

A Study on PAPR Suppression Using Vector Perturbation in OFDM

Yasunao SUGIMOTO^{*}, Shinsuke IBI^{*}, Hideichi SASAOKA^{*} and Hisato IWAI^{*}

(Received April 17, 2020)

In orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), extended signal constellations have been designed for reducing the peak to average power ratio (PAPR). In this method, the combination of subcarriers using the expanded signal constellations that minimize PAPR is determined by an exhaustive search. However, the number of candidate subcarrier combinations grows, and it is necessary to perform the inverse fast Fourier transform (IFFT) every PAPR calculation process. In this paper, we propose an iterative algorithm that superposes arbitrary vector perturbations to subcarriers with high PAPR suppression capability without comparing PAPRs of all subcarrier candidates using expanded signal constellations. In the proposed method, the amount of computation burden is reduced by limiting the subcarriers to which perturbation vectors are added and investigating the time-series symbols for peak suppression. From computer simulation results demonstrate that the amount of computation can be reduced while peak suppression is effectively achieved from complementary cumulative distribution function (CCDF) of PAPR.

Key words : OFDM, Vector perturbation, PAPR, Iterative algorithm

キーワード : 直交周波数分割多重, 摂動ベクトル, PAPR, 繰り返しアルゴリズム

OFDMにおける摂動ベクトルを用いたPAPR抑圧に関する検討

杉本 靖直, 衣斐 信介, 笹岡 秀一, 岩井 誠人

1 はじめに

近年, 移動アプリケーションの普及に伴い, 移動通信において高速無線伝送技術が注目されている. そこで代表的な高速無線伝送技術の1つとして直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送が挙げられる. OFDM 伝送は周波数利用効率が高く, 誤り訂正技術を併用することで周波数選択性フェージングの影響を容易に緩和可能という利点がある. しかし, OFDM 信号は多数の被変調信号を多重化して構成されているため, その重ね合わせに起因してピーク対平均電力比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) が高いという問題がある. 高 PAPR の送信信号波形では, 電

力増幅器の線形領域の制限により波形に歪みが発生し, 伝送特性の劣化や帯域外輻射電力発生を誘発する. これを避けるため, 電力増幅器の出力バックオフを大きくすると電力効率が著しく低下する. 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.

一つは OFDM の時間波形またはスペクトルを制限する方法である. 例えば, クリッピング&フィルタリング法^{1, 2)}では, クリッピングにより OFDM 時間波形振幅の最大値を制限する. この操作により波形が歪んだ結果, スペクトルが広がり帯域外の隣接チャンネルに漏洩するため, その広がりをフィルタリングによりカットする. これを繰り返し, 波形のピークとスペクトルの広がりを

^{*} Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Engineering, Doshisha University, Kyoto
Telephone : +81-774-65-6355, E-mail : sibi@mail.doshisha.ac.jp

許容範囲に制限する．非線形圧縮法 (NCT: Nonlinear Companding Transform)³⁾ 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．信号波形を直接操作するのではなく、畳み込み符号を利用したトレリスシェイピング法 (TS: Trellis Shaping) も PAPR 低減に有効である⁴⁾．TS は畳み込み符号を情報ビット系列に足し合わせることで送信シンボルのシェイピングを行う手法であり、平均送信エネルギーを低減するコンスタレーションシェイピングを行う符号であったが、その柔軟性からピーク電力低減に応用されている⁵⁻⁸⁾．

他には、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がある．例えば、SLM (SeLective Mapping)⁹⁻¹²⁾ では、サブキャリアごとに適切な位相回転を施し送信する．このとき複数のセットの位相パターンの候補を準備しておき、PAPR を最小とする位相パターンで送信する．PTS (Partial Transmit Sequence)^{13, 14)} では、周波数軸上における情報データを複数のクラスタに分割、PAPR を最小とするように各クラスタにあらかじめ決められた複数の位相値から位相値を選択し、乗算する．また、ACE (Active Constellation Extension)¹⁵⁾ 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¹⁶⁾ では、いくつかのサブキャリアにデータだけではなく PAPR 低減信号を挿入することによって、OFDM 波形のピークを抑圧する．しかし、この方式ではデータ容量が減少する問題がある．

