社団法人 電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
TECHNICAL REPORT OF IEICE

OFDM/TDM におけるチャネル推定誤差の影響

高岡 辰輔　　ガチャニン・ハリス　　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 宮城県仙台市青葉区荒巻青葉 05

E-mail: takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

あらまし　直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal frequency division multiplexing)と時分割多重(TDM: Time division multiplexing)とを組み合わせた OFDM/TDM は，周波数領域等化（FDE: Frequency-domain equalization）を用いることで OFDM とシングルキャリア(SC: Single carrier)伝送を橋渡しできる伝送方式である．FDE のためには高精度なチャネル推定が必要である．周期的に送信された既知パイロットを用いるチャネル推定が知られている．チャネル推定に誤差があると OFDM/TDM では符号間干渉（ISI: Inter-symbol interference）が発生してしまう．本論文では推定したチャネルインパルス応答にガウス分布する誤差が存在するとするガウス誤差モデルを用い，チャネル推定誤差が OFDM/TDM の平均ビット誤り率（BER）特性に与える影響を理論検討している．モンテカルロ数値計算により，OFDM/TDM が SC に近づくにつれチャネル推定誤差の影響を受けやすくなり，平均 BER が大きく劣化することを示している．

キーワード　OFDM/TDM，チャネル推定誤差，周波数領域等化

Effect of Channel Estimation Error for OFDM/TDM

Shinsuke TAKAOKA　　Haris GACANIN　and　Fumiyuki ADACHI

Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) combined with time division multiplexing (TDM), called OFDM/TDM, can bridge the conventional OFDM and single-carrier (SC) transmission by using the frequency-domain equalization (FDE). Accurate channel estimation is required for FDE. A well-known channel estimation scheme is pilot-based channel estimation that uses periodically transmitted pilot signals. If channel estimation error is present, the inter-symbol interference (ISI) is produced in OFDM/TDM. In this paper, we apply a Gaussian approximation to the channel estimation error and theoretically investigate the impact of the imperfect channel estimation on the average bit error rate (BER) performance of OFDM/TDM. It is shown by the numerical evaluation that the channel estimation error degrades more the BER performance when OFDM/TDM approaches SC.

Keyword　OFDM/TDM，channel estimation error，frequency-domain equalization

1. まえがき

広帯域移動通信では，送信された信号は送受信機間の建物などの障害物により反射，回折されて異なる遅延時間を有するマルチパスフェージングの影響を受けて受信される．つまり，広帯域移動通信伝搬路は周波数選択性フェージングチャネルとして特徴付けられる．周波数選択性フェージングチャネルでは，符号間干渉(ISI: Inter-symbol interference)の影響によりシングルキャリア(SC: Single carrier)の伝送特性を大幅に劣化させる [1]，[2]．そこで，最近では，周波数選択性チャネルに対して優れた耐性をもつ直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal frequency division multiplexing)が盛んに研究されている [3]-[5]．しかしながら，OFDM は高いピーク対平均電力比(PAPR: Peak-to-average power ratio)が発生するという問題があり[6]-[9]，また，ガードインターバル(GI: Guard interval)を超えるマルチパス伝送路では，ビット誤り率(BER: Bit error rate)が大幅に劣化してしまう[10]-[11]．これらの問題の克服を目的として，筆者らは OFDM と時分割多重(TDM: Time division multiplexing)を組み合わせた OFDM/TDM を検討している[12]．文献[12]において，ゼロフォーシング(ZF: Zero forcing)，最大比合成(MRC: Maximum ratio combining)，平均２乗誤差最小(MMSE: Minimum mean square error)周波数領域等化(FDE: Frequency-domain equalization)を用いた場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め，MMSE-FDE を用いる OFDM/TDM は，周波数ダイバーシチ効果により OFDM より優れた BER 特性を得ることができることを明らかにした．

FDE を用いる OFDM/TDM の受信機では高精度なチャネル推定が必要である．そこで，周期的に送信されたパイロットを用いるチャネル推定がよく知られている．チャネル推定誤差があると，FDE を用いる OFDM/TDM では符号間干渉が発生してしまう．そこで本論文では，推定したチャネルインパルス応答にガウス分布する誤差が存在するとするガウス誤差モデルを用い，チャネル推定誤差が OFDM/TDM の平均 BER に与える影響を理論検討している．本論文の構成は，以下のようになっている．第 2 章で OFDM/TDM の送受信系，第 3 章でチャネル推定誤差モデル，第 4 章で ZF-FDE，MMSE-FDE について述べる．第 5 章では，チャネル推定誤差がある場合の瞬時 SINR(Signal-to-interference plus noise power ratio) と条件付 BER を導出する．第 5 章では，ZF-FDE，MMSE-FDE を用いる OFDM/TDM の平均 BER 特性を示す．第 5 章はむすびである．

