

## 研究速報

## 帰還型マルチトーンホッピング CDMA 信号の高速 PAR 低減アルゴリズム

福永 健太<sup>†</sup> 浜村 昌則<sup>†</sup> (正員)

Fast Peak-to-Average Power Ratio Reduction Algorithm for Feedback-Controlled Multitone Hopping CDMA Signals

Kenta FUKUNAGA<sup>†</sup>, Nonmember  
and Masanori HAMAMURA<sup>†</sup>, Member<sup>†</sup> 高知工科大学大学院工学研究科, 香美市

Graduate School of Engineering, Kochi University of Technology, Kami-shi, 782-8502 Japan

あらまし 帰還型マルチトーンホッピング CDMA (code-division multiple access: CDMA) 信号のピーク対平均電力比 (peak-to-average power ratio: PAR) を最小化できる高速な PAR 低減アルゴリズムを提案し, 性能を評価している.

キーワード 帰還型マルチトーンホッピング CDMA, ピーク対平均電力比, 計算量, PAR 低減アルゴリズム

## 1. まえがき

非同期ワイヤレス通信システムでは, マルチパスによるシンボル間干渉 (intersymbol interference: ISI) や多元接続による他局間干渉 (multiple access interference: MAI) が発生するため, 通信性能が低下してしまう. ISI や MAI を低減させられる方式として, 直接拡散符号分割多元接続 (direct-sequence code-division multiple access: DS-CDMA) が知られている. 通信路情報 (channel state information: CSI) を事前にとることなく ISI や MAI を低減できる手法として, 受信機に適応 FIR (finite-duration impulse response) フィルタを用いた帰還型 DS-CDMA (feedback-controlled DS-CDMA: FC/DS-CDMA) が提案されている [1]. FC/DS-CDMA に周波数ホッピングの考え方を取り入れた帰還型マルチトーンホッピング CDMA (FC multitone-hopping CDMA: FC/MH-CDMA) が提案されている [2]. しかし一般に, マルチトーン信号はピーク対平均電力比 (peak-to-average power ratio: PAR) がシングルトーン信号よりも高くなるため, 効率の良い電力増幅が難しく, 信号波形に非線形ひずみが生じる. この問題を解決するために, FC/MH-CDMA 信号の PAR を低減するためのアルゴリズムが提案され, わずかなビット誤り率 (bit-error rate: BER) の増加で FC/MH-CDMA 信号の PAR を小さな値に制御可能なことが示された [3]. しかし, FC/MH-CDMA 信号の PAR を低減するために必要な計算量について

は考慮されていなかったため, 計算量を削減したアルゴリズムについて提案し, 通信性能を保ちつつ計算量を削減できることを示した [4].

本論文では, 計算量を大幅に削減しつつ FC/MH-CDMA 信号の PAR を最小化できるアルゴリズムについて提案する. 提案アルゴリズムを従来のアルゴリズムと BER 性能, 計算量, フィードバック情報量, PAR 性能により評価する.

## 2. FC/MH-CDMA

## 2.1 FC/MH-CDMA の送受信機

図 1 に FC/MH-CDMA の  $k$  番信号の送受信機を示す.  $k$  番信号のための符号長  $L$  の信号波形  $c_k(t)$  を次式とする.

$$c_k(t) = \sum_{l=1}^L a_{k,l}(t - (l-1)T_c) \quad (1)$$

ここで,  $a_{k,l}(t)$  ( $0 < t < T_c$ ;  $T_c$  [s] はチップ幅) は  $l$  番チップのチップ波形であり, 次式が等価低域表現となる.

$$a_{k,l}(t) = \sum_{m=1}^M p_{k,l,m} e^{j \frac{2\pi(m-1)}{T_c} t}, 0 < t < T_c \quad (2)$$

式 (2) の  $p_{k,l,m}$  は  $c_k(t)$  の  $l$  番チップにおける周波数  $\frac{m-1}{T_c}$  [Hz] ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) のトーンの複素振幅である.

