OFDM 移動無線通信における PAPR 低減法に関する一検討

武田 一樹[†] 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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送を行う直交周波数分割多重伝送(OFDM)は周波数選択性 チャネルの影響を受けにくく優れた伝送特性を実現できる一方で,異なるデータで変調された複数のサブキャリア が重なり合うために大きなピーク対平均電力比(PAPR)を生じる.これまで様々な PAPR 低減法が検討されているが, いずれもある時刻において異なるデータ同士が同相合成されるのを回避するよう信号スペクトルや波形を変形する 技術である本報告では,Tomlinson-Harashima precoding (THP) における modulo 演算を応用した直交振幅変調(QAM) 信号重畳型の PAPR 低減法を検討する.受信側では補助情報の伝送無しで信号の復元が可能であり,しかも PAPR を大幅に抑圧できることを計算機シミュレーションにより明らかにする.また,平均ビット誤り率(BER)特性の理 論値を導出し,BER 特性の劣化の要因とその劣化量について議論している.

キーワード OFDM , PAPR , modulo

A study of PAPR reduction scheme for OFDM signal transmission

Kazuki TAKEDA^{\dagger} and Fumiyuki ADACHI^{\ddagger}

†‡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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp*, *‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp*

Abstract Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) has a problem of its high peak-to-average power ratio (PAPR) since the data symbols are multiplexed using a lot of orthogonal subcarrier frequencies. Many works have been done on the PAPR reduction for OFDM signal transmission which are used to re-shape the signal spectrum or waveform such that the different data are not coherently combined at a time. In this paper, we propose a PAPR reduction scheme which exploits the principle of the modulo operation used in Tomlinson-Harashima precoding (THP). A quadrature amplitude modulation (QAM) signal is superimposed on the data symbols to reduce the PAPR. We show by computer simulation that the proposed scheme offers a large PAPR reduction without using any side information. Also we discuss the theoretical bit error rate (BER) performance of the OFDM transmission using the proposed scheme.

Keyword OFDM, PAPR, modulo

1. まえがき

直交周波数分割多重(OFDM)伝送[1,2]は,次世代移動 無線システムにおける下りリンク伝送アクセス方式に 採用されている[3].OFDMでは多数の狭帯域サブキャ リアを用いて並列伝送を行うため,それぞれのデータ が周波数選択性チャネルの影響を受けにくく,チャネ ルの変動による歪みが生じづらいという利点がある. 加えて,各データシンボルを周波数領域で直交させて 伝送するために,マルチアクセスに用いるのが容易で あることや,空間多重化が容易であることがメリット とされている.

ところが,OFDM では異なるデータで変調された複数のサブキャリアを重ね合わせて送信するために,サ ブキャリア数の増加に伴い大きなピーク対平均電力比 (PAPR)が発生する[4].増幅器の線形性を逸脱するほど 大きな PAPR が発生すると,信号波形の歪みとスペク トル広がりが生じてしまう.一方,増幅器の線形性を 保つ領域での動作を保証しようとすると,平均の出力 を下げざるを得なくなり,電力消費効率が小さくなっ てしまう.

以上の問題を解決するため,これまで様々な PAPR 低減法が検討されてきた[5]-[11].いずれもある時刻に おいて異なるデータ同士が同相合成されるのを回避す るのが目的であり,大きく分けて二つに分類できる. 一つは,OFDMの波形またはスペクトルの自由度を 制限する方法である.例えば Clipping&filtering[5,6]で はOFDM波形振幅の最大値を制限する.このとき波形 が歪むためにスペクトルが広がるため,フィルタリン グにより広がったスペクトルをカットする.これを繰 り返し,波形のピークとスペクトルの広がりを許容範 囲に制限する.非線形圧伸法(NCT)[7]では,逆関数が 既知の非線形単調増加関数に波形を入力して変換を行 うことで,ピーク付近の振幅を圧伸して送信する.受 信機では,逆関数を用いて圧伸波形から元の波形を復

元する.

