

Overlap FDE を用いる MC-CDMA のビット誤り率の理論解析

留場 宏道[†] 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 6-6-05

E-mail: [†] {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし—次世代の移動無線通信では高速信号伝送が要求されている。最近、高速移動無線アクセス技術としてマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている。MC-CDMA では最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化により厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる。従来の周波数領域等化ではブロック間干渉を避けるためにガードインターバルの挿入が必要であるが、ガードインターバル挿入によって伝送効率が低下してしまう。本論文では、ガードインターバル挿入を必要としない周波数領域等化(Overlap FDE)の MC-CDMA への適用について述べ、チャネル利得が与えられたときの条件付 BER 特性を導出し数値計算により平均 BER 特性を明らかにしている。また、計算機シミュレーションにより理論検討の妥当性を示している。

キーワード—周波数選択性フェージングチャネル, Overlap FDE, MC-CDMA

BER Performance Analysis of MC-CDMA with Overlap FDE

Hiromichi TOMEBA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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

Abstract— Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention as a broadband wireless access technique for the next generation mobile communications systems. Frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can take advantage of the channel frequency-selectivity and improve the average bit error rate (BER) performance due to frequency-diversity gain. The conventional FDE requires the insertion of the guard interval (GI) to avoid the inter-block interference (IBI), resulting in the transmission efficiency loss. In this paper, an overlap FDE technique, which requires no GI insertion, is presented for MC-CDMA transmission. An expression for the conditional bit error rate (BER) is derived for the given set of channel gains. The average BER performance in a frequency-selective Rayleigh fading channel is evaluated by Monte-Carlo numerical computation method using the derived conditional BER and is confirmed by computer simulation of the MC-CDMA signal transmission.

Keyword— Frequency-selective fading channel, Overlap FDE, MC-CDMA.

1. まえがき

次世代の移動無線通信では高速、高品質な伝送が要求されている。高速移動無線チャネルは、様々な遅延時間の伝播路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであるのが特徴であり、符号間干渉 (ISI) によって伝送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) は、遅延時間の異なるパスを分離して Rake 合成を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができ、伝送特性を改善できる [3]。しかし、今後期待される 100Mbps 以上の超高速伝送においては分離可能なパス数が大幅に増えることによるパス間干渉 (IPI) の増大により、伝送特性は大幅に劣化してしまう。そこで、最近ではマルチキャリア符号分割マルチアクセス (MC-CDMA) が注目されている [4-6]。MC-CDMA では周波数領域の拡散を用いることでチャネルの周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ること

ができるので、マルチアクセス能力を持ちつつ優れた伝送特性を得ることができる。DS-CDMA 伝送でも周波数領域等化 (FDE) を用いれば、Rake 合成を用いるときより優れた伝送特性が得られることが分かってきた [7-9]。周波数領域等化では遅延パスによるブロック間干渉を防ぐためにガードインターバル (GI) の挿入が必要である。しかしながら、GI 挿入により伝送効率の低下を招いてしまう。また、GI を超える遅延パスがあるとブロック間干渉 (IBI) が発生し、伝送特性が大幅に低下してしまう。そこで、著者らは MC-CDMA 伝送を対象に GI を用いない周波数領域等化 (Overlap FDE) [10, 11] について検討し、従来の周波数領域等化とほぼ同等のビット誤り率 (BER) 特性が得られることを計算機シミュレーションにより明らかにした [12]。本論文では、Overlap FDE を用いる MC-CDMA 伝送を対象に BER の理論解析を行い、計算機シミュレーションによりその妥当性を示している。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では Overlap FDE の原理を述べ、第 3 章では Overlap FDE を用いる MC-CDMA 伝送系について述べ、次いで第 4 章では、チャンネル利得が与えられたときの条件付 BER を導出している。第 5 章では導出した条件付 BER をもとにモンテカルロ数値計算によって平均 BER を求め、計算機シミュレーション結果と比較している。最後に第 6 章でまとめる。

