



OFDM信号の帯域外輻射電力抑圧に適したOrthogonal Precodingの計算量削減

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2018-09-01 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 松井, 貴洋, 太田, 正哉 メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/10466/00016559

OFDM 信号の帯域外輻射抑圧に適した Orthogonal Precoding の計算量削減

松井 貴洋[†] 太田 正哉^{†a)} (正員)

Computational Complexity Reduction of Orthogonal Precoding for Out-of-Band Radiation Suppression in OFDM Signal

Takahiro MATSUI[†], Nonmember and Masaya OHTA^{†a)}, Member[†] 大阪府立大学大学院工学研究科, 堺市

Graduate School of Engineering, Osaka Prefecture University, 1-1 Gakuen-cho, Naka-ku, Sakai-shi, 599-8531 Japan

a) E-mail: ota@eis.osakafu-u.ac.jp

DOI:10.14923/transcomj.2018JBL4002

あらまし Orthogonal Precoding は OFDM 信号に急しゅんなスペクトルノッチを形成しつつ、理想的な誤り率性能を実現できるプリコーディング手法であるが、巨大なプリコーダ行列のため、膨大な計算量が必要となる。そこで本論文では、Orthogonal Precoding の計算量を削減するために、プリコードするサブキャリアを一部に限定することで計算量を削減する手法を提案する。数値実験により、提案法が従来法の性能を維持しつつ、計算量を削減できることを示す。

キーワード 直交周波数分割多重, 帯域外輻射電力抑圧, Orthogonal Precoding, 計算量削減

1. ま え が き

直交周波数分割多重方式 (OFDM) は周波数利用効率がよく、高速・大容量伝送を必要とする無線 LAN や移動体通信などの通信システムにおいて広く採用されている。OFDM 信号はシンボル間が不連続に接続されるため送信時に高い帯域外輻射が生じ、他のシステムと干渉する問題がある。この高い輻射を抑圧するためにさまざまな手法が検討されている [1]~[5]。Windowing 法 [4] は帯域外輻射を抑圧する最もシンプルで実用的な手法であるが、バンドエッジにおける輻射電力の減衰が緩やかで、これを急しゅんにするために窓関数のオーバーラップを広くすると、サイクリックプレフィックスの有効長が減少し、フェージングチャネル環境下における誤り率が劣化する。

Orthogonal Precoding [6] は、急しゅんなスペクトルノッチを形成しつつ、理想的な誤り率性能を実現できる手法であるが、巨大なプリコーダ行列を用いてプリコーディング及びデコーディングを行うため、膨大な計算量が必要となる問題がある。これに対し我々はプリコード行列の特異値がほとんど 0 になることを数

値実験により指摘し、これを用いた計算量削減法を提案した [7]。また本手法を改良した QR 分解を用いる計算量削減法を提案し、本手法が計算量を大幅に削減できることを数学的に保証した [8]。

本論文では Orthogonal Precoding の計算量の更なる削減のために、プリコードするサブキャリアを一部に限定することで計算量を削減する手法を提案する。数値実験により、提案法が従来法の性能を維持しつつ、計算量を削減できることを示す。

2. QR 分解による Orthogonal Precoding

文献 [8] の QR 分解による Orthogonal Precoding では OFDM 信号を次式のように定義する。

$$s(t) = \sum_{i=0}^{\infty} s_i(t - iT) \quad (1)$$

ここで $T = T_s + T_g$, T_s は OFDM シンボル周期, T_g はガードインターバル長である。

D 個のデータシンボル $\mathbf{d}_i = [d_{i,0}, \dots, d_{i,D-1}]^T$ より生成される $K (> D)$ 個のプリコーディング後のシンボル $\bar{\mathbf{d}}_i = [\bar{d}_{i,0}, \dots, \bar{d}_{i,K-1}]^T$ を用いて, $s_i(t)$ は次式で計算される。

$$s_i(t) = \sum_{k \in \mathcal{K}} \bar{d}_{i,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} I(t) \quad (2)$$

