

# Tomlinson-Harashima precoding と周波数領域等化を用いる シングルキャリア伝送のビット誤り率の理論解析

武田 一樹<sup>†</sup> 留場 宏道<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> {kazuki, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 厳しい周波数選択性フェージング環境下においては、符号間干渉(ISI)によりシングルキャリア(SC)伝送のビット誤り率は著しく劣化してしまう。筆者らはこれまで、Tomlinson-Harashima precoding(THP)と周波数領域等化(FDE)を組み合わせ、ISIを抑制する方法を提案し、計算機シミュレーションによりビット誤り率(BER)特性を明らかにしてきた。本方式では伝搬路とFDEを併せて等価チャンネルと定義し、非因果性フィルタで表される等価チャンネルにQR分解を適用して因果性チャンネルへと変換し、THPを適用する。チャンネル情報が送受信機で完全に既知の場合、因果性フィルタで表されるチャンネルで生じるISIはTHPを用いて完全に抑制できる。これまでの検討は計算機シミュレーションによるもののみであった。そこで本報告では、THPとFDEの組み合わせについて、理論的検討を行う。まず、チャンネル利得が与えられたときの条件付ビット誤り率(BER)特性を導出している。導出した条件付BERを用いて数値計算により平均BERを求め、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 シングルキャリア, Tomlinson-Harashima precoding, 周波数領域等化

## Bit error rate analysis of joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization

Kazuki TAKEDA<sup>†</sup> Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> {kazuki, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The single-carrier (SC) transmission performance significantly degrades due to inter-symbol interference (ISI) in a severe frequency-selective fading channel. We have proposed a joint use of Tomlinson-Harashima (THP) and frequency-domain equalization (FDE) and evaluated the bit error rate (BER) performance by computer simulation. In our proposed scheme, we define the composite of the propagation channel and FDE as the equivalent channel. Since this equivalent channel is the non-causal filter, THP can not be used directly. We apply QR-decomposition to the equivalent channel gain matrix after FDE to transform the equivalent channel into the causal channel so that we can apply THP to suppress the ISI. So far, we have evaluated the BER performance improvement achievable with a joint use of THP and FDE by computer simulation only. In this paper, we develop a theoretical foundation for the joint THP and FDE. We derive the conditional bit error rate (BER) for the given set of channel gains in a frequency-selective Rayleigh fading channel. We evaluate the average BER performance by Monte-Carlo numerical computation method using the derived conditional BER. The theoretical analysis is confirmed by computer simulation of the signal transmission.

**Keyword** Single-carrier, Tomlinson-Harashima precoding, frequency-domain equalization

### 1. まえがき

次世代の移動通信では、高速かつ高品質なデータ通信サービスが望まれている。高速無線チャンネルは、遅延時間の異なる多数の伝搬路(パス)により構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるため、シングルキャリア(SC)伝送では符号間干渉(ISI)により伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最近、平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用

いることで大幅に伝送特性が改善されることが示されている[2-4]。MMSE-FDEを用いれば、厳しい周波数選択性フェージング環境下においても周波数ダイバーシチ効果を得つつISIを抑制できる。しかしながら、MMSE-FDEを用いるSC伝送では、ISIを完全には抑制できないため、BER特性の理論的下界を達成できない。

最近、干渉抑制技術としてTomlinson-Harashima precoding(THP)[5, 6]が注目を集めている。THPはフィードバックフィルタとModulo演算回路からなり、因

