

ジョイント THP/送信 FDE の MMSE 規範に基づく最適化

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環境下では大きな符号間干渉(ISI)が発生するため、シングルキャリア(SC)伝送の平均ビット誤り率(BER)特性は著しく劣化してしまう。筆者らはこれまで、Tomlinson-Harashima precoding(THP)を用いることで周波数領域等化(FDE)で抑圧しきれない ISI を抑圧し、特に 16QAM や 64QAM などの高レベル多値変調を用いたときの BER 特性を改善できるジョイント THP/送信(または受信)FDE を提案してきた。これは理想チャネル推定環境下で残留 ISI を完全抑圧し、優れた BER 特性を達成できるが、その一方で BER の理論的な下界である Matched filter bound からの差はまだ大きい。そこで本報告では、更なる BER 特性改善を目指し、ジョイント THP/送信 FDE の最適化を行う。平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づき THP フィルタの係数を計算する。また、平均 BER 特性の改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにし、BER=10⁻³を満たす所要平均送信 E_b/N_0 を、従来法と比較し最大でおよそ 1dB 改善できることを明らかにしている

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

Optimization of Single-carrier Joint THP/pre-FDE Based On The MMSE Criterion

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 The bit error rate (BER) performance of broadband single-carrier (SC) signal transmissions in a severe frequency-selective channel significantly degrades due to a strong inter-symbol interference (ISI). In a previous paper, we proposed joint Tomlinson-Harashima precoding (THP) / frequency-domain pre-equalization (pre-FDE) that uses THP to subtract the residual ISI produced by (pre-FDE filter + channel), while pre-FDE is used to achieve frequency-diversity gain. Even though the joint THP/pre-FDE improves the BER performance assuming ideal channel estimation, its performance improvement is still limited by the residual ISI after FDE. In this report, to improve the BER performance more, we optimize the THP based on the MMSE criterion. Its BER performance improvement is evaluated by computer simulation.

Keyword Pre-equalization, Tomlinson-Harashima precoding, MMSE

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ことが知られている[1]。最近、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(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]。しかしながら、MMSE-FDE では残留 ISI が発生してしまう[5, 6]。さらに、高速伝送を達成するために 16QAM や 64QAM が用いられるが、このような場合、残留 ISI により BER 特性はその理論的下界からの劣化が大きくなる。したがって、更なる BER 特性改善のため、残留 ISI の抑圧技術が求められている。

最近、干渉抑圧技術として Tomlinson-Harashima precoding(THP)[7, 8]が注目を集めている。筆者らはこれまで、FDE 後の残留 ISI を THP により抑圧するジョイント THP/受信 FDE を提案した[9]。しかしこれは送受信機双方で高精度なチャネル推定およびチャネル等化信号処理を必要とする。そこでさらに、THP と送信 FDE[10]を組み合わせ、受信機におけるチャネル推定および等化信号処理を不要とし、ジョイント THP/受信 FDE と同等の BER 特性を実現できるジョイント THP/送信 FDE を提案した[11]。これにより、FDE を含めこれまで受信機で行うものとしていたチャネル等化処理をすべて送信機で行うことができるため、下りリンク伝送に用いることで移動局受信機の小型低消費電力化を実現可能である。

ジョイント THP/送信 FDE は、FDE を単独で用いた

場合から BER 特性を改善できるものの、BER の理論的下界と比較するとまだ劣化が大きい。そこで本論文では、更なる BER 特性改善のため、ジョイント THP/送信 FDE の最適化を行う。こうして得られた新しいジョイント THP/送信 FDE を用いた場合の BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにするとともに、従来のジョイント THP/送信 FDE との比較を行う。

本報告の構成は以下のようになっている。第 2 章では送信 FDE の数式表現を示す。第 3 章ではジョイント THP/送信 FDE のシステム構成について、第 4 章では THP の最適化についてそれぞれ明らかにする。第 5 章は計算機シミュレーションであり、第 6 章はまとめである。

