H}(k)$ と実際のチャネル利得 $\sqrt{2E_c/T_c} H(k)$ の誤差関数 $\varepsilon(k)$ を次式のように定義する。

$$\begin{aligned}
\varepsilon(k) &= \hat{H}(k) - \sqrt{2E_c/T_c} H(k) \\
&= R(k)X^*(k) - \sqrt{2E_c/T_c} H(k) \\
&= \sqrt{2E_c/T_c} X^*(k)H(k)C(k) + X^*(k)\Pi(k) - \sqrt{2E_c/T_c} H(k)
\end{aligned} \quad (17)$$

$X(k)$ は, $C(k)$ が与えられたときに平均二乗誤差 (MSE) $E[|\varepsilon(k)|^2]$ を最小とするような値である (つまり $\partial E[|\varepsilon(k)|^2] / \partial X(k) = 0$ と等価). $E[|H(k)|^2] = 1$ および $\Pi(k)$ は零平均で分散が $E[|\Pi(k)|^2] = 2N_0N_c/T_c$ の複素ガウス雑音過程であるから, $E[|\varepsilon(k)|^2]$ は次式のようになる.

$$\begin{aligned}
E[|\varepsilon(k)|^2] &= \frac{2E_c}{T_c} + \frac{2E_c}{T_c} |X^*(k)C(k)|^2 \\
&\quad - \frac{4E_c}{T_c} \operatorname{Re}[X^*(k)C(k)] + \frac{2N_0N_c}{T_c} |X(k)|^2 \quad (18) \\
&= \frac{2E_c}{T_c} \left[1 + |X^*(k)C(k)|^2 - 2\operatorname{Re}[X^*(k)C(k)] \right. \\
&\quad \left. + \left(\frac{E_c}{N_0N_c} \right)^{-1} |X(k)|^2 \right]
\end{aligned}$$

従って MMSE 規範に基づく参照信号 $X(k)$ は次式のようになる (導出略).

$$X_{MMSE}(k) = \frac{C(k)}{|C(k)|^2 + \left(\frac{E_c}{N_0N_c} \right)^{-1}} \quad (19)$$

以降, 式(19)を用いるチャンネル推定法を MMSE チャンネル推定と呼ぶ. MMSE チャンネル推定では, 雑音強調を抑えつつ, チャンネルの推定値成分の変動を抑えることができる.

3.2. 遅延時間領域窓関数および時間領域フィルタリング

$\hat{H}(k)$ に IFFT を適用すると, 次式に示すように瞬時チャンネルインパルス応答 $\hat{h}(\tau)$, $\tau=0 \sim N_c-1$, が得られる.

$$\hat{h}(\tau) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \exp\left(j2\pi\tau \frac{k}{N_c}\right) \quad (20)$$

チャンネルが L 個の離散パスから構成されているときは, $\hat{h}_l = \hat{h}(\tau_l)$ である. チャンネルインパルス応答はガードインターバル内に収まっていると仮定する. 一方, 雑音成分は全遅延時間領域 ($\tau=0 \sim N_c-1$) に渡って一様に分布している. 従って, ガードインターバルを超えるインパルス応答を 0 に置き換えて得られた $\tilde{h}(\tau)$ に FFT を適用すれば, 雑音を低減したチャンネル推定値 $\tilde{H}(k)$ が得られることになる.

さらにチャンネル推定精度を高くするには, 判定帰還

チャンネル推定の導入が効果的である. 判定帰還チャンネル推定では, 第 $i-1$ 番目のフレームの判定結果を帰還し, これを拡散して得られたチップ系列をパイロットチップ系列とみなして第 i 番目のフレームの FDE のための瞬時チャンネル推定を行う. 誤り伝搬を軽減するために, 忘却係数 β の 1 次フィルタを用いて時間領域フィルタリングを行う. 第 $i-1$ 番目フレームの判定結果を帰還して求めた瞬時チャンネル推定値を $\tilde{H}_{i-1}(k)$ とすると, 第 i 番目のフレームのチャンネル推定値を次式のように得る.

