

チャネルのヌル空間を活用した MIMO-OFDM 信号の PAPR 抑圧における ピークキャンセル信号生成法に関する一検討

A Study on Peak Cancellation Signal Generation Scheme for PAPR Reduction Method Using Null Space in MIMO Channel for MIMO-OFDM Signals

齊藤 純
Jun Saito

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

MIMO-OFDM 伝送におけるチャネルのヌル空間を用いたピークキャンセル(PC)信号に基づくピーク対平均電力比(PAPR)抑圧法(以降 PCCNC と呼ぶ) [1]について、新しい PC 信号生成法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションで検証する。

2. 従来の PCCNC

文献[1]で報告された PCCNC を説明する。PCCNC は、MIMO チャネルのヌル空間を指向するビームフォーミング(BF)によりデータストリームへの干渉を抑えた PC 信号ベクトルを時間領域送信データ信号ベクトルに直接加算することにより PAPR を抑圧する。 $N > M$ として、送信アンテナ数 N で受信アンテナ数 M の MIMO 多重伝送を考える。大きさが $M \times N$ のチャネル行列 \mathbf{H} に対して、ヌル空間に相当する大きさが $N \times (N-M)$ の行列を \mathbf{V} とする。すなわち、 $\mathbf{H}\mathbf{V} = \mathbf{O}$ が成り立ち、 \mathbf{V} の各列ベクトルはノルムが 1 で互いに直交するものとする。

PC 信号ベクトルは帯域外放射の制限を満たしつつヌル空間にのみ送られるように制限することで受信側での干渉を抑制する。PC 信号ベクトルを生成するための時間領域の基本パルス信号を $\mathbf{g}[t]$ とし、本稿では $t = 0$ で振幅が 1 となる帯域幅が OFDM 信号帯域幅に等しい sinc 関数で定義する。 t は離散時刻を表し、FFT/IFFT ポイント数を F として、 $t = 0, \dots, F-1$ 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。

j 番目の PCCNC の繰り返し処理での時刻 t における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。ただし $\mathbf{x}^{(0)}[t] = \mathbf{x}[t]$ と定義する。まず、 $\mathbf{x}^{(0)}[t] (t = 0, \dots, F-1)$ の要素の中で最大電力しきい値 P_U を超える最大の電力を有する要素 $x_n^{(0)}[t]$ を得る離散時刻を $\tau^{(0)}$ として求める。 j 番目の繰り返し処理の目的は時間 $\tau^{(j)}$ における送信信号ベクトルで観測されるピークを抑圧することである。文献[1]の PCCNC では、以下に示す長さ N の PC 信号ベクトル $\mathbf{p}^{(j)}[t]$ を $\mathbf{x}^{(j)}[t]$ に加算して PAPR 抑圧を行う。

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

$$\mathbf{x}^{(j+1)}[t] = \mathbf{x}^{(j)}[t] + \mathbf{p}^{(j)}[t] \quad (2)$$

$\mathbf{w}^{(j)}$ は MIMO チャネルのヌル空間を指向する長さ N の PC 信号用 BF ベクトルである。 $\mathbf{w}^{(j)}$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{w}^{(j)} = \mathbf{V}\mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{w}}^{(j)} \quad (3)$$

ただし、

$$\tilde{\mathbf{w}}^{(j)} = [\tilde{w}_1^{(j)} \dots \tilde{w}_N^{(j)}]^T$$

$$\text{where } \tilde{w}_n^{(j)} = \begin{cases} x_n^{(j)}[\tau^{(j)}] - \sqrt{P_U} e^{j\theta_n^{(j)}[\tau^{(j)}]}, & |x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]|^2 > P_U \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

である。ここで $\theta_n^{(j)}[\tau^{(j)}]$ は $x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]$ の位相である。式(4)の $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ は、もしも式(1)における $\mathbf{w}^{(j)}$ として $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ を用いれば、離散時刻 $\tau^{(j)}$ における全送信アンテナの送信信号電力 $|x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]|^2$ を同時に最大電力しきい値 P_U 以下にできる。ただし $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ は MIMO チャネルのヌル空間と直交する成分を有しており、データストリーム上への干渉の原因となる。そこで式(3)を用いて MIMO チャネルのヌル空間 \mathbf{V} に $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ を射影することにより $\mathbf{w}^{(j)}$ を生成する。

