

周波数選択性チャネルにおける ジョイント THP/送信 FDE の BER 特性に関する理論検討

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

あらまし 厳しい周波数選択性チャネルにおける広帯域シングルキャリア(SC)信号伝送の平均ビット誤り率(BER)特性を改善する技術として、周波数領域送信等化(送信 FDE)が注目されている。しかしながら、FDE 後に残留する符号間干渉(ISI)のため、BER 特性の改善には限界がある。筆者らはこれまで、送信 FDE における残留 ISI を Tomlinson-Harashima precoding (THP)により抑圧するジョイント THP/送信 FDE を提案し、その BER 特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにしてきた。本報告では、ジョイント THP/送信 FDE の BER 特性に関する理論検討を行う。THP および受信機で用いられる Modulo 演算を考慮し、チャネル利得が与えられた時の条件付き BER を求める。モンテカルロ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す。

キーワード 送信等化, Tomlinson-Harashima precoding, modulo

Theoretical Study On Joint THP/pre-FDE Of Broadband Single-carrier Signal Transmissions In A Frequency-selective Channel

Kazuki TAKEDA[†] Hiromichi TOMEBA[†] 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: [†]{kazuki, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain pre-equalization (pre-FDE) can improve the single-carrier (SC) signal transmission performance in a severe frequency-selective channel. However, the performance improvement is limited by the residual inter-symbol interference (ISI). The residual ISI can be eliminated by the joint use of Tomlinson-Harashima precoding (THP) and pre-FDE (called joint THP/pre-FDE). We confirmed by computer simulation its performance improvement. In this paper, we present a theoretical analysis of joint THP/pre-FDE. The conditional bit error rate (BER) for the given channel realization is derived by taking into account the modulo operation error in a receiver.

Keyword Pre-equalization, Tomlinson-Harashima precoding, modulo

1. まえがき

厳しい周波数選択性チャネルにおけるブロードバンドシングルキャリア(SC)無線通信の平均誤り率(BER)特性は符号間干渉(ISI)により大幅に劣化してしまう[1]。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域受信等化(FDE)を用いることで、SC 伝送の平均 BER 特性を大幅に改善できることが示されている[2-4]。また、送信機でチャネル情報(CSI)を用いて FDE を行う周波数領域送信等化(送信 FDE)も注目を集めている[5-7]。送信 FDE では受信機で大規模な等化信号処理を必要としないため、下りリンク伝送(基地局 移動局)で用いることができれば、移動局の簡易化・低消費電力化に貢献できる可能性がある。また、MMSE 規範に基づく送信 FDE では、受信 MMSE-FDE と同等の BER 特性が得られることが明らかにされている[7]。しかし

ながら、送信 FDE では受信 FDE と同様残留 ISI を抑圧しきれないため、BER 特性の改善には限界があり、BER 特性の理論下界(MF-bound)とは差が大きく残る。また、16QAM や 64QAM などの多値変調では理論下界からの劣化はさらに大きくなる。FDE の BER 特性を改善するため、残留 ISI の抑圧技術が求められている。

筆者らはこれまで、送信 FDE で生じる残留 ISI を THP により抑圧するジョイント THP/送信 FDE を提案した[8]。ジョイント THP/送信 FDE は、理想チャネル推定環境下において残留 ISI を抑圧し、16QAM や 64QAM での BER 特性を改善できることがわかってきた。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。

本報告では、ジョイント THP/送信 FDE に関する理論検討を行う。送信 FDE を単独で用いた場合の理論検

討は文献[9]で行われている。チャネル利得が与えられた時の瞬時条件付き BER を求め、モンテカルロ数値計算により平均 BER 特性を示している。ジョイント THP/送信 FDE では、送受信機で Modulo 演算器を用いているため、BER を求めるにあたり、これを考慮しなければならない。そこで本報告では、受信機での Modulo 演算を考慮した瞬時条件付き BER を導出し、これを用いて平均 BER 特性を計算する。計算機シミュレーションにより理論検討の妥当性を明らかにする。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章はジョイント THP/送信 FDE の概要を述べる。第 3 章では BER の理論値を導出する。第 4 章では平均 BER 特性を示し、第 5 章でまとめる。

2. ジョイント THP/送信 FDE[8]