データ容量を損なうことなく伝送できる方式として、Tomlinson-Harashima Precoding (THP)^{17, 18)} におけるモジュロ演算¹⁹⁾ を応用した直交振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 信号重畳型の PAPR 低減法²⁰⁾ や摂動ベクトル (VP: Vector Perturbation) を用いた OFDM 信号の PAPR 抑圧法²¹⁾ がある．これらは本質的には同じであり、送信機側ではサブキャリアに QAM 信号を重畳させるか、摂動ベクトルを付加することによって拡大信号点を形成し、PAPR を最小とするサブキャリアの組み合わせを送信する．受信機側ではモジュロ演算により重畳信号を除去すればデータを復元できる．この手法では、送信機側で摂動ベクトルを加える際に、PAPR の抑圧効果が高い摂動ベクトルの

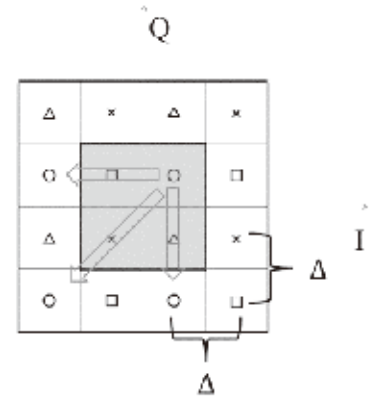


Fig. 1. Signal constellations before and after perturbation vector addition.

加え方を全探索あるいは局所探索する．しかし、PAPR の比較にフーリエ変換を行うことによって計算量が多くなることが問題の 1 つである．そこで本稿では、サブキャリアに逐次的に摂動ベクトルを加えていくことによって PAPR の比較を行わずに演算量を削減する手法を提案し、局所探索と比較しつつ性能を評価する．

2 拡大信号点を用いた PAPR 抑圧方法

サブキャリアの一部を拡大信号点に変更することで、その信号点の組み合わせによって PAPR を低減できることが知られている．拡大信号点の設定法として QAM の重畳²⁰⁾ や摂動ベクトルの付加²¹⁾ では信号点配置が異なる．本稿では Fig. 1 に示す信号点配置を考える．これは QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調を使用した場合の元々の信号点配置と離散摂動ベクトル付加後の送信信号点を示している．

K サブキャリアから成る周波数領域におけるサブキャリアシンボルベクトルを

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_K]^T \quad (1)$$

とし、離散摂動ベクトルを

$$\mathbf{v} = [v_1, v_2, \dots, v_k, \dots, v_K]^T \quad (2)$$

とすると、摂動付加後のベクトルは次式で与えられる．

$$\mathbf{x}' = Q(\mathbf{x} + \mathbf{v}) \quad (3)$$

ただし、QPSK 原信号 x_k の最小信号点間距離を Δ とすると、 $v_k \in \{0, 2\Delta, j2\Delta, 2\Delta + j2\Delta\}$ であり、 $Q(\cdot)$ は $2\Delta(\pm 1 \pm j)$ を基本領域とするモジュロ演算である．な

お、重畳を行わないサブキャリアの摂動 v_k は 0 であることに注意されたい。

K 点離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) 行列 \mathbf{F} とその第 k 列ベクトルを次式で定義する。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{K} [\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_k, \dots, \mathbf{f}_K] \quad (4)$$

$$\mathbf{f}_k = \begin{bmatrix} \omega^{-(1-1)(k-1)}, \omega^{-(2-1)(k-1)}, \\ \dots, \omega^{-(K-1)(k-1)} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

$$\omega^a = \exp \left[j \frac{2\pi a}{K} \right] \quad (6)$$

DFT 行列 \mathbf{F} を用いると、OFDM の送信ベクトルは時間領域表現で、

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= [s_1, s_2, \dots, s_k, s_K]^T \in \mathbb{C}^N \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{x}' \end{aligned} \quad (7)$$