2. 送信 FDE

L 個の独立なパスを有する周波数選択性ブロックフェージングチャンネルを仮定する。また、シンボル間隔の離散低域等価表現を用いるものとし、 N_c 個のデータブロック送信について数式表現を示す。

送信 FDE を用いる送信機の構成を図 1 に示す。はじめに N_c 個のデータシンボルブロック $\{s(t); t=0\sim N_c-1\}$ に N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)を適用し、周波数領域信号 $\{S(k); k=0\sim N_c-1\}$ へと変換する。 N_c 個の周波数領域信号 $S(k)$ にそれぞれ送信 FDE 重み $W(k)=C \cdot w(k)$, $k=0\sim N_c-1$ を乗算し、 $X(k)=W(k)S(k)$ を得る。ここで C は平均送信電力正規化係数であり、 $C = \sqrt{N_c / \sum_{k=0}^{N_c-1} |w(k)|^2}$ で与えられる。その後 $\{X(k); k=0\sim N_c-1\}$ を N_c ポイント逆 FFT(IFFT)により時間領域信号 $\{x(t); t=0\sim N_c-1\}$ へと再変換し、送信ブロック先頭のガードインターバル(GI)区間にサイクリックプリフィックス(CP)を挿入して送信する。

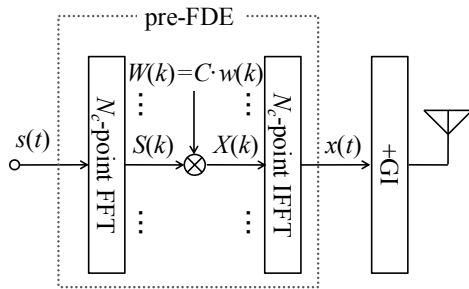


図 1 送信 FDE

送信信号は、周波数選択性チャンネルを經由し受信機へと到達する。GI 除去後の受信信号 $\{r(t); t=0\sim N_c-1\}$ は次式で与えられる。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l x((t-\tau_l) \bmod N_c) + n(t) \quad (1)$$

ここで E_s および T_s はそれぞれシンボルエネルギーと

シンボル長を表し、 h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得と遅延時間を表す。 $n(t)$ は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)である。 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度である。

式(1)は以下のように書き直せる。

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{k=0}^{N_c-1} H(k) W(k) S(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) + n(t) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) S(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

ただし $H(k)$ は第 k 周波数におけるチャンネル利得を表し、次式で与えられる。

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (3)$$

また、 $\hat{H}(k)=W(k)H(k)$ は送信 FDE と伝搬路を 1 つのチャンネルと見なした等価チャンネルを表す。

式(2)より、次式を得る。

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{N_c-1} \hat{h}_{l \bmod N_c} s((t-l) \bmod N_c) + n(t) \quad (4)$$

ただし $\hat{h}_{l \bmod N_c}$ は等価チャンネルのインパルス応答を表し、次式で与えられる。

$$\hat{h}_{l \bmod N_c} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (5)$$

また、式(4)より受信信号ブロックはベクトル表記を用いて次式のように表せる。

$$\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(t), \dots, r(N_c-1)]^T = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6)$$

ただし $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(t), \dots, s(N_c-1)]^T$ および $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(t), \dots, n(N_c-1)]^T$ はそれぞれデータシンボルベクトルおよび雑音ベクトルを表す。 $\hat{\mathbf{h}}$ は $(N_c \times N_c)$ の等価チャンネルインパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} & \vdots & \hat{h}_1 \\ \hat{h}_1 & \hat{h}_0 & \ddots & \hat{h}_{N_c-2} \\ \vdots & \hat{h}_1 & \ddots & \hat{h}_{N_c-2} \\ \hat{h}_{N_c-2} & \vdots & \ddots & \hat{h}_0 \\ \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_{N_c-2} & \hat{h}_1 & \hat{h}_0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

ゼロフォーシング(ZF)送信 FDE 重み $w(k)=1/H(k)$ では、受信信号におけるチャンネルの歪を完全に等化しチャンネルの周波数非選択性を再現できるため、 $\hat{\mathbf{h}}$ は対角行列になる。このとき残留 ISI は完全抑圧されるものの、平均送信電力正規化係数 C により受信信号電力が低下するため、優れた BER 特性は得られない。一方、最大比合成(MRC)、等利得合成(EGC)、そして MMSE

送信 FDE 重み[10]では, C による受信信号電力の低下は小さいものの, $\hat{\mathbf{h}}$ は対角行列では無くなり残留 ISI が発生してしまう. いずれの重みを用いた場合も BER の理論的下界に到達できない.

