

# 基于 GMD-DPC/THP 的两组 Alamouti 非线性预编码系统\*

尚应博<sup>1</sup>, 赵悠悠<sup>1</sup>, 穆晓敏<sup>1</sup>, 张建康<sup>1,2†</sup>

(1. 郑州大学信息工程学院, 郑州 450001; 2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096)

**摘要:** 针对 Alamouti 空时块编码复用增益损失的问题, 提出了两组 Alamouti 编码方案。在此基础上, 为了改善系统的误码率(BER)性能和简化接收端复杂度, 提出了将几何均值分解(GMD)算法和非线性预编码技术相结合的两组 Alamouti 传输方案。该方案的设计方法为: 首先等效出两组 Alamouti 空时块编码系统的信道矩阵; 进而, 通过 GMD 算法对等效信道矩阵进行收发端联合设计; 最后, 在发射端应用脏纸(dirty paper coding, DPC)和 Tomlinson-Harashima precoding(THP)非线性预编码技术, 消除发送信号间的干扰, 从而使系统获得更好的误码率性能。通过仿真结果对比发现, 提出的系统可以显著地改善误码率性能。

**关键词:** 空时块编码; 非线性预编码; 几何均值分解; 脏纸编码; 等效信道

**中图分类号:** TN929.5      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1001-3695(2019)07-022-2108-04

**doi:**10.19734/j.issn.1001-3695.2018.01.0048

## Two-group Alamouti nonlinear precoding system based on GMD-DPC / THP

Shang Yingbo<sup>1</sup>, Zhao Youyou<sup>1</sup>, Mu Xiaomin<sup>1</sup>, Zhang Jiankang<sup>1,2†</sup>

(1. School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of multiplexing gain loss in Alamouti space-time block coding, this paper proposed a two-group Alamouti transmission scheme. On this basis, in order to improve the bit error ratio (BER) with lower computational complexity at the receiver, this paper proposed a two-group Alamouti transmission scheme by combining GMD algorithm and non-linear precoding technique. The design method of the proposed solution consists of three main operations. Firstly, it obtained the effective channel matrix of two-group Alamouti transmission systems. Secondly, it jointly designed the transceiver with the obtained effective channel matrix by exploiting the GMD algorithm. Finally, it mitigated the inter-channel interference by utilizing non-linear precoding techniques of DPC and Tomlinson-Harashima Precoding (THP). The simulation results demonstrate that the proposed scheme is capable of significantly improving the achievable BER performance.

**Key words:** space-time block coding; nonlinear precoding; GMD (geometric mean decomposition); DPCC (dirty paper coding); equivalent channel

## 0 引言

多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统具有丰富的空间分集增益和复用增益, 已被第四代无线通信系统(4G)采用, 并成为第五代移动通信系统(5G)的基础技术之一。在分集增益的利用方面, 典型的代表是 Alamouti<sup>[1]</sup>提出的基于两副发射天线的空时码(space-time block coding, STBC), 该传输方案通过在两副发射天线上的前后两个时隙, 设计空时正交的编码, 使得接收端只需简单的线性处理, 即可获得发送分集增益。但是, STBC 传输技术在利用传输分集的同时, 却丧失了空间复用增益。空间复用增益代表性技术是贝尔实验室提出的垂直分层空时编码(Bell laboratories layered space-time, BLAST)传输方案, 该方案充分利用空间复用增益, 具有较高的发送速率, 但却丧失了空间分集增益。

为了同时取得分集增益和复用增益, 必须在可靠性和有效性之间进行折中。文献[2, 3]提出了空时块编码和空间复用

技术相结合的混合传输系统。为了提高混合传输系统的误码率性能和系统的容量, 并降低接收端的复杂度, 文献[4~7]设计了 STBC-VBLAST 混合预编码系统。预编码是指在下行链路中, 基站通过反馈技术或者互易性原理, 在获取信道状态信息(channel state information, CSI)基础上对发送信号进行预处理。脏纸编码<sup>[8-10]</sup>和 THP<sup>[11, 12]</sup>是非线性预编码的代表技术, 它们可以在基站端消除信号链路之间的干扰, 简化接收端的运算复杂度并改善系统的误码率性能。

