

数字波束成形中峰均比抑制方法的研究

刘璐^{1,2}, 赵国庆¹

(1. 西安电子科技大学工程学院, 陕西 西安 710071; 2. 西安邮电大学通信与信息工程学院, 陕西 西安 710121)

摘要: 数字波束成形技术是 5G 通信中的关键技术之一。然而, 数字波束成形中过高的峰均比会造成信号发射端功率放大器进入非线性工作区域。针对现阶段概率类方法中的选择性映射类算法带宽利用率低和运算复杂度高的问题, 提出一种基于 MUSIC 算法的盲选择性映射方法。该方法不用传输边带信息, 就可提高频带的利用率; 同时, 在运算复杂度和峰均比的抑制效果上, 所提方法较选择性映射算法有一定的改善。

关键词: 数字波束成形; 峰均比抑制; 选择性映射算法; MUSIC 算法

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018030

Method on PAPR reduction in digital beam-forming

LIU Lu^{1,2}, ZHAO Guoqing¹

1. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China

2. School of Telecommunication and Information, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China

Abstract: Digital beam-forming technology is one of the key technologies in 5G communication. However, the high peak-to-average power ratio in digital beam-forming would make the power amplifier work in the nonlinear region. Nowadays, the solutions to the high peak-to-average power ratio, such as selected mapping, embedded side information selected mapping have some faults: the complexity is high, and the utilization of the bandwidth is low. A blind selected mapping method to reduce the high peak-to-average power ratio based on MUSIC algorithm was proposed. In this method, the side information was omitted, so the utilization of the bandwidth was improved. Simultaneously, the result of the peak-to-average power ratio reduction and the complexity is much more enhanced.

Key words: digital beam-forming, PAPR reduction, selected mapping, MUSIC algorithm

1 引言

数字波束成形 (DBF, digital beam-forming) 技术可以增强特定方向的信号, 在干扰方向形成零陷, 因而被广泛地应用在 5G 通信中。但随着阵列天线阵元数的增加, 波束成形过程中会伴随着过高的峰均比 (PAPR, peak-to-average power ratio)。而过高的峰均比会导致发射端的高功率放大器工作在饱和区域, 将会造成发射信号的畸变, 同时会产生严重的带内干扰以及带外噪声。现阶段, 针对峰均比抑制这一问题, 有很多的解决方案被提出^[1-6]。

在这些方案中, 由于选择性映射 (SLM, selected mapping) 算法不会造成信号的畸变与失真, 因而在研究峰均比抑制的过程中, 引起人们的广泛关注。然而, SLM 方法在信道传输中, 需要传输关键的边带信息 (SI, side information), 这会造成信道带宽利用率降低和接收端解码复杂度增加。

进而, 一些关于盲 SLM 的方法逐渐被提出^[7-9]。文献[7,8]中提出了最大似然解码法和简化的最大似然解码法。但是, 由于大数据的高复杂度导致最大似然解码法几乎无法在实际中应用。而简化的最大似然解码法的运算复杂度依然很高。文献[9]提出了

收稿日期: 2017-07-07; 修回日期: 2018-01-18

基金项目: 陕西省科技研究发展 (攻关) 计划基金资助项目 (No.2016YFJH2-08)

Foundation Item: Shaanxi Province Science Research Program Foundation of China (No.2016YFJH2-08)

将 SI 嵌入传输信号里的方法，应用扩展相位符号的位置来寻找边带信息，但在解码过程中需要逐一对所有的相位序列进行与扩展相位符号的匹配，复杂度也较高。本文提出一种基于 MUSIC 的盲 SLM (MB-SLM, MUSIC based blind-SLM) 算法。在该算法中，通过对经过旋转相位因子运算后的 PAPR 最小的那路合成的信号的相关函数进行奇异值分解 (SVD, singular value decomposition)，标记此时的噪声子空间，记为密钥。而这一路 PAPR 最小的信号与此噪声子空间，也就是密钥正交，最后在信号通过发射端的功率放大器时，经密钥解密出 PAPR 最小的合成波束。由于在该算法中不需要在相位序列中嵌入边带信息，进而不需要在频带内传输 SI，因此，带宽利用率较高。同时，本文算法不需要对最大似然函数的搜索解码，也不需要进行相位符号的扩展，因此，运算的复杂度也较低。