ここで $I(t)$ は $-T_g \leq t < T_s$ において 1, それ以外で 0 となる矩形窓, $\mathcal{K} = \{k_0, \dots, k_{K-1}\}$ は送信に使用するサブキャリア番号の集合, K はサブキャリア数である。

Orthogonal Precoding では特定の周波数における電力を 0 にするような制約を考え、これを満たすようにデータシンボルをプリコーディングする。具体的には M 個の周波数 $\mathcal{M} = \{f_0, \dots, f_{M-1}\}$ における $s(t)$ のパワースペクトル密度を 0 にする次の制約条件を考える。

$$S_i(f_m) = 0 \quad (m = 0, \dots, M-1) \quad (3)$$

ここで $S_i(f)$ は式 (2) のフーリエ変換

$$S_i(f) = \sum_{k \in \mathcal{K}} \bar{d}_{i,k} a_k(f) \quad (4)$$

$$a_k(f) = T e^{-j\pi(T_s - T_g)(f - \frac{k}{T_s})} \text{sinc}\left(\pi T \left(f - \frac{k}{T_s}\right)\right) \quad (5)$$

であり、また $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ である。

更に式 (3) は次のように行列表現できる。

$$\mathbf{A} \bar{\mathbf{d}}_i = \mathbf{0}_{M \times 1} \quad (6)$$

ただし \mathbf{A} は次式で定義される。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{k_0}(f_0) & \cdots & a_{k_{K-1}}(f_0) \\ \vdots & & \vdots \\ a_{k_0}(f_{M-1}) & \cdots & a_{k_{K-1}}(f_{M-1}) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times K} \quad (7)$$

文献 [8] では $D = K - M$ と考え、式 (6) を満たす $\bar{\mathbf{d}}_i$ を次のように決定する。

$$\bar{\mathbf{d}}_i = \mathbf{G} \mathbf{d}_i \quad (8)$$

ここで \mathbf{G} はプリコーダ行列と呼ばれ、 \mathbf{A}^H の QR 分解

$$\mathbf{A}^H = \mathbf{Q} \mathbf{R} \quad (9)$$

によって得られるユニタリ行列 $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ を用いて次式で定義される。

$$\mathbf{G} = \mathbf{Q} \mathbf{M}_K \in \mathbb{C}^{K \times (K-M)} \quad (10)$$

ここで \mathbf{M}_K は次式で定義される行列で、右からかけることで \mathbf{Q} の後ろの $K - M$ 列が抽出される。

$$\mathbf{M}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{M \times (K-M)} \\ \mathbf{I}_{K-M} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式 (8) で決定された $\bar{\mathbf{d}}_i$ は \mathbf{Q} がユニタリ行列であることから式 (6) を満足する。すなわち M で指定された周波数における電力が 0 となるスペクトルを形成できる。本手法は、サブキャリア数 K に対し $D (= K - M)$ 個のデータシンボルしか送信できないが、制約条件の数 M が K に対して十分小さくても急しゅんなスペクトルノッチを形成できることが文献 [6] で示されている。

受信機側では式 (8) のプリコーディングに対する逆演算である次式のデコーディングを実行し、受信後のデータシンボル $\hat{\mathbf{d}}_i$ を得る。

$$\hat{\mathbf{d}}_i = \mathbf{G}^H \bar{\mathbf{d}}_i \quad (12)$$

ここで $\bar{\mathbf{d}}_i = [\bar{d}_{i,k_0}, \dots, \bar{d}_{i,k_{K-1}}]^T$ はフーリエ変換及びチャンネル等化直後の受信シンボルである。雑音及びフェージングのない伝送路の場合 $\bar{\mathbf{d}}_i = \mathbf{d}_i$ となるため式 (8) 及び式 (12) より $\hat{\mathbf{d}}_i = \mathbf{d}_i$ が得られる。

式 (8) 及び式 (12) は、それぞれ $KD = K(K - M) \simeq K^2$ 回の乗算が必要となるが、次のように $\mathbf{Q} - \mathbf{I}_K$ を QR 分解すると $K \times M$ と $M \times K$ の二つの行列に分解できる [8] ^(注1)。

