

シングルキャリア伝送におけるジョイント THP/送信 FDE

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 〒980-0874 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。最近、周波数選択性フェージングを克服する技術として、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)が注目を浴びている。MMSE-FDE では、ISI を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ利得を獲得できるため、SC 伝送の BER 特性を大幅に改善できる。しかし ISI が残留するため、BER の理論的な下界を達成することはできない。筆者らはこれまで、送信機で Tomlinson-Harashima precoding (THP)を用いることで受信機での FDE 後の残留 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 特性を改善できることを示してきた。本稿では、FDE 処理も送信機で行うことで、チャネル推定および等化処理を受信機側で必要としないジョイント THP/送信 FDE を提案し、BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

キーワード シングルキャリア, 送信等化, THP

Joint THP/pre-FDE for Single-Carrier Transmission

Kazuki TAKEDA[†] Hiromichi TOMEBA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept. of Electrical and Communications 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 single-carrier (SC) transmission significantly degrades due to inter-symbol interference (ISI) in a frequency-selective fading channel. Recently, frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion has been attracting much attention to overcome the frequency-selective fading channel. The BER performance of SC transmission is significantly improved by using MMSE-FDE by obtaining the frequency-diversity gain while suppressing the ISI. However, the residual ISI limits the performance improvement. So far, we have proposed a joint use of Tomlinson-Harashima precoding (THP) and FDE (Joint THP/FDE) to suppress the residual ISI after FDE. Joint THP/FDE can improve the BER performance when using the higher level modulation (e.g., 16QAM, 64QAM). In this paper, joint THP/pre-FDE that requires no FDE processing at a receiver is proposed. The BER performance is evaluated by computer simulation.

Keyword Single-carrier, pre-equalization, THP

1. まえがき

次世代の移動通信では、高速かつ高品質な大容量データ通信サービスの実現が望まれている。高速無線チャネルは、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、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 伝送の平均ビット誤り率(BER)特性が大幅に改善されることが示されている[2, 3]。しかしながら、MMSE-FDE では残留 ISI が発生してしまう[4]。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大きく劣化してしまう。

最近、干渉抑圧技術として Tomlinson-Harashima precoding(THP)[5, 6]が注目されている。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伝搬チャネルで生じる ISI をあらかじめ減算してから送信する。チャネル情報(CSI)が送信機で既知である場合、THP を用いることで ISI を完全に抑圧できる。しかし伝搬チャネルと FDE を総合した等価チャネルは非因果性フィルタとなるため、THP をそのまま用いて FDE 後の残留 ISI を抑圧することはできない。そこで筆者らは、文献[7, 8]において、等価チャネルに QR 分解[9]を適用することで等価チャネルを因果性チャネルに変換した上で、THP を適用するジョイント THP/受信 FDE を提案した。ジョイント THP/受信 FDE では、理想チャネル推定環境下では周波数ダイバーシチ利得を得つつ残留 ISI の完全抑圧が可能であるため、特に高レベル多値変調を用いた場合に

優れた BER 特性が得られる。

しかし、ジョイント THP/受信 FDE では、送受信機双方においてチャンネル情報が必要となる。一般に、送受信機でチャンネル情報を共有するのは難しい。移動局の移動に伴いチャンネル情報が時々刻々と変化するため、フィードバックされたチャンネル情報と実際のチャンネルとは誤差が生じてしまう。また、下りリンク伝送を仮定した場合には、FDE 処理が移動局受信機の負担になってしまう。

ところで、基地局送信機においてチャンネル情報を用いてあらかじめ等化を行って信号を送信する技術として、送信等化がある[10-14]。下りリンク伝送に送信等化を用いれば、受信機で等化処理が不要となるため、小型低消費電力な移動局の実現が期待できる。送信等化には、第3世代移動通信システムで用いられている Rake 合成を送信機であらかじめ行って送信する Pre-rake 方式[10]や、FDE を送信機で行う送信 FDE[11]などがある。また、MMSE 規範に基づく送信 FDE も提案されている[12]。最近では、multi-input multi-output (MIMO)多重伝送においても、送信等化の一種である MIMO-プリコーディングが注目を集めている[13-14]。