具体而言, 文献[6, 7]提出了一种组间使用 Alamouti 编码, 组内使用 BLAST 编码的预编码方案。然而文献[6]在系统接收端采取 QR 分解和最大似然估计(maximum likelihood, ML)算法进行检测, 接收端计算复杂度较高。为降低运算复杂度, 同时消除发送数据流的干扰, 文献[7]提出将两组 STBC 系统的等效信道矩阵作 QR 分解并在基站端应用 DPC 和 THP 非线性预编码方案, 有效地降低了接收端的计算复杂度, 并改善了系统的 BER 性能。但是, 文献[7]将有效信道矩阵进行 QR 分解, 容易受到上三角矩阵的较小对角元素的影响, 将会形成

**收稿日期:** 2018-01-31; **修回日期:** 2018-03-23      **基金项目:** 国家自然科学基金面上资助项目(NSFC61571401); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2016D02); 河南省高校科技创新人才资助项目(18HASTIT021); 河南省高等学校青年骨干教师资助项目(2015GGJS-154)

**作者简介:** 尚应博(1993-), 男, 河南周口人, 硕士研究生, 主要研究方向为无线多输入多输出通信系统; 赵悠悠(1993-), 女, 河南安阳人, 硕士研究生, 主要研究方向为航空通信; 穆晓敏(1955-), 女, 教授, 博导, 主要研究方向为多天线无线通信系统、认知无线电、通信信号处理、图像信号处理等; 张建康(1982-), 男(通信作者), 河南开封人, 副教授, 博导, 主要研究方向为无线通信系统信号处理技术、大规模 MIMO、航空通信(iejzkhang@zzu.edu.cn)。

较差子信道,因此其误码率性能的提升受到很大限制。

文献[13]提出了几何均值分解算法辅助 MIMO 信道分解。GMD 分解算法基本原理是将 MIMO 信道分解为多个相同的并行子信道,子信道之间可以取得相同的增益,将会克服个别较差子信道的影响,使系统取得更好的 BER 性能。针对文献[7]中 QR 分解容易产生较差子信道的问题,本文提出了将两组 Alamouti 系统的等效信道矩阵作 GMD,有效地避免了较差子信道的产生。进而,本文利用 DPC 和 THP 非线性预编码技术消除链路之间的干扰,在降低接收端运算复杂度的同时,提升系统的接收性能。也有利用 GMD-DPC/THP 在其他系统的文献,如文献[14]等。本文使用的符号说明如下: $(\cdot)^T$  代表转置, $(\cdot)^*$  代表共轭, $(\cdot)^H$  代表共轭转置。

### 1 系统模型

本章首先阐述以基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码系统模型,并以此为基础引出本文提出的基于 GMD-DPC/THP 的两组 Alamouti 非线性预编码方案。本章通过等效信道和 LQ-DPC 预编码方案两部分介绍基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码系统模型,如图 1 所示。

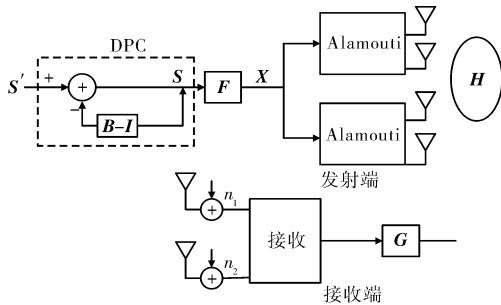


图 1 基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码系统

#### 1.1 等效信道

假设收发两端均已知 CSI。 $N_t$  和  $N_r$  分别代表系统的发射天线数和接收天线数,下面以  $N_t = 4, N_r = 2$  为例阐述基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码传输方案的操作。系统模型中的  $S'$  代表原始发送符号,  $S$  代表经过 DPC 预编码以后的发送符号,令  $S' = [s'_1 \ s'_2 \ s'_3 \ s'_4]^T$  和  $S = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$ 。 $B$  代表反馈矩阵,  $F$  代表预编码矩阵,  $X$  代表  $S$  经过预编码矩阵  $F$  操作后的发送符号,即  $X = FS$ 。此外,  $X$  可以进一步表达为  $X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$ 。 $n_1, n_2$  分别代表加性高斯白噪声,  $G$  为接收端均衡器。 $H$  为  $2 \times 4$  维的独立同分布的平坦瑞利衰落信道矩阵,其可表示为

