

Tomlinson-Harashima Precoding を用いる シングルキャリア周波数領域等化

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 次世代の移動通信には、高速・高品質な伝送が要求されている。厳しい周波数選択性フェージング環境下では符号間干渉(ISI)によりシングルキャリア伝送特性が大幅に劣化するが、受信側で平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いることで大きなパシダイバーシチ効果を得ることができ、伝送特性を大幅に改善できることが知られている。ところで、最近、送信等化として Tomlinson-Harashima precoding(THP)が注目を集めている。本論文では、シングルキャリア(SC)伝送を対象に、受信側で FDE を用いてパシダイバーシチ効果を得つつ、送信側で THP を用いて符号間干渉(ISI)を抑圧する方法について示し、BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード シングルキャリア, 周波数領域等化, Tomlinson-Harashima precoding

Single-Carrier Transmission with Frequency-Domain Equalization Using Tomlinson-Harashima Precoding

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: In the next generation mobile communication systems, high speed and high quality data transmissions are demanded. However, the transmission performance of the single-carrier (SC) transmissions degrades due to a severe inter-symbol interference (ISI) arising from the frequency-selective fading. By using frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion at the receiver, the bit error rate (BER) performance of the SC transmission can be significantly improved. Recently, Tomlinson-Harashima precoding (THP) has been attracting an attention as a pre-equalization technique at the transmitter. In this paper, we propose a joint use of THP and FDE, and evaluate its achievable BER performance by computer simulation.

Keywords: Single-carrier, frequency-domain equalization, Tomlinson-Harashima precoding

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質な伝送が望まれている。高速移動無線チャネルは、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[1,2]。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特性が改善されることが示されている[3]。MMSE-FDEを用いた場合、厳しい周波数選択性フェージング環境下でも優れた伝送特性を得ることができる。しかしながら、MMSE-FDEを用いる SC 伝送では、残留 ISI による伝送特性の劣化が生じる。そのため最近、広帯域 SC 伝送を対象とした ISI キャンセラの研究が盛んに行われている[4-6]。しかしこれまでの ISI キャンセラは、受信機側で用いられるものがほとんどであった。

一方、Tomlinson-Harashima precoding(THP)[7,8]が送信機で用いる干渉キャンセラとして注目を集めている[9-11]。THP では、送信機でチャネル情報を用いて、チャネルで加算される干渉成分をあらかじめ減算して送信するため、チャネル情報が理想的に分かっている場合には完全に干渉を抑圧した伝送が可能である。

THP のみを送信機で用い、ISI を削減した場合には干渉が無い伝送が実現できるが、パシダイバーシチ効果が得られず、伝送特性は劣化してしまう。

本論文では、FDE と THP を併用することでパシダイバーシチ効果を得つつ残留 ISI を抑圧する方法を提案し、計算機シミュレーションにより BER 特性を明らかにしている。本論文は、以下のような構成になっている。第 2 章では Tomlinson-Harashima precoding, 第 3 章では周波数領域等化についてそれぞれ述べている。続いて第 4 章では FDE と THP を用いる伝送系について述べ、第 5 章では計算機シミュレーションにより BER 特性を明らかにしている。

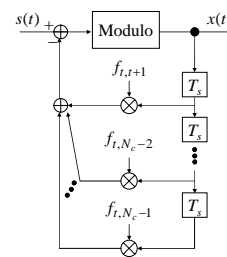


図 1 THP

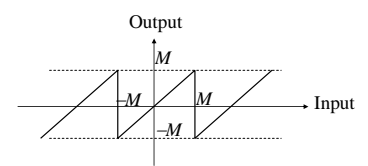


図 2 Modulo 演算回路の入出力特性

2. Tomlinson-Harashima precoding

THP の構成を図 1 に示す. THP は, 最大 N_c タップのフィードバックフィルタと Modulo で構成される. THP では干渉成分を逐次的に減算していく. しかし, フィルタ係数の値によっては非最小位相遷移となり, THP が不安定になってしまう [12]. そのため THP では, フィードバックループ内に非線形素子である Modulo 演算回路 [13] を用いている. Modulo 演算回路の入出力特性を図 2 に示す. Modulo は入力信号の実部・虚部それぞれに動作し, 出力信号の実部・虚部それぞれを $[-M, M)$ へと変換する. THP に入力されるデータ変調シンボルベクトルが $\mathbf{s} = [s(N_c-1) \dots s(0)]^T$ であるとき, 出力信号ベクトル $\mathbf{x} = [x(N_c-1) \dots x(0)]^T$ は次式のように表される.