$p_{k,l,m}$  を  $(l, m)$  要素にもつ  $L \times M$  の行列  $\mathbf{P}_k = [p_{k,l,m}]$  で  $k$  番信号のホッピングパターンを定義する.

受信機は,  $(L + \alpha) \times M$  個の複素重みをもつ適応 FIR フィルタで構成される ( $0 \leq \alpha \leq L$ ) [5].  $k$  番信号の受信機がもつ複素重み  $w_{k,l,m}$  から成る行列  $\mathbf{W}_k$  を以下のように定義する.

$$\mathbf{W}_k = \begin{bmatrix} w_{k,1,1} & w_{k,1,2} & \cdots & w_{k,1,M} \\ w_{k,2,1} & w_{k,2,2} & \cdots & w_{k,2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{k,L,1} & w_{k,L,2} & \cdots & w_{k,L,M} \\ w_{k,L+1,1} & w_{k,L+1,2} & \cdots & w_{k,L+1,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{k,L+\alpha,1} & w_{k,L+\alpha,2} & \cdots & w_{k,L+\alpha,M} \end{bmatrix} \quad (3)$$

この  $\mathbf{W}_k$  を適応アルゴリズムを用いてシンボル長間隔  $nT_s = nLT_c$  [s] ( $n$  は整数) で更新する. 適応アルゴリズムには次式で与えられる正規化 LMS (N-LMS)

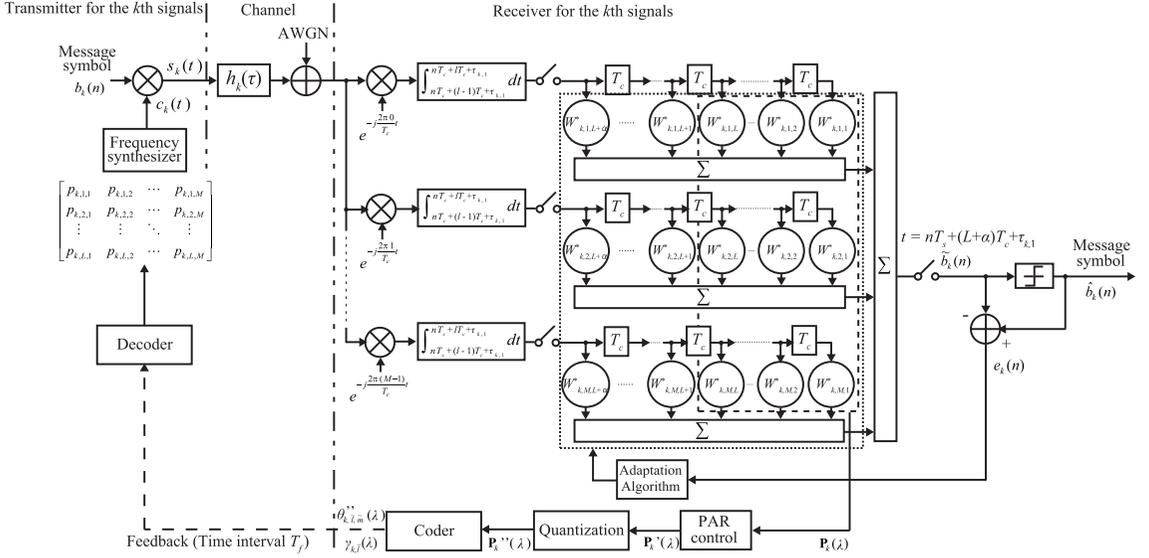


図1 FC/MH-CDMA の送受信機  
Fig.1 Transmitter and receiver for the FC/MH-CDMA.