3. ジョイント THP/送信 FDE

3.1. THP

ジョイント THP/送信 FDE で用いる THP の構成を図 2 に示す. $\{B_{t,t'}; t=0 \sim N_c-1, t'=0 \sim t\}$ はフィードバック係数である. THP はフィードバックフィルタとそれに含まれる Modulo 演算器からなる. Modulo 演算器は, フィードバックループにおける信号振幅の増大を抑圧するために用いられる.

図 3 に Modulo 演算器の入出力特性を示す. Modulo 演算器出力の実部と虚部はそれぞれ常に $[-M, M]$ の範囲に存在する. THP 出力信号 $y'(t), t=0 \sim N_c-1$, は次式で与えられる.

$$y'(t) = \Omega \cdot g(t) \quad (8)$$

ただし $\Omega = \sqrt{N_c / \sum_{\tau=0}^{N_c-1} (1/|B_{\tau,\tau}|^2)}$ は THP を導入したために新たに導入された平均送信電力正規化係数であり, $g(t), t=0 \sim N_c-1$ は次式で与えられる.

$$g(t) = \frac{1}{B_{t,t}} \left[s(t) - \sum_{t'=0}^{t-1} B_{t,t'} g(t') + 2Mz_t(t) \right] \quad (9)$$

ここで, $2Mz_t = [2Mz_t(0), \dots, 2Mz_t(t), \dots, 2Mz_t(N_c-1)]^T$ は THP での Modulo 演算を表す. $z_t(t)$ の実部および虚部は Modulo 出力信号の実部および虚部がそれぞれ $[-M, M]$ となるような整数である.

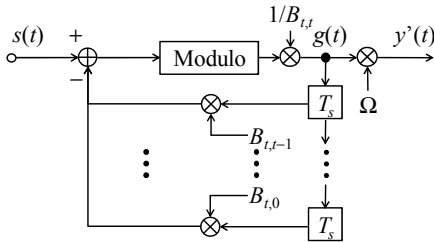


図 2 THP

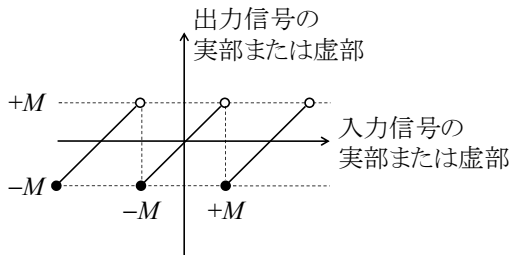


図 3 Modulo 演算器入出力特性

式(8)および式(9)より, THP 出力信号ベクトル

$\mathbf{y}' = [y'(0), \dots, y'(t), \dots, y'(N_c-1)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{y}' = \Omega \cdot \mathbf{g} \quad (10)$$

ただし, $\mathbf{g} = [g(0), \dots, g(t), \dots, g(N_c-1)]^T$ は

$$\mathbf{g} = \{\text{diag}(\mathbf{B})\}^{-1} \{ \mathbf{s} - (\mathbf{B} - \text{diag}(\mathbf{B})) \mathbf{g} + 2M\mathbf{z}_t \} \quad (11)$$

である. ここで, $\text{diag}(\mathbf{B})$ は行列 \mathbf{B} の対角要素を除く全ての要素を 0 に置き換えた対角行列である. また, 行列 \mathbf{B} (3.2 参照) は THP のフィードバック係数行列を表しており, 次式のような下三角行列で与えられる.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} B_{0,0} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{N_c-1,0} & \cdots & B_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(11)を式(10)に代入し, 次式を得る.

