

チャンネルのヌル空間を活用した基地局信号処理による マルチアンテナ AF 型リレー局での MIMO-OFDM 信号の PAPR 抑圧法

PAPR Reduction Method Using Null Space in MIMO Channel for MIMO-OFDM Signals
at Multiple-Antenna AF Relay Station Based on Signal Processing at Base Station

梯 明日翔
Asuka Kakehashi

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

基地局(BS)からの送信信号をリレー局(RS)経由でユーザ端末(UE)に伝送する MIMO-OFDM リレー伝送では、BS に加え RS 送信端でピーク対平均電力比(PAPR)を低減する必要がある。本稿では、受信信号をそのまま増幅転送する AF 型リレー伝送 [1]を想定し、MIMO チャンネルのヌル空間を活用した PAPR 抑圧法 [2] (以降、適応 PAPR 抑圧法と呼ぶ)に基づく RS 送信端での PAPR 抑圧を BS での信号処理により実現する方法を提案する。

2. システムモデル

図 1 に想定するシステムモデルを示す。BS と RS のアンテナ数をそれぞれ N_B , N_R とする。BS は各々が 1 アンテナ受信の N_U ユーザに空間多重伝送するマルチユーザー MIMO を行う。ただし、massive MIMO 環境を想定し、 $N_B > N_R > N_U$ とする。大きさが $N_R \times N_B$ の BS・RS 間のチャンネル行列を \mathbf{H}_{BR} 、大きさが $N_U \times N_R$ の RS・UE 間のチャンネル行列を \mathbf{H}_{RU} とする。

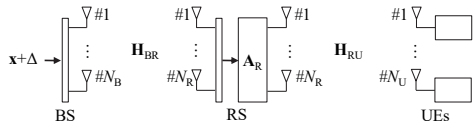


図 1. システムモデル

BS の長さ N_B の送信信号ベクトルを $\mathbf{x} + \Delta$ とする。 \mathbf{x} はデータ信号ベクトル、 Δ は BS で生成される PAPR 抑圧信号ベクトルである。このとき、RS での長さ N_R の受信信号ベクトル \mathbf{y}_R は、

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_{BR}(\mathbf{x} + \Delta) + \mathbf{z}_R \quad (1)$$

と書ける。 \mathbf{z}_R は RS 受信で観測される雑音ベクトルである。UE 群での長さ N_U の受信信号ベクトル \mathbf{y}_U は次式のように書ける。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_U &= \mathbf{H}_{RU}\mathbf{A}_R\mathbf{y}_R + \mathbf{z}_U = \mathbf{H}_{RU}\mathbf{A}_R\mathbf{H}_{BR}(\mathbf{x} + \Delta) + \mathbf{H}_{RU}\mathbf{A}_R\mathbf{z}_R + \mathbf{z}_U \\ &= \mathbf{H}_T\mathbf{x} + \mathbf{H}_T\Delta + \mathbf{H}_{RU}\mathbf{A}_R\mathbf{z}_R + \mathbf{z}_U \end{aligned} \quad (2)$$

\mathbf{A}_R は RS における電力増幅処理を表す対角行列、 \mathbf{z}_U は UE 受信で観測される雑音ベクトルである。また、 $\mathbf{H}_T = \mathbf{H}_{RU}\mathbf{A}_R\mathbf{H}_{BR}$ は大きさが $N_U \times N_B$ のシステム全体の実効チャンネル行列を表す。

文献 [3] では RS 端での送信信号ベクトル \mathbf{y}_R の PAPR を抑圧するために適応 PAPR 抑圧処理 [2] を RS で行っていた。しかし、AF 型の RS での負荷の大きな信号処理は避けることが望ましい。提案法の目的は、BS 端での送信信号ベクトル \mathbf{x} に加えて RS 端での送信信号ベクトル \mathbf{y}_R の PAPR を抑圧しつつ、UE 受信端でのデータストリーム \mathbf{x} への干渉を抑えられる Δ を BS で生成することにある。