果性フィルタで表されるチャンネルで生じる ISI を、あらかじめ減算してから送信する。チャンネル情報(CSI)を送信機が完全に把握していると仮定すれば、THPを用いることで ISI を完全に抑圧できる。文献[5, 6]では、FDE を考えていない。FDE 後の残留 ISI を抑圧するためには、THP に何らかの工夫が必要である。伝搬路と受信 FDE を併せて等価チャンネルと定義し、FDE 後の残留 ISI を THP により抑圧することを考える。しかしながら等価チャンネルは非因果性であるため、THP を適用しても ISI を抑圧できない。そこで筆者らは、文献[7]において、等価チャンネルに QR 分解[8]を適用することで等価チャンネルを因果性フィルタで表せるチャンネルに変換し THP を適用することを提案し、計算機シミュレーションにより、FDE による周波数ダイバーシチ効果を得つつ ISI の完全抑圧が可能であるため、MMSE-FDE を単独で用いるよりも優れた BER 特性が得られることを示した。また、THP を併用する場合には受信 FDE には MMSE 重みではなく、EGC 重みを用いる方が優れた BER 特性が得られることも、文献[7]で明らかにしている。しかし、これまでの検討は計算機シミュレーションによるもののみであった。そこで本論文では、THP と FDE を併用する SC 伝送のビット誤り率(BER)の理論解析を行っている。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では、THP と FDE を用いる SC 伝送について述べ、ついで第 3 章では、チャンネル利得が与えられたときの条件付 BER の理論特性を導出している。第 4 章では導出した条件付 BER を用いてモンテカルロ数値計算を行い、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。

## 2. THP と FDE を用いる SC 伝送系

THP と FDE を用いる SC 伝送系の構成図を図 1 に示す。本論文では、 $N_r$  本の受信アンテナダイバーシチを行うものとし、チャンネル情報は送受信機で完全に把握されているものとする。送信アンテナと第  $m$  受信アンテナ間( $m=0\sim N_r-1$ )のチャンネルのインパルス応答  $h_m(\tau)$  は次式で表される。

$$h_m(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l}(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

ここで、 $h_{m,l}$  と  $\tau_l$  はそれぞれ送信アンテナと第  $m$  受信アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得と遅延時間を表す。ただし、本論文では  $\tau_l = l$  および  $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{m,l}|^2] = 1$  であるものとし、ブロックフェージングを仮定している。

はじめに 2.1 では、FDE のみを用いた場合について送受信信号の数式表現を示す。次に 2.2 において、FDE 後の残留 ISI を抑圧する THP を導入した場合について、送受信信号の数式表現を示す。

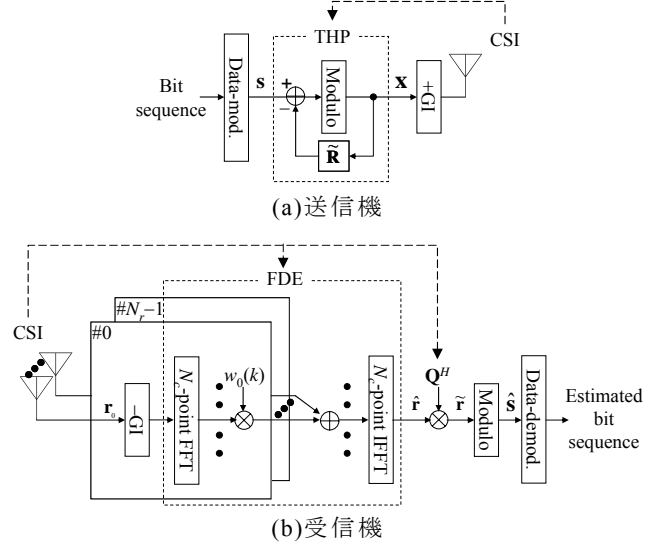


図 1 送受信系構成図

### 2.1. FDE 後の受信信号と等価チャンネル

第  $m$  受信アンテナにおける受信信号系列は、ベクトル表記を用いて以下のように表せる。

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_m &= [r_m(0), \dots, r_m(N_c - 1)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_m \mathbf{s} + \mathbf{n}_m \end{aligned} \quad (2)$$

