

# 面向混合波束成形结构的改进 SLM 算法\*

肖迪笙<sup>1,2,3</sup>, 胡世成<sup>1,2,3</sup>, 钱骅<sup>1,2,3</sup>, 康凯<sup>1</sup>, 李明齐<sup>1, 2, 3†</sup>

(1 中国科学院上海高等研究院, 上海 201210; 2 上海科技大学信息科学与技术学院, 上海 201210;

3 中国科学院大学, 北京 100049)

(2022 年 11 月 10 日收稿; 2023 年 2 月 23 日收修改稿)

Xiao D S, Hu S C, Qian H, et al. The improved SLM algorithm used in hybrid beamforming architecture[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2024, 41(6):786-793. DOI:10.7523/j.ucas.2023.015.

**摘要** 在大规模多输入多输出系统中,峰均功率比(PAPR)是影响发射机性能的主要因素之一。传统的 PAPR 降低方法都是基于全数字编码结构,无法有效地降低混合波束成形结构中发射天线端信号的 PAPR。为解决这一问题,提出一种改进选择性映射(SLM)算法,该方法对输入信号进行独立的相位旋转并计算发射天线端信号的 PAPR,最后选取 PAPR 最小的一组信号进行发送。此外,还分析了使用该算法下发射天线端信号 PAPR 的上界和下界。理论分析与仿真结果显示,改进 SLM 算法能够有效地降低混合波束成形结构发射天线端信号的 PAPR。

**关键词** 大规模多输入多输出;混合波束成形;峰均功率比(PAPR);选择性映射(SLM)

**中图分类号**:TN92 **文献标志码**:A **DOI**:10.7523/j.ucas.2023.015

## The improved SLM algorithm used in hybrid beamforming architecture

XIAO Disheng<sup>1,2,3</sup>, HU Shicheng<sup>1,2,3</sup>, QIAN Hua<sup>1,2,3</sup>, KANG Kai<sup>1</sup>, LI Mingqi<sup>1,2,3</sup>

(1 Shanghai Advanced Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201210, China;

2 School of Information Science and Technology, ShanghaiTech University, Shanghai 201210, China;

3 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract** In the massive multi-input multi-output system, the peak-to-average power ratio (PAPR) is one of the factors which greatly affect the performance of the transmitter. The existing PAPR reduction methods are based on the fully-digital architecture, which can not effectively reduce the PAPR of signal at the transmitting antennas in the hybrid beamforming architecture. To address this problem, an improved selective mapping (SLM) method is proposed, which adopts independent phase rotations to the initial input signal and then calculates the PAPR at the transmitting antennas and finally transmits the sequence with minimum PAPR. Besides, the upper bound and lower bound

\* 国家重点研发计划(2020YFB2205603)、国家自然科学基金(61971286)和上海市科学技术委员会科技创新行动计划(19DZ1204300)资助

† 通信作者, E-mail: limq@sari.ac.cn

of PAPR at the transmitting antennas are analyzed. Theoretical analysis and simulation results suggest that the proposed improved SLM can effectively reduce the PAPR at the transmitting antennas in the hybrid beamforming architectures.

**Keywords** massive multi-input multi-output; hybrid beamforming; peak-to-average power ratio (PAPR); selective mapping (SLM)

在第5代移动通信系统中,大规模多输入多输出 (massive multi-input multi-output, massive MIMO) 是提高系统容量和频谱利用率的关键技术<sup>[1]</sup>。massive MIMO 技术的优点依赖于其大规模的天线。在传统的全数字编码结构中,每条天线都与一条射频链路相连,大规模天线就意味着大规模的射频链路。考虑到系统的能量消耗、硬件成本以及系统复杂度,传统的全数字结构并不适用于 massive MIMO 系统<sup>[2]</sup>。混合波束成形技术通过在射频链路后加入模拟预编码模块,能够以较少数目的射频链路与大规模天线相连,很好地规避了传统全数字编码结构中射频链路与发射天线之间一一对应的硬件限制。文献[3]证明了混合波束成形结构能够实现接近于全数字编码结构的频谱效率。因此,混合波束成形结构是实现 massive MIMO 技术的一种可行结构,对未来通信技术的发展具有重大意义。

正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术也能显著提高系统的频谱效率。在 OFDM 系统中,峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 是限制系统性能的主要因素之一。发射天线端信号的 PAPR 过高会使信号产生非线性失真,造成明显的频谱扩展干扰与带内信号畸变,导致整个系统的性能下降。为降低全数字编码结构的 PAPR,现有文献提出了大量不同的解决方法,技术包括幅度削波 (clipping)<sup>[4]</sup>、削波和滤波<sup>[5-6]</sup>、编码<sup>[7]</sup>、音频保留<sup>[8]</sup>或音频注入<sup>[9]</sup>、选择性映射 (selective mapping, SLM)<sup>[10-12]</sup>、部分传输序列<sup>[13-14]</sup>以及交织<sup>[15]</sup>等等。这些技术通过对数模转换器 (digital-to-analog converter, DAC) 输入端信号或者离散傅里叶逆变换 (inverse discrete Fourier transform, IDFT) 前的频域信号进行处理,从而降低射频频路上信号的 PAPR。由于结构上的差异,以上适用于全数字编码结构的技术能否直接用于混合波束成形结构这一问题有待进一步研究。目前为止,还没有文献考虑到混合波束成形结构中 PAPR 降低这一问题。

