

パイロットチャネル推定を用いる MC-CDMA オーバーラップ FDE の平均 BER 特性

留場 宏道[†] 武田 一樹[†] 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, kazuki, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし—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(FDE)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. MC-CDMA ではブロック間干渉(ICI)を避けるためにガードインターバル(GI)を挿入しているが, GI 挿入によって伝送効率が低下してしまう. オーバーラップ FDE では, GI 挿入を行わずに ICI を大幅に抑圧することができる. 著者らは以前, MC-CDMA 伝送にオーバーラップ FDE を適用すれば, 従来の GI 挿入を行う MC-CDMA とほぼ同等のビット誤り率(BER)特性が得られることを明らかにした. しかし, 以前の検討は理想チャネル推定を仮定していた. そこで本論文ではオーバーラップ FDE に適したパイロットを用いるチャ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って明らかにしている.

キーワード—周波数選択性フェージングチャネル, オーバーラップ FDE, パイロットチャネル推定, MC-CDMA

Average BER performance of MC-CDMA with Overlap FDE using pilot assisted channel estimation

Hiromichi TOMEBA[†] Kazuki Takeda[†] 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, kazuki, 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. However, conventional MC-CDMA requires the insertion of guard interval (GI) and this reduces the transmission efficiency. Overlap FDE technique has been proposed that requires no GI insertion. Recently, we showed that MC-CDMA using overlap FDE can provide almost the same bit error rate (BER) performance as the conventional MC-CDMA using the GI insertion. However, our previous work assumed the ideal channel estimation. In this paper, we propose the pilot assisted channel estimation for the MC-CDMA using overlap FDE and evaluate the BER performance by computer simulation.

Keyword— Frequency-selective fading channel, Overlap FDE, pilot assisted channel estimation, 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搬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]. 最近, 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[3-5]. MC-CDMA では周波数領域の拡散と, 最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)により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, 厳しい周波数選択性フェージング環境下においてもマルチアクセス能力を持ちつつ優れたビット誤り率(BER)特性を得る

ことができる. MC-CDMA ではブロック間干渉(ICI)を避けるためにガードインターバル(GI)を挿入しているが, GI 挿入によって伝送効率が低下してしまう. オーバーラップ FDE では GI 挿入を行わずに ICI を大幅に抑圧できる[6, 7]. 著者らは MC-CDMA 伝送にオーバーラップ FDE を適用すれば, 従来の GI 挿入を行う MC-CDMA とほぼ同等のビット誤り率(BER)特性が得られることを明らかにした[8, 9]. しかし, 従来の検討は理想チャネル推定を仮定していた. そこで, 本論文ではオーバーラップ FDE に適したチャネル推定法を考察するとともに, パイロットを用いるチャネル推定時における平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている.

本論文は以下のような構成になっている. 第2章ではオー

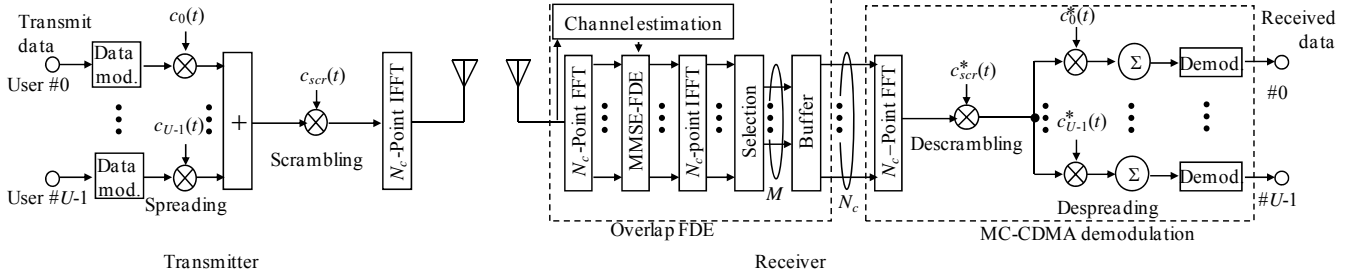


図1 オーバーラップ FDE を用いる MC-CDMA の送受信系

オーバーラップ FDE を用いる MC-CDMA 伝送系について述べ、次いで第 3 章では、本論文で用いるチャネル推定法について述べる。第 4 章では平均 BER 特性を計算機シミュレーション結果によって明らかにし、最後に第 5 章でまとめる。