2. OFDM/TDM 伝送系モデル

OFDM/TDM の送受信機構成を図 1 に示す．図 2 は，(b) PAPR の低減を目的にした場合，また，(c) 遅延広がりの大きな伝送路に優れた耐性を持たすことを目的とした場合の OFDM/TDM のフレーム構成を，それぞれ示している．PAPR 低減を目的とした OFDM/TDM では，$N_m=N_c/K$ サブキャリアからなる K 個の OFDM 信号が N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT: Inverse fast Fourier transform)時間窓（1 フレーム）内で送信される．サブキャリア数 N_m と IFFT 時間窓 N_c をそれぞれ，N_c と KN_c に置き換えることにより，遅延広がりの大きな伝送路に優れた耐性を持たすことを目的とした OFDM/TDM になる．以下では PAPR の低減を目的とした OFDM/TDM だけを取り扱っている．

1 フレームは K 個のスロットから構成される．各スロットでは N_m サブキャリアからなる OFDM 信号を用いて N_m データシンボルが送信される．スロットの送信信号ベクトル $\mathbf{d}_k$ を次式のように表す．

$$\mathbf{d}_k=[d_{k,0},d_{k,1},\cdots d_{k,N_m-1}] \text{ for } k=0\text{~}K\text{-}1 \quad (1)$$

ここで，$E[|d_{k,n}|^2]=1$とする．OFDM/TDM では 1 フレームで K 個の OFDM 信号が送信されるため，1 フレーム内で送信される全データシンボルを表す，$(N_mK\times1)=(N_c\times1)$の送信信号ベクトル $\mathbf{d}$ は次式のようになる．

$$\mathbf{d}=[\mathbf{d}_0,\mathbf{d}_1,\cdots\mathbf{d}_{K-1}]^T \quad (2)$$

ここで T は転置である．OFDM 信号は N_m ポイントの IFFT により生成されるため，式(2)を用いて $N_c\times1$ 送信 OFDM/TDM 信号ベクトル $\mathbf{s}$ は 以下のように表せる．