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{bmatrix} \quad (1)$$

预编码后的发送符号  $X$  经过两组 Alamouti 编码空时块编码后的发送符号矩阵可以表示为

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \\ x_3 & -x_4^* \\ x_4 & x_3^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

于是,接收信号  $Y$  可表达为

$$Y = H\bar{X} + \begin{bmatrix} n_{1,1} & n_{1,2} \\ n_{2,1} & n_{2,2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$Y = \begin{bmatrix} y_1^1 & y_1^2 \\ y_2^1 & y_2^2 \end{bmatrix}$$

其中: $y_j^i (i, j = 1, 2)$  是接收信号  $Y$  中的元素;  $j$  代表接收端的天线序号;  $i$  代表接收的时刻序号。将式(1)(2)代入式(3)中,

可将式(3)展开为

$$\begin{aligned} y_1^1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + h_{13}x_3 + h_{14}x_4 + n_{1,1} \\ y_1^2 &= -h_{11}x_2^* + h_{12}x_1^* - h_{13}x_4^* + h_{14}x_3^* + n_{1,2} \\ y_2^1 &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + h_{23}x_3 + h_{24}x_4 + n_{2,1} \\ y_2^2 &= -h_{21}x_2^* + h_{22}x_1^* - h_{23}x_4^* + h_{24}x_3^* + n_{2,2} \end{aligned} \quad (4)$$

对  $y_1^2, y_2^2$  分别取共轭,则接收信号可重新表达为

$$\bar{Y} = \begin{bmatrix} y_1^1 \\ (y_1^2)^* \\ y_2^1 \\ (y_2^2)^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* & h_{14}^* & -h_{13}^* \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{22}^* & -h_{21}^* & h_{24}^* & -h_{23}^* \end{bmatrix}}_{\bar{H}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1,1} \\ n_{1,2}^* \\ n_{2,1} \\ n_{2,2}^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\bar{Y} = \bar{H}X + N \quad (6)$$

$\bar{H}$  为两组 Alamouti 系统的等效信道矩阵,  $N = [n_{1,1} \ n_{1,2}^* \ n_{2,1} \ n_{2,2}^*]^T$  为等效的噪声向量。

#### 1.2 LQ-DPC

矩阵的 LQ 分解算法和 QR 分解算法本质上具有相同的分解特性。本小节将具体介绍基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码方案。设计流程主要可以分为以下三步操作:

a) 将等效信道矩阵的共轭转置进行 QR 分解:

$$(\bar{H})^H = QR \quad (7)$$

则  $\bar{H} = R^H Q^H$ , 令  $L = R^H$ 。其中,  $Q$  是酉矩阵,  $Q^H Q = I$ 。 $L$  为下三角矩阵,可以表示为

$$L = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & 0 \\ l_{41} & l_{42} & l_{43} & l_{44} \end{bmatrix} \quad (8)$$

令  $G = \text{diag}(l_{11}^{-1}, l_{22}^{-1}, l_{33}^{-1}, l_{44}^{-1})$ , 那么预编码矩阵  $F$  和反馈矩阵  $B$  分别可以表示为

$$F = Q \quad (9)$$

$$B = GL \quad (10)$$

b) DPC 预编码的矩阵可通过如下推导获得

$$\begin{aligned} S' - (B - I)S &= S \\ S &= B^{-1}S' \end{aligned} \quad (11)$$

将  $X = FS$ , 式(9) ~ (11) 代入式(6)中, 则接收信号可以展开表达为

$$\bar{Y} = \bar{H}X + N = R^H Q^H Q B^{-1} S' + N = G^{-1} S' + N \quad (12)$$

c) 利用  $G$  矩阵对接收信号进行均衡:

$$Y' = G\bar{Y} \quad (13)$$

可恢复出原始信号。

## 2 基于 GMD-DPC/THP 的两组 Alamouti 非线性预编码系统

式(8)中下的下三角矩阵  $L$  的对角元素并不相同, 物理含义上意味着 MIMO 系统里的各子信道之间具有不同的信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR), 因而各个子信道传输质量存在显著差别, 给信道间干扰的消除带来难度, 从而影响系统总的可达性能。针对于这一问题, 本文提出将等效信道矩阵进行 GMD 分解, 使子信道之间拥有相同的 SNR, 从而获得具有相同增益的子信道。这样便于消除信道之间的干扰, 并可简化系统调制/解调和编码/解码等方案的设计, 改善系统的误码率性能。

### 2.1 基于 GMD-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码传输方案

基于 GMD-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码传输方案, 如图 2 所示。

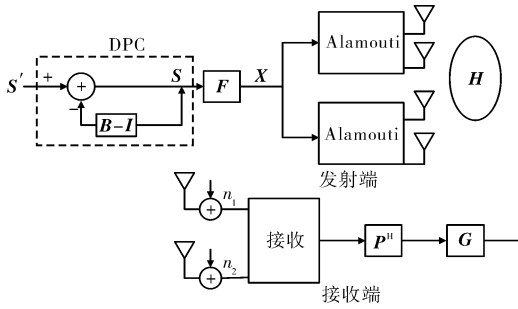


图 2 基于 GMD-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码系统

类似于第 1 章的符号体系,  $S'$  代表原始发送符号,  $S$  代表经过 DPC 预编码以后的发送符号,  $B$  为反馈矩阵,  $F$  代表预编码矩阵,  $X$  是  $S$  经过预编码矩阵  $F$  的发送符号,  $P^H$  和  $G$  都是接收端均衡器。此外, 通过 GMD 算法<sup>[13]</sup> 得到预编码矩阵  $F$ 。具体而言, GMD 算法的设计原理如下:

$$\begin{aligned} & \max_{Q, P} \min_i |r_{ii}; 1 \leq i \leq K| \\ \text{条件: } & \mathbf{R} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{P} \Rightarrow \mathbf{H} = \mathbf{Q} \mathbf{R} \mathbf{P}^H \quad (14) \\ & \mathbf{R} \in \mathbb{R}^{K \times K}, r_{ij} = 0, \text{ for } i > j \\ & r_{ii} \triangleq \left( \prod_{n=1}^K \lambda_{H,n} \right)^{1/K} > 0, \text{ for } 1 \leq i \leq K \\ & \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_K \end{aligned}$$

其中:  $K$  为信道矩阵的秩;  $r_{ii}, r_{ij}$  分别是上三角矩阵  $R$  的等对角元素和对角元素以外的上三角元素。其中,  $Q, P$  都是半酉矩阵,  $QQ^H = PP^H = I, I$  为单位阵。 $\{\lambda_{H,n}\}_{n=1}^K$  是信道矩阵  $H$  的  $K$  个奇异值。从某种程度上, GMD 分解算法可以看做拓展的 QR 分解算法。

在获取 MIMO 信道矩阵 GMD 分解的基础上, 基于 GMD 和 DPC 方案相结合的两组 Alamouti 传输技术可通过以下操作实现:

a) 将等效信道矩阵的共轭转置矩阵进行 GMD, 即

$$(\mathbf{H})^H = \mathbf{Q} \mathbf{R} \mathbf{P}^H \quad (15)$$

则  $\mathbf{H} = \mathbf{P} \mathbf{R}^H \mathbf{Q}^H$ 。因此, 预编码矩阵  $F = Q, R^H$  为等对角元素的下三角矩阵, 其可以表示为

$$\mathbf{R}^H = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 & 0 & 0 \\ r_{21} & r_{22} & 0 & 0 \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & 0 \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} & r_{44} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中:  $r_{11} = r_{22} = r_{33} = r_{44}$ 。