2. オーバーラップ 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 1 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、 N_c ポイント FFT を行って受信信号を N_c 個の周波数成分に分解して周波数領域等化を行い、 N_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 M 個のサンプルのみを取り出してメモリに格納する。取り出したサンプル数が N_c サンプルになったとき、 N_c ポイント FFT を適用して、MC-CDMA 復調を行う。

2.1. チャネルモデル

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、フェージング変動は十分に緩慢であるとしている。パス l の複素パス利得を h_l 、遅延時間 τ_l とし、FFT/IFFT サンプリング周期を 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 $h(\tau)$ は次式で表される。

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

2.2. 受信信号

MC-CDMA 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局に受信される。受信側では図 2 に示されているように、各 MC-CDMA 信号を $M (< N_c)$ サンプルの小ブロック系列に分割することを考える。今、 m 番目の MC-CDMA 信号の第 0 番目の小ブロックを中心とした N_c サンプル(時間

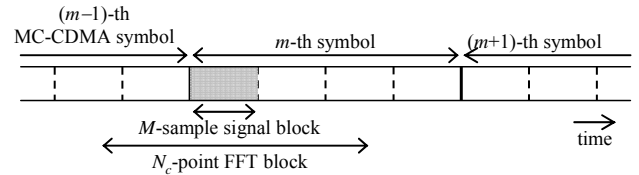


図2 受信信号とFFT窓との関係

区間 $t=(m-1/2)N_c+M/2\sim(m+1/2)N_c+M/2-1$ の受信信号を N_c ポイント FFT により N_c 個の周波数成分に分解することを考える。受信信号 $r(t)$ は次式のように表わすことができる。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l s((t-l) \bmod N_c) + \mu(t) + \eta(t) \quad (2)$$

$t=(m-1/2)N_c+M/2\sim(m+1/2)N_c+M/2-1$

ここで P は平均受信電力を表す。 $s(t)$ は MC-CDMA 送信信号であり、等価低域表現を用いて次式のように表される。

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m(t - mN_c) \quad (3)$$

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：

$$s_m(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_m(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), & t = 0 \sim (N_c - 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

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：

$$S_m(k) = \sum_{u=0}^{U-1} c_{scr}(k) c_u(k \bmod SF) d_u\left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor + m \frac{N_c}{SF}\right) \quad (5)$$

なお、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。 $\mu(t)$ は $(m-1)$ 番目の MC-CDMA 信号からのブロック間干渉(ICI)成分、 $\eta(t)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_c$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)をそれぞれ表しており、 $\mu(t)$ は次式で与えられる。

$$\mu(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[h_l \begin{bmatrix} s_{m-1}((t-l) \bmod N_c) \\ -s_m((t-l) \bmod N_c) \end{bmatrix} \times (u_0(t) - u_0(t-l)) \right] \quad (6)$$

ここで $u_0(t)$ は単位ステップ関数である。

2.3. オーバーラップ FDE

式(5)に N_c ポイント FFT を適用して, N_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.

$$\begin{aligned} R(q) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=(m-1/2)N_c+M/2}^{(m+1/2)N_c+M/2-1} r(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ &= H(q)\tilde{S}(q) + N(q) + \Pi(q) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで,

$$\begin{cases} H(q) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi q \frac{l}{N_c}\right) \\ \tilde{S}(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=(m-1/2)N_c+M/2}^{(m+1/2)N_c+M/2-1} s(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ N(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=(m-1/2)N_c+M/2}^{(m+1/2)N_c+M/2-1} \mu(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=(m-1/2)N_c+M/2}^{(m+1/2)N_c+M/2-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (8)$$

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 $\{w(q); q=0\sim(N_c-1)\}$ を乗算する周波数領域等化を行う.

$$\begin{aligned} \hat{R}(q) &= R(q)w(q) \\ &= \hat{H}(q)\tilde{S}(q) + \hat{N}(q) + \hat{\Pi}(q) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで,

$$\begin{cases} \hat{H}(q) = H(q)w(q) \\ \hat{N}(q) = N(q)w(q) \\ \hat{\Pi}(q) = \Pi(q)w(q) \end{cases} \quad (10)$$

である. なお本論文では周波数領域等化重みとして MMSE 重みを用いるものとする[4, 5].

$$w(q) = \frac{H^*(q)}{U |H(q)|^2 + 2\sigma^2} \quad (11)$$

$2\sigma^2$ はブロック間干渉(ABI)成分と雑音の電力和である.