$$\mathbf{y}' = \Omega \cdot \mathbf{B}^{-1} (\mathbf{s} + 2M\mathbf{z}_t) \quad (13)$$

3.2. ジョイント THP/送信 FDE

従来のジョイント THP/送信 FDE の構成を図 4 に示す. THP を用いて残留 ISI を抑圧するため, 等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{h}}$ に LQ 分解[12]を適用する. このとき $\hat{\mathbf{h}}$ は下三角行列 \mathbf{L} と直交ユニタリ行列 \mathbf{Q} を用いて $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{L}\mathbf{Q}$ と表される. なお, \mathbf{L}, \mathbf{Q} のサイズはいずれも $N_c \times N_c$ である.

はじめにデータシンボルブロック \mathbf{s} を THP に入力し, 式(13)のように出力信号ブロック \mathbf{y}' を得る. その後 \mathbf{y}' に直交ユニタリ行列 \mathbf{Q}^H ($(\cdot)^H$ はエルミート転置を表す) を乗算し, $\mathbf{y} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}'$ を得る. さらに \mathbf{y} に送信 FDE を適用して \mathbf{x} へと変換し, これに CP を挿入して送信する.

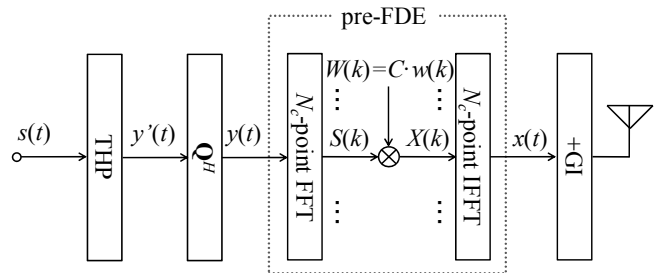


図 4 ジョイント THP/送信 FDE 送信機

式(6)の \mathbf{s} を \mathbf{y} に置き換え, 次式を得る.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \mathbf{y} + \mathbf{n} \quad (14)$$

さらに, $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{L}\mathbf{Q}$ および $\mathbf{y} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}'$ の関係から, 式(14)は次のように変形できる.

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot \mathbf{L}\mathbf{B}^{-1} (\mathbf{s} + 2M\mathbf{z}_t) + \mathbf{n} \quad (15)$$

ここで文献[11]のように $\mathbf{B} = \mathbf{L}$ とすれば, 上式は

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot (\mathbf{s} + 2M\mathbf{z}_t) + \mathbf{n} \quad (16)$$

となる。したがって、受信機でも THP と同一の Modulo 演算器を用いることで、データ判定に用いる軟判定シンボルベクトルが次のように得られる。

$$\hat{\mathbf{s}} = \left(\frac{2E_s}{T_s} \Omega \right)^{-1} \mathbf{r} + 2M\mathbf{z}_r = \mathbf{s} + 2M(\mathbf{z}_t + \mathbf{z}_r) + \left(\frac{2E_s}{T_s} \Omega \right)^{-1} \mathbf{n} \quad (17)$$

ここで、 $2M\mathbf{z}_r = [2Mz_r(0), \dots, 2Mz_r(t), \dots, 2Mz_r(N_c-1)]^T$ は受信機での Modulo 演算を表す。 $z_r(t)$ の実部および虚部は Modulo 出力信号の実部および虚部がそれぞれ $[-M, M)$ となるような整数である。したがって、雑音の影響が小さい場合には $2M(\mathbf{z}_t + \mathbf{z}_r) = \mathbf{0}$ となり、データシンボルが復元できる。

