

Tomlinson-Harashima precoding と周波数領域等化を用いるターボ符号化 シングルキャリア伝送の誤り率特性

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フェージング環境下のシングルキャリア(SC)伝送では、周波数領域等化(FDE)を用いても残留符号間干渉(ISI)によりビット誤り率特性が著しく劣化してしまう。筆者らはこれまで FDE に、Tomlinson-Harashima precoding(THP)を組み合わせることで残留 ISI を抑圧し、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が得られることを明らかにしてきた。更なる伝送品質の改善には、誤り訂正符号化との併用が不可欠である。ターボ誤り訂正符号化では、ビット尤度の計算が必要である。本報告では、THP と FDE を用いた場合のビット尤度の計算法を示すとともに、ターボ符号化 SC 伝送への THP と FDE の適用効果を明らかにしている。

キーワード シングルキャリア伝送, ターボ符号, Tomlinson-Harashima precoding, 周波数領域等化

BER Performance of Turbo-coded Single-carrier Transmission Using Joint Tomlinson-Harashima Precoding and Frequency-domain Equalization

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 Even if the frequency-domain equalization (FDE) is used, the bit error rate (BER) performance of the single-carrier (SC) transmission using high-level data modulation such as 16QAM and 64QAM significantly degrades due to the residual inter-symbol interference (ISI) in a severe frequency-selective fading channel. We have proposed a joint use of Tomlinson-Harashima precoding (THP) and frequency-domain equalization (FDE) to suppress the residual ISI after FDE and showed by theoretical analysis and computer simulation that the joint THP and FDE can significantly improve the bit error rate (BER) performance. To achieve more improvement, the application of error correction coding is indispensable. However, application of joint THP and FDE to turbo-coded SC transmission is not simple. Turbo decoding requires log likelihood ratio (LLR). In this paper, we present the LLR computation method for turbo decoding, and evaluate the effect of joint THP and FDE for turbo-coded SC transmission by computer simulation.

Keyword Single-carrier, turbo coding, 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、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 SC 伝送のビット誤り率(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、FDE後の残留ISIの抑圧にTHPをそのまま用いることはできない。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を適用することを提案した。また、FDEによる周波数ダイバーシチ効果を得つつ、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理論解析および計算機シミュレーションにより示してきた。

ところで、周波数選択性フェージング環境下において、パケットデータ通信に要求される伝送品質を満たすためには、強力な誤り訂正符号の併用が不可欠である。ターボ符号[10]は、シャノン限界に極めて近いBER特性を実現できることが知られている。本報告では、16QAMや64QAMなどの多値変調を用いるターボ符号化SC伝送へのTHPとFDEの適用法を明らかにするとともに、その適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本論文は以下のような構成になっている。第2章で

はターボ符号化 SC 伝送への、THP と FDE の適用について示す。第 3 章では計算機シミュレーション結果を述べている。第 4 章はまとめである。

2. THP と FDE を用いるターボ符号化 SC 伝送

図 1 に、THP と FDE を用いるターボ符号化 SC 伝送系の送受信構成を示す。2.1 節では、THP と FDE を用いた場合の送受信信号の数式表現を示す。次に 2.2 節において、ターボ復号に用いる LLR の計算法について述べる。

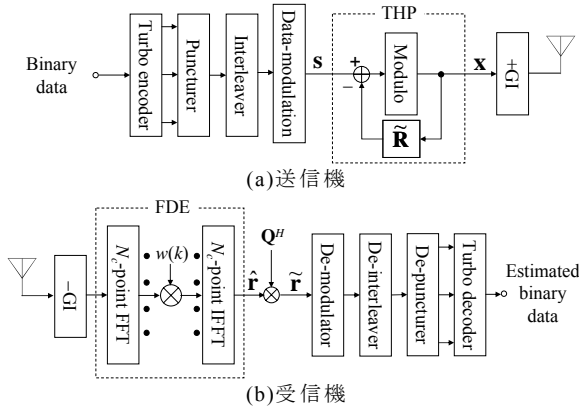


図 1 送受信系

2.1. THP と FDE の併用 [7, 8]

送信機では、系列長 K の情報ビット系列にターボ符号化を適用し、システムチックビット系列と 2 つのパリティビット系列を得る。そしてパリティビット系列をパンクチャリングパターンに従いパンクチャしたのち、ビットインターリーブおよびデータ変調を行う。 N_c 個のデータシンボルからなるデータ変調シンボルブロックをベクトル $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(N_c-1)]^T$ を用いて表す。THP では、データ変調シンボルベクトル \mathbf{s} 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。

