

周波数選択性チャネルにおける MIMO-OFDM 信号の B-5 チャネルのヌル空間を活用した演算量削減型 PAPR 抑圧法の検討

Investigation on Complexity-Reduced Adaptive PAPR Reduction Method Using Null Space in MIMO Channel for MIMO-OFDM Signals under Frequency-Selective Fading Channel

山口 令遠
Leon Yamaguchi

樋口 健一
Kenichi Higuchi

東京理科大学 理工学部 電気電子情報工学科
Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology, Tokyo University of Science

1. まえがき

本稿では、MIMO-OFDM 伝送における MIMO チャネルのヌル空間を用いたピークキャンセラ(PC)信号に基づく演算量削減型適応ピーク対平均電力比(PAPR)抑圧法[1, 2]を、チャネルが周波数選択性を有する場合に適用できるように拡張する。

2. MIMO チャネルのヌル空間を用いた適応 PAPR 抑圧法

送信・受信アンテナ数をそれぞれ N, M とし、 $N > M$ とする。伝送帯域は F 個の周波数ブロックに分割され、周波数ブロック f における大きさが $M \times N$ のチャネル行列を \mathbf{H}_f とする。 $N > M$ なので \mathbf{H}_f と直交する大きさが $N \times (N-M)$ の行列 \mathbf{V}_f が存在する(つまり $\mathbf{H}_f \mathbf{V}_f = \mathbf{O}$)。 \mathbf{V}_f の各列ベクトルは正規直交化されているものとする。 \mathbf{V}_f は MIMO チャネル \mathbf{H}_f のヌル空間に相当する。

周波数ブロック f のあるサブキャリアにおける送信ビームフォーミング(BF)後の長さ N の送信データ信号ベクトルを \mathbf{x}_f とする。 PAPR 抑圧のために伝送帯域内に PAPR 抑圧信号が加算されたとする。 周波数ブロック f のあるサブキャリアに加算された PAPR 抑圧信号ベクトルを Δ_f とすると、 $\mathbf{x}_f + \Delta_f$ が送信されるため、 一般には \mathbf{x}_f の伝送品質は Δ_f からの干渉により劣化する。 しかし、 Δ_f をある長さ $N-M$ のベクトル \mathbf{e}_f を用いて $\Delta_f = \mathbf{V}_f \mathbf{e}_f$ と表すことができれば、 受信機が観測する信号ベクトルは $\mathbf{H}_f(\mathbf{x}_f + \Delta_f) = \mathbf{H}_f \mathbf{x}_f + \mathbf{H}_f \mathbf{V}_f \mathbf{e}_f = \mathbf{H}_f \mathbf{x}_f$ となり PAPR 抑圧信号は受信機に現れないため、 伝送品質の劣化を回避できる。

以上が周波数選択性チャネルにおけるチャネルのヌル空間を用いた適応 PAPR 抑圧法の基本原理であり、 従来は、クリッピング・フィルタリング(CF)と PAPR 抑圧信号ベクトルに対するチャネルのヌル制限の適用を繰り返すことにより実現していた(以降、CFCNC と呼ぶ)[3]。 CFCNC は、 繰り返し毎に FFT/IFFT 処理を必要とするため、 演算量の削減が課題であった。

3. 提案する周波数選択性チャネルにおける PCCNC 法

PC 信号に基づくチャネルのヌル空間を用いた演算量削減型適応 PAPR 抑圧法(以降、PCCNC と呼ぶ) [1, 2]を周波数選択性チャネルに適応するよう拡張した提案アルゴリズムを説明する。

OFDM サブキャリアの総数を K とし、 1 周波数ブロック当たりのサブキャリア数を K/F とする。 周波数ブロック f における周波数領域矩形波に相当する時間領域の基本パルス信号を $g_f[t]$ とする。 t は離散時刻を表し、FFT/IFFT ポイント数を Q として、 $t = 0, \dots, Q-1$ である。 $g_f[t]$ は $t = 0$ で振幅が 1 となるような sinc 関数に周波数ブロック f に応じた位相回転を与えた波形である。

PAPR 抑圧処理前の離散時刻 t における各送信アンテナ n での BF 後の時間領域送信データ信号 $x_n[t]$ を並べた長さ N のベクトルを $\mathbf{x}[t] = [x_1[t] \dots x_N[t]]^T$ とする。 提案する PCCNC の j 番目の繰り返し処理での送信信号ベクトルを $\mathbf{x}^{(j)}[t] = [x_1^{(j)}[t] \dots x_N^{(j)}[t]]^T$ とする。 $\mathbf{x}^{(1)}[t] = \mathbf{x}[t]$ である。

提案法での j 番目の繰り返し処理について説明する。 $\mathbf{x}^{(j)}[t]$, $t = 0, \dots, Q-1$ の要素の中でピーク抑圧しきい値 A_{th} を超える最大の振幅を有する要素を得る離散時刻を $\tau^{(j)}$ とする。 このとき提案法は、式(1)に示す周波数ブロック f における長さ N の PC 信号ベクトル $\mathbf{p}_f^{(j)}[t]$ を全 F 周波数ブロック間で平均して得られる PC 信号ベクトルを $\mathbf{x}^{(j)}[t]$ に加算する形で PAPR 抑圧を行う。

$$\mathbf{p}_f^{(j)}[t] = -\mathbf{w}_f^{(j)} g_f[t - \tau^{(j)}] \quad (1)$$

$$\mathbf{x}^{(j+1)}[t] = \mathbf{x}^{(j)}[t] + \sum_{f=1}^F \mathbf{p}_f^{(j)}[t] / F \quad (2)$$