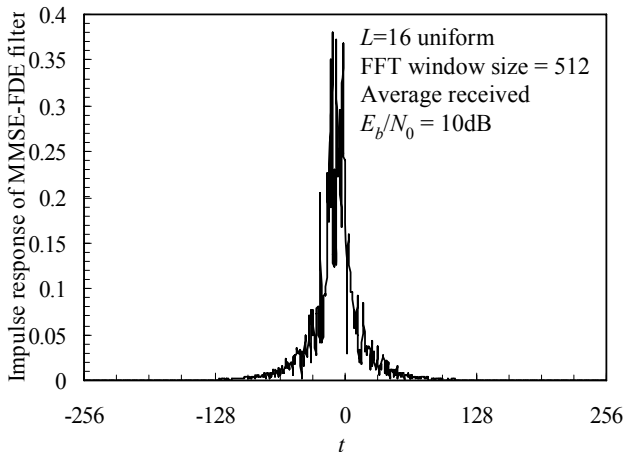


図 1 MMSE-FDE フィルタのインパルス応答

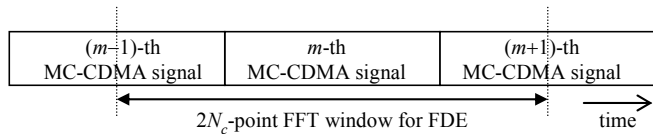


図 2 第 m 番目の MC-CDMA 信号に対する Overlap FDE

2. GI 挿入を必要としない周波数領域等化 (Overlap-FDE) の原理[11]

MMSE 周波数領域等化[4, 5]は線形フィルタである。このインパルス応答を図 1 に示す。ただし、高速フーリエ変換(FFT) ブロックサイズを 512 とし、16 パスの一様電力遅延プロファイルを有するチャンネルを仮定している。図 1 よりインパルス応答はブロック全体に広がらず、0 付近に集中していることが分かる。このことは、遅延パスによるブロック間干渉(ICI) は等化後の信号のブロック全体には広がらず、ブロック中央付近では ICI の影響が殆どないことを示している。この点に

着目し、残留 ICI の影響が抑圧された MC-CDMA 信号を取り出すことができる。等化に用いる FFT ブロックサイズを MC-CDMA のサブキャリア数 N_c の整数倍に設定し、等化出力のうち中央の N_c サンプルを用いてサブキャリア復調を行えば残留 ICI の影響を大幅に軽減できる(図 2 参照)。FFT ブロックサイズを大きくすれば、残留 ICI をより抑圧できるが、演算量が大幅に増加してしまう。本論文では FFT ブロックサイズを $2N_c$ に固定するものとする。

3. Overlap FDE を用いる MC-CDMA 伝送系

本論文では下りリンクを考える。送受信系を図 3 に示す。送信局では、 U 個の送信データシンボル系列 $\{d_u(i); u=0 \sim (U-1)\}$ にそれぞれ拡散率 SF の直交拡散符号 $\{c_u(t); t=0 \sim (SF-1), u=0 \sim (U-1)\}$ を乗算して、直交コード多重する。その後スクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算した後、 N_c ポイント IFFT を用いて MC-CDMA 信号を生成する。従来の MC-CDMA ではこの後に GI を挿入するが、本論文の MC-CDMA では GI を挿入せずに送信するため、伝送効率の低下は起こらない。

受信側では、 $2N_c$ ポイント FFT を行って受信信号を $2N_c$ 個の周波数成分に分解して周波数領域等化を行い、 $2N_c$ ポイント IFFT によって時間領域信号を生成する。その後、中央の N_c 個のサンプルに対して N_c ポイント FFT を適用して、MC-CDMA 復調を行う。

3.1. 送信系

MC-CDMA 送信信号 $s(t)$ は等価低域表現を用いて次式のよう表される。

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m(t - mN_c) \quad (1)$$

ここで、 $s_m(t)$ は次式で与えられる第 m 番目の MC-CDMA 信号である：

$$s_m(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_m(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), & t=0 \sim (N_c-1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

