

# 周波数領域符号を適用した QAM-FBMC 方式

1215089 高田 駿督 【ワイヤレスネットワーク研究室】

## QAM-FBMC Systems Using Frequency-domain Code

1215089 Shunsuke Takata 【Wireless Communications & Networking Lab.】

### 1 はじめに

IoTの普及に伴い、より高い周波数利用効率を実現できる新しい通信方式の設計が求められるようになってきた。現在幅広く用いられている直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 方式よりも高い周波数利用効率を実現できる方式として、QAMを用いたフィルタバンクマルチキャリア (filter-bank multicarrier: FBMC) 方式が提案されている [1],[2]。QAM-FBMC 方式では、1種類以上用いるプロトタイプフィルタの選び方により、OFDM 方式よりも帯域外スペクトルを小さく抑えることができる。しかし、各サブキャリアが直交しなければ、ビット誤り率 (bit-error rate: BER) 特性が悪化してしまう。

本研究では、QAM-FBMC 方式の BER 特性の改善を目的として、周波数領域符号を QAM-FBMC 信号に適用した符号化 QAM-FBMC 方式を提案する。提案方式に必要な符号を生成し、これによる BER 特性の改善効果を明らかにする。

### 2 符号化 QAM-FBMC 方式の提案

#### 2.1 提案方式

サブキャリア数及び同時に送信する QAM メッセージシンボル数を  $M$  としたとき、提案の符号化 QAM-FBMC 方式は、 $N_f$  種類のプロトタイプフィルタそれぞれに  $\frac{M}{N_f}$  個の QAM メッセージシンボルと  $\frac{M}{N_f}$  行  $\frac{M}{N_f}$  列の符号を割り当て、QAM-FBMC 信号を符号化する。プロトタイプフィルタの時間応答  $h_q(t)$  ( $q = 1, 2, \dots, N_f$ ) は次式のものを選ぶ。

$$h_q(t)|_{|t|>\frac{LT}{2}} = 0 \quad (1)$$

ここで、 $L$  は QAM メッセージシンボル長  $T$  [s] で正規化した  $h_q(t)$  の長さである。

$q$  番プロトタイプフィルタに割り当てられた、長さ  $\frac{M}{N_f}$  の複素数又は実数の  $u$  番系列  $\mathbf{c}_{(q,u)} \in \mathbb{C}^{\frac{M}{N_f} \times 1}$  ( $u = 1, 2, \dots, \frac{M}{N_f}$ ) の  $m$  番要素 ( $m = 1, 2, \dots, \frac{M}{N_f}$ ) を  $c_{(q,u),m}$  とすると、符号化された QAM-FBMC 信号  $c_{(q,u)}(t)$  は次式となる。

$$c_{(q,u)}(t) = h_q(t) \sum_{m=1}^{\frac{M}{N_f}} c_{(q,u),m} e^{j2\pi \frac{(N_f(m-1)+(q-1))}{T} t} \quad (2)$$

$q$  番プロトタイプフィルタに割り当てられた  $u$  番系列によって符号化される  $n$  番 QAM メッセージシンボルを  $b_{(q,u),n}$  とすると、 $b_{(q,u),n}$  のインパルス列を  $T$  [s] 間隔で並べたメッセージ信号  $b_{(q,u)}(t)$  は次式となる。

$$b_{(q,u)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{(q,u),n} \delta(t - nT) \quad (3)$$

ここで、 $E[b_{(q,u),n}^* b_{(q',u'),n'}] = \{1 (q = q', u = u', n = n'), 0 (\text{otherwise})\}$  である。

式 (2),(3) より送信信号  $x(t)$  は次式となる。

$$x(t) = \sum_{q=1}^{N_f} \sum_{u=1}^{\frac{M}{N_f}} c_{(q,u)}(t) * b_{(q,u)}(t) \quad (4)$$

加法性白色ガウス雑音 (additive white Gaussian noise: AWGN) 通信路における受信信号  $y(t)$  は次式となる。

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (5)$$

受信機では、次式のように受信信号  $y(t)$  をマッチトフィルタ  $c_{(q,u)}^*(-t)$  に入力して  $r_{(q,u)}(t)$  を得る。

$$\begin{aligned} r_{(q,u)}(t) &= c_{(q,u)}^*(-t) * y(t) \\ &= \sum_{n'=-\infty}^{\infty} \sum_{q',u'} c_{(q,u),(q',u')}(t - n'T) b_{(q',u'),n'} \\ &\quad + \eta_{(q,u)}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $(\cdot)^*$  は複素共役を表す。また、 $c_{(q,u),(q',u')}(t)$  と  $\eta_{(q,u)}(t)$  は次式となる。

$$\begin{aligned} c_{(q,u),(q',u')}(t) &= \sum_{m,m'} c_{(q,u),m}^* c_{(q',u'),m'} \\ &\quad \cdot h_{(q,m)}^*(-t) * h_{(q',m')}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\eta_{(q,u)}(t) = c_{(q,u)}^*(-t) * n(t) \quad (8)$$

ここで、 $h_{(q,m)}(t)$  は次式となる。

$$h_{(q,m)}(t) = h_q(t) e^{j2\pi \frac{(N_f(m-1)+(q-1))}{T} t} \quad (9)$$

$r_{(q,u)}(t)$  を  $t = nT$  のタイミングで検出した値が QAM メッセージシンボル  $\tilde{b}_{(q,u),n}$  となる。