本論文では、受信機側でチャンネル推定および等化処理を必要とせず、ジョイント THP/受信 FDE と同等の等化能力を持つジョイント THP/送信 FDE を提案し、BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。これまで受信機で行うものとしていた等化処理をすべて送信機で行うことができるため、チャンネル推定法の簡素化および移動局受信機の小型低消費電力化が期待できる。

本論文は以下のような構成である。第2章では、受信 FDE の課題について示す。第3章で以前提案したジョイント THP/受信 FDE の概要を示し、第4章はジョイント THP/送信 FDE について示す。第5章は計算機シミュレーションであり、第6章でまとめる。

2. 受信 FDE の課題

ここでは、受信 FDE を用いる SC 伝送の数式表現およびその課題を示す。

本稿では、伝搬路は独立な L 個のパスにより構成される周波数選択性ブロックフェージングチャンネルであるとする。チャンネルのインパルス応答は、次式のように表わされる。

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

ここで、 h_l , τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得と遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ としている。

送信機では、 N_c 個のデータシンボルに N_g シンボルのガードインターバル(GI)を付加して送信する。送信データシンボルベクトルを $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(N_c-1)]^T$ で表すものとする、GI 除去後の受信信号ベクトル $\mathbf{r} = [r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

ここで、 E_s は平均送信シンボルエネルギー、 T_s はシンボル長であり、 $\mathbf{n} = [n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音である。 N_0 は片側雑音電力スペクトル密度である。また、 \mathbf{h} は $(N_c \times N_c)$ のチャンネルのインパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_1 & h_0 & & \mathbf{0} & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \vdots & h_1 & \ddots & & & \\ & h_{L-1} & \vdots & \ddots & h_0 & & \\ & & h_{L-1} & & h_1 & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \ddots & \vdots & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

受信機では、 N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により受信信号系列 $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を周波数領域信号へと変換して FDE を行い、 N_c ポイントの逆 FFT(IFFT)により時間領域信号へと変換する。FDE 後の受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{r}} = [\hat{r}(0), \dots, \hat{r}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{r}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{s}} + \hat{\mathbf{n}} \quad (3)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{h}}$ はチャンネルと FDE を併せた等価チャンネルの $(N_c \times N_c)$ インパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_{N_c-2} & \cdots & \vdots & \hat{h}_1 \\ \hat{h}_1 & \hat{h}_0 & \hat{h}_{N_c-1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \hat{h}_1 & \hat{h}_0 & \ddots & \hat{h}_{N_c-2} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \hat{h}_1 & \ddots & \hat{h}_{N_c-1} & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \hat{h}_0 & \ddots & \hat{h}_{N_c-2} \\ \hat{h}_{N_c-2} & \vdots & \vdots & \hat{h}_1 & \ddots & \hat{h}_{N_c-1} \\ \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_{N_c-2} & \vdots & \vdots & \ddots & \hat{h}_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、

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

であり、 $\{H(k); k=0 \sim N_c-1\}$ はチャンネル利得、 $\{w(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は FDE 重みである。 $\hat{\mathbf{n}} = [\hat{n}(0), \dots, \hat{n}(N_c-1)]^T$ は FDE 後の雑音ベクトルである。

良く知られた FDE 重みに、ゼロフオーシング(ZF)重み、最大比合成(MRC)重み、等利得合成(EGC)重み、最小二乗誤差(MMSE)重みがある。これらの重みは次式で与えられる[4]。

$$w(k) = \begin{cases} 1/H(k), & \text{ZF} \\ H^*(k), & \text{MRC} \\ H^*(k)/|H(k)|, & \text{EGC} \\ H^*(k)/(|H(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}), & \text{MMSE} \end{cases} \quad (6)$$

ZF 重みは、チャンネルの選択性を完全な周波数フラットへと変換できる。これは等価チャンネル行列を完全な対角行列に変換することを意味する。しかし、平均受信電力が小さくなるため、BER 特性を改善することはできない。一方、MRC 重みは受信信号対雑音電力比(SNR)を最大にできるが、チャンネルの選択性を強調するため、残留 ISI も強調される。EGC 重みは振幅 1 でチャンネルの逆位相を有する重みであるため、チャンネルの選択性はそのままとなり、周波数ダイバーシチ効果は得られるもののやはり大きな ISI が残留する。MMSE 重みは周波数ダイバーシチ効果を得つつも雑音強調を抑圧できる重みであるため、等価チャンネル行列をほぼ対角行列へと変換できる。これらのうち、最も優れた BER 特性が得られるのは MMSE 重みである[4]。しかしながら、たとえ MMSE-FDE を用いても ISI が残留してしまうため、BER 特性の理論的下界を達成することができない。特にデータ変調の多値数が大きくなるほど、理論的下界からの劣化が大きくなってしまふ。そこで筆者らは、残留 ISI による劣化を回避するジョイント THP/受信 FDE を提案した。次章では、ジョイント THP/受信 FDE について概要を示す。