また、 $\{S_m(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ は第 m 番目の MC-CDMA 信号の第 k サブキャリア成分を表す：

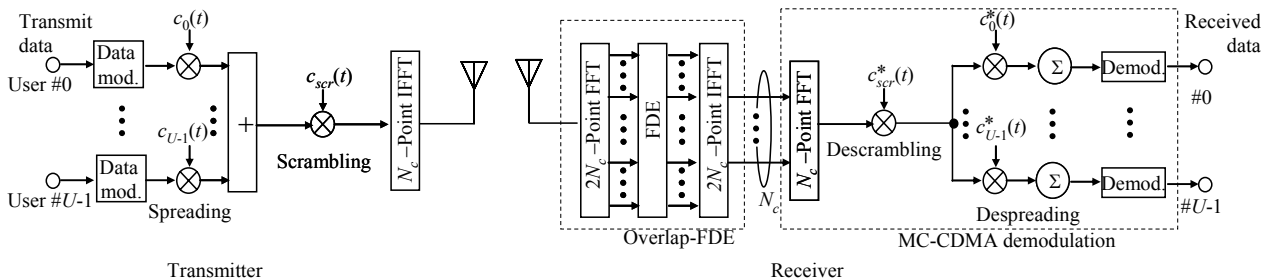


図 3 Overlap FDE を用いる MC-CDMA の送受信系

$$S_m(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{u=0}^{U-1} c_{scr}(k) c_u(k \bmod SF) d_u \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor + m \frac{N_c}{SF} \right) \quad (3)$$

ここで、 P は送信電力を表し、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。

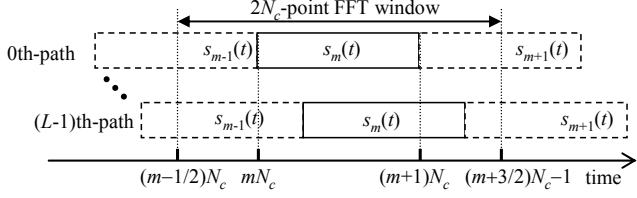


図4 FFT窓と L 個のパスの遅延時間との関係

3.2. 受信信号

MC-CDMA 送信信号 $s(t)$ は、周波数選択性フェージングチャネルを伝播して受信局に受信される。フェージング変動は十分に緩慢であるとしている。フェージングチャネルは遅延時間の異なる L 個の離散パスから構成されるものとし、パス l の複素パス利得を h_l 、遅延時間 τ_l とする。FFT/IFFT サンプルング周期を T_c としたときに $\tau_l = lT_c$ であるものとする、チャネルのインパルス応答 $h(t)$ は次式で表される。

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t-l) \quad (4)$$

一般性を失うことなく、図4に示されるように区間 $t=(m-1/2)N_c \sim ((m+3/2)N_c-1)$ の受信信号に $2N_c$ ポイント FFT を適用することを考える。受信信号 $\{r_m(t); t=0 \sim (2N_c-1)\}$ は次式のように表わすことができる。

$$r_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l y_m(t-l) + v_m(t) + \eta_m(t) \quad (5)$$

ここで $y_m(t)$ はブロック長 $2N_c$ の周期信号成分、 $v_m(t)$ は前後のブロックからのブロック間干渉(ICI)成分、 $\eta_m(t)$ は平均0で分散 $2N_c/T_c$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)をそれぞれ表しており、 $y_m(t)$ および $v_m(t)$ は次式で与えられる。

$$y_m(t) = \begin{cases} s_{m-1}\left(t + \frac{1}{2}N_c\right), & t=0 \sim \frac{1}{2}N_c - 1 \\ s_m\left(t - \frac{1}{2}N_c\right), & t=\frac{1}{2}N_c \sim \frac{3}{2}N_c - 1 \\ s_{m+1}\left(t - \frac{3}{2}N_c\right), & t=\frac{3}{2}N_c \sim 2N_c - 1 \end{cases} \quad (6)$$

$$v_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[h_l \{y_{m-2}(t-l) - y_m(t-l)\} \times \{u_0(t) - u_0(t-l)\} \right], \quad (7)$$