$\{\tilde{R}(q); q=0\sim(N_c-1)\}$ に N_c -ポイント IFFT を適用し, 時間領域信号 $\{\tilde{r}(t); t=(m-1/2)N_c\sim M/2\sim(m+1/2)N_c\sim(M/2-1)\}$ を得る. その後, ABI 成分を抑圧するために等化出力のうち, $\{\tilde{r}(t); t=mN_c\sim(mN_c+M-1)\}$ の M サンプルのみを取り出す. 次に, $t=mN_c\sim(mN_c+2M-1)$ サンプル区間を取り出すために, これまで述べてきたように, N_c ポイント FFT, 周波数領域等化, N_c ポイント IFFT を行う. 取り出した系列長が N_c サンプルになったとき N_c ポイント FFT を適用し, N_c 個のサブキャリア成分に分解する. その後, 逆拡散を行って軟判定値系列を得て, データ復調する.

M を小さくすれば ABI をより小さくできるが 1 ブロックあたりの FFT/IFFT 演算回数が N_c/M 倍に増加してしまう. つまり BER 特性の改善と演算量の増加はトレードオフの関係に

ある. 本論文では $M=N_c/2$ としている.

3. チャネル推定

MMSE 周波数領域等化重み(式(11)参照)を得るためには, 高精度なチャネル推定値が必要となる. 本論文では, チャネル推定法として従来からよく検討されているパイロットチャネル推定法[10-12]を用いる. パイロットチャネル推定では, 時間多重された既知パイロット系列を用いることによりチャネル推定を行うことができる. 文献[12]では GI 挿入を行う OFDM を対象としたパイロットチャネル推定法(以降 PACE と呼ぶ)が検討されている. PACE をオーバーラップ FDE に適用すると, パイロットブロックに GI 挿入が必要となってしまうため, 伝送効率が低下してしまう. また, 文献[13]では同一の OFDM ブロックを繰り返し送信することで GI 挿入を必要としないブロック繰り返し送信が提案されているが, やはり伝送効率の低下を引き起こしてしまう. 本論文では, 伝送効率の低下を防ぐために周期 $N_c/2$ の繰り返しパイロットブロックを用いるチャネル推定法(以降 CPACE と呼ぶ)を提案する.

3.1. CPACE の原理

CPACE では, 次式のような周期 $N_c/2$ の繰り返しパイロットブロック $\{s_p(t); t=0\sim(N_c-1)\}$ を用いる.

$$s_p(t) = a(t \bmod(N_c/2)) \quad (12)$$

パイロットブロックが受信されたときの受信信号 $\{r_p(t); t=0\sim(N_c-1)\}$ は次式で与えられる.

$$r_p(t) = \sqrt{2P'} \sum_{l=0}^{L-1} h_l a((t-l) \bmod(N_c/2)) + \mu(t) + \eta(t) \quad (13)$$

ここで, P' はパイロットブロックの平均受信電力を表し, データブロックの平均受信電力と等しくするため, $P'=(U/SF)P$ であるものとする.

(i) ブロックの後半部分を用いたチャネル推定

パイロットブロックの前半の $N_c/2$ サンプルは後半の $N_c/2$ サンプルの GI となるため, 受信パイロットブロック後半の $N_c/2$ サンプルは ABI の影響を受けない. そこで, $N_c/2$ ポイント FFT を適用することにより $N_c/2$ 個の周波数成分 $\{R_1(q); q=0\sim(N_c/2-1)\}$ に分解する(図 3(a)参照):

$$\begin{aligned} R_1(q) &= \frac{1}{N_c/2} \sum_{t=0}^{N_c/2-1} r_p(t+N_c/2) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c/2}\right) \\ &= \sqrt{2P'} H(2q)A(q) + \Pi(2q) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで,