3. ジョイント THP/受信 FDE[7, 8]

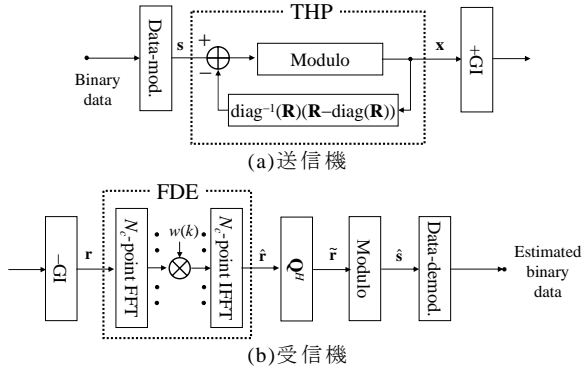


図 1 ジョイント THP/受信 FDE

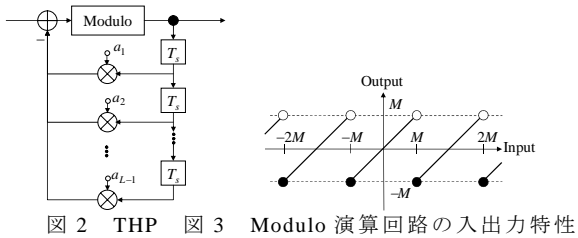


図 2 THP 図 3 Modulo 演算回路の入出力特性

3.1. 等価チャンネル行列の QR 分解

受信 FDE 後の残留 ISI を抑圧するために THP を用いる。ところが THP は FIR フィルタの逆フィルタであるため、非因果性である等価チャンネルに適用しても残留 ISI を抑圧することができない。そこで筆者らは、等価チャンネル行列に QR 分解[9]を適用することを提案し

た。こうして得られる行列 \mathbf{R} は上三角行列であるため因果性チャンネルとみなすことができ、THP を適用することができる。等価チャンネル行列は、QR 分解の適用により次式のように表せる。

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{QR} \quad (7)$$

3.2. ジョイント THP/受信 FDE の概要

ジョイント THP/受信 FDE の送受信系を図 1 に示す。送信機では、データシンボルベクトル \mathbf{s} を THP に入力し、送信信号ベクトル \mathbf{x} を出力する。THP の基本構成を図 2 に示す。THP はフィードバックループおよび非線形 Modulo 演算回路よりなる。THP のフィードバックループは、FIR フィルタで表現される周波数選択性チャンネルの逆フィルタである。上三角行列 \mathbf{R} に対し THP を適用し、送信 FDE での残留 ISI を抑圧する。THP 出力ベクトル $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(N_c-1)]^T$ は、次式で与えられる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} - \{\text{diag}(\mathbf{R})\}^{-1}(\mathbf{R} - \text{diag}(\mathbf{R}))\mathbf{x} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t \quad (8)$$

ここで $\text{diag}(\mathbf{A})$ は、行列 \mathbf{A} の対角以外の要素をゼロとした、行列 \mathbf{A} と同じサイズの対角行列を表す。 $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$ は非線形 Modulo 演算回路を表す。Modulo 演算回路の入出力特性を図 3 に示す。THP 出力ベクトルの各要素の振幅を抑圧するため、Modulo 演算回路では、入力シンボルベクトル \mathbf{s} の各要素に対して、出力信号の実部および虚部がそれぞれ $[-M, M]$ となるように $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$ を付加する。 $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t$ は $(N_c \times 1)$ のベクトルであり、 \mathbf{z}_t の実部および虚部はそれぞれ整数で表せる。なお、式(8)は次式のように書き直せる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{R}^{-1} \text{diag}(\mathbf{R})(\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) \quad (9)$$