もう一つは,OFDMの波形またはスペクトルの自由 度を増やし,データ波形の同相合成を避けるような選 択を行う方法である.例えば Selective mapping (SLM)[8,9]では,サブキャリアごとに適当な位相回転 を行い送信する.このとき複数セットの位相パターン を準備しておき,PAPR を最小とする位相パターンで 送信を行う.また,Active constellation extension (ACE)[10]では,受信側のビット判定に影響の無い範囲 で信号点配置を歪ませ,PAPR を低減できるような信 号点配置を作り送信する.ダミーサブキャリア挿入法 [11]では,いくつかのサブキャリアにデータではなく PAPR 低減信号を挿入することで,OFDM 波形のピー クを抑圧する.

本報告では、スペクトルの自由度を増やす PAPR 低 減法の一種として、Tomlinson-Harashima precoding (THP)[12,13]における modulo 演算[14]を応用した直交 振幅変調(QAM)信号重畳型の PAPR 低減法を検討する. PAPRを抑圧するためにデータとは異なる QAM 信号を 重畳して送信する.受信側では modulo 演算により重 畳信号を除去すればデータを復元できる.この方法で は補助情報無しで PAPR を低減できる一方で, modulo 演算を用いることで誤り率(BER)が劣化してしまう. 本稿では、受信側において modulo 演算を行う場合の 平均 BER 特性の理論解析を行い, modulo 演算の導入 による BER 劣化量について議論する.

本稿は以下のような構成になっている.第2章は QAM 信号重畳型の PAPR 低減法について説明する.第 3章では BER 特性を示す.BER 特性の劣化を考慮した ときの平均 BER の理論値を閉形式で導出する.第4 章は特性評価,第5章はまとめである.

2. QAM 信号重畳型 PAPR 低減法

2.1. THP における modulo 演算

これまで非線形 modulo演算[14]を用いる THP[12,13] が提案されている.THP はフィードバック型のフィル タであり,フィルタ係数がチャネルのインパルス応答 により決まる.チャネル状態が変動するとフィルタ応 答も変化するため,線形フィードバックフィルタでは 最小位相性を保証できず,フィルタが非最小位相にな り発散する可能性を有している.THP では非線形 modulo 演算をフィードバックループ内で行うことで, 振幅の発散を抑えている.modulo 演算回路における信 号変換は次式で表現できる.

$$\begin{cases} y^{(I)} = \{(x^{(I)} + M) \mod 2M\} - M \\ y^{(Q)} = \{(x^{(Q)} + M) \mod 2M\} - M \end{cases}$$
(1)

ただし(.)^(*I*),(.)^(*Q*)はそれぞれ複素数の実部,虚部を表し,*M*は正の実数,*x*,*y*はそれぞれ複素数で表現したmodulo 演算回路への入力・出力信号であり, $x^{(lorQ)} \in (-\infty,\infty)$ および $y^{(lorQ)} \in (-M,M]$ である.式(1)は次のように書き直せる.

$$y = x + 2Mz,$$

$$z^{(lorQ)} \in [\dots, -1, 0, 1, \dots] \text{ so that } y^{(lorQ)} \in (-M, M]$$
(2)

すなわち,出力信号が*−M<y^(lorQ)≤M*となる*z*を求める ことに等しい.

2.2. QAM 信号重畳型 PAPR 低減法の動作原理

式(2)の z の値は実部および虚部がそれぞれ整数の無限に存在する複素数の中からただ1つ選ばれていることに注目すると,式(2)は信号候補点の最小間隔が 2M であり,無限個の信号候補を有する QAM 変調信号を入力信号に重畳しているとみなすことができる(図 1).