$$A(q) = \frac{1}{N_c/2} \sum_{t=0}^{N_c/2-1} a(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c/2}\right),$$

$$|A(q)|^2 = 2 \quad q=0 \sim (N_c/2-1) \quad (15)$$

である。瞬時チャネル推定値 $\{\tilde{H}_1(q); q=0 \sim (N_c/2-1)\}$ は次式のような逆変調により求めることができる。

$$\tilde{H}_1(q) = R_1(q) / A(q)$$

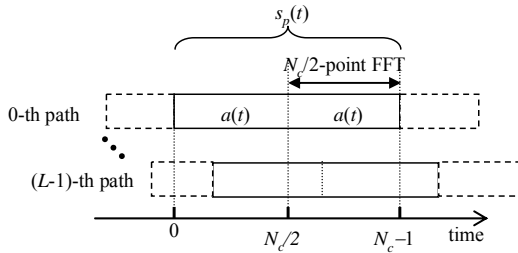
$$= \sqrt{2P'} H(2q) + \Pi(2q) / A(q) \quad (16)$$

瞬時チャネル推定値 $\tilde{H}_1(q)$ は雑音の影響を強く受けている。また、逆変調だけでは周波数領域等化に必要な N_c 個のチャネル推定値は得られない。そこで、文献[14]で述べられている遅延時間領域窓関数法を適用する。

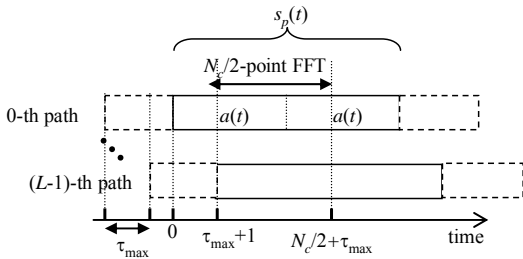
$\tilde{H}_1(q)$ に $N_c/2$ ポイント IFFT を適用すると、次式に示すように瞬時チャネルインパルス応答 $\tilde{h}_1(\tau)$ が得られる。

$$\tilde{h}_1(\tau) = \sum_{q=0}^{N_c/2-1} \tilde{H}_1(q) \exp\left(j2\pi\tau \frac{q}{N_c/2}\right) \quad (17)$$

文献[14]では、GI 長 N_g が伝搬路パスの最大遅延時間 τ_{\max} より大きいとき、チャネルインパルス応答は GI 内 ($0 \leq \tau < N_g$) に全て収まっている一方で、雑音成分は全遅延時間領域に渡って一様に分布していることに着目し、GI を超えるインパルス応答



(a) 後半部分に対する FFT 窓



(b) 前半部分に対する FFT 窓

図3 受信パイロットブロックとFFT窓の関係

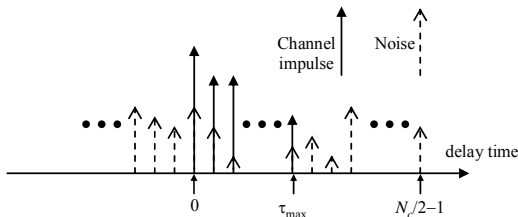


図4 瞬時チャネルインパルス応答

を 0 に置き換えることにより、雑音の影響を大幅に抑圧している。CPACE ではパイロットブロックに GI 挿入を行わないため、受信側で最大遅延時間 τ_{\max} を推定し、瞬時チャネルインパルス応答から $\{\tilde{h}_1(\tau); \tau=0 \sim \tau_{\max}\}$ のみを取り出し、次式のように N_c ポイント FFT を適用することにより、雑音の影響を抑圧しつつ、周波数領域等化に必要な N_c 個のチャネル利得推定値 $\{\bar{H}_1(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$ を得る：

$$\bar{H}_1(q) = \frac{1}{N_c} \sum_{\tau=0}^{\tau_{\max}} \tilde{h}_1(\tau) \exp\left(-j2\pi q \frac{\tau}{N_c}\right) \quad (18)$$

CPACE に遅延時間窓関数法を用いるためには伝搬路パスの最大遅延時間 τ_{\max} を推定する必要がある。本論文で用いる遅延パスの最大遅延時間 τ_{\max} の推定法については後で述べる。