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} - \mathbf{F}\mathbf{x} + 2M\mathbf{z}_t \quad (1)$$

ここで, 行列 \mathbf{F} は各データ変調シンボル入力時のフィルタ係数行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & f_{0,1} & \dots & f_{0,N_c-1} \\ & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & \ddots & f_{N_c-2,N_c-1} \\ \mathbf{0} & & & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$f_{t,t+\tau}$ は信号 $s(t)$ が入力されたときの τ 番目のフィードバック係数を表している. この係数には, 式(7)にて示すように希望成分以外のチャンネルのインパルス応答を用いればよい. $\mathbf{z}_t = [z_t(N_c-1) \dots z_t(0)]^T$ は Modulo の等価表現である. 行列 \mathbf{F} が上三角行列であるため, THP は $x(0)$ から $x(N_c-1)$ へと逐次的に信号を出力できる. Modulo 演算回路は入力信号 $\{in(t); t=0 \sim N_c-1\}$ から次のように出力信号 $\{out(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を決定する非線形素子である.

$$out(t) = \{\text{Re}[in(t) \bmod 2M] - M\} + j\{\text{Im}[in(t) \bmod 2M] - M\} \\ = in(t) + 2Mz_t(t) \quad (3)$$

ただし, $z_t(t)$ の実部および虚部は, それぞれ $-M \leq \{\text{Re}[out(t)], \text{Im}[out(t)]\} < M$ を満たす整数である. また, 式(1)においてデータ変調シンボル $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は, $-M \leq \{\text{Re}[s(t)], \text{Im}[s(t)]\} < M$ を満たしているものとする.

ここでは THP のみを用いるシングルキャリア伝送について示す. 送信信号が遅延時間の異なる独立な L 個のパスからなる周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信されるものとする. 第 l パスの複素パス利得および遅延時間をそれぞれ h_l および τ_l で表すとすれば, 伝搬路のインパルス応答は次式で与えられる.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (4)$$

ただし本論文では $\tau_l = l$ および $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ であるものとし, ブロックフェージングを仮定している. このとき, 受信信号ベクトル $\mathbf{r} = [r(N_c-1) \dots r(0)]^T$ は次式のようにあらわされる.

$$\mathbf{r} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (5)$$

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受信エネルギーおよびシンボル長を表している. ま

た, $\mathbf{n} = [n(N_c-1) \dots n(0)]^T$ は雑音ベクトルであり, 各成分が平均 0 で分散 $2N_0/T_s$ の加法性ガウス雑音 (AWGN) である. N_0 は雑音の片側電力スペクトル密度である. また, チャンnel行列 \mathbf{H} は次式で与えられる.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & \dots & h_{L-1} & \mathbf{0} \\ & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & h_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

ISI を抑圧する THP [7,8] では $f_{t,t+\tau} = h_\tau/h_0$ とする. したがって, フィルタ係数行列 \mathbf{F} は次式のようになる.

$$\mathbf{F} = \frac{1}{h_0} \begin{bmatrix} 0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & \mathbf{0} \\ & 0 & h_1 & \dots & h_{L-1} \\ & & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & & 0 & h_1 \\ \mathbf{0} & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(1), (2) および (7) から, 受信信号ベクトル \mathbf{r} は次式のようになる.

$$\mathbf{r} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{2E_s/T_s} \begin{bmatrix} h_0 & \dots & \mathbf{0} \\ & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & h_0 \end{bmatrix} (\mathbf{s} + 2M\mathbf{z}_t) + \mathbf{n} \quad (8)$$

上式より, 伝搬路により生じる ISI は完全にキャンセルされ, 第 0 パスのみからの信号を受信できていることが分かる.

受信機では, 式(8)で与えられる受信信号ベクトルを第 0 パスの複素パス利得を用いて同期検波し, 送信機で用いたものと同じ Modulo 演算回路へ入力することで, 次式のような軟判定シンボル系列 $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}(N_c-1) \dots \hat{s}(0)]^T$ を得る.

$$\hat{\mathbf{s}} = \{\mathbf{s} + 2M(\mathbf{z}_t + \mathbf{z}_r)\} + \mathbf{n}/h_0 (2E_s/T_s)^{-1/2} \quad (9)$$

ここで, ベクトル $\mathbf{z}_r = [z_r(N_c-1) \dots z_r(0)]^T$ は, 受信機における Modulo 演算の等価表現である. \mathbf{z}_r は $\{-M \leq \text{Re}[\hat{s}(t)], \text{Im}[\hat{s}(t)] < M\}$ を満たすような値であるから, 式(9)の雑音成分が無視できるほど小さいときには, $\mathbf{z}_r \approx -\mathbf{z}_t$ となる. このようにして元のデータ変調シンボル系列が復元される.