3. 提案法

BS は \mathbf{H}_{BR} , \mathbf{H}_{RU} , \mathbf{A}_R , 及びそれらから計算される \mathbf{H}_T を既知とする。提案法では、RS 端での PAPR 抑圧処理と BS 端での PAPR 抑圧処理を交互に繰り返す。 j 番目 ($j = 1, \dots, J$; J は繰り返し数) の繰り返しで生成される RS の PAPR 抑圧信号ベクトルを $\Delta_R^{(j)}$ 、BS の PAPR 抑圧信号ベクトルを $\Delta_B^{(j)}$ とする。ただし $\Delta_R^{(0)} = \Delta_B^{(0)} = \mathbf{0}$ とする。

j 番目の繰り返し処理では、まず $\Delta_B^{(j)}$ を生成する。想定する BS の送信信号ベクトル $\mathbf{x} + \Delta_R^{(j-1)} + \Delta_B^{(j-1)}$ に対して、RS での受信信号ベクトルの予測値(雑音成分は未知のため予測値となる)は

$$\tilde{\mathbf{y}}_R^{(j)} = \mathbf{H}_{BR}(\mathbf{x} + \Delta_R^{(j-1)} + \Delta_B^{(j-1)}) \quad (3)$$

となる。 $\tilde{\mathbf{y}}_R^{(j)}$ の各成分に対して PAPR を抑圧するためにクリッピング・フィルタリング(CF)処理を施すことにより RS の PAPR 抑圧信号ベクトル $\mathbf{\epsilon}_{R,CF}^{(j)}$ が得られる。RS 受信で $\mathbf{\epsilon}_{R,CF}^{(j)}$ となる BS から送信すべき PAPR 抑圧信号ベクトルは、

$$\tilde{\Delta}_{R,CF}^{(j)} = \mathbf{H}_{BR}^H \mathbf{\epsilon}_{R,CF}^{(j)} = \mathbf{H}_{BR}^H (\mathbf{H}_{BR} \mathbf{H}_{BR}^H)^{-1} \mathbf{\epsilon}_{R,CF}^{(j)} \quad (4)$$

となる。 \mathbf{H}_{BR}^H は \mathbf{H}_{BR} のムーア・ペンローズ一般逆行列である。しかし、 $\tilde{\Delta}_{R,CF}^{(j)}$ には、UE 受信においてデータ信号ベクトル \mathbf{x} へ

の干渉となる成分が含まれる。そこで、 $\tilde{\Delta}_{R,CF}^{(j)}$ に対して \mathbf{H}_T のヌル空間に相当する大きさが $N_B \times (N_B - N_U)$ の行列 \mathbf{V}_T (つまり $\mathbf{H}_T \mathbf{V}_T = \mathbf{0}$) への射影をとり、 $\Delta_R^{(j-1)} + \tilde{\Delta}_{R,CF}^{(j)}$ と合わせて $\Delta_R^{(j)}$ とする。

$$\Delta_R^{(j)} = \Delta_R^{(j-1)} + \mathbf{V}_T \mathbf{V}_T^H \tilde{\Delta}_{R,CF}^{(j)} = \Delta_R^{(j-1)} + \mathbf{V}_T \mathbf{V}_T^H \mathbf{H}_{BR}^H \mathbf{\epsilon}_{R,CF}^{(j)} \quad (5)$$

次に $\Delta_B^{(j)}$ を生成する。想定する BS の送信信号ベクトル $\mathbf{x} + \Delta_R^{(j)} + \Delta_B^{(j-1)}$ に対して、MIMO チャンネルのヌル空間を活用した適応 PAPR 抑圧を行う。具体的には $\mathbf{x} + \Delta_R^{(j)} + \Delta_B^{(j-1)}$ の各成分に対して CF 処理を施したときに得られる PAPR 抑圧信号ベクトルを $\tilde{\Delta}_{B,CF}^{(j)}$ とする。データ信号への干渉を回避するため $\tilde{\Delta}_{B,CF}^{(j)}$ に対して \mathbf{V}_T への射影を取って $\Delta_B^{(j)} = \Delta_B^{(j-1)} + \mathbf{V}_T \mathbf{V}_T^H \tilde{\Delta}_{B,CF}^{(j)}$ を得る。