令  $G = \text{diag}(r_{11}^{-1}, r_{22}^{-1}, r_{33}^{-1}, r_{44}^{-1})$ , 那么反馈矩阵  $B$  和经过 DPC 预编码以后的发送符号  $S$ , 分别可以表达为

$$\mathbf{B} = \mathbf{G} \mathbf{R}^H \quad (17)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{S}' \quad (18)$$

b) 将  $\mathbf{H} = \mathbf{P} \mathbf{R}^H \mathbf{Q}^H$ 、预编码矩阵  $F = Q, X = FS$ 、式(17)(18)代入到式(12)中, 则接收信号可表达为

$$\begin{aligned} (\mathbf{Y})_{\text{GMD-DPC}} &= \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{N} = \mathbf{P} \mathbf{R}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{F} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{S}' + \mathbf{N} = \\ & \mathbf{P} \mathbf{G}^{-1} \mathbf{S}' + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (19)$$

通过对接收信号均衡:

$$(\mathbf{Y}')_{\text{GMD-DPC}} = \mathbf{G} \mathbf{P}^H (\mathbf{Y})_{\text{GMD-DPC}} \quad (20)$$

可获得原始发送信号。

## 2.2 基于 GMD-THP 的两组 Alamouti 非线性预编码传输方案

2.1 节介绍了基于 GMD 算法和 DPC 预编码技术相结合的两组 Alamouti 的传输方案。然而, 该方案由于信号经过预编码并反复反馈累加, 将急剧增加系统的峰值工作, 对传输端的功放模块的设计带来巨大的挑战。为了解决这个问题, 通过在 DPC 的基础上加入了模运算, 即所谓的 THP 预编码技术。THP 预编码技术通过模运算可以避免信号能量的无限累积, 从而实现降低峰值—平均功率比 (peak-to-average power ratio,

PAPR)<sup>[7,15-17]</sup>。基于 GMD-THP 的两组 Alamouti 非线性预编码系统模型图, 如图 3 所示。

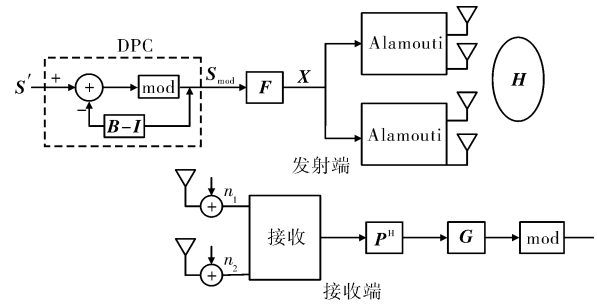


图 3 基于 GMD-THP 的两组 Alamouti 非线性预编码系统

其中, mod 为模运算, 其余变量符号的物理含义和 2.1 节系统模型中符号的物理含义相同。按照 2.1 节的式(18)展开, 表达为

$$\begin{bmatrix} r_{11} & 0 & 0 & 0 \\ r_{21} & r_{22} & 0 & 0 \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & 0 \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} s'_1 \\ r_{22} s'_2 \\ r_{33} s'_3 \\ r_{44} s'_4 \end{bmatrix} \quad (21)$$

基于 GMD-THP 的两组 Alamouti 非线性预编码将 DPC 预编码之后的发送信号进行 mod 运算, 从而构成新的发送符号  $S_{\text{mod}}$ , 有效地避免预编码之后的信号幅值等累积增大。具体操作过程如下:

$$\begin{aligned} s_1 &= \text{mod}(s'_1) \\ s_2 &= \text{mod}\left(s'_2 - \frac{r_{21}}{r_{22}} s_1\right) \\ s_3 &= \text{mod}\left(s'_3 - \frac{r_{32}}{r_{33}} s_2 - \frac{r_{31}}{r_{33}} s_1\right) \\ s_4 &= \text{mod}\left(s'_4 - \frac{r_{43}}{r_{44}} s_3 - \frac{r_{42}}{r_{44}} s_2 - \frac{r_{41}}{r_{44}} s_1\right) \end{aligned} \quad (22)$$