で与えられる。このとき、ピークエネルギー p_{\max} と平均エネルギー p_{ave} は、

$$p_{\max} = \max_{k=1, \dots, K} |s_k|^2 \quad (8)$$

$$p_{\text{ave}} = \frac{\mathbf{s}^H \mathbf{s}}{K} \quad (9)$$

となる。このとき、PAPR は次式で定義される。

$$\eta = \frac{p_{\max}}{p_{\text{ave}}} \quad (10)$$

拡大信号点を用いた方式では、次式を用いて PAPR が最小となる離散摂動ベクトル \mathbf{v}^* を探索する。

$$\mathbf{v}^* = \arg \min_{\mathbf{v}} \eta \quad (11)$$

上式の組み合わせ探索問題では、サブキャリア数の増加に応じて計算量が膨大となってしまう。文献 20) ではランダムな QAM 信号をランダムにサブキャリアに重畳させることにより、拡大信号点を用いたサブキャリアの候補数を減少させる。その候補数の中で PAPR が最小となるものを探索することで計算量を低減している。この文献ではサブキャリアの候補数を減らしてはいるが、拡大信号点を用いたサブキャリアの候補の中での局所探索によって PAPR の比較をしている。これは \mathbf{v}^* を η の比較なしに容易に見つけることが難しいためである。

文献 21) では、摂動ベクトル中の非ゼロ要素のサブキャリアを、時間領域信号のピーククリッピングにより歪むサブキャリアの信号点変異に基づいて選定する局所探索を行っている。信号点変異の基準として、ピークク

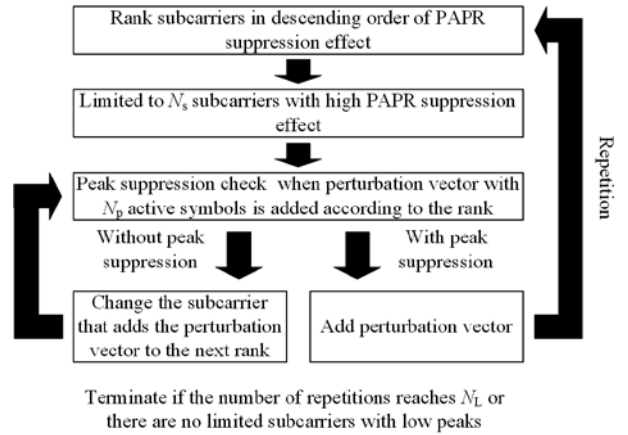


Fig. 2. Process flow of iterative algorithm.

リッピングにより歪むサブキャリアの信号点変異を用い、非ゼロ要素のサブキャリアの候補数を変異が大きい順に限定し、演算量の低減を図っている。非ゼロ摂動を加えるサブキャリアの候補数を N_c として限定し、その範囲内の局所探索によって非ゼロ摂動を加えたサブキャリアの候補から PAPR を比較し、摂動ベクトルを決定している。しかしこの方式においても、 η の比較のために、拡大信号点を用いたサブキャリア候補において式 (10) の計算を行う必要があり、このことが計算量の大幅な増加を招く。

3 摂動ベクトル付加のための繰り返しアルゴリズム

本節では、繰り返しアルゴリズムにより、サブキャリアに逐次的に摂動ベクトルを加えることによって PAPR の比較を行わずに演算量を削減する手法を提案する。

Fig. 2 に提案方式のプロセスの概略図を示す。ここで、 N_s は限定する PAPR 抑圧効果が高いサブキャリアの本数、 N_p は限定する非ゼロ摂動付加前のエネルギーの大きい離散時間送信シンボルの個数、 N_L は繰り返し処理の上限回数とする。繰り返しアルゴリズムでは、まず、状態設定として、PAPR 抑圧効果の高い摂動ベクトルの非ゼロ要素にすべきサブキャリアに順位付けを行う (詳細は 3.1 項)。摂動ベクトルを付加した際にピークを抑圧できなければ、次の順位のサブキャリアに対して調査を行う。摂動ベクトルを付加した際にピークを抑圧できるのであれば、3 通り $\{2\Delta, j2\Delta, 2\Delta + j2\Delta\}$ の中から一つを選び、非ゼロ摂動 v_k を付加する。摂動ベクトル付加後は PAPR 抑圧効果順位が変化するため、状態設定を再び行う。これを終了条件を満たすまで繰り返す行

うことによって PAPR を抑圧する。また、サブキャリア順位の限定やピーク抑圧の調査をするサブキャリアを限定することにより、演算量を削減する（詳細は 3.2 項）。