式(17)より、瞬時受信信号電力対雑音電力比(SNR)は平均送信電力正規化係数 Ω 、つまり \mathbf{B} の対角要素の大きさに強く影響される。従来のジョイント THP/送信 FDE では、 $\mathbf{B} = \mathbf{L}$ としていたため、等価チャネルの状況により \mathbf{L} の対角要素に 0 が現れれば、ZF 送信 FDE の場合と同様に $\Omega \rightarrow 0$ となり、受信 SNR が大幅に低下してしまっていた。実際に、ジョイント THP/送信 FDE が対象とする等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{h}}$ は巡回行列であるため、このような受信 SNR の低下が起こりやすい。

そこで、次章では MMSE 規範に基づき THP のフィードバック係数行列の最適化を行う。これにより受信 SNR の低下を抑圧し、伝送特性の更なる改善を図る。

4. MMSE 規範に基づく最適化

サイズ $N_c \times 1$ の誤差ベクトルを次式のように定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{e} &= \frac{\mathbf{r} - \sqrt{2E_s/T_s} \Omega \cdot (\mathbf{s} + 2M\mathbf{z}_t)}{\sqrt{2E_s/T_s} \Omega} \\ &= (\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1} - \mathbf{I})(\mathbf{s} + 2M\mathbf{z}_t) + \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \right)^{-1} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (18)$$

THP のフィードバック係数行列 \mathbf{B} を、次式を満たすように導出する。

$$\mathbf{B} = \arg \min_{\mathbf{B}} e^2 \quad (19)$$

ただし $e^2 = \text{tr}(E[\mathbf{e}\mathbf{e}^H])$ であり、誤差ベクトルの共分散行列のトレースを表す。 \mathbf{B} を求めるため、 $\mathbf{z}_r = -\mathbf{z}_t$ と近似することで、次式を得る。

$$\begin{aligned} e^2 &= \text{tr}[E(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)] \\ &\approx \text{tr}\left\{ (\mathbf{L}\mathbf{B}^{-1} - \mathbf{I})(\mathbf{B}^{-H}\mathbf{L}^{-1} - \mathbf{I}) \right\} + \frac{\text{tr}(\mathbf{B}^{-1}\mathbf{B}^{-H})}{2E_s/T_s} \frac{2N_0}{T_s} \end{aligned} \quad (20)$$

ただし、

$$\begin{cases} E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I} \\ E[\mathbf{n}\mathbf{s}^H] = E[\mathbf{s}\mathbf{n}^H] = \mathbf{0} \\ E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = 2N_0/T_s \cdot \mathbf{I} \end{cases} \quad (21)$$

である。

$\partial e^2 / \partial \mathbf{B}^{-1} = \mathbf{0}$ を解くことで MMSE フィードバック係数行列 \mathbf{B} が求まる。式(20)および

$$\begin{cases} \frac{\partial (\text{tr}(\mathbf{Y}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{X}))}{\partial \mathbf{B}^{-1}} = \mathbf{X}\mathbf{Y} \\ \frac{\partial (\text{tr}(\mathbf{Y}(\mathbf{B}^{-1})^H\mathbf{X}))}{\partial \mathbf{B}^{-1}} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (22)$$

より、次の関係が成立する。

$$(\mathbf{B}^{-1})^H \mathbf{L}^H \mathbf{L} - \mathbf{L} + (E_s/N_0)^{-1} (\mathbf{B}^{-1})^H = \mathbf{0} \quad (23)$$

上式より \mathbf{B} は次のように求まる。

$$\mathbf{B} = (\mathbf{L}^{-1})^H \{ \mathbf{L}^H \mathbf{L} + (E_s/N_0)^{-1} \mathbf{I} \} \quad (24)$$

式(24)は、平均送信シンボルエネルギー対受信雑音電力スペクトル密度比 E_s/N_0 が十分大きければ \mathbf{B} は \mathbf{L} に漸近することを意味している。このとき従来のジョイント THP/送信 FDE と同様に、式(16)の受信信号ベクトルが得られる。一方、 E_s/N_0 が十分小さければ \mathbf{B} は $(\mathbf{L}^{-1})^H$ に漸近する。これは、THP が \mathbf{L} に対する整合フィルタに近づき、高い SNR を得よう働くことを意味している。しかしながら、実際には \mathbf{B} はフィードバック係数行列であるため、三角行列でなければならない。式(24)は E_s/N_0 が小さくなるにつれ、三角行列ではなくなってしまう。そこで本論文では、式(24)を導出したのち、上三角成分をすべてゼロに置き換え、THP に用いている