ここで  $E_s$  および  $T_s$  はそれぞれ 1 シンボル当たりの平均送信エネルギーおよびシンボル長を表している。また、 $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(N_c - 1)]^T$  は送信シンボルベクトル、 $\{\mathbf{h}_m; m=0\sim N_r-1\}$  は  $(N_c \times N_c)$  のチャンネル行列、 $\mathbf{n}_m = [n_m(0), \dots, n_m(N_c - 1)]^T$  は  $(N_c \times 1)$  の雑音ベクトルである。 $\mathbf{h}_m$  は、次式で与えられる。

$$\mathbf{h}_m = \begin{bmatrix} h_{m,0} & & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & & \mathbf{0} & h_{m,0} \\ h_{m,L-1} & & h_{m,0} & & \\ & \ddots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & h_{m,L-1} & \cdots & h_{m,0} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$n_m(t)$  は平均 0 で分散  $2N_0/T_s$  の加法性ガウス雑音である。 $N_0$  は雑音の片側電力スペクトル密度である。FDE 後の受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{r}}$  は、次式のように表せる[7]。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}} &= [\hat{r}(0), \dots, \hat{r}(N_c - 1)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \mathbf{s} + \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{h}}$  はチャンネルと FDE により得られる  $(N_c \times N_c)$  の等価チャンネル行列であり、 $\hat{\mathbf{n}} = [\hat{n}(0), \dots, \hat{n}(N_c - 1)]^T$  は FDE 後の雑音ベクトルである。 $\hat{\mathbf{h}}$  は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_1 & \cdots & \cdots & \hat{h}_{L-1} \\ \hat{h}_{-1} & \hat{h}_0 & \hat{h}_1 & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cdots & \cdots & \hat{h}_{-1} & \hat{h}_0 & \hat{h}_1 \\ \hat{h}_1 & \cdots & \cdots & \hat{h}_{-1} & \hat{h}_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

また,

$$\hat{h}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} H_m(k) w_m(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (6)$$

である. ここで,  $H_m(k)$  および  $w_m(k)$  はそれぞれ第  $m$  受信アンテナでの第  $k$  周波数におけるチャネル利得と FDE 重みを表しており, それぞれ以下のように表せる [3, 4].

$$H_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (7)$$

$$w_m(k) = \begin{cases} H_m^*(k) / |H_m(k)|, & \text{EGC} \\ H_m^*(k), & \text{MRC} \\ H_m^*(k) / \left(\sum_{m'=0}^{N_c-1} |H_{m'}(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}\right), & \text{MMSE} \end{cases} \quad (8)$$

式(5)で与えられる等価チャネル行列が対角行列である場合, 干渉の無い伝送が実現できる. しかし式(5)は対角行列にはならず, 残留 ISI が発生してしまう. 文献[7]では, このような残留 ISI の抑圧するために THP を用いている. また, THP を用いるためには等価チャネルが因果性フィルタで表現できなければならない. そこで, 非因果性フィルタで表現される等価チャネルに対して QR 分解[8]を適用し, 因果性フィルタへと変換している. すなわち, 等価チャネル行列は, 直交ユニタリ行列  $\mathbf{Q}$  と上三角行列  $\mathbf{R}$  を用いて,  $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{QR}$  と表せる.

## 2.2. THP と FDE の併用

THP は, 送信機においてデータ変調シンボルベクトル  $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(N_c-1)]^T$  を  $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(N_c-1)]^T$  へと変換する.  $\mathbf{x}$  は次式のように表せる.

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} - \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{x} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t \quad (9)$$

ここで,  $(N_c \times N_c)$  行列  $\tilde{\mathbf{R}}$  は THP におけるフィードバックフィルタの係数行列であり, 等価チャネル行列から生成される. 第  $(i, j)$  成分は次式で与えられる.

$$\tilde{R}_{i,j} = \begin{cases} R_{i,j} / R_{i,i}, & i < j \\ 0, & i \geq j \end{cases} \quad (10)$$

$\mathbf{z}_t = [z_t(0), \dots, z_t(N_c-1)]^T$  は送信機における Modulo 演算 [9] の等価表現である. Modulo 演算回路に入力された信号は, 実部と虚部をそれぞれ独立に  $[-M, M)$  の信号に変換される.  $N_c$  個の THP 出力信号は  $N_g$  サンプルのガードインターバル (GI) が挿入されたのち, 送信される.