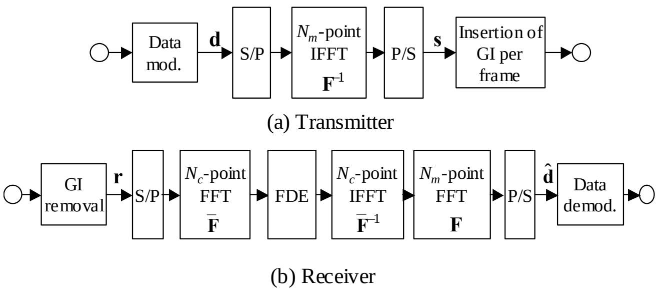


図 1 OFDM/TDM 送受信機構成

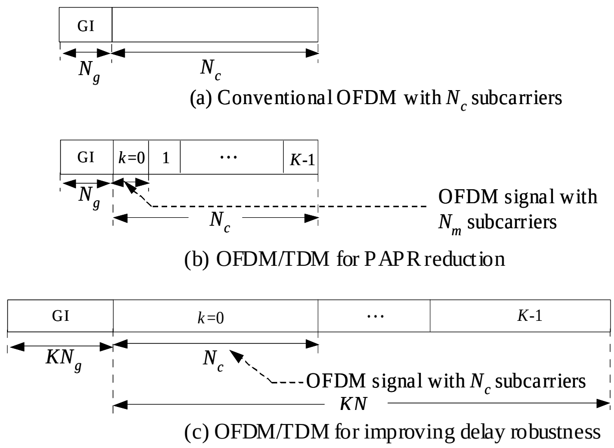


図 2 OFDM/TDM のフレーム構成

$$\mathbf{s}=\sqrt{2E_s/T_c}\,\mathbf{F}^{-1}\mathbf{d} \quad (3)$$

ここで，E_s はデータシンボルエネルギー，T_c は FFT サンプリング間隔である．$\mathbf{F}$ は次式で与えられる．

$$\mathbf{F}=\mathbf{I}_{K\times K}\otimes\mathbf{f}=\begin{bmatrix}\mathbf{f} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{f} & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{f}\end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで$\otimes$はクロネッカー積である．$\mathbf{I}_{K\times K}$ は $K\times K$ の単位行列，$\mathbf{f}$ は $N_m\times N_m$ の高速フーリエ変換(FFT: Fast Fourier transform)行列を示す．最後に，フレームの最後尾の N_g サンプルをフレームの先頭に GI として挿入することによって，送信 OFDM/TDM 信号を生成する．

送信された OFDM/TDM 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される．周波数選択性フェージングチャネルは 1 サンプル間隔の L 個の離散パスから構成されており，最大遅延時間 L は GI の長さ N_g より小さい($L<N_g$)ものとする．また，1 OFDM/TDM フレーム内ではフェージングの時間変動がないブロックフェージングを仮定する．$N_c\times1$ のチャネルインパルス応答ベクトル $\mathbf{h}$ を次式のように定義する．

$$\mathbf{h}=\left[h_0,\cdots,h_{L-1},h_L(=0),\cdots h_{N_c-1}(=0)\right]^T \quad (5)$$

受信機ではまず GI を除去する．GI を除去した後の N_c×1 の受信 OFDM/TDM 信号ベクトル $\mathbf{r}$ は，次式のように表せる．

$$\begin{aligned}\mathbf{r} &= \mathbf{Hs}+\mathbf{n} \\ &= \sqrt{2E_s/T_c}\,\mathbf{HF}^{-1}\mathbf{d}+\mathbf{n}\end{aligned} \quad (6)$$

ここで，$\mathbf{n}$ は N_c×1 の相加性白色ガウス雑音ベクトルであり，平均値 0 で分散 $2N_0/T_c$ である（N_0 は雑音電力スペクトル密度）．$\mathbf{H}$ は N_c×N_c のチャネルインパルス応答行列であり，次式のように表せる．

$$\mathbf{H}=[\mathbf{h}^0,\mathbf{h}^1,\cdots,\mathbf{h}^q,\cdots,\mathbf{h}^{N_c-1}] \quad (7)$$

ここで，$\mathbf{h}^q$ は，次式で示される N_c×1 の q サンプル時間シフトチャネルインパルス応答ベクトルである．

$$\begin{cases}\mathbf{h}^0=\mathbf{h} \\ \mathbf{h}^q=\left[h_{N_c-q},\cdots,h_{N_c-1},h_0,\cdots h_{N_c-q-1}\right]^T\end{cases} \quad (8)$$

$\mathbf{h}^q$ の FFT は次式で与えられる．

$$\mathbf{D}^q=\overline{\mathbf{F}}\mathbf{h}^q \quad (9)$$

ここで，$\overline{\mathbf{F}}$ は N_c×N_c の FFT 行列である．時間領域のサイクリック時間シフトは，周波数領域では位相回転であるため，行列 $\mathbf{D}^q$ は次式のように表せる．

$$\begin{cases}\mathbf{D}^q=\mathbf{Zf}^q & (10) \\ \mathbf{Z}=diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{h}\}=diag\{H_0,H_1,\cdots,H_{N_c-1}\} & (11) \\ \mathbf{f}^q=\dfrac{1}{N_c}\left[1,e^{-j2\pi q/N_c},\cdots,e^{-j2\pi q(N_c-1)/N_c}\right]^T & (12)\end{cases}$$

ここで，$diag\{a_0, a_1, \cdot\cdot\cdot, a_{Nc-1}\}$は $a_0, a_1, \cdot\cdot\cdot, a_{Nc-1}$ を対角要素として持つ行列である．式(5), (9), (10)を用いることにより

$$\overline{\mathbf{F}}\mathbf{H}=\mathbf{Z}\overline{\mathbf{F}} \quad (13)$$

を得ることができ，チャネル応答行列 $\mathbf{H}$ は次式のように表せる．

$$\mathbf{H}=\overline{\mathbf{F}}^{-1}\mathbf{Z}\overline{\mathbf{F}} \quad (14)$$