3. 周波数領域等化

FDE のみを用いるシングルキャリア伝送について示す. 送信機ではデータ変調シンボルベクトル \mathbf{s} に N_g シンボルのガードインターバル (GI) を挿入して送信する. 送信信号は式(4)で与えられる周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬し, 受信機で受信される. 受信機では, 受信信号から GI を除去したのち, N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する. $R(k)$ は次式で表される.

$$R(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ = H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (10)$$

ここで, $H(k)$ は第 k 周波数におけるチャンネル利得, $S(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれ送信信号および雑音の第 k 周波数成分を表しており, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (11)$$

各周波数成分に FDE 重み[3]を乗算する 1 タップ FDE を適用して、逆 FFT(IFFT)により時間領域信号系列 $\hat{r}(t)$ を得る。本論文では、FDE 重みとして次の 3 つを用いる。

$$w(k) = \begin{cases} H^*(k)/|H(k)|, & \text{EGC} \\ H^*(k), & \text{MRC} \\ H^*(k)/\left(|H(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}\right), & \text{MMSE} \end{cases} \quad (12)$$

周波数領域等化後の時間領域信号 $\hat{r}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} w(k) R(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sum_{l=0}^{N_c-1} \hat{h}_l s((t-l) \bmod N_c) + \hat{n}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、 \hat{h}_l は伝搬路と等化器を併せた複合インパルス応答であり、次式で与えられる。

$$\hat{h}_l = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} w(k) H(k) \exp\left(j2\pi k \frac{l}{N_c}\right), \quad l=0 \sim N_c-1 \quad (14)$$

式(13)から、等化後の受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{r}} = [\hat{r}(N_c-1) \dots \hat{r}(0)]^T$ は、送信データ変調シンボルベクトル \mathbf{s} と等化後の雑音ベクトル $\hat{\mathbf{n}} = [\hat{n}(N_c-1) \dots \hat{n}(0)]^T$ を用いて、次式のように表される。

$$\hat{\mathbf{r}} = \sqrt{2E_s/T_s} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \hat{\mathbf{n}} \quad (15)$$

ただし $\hat{\mathbf{H}}$ は伝搬路と等化器を併せた等価チャンネルの複合インパルス応答行列であり、次式で定義される。

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_0 & \hat{h}_1 & \dots & \hat{h}_{N_c-1} \\ \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_0 & \hat{h}_1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{h}_1 & \dots & \hat{h}_{N_c-1} & \hat{h}_0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

4. FDE と THP を用いた SC 伝送系

FDE と THP を併用する SC 伝送系を図 3 に示す。本論文においては、チャンネル情報(CSI)が送受信機で理想的に共有されているものとする。送信機では、送信ビット系列をデータシンボル系列にデータ変調し、データシンボル系列を得る。この後データシンボル系列を N_c 個ずつのブロックに分割し、THP に入力する。ブロック内のデータシンボル系列を $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ とする。THP では CSI を元に FDE 後の残留 ISI のキャンセルを行い、Modulo 演算回路に入力し、 $\{x(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を出力する。この THP 出力の後尾 N_g シンボルをブロックの先頭の GI に挿入したのちに送信する。

送信信号は周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される。受信機では受信信号から GI を除去したのち、受信信号系列 $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント FFT を適用し、 N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。1 タップの FDE の後に IFFT を適用して時間領域信号を得る。ここでさらに、チャンネル情報を元に生成した行列 \mathbf{Q}^H (ただし $(\cdot)^H$ はエルミート転置を表す) を時間領域信号ベクトルに乗算し、正規化を行った後に送信機と同じ Modulo 演算回路に入力して軟判定シンボル系列を得る。これを硬判定することで送信ビット系列を得る。