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

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、その第 (i, j) 成分は次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{R}}_{i,j} = \begin{cases} \mathbf{R}_{i,j} / \mathbf{R}_{i,i}, & i < j \\ 0, & i \geq j \end{cases} \quad (2)$$

\mathbf{R} は式(8)で与えられる $N_c \times N_c$ 上三角行列である。 $2\mathbf{M}\mathbf{z}_t = [2Mz_t(0), \dots, 2Mz_t(N_c-1)]^T$ は送信機における Modulo 演算[11]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。送信機は、 \mathbf{x} に N_g サンプルの GI を付加して送信する。

送信信号は周波数選択性フェージングチャンネルを通して受信される。送信アンテナと受信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで、 h_l と 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る。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。受信機では、GI を除去したのちに N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により受信信号

を N_c 個の直交周波数成分に分解し、FDE を行う。そして逆 FFT(IFFT) により時間領域信号 $\hat{\mathbf{r}} = [\hat{r}(0), \dots, \hat{r}(N_c-1)]^T$ へと変換する。 $\hat{\mathbf{r}}$ は、次式のように表せる[7, 8]。

$$\hat{\mathbf{r}} = \sqrt{2E_s/T_s} \hat{\mathbf{h}}\mathbf{x} + \hat{\mathbf{n}} \quad (4)$$

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。 $\hat{\mathbf{h}}$ は伝搬チャンネルと FDE により得られる $N_c \times N_c$ 等価チャンネル行列、 $\hat{\mathbf{n}} = [\hat{n}(0), \dots, \hat{n}(N_c-1)]^T$ は $N_c \times 1$ の FDE 後の雑音ベクトルである。等価チャンネル行列 $\hat{\mathbf{h}}$ は次式で表せる。

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

ただし、

$$\hat{h}_l = (1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} H(k)w(k) \exp(j2\pi kl/N_c) \quad (6)$$

である。ここで、 $H(k)$ および $w(k)$ はそれぞれ第 k 周波数におけるチャンネル利得と FDE 重みを表している。文献[7]で、THP と FDE を用いる SC 伝送では、等利得合成(EGC)を用いる FDE(EGC-FDE)が最も優れた BER 特性を得ることができると示した。そこで本論文では EGC-FDE 重みを用いる。このとき $H(k)$ および $w(k)$ は以下のように表せる[3]。

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k\tau_l/N_c) \\ w(k) = H^*(k)/|H(k)| \end{cases} \quad (7)$$

雑音ベクトル \mathbf{n} の各要素 $n(t)$, $t=0 \sim N_c-1$ 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 を用いても、式(5)の等価チャンネル行列が対角行列にはならないため、残留 ISI が発生してしまう。そこで、THP を用いて残留 ISI を抑圧することを考える。THP を用いるためには等価チャンネルが因果性フィルタでなければならないが、伝搬チャンネルと FDE を総合した等価チャンネル $\hat{\mathbf{h}}$ は非因果性である。そこで、 $\hat{\mathbf{h}}$ に QR 分解[9]を適用し、因果性チャンネルへと変換する。すなわち、 $N_c \times N_c$ 直交ユニタリ行列 \mathbf{Q} と上三角行列 \mathbf{R} を用いて、 $\hat{\mathbf{h}}$ を次式のように表す。

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (8)$$

FDE 後の受信信号ブロック $\hat{\mathbf{r}}$ に \mathbf{Q}^H を乗算すると、次式が得られる。

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{r}} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \quad (9)$$

式(1)を式(9)に代入することで、 $\tilde{\mathbf{r}}$ は次式のようになる。

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} R_{0,0} & & & \mathbf{0} \\ & \ddots & & \\ \mathbf{0} & & & R_{N_c-1, N_c-1} \end{bmatrix} (\mathbf{s} + 2\mathbf{M}\mathbf{z}_t) + \mathbf{Q}^H \hat{\mathbf{n}} \quad (10)$$