3. チャネル推定誤差モデル

本論文では，以下に示すチャネル推定誤差モデルを用いる．

$$\begin{cases}\hat{\mathbf{h}}=\mathbf{h}+\mathbf{e} & (15) \\ \hat{\mathbf{h}}=[\hat{h}_0,\hat{h}_1,\cdots,\hat{h}_{L-1},0,\cdots,0]^T & (16) \\ \mathbf{e}=[e_0,e_1,\cdots,e_{L-1},0,\cdots,0]^T & (17)\end{cases}$$

ここで，$\hat{\mathbf{h}}$ は N_c×1 のチャネルインパルス応答の推定ベクトル，$\mathbf{e}$ は N_c×1 の推定誤差ベクトルを示す．誤差ベクトル $\mathbf{e}$ の各要素は，ゼロ平均，分散 $2\sigma^2_{error}$ の複素ガウス変数であると仮定している． $\mathbf{h}$ と $\mathbf{e}$ は独立($E[\mathbf{e}^H\mathbf{h}]=\mathbf{0}$)である（ここで，$E[.]$は集合平均，$H$ はエルミート転置である）．式(15)を用いると，$\hat{\mathbf{h}}$ の FFT を対角要素として持つ N_c×N_c の行列 $\hat{\mathbf{Z}}$ は次式のように表せる．

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{Z}} &= diag\{\overline{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{h}}\} \\ &= diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{h}\}+diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\} \\ &= \mathbf{Z}+diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}\end{aligned} \quad (18)$$

4. FDE

FDE を用いて，GI 除去後の受信 OFDM/TDM 信号の復調を行う．本論文では ZF-FDE, MMSE-FDE を考える．

4.1. ZF-FDE

チャネル推定誤差がある場合，ZF-FDE 後の N_c×1 軟判定値ベクトル $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}$ は，次式のように表せる．

$$\begin{cases}\hat{\mathbf{d}}_{ZF}=\left[(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^{-1})^H(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^{-1})\right]^{-1}(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^{-1})^H\mathbf{r} & (19) \\ \hat{\mathbf{H}}=\overline{\mathbf{F}}^{-1}\hat{\mathbf{Z}}\overline{\mathbf{F}} & (20)\end{cases}$$

式(18)，(20)を用いることにより，式(19)は次式のように近似できる．

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}}_{ZF} \approx& \sqrt{2E_s/T_c}\,\mathbf{d}+\mathbf{\Psi}\mathbf{Z}^{-1}\overline{\mathbf{F}}\mathbf{n} \\ &-\mathbf{\Psi}\mathbf{Z}^{-1}diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}(\sqrt{2E_s/T_c}\,\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{d}+\mathbf{Z}^{-1}\overline{\mathbf{F}}\mathbf{n})\end{aligned} \quad (21)$$

ここで $\mathbf{\Psi}=\mathbf{F}\overline{\mathbf{F}}^{-1}$．式(21)の第 1 項は信号成分，第 2 項は雑音成分，第 3 項はチャネル推定誤差によって生じる干渉成分を示している．

4.2. MMSE-FDE

チャネル推定誤差がある場合の MMSE-FDE 後の N_c×1 軟判定値ベクトル $\hat{\mathbf{d}}_{MMSE}$ は，次式のように表せる．

$$\hat{\mathbf{d}}_{MMSE}=\left[(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^{-1})^H(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^{-1})+SNR^{-1}\mathbf{I}_{N_c\times N_c}\right]^{-1}(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{F}^{-1})^H\mathbf{r} \quad (22)$$

ここで，SNR は受信信号対雑音電力比を示す．式(18)，(20)を用いることにより，式(22)は次式のように近似できる．

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}}_{MMSE} \approx& \sqrt{2E_s/T_c}\,diag\{\mathbf{B}_{MMSE}\}\mathbf{d} \\ &+\sqrt{2E_s/T_c}\left(\mathbf{B}_{MMSE}-diag\{\mathbf{B}_{MMSE}\}\right)\mathbf{d} \\ &+\hat{\mathbf{B}}_{MMSE}\mathbf{\Psi}\mathbf{Z}^{-1}\overline{\mathbf{F}}\mathbf{n} \\ &+SNR^{-1}\mathbf{B}_{MMSE}\mathbf{\Psi}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{C}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{B}_{MMSE} \\ &\quad\times\sqrt{2E_s/T_c}\,\mathbf{d} \\ &-\hat{\mathbf{B}}_{MMSE}\mathbf{\Psi}\mathbf{Z}^{-1}diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}(\sqrt{2E_s/T_c}\,\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{d}+\mathbf{Z}^{-1}\overline{\mathbf{F}}\mathbf{n})\end{aligned} \quad (23)$$