アルゴリズムを用いる [2], [3].

$$\mathbf{W}_k(n+1) = \mathbf{W}_k(n) + \frac{\mu}{\|\mathbf{R}_k(n)\|_F^2} \mathbf{R}_k(n) e_k^*(n) \quad (4)$$

ここで、 $\mu$  はステップゲイン、 $*$  は複素共役、 $\|\mathbf{R}_k(n)\|_F$  は  $(L+\alpha) \times M$  個の要素からなる受信信号行列  $\mathbf{R}_k(n)$  の Frobenius ノルムで

$$\|\mathbf{R}_k(n)\|_F = \sqrt{\sum_{l=1}^{L+\alpha} \sum_{m=1}^M |r_{k,l,m}(n)|^2} \quad (5)$$

$r_{k,l,m}(n)$  は  $k$  番信号の受信機において、受信信号に対して周波数毎、チップごとに検出したサンプル値、 $e_k(n)$  は

$$e_k(n) = \hat{b}_k(n) - \text{tr}[\mathbf{W}_k^H(n) \mathbf{R}_k(n)] \quad (6)$$

$^H$  は行列の複素共役転置、 $\text{tr}[\cdot]$  は行列の主対角要素の和、 $\hat{b}_k(n)$  は複素メッセージシンボル  $b_k(n)$  の推定で、適応 FIR フィルタの出力  $\tilde{b}_k(n) = \text{tr}[\mathbf{W}_k^H(n) \mathbf{R}_k(n)]$  の実部及び虚部それぞれの正負を判定した次式である。

$$\hat{b}_k(n) = \text{sgn}[\text{Re}[\tilde{b}_k(n)]] + j \text{sgn}[\text{Im}[\tilde{b}_k(n)]] \quad (7)$$

ここで  $\text{sgn}[\cdot]$  はシグナム関数、 $\text{Re}[\cdot]$  は複素数の実部、 $\text{Im}[\cdot]$  は虚部を表す。

$k$  番信号の受信機は、適応 FIR フィルタの重みの一部を  $T_f$  [s] 間隔で送信機に  $N_f$  回フィードバックする。 $\lambda$  回目 ( $\lambda = 1, 2, \dots, N_f$ ;  $N_f$  はフィードバック回数) のフィードバックにより、ホッピングパターンの要素  $p_{k,l,m}$  が適応 FIR フィルタの重み  $w_{k,l,m}$  により書き換えられる。そのため、フィードバックされるホッピングパターン  $\mathbf{P}_k(\lambda)$  は適応 FIR フィルタの重みを用いて次式で表現される。

$$\mathbf{P}_k(\lambda) = \begin{bmatrix} w_{k,1,1} & w_{k,1,2} & \cdots & w_{k,1,M} \\ w_{k,2,1} & w_{k,2,2} & \cdots & w_{k,2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{k,L,1} & w_{k,L,2} & \cdots & w_{k,L,M} \end{bmatrix} \quad (8)$$

本研究では、 $\mathbf{P}_k(\lambda)$  に基づいて生成される FC/MH-CDMA 信号の PAR を小さくするために、提案アルゴリズムにより  $\mathbf{P}_k(\lambda)$  を  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  に加工する。更に、フィードバック情報を削減するために、量子化により  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  を  $\mathbf{P}''_k(\lambda)$  に加工する。

## 2.2 PAR 低減アルゴリズム

### 2.2.1 従来アルゴリズム [4]

従来アルゴリズムでは、まず最初に比較的小さな PAR の信号を生成するホッピングパターンを高速に生成して、その後 PAR が目標値  $\text{PAR}_t$  になるようゆっくりとホッピングパターンを加工する。

本研究では、 $k$  番ユーザの信号波形  $c_k(t)$  の PAR を

次式と定義する.

$$\text{PAR} = \frac{\max_{0 \leq t < T_s} |c_k(t)|^2}{1/T_s \int_0^{T_s} |c_k(t)|^2 dt} \quad (9)$$

上式により PAR を評価すると,  $c_k(t)$  がシングル  
トーン信号のときに PAR は最小値 0dB となる.

従来アルゴリズムは次のとおりである.