FDE 後の受信信号ベクトル  $\hat{\mathbf{r}}$  は, 次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{r}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (11)$$

受信機では FDE の後, 受信信号ベクトルに対してユニタリ行列  $\mathbf{Q}$  のエルミート転置  $\mathbf{Q}^H$  を乗算する. 式(9)を式(11)に代入すれば,  $\mathbf{Q}^H$  乗算後の受信信号ベクトル  $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{r}}$  は次式のようになる.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{r}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & R_{N_c-1, N_c-1} \end{bmatrix} (\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (12)$$

$\tilde{\mathbf{r}}$  には Modulo 演算の等価表現  $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$  が含まれているため, これを取り除いて送信シンボル  $\mathbf{s}$  を復元する必要がある. これは,  $\tilde{\mathbf{r}}$  を上式  $(\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t)$  の係数で正規化し, 送信機と同じ Modulo 演算回路に入力することで実現できる. これにより, 次式のように軟判定シンボル系列  $\hat{\mathbf{s}}$  を得る.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}} &= \left(\frac{2E_s}{T_s}\right)^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} R_{0,0}^{-1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & R_{N_c-1, N_c-1}^{-1} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_r \\ &= \mathbf{s} + 2\mathbf{M}(\mathbf{z}_t + \mathbf{z}_r) + \left(\frac{2E_s}{T_s}\right)^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} R_{0,0}^{-1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & R_{N_c-1, N_c-1}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (13)$$

ここで  $\mathbf{z}_r = [z_r(0), \dots, z_r(N_c-1)]^T$  は受信機における Modulo 演算の等価表現であり, 式(11)の第 1 項, 第 2 項, および第 3 項はそれぞれ送信信号, Modulo 演算の等価表現, 雑音を表している. 雑音が十分小さく無視できる場合,  $\mathbf{z}_r \approx -\mathbf{z}_t$  となり, 送信信号ベクトル  $\mathbf{s}$  を復元できる.

## 3. 理論解析

信号電力が小さく雑音の影響が大きい場合には, 雑音だけでなく受信機の Modulo 演算による誤りも起こる. しかし, 信号電力が非常に大きい場合にはほとんどの場合,  $\mathbf{z}_r \approx -\mathbf{z}_t$  である. このように, 信号電力が非常に大きい場合を仮定し,  $\mathbf{z}_r = -\mathbf{z}_t$  であるとすると, 式(12)は次のように表せる.

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & R_{N_c-1, N_c-1} \end{bmatrix} \mathbf{s} + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \quad (14)$$

また、ベクトル  $\tilde{\mathbf{r}}$  の第  $i$  成分は、次式のように表せる。

$$\tilde{r}(i) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} R_{i,i} s(i) + \psi(i) \quad (15)$$

ここで、 $\psi(i)$  は式(12)の第  $i$  成分における雑音成分である。  $\psi(i)$  を平均 0 の複素ガウス雑音として扱えば、その電力は次式で与えられる(導出略)。

$$\sigma^2(i) = \frac{1}{N_c} \frac{N_0}{T_s} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w_m(k)|^2 |Q_i(k)|^2 \quad (16)$$

ただし、 $Q_i(k)$  は次式で定義される。

$$Q_i(k) = \sum_{p=0}^{N_c-1} Q_{i,p} \exp\left(-j2\pi k \frac{p}{N_c}\right) \quad (17)$$

チャンネル行列  $\{\mathbf{h}_m; m=0 \sim N_r-1\}$  が与えられたとき、 $\mathbf{s}$  の第  $i$  成分  $s(i)$  の条件付 BER は次式のように近似できる [10]。

$$p_b^{(i)}\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{h}_m\right) = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4}} \gamma^{(i)}\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{h}_m\right)\right], & \text{QPSK} \\ \frac{3}{8} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{20}} \gamma^{(i)}\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{h}_m\right)\right], & \text{16QAM} \\ \frac{7}{24} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{84}} \gamma^{(i)}\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{h}_m\right)\right], & \text{64QAM} \end{cases} \quad (18)$$