受信機では、受信信号に対して FDE を適用したのち、後述する直交ユニタリ行列 \mathbf{Q}^H を乗算し、受信信号電力で正規化したのちに送信機と同一の Modulo 演算を行い、データ判定を行う。 \mathbf{Q}^H 乗算後の受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{r}}$ および Modulo 演算後の軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{s}}$ はそれぞれ次式で表せる。

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{r}} = \mathbf{Q}^H \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{\mathbf{h}} \mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \quad (10)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \text{diag}(\mathbf{R})(\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}}$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \left(\frac{2E_s}{T_s}\right)^{-\frac{1}{2}} \{\text{diag}(\mathbf{R})\}^{-1} \tilde{\mathbf{r}} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_r \quad (11)$$

$$= \mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_r + \left(\frac{2E_s}{T_s}\right)^{-\frac{1}{2}} \text{diag}^{-1}(\mathbf{R})\mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}}$$

$2\mathbf{M}\mathbf{z}_r$ は非線形 Modulo 演算回路を表す。THP 出力ベクトルの各要素の振幅を抑圧するため、Modulo 演算回路では、入力信号に対して出力信号の実部および虚部がそれぞれ $[-M, M]$ となるように $2\mathbf{M}\mathbf{z}_r$ を付加する。 $2\mathbf{M}\mathbf{z}_r$ は $(N_c \times 1)$ のベクトルであり、 \mathbf{z}_r の実部および虚部はそれぞれ整数である。雑音が無視できる場合、一意的に

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot \hat{\mathbf{h}} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot \mathbf{B} \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H \mathbf{B}^{-1} (\mathbf{s} + 2\mathbf{M} \mathbf{z}_r) + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \Omega \cdot (\mathbf{s} + 2\mathbf{M} \mathbf{z}_r) + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (15)$$

受信機では、非線形 Modulo 演算回路を用いることで、次式のように軟判定シンボルベクトルを得る。

$$\hat{\mathbf{s}} = \left(\frac{2E_s}{T_s} \Omega^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{r} + 2\mathbf{M} \mathbf{z}_r = \mathbf{s} + 2\mathbf{M} \mathbf{z}_r + 2\mathbf{M} \mathbf{z}_r + \left(\frac{2E_s}{T_s} \Omega^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{n} \quad (16)$$

なお、一般に平均受信電力は既知のパイロット信号を挿入することで容易に推定することができるが、ここでは受信機側で既知であるものとする。雑音が無視できる場合、一意的に $2\mathbf{M} \mathbf{z}_r = -2\mathbf{M} \mathbf{z}_r$ となるので、正しく送信シンボルベクトルを得ることができる。

4.4. 受信 SNR

式(15)において、雑音電力が信号電力に比べて十分小さいと仮定し、受信機での Modulo 演算が送信機での Modulo 演算を正しく打ち消せた場合、受信信号の信号対雑音電力比(SNR)は次式で与えられる。

$$\gamma(t) = \frac{2E_s}{N_0} \Omega^2 = \frac{2E_s}{N_0} \frac{1}{N_c} \left\{ \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \frac{1}{|b_{t,\tau}|^2} \right\}^{-1} \quad (17)$$

式(17)より、受信 SNR は下三角行列 \mathbf{B} の対角要素に大きく依存する。文献[8]では、上三角行列 \mathbf{R} の対角要素が、信号ブロック右端で落ち込むことを指摘し、信号ブロック端をブランク(またはダミーシンボル)とすることで、信号電力が必ず小さくなるシンボル位置を伝送に用いないようにしてきた。同様に、 \mathbf{B} の対角要素の絶対値は \mathbf{R} のそれと同一であり、右端で非常に小さくなる。特にジョイント THP/送信 FDE では、式(17)のように、ブロック内の信号受信電力がすべて同じであるため、1つでも \mathbf{B} の対角要素に非常に小さい値があると、式(14)の電力正規化定数が非常に小さくなってしまう。そこでジョイント THP/受信 FDE と同様に、ブロック端 N_d シンボルを伝送に用いないことで、この劣化を回避する。ブロック構成を図 6 に示す。