図 1 にジョイント THP/送信 FDE の送受信系を示す。以降、シンボル間隔の離散時間低域等価表現を用いる。

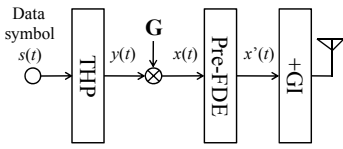


図 1 送信機

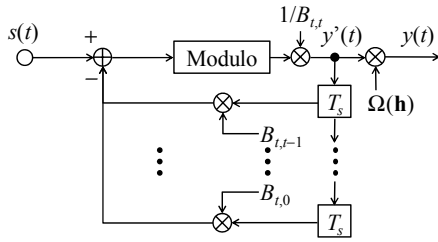


図 2 THP

2.1. 送信信号

送信機では、 N_c 個のデータシンボルからなる送信信号ブロックを THP に入力する。データシンボルブロックを $N_c \times 1$ ベクトル $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$ で表す。図 2 のように、THP はフィードバック回路と Modulo 演算回路により構成される。フィードバック回路のタップ係数行列を $N_c \times N_c$ 行列 \mathbf{B} で表すと、THP 出力信号ブロックはベクトル $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(t), \dots, y(N_c-1)]^T$ を用いて次式で与えられる。

$$\mathbf{y} = \Omega \cdot \{\text{diag}(\mathbf{B})\}^{-1} \cdot \{\mathbf{s} - (\mathbf{B} - \text{diag}(\mathbf{B}))(\mathbf{y}/\Omega) + 2\mathbf{Mz}_t\} \quad (1)$$

$$= \Omega \cdot \mathbf{B}^{-1} \{\mathbf{s} + 2\mathbf{Mz}_t\}$$

ただし、 \mathbf{B} は対角要素とその左下要素にしか値を持たない下三角行列である(上三角要素はすべて 0 である)。 Ω は平均送信電力を一定に保つ正規化係数であり、次式で与えられる。

$$\Omega = \sqrt{N_c / \sum_{\tau=0}^{N_c-1} 1/|B_{\tau,\tau}|^2} \quad (2)$$

また、 $2\mathbf{Mz}_t = [2Mz_t(0), \dots, 2Mz_t(t), \dots, 2Mz_t(N_c-1)]^T$ は THP 内の Modulo 演算を表すベクトルである。 M は実定数であり、 $\{z_t(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は実部・虚部がそれぞれ整数の複素数であり、Modulo 演算器出力信号の電力を最小とする値である。Modulo 演算器の実部または虚部入力特性を図 3 に示す。

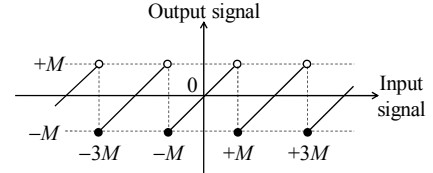


図 3 Modulo 演算器入出力特性

THP 出力信号ベクトル \mathbf{y} には、 $N_c \times N_c$ 行列 \mathbf{G} が乗算される(\mathbf{G} については後に述べる)。これにより得られる信号ブロックを $N_c \times 1$ ベクトル $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(t), \dots, x(N_c-1)]^T = \mathbf{G}\mathbf{y}$ で表す。さらに、 \mathbf{x} に送信 FDE が行われる。 \mathbf{x} に N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)を適用し、 N_c 個の周波数成分 $X(k)$, $k=0 \sim N_c-1$ へと分解する。周波数領域信号 $\{X(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に送信 FDE 重み $\{W(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を乗算し、 N_c ポイント逆 FFT(IFFT)により送信 FDE 後の時間領域信号ブロックを得る。ここで、 N_g サンプルのガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックス(CP)を挿入して信号を送信する。

2.2. 受信信号

送信 FDE と伝搬路を 1 つの等価チャネルと考える。等価チャネルのチャネル利得とインパルス応答はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = H(k)W(k) \\ \hat{h}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \end{cases} \quad (3)$$

ただし、 $H(k)$ および $W(k)$ は実伝搬路のチャネル利得および送信 FDE 重みであり、次式で表される。

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ W(k) = H(k)/|H(k)| \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 h_l および τ_l はそれぞれ第 l パス($l=0 \sim L-1$)の複素パス利得および遅延時間である。送信 FDE では等利得合成(EGC)重み[10]を用いた。

送信信号ブロックは周波数選択性チャネルを介して受信機へと到達する。GI 除去後の受信信号ブロックを $N_c \times 1$ ベクトル $\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(t), \dots, r(N_c-1)]^T$ で表す。受信信号ブロックは次式で表せる。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (5)$$