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{(q,u),n} &= b_{(q,u),n} + \sum_{\substack{n'=-\infty \\ n \neq n'}}^{\infty} c_{(q,u),(q,u)}((n-n')T)b_{(q,u),n'} \\ &+ \sum_{n'=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{q',u' \\ (q,u) \neq (q',u')}} c_{(q,u),(q',u')}((n-n')T)b_{(q',u'),n'} \\ &+ \eta_{(q,u)}(nT) \end{aligned} \quad (10)$$

## 2.2 提案方式の符号

まず、検出した  $\tilde{b}_{(q,u),n}$  に含まれる干渉成分の平均電力を求める。式 (10) の第 2, 3 項が干渉成分であり、その平均電力  $P(\mathbf{c}_{(q,u)})$  は次式となる。

$$\begin{aligned} P(\mathbf{c}_{(q,u)}) &= \sum_{\substack{n,n' \\ n \neq n'}} |c_{(q,u),(q,u)}((n-n')T)|^2 \\ &+ \sum_{n,n'} \sum_{\substack{q',u' \\ (q,u) \neq (q',u')}} |c_{(q,u),(q',u')}((n-n')T)|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

上式の電力を最小にする符号を生成する。これを次のように定式化する。

$$\begin{aligned} \arg \min_{\mathbf{C}=\{\mathbf{c}_{(q,u)}\}} J(\mathbf{C}) &= \sqrt{\sum_{q,u} |P(\mathbf{c}_{(q,u)})|^2} \\ \text{s.t. } \|\mathbf{c}_{(q,u)}\| &= 1 \text{ for all } q, u \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $\|\cdot\|$  はノルム、 $J(\mathbf{C})$  は目的関数、 $\mathbf{C}$  は  $\mathbf{c}_{(q,u)}$  の集合である。この最適化問題の解を逐次二次計画 (sequential quadratic programming: SQP) 法で求める。

## 2.3 使用するプロトタイプフィルタ

本研究では、文献 [1] の 2 種類のプロトタイプフィルタ (プライマリフィルタとセカンダリフィルタ) を用いる。図 1 にプライマリフィルタとセカンダリフィルタの時間応答を示す。ここで、正規化した  $h_q(t)$  の長さは  $L = 4$  である。

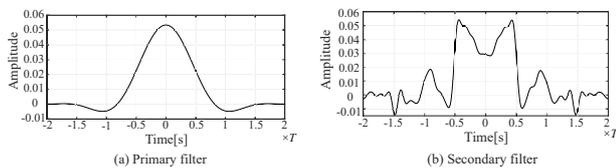


図 1 (a) プライマリフィルタと (b) セカンダリフィルタの時間応答

これらのプロトタイプフィルタを用いることで、QAM-FBMC 方式は OFDM 方式よりも帯域外スペクトルを抑えられるが、各サブキャリアが直交していないため BER 特性が悪化することが知られている。

## 3 性能評価

サブキャリア数が  $M = 64$ 、変調方式が 4QAM(QPSK) の OFDM 方式、QAM-FBMC 方式、提案方式の BER 特

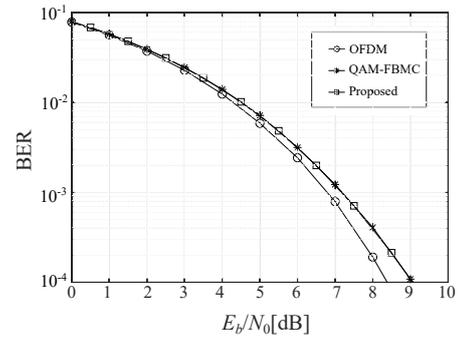


図 2 BER 特性の比較

性を図 2 に示す。図 2 より、QAM-FBMC 方式と提案方式は同等な BER 特性を示し、符号化を施してもサブキャリア間の干渉を抑えられていないことが分かる。

提案方式で生成する符号に含まれる系列の数は、送信する QAM メッセージシンボル数に依存するため、ある整数を  $g (g \geq 0)$  として、メッセージシンボル数と系列数が  $M - g$  の場合の BER の変化を図 3 に示す。図 3 より、

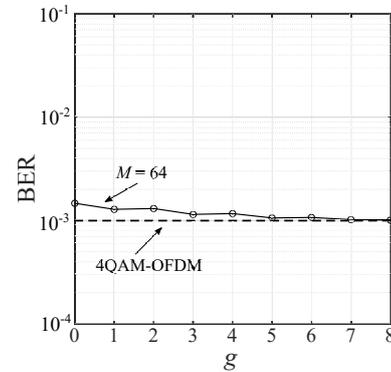


図 3 提案方式における  $g$  の値に対する BER の変化 ( $E_b/N_0 = 6.8\text{dB}$ ,  $M = 64$ )

$g \approx 7$  程度のとき干渉のない 4QAM-OFDM 方式と同等の BER を示すことが分かる。このことから、本研究の例では、約 11% の通信速度の低下 ( $M = 64$ ,  $M - g = 57$ ) を容認するとサブキャリア間の干渉をほぼ抑えられると言える。

## 4 まとめ

本研究では、QAM-FBMC 方式の BER 特性の改善を目的として、符号化 QAM-FBMC 方式を提案し、提案方式に必要な符号を生成した。

## 参考文献

- [1] C. Kim, Y. H. Yun, K. Kim, and J.-Y. Seol, "Introduction to QAM-FBMC: From waveform optimization to system design," IEEE Communications Magazine, vol.54, pp.66-73, Nov. 2016.
- [2] Y. Yun, C. Kim, K. Kim, Z. Ho, B. Lee, and J.-Y. Seol, "A new waveform enabling enhanced QAM-FBMC systems," Proc. IEEE SPAWC 2015, pp.116-120, June 2015.