BS は、以上の処理を J 回繰り返して $\mathbf{x} + \Delta_R^{(J)} + \Delta_B^{(J)}$ を最終的に送信する。このとき、式 (2) における PAPR 抑圧信号による干渉成分 $\mathbf{H}_T \Delta = \mathbf{H}_T (\Delta_R^{(J)} + \Delta_B^{(J)})$ は $\mathbf{0}$ となるため、提案法は BS 処理で RS 端での PAPR を抑えつつスループットの劣化を低減できる。

4. シミュレーション評価

$N_B = 100$, $N_R = 50$, $N_U = 4$ の場合を評価した。OFDM のサブキャリア数は 512 とした。各サブキャリアの信号のコンスタレーションは独立な標準複素ガウス分布に従って定めた。SNR は BS・RS, RS・UE 間で同一の 20 dB とした。アンテナ間で無相関のフラットレイリーフェージングを模擬した。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。提案法に加え RS で CF 法を用いる従来法と RS で適応 PAPR 抑圧法を用いる従来法 [3] を比較評価した。2 つの従来法の BS での PAPR 抑圧には適応 PAPR 抑圧法 [2] を用いた。PAPR 抑圧処理の繰り返し回数は 20 とした。

図 2 に BS および RS での平均 PAPR に対する平均スループットを示す。提案法は従来の CF 法よりも良好な平均 PAPR 対スループット特性を実現し、RS で適応 PAPR 抑圧法を用いる方法に近い特性を実現している。従来の CF 法に比較した特性改善は PAPR 抑圧信号をチャンネルのヌル空間に指向させることによりデータストリームへの干渉を低減できるためである。提案法の RS で適応 PAPR 抑圧法を用いる従来法に比較した RS での PAPR の主な劣化要因は、BS での処理では RS 受信端で発生する雑音に起因した PAPR に対処できないためである。この改善のため、RS で簡単な CF 処理のみ追加で行う提案法の結果も図 2 に示す。本手法により、若干のスループットの劣化を代償に RS での PAPR を大幅に改善できることがわかる。

5. まとめ

提案法は RS で複雑な信号処理を行うことなく RS 送信端での PAPR を抑圧することができた。

参考文献

- [1] K. Tateshi and K. Higuchi, IEICE Trans. Commun., vol. E96-B, no. 7, pp. 1968-1975, July 2013.
[2] Y. Sato, M. Iwasaki, S. Inoue, and K. Higuchi, IEICE Trans. Commun., vol. E96-B, no. 9, pp. 2270-2280, Sept. 2013. [3] Y. Sekiguchi, N. Nonaka, and K. Higuchi, in Proc. IEEE VTC2021-Fall, Online, Sept.-Oct. 2021.

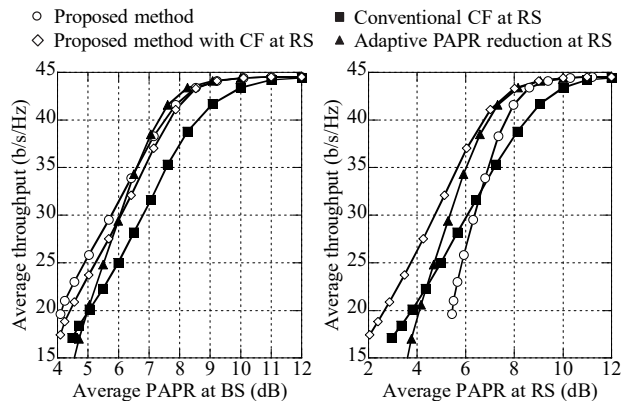


図 2. BS および RS の平均 PAPR に対する平均スループット