- 1)  $L$  行  $M$  列の行列  $\mathbf{P}_k(\lambda)$  の各要素の絶対値を求め, 行 (チップ) ごとに絶対値が最大となる要素を残した行列を  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$ ,  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  以外の要素を残した行列を  $\tilde{\mathbf{P}}_k(\lambda)$  に格納する.
- 2)  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  を用いて求めた信号波形  $c'_k(t)$  の PAR を計算し,  $\xi_k$  とする.
- 3)  $\xi_k$  と目標値  $\text{PAR}_t$  とを比較し,  $\xi_k$  が  $\text{PAR}_t$  以上になるかまたは,  $\mathbf{P}'_k(\lambda) = \mathbf{P}_k(\lambda)$  になれば 5) に進み, そうでなければ 4) に進む.
- 4)  $\tilde{\mathbf{P}}_k(\lambda)$  の要素の中から絶対値が最大となる要素  $p_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  を探索し, その要素の行番号を  $\tilde{l}$  ( $1 \leq \tilde{l} \leq L$ ), 列番号を  $\tilde{m}$  ( $1 \leq \tilde{m} \leq M$ ) とする.  $p_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  を  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  の  $\tilde{l}$  行  $\tilde{m}$  列に格納し,  $\tilde{\mathbf{P}}_k(\lambda)$  の  $\tilde{l}$  行  $\tilde{m}$  列の値は  $p_{k,\tilde{l},\tilde{m}} = 0$  とする. 2) に戻る.
- 5)  $\xi_k$  が  $\text{PAR}_t$  以下になるまで 6) の処理を繰り返す.
- 6) 信号波形  $c'_k(t)$  の絶対振幅  $|c'_k(t)|$  の最大値をもつチップの番号  $l'$  ( $1 \leq l' \leq L$ ) を探索し, ホッピングパターン  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  の  $l'$  行内にある絶対値が最小の要素の列番号  $m'$  ( $1 \leq m' \leq M$ ) を探索する. そして,  $p'_{k,l',m'}$  をより小さな  $\rho \cdot p_{k,l',m'}$  ( $0 < \rho < 1$ ) に置き換える. ホッピングパターン  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  を用いて PAR を計算し,  $\xi_k$  とする.

ここで, 2) で PAR を求めた回数を  $\nu_1$ , 6) で PAR を求めた回数を  $\nu_2$  とする.

### 2.2.2 提案アルゴリズム

提案アルゴリズムは, 信号波形の各チップに最も大きなトーンのみを残し, 更にそのトーンの大さを強制的に等しくすることで, 信号波形の各チップが大きさの等しいシングルトーンとなるようにホッピングパターンを加工する.

提案アルゴリズムは次のとおりである.

- 1)  $L$  行  $M$  列のゼロ行列  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  を用意する.
- 2)  $\mathbf{P}_k(\lambda)$  の各行  $\tilde{l}$  ( $1 \leq \tilde{l} \leq L$ ) の要素の中から絶対値が最大となる要素  $p_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  を探索し, その要素の列番号を  $\tilde{m}$  ( $1 \leq \tilde{m} \leq M$ ) とする.
- 3)  $p_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  の大きさを 1 にした  $p_{k,\tilde{l},\tilde{m}}/|p_{k,\tilde{l},\tilde{m}}|$  を行列  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  の要素  $p'_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  に格納する.

提案アルゴリズムによって生成されたホッピングパターン  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  の要素の絶対値は常に 1 になるため, 複雑な振幅情報をフィードバックする必要はない. そのため, 位相情報のみを送信機にフィードバックすればよい.

### 2.3 量子化

送信機にフィードバックする位相情報は連続値であるため, フィードバック情報を削減するために量子化を行う.  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  の非零要素  $p'_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  を極座標表現すると  $p'_{k,\tilde{l},\tilde{m}} = e^{j\theta'_{k,\tilde{l},\tilde{m}}}$  ( $-\pi \leq \theta'_{k,\tilde{l},\tilde{m}} < \pi$ ) となる. この位相情報  $\theta'_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  を量子化した  $\theta''_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  と  $p'_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  の列番号  $\gamma_{k,\tilde{l}} = \tilde{m}$  を送信機にフィードバックする. 量子化にミッドトレッド型一様量子化器と呼ばれる出力に 0 を含む量子化器を用いると,  $\theta''_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  は次式で与えられる.

$$\theta''_{k,\tilde{l},\tilde{m}} = \frac{\pi}{2^{q_2-1}} \left[ \frac{\theta'_{k,\tilde{l},\tilde{m}} 2^{q_2-1}}{\pi} \right]_{\text{round}} \quad (10)$$

ここで,  $[\cdot]_{\text{round}}$  は最も近い整数への丸め,  $q_2$  は位相情報一つあたりの量子化ビット数である.