3.1 サブキャリアの順位付け

PAPR 抑圧効果が高いサブキャリアとは、式 (8)-(10) が示唆する通り、摂動ベクトルを付加することでピークエネルギー p_{\max} を抑圧するだけでなく、平均エネルギー p_{ave} を同時に増加させるものが PAPR 抑圧効果の高いサブキャリアである。つまり、ピークエネルギーへの寄与度が高いかつ平均エネルギーへの寄与度が低いサブキャリアに対して、非ゼロ摂動を与える優先順位を高めるべきである。

(a) ピークエネルギー (p_{\max}) への寄与度:

p_{\max} をとる離散時間を l ($1 \leq l \leq K$) とする。式 (7) より、

$$s_l = \mathbf{f}_l^H \mathbf{x}' = \sum_{k=1}^K x'_k \exp \left[j \frac{2\pi(l-1)(k-1)}{K} \right] \quad (12)$$

であるため、各サブキャリアの p_{\max} への寄与度を次式の二乗距離の逆数で定義する。

$$\alpha_{l,k} = \frac{1}{\left| s_l - x'_k \exp \left[j \frac{2\pi(l-1)(k-1)}{K} \right] \right|^2} \quad (13)$$

$\alpha_{l,1}, \dots, \alpha_{l,K}$ の中で最大の値をとるサブキャリアが離散時刻 l に生じた p_{\max} への寄与度が最も高いサブキャリアである。与えられた離散時刻 l に対して、 $\alpha_{l,k}$ を降順に並べることで p_{\max} への寄与度の順位付けを行う。

(b) 平均エネルギー (p_{ave}) への寄与度:

p_{ave} への寄与度は各サブキャリアにおいて、式 (13) の合計値から算出される。時間領域表現の送信ベクトルに対するサブキャリア x_k の寄与度を次式で定義する。

$$\beta_k = \sum_{l=1}^K \alpha_{l,k} \quad (14)$$

β_1, \dots, β_K の中で最大の値をとるサブキャリアが平均エネルギー p_{ave} の向上を最も期待できるサブキャリアである。 β_k を降順に並べることで p_{ave} への寄与度の順位付けを行う。

(c) サブキャリア優先順位:

p_{\max} への寄与度が高いかつ p_{ave} への寄与度が低いサブキャリアに摂動を付加したとき、PAPR 抑圧効果が高い。本稿では、簡単のために、 p_{\max} への寄与度の高い順位と p_{ave} への寄与度の低い順位の和が低いものか

Table 1. Simulation parameters.

Number of subcarriers	64
Modulation	QPSK
FFT point K	256
N_p	1, 3, 5, 8, 10
N_L	5, 10, 20, 30, 40, 50
N_s	5, 10, 20, 30, 40, 64
N_m	1, 2, 3
N_c	4, 8, 16, 32, 64
Clipping threshold	3 dB

ら PAPR 抑圧効果の高いサブキャリアとして順位を付ける。

3.2 演算量削減法

提案方式では PAPR 抑圧効果が高い順に摂動ベクトルを付加した際のピーク抑圧調査を行うが、全てのサブキャリアに対してピーク抑圧調査を行うのではなく、抑圧効果が高い任意の N_p 本のサブキャリアに限定することで演算量を少なくすることができる。抑圧効果順位が低いサブキャリアに対して非ゼロ摂動を付加してもピークを抑圧できることが見込めず、繰り返しアルゴリズムの中で PAPR 抑圧効果が低いサブキャリアの調査を繰り返すことによって演算量が増加する。したがって、順位付けを行った後に PAPR 抑圧効果順位が高いサブキャリアのみに非ゼロ摂動を付加することで演算量の削減を試みる。

繰り返しアルゴリズムにおいてピーク抑圧調査を行うが、全ての離散時間送信シンボルに対してピークエネルギーの増減の調査を行う必要はない。非ゼロ摂動を付加した際に、付加する前のピークエネルギーよりも他の送信シンボルで新たなピークが出現する可能性がある。しかし、新しいピークは摂動ベクトルを付加する前の元々のエネルギーが高い離散時間送信シンボルで発生しやすい。したがって、摂動ベクトル付加前のエネルギーが高い N_s 個の時系列シンボルのみに限定して調査を行うことで、繰り返しアルゴリズムの中で演算量を減少させる。