混合波束成形技术有2种主流结构:部分连接结构和全连接结构<sup>[16]</sup>。在部分连接结构中,每根天线通过移相器与一条射频链路相连,天线端信号由对应的某条射频链路端信号改变相位得到。因此,发射天线端信号的能量与对应射频链路端信号能量相等,发射天线端信号的 PAPR 也就与射频链路端信号的 PAPR 相等。只要降低射频链路端信号的 PAPR,就同时降低了发射天线端信号的 PAPR。因此,现有的 PAPR 降低方法都能有效应用于部分连接混合波束成形结构中,实现发射天线端信号 PAPR 的降低。而在全连接结构中,每根天线通过移相器与所有射频链路相连,天线端信号是由所有射频链路端信号相位旋转后的求和,天线端信号的 PAPR 不等于射频链路端信号的 PAPR。因此,无法通过降低射频链路端信号的 PAPR 来降低发射天线端信号的 PAPR。现有的 PAPR 降低方法都无法有效地直接运用于全连接结构中。如何降低全连接结构中天线端信号的 PAPR 对于全连接结构付诸实际应用至关重要。

针对全连接混合波束成形结构中发射天线端信号的 PAPR 降低这一问题,本文提出一个改进选择性映射算法。此外,还推导出全连接结构中发射天线端信号 PAPR 的理论值上界和下界。相比于以传统 SLM 和 clipping 算法为例的现有 PAPR 降低方法,改进 SLM 算法能够更加显著地降低全连接结构中发射天线端信号的 PAPR。仿真结果表明,本文中的理论结果能很好地预测出全连接结构中发射天线端信号 PAPR 的一个区间。

## 1 系统建模

如图1所示为基于 OFDM 的多输入单输出 (multiple-input single-output, MISO) 系统框架<sup>[2,17]</sup>。本文假设基站具有  $N_t$  根发射天线,同时服务  $K$  个单天线用户。基站端为每个用户分配一条独立的数据流,每条数据流包含  $N$  个子载波的数据,射频链路数与数据流数相同。假设子载波数大于发射天线数,即  $N > N_t$ 。

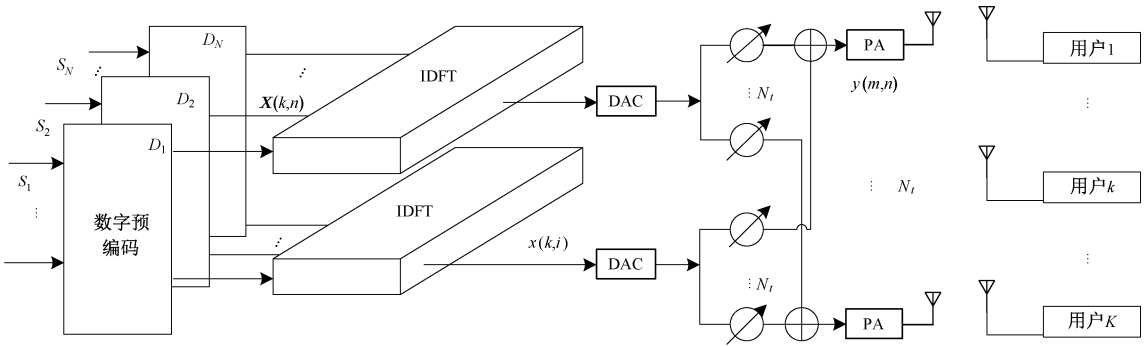


图 1 基于正交频分复用技术的多用户 MISO 系统框架

Fig. 1 Multi-user MISO system framework based on OFDM technology

发射的原始信号表示为:  $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_N] \in \mathbb{C}^{K \times N}$ , 其中  $n = 1, 2, \dots, N$  为子载波的序引,  $\mathbf{S}_n = [s_{1n}, s_{2n}, \dots, s_{Kn}]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  为第  $n$  个子载波上的信号,  $\mathbb{C}$  表示复数域。对于每个  $\mathbf{S}_n$ , 系统都有一个对应的数字预编码  $\mathbf{D}_n \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 。经过数字预编码后的频域信号  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{K \times N}$  再经过 IDFT 转换为时域信号  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{K \times N}$ 。时域信号经过射频链路后传输到一个统一的模拟预编码  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times K}$ 。其中,  $\mathbf{F}(m, k) = e^{j\theta_{mk}}$ 。发射天线端的信号表示为  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_t \times N}$ 。

原始信号经过数字预编码后, 第  $k$  条射频链路、第  $n$  个子载波上的频域信号为

$$\mathbf{X}(k, n) = \mathbf{D}_n(k, :) \mathbf{S}_n. \quad (1)$$

通过对频域信号  $\mathbf{X}(k, n)$  进行 IDFT 得到时域信号  $\mathbf{x}(k, i)$ , 表示如下

$$\mathbf{x}(k, i) = \sum_{n=1}^N \mathbf{X}(k, n) e^{-j\frac{2\pi i n}{N}}, i = 1, \dots, N. \quad (2)$$