(注1)：一般に $K \times K$ の行列を QR 分解すると $K \times K$ の二つの行列の積に分解されるが、上述の $\mathbf{Q} - \mathbf{I}_K$ の QR 分解では $K \times M$ 及び $M \times K$ の行列に分解できることが文献 [8] で示されている。

$$\mathbf{Q} - \mathbf{I}_K = \mathbf{X} \mathbf{Y} \quad (13)$$

ここで $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ 、 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ である。したがって $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{Y} \mathbf{M}_K \in \mathbb{C}^{M \times D}$ とおくと $\mathbf{Q} \mathbf{M}_K = \mathbf{M}_K + \mathbf{X} \tilde{\mathbf{Y}}$ と書け、これにより式 (8) 及び式 (12) は、

$$\bar{\mathbf{d}}_i = \mathbf{M}_K \mathbf{d}_i + \mathbf{X} (\tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{d}_i) \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{d}}_i = \mathbf{M}_K^H \bar{\mathbf{d}}_i + \tilde{\mathbf{Y}}^H (\mathbf{X}^H \bar{\mathbf{d}}_i) \quad (15)$$

となり、乗算回数はそれぞれ $(K + D)M$ 回まで削減される ^(注2)。

3. 提案法

本研究では計算量の更なる削減法を提案する。従来法では全てのデータシンボルをプリコーディングの対象としていたが、提案法では D 個のデータシンボルのうち $U (< D)$ 個はプリコーディングせず U 本のサブキャリアを用いてそのまま送信し、残りの $D - U$ 個にプリコーディングを施して $V (= K - U = D - U + M)$ 本のサブキャリアで送信する。プリコーディングしないデータシンボルを $\mathbf{u}_i = [d_{i,0}, \dots, d_{i,U-1}]^T$ 、プリコーディングするデータシンボルを $\mathbf{v}_i = [d_{i,U}, \dots, d_{i,D-1}]^T$ とすると、送信信号は次式で定義される。

$$s_i(t) = \left[\sum_{k \in \mathcal{K}_u} \bar{d}_{i,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} + \sum_{k \in \mathcal{K}_v} \bar{d}_{i,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \right] I(t) \quad (16)$$

ここで $\mathcal{K}_u = \{k_0, \dots, k_{U-1}\}$ 、 $\mathcal{K}_v = \{k_U, \dots, k_{K-1}\}$ は各データシンボルを送信するためのサブキャリア番号の集合であり、また

$$\bar{\mathbf{u}}_i = [\bar{d}_{i,k_0}, \dots, \bar{d}_{i,k_{U-1}}]^T = \mathbf{u}_i \quad (17)$$

とする。 $\bar{\mathbf{v}}_i = [\bar{d}_{i,k_U}, \dots, \bar{d}_{i,k_{K-1}}]^T$ は \mathbf{u}_i 及び \mathbf{v}_i を用いて後述のプリコーディングによって求める。

提案法における制約条件は従来法と同じく式 (3) とする。これを \mathbf{u}_i 及び \mathbf{v}_i を用いて行列表現すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_u & \mathbf{A}_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{u}}_i \\ \bar{\mathbf{v}}_i \end{bmatrix} = \mathbf{A}_u \bar{\mathbf{u}}_i + \mathbf{A}_v \bar{\mathbf{v}}_i = \mathbf{0}_{M \times 1} \quad (18)$$

ここで \mathbf{A}_u 及び \mathbf{A}_v は行列 \mathbf{A} の \mathcal{K}_u 及び \mathcal{K}_v に対応する列を抜き出してできる行列で、 $\mathbf{A}_u \in \mathbb{C}^{M \times U}$ 、 $\mathbf{A}_v \in \mathbb{C}^{M \times V}$ である。

本手法では式 (18) を満たす $\bar{\mathbf{v}}_i$ を次式で決定する。

(注2)： $\mathbf{M}_K \mathbf{d}_i$ 及び $\mathbf{M}_K^H \bar{\mathbf{d}}_i$ はベクトル要素の操作に過ぎないため乗算は不要と考える。

$$\tilde{\mathbf{v}}_i = \mathbf{G}_v \mathbf{v}_i + \mathbf{G}_u \mathbf{u}_i \quad (19)$$