ここで E_s および T_s はそれぞれ平均シンボルエネルギーおよびシンボル長である。 $\hat{\mathbf{h}}$ は $N_c \times N_c$ の等価チャネル行列であり、次式のような巡回行列で与えられる。

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} & \vdots & \vdots & \hat{h}_1 \\ \hat{h}_1 & \hat{h}_0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \hat{h}_1 & \ddots & \hat{h}_{N_c-1} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} \\ \hat{h}_{N_c-1} & \vdots & \vdots & \hat{h}_1 & \hat{h}_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

LQ 分解により、等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{h}}$ を $N_c \times N_c$ 下三角行列 \mathbf{L} と直交ユニタリ行列 \mathbf{Q} の積、すなわち $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{L}\mathbf{Q}$ となるように分解する。そこで、 $\mathbf{G} = \mathbf{Q}^H$ および $\mathbf{B} = \mathbf{L}$ とおくと、式(3)を次式のように変形できる。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot \{\mathbf{s} + 2\mathbf{Mz}_t\} + \mathbf{n} \quad (7)$$

式(7)で与えられる受信信号の分布例を図 4 に示す。16QAM を用いており、 $M = 4/\sqrt{10}$ としている。ジョイント THP/送信 FDE を用いることで、ISI の無い伝送が実現でき、離散信号が受信機側で歪無く得られるが、THP で行った Modulo 演算のため、信号点平面に同一送信シンボルが繰り返し現れてしまう。受信機ではこのような状態で送信シンボルを検出しなければならないため、THP で用いたものと同じ Modulo 演算器を用いることが必要となる。受信機での Modulo 演算器出力信号ベクトル $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}(0), \dots, \hat{s}(t), \dots, \hat{s}(N_c-1)]^T$ は次式で表せる。

$$\hat{\mathbf{s}} = \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \right)^{-1} \mathbf{r} - 2\mathbf{Mz}_r = \mathbf{s} + 2\mathbf{M}(\mathbf{z}_t - \mathbf{z}_r) + \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \right)^{-1} \mathbf{n} \quad (8)$$

ただし $-2\mathbf{Mz}_r = [-2Mz_r(0), \dots, -2Mz_r(t), \dots, -2Mz_r(N_c-1)]^T$ は受信機における Modulo 演算を表しており、 $\{z_r(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は実部・虚部がそれぞれ整数の複素数である。なお、 $z_r(t)$ は Modulo 演算器出力信号の電力を最小とする値となる。

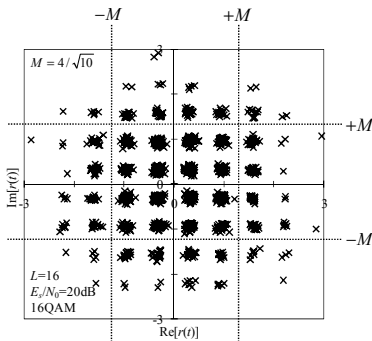


図 4 受信信号の分布例

3. BER 特性の理論検討

本章では、チャネル利得が与えられた時の、受信機での Modulo 演算を考慮した瞬時条件付き近似 BER を求める。QPSK 変調または 16QAM 変調を用いるものとする。また、簡単のため受信信号が送信シンボルの判定領域を超えた場合はすべて 1 ビット誤りとなるものとして以下の計算を行う。

3.1. 瞬時 BER

第 2 章で述べたように、受信機では受信信号に対し Modulo 演算を行い、式(7)におけるベクトル $2\mathbf{Mz}_t$ を除去したのちにデータ判定を行う。実際には雑音 \mathbf{n} が存在するため $2\mathbf{Mz}_t$ を完全には除去できず、これはのちにデータシンボルの判定誤りへとつながる。受信機で行う Modulo 演算とデータ判定は、最も確からしいベクトル \mathbf{s} および $2\mathbf{Mz}_t$ を同時に探索することと等価である。第 t シンボルについて考えると、 $s(t)$ および $z_t(t)$ がとり得るすべての候補について受信信号と $\{s(t) + 2Mz_t(t)\}$ の間のユークリッド距離を計算し、最も小さくなる候補の組み合わせを $s(t)$ および $z_t(t)$ として決定する。