本論文で検討している QAM 信号重畳型 PAPR 低減 法では,以上のような THP における modulo 演算の動 作表現を応用することで PAPR を低減する.式(2)と同 様にデータシンボルに別の QAM 信号を重畳させて送 信する.ただし THP とは異なり, N_cポイント IFFT 後 に得られる OFDM 波形の PAPR が最小となるように, 周波数領域で各サブキャリアに対して重畳する QAM 信号を選ぶ.以下,第 2.3 節において送受信信号の数 式表現を,第 2.4 節では本論文における QAM 重畳信 号の選び方について述べる.



図 1 データ信号(16QAM)と QAM 重畳信号

2.3. 送受信信号

以下,高速フーリエ変換(FFT)のサンプリング周期で 正規化した等価低域通過表現を用いる. N_c 個のデータ シンボルを用いて OFDM 信号伝送を行うものとする. PAPR 低減処理を何も行わない OFDM 波形(本稿では, これを Pure OFDM と呼ぶ)では,データシンボル系列 $\{D(k); k=0\sim N_c-1\}$ に N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT)を適用し,OFDM 時間波形 $\{d(t); t=0\sim N_c-1\}$ を得 て送信する.時刻 $t=0, 1, ..., N_c-1$ におけるd(t)は次式 で与えられる.

$$d(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c - 1} D(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right)$$
(3)

ここで,本稿では{d(t)}の PAPR を次式で定義する.

$$PAPR[\{d(t)\}] = \frac{\max_{t \in [0, N_c - 1]} [|d(t)|^2]}{E[|d(t)|^2]}$$
(4)

IFFT 後に得られる波形の PAPR が, *PAPR*[{*d*(*t*)}]よ りも小さくなるよう QAM 信号を重畳する.第*k*サブ キャリアデータ *D*(*k*)に QAM 信号を重畳する場合,第 k サブキャリアの送信信号は次式で表わせる.

$$S(k) = D(k) + 2MZ_t(k)$$
⁽⁵⁾

 $Z_t(k)$ は $Z_t^{(IorQ)}(k) \in [\dots, -1, 0, 1, \dots]$ を満たしており,理想的に は次式のように決定される.

$$Z_{t}(k) = \arg\min_{Z_{t}^{(IorQ)}(k) \in [...,-1,0,1,...]} PAPR[\{s(t)\}]$$
(6)

ただし, {*s*(*t*); *t*=0~*Nc*-1}は QAM 信号多重後の送信信 号波形を表しており,次式で与えられる.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c - 1} S(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) = d(t) + 2Mz_t(t)$$
(7)

また,

$$2Mz_t(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c - 1} 2MZ_t(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right)$$
(8)

である.

送信信号 {*s*(*t*)} は無線伝搬路を経由して受信される. 受信機では受信信号に対して *N_c* ポイント高速フーリ エ 変 換 (FFT) に よ り 周 波 数 領 域 受 信 信 号 {*R*(*k*); *k*=0~*N_c*-1}を得る.*R*(*k*)は次式で与えられる.

$$R(k) = \sqrt{2PH(k)S(k) + N(k)}$$

$$= \sqrt{2PH(k)\{D(k) + 2MZ_t(k)\} + N(k)}$$
(9)

ただし, *P* は QAM 信号重畳前の平均送信信号電力で あり, *H*(*k*)および *N*(*k*)は第 *k* 周波数点におけるチャネ ルの伝達関数および相加性白色ガウス雑音である.た だし, *E*[|*H*(*k*)|²]=1 および *E*[|*N*(*k*)|²]=2σ² である.

受信機では,受信信号を同期検波し,THPで用いられる modulo 演算を行うことで次式のようにデータ信号を復元できる.

$$D(k) = R(k) / \sqrt{2PH(k)} + 2MZ_r(k)$$

= $D(k) + 2M\{Z_t(k) + Z_r(k)\} + N(k) / \sqrt{2PH(k)}$ (10)

ただし $Z_r(k)$ は $\hat{D}^{(lorQ)}(k) \in (-M,M]$ を満たす. 雑音が十 分小さければ modulo 演算器では $Z_r(k) = -Z_t(k)$ と選ばれ るため,正しくデータシンボルを復調できる.