时域信号再经过模拟预编码后得到发射天线的信号。第  $m$  条天线、第  $n$  个子载波上的信号可以表示为

$$\mathbf{y}(m, n) = \mathbf{F}(m, :) \mathbf{x}(:, n) = \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k, n) e^{j\theta_{mk}}. \quad (3)$$

系统中, 射频链路端信号的 PAPR 定义为所有射频链路端信号峰值功率与平均功率之比的最大值

$$\text{PAPR}_{\text{rf}} = \max_{1 \leq k \leq K} \left\{ \frac{\max_{1 \leq n \leq N} |\mathbf{x}(k, n)|^2}{\mathbb{E} \{ |\mathbf{x}(k, n)|^2 \}} \right\}. \quad (4)$$

其中,  $\mathbb{E}$  表示均值。

同理, 天线端信号的 PAPR 定义为所有天线端信号峰值功率与平均功率之比的最大值

$$\text{PAPR}_{\text{tx}} = \max_{1 \leq m \leq N_t} \left\{ \frac{\max_{1 \leq n \leq N} |\mathbf{y}(m, n)|^2}{\mathbb{E} \{ |\mathbf{y}(m, n)|^2 \}} \right\}. \quad (5)$$

本文使用 PAPR 超过某阈值  $z_0$  的互补累计密度函数 (complementary cumulative density function, CCDF) 评估系统表现。

在实际 OFDM 系统中, 制约发射机性能的主要是功率放大器 (power amplifier, PA) 输入端信号的 PAPR, 即式 (5) 中的  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。传统的 PAPR 降低方法实际上降低的是式 (4) 中的  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$ 。以 clipping 算法为例, 由于无法直接对模拟域信号进行处理, clipping 算法实际上是通过 DAC 输入端信号进行限幅处理, 从而实现  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  的降低。在全数字编码结构中, DAC 输入端信号的 PAPR 等于 PA 输入端信号的 PAPR, 即  $\text{PAPR}_{\text{rf}} = \text{PAPR}_{\text{tx}}$ , 因此传统 PAPR 降低方法能实现  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  的降低。但是在全连接混合波束成形结构中, 由式 (4) 和式 (5) 可知,  $\text{PAPR}_{\text{rf}} \neq \text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。应用于全数字编码结构的 PAPR 降低算法无法有效地降低全连接结构中的  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。

## 2 算法描述

### 2.1 传统 SLM 算法

传统 SLM 算法的原理如图 2 所示, 其具体步骤是: 首先将原始信号  $\mathbf{S}$  与  $U$  个独立的相位旋转矩阵  $\mathbf{P}^{(u)} \in \mathbb{C}^{K \times N}$  进行对应元素相乘, 得到  $U$  组经过不同相位旋转后的信号  $\mathbf{S}^{(u)}$ , 即  $\mathbf{S}^{(u)} = \mathbf{S} \odot \mathbf{P}^{(u)}$ 。其中,  $\odot$  表示哈达玛 (Hadamard) 乘积,  $\mathbf{P}^{(u)}(k, n) = e^{j\beta_{kn}}$ ,  $\beta_{kn} \in [0, 2\pi)$  且彼此独立。这些信号通过数字预编码和 IDFT 后得到  $U$  组不同的射频链路端信号  $\mathbf{x}^{(u)}$ 。其中, 数字预编码和 IDFT 的计算分别依据式 (1) 和式 (2)。之后根据式 (4) 计算得到每组射频链路端信号的  $\text{PAPR}_{\text{rf}}^{(u)}$ , 选择其中具有最小 PAPR 的序列  $\hat{u} = \underset{1 \leq u \leq U}{\text{argmin}} \{ \text{PAPR}_{\text{rf}}^{(u)} \}$ 。最后, 该序列的射频链路信