ここで

$$\mathbf{G}_v = \mathbf{Q}_v \mathbf{M}_V \in \mathbb{C}^{V \times (V-M)} \quad (20)$$

$$\mathbf{G}_u = -\mathbf{A}_v^H (\mathbf{A}_v \mathbf{A}_v^H)^{-1} \mathbf{A}_u \in \mathbb{C}^{V \times U} \quad (21)$$

とし、 \mathbf{Q}_v は次の \mathbf{A}_v^H の QR 分解より得られる行列とする。

$$\mathbf{A}_v^H = \mathbf{Q}_v \mathbf{R}_v \quad (22)$$

以上のようにプリコーディングされた $\tilde{\mathbf{u}}_i$ 及び $\tilde{\mathbf{v}}_i$ は制約条件 (18) を満たす。

本手法の受信機側では次式によりデコーディングして受信後のデータシンボル $\hat{\mathbf{u}}_i$ 及び $\hat{\mathbf{v}}_i$ を得る。

$$\hat{\mathbf{u}}_i = \tilde{\mathbf{u}}_i \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_i = \mathbf{G}_v^H (-\mathbf{G}_u \tilde{\mathbf{u}}_i + \tilde{\mathbf{v}}_i) \quad (24)$$

ここで $\tilde{\mathbf{u}}_i = [\tilde{d}_{i,k_0}, \dots, \tilde{d}_{i,k_{U-1}}]^T$ 及び $\tilde{\mathbf{v}}_i = [\tilde{d}_{i,k_U}, \dots, \tilde{d}_{i,k_{K-1}}]^T$ はフーリエ変換及びチャネル等価直後の受信シンボルである。雑音やフェージングのない伝送路の場合 $\tilde{\mathbf{u}}_i = \mathbf{u}_i$, $\tilde{\mathbf{v}}_i = \mathbf{v}_i$ であるので、式 (17), 式 (19), 式 (23), 式 (24) より $\hat{\mathbf{u}}_i = \mathbf{u}_i$ 及び $\hat{\mathbf{v}}_i = \mathbf{v}_i$ が得られる。

式 (19) 及び式 (24) は次の方法により計算量を抑えられる。まず \mathbf{G}_u について、その定義より次のように分解する。

$$\mathbf{G}_u = \mathbf{B} \mathbf{A}_u \quad (25)$$

ここで $\mathbf{B} = -\mathbf{A}_v^H (\mathbf{A}_v \mathbf{A}_v^H)^{-1} \in \mathbb{C}^{V \times M}$ である。また \mathbf{G}_v については元の \mathbf{Q}_v に対して次の QR 分解を計算する。

$$\mathbf{Q}_v - \mathbf{I}_V = \mathbf{X}_v \mathbf{Y}_v \quad (26)$$

ここで $\mathbf{X}_v \in \mathbb{C}^{V \times M}$, $\mathbf{Y}_v \in \mathbb{C}^{M \times V}$ である。今 $\tilde{\mathbf{Y}}_v = \mathbf{Y}_v \mathbf{M}_V \in \mathbb{C}^{M \times (V-M)}$ とおくと、以上より式 (19) は

$$\tilde{\mathbf{v}} = \mathbf{M}_V \mathbf{v}_i + \mathbf{X}_v (\tilde{\mathbf{Y}}_v \mathbf{v}_i) + \mathbf{B} (\mathbf{A}_u \mathbf{u}_i) \quad (27)$$

と整理でき、第 1 項の乗算回数は 0 回、第 2 項は $(2V - M)M$ 回、第 3 項は $(U + V)M$ 回となり、合計 $(3V - M + U)M$ 回となる。