(ii) ブロックの前半部分を用いたチャネル推定

続いて、パイロットブロックの前半部分を用いたチャネル推定法について述べる。図 3(b) に表わされているように、伝搬路パスの最大遅延時間 τ_{\max} が受信側で既知であれば、受信信号の周期性が保たれている部分が推定可能なので、図 3(b) のように $N_c/2$ ポイント FFT を適用することにより、IBI の影響を受けていない $N_c/2$ 個の周波数成分 $\{R_2(q); q=0 \sim (N_c/2-1)\}$ を得ることができる。

$$R_2(q) = \frac{1}{N_c/2} \sum_{t=\tau_{\max}+1}^{N_c/2+\tau_{\max}} r_p(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c/2}\right)$$

$$= \sqrt{2P'} H(2q) A(q) + \Pi(2q) \quad (19)$$

瞬時チャネル推定値 $\tilde{H}_2(q)$ は次式のような逆変調により求めることができる。

$$\tilde{H}_2(q) = R_2(q) / A(q)$$

$$= \sqrt{2P'} H(2q) + \Pi(2q) / A(q) \quad (20)$$

$\tilde{H}_1(q)$ と同様に、 $\tilde{H}_2(q)$ に $N_c/2$ ポイント IFFT を適用することで瞬時チャネルインパルス応答 $\tilde{h}_2(\tau)$ が得られる。

$$\tilde{h}_2(\tau) = \sum_{q=0}^{N_c/2-1} \tilde{H}_2(q) \exp\left(j2\pi\tau \frac{q}{N_c/2}\right) \quad (21)$$

このとき、チャネルのインパルス応答は $\tilde{h}_1(\tau)$ と同様に区間 $\tau=0 \sim \tau_{\max}$ にすべて含まれているので、 $\{\tilde{h}_2(\tau); \tau=0 \sim \tau_{\max}\}$ に N_c ポイント FFT を適用することで周波数領域等化に必要な N_c 個のチャネル利得推定値 $\{\bar{H}_2(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$ が得られる。パイロットブロックの後半部分と前半部分から得られるチャネル利得推定値を平均化することで、より高精度なチャネル推定値 $\{\bar{H}(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$ が得られる：

$$\bar{H}(q) = (\bar{H}_1(q) + \bar{H}_2(q)) / 2 \quad (22)$$

3.2. 最大遅延時間 τ_{\max} の推定

CPACE で高精度なチャネル推定値を得るためには、受信機

で伝搬路パスの最大遅延時間 τ_{\max} を高精度に推定する必要がある。本論文では後半部分の瞬時チャンネルインパルス応答 $\tilde{h}_1(\tau)$ から τ_{\max} を求めることを考える。

瞬時チャンネルインパルス応答 $\tilde{h}_1(\tau)$ は区間 $\tau > \tau_{\max}$ では雑音しか存在しないため、区間 $\tau > \tau_{\max}$ と区間 $\tau \leq \tau_{\max}$ とで $|\tilde{h}_1(\tau)|$ の値は大きく異なることに着目し、閾値 L_{th} を導入し、それより $|\tilde{h}_1(\tau)|$ が小さくなる最小の τ を $(\tau_{\max}+1)$ とする。なお閾値 L_{th} について、本論文では受信電力毎にもっとも優れた BER 特性が得られる値を計算機シミュレーションにより求めて用いた。しかし、チャンネルインパルス応答は時間選択性を有するため、インパルス応答が雑音レベルまで落ち込んでしまう可能性がある。よって受信電力が低いときには、雑音の影響により実際の最大遅延時間よりも短く最大遅延時間を推定してしまう可能性がある。最大遅延時間を実際よりも短く推定してしまうと、遅延時間領域窓関数法を適用するときに、チャンネルのインパルス応答を打ち切ってしまうため、チャンネル推定精度を大幅に劣化させてしまう[12]。本論文では、インパルス応答の打ち切りを防ぐために、 $\{|\tilde{h}_1(\tau)|, |\tilde{h}_1(\tau+1)|, \dots, |\tilde{h}_1(\tau+\tau_{mar}-1)|\}$ が全て L_{th} より小さくなる最小の τ を $(\tau_{\max}+1)$ と推定している。なお、本論文では $\tau_{mar}=4$ とした。