ただし  $\operatorname{erfc}[x] = \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$  は誤差補関数であり、 $\gamma^{(i)}(E_s/N_0, \mathbf{h}_m)$  はチャンネル利得が与えられたときの第  $i$  シンボルの条件付信号対雑音電力比(SNR)であり、次式で与えられる。

$$\gamma^{(i)}\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{h}_m\right) = \frac{E_s}{N_0} \frac{2|R_{i,i}|^2}{\sigma^2(i)} \quad (19)$$

$\{\mathbf{h}_m; m=0 \sim N_r-1\}$  のとり得るすべての範囲にわたって式(18)を平均することで、平均 BER が求められる。

送受信機の Modulo 演算を無視して考えた場合、ベクトル  $\tilde{\mathbf{r}}$  の第  $i$  成分が式(15)で与えられることから、THP と FDE を併用する伝送では、チャンネルが利得  $R_{i,i}$  の周波数非選択性チャンネルに変換されるものとみなすことができる。ここで、周波数非選択性チャンネルへの変換は送信機での THP と受信機での  $\mathbf{Q}^H$  乗算により行

われており、FDE は周波数ダイバーシチ効果を得るために用いられている。MMSE-FDE を用いた場合、MMSE 重みはすでにある程度残留 ISI を抑圧できるため、THP による BER 改善効果があまり期待できない。一方、MRC-FDE や EGC-FDE を用いた場合には、高い受信 SNR が得られるものの、大きな残留 ISI を発生させてしまう。この残留 ISI は THP によって抑圧可能であるため、優れた BER 特性が期待できる。

ところで、式(19)より受信 SNR は  $|R_{i,i}|^2$  に比例する。 $\{R_{i,i}; i=0 \sim N_c-1\}$  の大きさは、ブロック先頭、中央、末尾において大きく異なる。図 2 に  $i$  に対する  $|R_{i,i}|^2$  を示す。特に等価チャンネル行列の特徴から、 $i$  が大きいときに  $|R_{i,i}|^2$  は急激に落ち込んでしまう。これは、式(15)における信号の係数が著しく小さくなることを意味しており、特性劣化の原因となる。そこで本論文では、等化ブロック内の末尾に  $N_d(=N_g)$  個のダミーシンボルを挿入し、特性劣化を回避している。信号ブロック構成を図 3 に示す。ダミーシンボルの挿入により伝送効率率は  $(N_c - N_g)/(N_c + N_g)$  に劣化するが、平均 BER の劣化を抑えることができる。

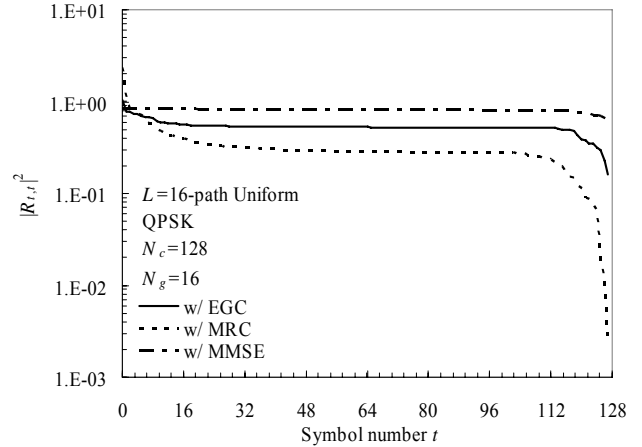


図 2.  $|R_{i,i}|^2$

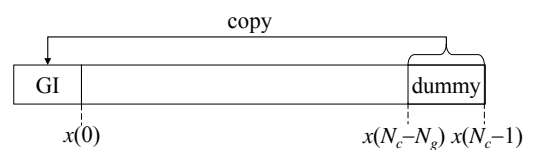


図 3. 送信ブロック構成

#### 4. 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。伝搬路は、 $L=16$  パスの等電力ブロックレイリーフェージングチャンネルを仮定し、送受信機におけるチャンネル推定は理想的に行われるものとする。