ここで $u_0(t)$ は単位ステップ関数である。

3.3. Overlap FDE

式(5)に $2N_c$ ポイント FFT を適用して、 $2N_c$ 個の周波数成分

に分解する。第 q 周波数成分は次式で表される。

$$R_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{2N_c-1} r_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{2N_c}\right) \\ = H(q)Y_m(q) + N_m(q) + \Pi_m(q) \quad (8)$$

ここで、

$$\begin{cases} H(q) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi q \frac{l}{2N_c}\right) \\ Y_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{2N_c-1} y_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ N_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{2N_c-1} v_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{2N_c-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (9)$$

である。次に、次式のように各周波数成分に周波数領域等化重み $\{w(q); q=0 \sim (2N_c-1)\}$ を乗算する周波数領域等化を行う。

$$\hat{R}_m(q) = R_m(q)w(q) \\ = \hat{H}(q)Y_m(q) + \hat{N}_m(q) + \hat{\Pi}_m(q) \quad (10)$$

ここで、

$$\begin{cases} \hat{H}(q) = H(q)w(q) \\ \hat{N}_m(q) = N_m(q)w(q) \\ \hat{\Pi}_m(q) = \Pi_m(q)w(q) \end{cases} \quad (11)$$

である。本論文では次の3つの周波数等化重みを用いる[4, 5]。

$$w(q) = \begin{cases} \frac{H^*(q)}{|H(q)|^2}, & \text{ZF} \\ H^*(q), & \text{MRC} \\ \frac{H^*(q)}{\frac{U}{SF}|H(q)|^2 + (P/\sigma^2)^{-1}}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (12)$$

$2\sigma^2$ はブロック間干渉成分と雑音の電力和である。ZF 重みはチャネルの周波数非選択性を完全再生する重みであり、MRC 重みは受信信号対雑音電力比(SNR)を最大とする重みである。また、MMSE 重みは次式で示すように $Y_m(q)$ と $\hat{R}_m(q)$ の平均二乗誤差(MSE)を最小にする重みである。

$$w(q) = \arg \min_{\{w(q)\}} E[|\hat{R}_m(q) - Y_m(q)|^2] \quad (13)$$

式(10)に $2N_c$ -ポイント IFFT を適用し、時間領域信号 $\{\hat{r}_m(t); t=0 \sim (2N_c-1)\}$ を得る：

$$\hat{r}_m(t) = \sum_{q=0}^{2N_c-1} \hat{R}_m(q) \exp\left(j2\pi q \frac{t}{2N_c}\right) \quad (14)$$

式(14)で与えられる等化出力の中央 N_c サンプルのみを取り出

すことによりブロック間干渉(ABI)を抑圧できる. 取り出す等化出力を $\{\hat{s}_m(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ とすると $\hat{s}_m(t)$ は次式で与えられる.

$$\hat{s}_m(t) = \hat{r}_m(t + N_c/2) \quad (15)$$

$\hat{s}_m(t)$ に N_c ポイント FFT を適用しサブキャリア復調を行う:

$$\hat{S}_m(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{s}_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (16)$$

式(16)に対して, 逆拡散を行うことにより各ユーザの送信シンボル系列に対する軟判定値系列を得る.

$$\hat{d}_u(i) = \frac{1}{SF} \sum_{k=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{S}_m(k) c_{scr}^*(k) c_u^*(k \bmod SF) \quad (17)$$

4. BER 解析

一般性を失うことなく, 第 0 ユーザの送信シンボル $d_0(0)$ を考える. 式(17)に式(16)を代入することにより $d_0(0)$ に対する軟判定値 $\hat{d}_0(0)$ は次式で与えられる.