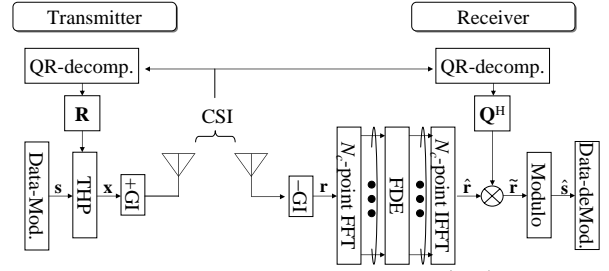


図 3 THP と FDE を用いた SC 伝送系

4.1. 送信信号

FDE 後の受信信号系列は、式(15)のように表される。THP により ISI を抑圧できるチャンネルは、式(6)のような上三角行列で表される。したがって $\hat{\mathbf{H}}$ に直接 THP を適用するのは不可能であるため、QR 分解を適用する。 $\hat{\mathbf{H}}$ の QR 分解は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} = \begin{bmatrix} Q_{0,0} & \dots & Q_{0,N_c-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{N_c-1,0} & \dots & Q_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{0,0} & \dots & R_{0,N_c-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & R_{N_c-1,N_c-1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

ただし、 \mathbf{Q} は $\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}=\mathbf{I}$ (\mathbf{I} は単位行列)を満たすユニタリ行列である。行列 \mathbf{R} は上三角行列であり、送信機では式(17)中の行列 \mathbf{R} に対して THP を適用する。THP 出力は次式で与えられる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} - \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{x} + 2\mathbf{Mz}_t \quad (18)$$

ただし、行列 $\tilde{\mathbf{R}}$ は (i,j) 成分が次式で表される上三角行列である。

$$(\tilde{\mathbf{R}})_{i,j} = \begin{cases} (\mathbf{R})_{i,j}/(\mathbf{R})_{i,i} & i \neq j \\ 0 & i = j \end{cases} \quad (19)$$

ここで、 $(\cdot)_{i,j}$ は行列の第 i 行 j 列要素を表している。

4.2. 受信信号

受信機での FDE と IFFT 後に得られる受信信号ベクトルは、式(15)と同様次式のように表される。

$$\hat{\mathbf{r}} = \sqrt{2E_s/T_s} \hat{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \hat{\mathbf{n}} \quad (20)$$

受信機では式(20)で表される FDE 後の受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{r}}$ に \mathbf{Q}^H を乗算する。式(18)より、 \mathbf{Q}^H 乗算後の受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{r}}$ は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{r}} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{R} \mathbf{s} + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \text{diag}(\mathbf{R})(\mathbf{s} + 2\mathbf{Mz}_t) + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (21)$$

上式より、THP を用いることで ISI の無い受信信号が得られていることが分かる。2 章と同様、この後送信機で用いたものと同じ Modulo 演算回路へ入力することで、次式のように軟判定シンボル系列

$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}(N_c - 1) \dots \hat{s}(0)]^T$ を得る.

$$\hat{\mathbf{s}} = \{\mathbf{s} + 2M(\mathbf{z}_t + \mathbf{z}_r)\} + (\text{diag}(\mathbf{R}))^{-1} \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{h}} (2E_s/T_s)^{-1/2} \quad (22)$$

上式の第 1 項は Modulo 演算回路出力における希望信号成分, 第 2 項は雑音成分である. 受信機では \mathbf{Q}^H の乗算を行っているが, \mathbf{Q} がユニタリ行列であるために雑音強調は発生しない. また, 行列 \mathbf{R} の対角成分は, 複合インパルス応答行列 $\hat{\mathbf{H}}$ に依存するため, FDE 重みにより異なる大きさを持つ(付録 A). しかしながら, 行列 \mathbf{R} の対角成分の大きさは右下成分ほど小さくなり, 特に \mathbf{R} の対角成分のうち右下数個は大幅に小さくなる(付録 B). このため, 小さい対角成分に対応するデータ変調シンボル(ベクトル \mathbf{s} の後尾シンボル)は, 雑音による誤りが発生しやすくなる. そこで, 送信ブロック構成を図 4 のようにして, N_g シンボルの GI 以降の N_d シンボルをダミーシンボルとすることで, 伝送効率が $(N_c - N_d)/(N_c + N_g)$ のように低下するものの, 雑音による誤りの増加を避けることができる.