2.4. 重畳する QAM 信号の選び方

第 2.2 節では,全ての候補について全探索を行うことにより最適な QAM 信号系列を得ると述べた.しかし, $\{2MZ_t(k); k=0\sim N_c-1\}$ の候補は無限に存在するため,実際にすべての候補について PAPR を比較し,最適なものを探索するのは困難である.これは,無限回のIFFT を行い,PAPR を比較する必要があるからである. また, $Z_t^{(IorQ)}(k)>>1$ なる QAM 信号が多重された場合, $E[|s(t)|^2]>>E[|d(t)|^2]となってしまい,PAPR は低減されるものの平均送信電力の大幅な増加を招いてしまうため,伝送特性が劣化してしまう問題がある.$

したがって真に最適な重畳 QAM 信号には ,PAPR 低

減効果が大きいことに加え,送信電力増加量が小さい ことも要求される.そこで本稿では, $\{2MZ_t(k);$ $k=0\sim N_c-1\}$ に次のような制限を設ける.まず, $Z_t(k)$ {0, $0\pm j1, \pm 1+j0$ }とし,QAM信号の重畳による電力増加を 最小限に抑える.また,OFDM ブロック内における $Z_t(k)\neq 0$ となるkの個数を N_M 個に制限する.つまり, N_c 個のサブキャリア全体の中で実際にQAM 重畳信号 が 0 以外の値を持つのは N_M 個のサブキャリアにおい てのみであり,しかも 0 以外の値であっても $Z_t(k)$ の値 は実部が±1,または虚部が±1のいずれかに制約される.

以上のような制限を $\{Z_t(k)\}$ に課したときの $\{D(k)+2MZ_t(k)\}$ の候補点の例を図2に示す.データ変 調には16QAMを用い, $M=4/\sqrt{10}$ としている. $2MZ_t(k)$ には0を含め5つの候補が存在することから,図のように全体として16QAM信号点が5グループ現れる. ただし,各信号点同士はオーバーラップしていないため,受信機側では特別な演算処理は不要であり,単純にmodulo演算を行うことで式(10)のように復号が可能である.重畳したQAM信号に関する情報を受信側に伝える必要はない.

以上のように, $\{2MZ_t(k); k=0\sim N_c-1\}$ のとり得るパタ ーンに制約を設けたとしても,最適な QAM 重畳信号 を探索するために必要となる IFFT 演算回数は膨大な ものとなってしまう.最適な QAM 重畳信号パターン を決定するためには,重畳しうるすべての QAM 信号 パターンについて IFFT を行い PAPR を比較しなければ ならない.例えば $N_c=64$, $N_M=4$ とすると, IFFT 演算 回数は 2.5×10⁶ 回を超える.

本論文では,このようなすべてのパターンの PAPR を比較する全探索法を用いて PAPR 低減効果を調べる が,これは現実的ではない.そこで,以下に示すラン ダム探索法も用いて PAPR の低減効果を評価する.ま ず,*N_M* 個の QAM 重畳信号を±1,±*j*からランダムに選 び,ランダムなサブキャリアに配置する.こうして得 られた {*D*(*k*)+2*MZ*_{*i*}(*k*)}に*N_c*ポイントの IFFT を適用し, PAPR を調べる.QAM 重畳信号のパターンを変え再び PAPR を調べる.これを *G* 回行い,*G* 個の送信波形候 補の中から最も PAPR が小さいものを選んで送信する.