$s(t)$ の探索および $2Mz_t(t)$ の探索いずれか 1 つが誤るとデータ判定誤りになると近似できることから、判定誤り確率 P_e は次式のように近似できる。

$$\begin{aligned} P_e &\approx \Pr(\hat{s}(t) \neq s(t) \cup 2Mz_t(t) \neq 2Mz_r(t)) \\ &= \Pr(\hat{s}(t) \neq s(t)) + \Pr(2Mz_t(t) \neq 2Mz_r(t)) \\ &\quad - \Pr(\hat{s}(t) \neq s(t) \cap 2Mz_t(t) \neq 2Mz_r(t)) \\ &\leq \Pr(\hat{s}(t) \neq s(t)) + \Pr(2Mz_t(t) \neq 2Mz_r(t)) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、右辺第 1 項は変調方式そのものの誤り率であり、第 2 項は Modulo 演算に起因する誤り率である。上式から、Modulo 演算を考慮した誤り率は、独立した 2 つの誤り率の和として近似できる。以上のことから、瞬時 BER もデータ変調方式そのものの BER と Modulo 演算に起因する BER の和で表わすことができる。

データ変調の BER は、次式で近似できることがよく知られている。

$$\Pr(\hat{s}(t) \neq s(t)) \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{4}} \right) & \text{for QPSK} \\ \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{20}} \right) & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (10)$$

ただし、 γ はチャネル利得が与えられた時の瞬時受信信号電力対雑音電力比 (SNR) であり、次節で述べる。

次に、Modulo 演算に起因する BER を導出する。Modulo 演算が誤るのは、雑音が大きく次式が成立しない場合である。

$$-M \leq \text{Re} \left[\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot s(t) + n(t) \right], \quad \text{Im} \left[\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot s(t) + n(t) \right] < M \quad (11)$$

今、図 5 のように複素信号の実部について考える。QPSK 変調を用いた場合、黒丸で示した送信信号が、雑音により $\pm M$ を超えた場合に Modulo 演算誤りが発生する。簡単のため、16QAM の場合には、図 5(b) のように $\pm M$ に近い黒丸 2 点が送信され、かつ雑音により $\pm M$ を超えた場合に Modulo 演算誤りが発生すると近似する。以上のことから QPSK および 16QAM において Modulo 判定に起因する BER は次式で近似される。

$$\begin{aligned} \Pr(2Mz_r(t) \neq 2Mz_t(t)) \\ \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \left(M - \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \right) & \text{for QPSK} \\ \frac{1}{4} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \left(M - \frac{3}{\sqrt{10}} \right) \right) & \text{for 16QAM} \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

したがって、チャンネル利得が与えられたときの瞬時 BER は瞬時 SNR γ および Modulo 演算サイズ M の関数 $P_e(\gamma, M)$ として次式で与えられる。

$$P_e(M, \gamma) \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{4}} \right) + \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \left(M - \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \right) & \text{for QPSK} \\ \frac{3}{8} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{20}} \right) + \frac{1}{4} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}} \left(M - \frac{3}{\sqrt{10}} \right) \right) & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (13)$$

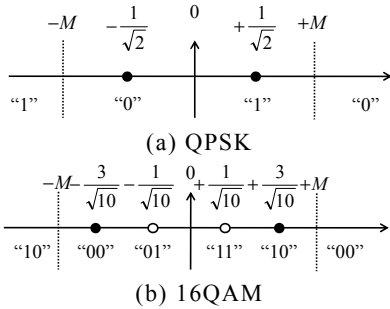


図 5 実部の信号点と Modulo 判定面

3.2. 信号対雑音電力比(SNR)

式(8)より、チャンネル利得が与えられたときの受信 SNR γ は次式で与えられる。

$$\gamma = \frac{2E_s}{N_0} \Omega^2 \quad (14)$$

THP 内の Modulo 演算器出力信号は、入力信号に関わらず実部および虚部が $[-M, M]$ になり、 $(2M \times 2M)$ の正方形領域にほぼ一様に分布する[10]。このことを考慮すると、情報 1 ビット当たりのエネルギー E_b が与えられた時の γ は次式のように表せる。

$$\gamma = \frac{Q}{M^2} \cdot \frac{3\Omega^2}{1+N_g/N_c} \cdot \frac{E_b}{N_0} \quad (15)$$