2.2. 復号に用いる LLR の計算法

本論文では、LLR を計算し、ターボ復号に用いる[12, 13]。第 t シンボルに所属する対象ビット b の LLR は次

式で表せる.

$$L_b = \ln \frac{p(\tilde{r}(t)|\{\tilde{s}: b=1\})}{p(\tilde{r}(t)|\{\tilde{s}: b=0\})} \quad (11)$$

ここで, $\{\tilde{s}: b=0 \text{ or } 1\}$ は対象ビット b が 0 または 1 である変調シンボルの集合である. THP と FDE を用いるときの条件付確率 $p(\tilde{r}(t)|\{\tilde{s}: b=0 \text{ or } 1\})$ は次式のように表せる.

$$p(\tilde{r}(t)|\{\tilde{s}: b=0 \text{ or } 1\}) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \sum_{x_n, y_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma(t)}} \exp\left(-\left|\tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(\tilde{s}_n + 2M\tilde{z}_{n,x,y})\right|^2 / 2\sigma^2(t)\right) \quad (12)$$

ここで, N は変調シンボルの候補数, $\tilde{s}_n \in \{\tilde{s}: b=0 \text{ or } 1\}$ は対象ビット b が 0 または 1 である変調シンボル候補である. また, THP で Modulo 演算がなされていることから, $\{2M\tilde{z}_{n,x,y} = 2M(x_n + jy_n); x_n, y_n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ を導入している. $\sigma^2(t)$ は次式で与えられる雑音電力である.

$$\sigma^2(t) = \frac{N_0}{T_s} \sum_{k=0}^{N_c-1} |w(k)|^2 \sum_{i=0}^{N_c-1} Q_{i,t} \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{N_c}\right) \quad (13)$$

式(12)では, ブロック内第 t シンボル $s(t)$ の候補のみならず, THP で行われた Modulo 演算 $2Mz_i(t)$ も含め, $\tilde{r}(t)$ と $\{s_n + 2Mz_{n,x,y}\}$ とのユークリッド距離の全探索を行うことを意味している. $\{s_n + 2Mz_{n,x,y}\}$ のうち, $\tilde{r}(t)$ とのユークリッド距離が小さい候補が支配的であるため, 式(12)は次式のように近似できる.

$$p(\tilde{r}(t)|\{\tilde{s}: b=0 \text{ or } 1\}) \approx \sum_{n=0}^{N/2-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma(t)}} \exp\left(-\left|\tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(\tilde{s}_n + 2M\tilde{z}_{n,\min})\right|^2 / 2\sigma^2(t)\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma(t)}} \exp\left(-\left|\tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(\tilde{s}_{\min} + 2M\tilde{z}_{\min,\min})\right|^2 / 2\sigma^2(t)\right) \quad (14)$$

ただし, $2M\tilde{z}_{n,\min}$, $2M\tilde{z}_{\min,\min}$, および \tilde{s}_{\min} はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} \tilde{z}_{n,\min} = \arg \min_{\tilde{z}_{n,x,y}} \left\{ \left| \tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(\tilde{s}_n + 2M\tilde{z}_{n,x,y}) \right|^2 \right\} \\ \tilde{z}_{\min,\min} = \arg \min_{\tilde{z}_{n,\min}} \left\{ \left| \tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(\tilde{s}_n + 2M\tilde{z}_{n,\min}) \right|^2 \right\} \\ \tilde{s}_{\min} = \arg \min_{\tilde{s}_n} \left\{ \left| \tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(\tilde{s}_n + 2M\tilde{z}_{n,\min}) \right|^2 \right\} \end{cases} \quad (15)$$

式(14)より, 式(11)は次式のように表せる.

$$L(b) = \frac{\left| \tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(s_{\min}^{b=0} + 2M\tilde{z}_{\min,\min}^{b=0}) \right|^2}{2\sigma^2(t)} - \frac{\left| \tilde{r}(t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}(s_{\min}^{b=1} + 2M\tilde{z}_{\min,\min}^{b=1}) \right|^2}{2\sigma^2(t)} \quad (16)$$