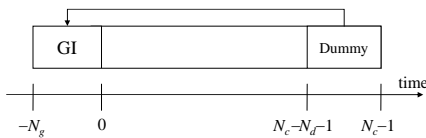


図 6 送信ブロック構成

5. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。伝搬路には $L=16$ パスの等電力モデルを仮定する。なお、ジョイント THP/受信 FDE では、FDE には式(6)に示した

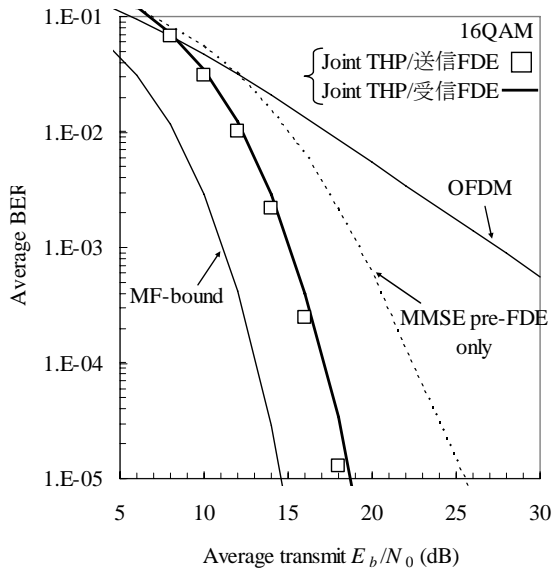
4 つの FDE 重みのうち EGC 重みを用いた場合が最も優れた BER 特性が得られることがわかっている。そこで本稿では、EGC 重みを用いるものとする。また、チャネル推定は理想としている。

表 1 シミュレーション諸元

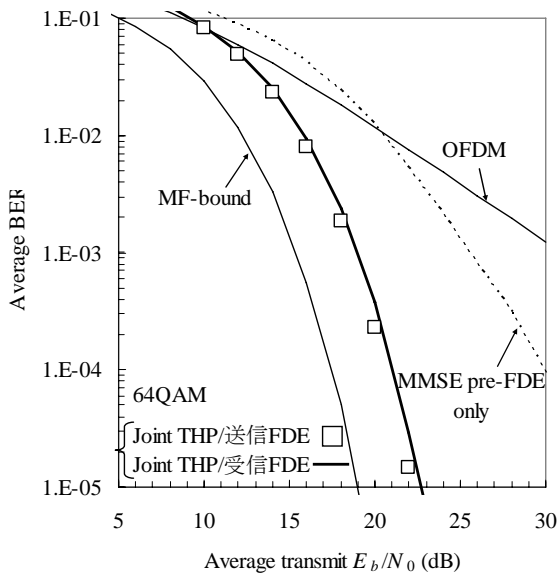
Transmitter	Data modulation	16QAM, 64QAM
	No. of FFT points	$N_c=128$
	No. of GI samples	$N_g=16$
	No. of dummy samples	$N_d=N_g$
FDE		EGC
Channel	Frequency-selective Block Rayleigh	
	No. of paths	$L=16$
	Delay time	$\tau_l=l$
	Power delay profile	Uniform
Channel estimation		Ideal

BER 特性を図 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 $E_b/N_0 = NE_s/N_0(N_c+N_g)/(N_c-N_d)$ (N は 1 シンボル当りのビット数)である。比較のため、MMSE 送信 FDE を単独で用いた場合、そして OFDM 伝送[15]の BER 特性も示す。OFDM 伝送では周波数ダイバーシチ効果が得られないため、THP と FDE を用いる場合より BER 特性が劣化している。MMSE-FDE を単独で用いると優れた BER 特性が得られるものの、16QAM や 64QAM などの高多値変調では残留 ISI により理論的下界からの劣化が大きい。一方、ジョイント THP/受信 FDE では残留 ISI を抑圧することができるため、理論的下界からの劣化を抑え、優れた BER 特性を得ることができる。また、ジョイント THP/送信 FDE では、 E_b/N_0 が高い領域においてはジョイント THP/受信 FDE よりもわずかに優れた BER 特性が得られている。これは、ジョイント THP/受信 FDE ではブロック内のシンボルに受信エネルギーの偏りが生じるのに対し、ジョイント THP/送信 FDE ではすべてのシンボルが同じエネルギーを有するためである。