また式 (24) は

$$\tilde{\mathbf{v}}'_i = -\mathbf{B} (\mathbf{A}_u \tilde{\mathbf{u}}_i) + \tilde{\mathbf{v}}_i \quad (28)$$

$$\hat{\mathbf{v}} = \mathbf{M}_V^H \tilde{\mathbf{v}}'_i + \tilde{\mathbf{Y}}_v^H (\mathbf{X}_v^H \tilde{\mathbf{v}}'_i) \quad (29)$$

となり、乗算回数は合計 $(3V - M + U)M$ 回となる。提案法ではプリコーディング、デコーディング共に

従来法との差は $(K - 2V)M$ となり、 $V < K/2$ のとき提案法は乗算回数を低減できる。

4. 数値実験

提案法の性能を評価するために数値実験を行った。実験条件は文献 [6] に基づき、変調方式 QPSK, $T_s = 1/15\text{ms}$, $T_g = 9T_s/128$, $K = 600$, $M = 12$ とし、 $V = 150$ としてパワースペクトル密度 (PSD) 及びビットエラー率 (BER) を測定する。図 1 (a) に PSD を、図 1 (b) にバンドエッジ付近の拡大図を示す。また、図 2 に AWGN チャネル環境下及び文献 [6]

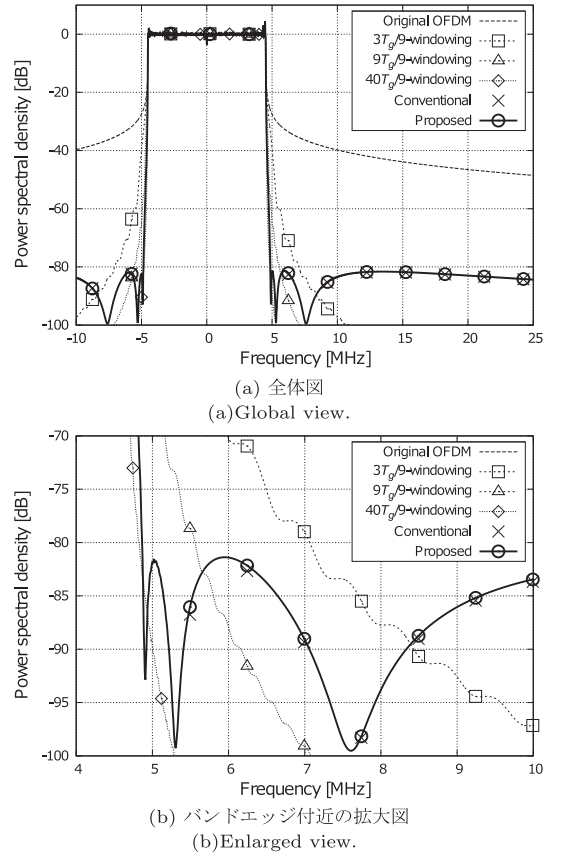


図 1 通常の OFDM, Windowing, 従来の Orthogonal Precoding, 提案法のパワースペクトル密度; $K = 600$ ($\mathcal{K} = \{-300, \dots, -1\} \cup \{1, \dots, 300\}$), $M = 12$ ($\mathcal{M} = \{\pm 7600 \pm 1, \pm 5300 \pm 1, \pm 4900 \pm 1\} \text{kHz}$), $V = 150$ ($\mathcal{K}_v = \{-300, -296, \dots, -8, -4\} \cup \{4, 8, \dots, 296, 300\}$).

Fig. 1 Power spectral density of the original OFDM, Windowed-OFDM, conventional orthogonal precoding, and proposed method; $K = 600$ ($\mathcal{K} = \{-300, \dots, -1\} \cup \{1, \dots, 300\}$), $M = 12$ ($\mathcal{M} = \{\pm 7600 \pm 1, \pm 5300 \pm 1, \pm 4900 \pm 1\} \text{kHz}$), $V = 150$ ($\mathcal{K}_v = \{-300, -296, \dots, -8, -4\} \cup \{4, 8, \dots, 296, 300\}$).