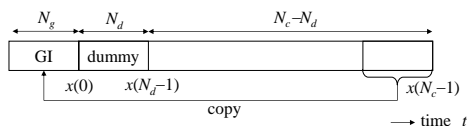


図 4 送信ブロック構成

表 1 シミュレーション条件

Transmitter	Data-Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
	No. of FFT points	$N_c = 128$
	No. of GI	$N_g = 16$
	No. of dummy	$N_d = 0, 16$
Modulo size	$M = \begin{cases} 1/\sqrt{2}, \text{QPSK} \\ 4/\sqrt{10}, 16\text{QAM} \\ 8/\sqrt{42}, 64\text{QAM} \end{cases}$	
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	$L = 16, \tau_l = l$ Uniform power delay profile
Receiver	FDE	EGC, MRC, MMSE
Channel estimation		Ideal

5. 計算機シミュレーション

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. また, チャネル情報(CSI)は送受信機で理想的に得られるものとする.

THP と FDE を併用するとき, (I, Q) 平面で見た送信信号 \mathbf{x} , 受信信号 \mathbf{r} , \mathbf{Q}^H 乗算後の受信信号 $\tilde{\mathbf{r}}$, 軟判定シンボル系列 $\hat{\mathbf{s}}$ の信号点の分布を図 5 に示す. ここではデータ変調方式を QPSK, FDE 重みを EGC 重みとし, 平均送信 $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ の場合を示している. 送信信号は, Modulo 出力演算回路に一致するために Modulo 演算領域内に収まっており, 図 5(a)よりその分布はほぼ一様分布となっている. 図 5(b)の受信信号は, FDE 後に \mathbf{Q}^H を乗算され, 図 5(c)のように QPSK 信号点が平面上に繰り返されて現れる. この信号を受信機の Modulo 演算回路に入力することで, 繰り返しの信号点は全て中央の QPSK 信号点へと集約されることになり, 図 5(d)のように, $\hat{\mathbf{s}}$ (すなわち軟判定シンボル系列)が得られる.

THP のみを用いた場合[7,8]と, FDE と THP を併用する提案方式の BER 特性を図 6 に示す. ここではデー

タ変調方式に QPSK 変調, FDE には EGC-FDE を用いており, 横軸は平均送信 $E_b/N_0 = 0.5(E_s/N_0)$ $(N_c + N_g)/(N_c - N_d)$ としている. THP のみを適用した場合, ISI が無いため, 誤りフロアの無い伝送が実現できるが, パスダイバーシチ効果が得られない. 一方, FDE を併用した場合には, パスダイバーシチ効果が大きく得られるために BER 特性は大幅に改善している.

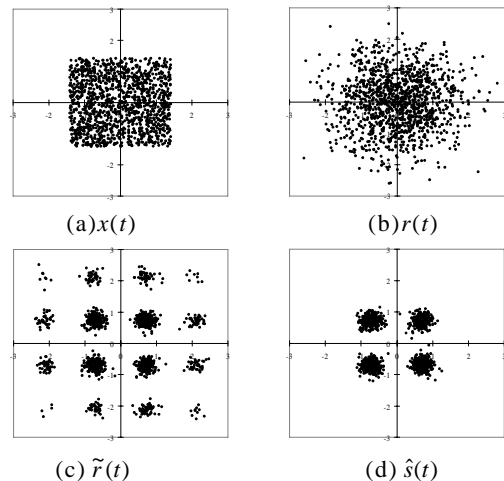


図 5 提案方式の信号点分布(QPSK 変調)