$$\bar{H}_i(k) = \begin{cases} (1-\beta)\bar{H}_{i-1}(k) + \beta\tilde{H}_{i-1}(k), & i \geq 1 \\ \tilde{H}_0(k), & i = 0 \end{cases} \quad (21)$$

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, FFT ポイント数 $N_c=256$ (フレーム長 256 チップ), ガードインターバル $N_g=32$ チップおよび拡散率 $SF=1$ および 16 を仮定した. パイロットフレームは, $N=15$ データフレーム毎に送信される. パイロットチップ系列として, 周期が 255 および 4095 の PN 系列を用いた. 図 4 に送信フレーム構成を示す. また, フェージングチャンネルは, 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ンネルであるものとした. また, 1 フレーム (N_c チップ) にわたってパス利得は変動しないものとし, $f_D T_c N_c = 0.001$ とした (これは搬送波周波数 5GHz で, $1/T_c = 100$ Mcps のとき, 移動速度 $v=84$ km/h に相当する). 受信機のタイミング再生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
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$ (chips)
	Spreading sequence	Long PN sequence
	Pilot chip sequence	PN sequence with a repetition of 255, 4095 chips
	Spreading factor	$SF=1, 16$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile
		Decay factor $\alpha=0$ dB
Receiver	Frequency-domain equalization	MMSE

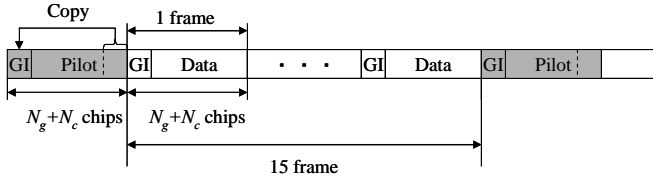
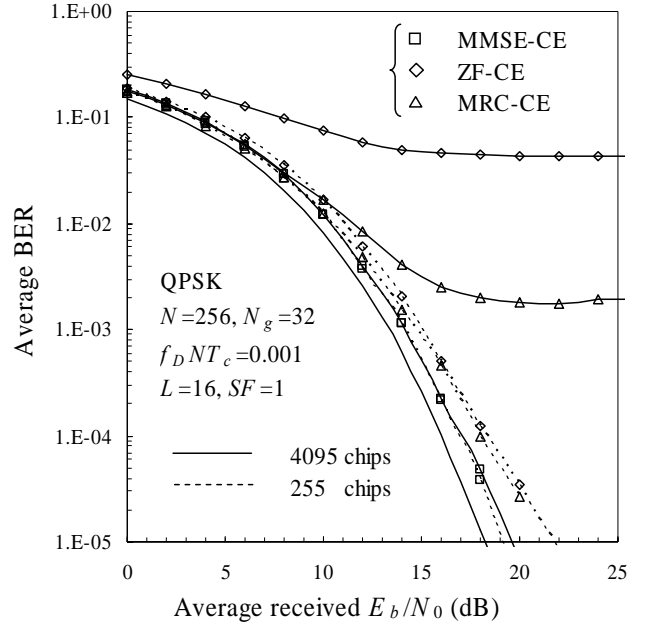