送信機はフィードバックされた  $\theta''_{k,\tilde{l},\tilde{m}}$  と  $\gamma_{k,\tilde{l}}$  からホッピングパターン  $\mathbf{P}''_k(\lambda)$  を再構成し, 新たなホッピングパターン  $\mathbf{P}_k(\lambda+1)$  として用いる.

なお, 従来アルゴリズムで生成される  $\mathbf{P}'_k(\lambda)$  は, 各要素を  $q_1$  [bits] で量子化するものとする.

### 3. 性能評価

#### 3.1 通信路環境

本研究では, 図 2 に示す指数型電力遅延プロファイルをもつ 6 波マルチパスモデル ( $I_k = 6$ ) で性能を評価する.  $|h_{k,i}|$  の相対強度は  $20\log_{10}(|h_{k,i+1}|/|h_{k,i}|) = -3\text{dB}$  ( $i = 1, 2, \dots, I_k - 1$ ),  $\tau_{k,i}$  は  $\tau_{k,i+1} - \tau_{k,i} = \frac{L+1}{16} T_c$  ( $\approx \frac{1}{16} T_s$ ) とする. また,  $\tau_{k,1}$  と  $\varphi_{k,i}$  はそれぞれ

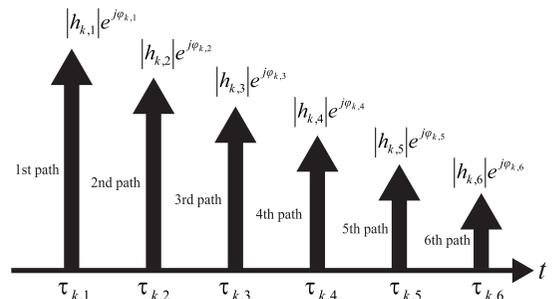


図 2 通信路モデル  
Fig. 2 Channel model.

表1 シミュレーション条件  
Table 1 Common specifications.

Message	QPSK
$L$	7
$\alpha$	7
$M$	8
$T_f$	$10^4 T_s$
$\rho$ (Conventional algorithm)	0.9
$\Delta_k$	Uniform distribution in $[0, T_f]$
Adaptive filter	N-LMS( $\mu=0.1$ )

れ  $[0, T_s]$  と区間  $[0, 2\pi)$  で一様分布に従うランダム変数とする。

### 3.2 評価条件

FC/MH-CDMA では、フィードバックの繰り返しによりホッピングパターンのトレーニングが行われる。本研究では初期トレーニング期間を  $t < (N_f + 1)T_f + \Delta_k + \tau_{k,1}$ 、初期トレーニング期間後の  $t \geq (N_f + 1)T_f + \Delta_k + \tau_{k,1}$  を定常期間と定義し、定常期間での BER 性能で評価する。初期トレーニングに用いられるパイロットデータシンボルの予備知識を受信機がもっているものとする。すなわち、初期トレーニング期間においては図1の  $\hat{b}_k(n)$  を  $\hat{b}_k(n) = b_k(n)$  と仮定する。定常期間においては、受信機のフィルタ重みの更新だけを行う。受信機は所望信号の1波目に同期しているものとする。送信に用いられる信号波形は式(1)及び(2)であり、波形整形フィルタによる波形整形は行われない。BERはランダムに選んだ  $\tau_{k,1}$  と  $\varphi_{k,i}$  にわずかに依存するため10回の平均BERで示す。その他のシミュレーション条件を表1に示す。