PC 信号の方向ベクトル $\mathbf{w}_f^{(j)}$ は MIMO チャネルのヌル空間を指向する長さ N のベクトルであり、式(3), (4)で与えられる。

$$\mathbf{w}_f^{(j)} = \mathbf{V}_f \mathbf{V}_f^H (\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}) = [\tilde{w}_1^{(j)} \dots \tilde{w}_N^{(j)}]^T \quad (3)$$

$$\tilde{w}_n^{(j)} = \begin{cases} x_n^{(j)}[\tau^{(j)}] - A_{th} e^{j\theta_n^{(j)}[\tau^{(j)}]}, & \text{if } |x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]| > A_{th} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $\theta_n^{(j)}[\tau^{(j)}]$ は $x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]$ の位相である。 $\mathbf{w}_f^{(j)}$ は、離散時刻

$\tau^{(j)}$ における全送信アンテナの送信信号振幅 $|x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]|$ を同時にしきい値 A_{th} 以下にできるベクトル $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ に MIMO チャネルのヌル拘束を適用したものに相当する。 $\mathbf{p}_f^{(j)}[t]$ は帯域外放射が所定値以下(本稿では 0 とした)に制限され常にチャネルのヌル空間にのみ送出されることが約束される一方、その計算に FFT/IFFT 処理が必要ないため、提案する PCCNC は CFCNC よりも低演算量で同等な PAPR 抑圧を実現できると期待できる。

4. シミュレーション評価

$N = 100, M = 4$ とした。 K は 512, Q は 4 倍オーバーサンプリング相当の 2048 とした。 各サブキャリアの信号点は独立な標準複素ガウス分布に従って定めた。 送信 BF にはゼロフォーシング法を用いた。 レイリーフェージングのアンテナ間及び周波数ブロック間相関は 0 とした。 SNR は 20 dB とした。 PAPR 値は OFDM シンボル毎のピーク信号電力と全送信アンテナの平均信号電力との比で定義した。 提案する PCCNC では、CFCNC との対比を行いやすくするために規定回数の PAPR 抑圧処理後に適切な回数のアンテナ毎独立 PC (PAPC)法[4]を適用した。

表 1 に各 PAPR 抑圧アルゴリズムにおける繰り返し 1 回当たりに必要な実数乗算回数を示す。 表 1 に基づき、実数乗算回数に対する 7 dB に設定した所要 PAPR を満たす平均スループットを図 1 に示す。 $F = 1, 8, 32$ の場合を評価した。 PAPR 抑圧繰り返し数を変化させることにより、実数乗算回数と平均スループットの間の関係を変化させた。 図 1 より、提案法により周波数選択性チャネルにおいても CFCNC に比較して低演算量で同等の PAPR 対スループット特性を得ることができた。 F が大きいほど良好な特性を得るのは文献[5]で示された理由による。

5. まとめ

提案法は、周波数選択性チャネルでの MIMO-OFDM 伝送における演算量対 PAPR 抑圧特性を従来法に比較して改善できた。

参考文献

[1] M. Suzuki, et al., IEEE APWCS2019, Aug. 2019. [2] T. Suzuki, et al., IEEE APWCS2019, Aug. 2019. [3] Y. Sato, et al., IEICE Trans. Commun., vol. E96-B, no. 9, pp. 2270-2280, Sept. 2013. [4] T. Kageyama, et al., IEEE PIMRC2015, Hong Kong, 30 Aug.-2 Sept. 2015. [5] 樋口, 信学技報 RCS2018-172, Oct. 2018.

表 1. 繰り返し 1 回当たりに必要な実数乗算回数

CFCNC	送信信号電力測定	$2NQ$
	クリッピング	$3NQ$
	FFT	$4NQ \log_2 Q$
	逆BF(チャネルのヌル空間への射影)	$4KN(N-M)$
PCCNC	BF	$4KN(N-M)$
	IFFT	$4NQ \log_2 Q$
	送信信号電力測定	$2NQ$
PAPC	PC信号方向ベクトル生成	$4FN(N+1)$
	PC信号生成	$2Q^2N/K+NQ$
	送信信号電力測定	$2NQ$
PAPC	振幅・位相計算	$2N$
	PC信号生成	$N(2+Q)$

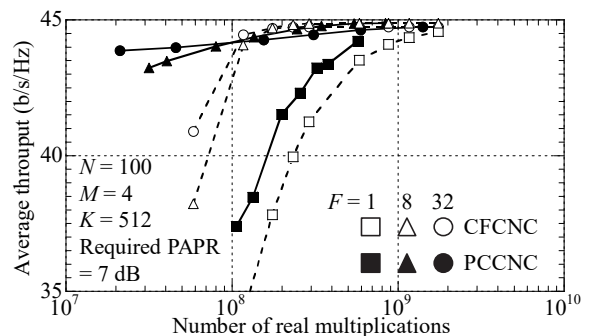


図 1. 実数乗算回数に対する平均スループット