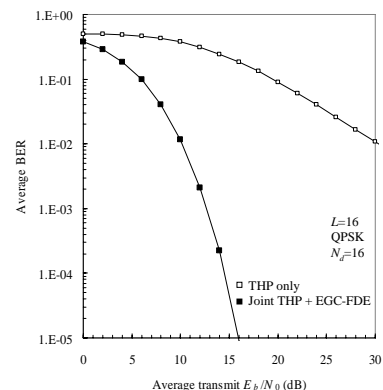


図 6 THP と提案方式の BER 特性

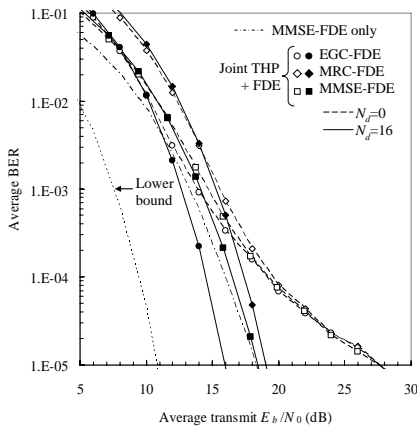
FDE のみの場合と, 提案方式の比較を図 7 に示す. データ変調方式には QPSK, 16QAM, 64QAM を用いている. FDE のみの場合, EGC 重みと MRC 重みを用いると ISI が大きくなるため, 誤りフロアが発生してしまう[3]. しかし THP を併用することで ISI を排除し, 誤りフロアが発生していないことが分かる. また, 提案方式ではダミーシンボルを挿入することで, 伝送効率を若干犠牲にするものの, BER 特性をさらに改善できる. FDE のみの場合と提案方式を比較すると, QPSK データ変調時には MMSE-FDE を用いることで十分良好な特性が得られているため, THP を併用しても特性改善はわずかしかな得られない. しかし, 16QAM や 64QAM などを用いるとき, MMSE-FDE のみでは ISI により特性は劣化してしまう. ところが THP を併用した場合には ISI による特性劣化が無いために, MMSE-FDE を超える良好な伝送特性が得られている. 特に EGC-FDE を併用した場合, 行列 \mathbf{R} の対角成分は他の FDE 重みを用いた場合よりも大きくなるため, 特性改善量が大きくなる. THP と EGC-FDE の併用時には, 16QAM(64QAM)において誤り率 10^{-3} を達成する所

要 E_b/N_0 は、MMSE-FDE のみの場合よりも約 4dB(6dB) 改善できている。

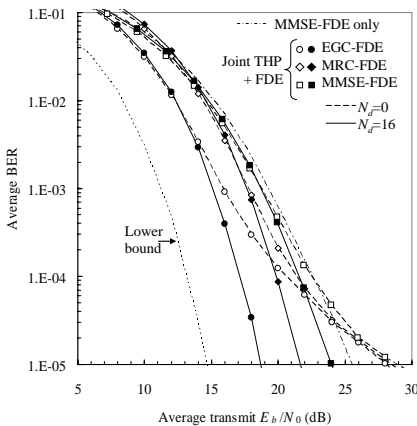
送信側で信号処理を行うと、送信信号の瞬時電力の変動が大きくなるため、ピーク対平均電力比(PAPR)が大きくなってしまいます。しかしながら、THP では Modulo 演算回路を用いているため、ピーク電力の増加を抑えることができる。提案方式を用いた場合の PAPR 特性を図 8 に示す。横軸は $PAPR_0$ (dB)、縦軸は $\Pr(PAPR_0 < PAPR)$ を示している。多値数が多くなるにつれ、THP を適用しない場合でも PAPR は大きくなる。THP を用いた場合、 (I, Q) 平面上において Modulo 演算により定められた領域内にランダムに信号点が分布するため、PAPR 特性は多値数にほぼ依存しない。 $\Pr(PAPR_0 < PAPR) = 10^{-2}$ で比較すると、THP を用いるときの PAPR の値は 16QAM 変調では約 2dB、64QAM 変調では約 0.8dB ほど、THP を用いないときよりも小さくなっているだけである。

6. むすび

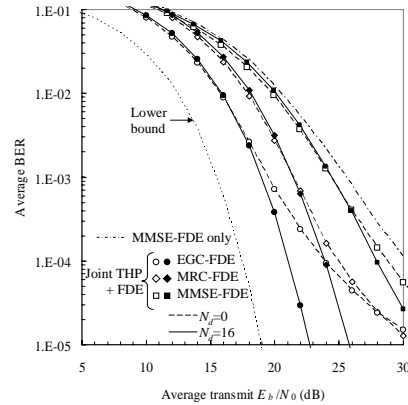
本論文では、シングルキャリア周波数領域等化に THP を併用することでパスダイバーシチを得つつ ISI を抑圧する伝送方式について提案し、その BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。FDE に THP を併用することで ISI を抑圧できるので、多値変調時には MMSE-FDE を超える伝送特性が得られることを明らかにした。