従来アルゴリズムでは、目標値  $\text{PAR}_t$  に近い PAR を得るためには量子化ビット数がある程度大きな値に選ぶ必要がある。このことを示したのが図3である。図3の縦軸 Average largest PAR は、 $K$  通りの信号の中から PAR が最大の信号の PAR を求め、それを試行回数10回で平均化した値である。この図から、量子化ビット数  $q_1$  を  $q_1 = 14$  [bits] 程度に選ぶと、 $K$  通りの全ての信号の PAR が目標値  $\text{PAR}_t$  に近い値になることが分かる。そこで、本論文では従来アルゴリズムの  $q_1$  を  $q_1 = 14$  [bits] とする。このとき、従来アルゴリズムのフィードバック一回あたりのフィードバック情報は  $LMq_1 = 7 \times 8 \times 14 = 784$  [bits] となる。

### 3.3 評価結果

多元接続数  $K=32$ ,  $E_b/N_0=9.6\text{dB}$ , フィードバック回数  $N_f = 10$  の場合の提案アルゴリズムの量子化ビット数  $q_2$  と BER の関係を求めた結果を図4に示す。こ

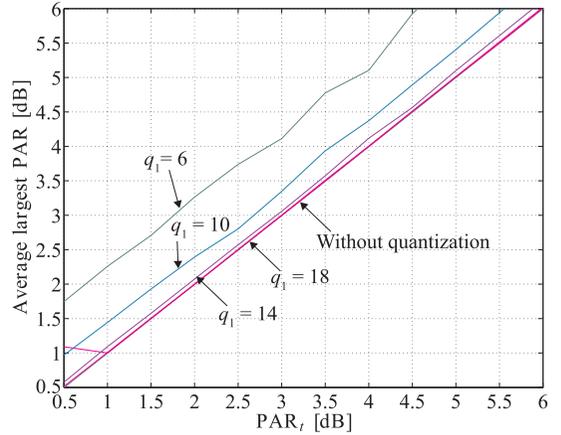


図3 従来アルゴリズムによる PAR に量子化が及ぼす影響 ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, N_f = 10$ )

Fig.3 PAR vs the number of quantization bits for the conventional algorithm ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, N_f = 10$ ).

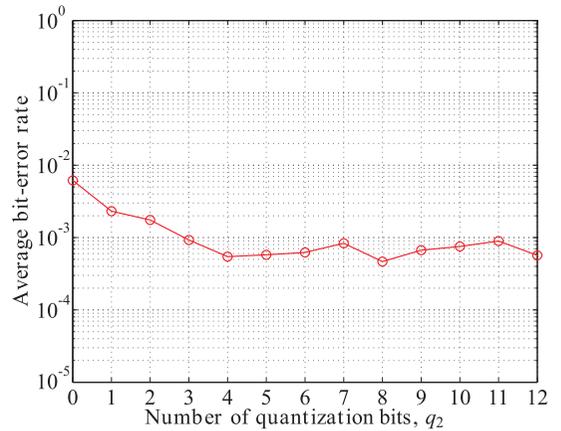


図4 提案アルゴリズムの量子化ビット数と BER の関係 ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, N_f = 10$ )

Fig.4 BER vs the number of quantization bits for the proposed algorithm ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, N_f = 10$ ).

の図から分かるように、 $q_2 \geq 4$  で BER が十分小さくなる。 $q_2$  が小さいほどフィードバック情報は少なくなるので、以下では  $q_2 = 4$  で量子化を行う。なお、このとき、フィードバック一回あたりのフィードバック情報は、ホッピングパターンの非零要素の位相情報  $L$  チップ分の  $Lq_2$  [bits] と、非零要素の列番号を表すための情報量  $L$  チップ分  $L \log_2 M$  [bits] の和となる。したがって、 $Lq_2 + L \log_2 M = 7 \times 4 + 7 \times \log_2 8 = 49$  [bits] となり、従来アルゴリズムの  $1/16 (= 49/784)$