$$\hat{d}_0(0) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) \right) d_0(0) + \hat{\Lambda}_0 + \hat{X}_0 + \hat{N}_0 + \hat{\Pi}_0 \quad (18)$$

ここで, $\hat{\Lambda}_0$ はコード間干渉(ICI)成分, \hat{X}_0 は残留パス間干渉(IPI)成分, \hat{N}_0 は残留 ABI 成分, $\hat{\Pi}_0$ は雑音成分を表し, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \hat{\Lambda}_0 = \frac{1}{SF} \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{u=1}^{U-1} d_u(0) \left(\sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) c_0^*(k) c_u(k) \right) \\ \hat{X}_0 = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} X_0(k) c_{scr}^*(k) c_0^*(k) \\ \hat{N}_0 = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{N}_0(k) c_{scr}^*(k) c_0^*(k) \\ \hat{\Pi}_0 = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{\Pi}_0(k) c_{scr}^*(k) c_0^*(k) \end{cases} \quad (19)$$

ここで,

$$\begin{cases} X_0(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{\tau=N_c/2}^{N_c-1} [s_{-1}(\tau) - s_0(\tau)] \varphi(k, \tau) + \frac{1}{N_c} \sum_{\tau=0}^{N_c/2-1} [s_1(\tau) - s_0(\tau)] \varphi(k, \tau) \\ \tilde{N}_0(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \sum_{\tau=0}^{L-1} \begin{bmatrix} s_{-1}\left(\frac{1}{2}N_c + \tau - l\right) \\ -s_1\left(\frac{1}{2}N_c + \tau - l\right) \end{bmatrix} \psi(k, \tau) \\ \tilde{\Pi}_0(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{\tau=0}^{2N_c-1} \eta_0(\tau) \psi(k, \tau) \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \varphi(k, \tau) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{h}\left(t + N_c - \tau\right) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \psi(k, \tau) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \omega\left(t + \frac{1}{2}N_c - \tau\right) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} \hat{h}(\tau) = \sum_{q=0}^{2N_c-1} \hat{H}(q) \exp\left(j2\pi \frac{q}{2N_c} \tau\right) \\ \omega(\tau) = \sum_{q=0}^{2N_c-1} w(q) \exp\left(j2\pi \frac{q}{2N_c} \tau\right) \end{cases} \quad (22)$$

である. 式(18)より, $\hat{d}_0(0)$ は $\sqrt{\frac{2P}{SF}} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) \right) d_0(0)$ を平均とする確率変数となることが分かる. 式(19)より $\hat{\Lambda}_0, \hat{X}_0$ および \hat{N}_0 はそれぞれ平均 0 の多数の確率変数を平均したものであるから, 中心極限定理[13]により正規分布に従うので, $\mu = \hat{\Lambda}_0 + \hat{X}_0 + \hat{N}_0 + \hat{\Pi}_0$ を新たな零平均のガウス雑音として扱うことができる. μ の分散 $2\sigma_\mu^2$ は次式で与えられる.

$$2\sigma_\mu^2 = 2\sigma_\Lambda^2 + 2\sigma_X^2 + 2\sigma_N^2 + 2\sigma_\Pi^2 \quad (23)$$

式(19)より $\sigma_\Lambda^2, \sigma_X^2, \sigma_N^2$ および σ_Π^2 を求めることができ, それぞれ次式で与えられる(導出略).