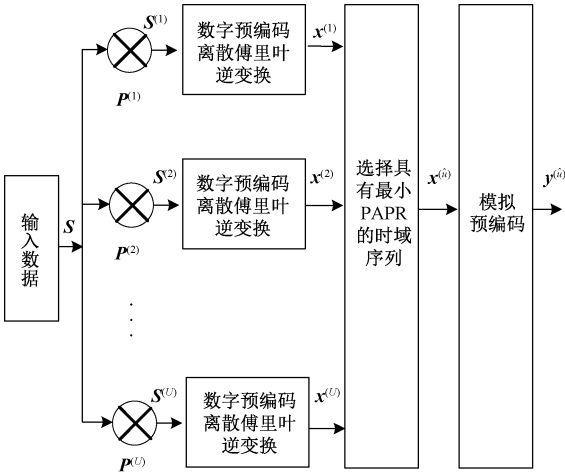


图 2 传统 SLM 算法的原理图

Fig. 2 Conventional SLM algorithm schematic

号经过模拟预编码后发送。

## 2.2 改进 SLM 算法

在混合波束成形结构中,PA 位于模拟预编码之后,为避免 PA 进入非线性工作区域,需要尽量降低 PAPR<sub>tx</sub>。然而传统 SLM 算法基于 PAPR<sub>rf</sub> 挑选相位旋转矩阵,无法有效地降低 PAPR<sub>tx</sub>。为解决这一问题,我们改变了传统 SLM 算法中计算信号 PAPR 的位置,转变为计算 PAPR<sub>tx</sub>。图 3 给出了改进 SLM 算法降低全连接结构中 PAPR<sub>tx</sub> 的原理结构图。区别于传统 SLM 算法根据式(4)对链路端信号  $\mathbf{x}^{(u)}$  进行选择,改进 SLM 算法根据式(5)选择天线端信号  $\mathbf{y}^{(u)}$  中具有最小 PAPR<sub>tx</sub> 的序列进行发送,即发送的序列索引为  $\hat{u} = \underset{1 \leq u \leq U}{\operatorname{argmin}} \{ \text{PAPR}_{\text{tx}}^{(u)} \}$ 。

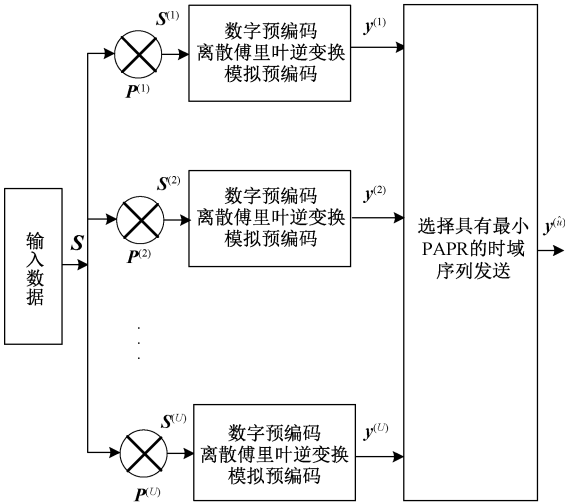


图 3 改进 SLM 算法的原理图

Fig. 3 Improved SLM algorithm schematic

## 2.3 性能分析

接下来,对使用改进 SLM 算法下 PAPR<sub>tx</sub> 的理论值进行推导,进一步区分传统 SLM 算法和改进 SLM 算法的差异。先分析不使用任何 PAPR 降低方法下,原始信号 PAPR<sub>rf</sub> 和 PAPR<sub>tx</sub> 的大小。通过推导,得到 PAPR<sub>rf</sub> 的理论值,以及 PAPR<sub>tx</sub> 的上界和下界。推导过程表明,全连接结构中射频链路数小于发射天线数这一特性使得原始信号的 PAPR<sub>tx</sub> 大于 PAPR<sub>rf</sub>,也使得传统 SLM 算法无法有效降低全连接结构中的 PAPR<sub>tx</sub>。根据原始信号的理论结果,进而推导出使用改进 SLM 算法下 PAPR<sub>tx</sub> 的上界和下界。

将数字预编码假设为等增益传输,且不同子载波的数字预编码  $\mathbf{D}_n$  相互独立。等增益传输可以使经过数字预编码后的信号  $\mathbf{X}(k, n)$  的能量一致,且不同子载波上的信号彼此独立。在这样的设置下,根据中心极限定理可以认为经过 IDFT 的信号符合均值为 0、方差为 1 的复高斯分布<sup>[18]</sup>,即  $\mathbf{x}(k, i) \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ , 且彼此相互独立。因此,可以得到

$$P_r(|\mathbf{x}(k, i)|^2 \leq z_0) = 1 - e^{-z_0}, \quad (6)$$

$$\mathbb{E}\{|\mathbf{x}(k, i)|^2\} = 1. \quad (7)$$

将式(6)和式(7)代入式(4),可知 PAPR<sub>rf</sub> 满足

$$P_r\{\text{PAPR}_{\text{rf}} > z_0\} = Q_1 = 1 - (1 - e^{-z_0})^{K \times N}. \quad (8)$$

接下来推导发射天线端信号的性质。用  $x_I, x_Q$  分别表示  $\mathbf{x}(k, i)$  的实部和虚部,则  $x_I, x_Q \sim \mathcal{N}(0, 1/2)$ , 且彼此独立。 $\mathbf{x}(k, i)$  经过一个与之独立的相位旋转后得到

$$\mathbf{x}(k, i)e^{j\varphi} = (x_I \cos(\varphi) - x_Q \sin(\varphi)) + j(x_I \sin(\varphi) + x_Q \cos(\varphi)). \quad (9)$$

令  $\mathbf{x}(k, i)e^{j\varphi}$  的实部和虚部分别表示为  $m_I, m_Q$ , 则:

$$\mathbb{E}\{m_I\} = \mathbb{E}\{m_Q\} = 0, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{m_I\} &= \frac{1}{2}(\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi)) \\ &= \text{Var}\{m_Q\} = \frac{1}{2}, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\mathbb{E}\{m_I m_Q\} = 0. \quad (12)$$

其中:Var 表示方差,由式(10)与式(11)可知,  $m_I, m_Q \sim \mathcal{N}(0, \frac{1}{2})$ 。由式(10)与式(12)可知,