ピーク対平均送信電力比(PAPR)の累積分布を図 7 に示す。横軸は PAPR(dB)、縦軸は、観測される PAPR の値が横軸の値を超えない確率 $Prob[\text{PAPR} < \text{abscissa}]$ である。ここでは $\alpha=0.5$ のルートナイキストフィルタ[1]を仮定し PAPR の累積分布を測定した。比較のため、SC 伝送および OFDM 伝送、そして送信 MMSE-FDE を単独で用いた場合の PAPR 累積分布も示す。OFDM 伝送ではサブキャリア数 N_c に比例して PAPR が増加するが、SC 伝送では PAPR は N_c に依存しない。ジョイント THP/受信 FDE では、THP により PAPR が増加するものの、Modulo 演算回路出力がそのまま送信信号となるため、最大振幅が抑圧され、PAPR の増加は限定的である。一方、ジョイント THP/送信 FDE では Modulo 演算回路出力にさらに等化処理を行うため、ジョイント THP/受信 FDE と比較して PAPR が増加してしまう。しかしそれでも、送信 MMSE-FDE を単独で用いた場合と同じ PAPR 分布となることがわかる。PAPR の増加を許容すれば、提案方式を用いて送信側でのチャネル推定と等化処理を行うことで、優れた BER 特性を得ることができる。



(a)16QAM



(b)64QAM

図6 BER特性

6. むすび

本稿では、チャネル推定および等化処理を受信機側で必要とせず、ジョイント THP/受信 FDE と同等のチャネル等化能力を持つジョイント THP/送信 FDE を提案し、BER 特性および PAPR 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。PAPR は送信 FDE と同等まで増加するものの、簡易な受信機構成で優れた BER 特性が得られることを明らかにした。

文献

[1] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
 [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, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

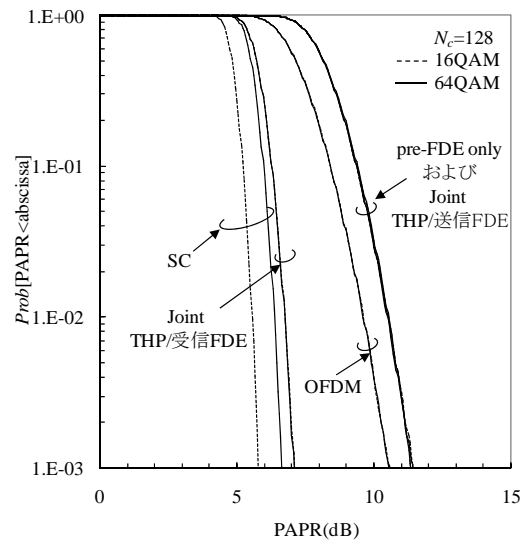


図7 PAPR 累積分布

[3] 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, Apr. 2005.
 [4] K. Takeda and F. Adachi, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
 [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] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Single-carrier transmission with joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization," *The 3rd IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS)*, pp. 262-266, Daejeon, Korea, Aug. 2006.
 [8] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "BER performance analysis of joint Tomlinson-Harashima precoding and frequency-domain equalization," *IEEE wireless communications and networking conference (WCNC)*, Hong Kong, Mar. 2007.
 [9] Gene. H. Golub, and Charles F. Van Loan, *Matrix computations*, 2nd ed., The Johns Hopkins University Press, 1989.
 [10] R. Esmailzadeh and M. Nakagawa, "Pre-rake diversity combination for direct sequence spread spectrum mobile communications systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E-76-B, No. 8, pp. 1008-1015, Aug. 1993.
 [11] I. Cosovic, M. Schnell, and A. Springer, "On the performance of different channel pre-compensation techniques for uplink time division duplex MC-CDMA," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Oct. 2003.
 [12] 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.
 [13] R. H. Fischer, C. Windpassinger, A. Lampe, and J. Huber, "Space-time transmission using Tomlinson-Harashima precoding," *Proc. 4th Intern. ITG conference on source and channel coding*, pp. 139-147, Berlin, Jan. 2002.
 [14] D. Schmidt, M. Johan, F. A. Dietrich, K. Kusume, and W. Utschick, "Complexity reduction for MMSE multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding," *IEEE International ITG, Duisburg, Germany*, Apr. 2005.
 [15] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun., Mag.*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.