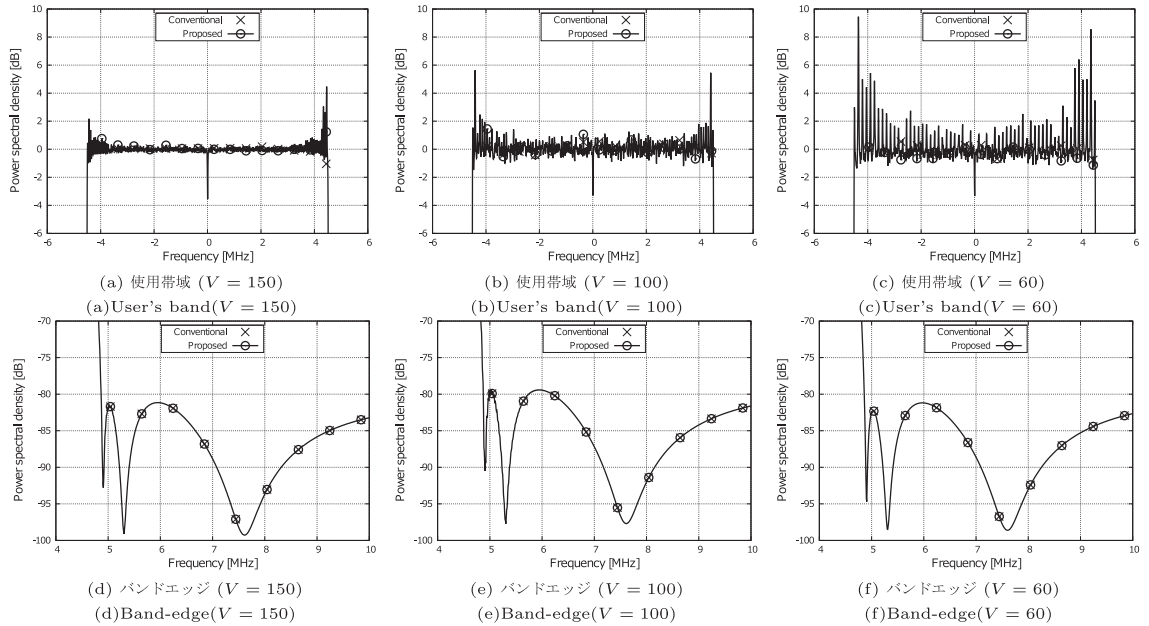


図 3 V に対する PSD 性能
Fig. 3 Power spectral density with various V .

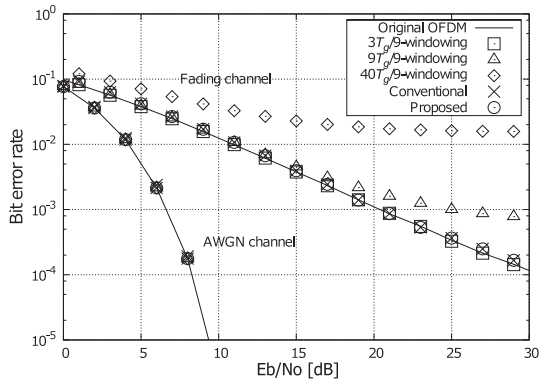


図 2 AWGN チャンネル環境下及びフェージング環境下におけるビット誤り率
Fig. 2 Bit error rate in an AWGN and a fading channel.

に基づくフェージング環境下での BER を示す。比較のため、オーバーラップが $3T_g/9$, $9T_g/9$, $40T_g/9$ の Windowing 法の結果も併記する。

図 1 より Orthogonal Precoding のバンドエッジでのスペクトル形状はオーバーラップが $40T_g/9$ の Windowing 法と同程度で、提案する計算法による Orthogonal Precoding の帯域外輻射抑圧性能は従来法とほぼ等しいことがわかる。また図 2 より Orthogonal Precoding の BER 性能は $3T_g/9$ の Windowing 法と