(a)QPSK



(b)16QAM



(c)64QAM

図 7 FDE と提案方式の BER 特性

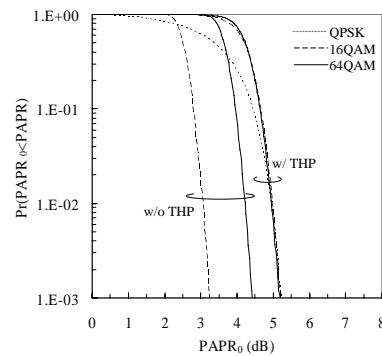


図 8 PAPR 特性
文 献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] John G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [3] K. Takeda, F. Adachi, "Performance evaluation of multi-rate DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No. 4, pp. 1613-1621, Apr. 2005.
- [4] 武田和晃, 安達文幸, "DS-CDMA 信号伝送特性を改善する繰り返し周波数領域 ICI キャンセラ," *信学技報*, RCS2004-317 pp. 161-166, 2005 年 1 月.
- [5] 武田和晃, 安達文幸, "DS-CDMA 信号伝送における周波数領域適応 ICI キャンセラ," *信学技報*, RCS2005-78, pp. 85-90, 2005 年 8 月.
- [6] S. Tomasin and Nevio Benvenuto, "A reduced complexity block iterative DFE for dispersive wireless applications," *Proc. IEEE VTC'04 fall*, Sep. 2004.
- [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] R. Fisher, C. Windpassinger, A. Lampe, 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.
- [10] C. Windpassinger, R. F. H. Fischer, T. Vence, J. B. Huber, "Precoding in Multi-Antenna and Multi-User Communications," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 3, No. 4, pp. 1305-1316, Jul. 2004.
- [11] Ivan Cosovic, Stephan Sand, and Ronald Raulefs, "A Non-linear Precoding Technique for Downlink MC-CDMA", *IEEE 61st Semiannual Vehicular Technology*

Conference, Stockholm, Sweden, May 30 - June 1, 2005.

- [12] 樋口龍雄, 川又政征, “MATLAB 対応 デジタル信号処理,” 昭晃堂, 2003 年.
 [13] R. F. H. Fischer, “The Modulo-Lattice Channel: The Key Feature in Precoding Schemes,” International Journal of Electronics and Communications, pp. 244-253, June 2005.

7. 付録 A

式(21)より, FFT ブロック内第 i シンボルの受信信号の信号対雑音電力比(SNR)は $E_s/N_0 \cdot |(\mathbf{R})_{N_c-1-i, N_c-1-i}|^2$ となる. このため, 受信信号の SNR は $\text{diag}(\mathbf{R})$ に依存し, 行列 \mathbf{R} の対角成分が大きいほど優れた伝送特性が得られる. ここで, EGC-FDE および MRC-FDE を用いた場合の \mathbf{R} の対角成分について示す.

受信 $\hat{\mathbf{H}}$ の各列を列ベクトル $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{\mathbf{h}}_0 \ \dots \ \hat{\mathbf{h}}_{N_c-1}]$ で表すことにする. QR 分解を適用して得られる行列 $\mathbf{Q} = [\mathbf{Q}_0 \ \dots \ \mathbf{Q}_{N_c-1}]$ の第 i 列, \mathbf{R} の (i, i) 成分は, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \mathbf{Q}_0 = \hat{\mathbf{h}}_0 / \|\hat{\mathbf{h}}_0\| \\ \mathbf{Q}_i = \left\{ \hat{\mathbf{h}}_i - \sum_{j=0}^{i-1} (\hat{\mathbf{h}}_i \cdot \mathbf{Q}_j) \mathbf{Q}_j \right\} / \left\| \left(\mathbf{R} \right)_{i,i} \right\|, \quad i=1 \sim N_c-1 \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$\begin{cases} (\mathbf{R})_{i,j} = (\hat{\mathbf{h}}_j \cdot \mathbf{Q}_i), \quad i \neq j \\ (\mathbf{R})_{i,i} = \left\| \hat{\mathbf{h}}_i - \sum_{j=0}^{i-1} (\hat{\mathbf{h}}_i \cdot \mathbf{Q}_j) \mathbf{Q}_j \right\|, \quad i=1 \sim N_c-1 \\ (\mathbf{R})_{0,0} = \|\hat{\mathbf{h}}_0\| \end{cases} \quad (\text{A2})$$

式(A2)より, $\sum_{j=0}^{i-1} (\hat{\mathbf{h}}_i \cdot \mathbf{Q}_j) \mathbf{Q}_j$ が小さいほど行列 \mathbf{R} の第 i 番目の対角成分 $(\mathbf{R})_{i,i}$ は大きくなることから分かる.

また, 式(A1)より $\sum_{j=0}^{i-1} (\hat{\mathbf{h}}_i \cdot \mathbf{Q}_j) \mathbf{Q}_j$ は $\{(\hat{\mathbf{h}}_i \cdot \hat{\mathbf{h}}_j); j=0 \sim i-1\}$ の関数である. したがって, 行列 $\hat{\mathbf{H}}$ の各列ベクトル同士の内積が小さいほど, 行列 \mathbf{R} の対角成分は大きくなると言える.