4 計算機シミュレーション

4.1 シミュレーション諸元

提案方式の有効性を評価するために計算機シミュレーションを行った。シミュレーション諸元を Table 1 に示

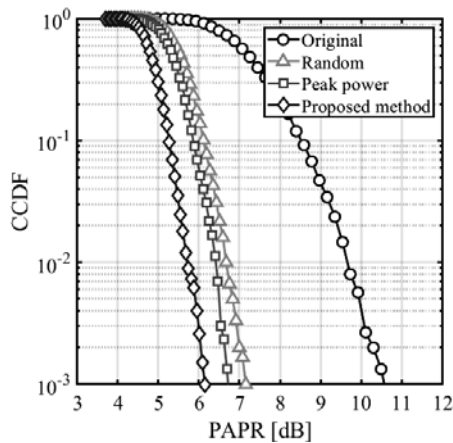


Fig. 3. CCDF of PAPR in different ranking criterion ($N_L=10$, $N_p = 256$, $N_s=10$).

す。64本のデータサブキャリアを4倍オーバーサンプルの状態、256ポイントのFFTのDC (Direct Current) サブキャリアを中心として左右に配置している。 N_s は限定するPAPR抑圧効果が高いサブキャリアの本数、 N_p は限定する非ゼロ摂動付加前のエネルギーの大きい離散時間送信シンボルの個数、 N_L は繰り返し上限回数である。また、繰り返し処理の中で、連続して同じサブキャリアが選択され続け、2つの状態設定が繰り返されることを避けるために、2回連続で同じサブキャリアが選択されないように制約を設けた。

提案方式の有効性を示すために、2節で述べた時間領域信号のピーククリッピングにより歪むサブキャリアの信号点変異に基づいて選定する局所探索法²¹⁾との比較を行った。そのときのパラメータとして、 N_c はクリッピングによって限定したサブキャリアの候補数、 N_m は摂動ベクトルを加えたサブキャリアの数とする。 $N_c=64$ であれば、サブキャリアの限定を行わずに全探索していることになる。

4.2 順位付け基準の比較

送信信号のPAPRの累積分布関数(CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function)をFig. 3に示す。OriginalはPAPRの抑圧処理を施さないOFDM信号のPAPRである。サブキャリアへの順位付けを(方式1: Random)ランダム、(方式2: Peak power) p_{\max} への寄与度が高い順、(方式3: proposed method) 提案方式の p_{\max} への寄与度が高いかつ p_{ave} への寄与度が低い順の三方式の比較を行った。なお、 $N_L=10$, $N_p = 256$, $N_s=10$ とした。Fig. 3からわかるように、方式1,

方式2, 方式3の順にPAPRを抑圧可能である。方式1と方式3では約1dB程度の差があり、このことからサブキャリアの順位付けの適切な基準設定が重要であり、PAPR抑圧効果の高いサブキャリアの選択には p_{\max} と p_{ave} への寄与度の両方を考えることが重要であることを示唆している。

4.3 PAPRのCCDFの比較

$N_L=20$, $N_s=64$ において N_p を変化させたCCDFをFig. 4(a)に示す。ただし、 $N_s=64$ はサブキャリアに対して限定せずにピーク抑圧調査したことを意味する。同図から、 N_p を減少することによって、PAPRの抑圧量が低下していることがわかる。これは、摂動ベクトルを付加する際に調査する離散時間送信シンボルの数を限定することによって、摂動ベクトルを付加する前のピークエネルギーよりも他のシンボルに大きなピークを生じることがあるためである。しかし、 $N_p=10$ 程度のシンボル数でピーク調査を行うことによって抑圧量が収束していることがわかる。また、この時の演算量は全離散時間送信シンボルでの調査($N_p = 64$)を行った場合と比較して演算量は約68%となっている。ここで、演算量は和と積の合計数としている。

Fig. 4(b)に $N_p=10$, $N_s=64$ において N_L を変化させたときのPAPRのCCDFを示す。Fig. 4(b)より繰り返し上限回数を増やすことによってPAPRをより抑圧できることがわかる。 $N_L=50$ までループ上限を増やすとCCDF= 10^{-2} において約4.5dB程度PAPRを抑圧することができ、 $N_L=10$ であっても約4dBほどのPAPRの抑圧が可能である。