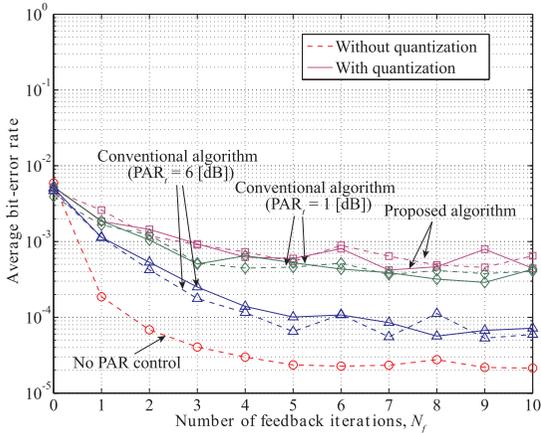


図 5 フィードバック回数と BER の関係 ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, q_1 = 14, q_2 = 4$ )  
 Fig. 5 BER vs the number of feedback iterations ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, q_1 = 14, q_2 = 4$ ).

の情報量となる。

$K=32, E_b/N_0=9.6\text{dB}, q_2 = 4$  の場合の提案アルゴリズムのフィードバック回数と BER の関係を図 5 に示す。図 5 より、提案アルゴリズムは PAR の目標値  $\text{PAR}_t$  が 1dB の従来アルゴリズムと同等の特性が得られることが分かる。一方で、従来アルゴリズムで比較的大きな PAR に制御した場合 ( $\text{PAR}_t = 6\text{dB}$ ) や PAR を制御しない場合と比較すると、提案アルゴリズムにより得られる BER は大きくなる事が分かる。

図 6 に  $K=32, E_b/N_0=9.6\text{dB}, N_f = 10$  の場合の PAR の相補累積分布を示す。図 6 から分かるように、提案アルゴリズムで生成されるホッピングパターンの信号波形の PAR は 0dB を達成する。これは、各チップが等しい大きさのシングルトーンからなる信号波形の PAR は 0dB になるからである。提案アルゴリズムの量子化が PAR に影響しないことも分かる。

図 7 に  $K=32, N_f = 10$  の場合の FC/MH-CDMA の BER 特性を示す。図 7 より、 $\text{PAR}_t = 1\text{dB}$  の従来アルゴリズムと PAR が 0dB の提案アルゴリズムを BER が  $10^{-5}$  となる  $E_b/N_0$  で比較すると、提案アルゴリズムにより得られる BER 特性は約 0.5dB 劣ることが分かる。

最後に、提案アルゴリズムと従来アルゴリズムの計算量を複素乗算回数で比較する。従来アルゴリズムの複素乗算回数は  $\nu_1(N) + \nu_2(N + 2LMS + 2M + 2) + N + 2LM$  回、提案アルゴリズムの複素乗算回数は  $2LM + 2L$  回となる。ここで、 $S$  はオーバーサン

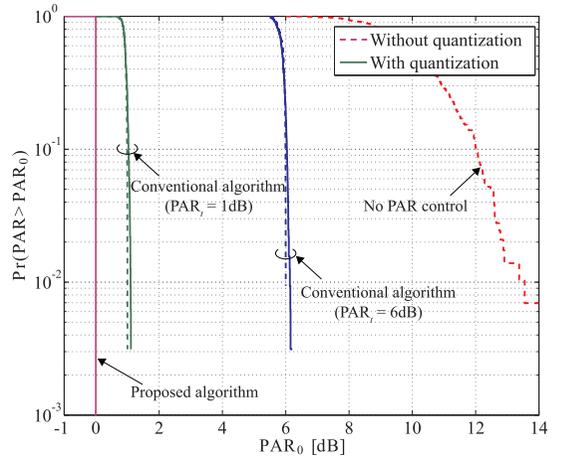


図 6 PAR の相補累積分布 ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, N_f = 10, q_1 = 14, q_2 = 4$ )  
 Fig. 6 Complementary cumulative distribution function of PAR ( $K = 32, E_b/N_0 = 9.6\text{dB}, N_f = 10, q_1 = 14, q_2 = 4$ ).