$m_l$  与  $m_q$  相互独立。因此,可以推出

$$\mathbf{x}(k,i)e^{j\varphi} \sim \mathcal{CN}(0,1). \quad (13)$$

其中:  $\mathcal{CN}(0,\sigma^2)$  表示均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的复高斯分布。根据  $\mathbf{x}(k,i)e^{j\varphi}$  的独立性,可以进一步推出  $\mathbf{y}(m,n) \sim \mathcal{CN}(0,K)$ 。进而得到

$$P_r(|\mathbf{y}(m,n)|^2 \leq z_0) = 1 - e^{-Kz_0}, \quad (14)$$

$$\mathbb{E}\{|\mathbf{y}(m,n)|^2\} = K. \quad (15)$$

假设不同天线端信号彼此独立,则矩阵  $\mathbf{y}$  的秩为  $N_t$ ,即  $\text{rank}\{\mathbf{y}\} = N_t$ 。基于该假设下,矩阵  $\mathbf{y}$  具有彼此独立的  $N_t \times N$  个元素。将式(14)和式(15)代入式(5),  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  超过  $z_0$  的 CCDF 为

$$Q_2 = 1 - (1 - e^{-z_0})^{N_t \times N}. \quad (16)$$

实际上,在混合波束成形结构中,射频链路数  $K$  小于发射天线数  $N_t$ 。因此,  $\text{rank}\{\mathbf{F}\} \leq K$ , 则  $\text{rank}\{\mathbf{y}\} = \text{rank}\{\mathbf{F}\mathbf{x}\} \leq K$ ,即矩阵  $\mathbf{y}$  最多只有  $K$  行彼此独立的向量。根据文献[19],天线之间的相关性会导致  $\text{PAPR}$  小于其理论值。因此,考虑到天线之间的相关性,全连接结构中  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  满足

$$P_r\{\text{PAPR}_{\text{tx}} > z_0\} < Q_2. \quad (17)$$

由式(17)可知,  $Q_2$  是混合波束成形结构中  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  的上界。混合波束成形结构中射频链路数小于天线数这一特性使得  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  一定小于  $Q_2$ 。

计算  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  时,如果只考虑独立的  $K$  条天线上的信号,  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  将会等于  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$ 。考虑所有天线上的信号,不改变平均功率  $\mathbb{E}\{|\mathbf{y}(m,n)|^2\}$  的大小,而会增大天线端信号的峰值功率。因此,可以得到

$$P_r\{\text{PAPR}_{\text{tx}} > z_0\} > Q_1. \quad (18)$$

式(18)表示  $Q_1$  是混合波束成形结构  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  的下界。 $Q_1$  同时也是  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  的理论值。 $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  与其下界的差异同样由混合波束成形结构的特性导致。另外,式(18)还说明在全连接混和波束成形结构中,  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  大于  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$ ,传统的 SLM 算法无法有效地降低全连接结构中的  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。

最后,推导使用改进 SLM 算法下  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  的性能表现。相位旋转矩阵  $\mathbf{P}^{(u)}$  彼此独立,并且  $\mathbf{P}^{(u)}$  中每一个元素的模值为 1,且相互独立。因此,相位旋转矩阵  $\mathbf{P}^{(u)}$  不影响上述推导。使用改进 SLM 算法下,  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  超过  $z_0$  的 CCDF 为

$$Q_3 = (P_r\{\text{PAPR}_{\text{tx}} > z_0\})^U. \quad (19)$$

根据式(17)和式(18),可以得到

$$Q_1^U < Q_3 < Q_2^U. \quad (20)$$

### 3 仿真结果

本文中,仿真实验采用编码的正交相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK) OFDM 信号,子载波数目为 512。信道状态矩阵具有空间相关性和频率选择性<sup>[20]</sup>。本文采用文献[21]提出的一种低复杂度的混合预编码方案。

#### 3.1 不使用 SLM 算法的 PAPR 性能表现

为验证理论推导的正确性,本文测试了一个 MISO 系统的  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  和  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。该系统的射频链路数  $K=2$ ,发射天线数  $N_t=8$ ,仿真结果如图 4 所示。从图中可以看出,在互补概率函数相同的情况下,  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  大于  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$ ,并处于理论值上界和下界之中,  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  曲线与理论值下界曲线非常接近。仿真结果很好地验证了理论推导和结论的正确性。

#### 3.2 传统 SLM 算法的 PAPR 性能表现

为检验传统 SLM 算法降低全连接结构中 PAPR 的效果,将传统 SLM 算法应用在用户数为 2、天线数为 8 的全连接结构中,相位旋转组数  $U=32$ 。仿真结果如图 5 所示。从图中可以看出,使用传统 SLM 算法能一定程度上降低  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  和  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。当 CCDF 达到  $10^{-4}$  时,使用传统 SLM 算法  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  降低约 3.5 dB,  $\text{PAPR}_{\text{rf}}$  达到了一个较小的数值;但是  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  只降低了约 1 dB,且  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$  依然比较大。仿真结果证明,使用传统 SLM 算法并不能有效地降低全连接结构中的  $\text{PAPR}_{\text{tx}}$ 。