ここで, 行列 $\hat{\mathbf{H}}$ の各列ベクトル同士の内積を知るためには, 第 0 列ベクトルと, そこから τ だけ離れた第 τ 列ベクトルの内積 $(\hat{\mathbf{h}}_0 \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\tau \bmod N_c})$ を求めれば十分である.

$(\hat{\mathbf{h}}_0 \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\tau \bmod N_c})$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} & (\hat{\mathbf{h}}_0 \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\tau \bmod N_c}) \\ &= \sum_{l=0}^{N_c-1} \hat{h}_l \hat{h}_{\tau+l \bmod N_c}^* = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w(k)H(k)|^2 \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \\ &= \begin{cases} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} \hat{h}_i^* \hat{h}_j \delta(\tau-i+j), & \text{EGC-FDE} \\ \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{i'=0}^{L-1} \sum_{j'=0}^{L-1} \hat{h}_i^* \hat{h}_j \hat{h}_{i'} \hat{h}_{j'}^* \delta(\tau-i+i'+j-j'), & \text{MRC-FDE} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

図 A1 に内積値の例を示す. 横軸は τ , 縦軸は $(\hat{\mathbf{h}}_0 \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\tau \bmod N_c})$ を表している. 式(A3)および図 A1 より,

EGC-FDE を用いた場合には MRC-FDE を用いた場合より列ベクトル間の内積値が小さいことが分かる. このため, EGC-FDE の SNR は MRC-FDE より大きくなる.

図 A2 に, 平均送信 E_b/N_0 対平均受信 SNR を示す. THP と EGC-FDE を併用した場合, 行列 \mathbf{R} の対角成分が MRC-FDE を併用した場合よりも大きくなる. そのため, EGC-FDE の方が優れた BER 特性が得られる. MMSE-FDE を併用した場合, 送信 E_b/N_0 が大きい領域では FDE 重み自体が雑音を強調してしまうため, 受信 SNR は劣化する.

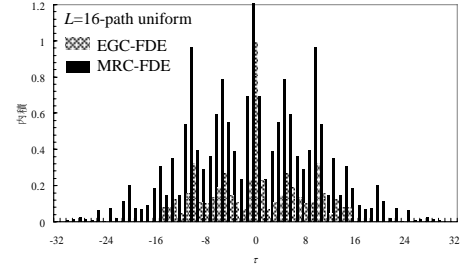


図 A1 列ベクトル間の内積値

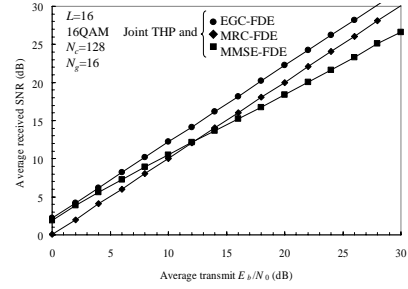


図 A2 平均送信 E_b/N_0 対平均受信 SNR

8. 付録 B

EGC-FDE のみについて説明する(MRC-FDE についても同様に説明できる). 式(A1)および式(A2)に基づき行列 $\hat{\mathbf{H}}$ に対して順次第 0 列から QR 分解を適用していくと, 行列 $\hat{\mathbf{H}}$ の第 i 列ベクトルと第 $(i+L-1) \bmod N_c$ 列ベクトルの内積が大きいため, QR 分解において最後に生成される $N_c-L, N_c-(L-1), \dots, N_c-1$ 番目の列ベクトルが, はじめに生成された $0, 1, \dots, L-1$ 番目の列ベクトルと直交せず, 内積が値を持つ. このため, $\{(\mathbf{R})_{i,i}; i=N_c-L \sim N_c-1\}$ は小さくなる. 図 B1 に EGC-FDE を用いた場合の行列 \mathbf{R} の対角成分の例を示す. 横軸は i , 縦軸は大きさを表している. このため, E_b/N_0 が大きい領域においてはブロック先頭シンボルの誤りが支配的になり, BER 特性が劣化してしまう. 本論文においてはこれを回避するために, ダミーシンボルを挿入している.

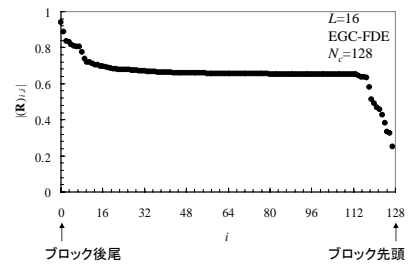


図 B1 $(\mathbf{R})_{i,i}$