Fig. 4(c)に $N_p=10$, $N_L=10$ において、Fig. 4(d)に $N_p=10$, $N_L=50$ において N_s を変化させたときのPAPRのCCDFを示す。Fig. 4(c)とFig. 4(d)を比べると N_L が大きくなるにつれてPAPR抑圧値の収束に N_s を大きくさせる必要があることが読み取れる。また、 $N_s=5$ においては両図の抑圧値はほとんど変わらず、繰り返し上限回数を増やしても限定するPAPR抑圧効果が大きいサブキャリアの数が少ないままであると、上限回数に達する前に繰り返しアルゴリズムが終了していることがわかる。一方、 $N_s = 64$ に設定しても、さらなる改善は見込めないため、全サブキャリアに対して摂動ベクトルのピーク抑圧調査を行わなくてもよいことが推察できる。

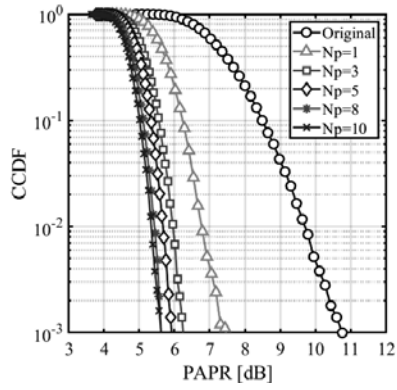
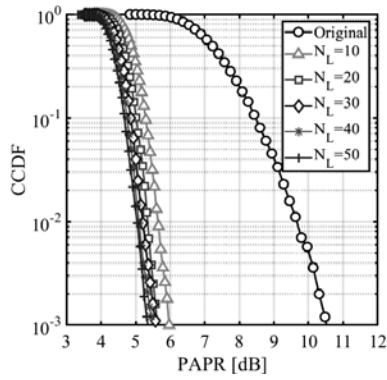
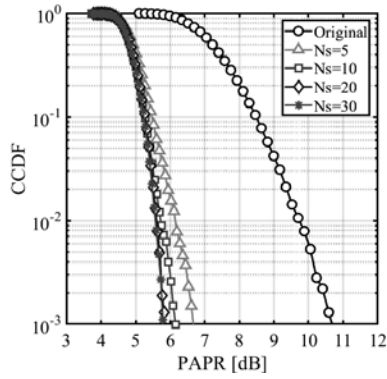
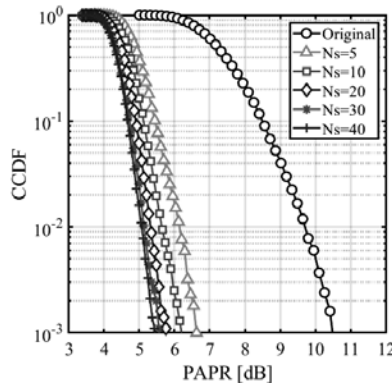
(a) $N_L = 20, N_s = 64$ (b) $N_p = 10, N_s = 64$ (c) $N_p = 10, N_L = 10$ (d) $N_p = 10, N_L = 50$

Fig. 4. CCDF of PAPR.

Table 2. Complexity comparison with exhaustive search.

N_L	N_s	Deterioration (dB)	Calculation ratio
10	5	1.26	0.000099
	10	0.93	0.000122
	20	0.76	0.000136
	30	0.68	0.000141
20	5	1.18	0.000107
	10	0.68	0.000164
	20	0.47	0.000221
	30	0.43	0.000248
30	5	1.27	0.000109
	10	0.69	0.000164
	20	0.46	0.000246
	30	0.35	0.000334
40	5	1.26	0.000102
	10	0.79	0.000166
	20	0.42	0.000265
	30	0.28	0.000404
50	5	1.26	0.000109
	10	0.79	0.000166
	20	0.44	0.000281
	30	0.25	0.000461
	40	0.18	0.000573

4.4 提案方式と局所探索法との比較

$N_p=10, 20$ において N_s を変化させたときの局所探索法 ($N_m=3$) との演算量の比較を Table 2 に示す. ここで, 劣化量は $\text{CCDF}=10^{-2}$ において局所探索と比較した PAPR の増加量を示している. また, 演算量は和と積の総数を意味し, 局所探索に係る演算量で規格化したものを演算量比と定義している. 各 N_L における N_s に注目すると, N_L が大きくなることで PAPR 抑圧値の収束に N_s を大きくさせる必要があることを確認できる. 局所探索法 ($N_m=3$) からの劣化量の許容量を 0.5dB 未満とすると, $N_p=10, N_L=20, N_s=20$ において最も演算量が削減できることがわかる.