#### 3.3 改进 SLM 算法的性能表现

为验证改进 SLM 算法对全连接结构中天线端信号的 PAPR 降低的效果,将改进 SLM 算法应

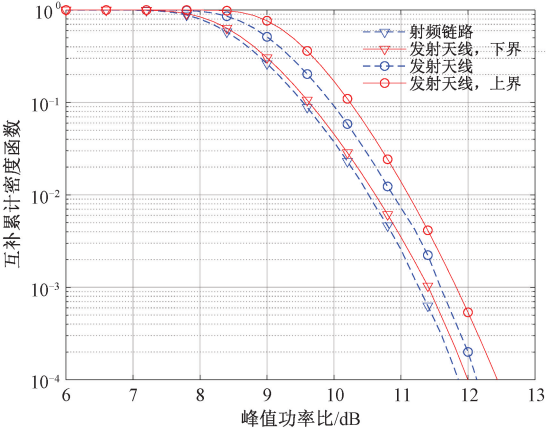


图 4 不使用 SLM 算法的 PAPR 性能表现

Fig. 4 PAPR performance without SLM algorithm

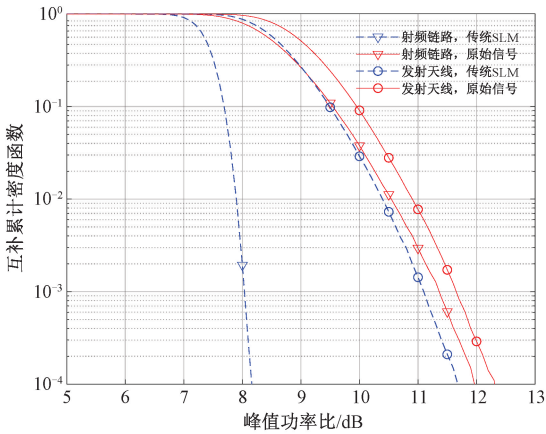


图 5 传统 SLM 算法的 PAPR 性能表现

Fig. 5 PAPR performance of conventional SLM algorithm

用于同一系统,共设计了 32 组独立的相位旋转矩阵,即  $U = 32$ 。另外,还将传统的 SLM 算法和经典的 clipping 算法运用于全连接结构中作为对比。从图 6 可以看出,在互补概率密度函数均为  $10^{-4}$  时,使用改进 SLM 算法使  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  达到 9 dB 以下,而经过 clipping 算法或是传统 SLM 算法处理后全连接结构中的  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  均大于 11 dB,远大于改进 SLM 算法实现的  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$ 。这表明现有的 PAPR 降低方法无法有效降低全连接结构中的  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$ ,改进 SLM 算法在降低全连接结构中的  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  上取得了较好的效果。使用改进 SLM 算法后  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  处于理论值上界和下界之间,验证了理论推导的正确性。

为验证相位旋转组数目  $U$  对改进 SLM 算法表现的影响,对射频链路数  $K = 2$ 、发射天线数  $N_t = 8$  的 MISO 系统进行了组数不同的相位旋转。

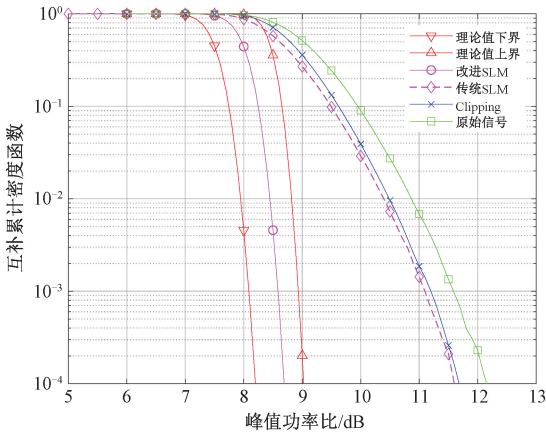


图 6 不同算法的 PAPR 性能表现对比

Fig. 6 PAPR performance comparison of different algorithms

图 7 展示了不同情况下  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  的 CCDF 曲线。图中最右边的曲线表示的是原始信号的 CCDF 曲线,左边 3 条为使用改进 SLM 算法、 $U$  取不同值对应的 CCDF 曲线。从图中可以看出,当  $U \geq 8$  时,改进 SLM 算法能将  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  降低约 3 dB。随着相位旋转组数目的增加,改进 SLM 算法降低  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  的效果变好。

SLM 算法的旋转相位信息一般通过边信息的方式传输。在具有理想边信息的条件下,SLM 算法不会影响原始信号的 BER 性能<sup>[22]</sup>;然而在实际系统中往往得不到理想边信息,这时需要通过盲检测等方式解析出相位旋转信息。为验证本文提出的改进 SLM 算法对 BER 的影响,假设一个加性高斯白噪声,运用文献[23]提出的解码方案。该方案利用导频载波能量比信号载波能量高这一性质,发射端根据相位旋转组索引信息确定信号中导频载波的位置,接收端通过检测导频载波的位置解析出选取的相位旋转组索引。图 8 展示了不同相位旋转组数目  $U$  对系统比特误码率的影响,其中信噪比定义为 PA 输入端信号能量与高斯白噪声能量之比。从图 8 可以看出,比特误码率随着信噪比的增大而减小,改进 SLM 算法取得了与原始信号接近的比特误码率。此外,仿真结果表明  $U$  的变化对系统 BER 的表现几乎没有影响。