以 M-QAM 的星座映射为例, 提出方案的 mod 模运算可定义为

$$\text{mod}_A(s'_1) = s'_1 - 2A \left\lfloor \frac{s'_1 + A + jA}{2A} \right\rfloor \quad (23)$$

其中:  $s'_1$  为原始发送符号的其中一个元素;  $\lfloor \cdot \rfloor$  代表向下取整运算。当调制方式为 M-QAM 映射时,  $A = \sqrt{M}$ 。将经过预编码和模运算后的新发送符号  $S_{\text{mod}}$  代入式(19)中, 接收信号可表示为

$$(\mathbf{Y})_{\text{GMD-THP}} = \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{S}_{\text{mod}} + \mathbf{N} \quad (24)$$

对接收信号进行均衡并再次进行模运算可得

$$\text{mod}[(\mathbf{Y}')_{\text{GMD-THP}}] = \text{mod}[\mathbf{G} \mathbf{P}^H (\mathbf{Y})_{\text{GMD-THP}}] \quad (25)$$

即可恢复出原始发送信号。

## 3 计算机仿真与分析

为验证提出方案的有效性, 本文以发送天线数为  $N_t = 4$ , 接收天线数为  $N_r = 2$  为例, 进行蒙特卡罗仿真分析。假设信道为独立同分布的瑞利衰落信道, 且发射端能够获取完美的信道状态信息。

图 4 对提出的基于 GMD-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码系统与基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 预编码系统以及未进行预编码的两组 Alamouti 系统的误码率进行仿真分析对比。本仿真采用的调制方式为 QPSK。通过图 4 可以看出新提出的系统的误码率明显地优于基于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 预编码系统和未进行预编码的两组 Alamouti 系统。在  $\text{BER} = 10^{-4}$  时, 提出的基于 GMD-DPC 的两组 Alamouti 非线性预编码系统相比于 LQ-DPC 的两组 Alamouti 预编码系统获得了大约 6 dB 性能增益, 相比于未进行预编码的两组 Alamouti 系统获得了大约 9 dB 性能增益。

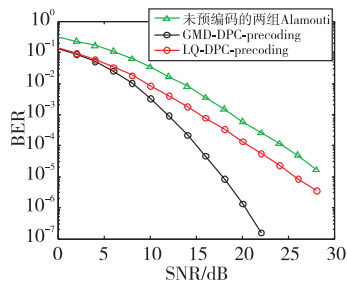


图4 GMD-DPC、LQ-DPC 和未预编码的两组 Alamouti 系统误码率对比

图5描述了基于GMD-THP、LQ-THP的两组Alamouti非线性预编码系统和未预编码的系统的BER性能对比,本仿真采用的调制方式为QPSK。通过图5可以看出基于GMD-THP的误码率明显地优于基于LQ-THP的两组Alamouti预编码系统和未进行预编码的两组Alamouti系统。在 $BER = 10^{-4}$ 时,提出的基于GMD-DPC的两组Alamouti非线性预编码系统相比于LQ-DPC的两组Alamouti预编码系统获得了大约6.5 dB性能增益,相比于未进行预编码的两组Alamouti系统获得了大约8.5 dB性能增益。

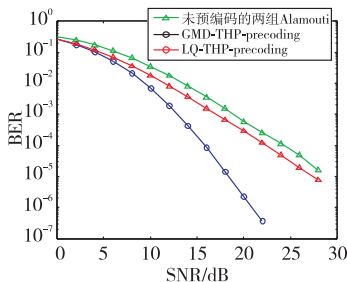


图5 GMD-THP、LQ-THP 和未预编码的两组 Alamouti 的误码率对比

为分析GMD-THP对峰值功率降低方面的优势,图6给出了基于GMD-THP和GMD-DPC的两组Alamouti非线性预编码系统的PAPR性能,其中纵坐标为 $1 - P(\text{PAPR} \leq x)$ ,即PAPR的互补累积函数(complementary cumulative distribution function, CCDF),横坐标为PAPR值。本仿真仍采用QPSK调制。通过仿真图6可看出,通过模运算,GMD-THP比GMD-DPC具有更低的PAPR。具体而言,在 $\text{CCDF} = 10^{-4}$ 时,GMD-THP获得了大约0.2 dB的PAPR增益。

