

# フィルタバンクマルチキャリア信号のピーク電力特性について

1190329 篠木 宇之 【ワイヤレスネットワーク研究室】

## 1 はじめに

多数の通信端末がインターネットに接続される IoT を考慮した次世代通信では、高い周波数利用効率や、低消費電力化が求められている。オフセット QAM (offset quadrature amplitude modulation: OQAM) を用いるフィルタバンクマルチキャリア (filter-bank multicarrier: FBMC) 方式は、高い周波数利用効率を得られる。しかし、FBMC/OQAM 方式では、送信波形のピーク対平均電力比 (peak-to-average power ratio: PAR) が大きいという問題がある [2]。

本研究では、クリッピングとフィルタリング (clipping and filtering: CAF) を FBMC/OQAM 方式に適用し、ピーク電力の低減を行う [3]。FBMC/OQAM 方式と CAF を用いた FBMC/OQAM 方式において、PAR とパワースペクトルを比較し、性能を評価する。

## 2 FBMC 信号と PAR

FBMC/OQAM 送信信号  $x(t)$  は次式で表される。

$$x(t) = x^{(R)}(t) + x^{(I)} * \delta(t - \frac{1}{2}T) \quad (1)$$

このとき、 $x^{(R)}(t), x^{(I)}(t)$  は次式で与えられる。

$$x^{(R)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(t-nT) \sum_{m=1}^M e^{j2\pi \frac{m-1}{T}t} j^{m-1} b_{m-1,n}^{(R)} \quad (2)$$

$$x^{(I)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(t-nT) \sum_{m=1}^M e^{j2\pi \frac{m-1}{T}t} j^m b_{m-1,n}^{(I)} \quad (3)$$

ここで、 $m(m = 1, 2, \dots, M)$  はサブキャリア番号、 $M$  はサブキャリア数、 $b_{m,n}$  は  $m$  番サブキャリアによって伝送される  $n$  番 QAM メッセージシンボル、 $b_{m,n}^{(R)} = \text{Re}[b_{m,n}]$ 、 $b_{m,n}^{(I)} = \text{Im}[b_{m,n}]$  は  $b_{m,n}$  の実部と虚部、 $T$  [s] はメッセージシンボル長、 $h(t)$  は文献 [1] で用いられている PHYDYAS フィルタである。

FBMC/OQAM 信号の PAR は次式で定義される。

$$\text{PAR}_n = \frac{\max_t |x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}}, \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (4)$$

$\text{PAR}_n$  を確率変数として扱い、その分布を評価する。一般には  $\text{PAR}_n$  がある閾値を超える確率、つまり  $\text{PAR}_n$  の相補累積分布補関数 (complementary cumulative distribution function: CCDF) によって評価を行う。

## 3 Clipping and filtering (CAF)

クリッピングは、入力信号の振幅が閾値を超えた場合、振幅の値を閾値に変換する方法である。FBMC/OQAM 信号  $x(t)$  の位相を  $\phi$ 、閾値を  $A$  とすると、クリッピング後の出力信号は次式で与えられる。

$$\tilde{x}(t) = \begin{cases} x(t), & x(t) < A \\ Ae^{j\phi}, & x(t) > A \end{cases} \quad (5)$$

閾値と信号の実効値の比はクリッピング比と呼ばれ、次式で定義される。

$$\gamma = \frac{A}{\sqrt{E\{|x(t)|^2\}}} \quad (6)$$

FBMC/OQAM 信号をクリップすると、帯域外歪み成分が発生する。歪み成分をフィルタで除去する手法がフィルタリングである。フィルタリングでは、FBMC/OQAM 信号のスペクトルにおける帯域外歪み成分を 0 に変換し、IDFT (inverse discrete Fourier transform: 逆離散フーリエ変換) を施す。

## 4 性能評価

サブキャリア数  $M = 64$ 、変調方式は QPSK 変調、クリッピング比  $\gamma = 1.0, 1.5, 2.0$  として PAR を求める。図 1 は、従来の FBMC/OQAM 方式と、CAF を用いた FBMC/OQAM 方式の PAR の CCDF を示している。CAF を用いた FBMC/OQAM 方式が従来の FBMC/OQAM 方式よりも PAR を低減できていることが分かる。

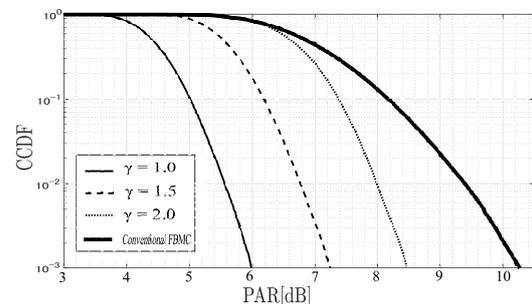


図 1 CAF を用いた FBMC における PAR の CCDF

## 5 まとめ

本研究では、従来の FBMC/OQAM 方式に CAF を適用することで、従来の FBMC/OQAM 方式よりも PAR が低減できることを示した。本梗概では PAR の比較のみを示した。

## 参考文献

- [1] C. Kim, Y.H. Yun, and K. Kim, "Introduction to QAM-FBMC: From waveform optimization to system design," IEEE Communications Magazine, vol.54, no. 11, pp. 66-73, Nov. 2016.
- [2] S. Lu, D. Qu, and Y. He, "Sliding window tone reservation technique for the peak-to-average power ratio reduction of FBMC-OQAM signals," IEEE Wireless Communications Letters, vol.1, no. 4, pp.268-271, Aug. 2012.
- [3] 落合秀樹, "OFDM システムにおけるピーク電力低減技術," 信学技報, WBS2006-34, pp.25-30, Oct. 2006.