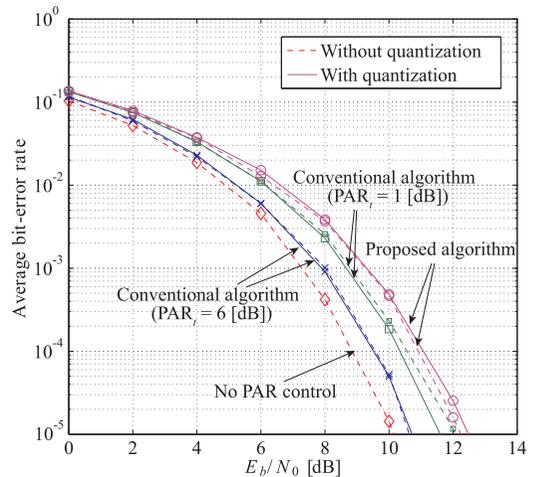


図 7 BER 特性 ( $K = 32, N_f = 10, q_1 = 14, q_2 = 4$ )  
 Fig. 7 BER characteristics ( $K = 32, N_f = 10, q_1 = 14, q_2 = 4$ ).

プリング数、 $N$  は PAR を 1 回計算するために必要な複素乗算回数であり、次式となる。

$$N = \frac{LM}{2} \log_2 M + 2LMS + 1 \quad (11)$$

$K=32, E_b/N_0=9.6\text{dB}, \text{PAR}_t = 1\text{dB}$  の条件で従来アルゴリズムの  $\nu_1, \nu_2$  を求めた結果、 $\nu_1 = 1, \nu_2 = 18$  となった。よって、複素乗算回数は 23640 回となる。目標  $\text{PAR}_t = 6\text{dB}$  のときには  $\nu_1 = 4, \nu_2 = 7$  となった。よって、このときの複素乗算回数は 12458 回となる。

量子化ビット数  $q_2 = 4$  という条件で提案アルゴリズムの複素乗算回数を求めると 126 回となる。したがって、提案 PAR 低減アルゴリズムの計算量は、 $\text{PAR}_t = 1\text{dB}$  の従来アルゴリズムの約 0.53% に、 $\text{PAR}_t = 6\text{dB}$  の従来アルゴリズムの約 1.01% になる。

#### 4. む す び

本論文では、計算量を大幅に削減しつつ FC/MH-CDMA 信号の PAR を最小化できる PAR 低減アルゴリズムを提案した。提案アルゴリズムを非同期上り回線マルチパス環境において BER, PAR, 計算量, フィードバック情報量によって評価した。提案アルゴリズムで生成されるホッピングパターンにより、FC/MH-CDMA 信号の PAR を 0dB にできるだけでなく、従来のアルゴリズムの計算量を大幅に削減できることを明らかにした。

#### 文 献

[1] T. Miyatake, K. Chiba, M. Hamamura, and S.

Tachikawa, "Asynchronous, decentralized DS-CDMA using feedback-controlled spreading sequences for time-dispersive channels," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.1, pp.53–61, Jan. 2008.

- [2] K. Chiba and M. Hamamura, "Multitone-hopping CDMA using feedback-controlled hopping pattern for decentralized multiple access," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E91-A, no.12, pp.3723–3730, Dec. 2008.
- [3] K. Chiba and M. Hamamura, "Iterative algorithm for reducing the peak-to-average power ratio of feedback-controlled multitone-hopping CDMA signals," IEICE Trans. Commun., vol.E93-B, no.11, pp.3072–3082, Nov. 2010.
- [4] K. Fukunaga and M. Hamamura, "On the peak-to-average power ratio reduction algorithm for feedback-controlled multitone-hopping CDMA signals," IEICE Technical Report, WBS2011-16, July 2011.
- [5] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd ed., Prentice Hall, New Jersey, 1996.

(平成 25 年 3 月 28 日受付, 6 月 24 日再受付)