3. 提案する PCCNC における PC 信号生成法

提案法は、 $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ を新しい形で構成する。従来の式(4)による $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ は離散時刻 $\tau^{(j)}$ において最大電力しきい値 P_U を超える信号を全て抑圧するが、MIMO における PAPR は送信アンテナ間の送信電力のばらつきによっても大きくなる。このため、提案する $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ は、送信電力の小さなアンテナに対して積極的に PC 信号を加算することによりその送信電力を増大させ、送信アンテナ間の送信電力のばらつきを低減することによる PAPR の更なる抑圧を実現する。

提案法では、最大電力しきい値 P_U に加えて、最小電力しきい値 P_L を定義する。ただし、 $P_U > P_L$ とする。提案する $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ は次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{w}}^{(j)} = [\tilde{w}_1^{(j)} \dots \tilde{w}_N^{(j)}]^T$$

$$\text{where } \tilde{w}_n^{(j)} = \begin{cases} x_n^{(j)}[\tau^{(j)}] - \sqrt{P_U} e^{j\theta_n^{(j)}[\tau^{(j)}]}, & |x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]|^2 > P_U \\ x_n^{(j)}[\tau^{(j)}] - \sqrt{P_L} e^{j\theta_n^{(j)}[\tau^{(j)}]}, & |x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]|^2 < P_L \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

もしも式(1)における $\mathbf{w}^{(j)}$ として提案する式(5)の $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ を用いれば、離散時刻 $\tau^{(j)}$ における全送信アンテナの送信信号電力 $|x_n^{(j)}[\tau^{(j)}]|^2$ を同時に P_L 以上 P_U 以下にできることになる。提案法は、従来の PCCNC 同様、生成した $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ に対して式(3)によるヌル制限を適用して最終的な PC 信号ベクトルを生成する。

4. シミュレーション評価

$N = 100$, $M = 4$ の場合を評価した。OFDM サブキャリア数は 64 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。アンテナ間相関が 0 のフラットレイリーフェージングを模擬した。SNR は 20 dB とした。データストリームにはゼロフォーシング規範の BF を用いた。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と定義した。式(4)の $\tilde{\mathbf{w}}^{(j)}$ に基づく従来の PCCNC 法と提案法を比較評価した。いずれの PCCNC においても 100 回の繰り返しの後、60 回のアンテナ毎独立 PC (PAPC) 法[1]を適用した。最大電力しきい値 P_U と最小電力しきい値 P_L は 1 送信アンテナ当たりの長区間平均信号電力で正規化した値として定義した。提案法の P_L は 4 dB とした。

図 1 に平均 PAPR に対する平均スループットを示す。平均 PAPR に対する平均スループットの関係は P_U を変化させてトレースした。提案法は、特にある程度小さな PAPR に抑える必要があるときに従来法に比較して同一の PAPR に対して実現できるスループット値を増大することができた。これは、送信アンテナ間の送信電力のばらつきをより積極的に抑えることができたためである。

5. まとめ

提案法は MIMO-OFDM 伝送における PAPR 対スループット特性を改善できた。

参考文献

[1] T. Suzuki, M. Suzuki, Y. Kishiyama, and K. Higuchi, "Complexity-reduced adaptive PAPR reduction method using null space in MIMO channel for MIMO-OFDM Signals," IEICE Trans. Commun., vol. E103-B, no. 9, pp. 1019-1029, Sept. 2020.

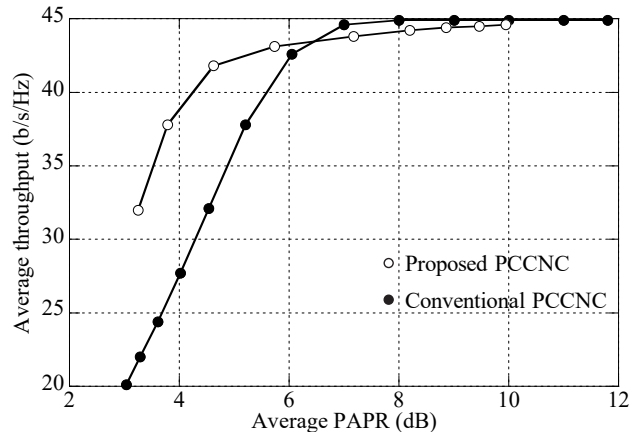


図 1. 平均 PAPR に対する平均スループット