図 2 Z_t(k)に制限を課した場合の{D(k)+2MZ_t(k)}の信号点

3. 平均 BER 特性

3.1. チャネル利得が与えられたときの瞬時 BER

QAM 信号の重畳では信号点がオーバーラップしな

いため, 歪無く受信信号を式(10)のように復号できる. しかし重畳信号 $\{2MZ_{l}(k); k=0-N_{c}-1\}$ を modulo 演算を 用いて除去してから受信データシンボルを復調する必 要があるため, 雑音による誤りが増加してしまう.筆 者らは以前, 文献[15]にて THP を用いる伝送系の理論 BER を検討しており, 受信側で modulo 演算回路を用 いた場合の瞬時 BER を各変調方式について導出して いた.同様に本稿における瞬時 BER も求められる.文 献[15]の導出と同様に計算すると, チャネル利得 H(k)が与えられたときの QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM の瞬時 BER $p_{e}(\gamma)$ はそれぞれ次式で近似される.

$$p_e(\gamma) \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma/2}\right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma}\left(M - 1/\sqrt{2}\right)\right) & \text{for QPSK,} \\ \frac{3}{8} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma/10}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma}\left(M - 3/\sqrt{10}\right)\right) & \text{for 16QAM,} \\ \frac{7}{24} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma/21}\right) + \frac{1}{8} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma}\left(M - 7/\sqrt{42}\right)\right) & \text{for 64QAM,} \\ \frac{16}{65} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma/65}\right) + \frac{1}{16} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma}\left(M - 15/\sqrt{170}\right)\right) & \text{for 256QAM} \end{cases}$$

$$(11)$$

ここで, $\gamma = (P + \Delta P)/\sigma^2 \cdot |H(k)|^2$ である(ΔP は QAM 信号 を重畳したことによる電力増加分を表している).上式 より,第1項にはよく知られた QPSK および多値 QAM の瞬時 BER が現れ,第2項に modulo 演算器の導入に より増加した分の BER が現れることがわかる.

3.2. 平均 BER

レイリーフェージング環境下におけるチャネルの 伝達関数 *H*(*k*)の分布はレイリー分布に従うので,γの 確率密度関数 *p*_r(γ)は次式で与えられる[16].

$$p_r(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \tag{12}$$

ただしΓは平均送信電力対雑音電力比 *P*/σ² である.式 (11)および(12)より,平均 BER は次式で与えられる.

$$\begin{split} P_{e} &= \int_{0}^{\infty} p_{e}(\gamma) p_{r}(\gamma) d\gamma \\ &\approx \frac{1}{2} \bigg[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 2/\Gamma}} \bigg] + \frac{1}{2} \bigg[1 - \frac{(M - 1/\sqrt{2})}{\sqrt{(M - 1/\sqrt{2})^{2} + 1/\Gamma}} \bigg] \\ & \text{for QPSK,} \\ &\approx \frac{3}{8} \bigg[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 10/\Gamma}} \bigg] + \frac{1}{4} \bigg[1 - \frac{(M - 3/\sqrt{10})}{\sqrt{(M - 3/\sqrt{10})^{2} + 1/\Gamma}} \bigg] \\ & \text{for 16QAM,} \end{split}$$

$$\approx \frac{7}{24} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 42/\Gamma}} \right] + \frac{1}{8} \left[1 - \frac{(M - 7/\sqrt{42})}{\sqrt{(M - 7/\sqrt{42})^2 + 1/\Gamma}} \right]$$

for 64QAM,
$$\approx \frac{16}{65} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 170/\Gamma}} \right] + \frac{1}{16} \left[1 - \frac{(M - 15/\sqrt{170})}{\sqrt{(M - 15/\sqrt{170})^2 + 1/\Gamma}} \right]$$

for 256QAM
(13)

ここで,次式を用いた.

$$\int_{0}^{\infty} x \exp(-\alpha x^{2}) erf(\beta x) dx = \frac{\beta}{2\alpha \sqrt{\alpha + \beta^{2}}}$$
(14)