図 2 に, 16QAM 変調時の受信信号 $\tilde{r}(t)$ と $s(t) + 2Mz_i(t)$ 候補の例を示す. 受信信号 $\tilde{r}(t)$ を図中の “x” とする. 本来のデータ変調信号候補は, 図中一点鎖線で囲まれた原点周辺の 16 点であるが, 式(12)に基づけば, 平面

内の全ての候補に対してユークリッド距離を求めなければならない. ここで, 一点鎖線と同じ大きさの正方形の内部には必ず 16 個の異なるデータ変調シンボル候補が存在することに着目すれば, “x” を中心として一点鎖線と同じ大きさの正方形(図中点線)を設定し, この正方形の内部に含まれる 16 個の信号候補に対してユークリッド距離を計算すれば, 第 t シンボルに所属するビット(16QAM のとき 4 ビットで, $b=0 \sim 3$)の LLR を求められる. こうして得られた LLR をデインターリーブ, デバウチャシ, ターボ復号を行う.

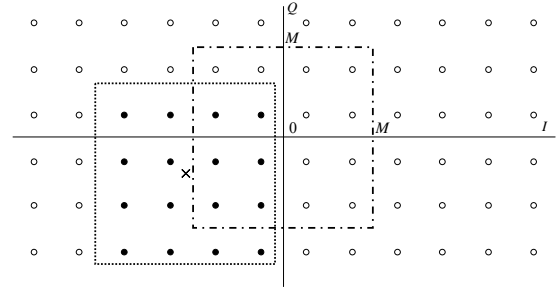


図 2 信号点の一例 (16QAM)

3. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す. $L=16$ パスの等電力ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し, 送受信機ともに, 完全なチャネル情報を共有しているものとする. 情報ビット長は $K=1536$ である.

表 1 計算機シミュレーション条件

Turbo coding	$R=1/3$ (13, 15)RSC encoder Log-MAP decoding with 8 iterations	
Coding rate	$R=1/2, 3/4, 8/9$	
Interleaver	Block interleaver	
Data modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM	
No. of FFT points	$N_c=128$	
No. of GI length	$N_g=16$	
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
Channel estimation		Ideal

図 3 に BER 特性を示す. 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 $E_b/N_0 (= 1/(R \log_2(N))(E_s/N_0)(N_c + N_g/N_c))$ である. MMSE-FDE を単独で用いた場合, 符号化率を小さくするほど高い符号化利得が得られるため優れた BER 特性を得ることができる. しかし変調レベルが大きくなると, 信号点間距離が小さくなるため, 雑音および残留 ISI により BER 特性は劣化する. 一方 THP と FDE を用いた場合, 送信機で Modulo 演算を行っているため, 雑音に弱く低 E_b/N_0 の領域では BER 特性が劣化してしまう. そのため QPSK 変調では, MMSE-FDE を単独で用いた場合よりも BER 特性が劣化してしまう. しかしながら, THP と FDE では残留 ISI を抑圧できるので, 16QAM や 64QAM のときに非常に優れた BER 特性が得られる. 図 3(d)より, 256QAM 変調, $R=3/4$ を用いた場合には, 同じ変調方式, 符号化率で MMSE-FDE を単独で用いた場合と比較して, $BER=10^{-3}$ を達成する所要 E_b/N_0 を約 8dB も低減できている.