$$\begin{cases} \sigma_\Lambda^2 = E[|\hat{\Lambda}_0|^2] / 2 \\ = P \frac{U-1}{SF^2} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\hat{H}(2k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) \right|^2 \right) \\ \sigma_X^2 = E[|\hat{X}_0|^2] / 2 = 2P \frac{U}{SF^3} \frac{1}{N_c} \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{SF-1} |\varphi(k, \tau)|^2 \\ \sigma_N^2 = E[|\hat{N}_0|^2] / 2 \\ = 2P \frac{U}{SF^3} \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \left(\sum_{\tau=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{SF-1} |\psi(k, \tau)|^2 \right) \\ \sigma_\Pi^2 = E[|\hat{\Pi}_0|^2] / 2 \\ = \frac{1}{SF^2} \frac{N_0}{T_c} \frac{1}{N_c^2} \sum_{\tau=0}^{2N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{SF-1} |\psi(k, \tau)|^2 \right) \end{cases} \quad (24)$$

QPSK データ変調を仮定した場合, チャネル利得ベクトル $\mathbf{H}=[H(0), H(1), \dots, H(2N_c-1)]$ が与えられた時の条件付 BER は次式となる[2].

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right)}\right] \quad (25)$$

ここで, $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である. また, $\gamma(E_s/N_0, \mathbf{H})$ は瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)であり, 次式で表される.

$$\begin{aligned}
\gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right) &= \frac{\left| \sqrt{\frac{2P}{SF}} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) \right) d_0(0) \right|^2}{\sigma_\mu^2} \\
&= \frac{2 \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) \right|^2}{\left(\frac{U-1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\hat{H}(2k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}(2k) \right|^2 \right) \right)} \\
&\quad + 2 \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \left[\frac{1}{N_c} \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\varphi(k, \tau)|^2 \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \sum_{\tau=0}^{L-1} \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\psi(k, \tau)|^2 \right] \\
&\quad + \frac{1}{N_c} \sum_{\tau=0}^{2N_c-1} \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\psi(k, \tau)|^2
\end{aligned} \quad (26)$$

次式のように、 \mathbf{H} のとり得る全ての範囲にわたって式(25)を平均することで平均 BER が得られる。

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \text{ave}_{\mathbf{H}} \left[P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}\right) \right] \quad (27)$$

5. 数値計算と計算機シミュレーション

数値計算および計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。パス数は $L=16$ で一様電力遅延プロファイルを仮定し(すなわち $E[|h_l|^2]=1/L$ for all l)、チャンネル推定は理想とした。比較のため、従来の GI 挿入を用いる MC-CDMA の BER 特性も示した。なお、GI 長は $N_c/8$ サンプルとした。

表 1 シミュレーション条件

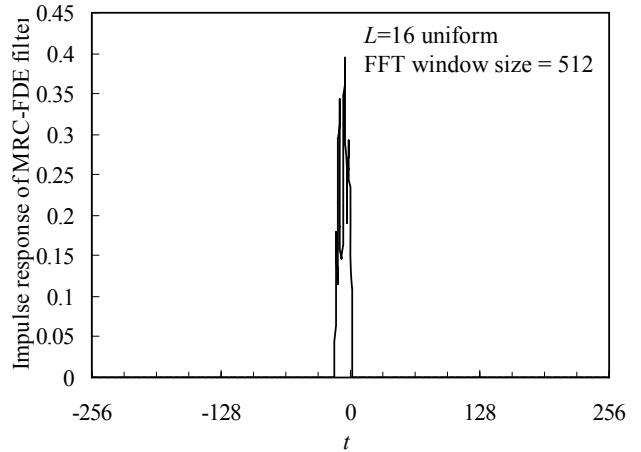
Data modulation		QPSK
MC-CDMA	No. of sub-carriers	$N_c=256$
	Scrambling code	4095-chip PN
	Spreading codes	Walsh codes
	Spreading factor	$SF=1, 16$
	No. of users	$U=1, 16$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$
Overlap FDE	FFT window size	512 ($=2N_c$)
	FDE weight	MMSE, MRC, ZF
Channel estimation		Ideal