4. 特性評価

計算機シミュレーションにより QAM 信号重畳型 PAPR 低減法の性能評価を行う.シミュレーション条件を表1に示す.*Nc*=64 とし,QPSK,16QAM,64QAM, 256QAMの4通りのデータ変調方式を用いるものとする.*M*の値は次式を用いる.

$$M = \begin{cases} \sqrt{2} & \text{for QPSK,} \\ 4/\sqrt{10} & \text{for 16QAM,} \\ 8/\sqrt{42} & \text{for 64QAM,} \\ 16/\sqrt{170} & \text{for 256QAM} \end{cases}$$
(14)

4.1. PAPR の累積分布特性

まず全探索法とランダム探索法の2通りを用いたと きの PAPR の累積分布補関数(CCDF)を測定し, Pure OFDM の CCDF と比較を行う. PAPR の測定には FFT サンプリング速度の4倍オーバーサンプリングを行う.

全探索法を用いた場合の PAPR の CCDF を図 3 に示 す .QPSK ,16QAM ,64QAM ,256QAM それぞれの CCDF を N_M =0, 1, 2, 4, 8 それぞれについてプロットしている. なお, N_M =0 は Pure OFDM である.図 3 より,いずれ の変調方式を用いてもほぼ同等の CCDF が得られてお り, N_M を大きくすると PAPR を大幅に低減できている ことが分かる.

Pure OFDM(N_M =0)と N_M =1の比較について考える. Pure OFDM では 10%および 1%で発生する PAPR の値 はそれぞれおよそ 8.5dB および 9.3dB である.これは 真値では 9 よりも小さい値であり,ピーク時点で同相 合成しているサブキャリアの個数は 9 の平方根以下, すなわちたかだか 3 つ程度であることを意味している. したがって実際に同相合成される並列シンボルの数は 多くないため、QAM 重畳信号がピーク時点で逆相にな るよう選ばれていれば,小さな N_M の場合でも PAPR を低減できる.図 3 より, N_M =1 の場合でも 10%およ び 1%で発生する PAPR の値をおよそ 2dB 程度低減で きることが分かる.また, N_M を増加させるとより小さ な PAPR の波形を選択できる確率が増える.したがっ て N_M を増やすことでさらに PAPR を低減できる ただ し N_M =4 で十分小さな PAPR の波形が実現できること も確認できる.

ランダム探索法を用いた場合の PAPR の CCDF を図 4 に示す. G=0, 4, 16, 64, 256 それぞれについてプロッ トしている.なお,G=0は Pure OFDM である.ランダ ム探索法は前述の全探索法によって生成される波形の うち,G個をランダムに選択して PAPR を比較しその 中で最も PAPR の小さい波形を送信することに相当す る.したがって常に全探索法よりも大きな PAPR が生 じる.しかし Gを大きくすることで, PAPR のより小 さな波形を選択できる確率が増える.図3と図4を比 較すると、ランダム探索法を用いた場合、いずれの N_M の場合でも G=64 や 256 とすることで全探索法に近い PAPR が得られていることが分かる.また, N_M=4 また は8と大きい場合には,生成されるG個の波形がそれ ぞれ互いに十分異なっておりほぼ無相関とみなせる. したがって,Gが小さくとも PAPR を大きく低減でき る.





4.2. 平均 BER 特性

GI 長を N_g=8 サンプルとし, L=8 パスー様電力遅延 プロファイルの周波数選択性プロックレイリーフェー ジング環境下における平均 BER 特性を図 5 にプロット した.チャネル推定は理想としている.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比 E_b/N₀ である.なお,式(12)により得た理論値に加え, 計算機シミュレーションにより得た BER 特性もプロ ットしている.