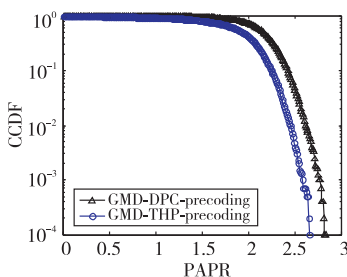


图6 基于GMD-DPC和GMD-THP的两组Alamouti方案的PAPR的CCDF对比

## 4 结束语

传统DPC和THP预编码技术分别具有峰值功率过大和解的子信道差异过大等缺点,严重影响了两组Alamouti编码系统总体的可达性能。本文利用GMD分解的特性对等效信道分解,并结合预编码算法在发射端消除子信道间的干扰,分别提出基于GMD-DPC和GMD-THP的两组Alamouti非线性预编码系统。经过蒙特卡罗仿真验证,提出的两种预编码方案可以有效避免显著地改善系统可获得BER性能,且THP预编码比

DPC预编码能够带来更好的PAPR性能。

## 参考文献:

- [1] Alamouti S M. Simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] Zhao Lan, Dubey V K. Detection schemes for space-time block code and spatial multiplexing combined system [J]. *IEEE Communications Letters*, 2005, 9(1): 49-51.
- [3] Onggosanusi E N, Dabak A G, Schmidl T A. High rate space-time block coded scheme; performance and improvement in correlated fading channels [C]//Proc of IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002: 194-199.
- [4] Chen Meng, Tuqan J. Precoded STBC-VBLAST for MIMO wireless communication systems [C]//Proc of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007: 337-340.
- [5] Lu Jihua, Pei Guangkun, Li Xiangming, et al. Performance of STBC-VBLAST hybrid system based on GMD precoding algorithm [C]//Proc of Global Mobile Congress. Washington DC: IEEE Computer Society, 2011: 1-6.
- [6] Zhang Zhenchuan, Chen Bo. A precoding scheme for STBC-VBLAST system [C]//Proc of International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 1-4.
- [7] Deng J H, Jhan S C, Huang Shengyang. A low-complexity precoding transceiver design for double STBC system [C]//Proc of the 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012: 196-200.
- [8] Costa M. Writing on dirty paper (Corresp.) [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1983, 29(3): 439-441.
- [9] Zois G, Michaloliakos A, Psounis K, et al. Non-asymptotic performance bounds for downlink MU-MIMO scheduling [C]//Proc of the 12th Annual Conference on Wireless on-Demand Network Systems and Services. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1-8.
- [10] Ginis G, Cioffi J M. A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems [C]//Proc of the 34th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002: 1627-1631.
- [11] Fischer R F H, Windpassinger C, Lampe A, et al. Space-time transmission using Tomlinson-Harashima precoding [C]//Proc of the 4th International ITG Conference on Source and Channel Coding. 2002: 139-147.
- [12] 张蕾. 非线性预编码技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016. (Zhang Lei. Research on nonlinear precoding techniques) [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016.)
- [13] Jiang Yi, Li Jian, Hager W W. Joint transceiver design for MIMO communications using geometric mean decomposition [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2005, 53(10): 3791-3803.
- [14] Li Haitao. Joint dirty paper precoding and user scheduling for downlink coordinated multipoint transmission system [C]//Proc of the 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1-4.
- [15] Yong S C, Kim J, Yang W Y, et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB [M]. [S. l.]: Wiley Publishing, 2010.
- [16] Nouné M, Andrew N. Frequency-domain precoding for single carrier frequency-division multiple access [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(6): 68-74.
- [17] Soma S B, Mallikarjuna P A, Muralikrishna K. Peak-to-average-power ratio reduction using low-complexity MIMO SFBC CI - OFDM system [J]. *Wireless Personal Communications*, 2015, 80(2): 571-580.