3.3. (雑音+干渉)電力 $2\sigma^2$ の推定

MMSE 重み(式(11))ではブロック間干渉(IFI)成分と雑音の電力和 $2\sigma^2$ の推定が必要である。文献[11]では遅延時間領域において雑音電力を推定する方法が検討されているが、本論文では IFI の電力も併せて推定するために、周波数領域で $2\sigma^2$ を推定することを考える。

受信信号(式(13))に N_c ポイントFFTを適用することにより、 N_c 個の周波数成分 $\{R_p(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ を得る。

$$\begin{aligned} R_p(k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_p(t) \left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) \\ &= \sqrt{2P'} H(k) S_p(k) + N(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (23)$$

ここで

$$\begin{aligned} S_p(k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} s_p(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), m=0 \sim N_c/2-1 \\ &= \begin{cases} A(k) & , \text{for } k = 2m \\ 0 & , \text{for } k = 2m+1 \end{cases} \end{aligned} \quad (24)$$

であるので、 $\{R_p(2m+1); m=0 \sim (N_c/2-1)\}$ には IFI 成分と雑音成分のみが含まれることが分かる。IFI 成分と雑音成分は無相関なので、本論文では $2\sigma^2$ の推定値 $2\hat{\sigma}^2$ を次式により推定する。

$$2\hat{\sigma}^2 = \frac{2}{N_c} \sum_{m=0}^{N_c/2-1} |R_p(2m+1)|^2 \quad (25)$$

4. 計算機シミュレーション

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), 正規化最大ドップラー周波数は $f_D T_c N_c = 0.001$ とした。

パイロットブロックは、15 データブロック毎に送信されるものとし、パイロットシンボル系列 $\{A(q); q=0 \sim (N_c-1)\}$ は、周期が4095のPN系列から128サンプル取り出したものにBPSK変調を適用した系列を2回繰り返したものとした。本論文で仮定している送信フレーム構成を図5に示す。また、チャンネル推定値の時間追従特性を向上させるため、一次線形補間を併せて用いた。

表1 シミュレーション条件

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

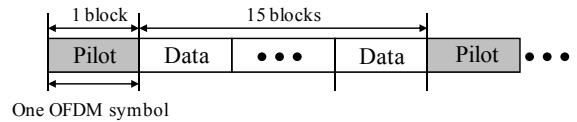


図5 送信フレーム構成

チャンネル推定を行った場合の平均 BER 特性を図6に示す。比較のために、文献[12]で検討されているGI挿入を行うチャンネル推定(PACE)について、パイロットブロックのみに $N_g=16$ サンプルのGI挿入を用いる場合と、パイロットブロックにもGI挿入を用いない場合の平均 BER 特性も併せて示した。また、ここでは遅延パスの最大遅延時間は受信側で既知であるものとしている。図6より、CPACEとGI挿入を行うPACEはほぼ同じ平均 BER 特性を示していることが分かる。これは、最大遅延時間が既知であるとき、両者の遅延時間領域窓関数法による雑音抑圧能力がほぼ等しくなるためである。両者の理想チャンネル推定からの $BER=10^{-2}$ を達成する所要 E_b/N_0 の劣化は、 $SF=1(16)$ において約0.5(0.6)dBである(パイロット挿入損0.28dB含む)。一方、PACEにおいてGI挿入を行わない場合、ブロック間干渉によってチャンネル推定精度が劣化してしまうため、他の2つのチャンネル推定法よりBER特性は劣化してしまう。

伝搬路パスの最大遅延時間を推定したときのBER特性を図7に示す。図7より、理想チャンネル推定からの $BER=10^{-2}$ を達成する所要 E_b/N_0 の劣化は、最大遅延時間の推定の有無にはほとんど依存しないことが確認できる。