表 1 シミュレーション条件

Transmitter	Data-mod.	QPSK, 16QAM, 64QAM
	No. of FFT points	$N_c=128$
	No. of GI	$N_g=16$
	No. of dummy symbols	$N_d=16(=N_g)$
	modulo operation size	$M = \begin{cases} \sqrt{2}, & \text{QPSK} \\ 4/\sqrt{10}, & \text{16QAM} \\ 8/\sqrt{42}, & \text{64QAM} \end{cases}$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l(l=0\sim L-1)$
Receiver	FDE	EGC, MRC, MMSE
	No. of antennas	$N_r=1, 2$

平均 BER の理論導出には、モンテカルロ数値計算を用いている。はじめに、送信アンテナと各受信アンテナ間のパス利得  $\{h_{m,l}; m=0\sim N_r-1, l=0\sim L-1\}$  を生成して式(8)に基づき FDE 重みを求めた。次に式(5)および(6)により等価チャネル行列  $\hat{\mathbf{h}}$  を得た。 $\hat{\mathbf{h}}$  に QR 分解を適用して行列  $\mathbf{Q}$  および  $\mathbf{R}$  を計算したのち、送信  $E_s/N_0$  が与えられたときの送信シンボルベクトル  $\mathbf{s}$  内の  $N_c$  個のシンボル位置における条件付 BER を式(18)により計算した。この計算を十分な回数だけ繰り返して各シンボル位置における平均 BER  $\{p_b(i); i=0\sim N_c-N_d-1\}$  を求め、さらにそれらを平均化することで、平均 BER を求めた。

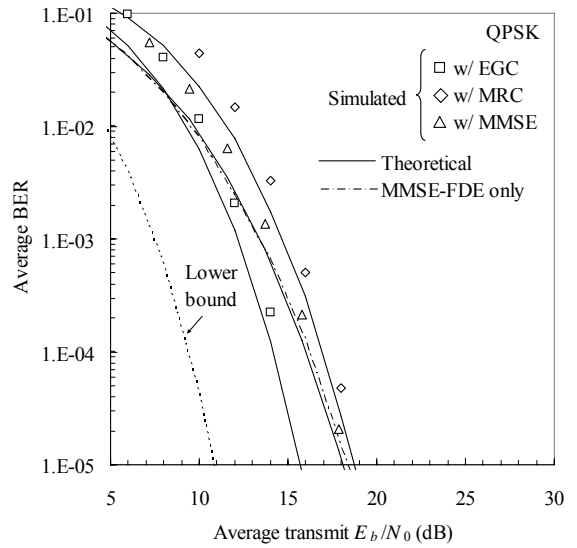
図 4 および図 5 に、平均 BER 特性を示す。横軸は平均ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度 ( $E_b/N_0=1/M(E_s/N_0)(N_c+N_g)/(N_c-N_g)$ ) である。ここで、 $M$  は変調レベルを表している。なお、モンテカルロ数値計算による平均 BER に加え、信号伝送シミュレーションにより得られた平均 BER もプロットしてある。また、THP を用いず MMSE-FDE を単独で用いた場合の平均 BER もモンテカルロ数値計算により求め、プロットしてある。

図 4 および 5 において、QPSK 変調時には数値計算とシミュレーションによる BER に若干の乖離が見られる。これは、導出した平均 BER が受信 Modulo 演算を理想としているのに対し、シミュレーションでは雑音の影響のため、受信 Modulo 演算に誤りが生じるためである。一方、高  $E_b/N_0$  の領域においては受信 Modulo 誤りが無視できるため、両者の BER がよく一致する。また、変調レベルが大きい時には各信号点の領域がはじめから狭く、QPSK 変調の場合と比べて受信 Modulo 誤りの影響が相対的に小さいため、全域で両者の BER がよく一致している。