为验证本文提出的改进 SLM 算法是否适用于其他场景,将改进 SLM 算法应用于  $K = 8$ 、 $N_t = 128$  的全连接混合波束成形系统,并检测相位旋转组数目不同对算法效果的影响。从图 9 可以看出,改进 SLM 算法可以将系统的  $\text{PAPR}_{\text{ix}}$  降低约

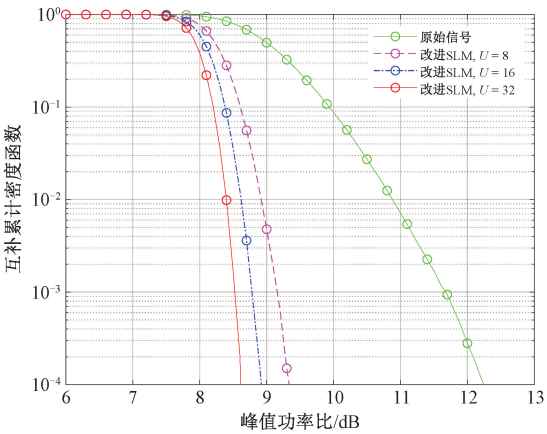


图 7 不同  $U$  值的改进 SLM 算法性能对比

Fig. 7 Performance comparison of improved SLM algorithms with different  $U$  values

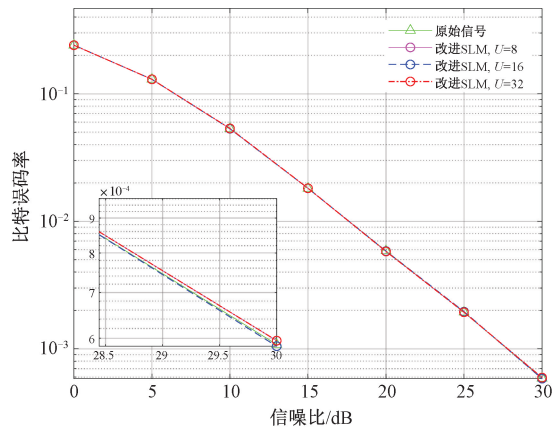


图 8 比特误码率的表现

Fig. 8 Bit error rate performance

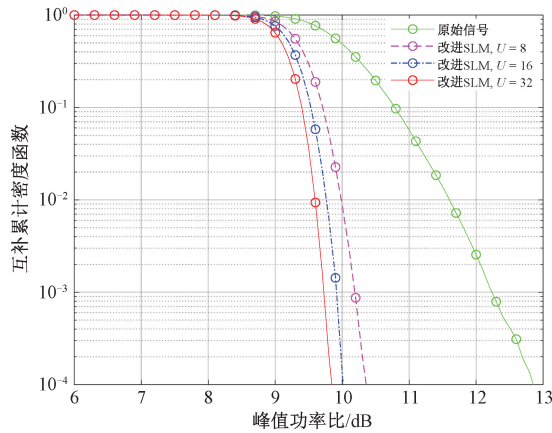


图 9  $K = 8, N_t = 128$  时系统的性能表现

Fig. 9 System performance when  $K = 8, N_t = 128$

3 dB,使系统实现了一个较低的  $PAPR_{tx}$ ,仍然取得了较好的效果。

基于以上仿真结果,得到以下结论:全连接混合波束成形结构中的  $PAPR_{tx}$  要大于  $PAPR_{rf}$ ;传统 SLM 算法无法有效降低该结构中的  $PAPR_{tx}$ ;本文提出的改进 SLM 算法能将该结构中的  $PAPR_{tx}$  降低约 3 dB;改进 SLM 算法的  $PAPR_{tx}$  降低性能随着相位旋转组数目的增加而变好;改进 SLM 算法不会引起系统 BER 性能的恶化;相位旋转组数目  $U$  的增大虽然能提升改进 SLM 算法的  $PAPR_{tx}$  降低性能,但也会导致算法运算复杂度的增加,为接收端解码信息带来了挑战。因此,应该综合考虑  $PAPR_{tx}$  降低效果和比特误码率去选择系统适用的相位旋转组数。

4 结束语

全连接混合波束成形的结构特性使得其发射

天线端信号的  $PAPR_{tx}$  大于射频链路端信号的  $PAPR_{rf}$ ,这也导致传统的 PAPR 降低方法无法有效应用于全连接混合波束成形结构。针对如何降低全连接混合波束成形结构天线端信号的 PAPR 这一问题,本文提出一种改进 SLM 算法。改进 SLM 算法对原始输入数据进行多组独立的相位旋转,最后选择天线端信号  $PAPR_{tx}$  最小的时域序列进行发送。理论分析和仿真结果表明,改进后的 SLM 算法能有效地降低全连接混合波束成形结构中天线端信号的  $PAPR_{tx}$ 。

参考文献

[ 1 ] Larsson E G, Edfors O, Tufvesson F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems [ J ]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52 ( 2 ): 186-195. DOI: 10.1109/MCOM.2014.6736761.