5. 計算機シミュレーション

フィードバック係数行列の最適化の効果を計算機シミュレーションにより評価する。シミュレーション条件を表 1 に記す。伝搬路は $L=16$ パスの指数減衰電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルであるとし、チャネル推定は理想と仮定している。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK, 16QAM, 64QAM
No. of FFT/IFFT points		$N_c=128$
No. of GI samples		$N_g=16$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh	
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Exponential with decay factor $\alpha=0$, 6dB
Channel estimation		Ideal

平均 BER 特性を図 5 および図 6 に示す。横軸は平均送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度

$E_b/N_0=(1/N)(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)$ である(N はシンボルあたりのビット数である). 比較のため, 文献[11]で示した従来のジョイント THP/送信 FDE の BER 特性, 及び BER の理論下界[5]も併せて示す.

図5は周波数選択性の強い一様電力遅延プロファイル環境($\alpha=0\text{dB}$)での BER 特性である. 図5(a)のように QPSK 変調を用いた場合には, 従来のジョイント THP/送信 FDE では送信 FDE を単独で用いた場合と比較して BER 特性を改善できなかった. これは, たとえ残留 ISI を THP により完全抑圧したとしても, 送信電力の正規化による受信 SNR の低下が起こりやすいためである. このため残留 ISI の抑圧効果よりも SNR の低下の影響が大きく現れ, BER 特性が劣化してしまっていた. 一方, THP の最適化を行った場合には BER 特性を改善できている. これは, MMSE 規範に基づき最適化された THP が残留 ISI の完全抑圧は諦めるものの, 受信 SNR の低下を避けることができるためである. これにより, $\text{BER}=10^{-3}$ を達成する所要送信 E_b/N_0 の理論下界からの劣化を, 従来法と比較し約 1dB 改善できる.

図5(b)および(c)のように高レベルの多値変調を用いた場合, BER 特性に対する残留 ISI の影響がより大きくなる. したがって従来のジョイント THP/送信 FDE でも, 送信 FDE を単独で用いた場合よりも BER 特性を大きく改善できる. また, QPSK 変調の場合と同様に, THP の最適化を行うことで, BER 特性をさらに改善できる. ただし, 変調レベルが高くなるほどこの改善効果は小さくなる. これは, 信号伝送に大きな信号電力を要する高レベル多値変調においては, 式(24)が $B \approx L$ と近似され, 従来法と提案法でフィードバック係数行列がほぼ同じになるためだと考えられる. また, 最適化に際し Modulo 演算および式(24)の上三角成分をゼロに近似したため, 誤差が生じて改善効果が小さくなったとも考えられる. 16QAM および 64QAM では, $\text{BER}=10^{-3}$ を達成する所要送信 E_b/N_0 の理論下界からの劣化は, それぞれ約 0.5dB および 0.3dB の低減となる. 以上のことから, THP の最適化は, 16QAM や 64QAM では BER の改善効果はわずかであるといえる.

図6は, 周波数選択性が弱い $\alpha=6\text{dB}$ の場合の BER 特性である. この場合には残留 ISI が比較的小さく, ジョイント THP/送信 FDE による抑圧効果は BER 特性に現れにくくなる. 従来のジョイント THP/送信 FDE を用いた場合, QPSK 変調では, 送信 FDE を単独で用いた場合よりも BER 特性が劣化してしまう. 一方, MMSE 規範に基づく最適化を行うことで, このような BER の劣化を改善でき, 送信 FDE を単独で用いるよりも優れた伝送特性を実現できることがわかる. 一方 16QAM 以上では, 前述のように THP の最適化による改善効果は小さくなる. したがって, 本報告で行った THP の最適化は, QPSK 変調時に生じていた BER 特性の劣化を救済できるといえる.