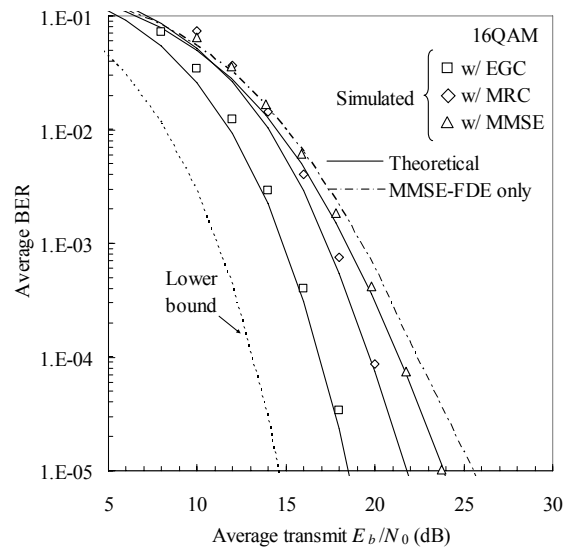
MMSE-FDE のみを用いた場合には残留 ISI が存在するため、変調レベルが大きくなるほど BER 特性が理論的下界から劣化してしまう。しかし THP を併用した場合には残留 ISI を完全に抑圧できているため、BER 特性の理論的下界からの劣化を抑えることができている。受信 FDE とアンテナダイバーシチを併用した場合でも同様の議論が可能である。理論値とシミュレーション値はよく一致しており、THP と FDE を併用することで、理論的下界からの劣化を変調レベルによらず一定に抑えることができる。

## 5. むすび

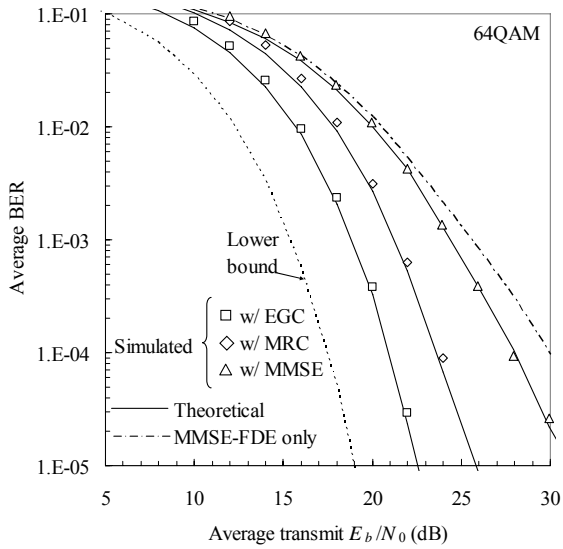
FDE を用いる SC 伝送では等価チャネルは非因果性フィルタとなり、残留 ISI が発生して伝送特性の改善に限界を与えてしまうが、等価チャネルに QR 分解を適用して、因果性フィルタに変換すれば、周波数ダイバーシチ効果を得つつ残留 ISI を抑圧できる。本論文では、THP と FDE を用いる SC 伝送の BER 特性について、モンテカルロ数値計算により理論検討を行った。チャネル利得が与えられたときの条件付 BER 特性を導出し、数値計算により平均 BER 特性を求めた。また、計算機シミュレーションによる BER 特性と比較を行い、理論検討の妥当性を示した。MMSE-FDE を用いるよりも、高い受信 SNR を得られる MRC-FDE や EGC-FDE を THP と併用する方が優れた BER 特性が得られることを示した。