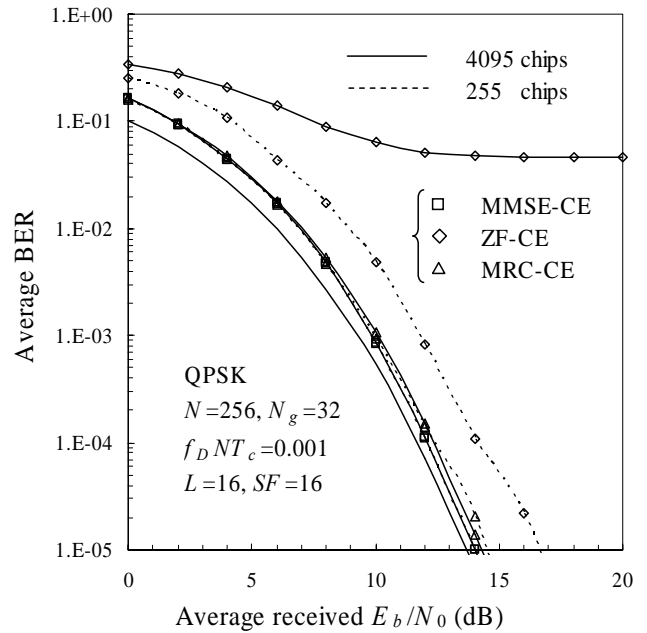
図4 送信フレームの構成

MMSE, ZF および MRC チャンネル推定を用いるときの平均 BER 特性を図5に示す. 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 ($= 0.5 SF(E_c/N_0)(1+N_g/N_c)$) である. $SF=1$ および 16 とした. 時間領域フィルタリングの忘却係数 β は, MMSE および MRC チャンネル推定では $\beta=0.2$, ZF チャンネル推定では $\beta=0$ とした. $SF=1$ の場合, 周期が 4095 の PN 系列をパイロット系列として用いるとき, ZF チャンネル推定では大きな誤りフロアが見られる. 4095 周期の PN 系列では, パイロットフレーム中(256チップ)の 1 と 0 の割合が大きく異なるときパイロットの周波数応答が大きく変動するから, ZF では雑音強調が発生する. MRC チャンネル推定でもチャンネル推定値成分が一定とならないため誤りフロアが見られる. 一方, MMSE チャンネル推定では, 雑音強調を抑圧しつつチャンネル推定値の平均値の誤差を抑えることができるため, このような誤りフロアは見られず, 最も優れた BER 特性が得られている. 周期が 255 の PN 系列をパイロット系列として用いるときも同様に, MMSE チャンネル推定で最も優れた BER 特性が得られている. MMSE チャンネル推定を用いるとき, 理想チャンネル推定からの BER 特性の劣化は 0.9dB 程度である(ただし, 0.28dB のパイロット挿入損含む). 4095 と比較してパイロットの周波数応答の変動が少ないため, MRC および ZF でも, 誤りフロアが見られない.

$SF=16$ のときも同様に, MMSE チャンネル推定はパイロット系列に依存しない判定が可能であり, 最も優れた BER 特性が得られている. 理想チャンネル推定からの BER 特性の劣化は 0.4dB 程度である. MRC チャンネル推定では, チャンネル推定誤差によって生じる FDE 後の残留干渉成分が逆拡散操作によって抑圧されるため, MMSE チャンネル推定とほぼ同等の特性が得られている.



(a) $SF=1$



(b) $SF=16$

図5 MMSE, ZF および MRC チャンネル推定を用いるときの平均 BER 特性

5. むすび

本論文では, MMSE 規範に基づくパイロットチャンネル推定法を提案し, 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. パイロットの周波数応答が大きく変動するとき, ZF チャンネル推定では, 雑音強調が生じるため誤りフロアが見られる. MRC チャンネル推定では, チャンネル利得の推定値の平均値に誤差があるため特性が劣化する. 一方で, MMSE チャンネル推定では, 雑音強調を抑圧しつつチャンネル利得の推定値の平均値誤差を抑えることができるため, パイロット系列の種類によらず最も優れた BER 特性

が得られることを明らかにした。 $SF=1(16)$ のとき，理想チャネル推定からの劣化を 0.9(0.4)dB までに抑圧できる。

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-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 multicode DS-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-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 multicode DS-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] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.
- [13] T. Fukuhara, H. Yuan, Y. Takeuchi, and H. Kobayashi, "A novel channel estimation method for OFDM transmission technique under fast time-variant fading channel," *Proc. 57th IEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 2343-2347, Jeju, Korea, Apr. 2003.
- [14] 武田和晃, 安達文幸, "パイロットチャネル推定を用いる DS-CDMA 周波数領域等化の誤り率特性," *信学技報*, RCS2004-86, pp.61-65, June 2004.