6. むすび

本論文では, 更なる BER 特性改善のため, ジョイン

ト THP/送信 FDE の最適化を行った. 受信信号と送信信号の誤差ベクトルを定義し, 誤差ベクトル全体の平均二乗誤差を最小とする THP のフィードバック係数を求めた. こうして得られた新しいジョイント THP/送信 FDE を用いた場合の BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした. その結果, E_s/N_0 が大きい場合には従来のジョイント THP/送信 FDE と同様に, 小さい場合には行列 L に対する整合フィルタとして働くように THP を設定することで, さらに BER 特性を改善できることを示した. MMSE 規範の導入による改善量は変調方式に依存し, 特に QPSK で有効であることも明らかにした.

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] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [6] K. Takeda, Y. Kojima, and F. Adachi, "Transmit diversity for DS-SS/MMSE-FDE with frequency-domain ICI cancellation," Proc. IEEE VTC 2008-Spring, pp. 1057-1061, May 2008.
- [7] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," Electronics Letters, Vol. 7, No. 5/6, pp. 138-139, Mar. 1971.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "BER Performance of Joint THP/pre-FDE," Proc. IEEE 67th Veh. Technol. Conf. (VTC), Singapore, May 2008.
- [12] Gene. H. Golub, and Charles F. Van Loan, *Matrix computations*, 2nd ed., The Johns Hopkins University Press, 1989.