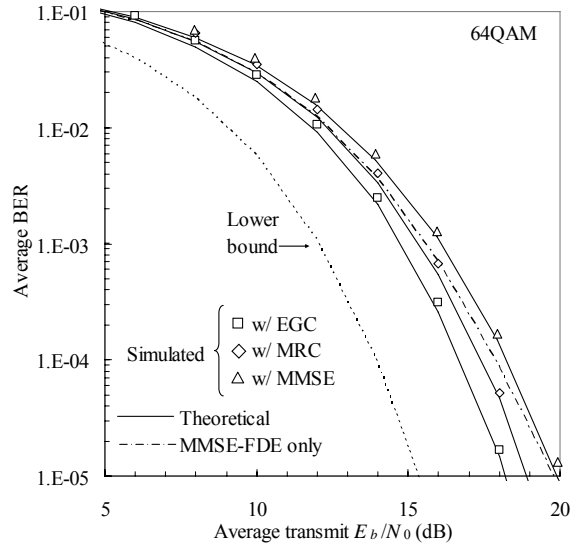
(a)QPSK



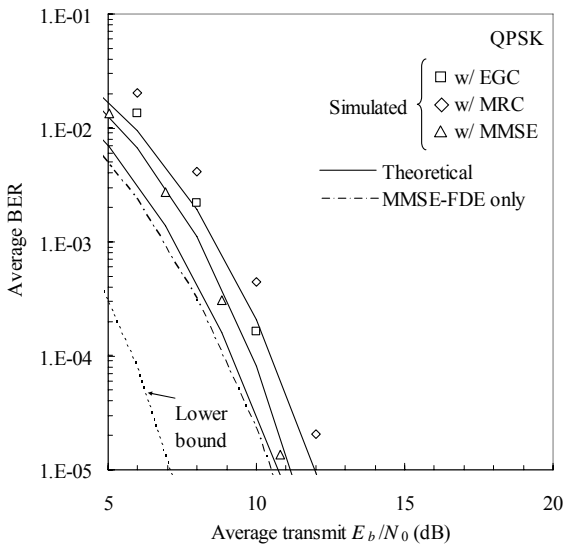
(b)16QAM



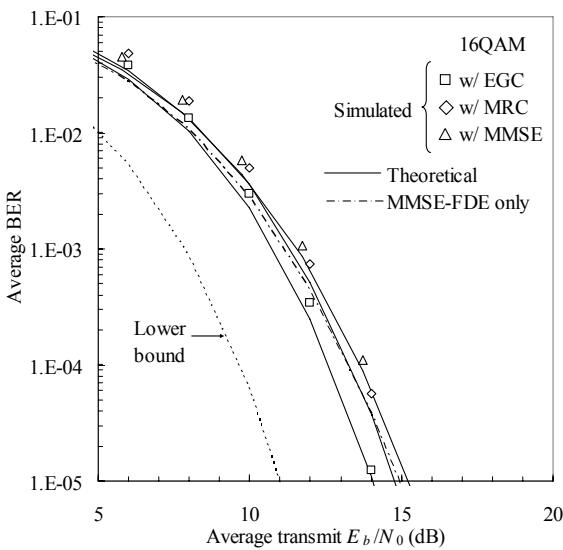
(c) 64QAM  
 図 4 BER 特性 ( $N_r=1$ )



(c) 64QAM  
 図 5 BER 特性 ( $N_r=2$ )



(a) QPSK



(b) 16QAM

## 文 献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., Microwave mobile communications, Wiley, New York, 1974.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Edison, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband wireless Systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [4] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," Special Issue on Modulation, Coding and Signal Processing, IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [5] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," Electronics Letters, Vol. 7, No. 5/6, pp.138-139, Mar. 1971.
- [6] H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," IEEE Trans. Commun., Vol. 20, No. 4, pp. 774-780, Aug. 1972.
- [7] 武田一樹, 留場宏道, 安達文幸, "Tomlinson-Harashima Precoding を用いるシングルキャリア周波数領域等化", 信学技報, RCS2006-41, pp. 37-42, 2006年6月
- [8] Gene. H. Golub and Charles F. Van Loan, *Matrix Computations*, 2nd Edition, The Johns Hopkins University Press, 1989.
- [9] R. Fisher, "The modulo-lattice channel: key feature in precoding schemes," International Journal of Electronics and Communications, pp. 244-253, Jun. 2005.
- [10] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd Edition, McGraw-Hill, 1995.