図より,理論値とシミュレーションの結果が良く一 致しており,理論検討の妥当性が確認できる.式(12) に示したように,受信側で modulo 演算を行うと第 2 項の分だけ誤りが増加してしまう.下図から,いずれ の変調方式を用いた場合でも BER 特性が劣化してい ることがわかる.また,NMを大きくすると平均送信電 力が増加してしまうため,大きな NMを用いると BER 特性はさらに劣化するが,電力増加による BER の劣化 はそれほど大きくないと言える.また,modulo 演算を 導入したことによる BER の劣化は,多値レベルが大き い変調方式であるほど小さくなる[15].図 5 より QPSK の場合が際立って大きく劣化しているものの,16QAM 以上ではほぼ同程度の劣化量であることがわかる.

以上のように,QAM 信号重畳型の PAPR 低減法では

BER 特性が劣化してしまう.ところが BER の劣化は 受信機における modulo 演算の導入によるところが支 配的である.また,図 5 の場合には N_M≤8 であるから, 実際に modulo 演算を行わないと正しくデータを復調 できないのはたかだか全体のデータシンボルのうち 8 分の1である.したがって,信号検出法の工夫次第で 大幅に BER 特性を改善できるものと考えられる.BER の改善法は今後の重要な検討課題である.



5. むすび

本稿では,OFDM 伝送における QAM 信号重畳型 PAPR 低減法について検討を行い,PAPR の CCDF およ び平均 BER 特性を明らかにした.周波数領域でデータ とは異なる QAM 信号をいくつか重畳することで PAPR を大幅に低減できることを明らかにした.また,理論 検討および計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにした.BER の劣化の要因は受信機にお ける modulo 演算であることを指摘した.今後求めら れる検討課題として次のことが挙げられる.

・PAPR を抑圧しつつ送信電力の増加を最小限にとど める重畳 QAM 信号の決定法

・少ない演算量で最適な重畳 QAM 信号を見つける, 低演算量の探索アルゴリズム

・受信側での modulo 演算により生じる BER の劣化を 救済する技術

文 献

- [1] A. Czylwik, "Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 2, pp. 865-869, Ariz, U.S.A., May 1997.
- [2] R. Prasad, OFDM for wireless communications systems, Artech House, 2004.
- [3] 3GPP TR 25.814, Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, v.2.0.0, June 2006.
- [4] H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 56-65, April 2005.
- [5] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," IEEE Trans. Commun., Vol. 50, No. 1, pp. -, Jan. 2002.
- [6] X. Li and L. J. Cimini, Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," IEEE Comm. Lett., Vol. 2, No. -, pp. 131-133, May 1998.
- [7] T. Jiang, W. Xiang, P. C. Richardson, D. Qu, and G. Zhu, "On the nonlinear companding transform for reduction in PAPR of MCM signals," IEEE Trans. Wireless Comm., Vol. 6, No. 6, pp. 2017-2021, Jun. 2007.
- [8] R. W. Bauml, R. F. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," Electronic Letters, Vol. 32, No. 22, October 1996.
- [9] H. Gacanin and F. Adachi, "Selective mapping with symbol re-mapping for OFDM/TDM using MMSE-FDE," Proc. IEEE 68th VTC, Calgary, Canada, Sept. 2008.
- [10] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 49, No. 3, pp. 258-268, Sept. 2003.
- [11] P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma, and H. Kobayashi, "Proposal of simple PAPR reduction method for OFDM signal by using dummy sub-carriers," IEICE Trans. Commun., Vol. E91-B, Vol. 3, pp. 784-794, Mar. 2008.
- [12] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," Electronics Letters, Vol. 7, No. 5/6, pp. 138-139, Mar. 1971.
- [13] 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.
- [14] R. Fischer, "The modulo-lattice channel: the key feature in precoding schemes," Inter. J. of Elec. and Commun., Vol. 59, No. 4, pp. 244-253, Jun. 2005.
- [15] K. Takeda, H. Tomeba and F. Adachi, "Theoretical analysis of joint THP/pre-FDE for single-carrier signal transmissions," Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Hungary, May 2009
- [16] 斉藤洋一、ディジタル無線通信の変復調,電子情報通 信学会,1996年