同程度で、AWGN チャンネル、フェージングチャンネルのいずれにおいても提案法の BER 性能は従来法とほぼ等しいことがわかる。

次に、 $V < K/2$ の条件を満たす $V = 150, 100, 60$ の提案法の PSD 性能を評価する。図 3(a), (b), (c) に使用帯域の PSD を、図 3(d), (e), (f) にバンドエッジ付近の PSD を示す。図 3 より V を小さくすると使用帯域ではプレコードされるサブキャリアの電力が徐々に増加するものの、バンドエッジを含めて帯域外のスペクトル形状に大きな変化は現れないことがわかる。 V の減少に伴う各プリコードサブキャリアの電力増加は、非プリコードサブキャリアの電力を相対的に低下させて誤り率を劣化させる可能性があるが、実験により $V = 60$ まで減らしても誤り率は劣化しないことを確認した。これは V の減少で各プリコードサブキャリアの電力が増大しても、該当するサブキャリア数自体 (= V) が減少するため、誤り率の劣化が限定的になるからであると考えられる。

最後に提案法の計算量削減効果を評価する。表 1 にプリコーディング及びデコーディングに関する複素乗算回数を示す^(注3)。表より従来法と比較して提案法は

(注3)：プリコード行列は送信データに依存せず、QR 分解は送信機設計時に 1 度だけ実行すればよいので、表中の値に QR 分解にかかる計算量は含まれていない。

表 1 複素乗算回数の計算量比較

Table 1 Comparison of computational complexity in multiplications.

method	theoretical	example *
Conventional [8]	$(K + D)M$	14,256 (100%)
Proposed ($V = 150$)	$(3V - M + U)M$	10,656 (74.6%)
Proposed ($V = 100$)		9,456 (66.3%)
Proposed ($V = 60$)		8,496 (59.6%)

(* example: $K = 600, M = 12$)

プリコーディング及びデコーディング双方の計算量を削減できることがわかる。例えば $K = 600, M = 12, V = 150$ のとき、提案法の計算量削減効果は、従来法 [8] と比較して約 74.6% の複素乗算回数で済むことがわかる。

5. むすび

本論文では、QR 分解による Orthogonal Precoding においてプリコードするサブキャリアを一部に限定することで、計算量を削減する手法を提案した。数値実験より、提案法は従来法の性能を維持しつつプリコーディング及びデコーディング双方の計算量を削減できることを確認した。

謝辞 本研究は科研費 (15K06074) の助成を受けたものである。

文 献

- [1] S. Brandes, I. Cosovic, and M. Schnell, "Reduction of out-of-band radiation in OFDM systems by insertion of cancellation carriers," *IEEE Commun. Lett.*, vol.10, no.6, pp.420–422, June 2006.
- [2] I. Cosovic, S. Brandes, and M. Schnell, "Subcarrier weighting: A method for sidelobe suppression in OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol.10, no.6, pp.444–446, June 2006.
- [3] J. van de Beek, "Sculpting the multicarrier spectrum: A novel projection precoder," *IEEE Commun. Lett.*, vol.13, no.12, pp.881–883, 2009.
- [4] T. Weiss, J. Hillenbrand, A. Krohn, and F.K. Jondral, "Mutual interference in OFDM-based spectrum pooling system," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol.4, pp.1873–1877, May 2004.
- [5] A. RezazadehReyhani and B. Farhang-Boroujeny, "Capacity analysis of FBMC-OQAM systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol.21, no.5, pp.999–1002, 2017.
- [6] J. van de Beek, "Orthogonal multiplexing in a subspace of frequency well-localized signals," *IEEE Commun. Lett.*, vol.14, no.10, pp.882–884, 2010.
- [7] H. Kawasaki, M. Ohta, and K. Yamashita, "Computational complexity reduction of orthogonal precoding for sidelobe suppression of OFDM signal," *Proc. 21st Asia-Pacific Conf. on Comm.*, pp.460–463, 2015.
- [8] H. Kawasaki, M. Ohta, and K. Yamashita, "Matrix decomposition of precoder matrix in orthogonal precoding for sidelobe suppression of OFDM signals," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E101-B, no.7, pp.1716–1722, July 2018.

(平成 30 年 3 月 1 日受付, 4 月 25 日再受付,
5 月 16 日早期公開)