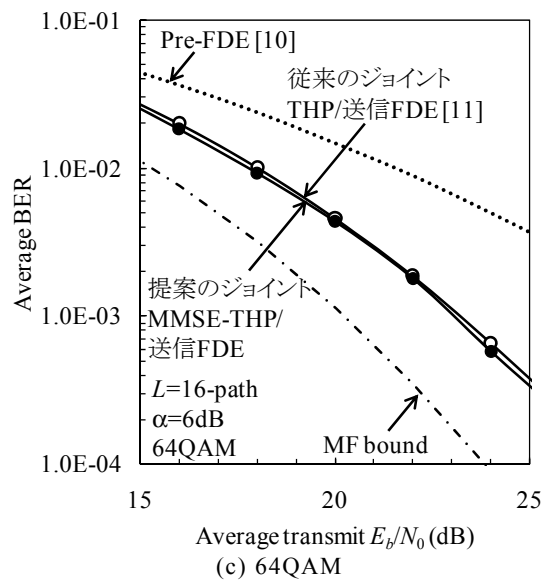
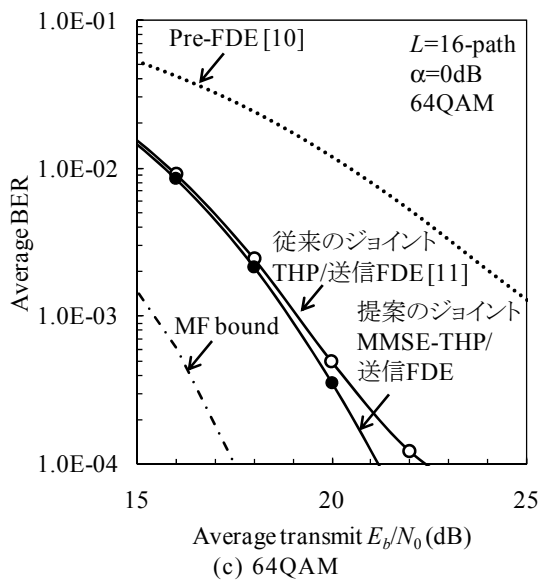
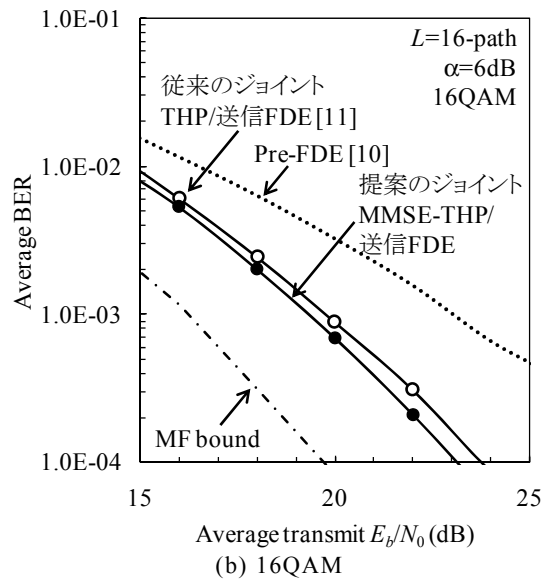
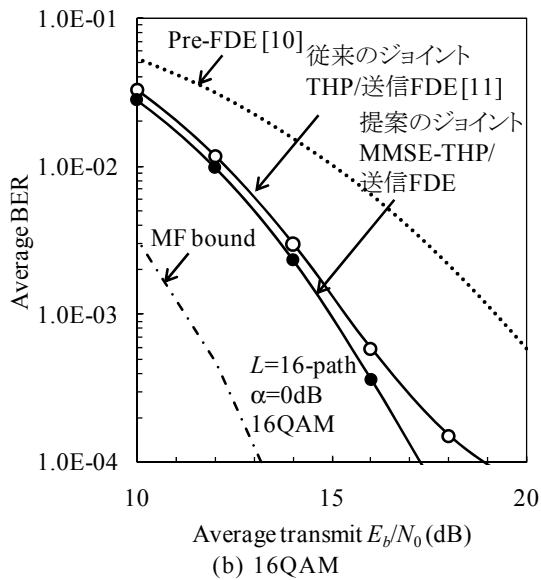
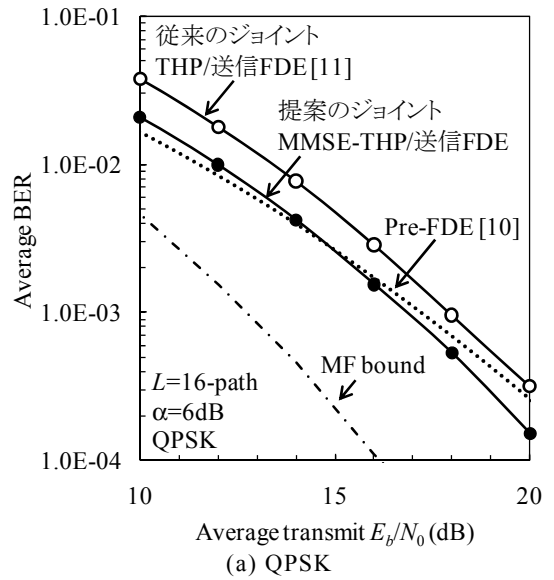
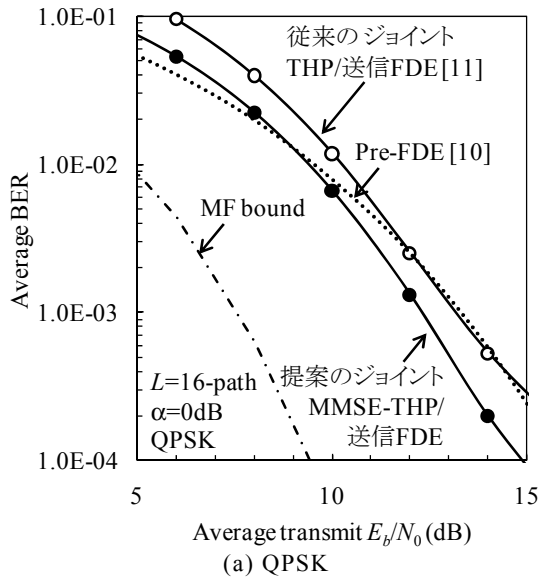


図 5 BER 特性 ($\alpha=0\text{dB}$)

図 6 BER 特性 ($\alpha=6\text{dB}$)