5.1. 平均 BER 特性

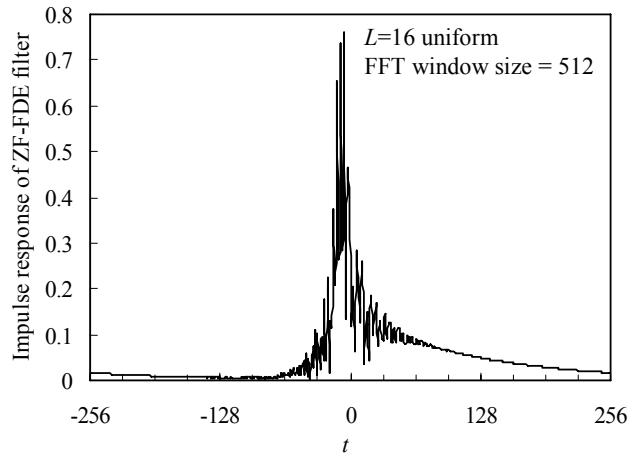
はじめに MRC および ZF 周波数等化重みのインパルス応答を図 5 にそれぞれ示す。MRC 重みのインパルス応答は $t=0 \sim (L-1)$ にしか広がっていないため、Overlap FDE により残留 IBI を完全に抑圧することができる。しかし、MRC 重みはチャンネルの周波数選択性も強調してしまうため、IPI も増大してしまい、高い誤りフロアが見られる(図 6 参照)。ZF 重みはチャンネルの周波数非選択性を完全再生するために IPI は全く発生しない。しかし、ZF 重みのインパルス応答は信号ブロック全体

に広がっているため、十分な IBI 抑圧効果は期待できない。一方、MMSE 重みのインパルス応答は MRC 重みよりは広がっているものの、その電力の殆どは $t=0$ 付近に集中しているため、十分な IBI 抑圧効果を得ることができる。

Overlap FDE を用いる OFDM($SF=1$) の平均 BER 特性を図 6(a) に示す。MMSE 重みが最も優れた平均 BER 特性を与えることが分かる。また、従来の GI 挿入を行う OFDM とほぼ同等の伝送特性が得られているものの、送信電力の高い領域においては残留 IBI を十分に抑圧できないため、特性が劣化していることが分かる。周波数拡散時の平均 BER 特性を図 6(b) に示す。拡散率およびコード多重数を 16 とし、周波数ブロックインターリーブを適用している。周波数拡散を行うことで Overlap MMSE FDE では周波数ダイバーシチ利得が得られるため、BER 特性は大幅に改善し、従来の GI 挿入を行う周波数領域等化とほぼ同等の平均 BER を得ることが出来る。一方、MRC 重みでは大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるものの、チャンネルの周波数選択性を強調してしまうためにコード間の直交性が崩れてしまい、大きな ICI を発生させてしまう。ZF 重みではチャンネルの周波数非選択性を完全再生するため、コード間