ここで,

$$\begin{cases}\mathbf{B}_{MMSE}=[\mathbf{I}_{N_c\times N_c}+SNR^{-1}\mathbf{\Psi}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{\Psi}^{-1}]^{-1} & (24)\\ \hat{\mathbf{B}}_{MMSE}=[\mathbf{I}_{N_c\times N_c} \\ \qquad +SNR^{-1}\mathbf{B}_{MMSE}\mathbf{\Psi}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{C}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{\Psi}^{-1}]\mathbf{B}_{MMSE} & (25)\\ \mathbf{C}=\mathbf{Z}^H diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}+(diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\})^H(\mathbf{Z}+diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}) & (26)\end{cases}$$

である．式(23)の第 1 項は信号成分，第 2 項は符号間干渉(ISI)成分，第 3 項は雑音成分，第 4 項と第 5 項はチャネル推定誤差によって生じる ISI 成分を示している．

5. BER 解析

ISI 成分，チャネル推定誤差によって生じる ISI 成分をゼロ平均の複素ガウス変数に近似することにより， $\mathbf{Z}$ が与えられたときの条件付 BER を導出する. 以後の解析では, 以下の表記を用いた.

・$[\mathbf{x}]_i$ は列ベクトル $\mathbf{x}$ の i 番目の要素を示す.

・$[\mathbf{A}]_{ij}$ は行列 $\mathbf{A}$ の第 i 行第 j 列の要素を示す.

5.1. ZF-FDE の瞬時 SINR

$E[e_l^* e_{l'}]=0\ (2\sigma_{error}^2)\ for\ l\neq l'\ (l=l')$ 及び $E[\mathbf{e}^H\mathbf{h}]=\mathbf{0}$ であるから， $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}$ の第 i 番目のデータシンボルに対する瞬時 SINR γ_i は次式のように表せる.

$$\gamma_i=\frac{E[\left|[\sqrt{2E_s/T_c}\mathbf{d}]_i\right|^2]}{E[\left|[\mathbf{Z}^{-1}\overline{\mathbf{F}}\mathbf{n}]_i\right|^2]+E[\left|[\mathbf{\Psi}\mathbf{Z}^{-1}diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}(\sqrt{2E_s/T_c}\mathbf{\Psi}^{-1}\mathbf{d}+\mathbf{Z}^{-1}\overline{\mathbf{F}}\mathbf{n})]_i\right|^2]}\approx(2E_s/N_0)/[\mathbf{\Psi\Lambda\Psi}^{-1}]_{ii} \quad (27)$$

ここで,

$$\mathbf{\Lambda}=diag\left\{\frac{1}{N_c|H_0|^2}+\frac{2L\sigma_{error}^2}{N_c|H_0|^2}\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{N_c|H_0|^2}\right),\cdots,\frac{1}{N_c|H_{N_c-1}|^2}+\frac{2L\sigma_{error}^2}{N_c|H_{N_c-1}|^2}\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{N_c|H_{N_c-1}|^2}\right)\right\} \quad (28)$$

である.

5.2. MMSE-FDE の瞬時 SINR

ZF-FDE と同様に, $E[e_l^* e_{l'}]=0\ (2\sigma_{error}^2)\ for\ l\neq l'\ (l=l')$ と $E[\mathbf{e}^H\mathbf{h}]$=$\mathbf{0}$ より, $\hat{\mathbf{d}}_{MMSE}$ の第 i 番目のデータシンボルに対する瞬時 SINR γ_i は次式のように表せる.