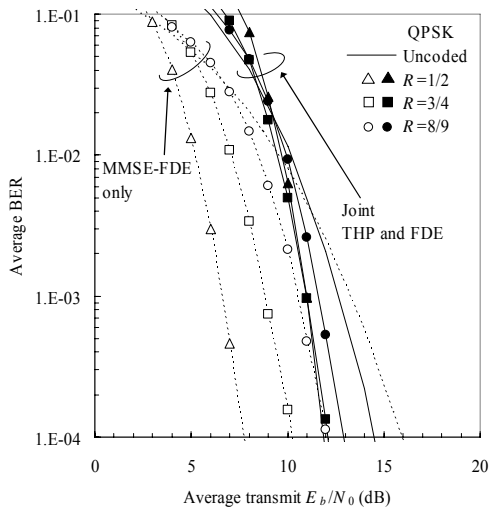
4. むすび

本論文では, ターボ符号化 SC 伝送への THP と FDE

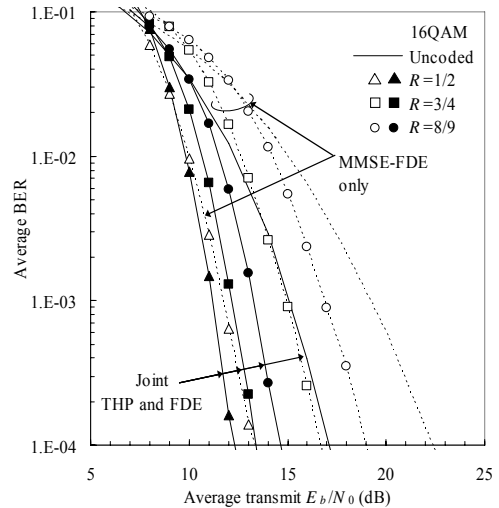
の適用効果を明らかにした。Modulo 演算を考慮した LLR の計算法を示すとともに、16QAM や 64QAM などの多値伝送を行う場合に有効であることを示した。今後は、16QAM や 64QAM などの多値変調を用いるハイブリッド ARQ のスループット特性の評価をしていく予定である。

文 献

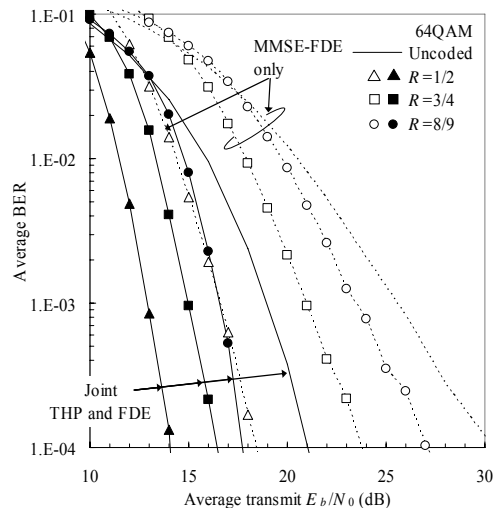
- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [3] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, April 2005.
- [4] F. Adachi and K. Takeda, "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," *Proc. The 3rd IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium*, Daejeon, Korea, 24-25 Aug. 2006.
- [8] 武田一樹, 留場宏道, 安達文幸, "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", *信学技報*, RCS2006-165, pp. 47-52, 2006年11月
- [9] Gene. H. Golub and Charles F. Van Loan, *Matrix Computations*, 2nd Edition, The Johns Hopkins University Press, 1989.
- [10] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding-turbo codes," *Proc. Int'l Conf. Communications*, pp. 1064-1070, May 1993.
- [11] R. Fisher, "The modulo-lattice channel: key feature in precoding schemes," *International Journal of Electronics and Communications*, pp. 244-253, Jun. 2005.
- [12] D. Garg and F. Adachi, "Packet access using DS-SS-CDMA with frequency-domain equalization," *IEEE Journal of Select. Areas in Commun.*, Vol. 24, No. 1, pp. 161-170, Jan. 2006.
- [13] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC99-Fall)*, pp.1565-1569, Netherland, 1999.



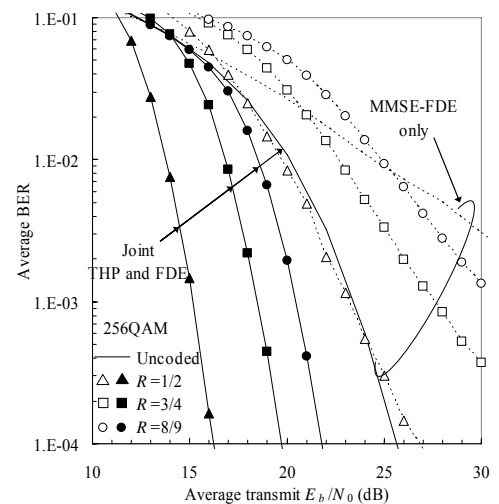
(a) QPSK 変調 ($N=4$)



(b) 16QAM 変調 ($N=16$)



(c) 64QAM 変調 ($N=64$)



(d) 256QAM 変調 ($N=256$)

図 3 BER 特性