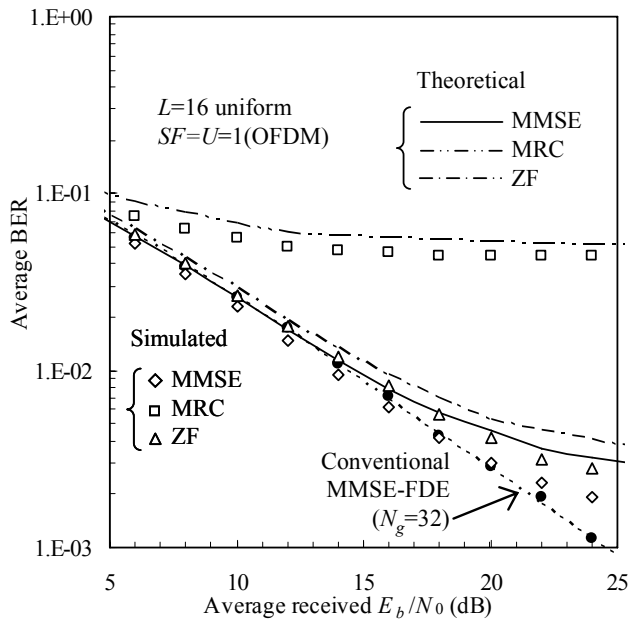


(a) MRC

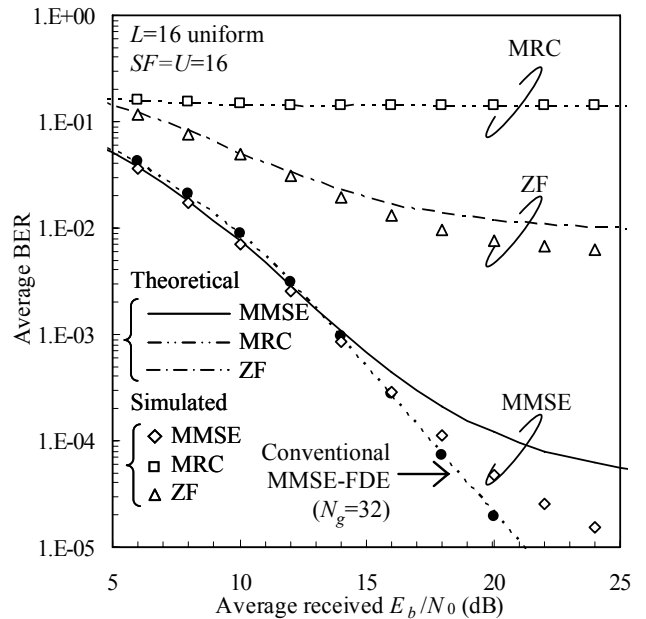


(b) ZF

図 5 MRC- および ZF-FDE フィルタのインパルス応答



(a) $SF=1$ (OFDM)



(b) $SF=16$

図6 平均BER特性

の直交性は保たれるものの、周波数ダイバーシチ利得が得られないため、MMSE 重みよりも BER 特性が劣化してしまう。また、計算機シミュレーション結果と理論値はほぼ一致しているものの、受信 E_b/N_0 の高い領域において若干の乖離が見られる。これは、IBI 成分のガウス近似の精度が低いためである。

6. まとめ

本論文では MC-CDMA を対象に GI を用いない周波数領域等化(Overlap FDE)について述べた。Overlap FDE を用いる MC-CDMA 伝送では、周波数領域等化に用いる FFT 窓サイズを MC-CDMA のサブキャリア数 N_c の整数倍に設定し、等化出力のうち中央の N_c サンプルを用いてサブキャリア復調を行うことで残留 IBI の影響を大幅に軽減できる。Overlap FDE では GI 挿入を必要としないため、伝送効率は低下しない。また、伝搬路の遅延時間の大きさに応じて受信側で FFT 窓サイズを変更するだけでよいので、伝搬環境の変動に強いという利点を有している。本論文では BER の理論解析を行い、MMSE 重みを用いる Overlap FDE は GI を用いる場合と同等の BER 特性が得られることを示した。また、計算機シミュレーションにより理論検討の妥当性を示した。

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, Sep. 1998.

[4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," IEEE Commun. Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
 [5] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol. 48, No. 5, pp. 1584-1595, Sept., 1999.
 [6] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA systems," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 1, pp. 352-364, Jan., 2003.
 [7] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
 [8] M. V. Clark, "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," IEEE J. Select. Areas. Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1385-1395, Oct. 1998.
 [9] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr., 2005.
 [10] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '03 fall, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
 [11] C. V. Sinn and J. Gotze, "Avoidance of guard periods in block transmission systems," 4-th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) '03, pp. 432-436, Rome, Italy, June 2003.
 [12] 留場, 武田, 安達, "マルチキャリア伝送におけるブロック間干渉を抑圧する周波数領域等化," 信学技報, RCS2005-18, pp. 11-16, 機械振興会館, 2005年5月
 [13] M. H. Degroot, Probability and statistics, 2nd ed., Addison Wesley, 1986.