$$\gamma_i\approx\frac{2|[\mathbf{B}_{MMSE}]_{ii}|^2}{\begin{aligned}&\sum_{j=0,j\neq i}^{N_c-1}|[\mathbf{B}_{MMSE}]_{ij}|^2 \\ &+\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-2}\sum_{i=0}^{N_c-1}|[\mathbf{B}_{MMSE}]_{ii}|^2\frac{4L\sigma_{error}^2}{N_c}\times[\mathbf{\Omega}\{(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-3}+\frac{L\sigma_{error}^2}{N_c}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-4}\}\mathbf{\Omega}^H]_{ii} \\ &+\left\{1+\frac{2L\sigma_{error}^2}{N_c}+\left(\frac{2L\sigma_{error}^2}{N_c}\right)^2\right\}\times\left[\begin{aligned}&\left\{\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}+\frac{2L\sigma_{error}^2}{N_c}\right\}[\mathbf{\Omega}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-1}\mathbf{\Omega}^H]_{ii}\\ &+\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}\frac{2L\sigma_{error}^2}{N_c}[\mathbf{\Omega}(\mathbf{Z}^H\mathbf{Z})^{-2}\mathbf{\Omega}^H]_{ii}\end{aligned}\right]\end{aligned}} \quad (29)$$

ここで $\mathbf{\Omega}=\mathbf{B}_{MMSE}\mathbf{\Psi}$.

5.3. 条件付 BER

QPSK データ変調を用いる場合， $\mathbf{Z}$ が与えられたときの条件付 BER は次式となる.

$$P_b(E_s/N_0,\mathbf{Z})=1/2erfc(\sqrt{\gamma_i/4}) \quad (30)$$

ここで， $erfc(x)=(2/\sqrt{\pi})\int_x^\infty\exp(-t^2)dt$ は誤差補関数である． $\mathbf{Z}$ の各要素は確率変数である．次式のように式(27)，(29)を $\mathbf{Z}$ で平均することで，フレーム内の第 i 番目のデータシンボルに対する平均 BER が求められる.

$$P_b^{(i)}(E_s/N_0)=\int\cdots\int\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\gamma_i/2})p(\mathbf{Z})d\mathbf{Z} \quad (31)$$

$p(\mathbf{Z})$は $\mathbf{Z}$ の同時確率密度関数である．1 フレーム内の全データシンボルの平均 BER は次式で求められる.

$$P_b(E_s/N_0)=\frac{1}{N_c}\sum_{i=0}^{N_c-1}P_b^{(i)}(E_s/N_0) \quad (32)$$

6. 数値計算結果

モンテカルロ数値計算の諸元を表 1 に示す. QPSK データ変調, フレーム長 N_c=256 サンプルおよび N_g=32 サンプルのガードインターバルを仮定した．また，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（つまり，$E[|h_l|^2]$=1/L for l=0~L-1），周波数選択性のブロックレイリーフェージングであるものとした．受信機のタイミング再生は理想的であるとした.

表１　数値計算の諸元

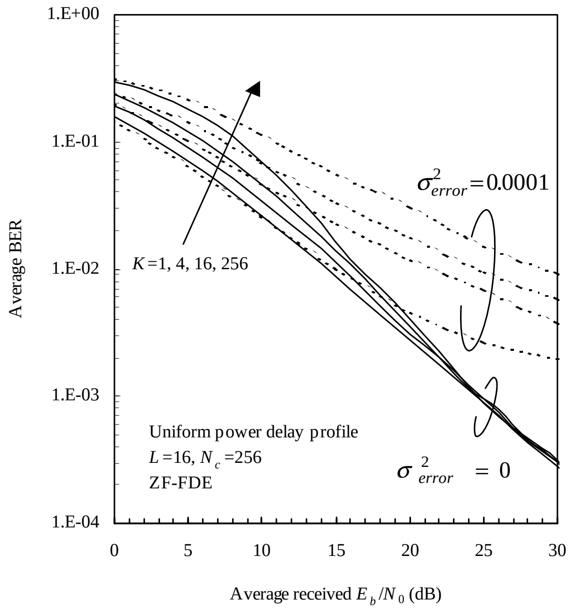
Transmitter	Data modulation	QPSK
	No. of FFT points	N_m=256/K
	Number of slots per frame	K=1~256
	Frame length	N_c=256
	Guard interval (GI)	N_g=32
Channel	Fading	Frequency-selective Rayleigh faidng
	Number of paths	L=16
Receiver	Number of FFT points	N_c=256 N_m=256/K
	Frequency-domain equalization	ZF, MMSE

図３に，チャネル推定誤差σ^2_{error}=0 及び 0.0001 の場合の ZF-FDE および MMSE-FDE の平均 BER の数値計算結果を示す．σ^2_{error}=0 は理想チャネル推定に相当する．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=0.5(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)の関係にある．１フレーム当りのスロット数 K は 1,4,16,256 とした．K=1(256)は OFDM(SC)に相当する．