ここで Q は 1 シンボルあたりのビット数である。式(15)を式(13)に代入し、次式を得る。

$$P_e \left(M, \frac{E_b}{N_0} \right) \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{1}{M} \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{\Omega^2}{1+N_g/N_c} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \\ + \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\left(\sqrt{2} - \frac{1}{M} \right) \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{\Omega^2}{1+N_g/N_c} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) & \text{for QPSK} \\ \frac{3}{8} \text{erfc} \left(\frac{1}{M} \sqrt{\frac{3}{5} \cdot \frac{\Omega^2}{1+N_g/N_c} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \\ + \frac{1}{4} \text{erfc} \left(\left(\sqrt{10} - \frac{3}{M} \right) \sqrt{\frac{3}{5} \cdot \frac{\Omega^2}{1+N_g/N_c} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (16)$$

瞬時 BER をチャンネル利得がとり得るすべての範囲に渡って平均すれば、平均 BER が得られる。

3.3. Modulo 演算サイズ M

一般に、THP における Modulo 演算のサイズを表す M の値は、 $\{s(t) + 2Mz_r(t)\}$ の取り得る離散信号点の間隔がすべて等しくなるように選ばれる(例えば QPSK 変調では $M = \sqrt{2}$ 、16QAM 変調では $M = 4/\sqrt{10}$)。以下、このような M を M_{fixed} と表す。一方、式(16)より、Modulo 演算を考慮した瞬時 BER は M に対する単調減少関数の第 1 項と、単調増加関数の第 2 項の和で与えられることがわかる(なお、QPSK 変調時の $M < 1/\sqrt{2}$ と 16QAM 変調時の $M < 3/\sqrt{10}$ は、信号伝送そのものが不可能であるため考えない)。したがって式(16)は下向きの凸関数であるため、次式を満たす M が BER を最小とする M_{MBER} である。

$$\frac{\partial P_e \left(M_{MBER}, \frac{E_b}{N_0} \right)}{\partial M_{MBER}} = 0 \quad (17)$$

上式に式(16)を代入することで、BER を最小とする M_{MBER} を次式のように得る。

$$M_{MBER} = \begin{cases} \sqrt{2} & \text{for QPSK} \\ \frac{3\sqrt{10} + \sqrt{10 + 8 \left(\frac{1}{5} \frac{E_b}{N_0} \frac{3\Omega^2}{1+N_g/N_c} \right)^{-1} \ln 2}}{10 - \left(\frac{1}{5} \frac{E_b}{N_0} \frac{3\Omega^2}{1+N_g/N_c} \right)^{-1} \ln 2} & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (18)$$

ただし、次式を用いた。

$$\partial \text{erfc}(x) / \partial x = -(2/\sqrt{\pi}) \exp(-x^2) \quad (19)$$

式(18)より, QPSK 変調の場合にはこれまで一般に用いられてきた M_{fixed} が最適であったことが分かる. 一方, 16QAM 変調の場合には M_{MBER} は, E_b/N_0 の関数として得られることが分かる.

4. 数値解析

導出した瞬時 BER とモンテカルロ数値解析により平均 BER 特性の数値解析を行う. 数値解析パラメータを表 1 に示す. QPSK 変調または 16QAM 変調を用いるものとし, $L=16$ 個の独立なパスを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定している. チャネル推定は理想としている.

表 1 数値解析パラメータ

送信機	データ変調	QPSK, 16QAM
	FFT ポイント数	$N_c=128$
	GI サンプル数	$N_g=16$
	FDE	EGC
チャネル推定	理想	
チャネル	周波数選択性 ブロックレイリーフェージング	
	パス数	$L=16$
	電力遅延 プロファイル	一様電力遅延 プロファイル