局所探索 ($N_m=1,2,3$) と $N_p=10, N_L=20, N_s=20$ に設定した提案方式と同程度の PAPR の CCDF 特性を示すピーククリッピングによる歪むサブキャリアの信号点変異に基づいて選定する局所探索法 ($N_m=3, N_c=8$) との比較を Fig. 5 に示す. 同図より提案方式は $N_m=2$ における局所探索法よりも PAPR を抑圧できることがわかる. しかし, $N_m=3$ よりかは劣化してしまう. これは,

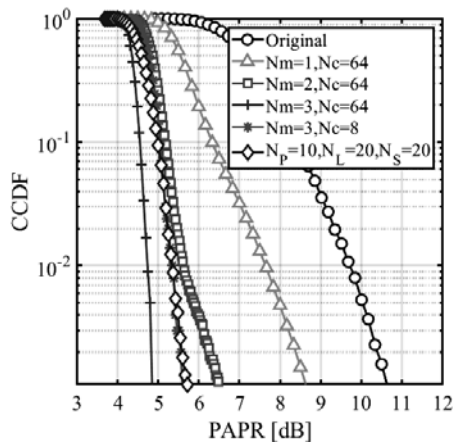


Fig. 5. Comparison with local search method in PAPR.

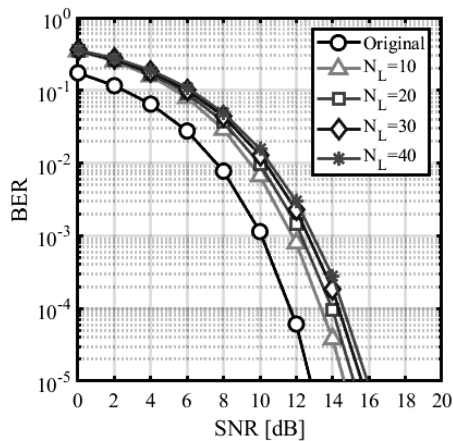


Fig. 6. BER performance.

提案方式では逐次的に PAPR 抑圧効果の高いサブキャリアに摂動ベクトルを加えるためであり、局所探索のように PAPR を最小とする v^* を見つけることが難しいためである。また、演算量という観点でみると効率的な局所探索 ($N_m=3$, $N_c=8$) との比較を行ったが約 85% の演算量の削減ができることを試算している。

4.5 ビット誤り率特性

提案方式のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を Fig. 6 に示す。ここで $N_p=10$, N_s は N_L に対して PAPR 抑圧量が十分に収束する値に設定した上で, N_L を変化させた。 N_L が増加することによって非ゼロ摂動の数が増え、平均エネルギーが増加する。これによって、送信電力一定の条件下で比較を行うと BER 特性に劣化が生じた。抑圧量の観点から繰り返しアルゴリズムの上限回数を増やすことによって PAPR をより抑圧するこ

とができるが、上限回数を増やすことによって演算量の増加と BER 特性に劣化を招くことがわかる。このことから、提案方式において PAPR 抑圧量と演算量, BER 特性にはトレードオフの関係があることがわかる。

5 まとめ

OFDM 伝送方式では高 PAPR が問題であり、対策の一つに摂動ベクトルを用いた PAPR 抑圧法がある。この方式では、PAPR を最小とする拡大信号点を用いるサブキャリアの組み合わせを局所探索で決定したとしても、PAPR 比較のために計算量が多くなるため、本稿では提案方式の繰り返しアルゴリズムを用いることによって低演算量化を図った。