[ 2 ] Sohrabi F, Yu W. Hybrid analog and digital beamforming for mmWave OFDM large-scale antenna arrays [ J ]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35 ( 7 ): 1432-1443. DOI: 10.1109/JSAC.2017.2698958.

[ 3 ] Sohrabi F, Yu W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale antenna arrays [ J ]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10 ( 3 ): 501-513. DOI: 10.1109/JSTSP.2016.2520912.

[ 4 ] Xing Z T, Liu K M, Rajasekaran A S, et al. A hybrid companding and clipping scheme for PAPR reduction in OFDM systems [ J ]. IEEE Access, 2021, 9: 61565-61576. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3074009.

[ 5 ] Gökceli S, Levanen T, Riihonen T, et al. Novel iterative clipping and error filtering methods for efficient PAPR reduction in 5G and beyond [ J ]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 2: 48-66. DOI: 10.1109/OJCOMS.2020.3043598.

[ 6 ] 刘璐, 赵国庆. 一种峰均比抑制方法的研究 [ J ]. 电子学报, 2018, 46 ( 10 ): 2443-2449. DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.018.

[ 7 ] Singh R, Soni G K, Jain R, et al. PAPR reduction for OFDM communication system based on ZCT-pre-coding scheme [ C ] // 2021 Second International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC). August 4-6, 2021, Coimbatore, India. IEEE, 2021: 555-558. DOI: 10.1109/ICESC51422.2021.9532776.

[ 8 ] Lv J, Wan Y. An improved tone reservation method for PAPR reduction in OFDM systems [ C ] // Proceedings 2013 International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC). December 20-22, 2013, Shenyang. IEEE, 2014: 3791-3794. DOI: 10.1109/MEC.2013.6885651.

[ 9 ] Han S H, Cioffi J M, Lee J H. Tone injection with hexagonal

- constellation for peak-to-average power ratio reduction in OFDM[J]. IEEE Communications Letters, 2006, 10(9): 646-648. DOI: 10.1109/LCOMM.2006.1714532.
- [10] Hu S C, Yang M, Kang K, et al. Low complexity SLM for OFDMA system with implicit side information[C]//ICASSP 2021-2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). June 6-11, 2021, Toronto, ON, Canada. IEEE, 2021: 7933-7937. DOI: 10.1109/ICASSP39728.2021.9414599.
- [11] 杨霖, 胡武君, 何向东. SFBC MIMO-OFDM 系统中基于循环移位和盲检测的低复杂度 SLM 算法[J]. 电子学报, 2015, 43(8): 1637-1641.
- [12] Devi A, Therese M J, Dharanyadevi P, et al. A phase offset selective mapping technique for PAPR reduction in MIMO-UFMC[C]//2021 Fifth International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC). November 11-13, 2021, Palladam, India. IEEE, 2021: 1725-1729. DOI: 10.1109/I-SMAC52330.2021.9640996.
- [13] 赵辉, 王薇, 莫谨荣, 等. 滤波器组多载波系统中基于双层优化的峰均比抑制算法[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(6): 1742-1749. DOI: 10.11999/JEIT200369.
- [14] 洪涛, 宋茂忠, 王保云. 基于随机天线阵的物理层安全通信系统峰均功率比问题研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(1): 188-192. DOI: 10.11999/JEIT140089.
- [15] Liew S C, Shao Y L. New transceiver designs for interleaved frequency-division multiple access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(12): 7765-7778. DOI: 10.1109/TWC.2020.3015723.
- [16] Du J B, Xu W, Shen H, et al. Hybrid precoding architecture for massive multiuser MIMO with dissipation: sub-connected or fully connected structures? [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(8): 5465-5479. DOI: 10.1109/TWC.2018.2844207.
- [17] Park S, Heath R W. Frequency selective hybrid precoding in millimeter wave OFDMA systems [C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). December 6-10, 2015, San Diego, CA, USA. IEEE, 2016: 1-6. DOI: 10.1109/GLOCOM.2015.7417763.
- [18] Jiang T, Wu Y Y. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 257-268. DOI: 10.1109/TBC.2008.915770.
- [19] Lee Y L, You Y H, Jeon W G, et al. Peak-to-average power ratio in MIMO-OFDM systems using selective mapping[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(12): 575-577. DOI: 10.1109/LCOMM.2003.821329.
- [20] Yu X H, Shen J C, Zhang J, et al. Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 485-500. DOI: 10.1109/JSTSP.2016.2523903.
- [21] Liu Y, Wang J T. Low-complexity OFDM-based hybrid precoding for multiuser massive MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(3): 263-266. DOI: 10.1109/LWC.2019.2929518.
- [22] 纪金伟. 降低 OFDM/SC-FDMA 系统峰均比技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [23] Chen N, Zhou G T. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM with blind selected pilot tone modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(8): 2210-2216. DOI: 10.1109/TWC.2006.1687737.