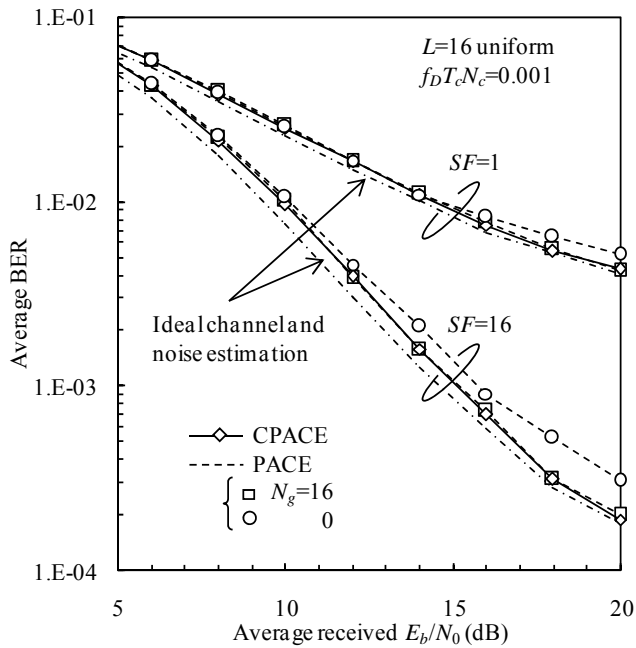


図6 最大遅延時間が既知のときの平均 BER 特性

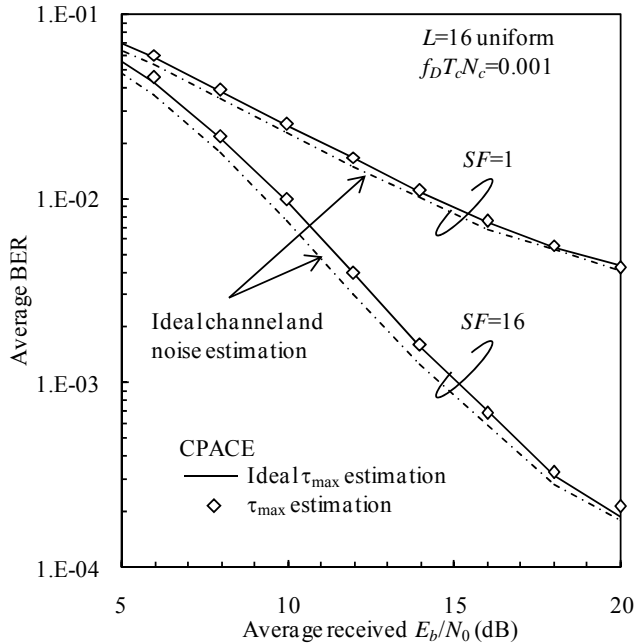


図7 最大遅延時間を推定したときの平均 BER 特性

5. まとめ

本論文ではオーバーラップ FDE を用いる MC-CDMA を対象に繰り返しパイロットブロックを用いるチャンネル推定法 (CPACE) を適用した時の平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。提案した方式を用いることにより、パイロットブロックに GI を挿入せずに理想チャンネル推定

からの劣化を最大で約 0.6dB 程度に抑えられることを明らかにした。

今後はより柔軟な遅延スプレッドの推定法を考察するとともに、チャンネル推定時におけるオーバーラップ FDE のスループット特性を明らかにする予定である。

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] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *Proc. IEEE Vehi. Technol. Conf. (VTC) '03 fall*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [7] 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.
- [8] 留場, 武田, 安達, "Overlap-FDE を用いる MC-CDMA のビット誤り率の理論解析," *信学技報*, RCS2006-108, pp.19-24, 2006年8月.
- [9] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Overlap MMSE-frequency-domain equalization for multi-carrier signal transmissions," *Proc. 9th WPMC*, pp. 751-755, San Diego, USA, 17-20 Sept. 2006.
- [10] H. Andoh, M. Sawahashi and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent Rake combining in DS-SS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E81-B, No. 7, pp. 1517-1526, July 1998.
- [11] K. Takeda and F. Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," *Proc. IEEE VTS APWCS*, Hokkaido University, Japan, 4-5 Aug. 2005.
- [12] R. Ku, S. Takaoka, and F. Adachi, "Bit error rate analysis of OFDM with pilot-assisted channel estimation," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 7, pp. 1725-1733, July 2007.
- [13] 岡本, 武尾, 中村, "FFT ブロック繰り返し送信を用いた OFDM システム," *信学会総合大会*, B-5-20, p. 469, 2005年3月.
- [14] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. IEEE VTC'95*, pp.815-819, Chicago, IL, July 1995.