計算機シミュレーションにより、PAPR の CCDF 評価では提案方式において非ゼロ摂動にするサブキャリアの順位付けが重要であり、 p_{\max} への寄与度が高かつ p_{ave} への寄与度が低いサブキャリアに摂動を付加したとき、PAPR 抑圧効果が高いことを確認した。加えて、PAPR 抑圧効果の高いサブキャリアに限定、ピーク調査の限定が計算量の大幅な削減に有効であることを明らかにした。また、時間領域信号のピーククリッピングにより歪むサブキャリアの信号点変異に基づいて選定する局所探索法との比較を行うことで、提案方式を用いて PAPR の比較を行わないことにより、演算量が削減できる。BER 特性における評価においては、非ゼロ摂動の数を増加させることによって PAPR 抑圧効果が得られるが、平均エネルギーが増加するために BER 特性が劣化することが明らかになった。

システムの要求条件に応じて、本稿で明らかにした PAPR 抑圧量、演算量、そして BER 特性に存在するトレードオフの関係を適切に考慮することで、より効率的な OFDM 伝送が可能となる。

参考文献

- 1) H. Ochiai and H. Imai, "Performance Analysis of Deliberately Clipped OFDM Signals", *IEEE Trans. Commun.*, **50**[1], 89–101 (2002).
- 2) X. Li and L. J. Cimini, "Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM", *IEEE 47th Vehicular Technology Conference (VTC '97-Spring)*, **3**, 1634–1638 (1997).

- 3) 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 Commun.*, **6**[6], 2017–2021 (2007).
- 4) G. D. Forney, "Trellis Shaping", *IEEE Trans. Inf. Theory*, **38**[2], 281–300 (1992).
- 5) I. S. Morrison, "Trellis Shaping Applied to Reducing the Envelope Fluctuation of MQAM and Band-Limited MPSK", *Int. Conf. Digital Satellite Commun. (ICDSC' 92)*, 143–149 (1992).
- 6) W. Henkel and B. Wagner, "Another Application for Trellis Shaping: PAR Reduction for DMT (OFDM)", *IEEE Trans. Commun.*, **48**[9], 1471–1476 (2000).
- 7) M. Tanahashi and H. Ochiai, "Near Constant Envelope Trellis Shaping for PSK Signaling", *IEEE Trans. Commun.*, **57**[2], 450–458 (2009).
- 8) H. Ochiai, "A Novel Trellis-Shaping Design with Both Peak and Average Power Reduction for OFDM Systems", *IEEE Trans. Commun.*, **52**[11], 1916–1926 (2004).
- 9) R. W. Bauml, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping", *Electron. Lett.*, **32**[22], 2056–2057 (1996).
- 10) H. Gacanin and F. Adachi, "Selective Mapping with Symbol Re-Mapping for OFDM/TDM using MMSE-FDE", *IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC' 08-Fall)*, 1–5 (2008).
- 11) Y. Xin and I. J. Fair, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Guided Scrambling Coding", *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM ' 03)*, **4**, 2390–2394 (2003).
- 12) C. L. Wang and Y. Ouyang, "Low-Complexity Selected Mapping Schemes for Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems", *IEEE Trans. Signal Process.*, **53**[12], 4652–4660 (2005).
- 13) S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences", *Electron. Lett.*, **33**[5], 368–369, (1997).
- 14) L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences", *IEEE Commun. Lett.*, **4**[3], 86–88 (2000).
- 15) B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension", *IEEE Trans. Broadcast.*, **49**[3], 258–268 (2003).
- 16) P. Boonsrimuang, K. Mori, T. Paungma and H. Kobayashi, "Proposal of Simple PAPR Reduction Method for OFDM Signal by Using Dummy Subcarriers", *IEICE Trans. Commun.*, **E91.B**[3], 784–794 (2008).
- 17) M. Tomlinson, "New Automatic Equaliser Employing Modulo Arithmetic", *Electron. Lett.*, **7**[5], 138–139 (1971).
- 18) H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched-Transmission Technique for Channels with Inter-symbol Interference", *IEEE Trans. Commun.*, **20**[4], 774–780 (1972).
- 19) R. H. Fischer, "The Modulo-Lattice Channel: the Key Feature in Precoding Schemes", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, **59**[4], 244–253 (2005).
- 20) 武田一樹, 安達文幸, "OFDM 移動無線通信における PAPR 低減法に関する一検討", 信学技報, **109**[130], 131–136 (2009).
- 21) 杉本靖直, 笹岡秀一, 岩井誠人, "OFDM における摂動ベクトルを用いた PAPR 抑圧の検討", 信学技報, **118**[254], 77–82 (2018).