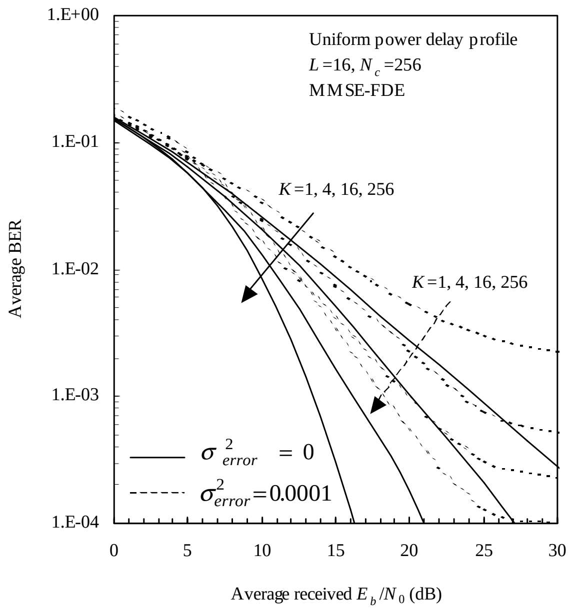
まず，理想チャネル推定の場合について考える(σ^2_{error}=0)．ZF-FDE の場合，周波数非選択性チャネルが完全に再生されるため，平均 E_b/N_0 が大きい領域では，K によらずほぼ同じ平均 BER 特性が得られている．しかし，平均 E_b/N_0 が小さい領域では，K が大きくなる（SC に近づく）につれて雑音強調の影響が大きくなるため平均 BER が劣化していることが分かる．MMSE-FDE の場合，K が大きくなるにつれ，大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるようになるため平均 BER 特性が改善していることが分かる．

チャネル推定誤差がある場合（σ^2_{error}=0.0001），K が大きくなる(SC に近づく)につれてσ^2_{error}=0 の平均 BER からの劣化が大きくなるのが分かる．つまり，SC は OFDM よりチャネル推定誤差の影響を受けやすい．FDE 後に，SC(K=256)では N_c-ポイント IFFT + N_m(=1)-ポイント FFT が行われるが，N_m=1 なので，これは N_c-ポイント IFFT と等価である．一方，OFDM(K=1)では IFFT+FFT 処理のないときと等価である．従って，SC の場合，各周波数点におけるチャネル推定誤差 $diag\{\overline{\mathbf{F}}\mathbf{e}\}$が累積され，$\sigma^2_{error}$=0 のときの BER 特性から大きく劣化する．一方，K=256(OFDM)の場合，FDE 後に IFFT は行われないため，SC に比べてチャネル推定誤差による BER 特性の劣化は小さい．

図４に，チャネル推定誤差σ^2_{error}の関数としてプロットした，ZF-FDE および MMSE-FDE の平均 BER 特性を示す．ZF(MMSE)-FDE の場合，受信 E_b/N_0=25(15)dB とした．比較として，理想チャネル推定時(σ^2_{error}=0)の BER も示す（ZF-FDE の場合，受信 E_b/N_0=25 では K の値によらず BER の値はほぼ同じであるため K=1 の特性を示す.）．ZF-FDE および MMSE-FDE とも，同じチャネル推定誤差でも K が大きくなるにつれて理想チャネル推定時よりも BER が増加する．これは，上述のように，ZF-FDE および MMSE-FDE とも SC に近づくにつれてチャネル推定誤差の影響を受けやすくなるためである．