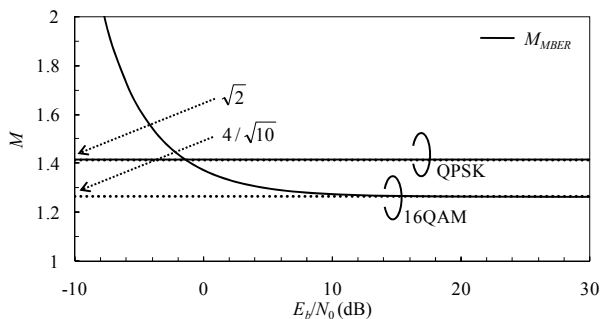


図 6 E_b/N_0 に対する最適な M の値

図 6 に, 式(16)により得られた BER を最小とする M の値を示す. 横軸は E_b/N_0 である. なお, 簡単のためここでは $\Omega=1$ としている. QPSK 変調の場合と異なり, 16QAM 変調の場合には E_b/N_0 ごとに最適な M の値が存在する. 16QAM では 16 個の送信シンボルのうち, 外殻に位置する信号のみが Modulo 演算に起因する誤りを生じやすくなる. E_b/N_0 が小さくなると, 式(16)の第 1 項が非常に大きくなる. このとき Modulo 演算サイズ M を多少変えても式(16)の第 1 項はほとんど変化しないため, 第 2 項を小さくするために M が大きくなる. 一方 E_b/N_0 が大きい場合, 誤りそのものがほとんど発生しなくなる. このような領域では受信電力の増減が BER に大きく寄与するため, 少しでも受信電力を抑え

るために M は小さくなる. しかし, M の値が M_{fixed} よりも小さくなると BER が大幅に増大するため, E_b/N_0 がさらに大きくなると, M の値は M_{fixed} へと収束する.

図 7 に M の値に対する平均 BER を示す. $E_b/N_0=14$ dB としている. ここで平均 BER は, 独立な L 個の複素パス利得を発生させ, 式(16)を計算して得た瞬時 BER を計算し, これをパス利得がとり得るすべての値に渡って平均することで求めている. 計算機シミュレーションにより得た結果も合わせて示す. 数値解析と計算機シミュレーションの結果は良く一致している. 図より, M には最適値が存在することが分かる. M が M_{fixed} よりも小さくなると, 信号点同士が近づくことになり BER が大幅に劣化する. 一方で, M が大きくなっても送信電力の多少の増加が生じるだけであるため, BER の劣化はそれほど大きくない. なお, M が大きくなるにつれて数値解析と計算機シミュレーションの結果に差異が生じているのは, 数値解析では Modulo 出力信号が一様分布であると仮定しているのに対し, M が大きい場合には実際の Modulo 出力信号は一様分布ではなくなるからである.

図 8 に平均 BER 特性を示す. 横軸は平均送信 E_b/N_0 である. なお, 計算機シミュレーションによる BER 特性も併せて示す. QPSK 変調を用いた場合, 前述のように $M_{fixed}=M_{MBER}$ である. したがって, 図 8(a)に示すように, BER 特性は両者で一致する. また, 計算機シミュレーションによる BER 特性が数値解析と良く一致していることがわかる. このことから, 理論検討の妥当性が確認できる. 16QAM 変調を用いた場合, M_{MBER} を用いることで BER 特性が若干改善されていることがわかる. この改善量は E_b/N_0 が小さい領域で大きくなるが, 無線通信で現実的な $E_b/N_0 > 0$ dB の領域では改善量は極めてわずかである. したがって, 16QAM 変調の場合にも M_{fixed} を用いれば十分であることがわかる. QPSK 変調の場合と異なり, シミュレーションと数値解析の特性には若干ずれがある. これは, 数値解析では判定面を外れたシンボルがすべて 1 ビットの誤りとなることを仮定しているのに対し, シミュレーションでは判定面を外れても誤りが生じない場合があるためである. しかしこのずれはわずかであり, 解析上無視しても構わないことがわかる.