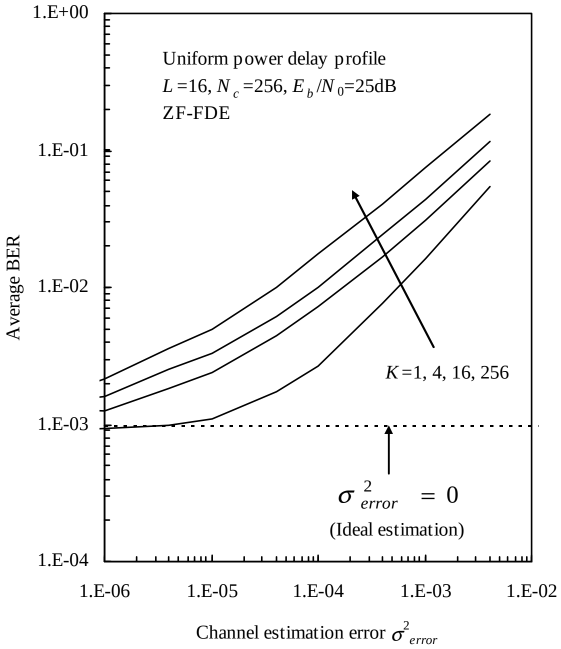


(a) ZF-FDE

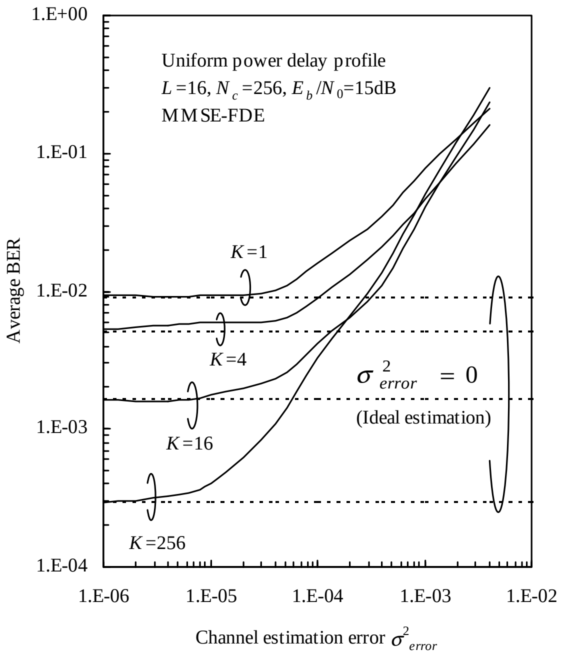


(b) MMSE-FDE

図３　受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性



(a) ZF-FDE



(b) MMSE-FDE

図 4 チャネル推定誤差の影響

7. まとめ

本論文では，チャネル推定誤差が ZF-FDE 及び MMSE-FDE を用いる OFDM/TDM の平均 BER 特性に与える影響を理論的に検討した．チャネル推定誤差のガウス近似を用いて条件付 BER を導出した後，モンテカルロ数値計算によりチャネル推定誤差がある場合の平均 BER を求めた．計算結果より，OFDM/TDM が SC に近づくにつれチャネル推定誤差の影響を受けやすくなり，平均 BER が大きく劣化することが分かった．計算機シミュレーション結果との比較が今後の検討課題である．

参考文献

[1] J.G.Proakis and Masoud Salehi, *Communication system engineering*, 2nd Ed., Prentice Hall.

[2] J.G.Proakis, *Digital communications*, McGraw-Hill, 3rd Ed., McGraw Hill.

[3] R. D.J. van Nee, R. Prasad and R. van Nee, *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House, Jan. 2000.

[4] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, June 2003.

[5] L.Hanzo, W. Webb and T. Keller, *Single-and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation*, John Willey & Sons, 2000.

[6] D. Wulich and L. Goldfield, “Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding,” IEEE Trans. Commun., Vol.47, No.1, pp. 18-21, Jan. 1999.

[8] X. Li and L. J. Cimini, “Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM,” IEEE Commun. Letters, Vol.2, No.5, pp. 150-159, May 1998.

[9] V. Tarokh and H. Jafarkhani, “On the computation and reduction of the peak-to-average power ratio in multicarrier communications,” IEEE Trans. Commun., Vol.48, No.1, pp.37-44, Jan. 2000.

[10] S. Suyama, M. Ito, H. Suzuki and K. Fukawa, “A scattered pilot OFDM receiver with equalization for multipath environments with delay difference greater than guard interval,” IEICE Trans. Commun. Vol.E86-B, No.1, pp.283-290, Jan. 2003.

[11] S. Suyama, Y. Hara, H. Suzuki, Y. Kamio and K. Fukawa, “A maximum likelihood OFDM receiver with smoothed FFT window for large multipath delay difference over the guard interval,” Proc. IEEE Veh. Tech. Conf., pp.1247-1251, May 2002.

[12] H. Gacanin, S. Takaoka and F. Adachi, " Generalized OFDM for Bridging between OFDM and Single-carrier Transmission," Proc. 9th IEEE International Conference on Communications Systems (ICCS 2004), Singapore, 6-8, Sep. 2004.