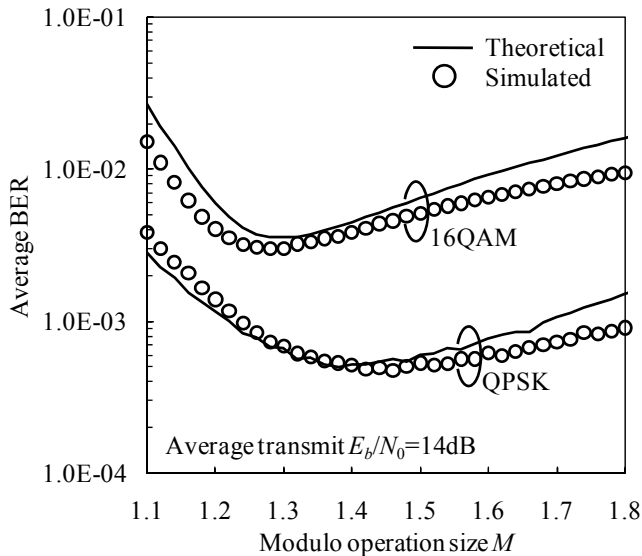
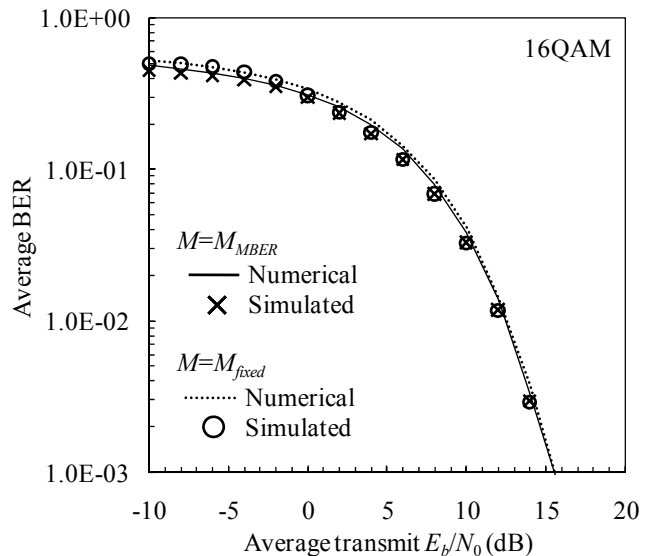
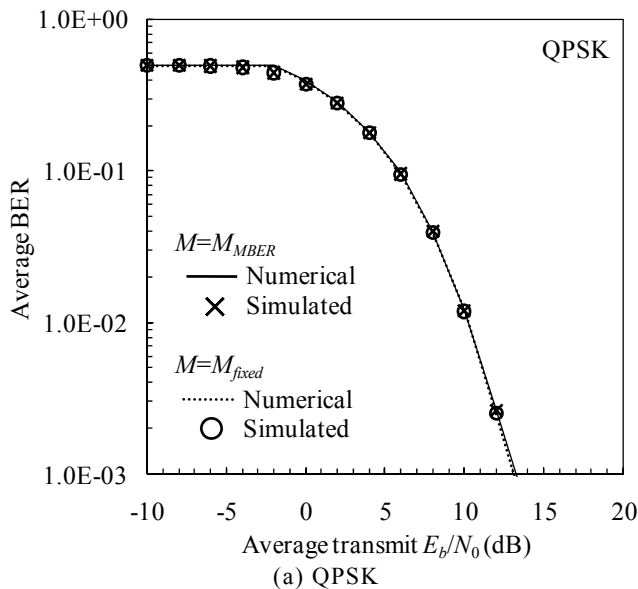


図 7 Modulo 演算サイズ M に対する平均 BER



(b) 16QAM
図 8 平均 BER 特性



文 献

[1] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.

[2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Frequency-domain equalization of mobile radio and terrestrial broadcast channels," Proc. IEEE GLOBECOM 1994, Vol. 1, pp. 1-5, San Francisco, Nov. 28 -Dec. 2, 1994.

[3] 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, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

[4] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.

[5] R. L-U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," Proc. IEEE 56th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 3, pp. 1787-1791, Sept. 2002.

5. むすび

本報告では、ジョイント THP/送信 FDE に関する理論検討を行った。送受信機で用いる Modulo 演算に起因する誤りを考慮し、チャンネル利得が与えられた時の瞬時条件付き BER を求めた。これを用いて平均 BER 特性を求めると同時に、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。また、16QAM 変調の場合には Modulo 演算サイズに理論的に最適な値が存在するものの、従来の Modulo 演算で十分であることがわかった。

[6] I. Cosovic, M. Schnell, and A. Springer, "On the performance of different channel pre-compensation techniques for uplink time division duplex MC-CDMA," Proc. IEEE 58th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 2, pp. 857-861, Oct. 2003.

[7] F. Adachi, K. Takeda, and H. Tomeba, "Frequency-domain pre-equalization for multicode direct sequence spread spectrum signal transmission," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 7, pp. 3078-2081, July 2005.

[8] Kazuki Takeda, H. Tomeba and F. Adachi, "Joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization for broadband single-carrier transmission," IEICE Trans. Commun., Vol. E91-B No. 1, pp. 258-266, Jan. 2008.

[9] 留場宏道, 武田和晃, 安達文幸, "周波数領域送信等化 DS-CDMA のビット誤り率の理論解析," 信学技報, RCS2005-117, pp. 61-66, 2005年11月

[10] 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," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 7, pp. 1954-1963, July 2004.

[11] R. Fisher, "The modulo-lattice channel: the key feature in precoding schemes," International Journal of Electronics and Communications, pp. 244-253, Jul. 2005.