2 数字波束成形模型

2.1 现代通信技术中的波束成形

在现代通信中，将无线信号（电磁波）只按特定方向传播的技术叫作数字波束成形。和光束一样，当所有波的传播方向都一致时，即形成了波束图，如图 1 所示。

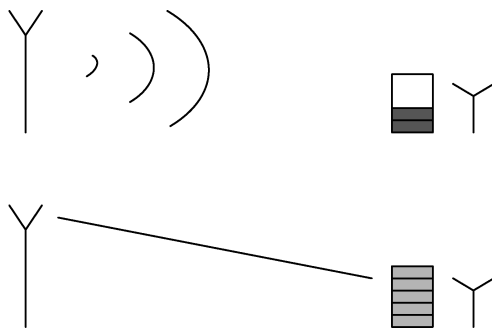
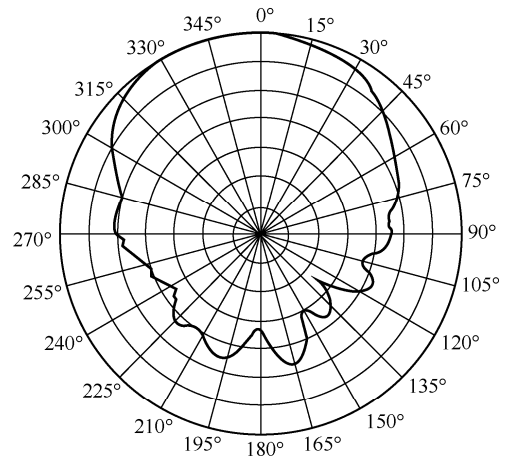


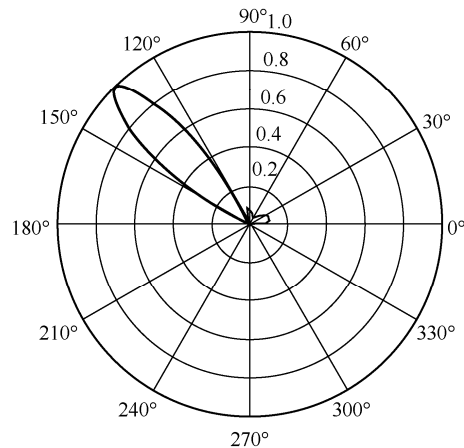
图 1 通信中的波束成形

无线通信电磁波的信号能量在发射端由天线辐射进入空气，并在接收端由天线接收。因此，电磁波的辐射方向由天线的特性决定。天线的方向特性可以由辐射方向图（即天线发射的信号在空间不同方向的幅度）来描述。普通天线的辐射方向图方向性很弱，由于传统的电磁波具有强的发散性（空间 360°），每个方向的辐射强度都基本一样，电磁波在某一特定方向的磁场强度就会变弱。这就需要波束成形技术来进行能量的合成。而最基本的形成波束的方法则是使用辐射方向性很强的天线，在

特定的某一方向上形成强烈场强的电磁波束，如图 2 所示。



(a) 普通的电磁波指向



(b) 波束形成的电磁波指向

图 2 电磁波指向

在波束成形中，各个天线阵列阵元通过仔细控制波源发射与接收的波之间的相对相位和幅度，将电磁波辐射与接收增益都集中在一个目标方向上。同时，其他地方电磁波辐射与接收增益都很小，在干扰方向形成零陷，在目标方向传播的电磁波确定后，对于不同阵元上的电磁波，都加入一个特定的相位时延用来补偿波前到达天线的相位差，从而不同天线阵元合成的波束在经过加权求和后幅度会变大，进而完成波束的合成。

2.2 波束成形的模型

在均匀线阵的阵列天线中，入射平面电磁波到达各相邻天线的波程差相同。各个被补偿的信号经过叠加，接收阵列增益达到最大，此时的电磁波入射方向就是阵列波束成形的方向^[10,11]，具体如图 3 所示。

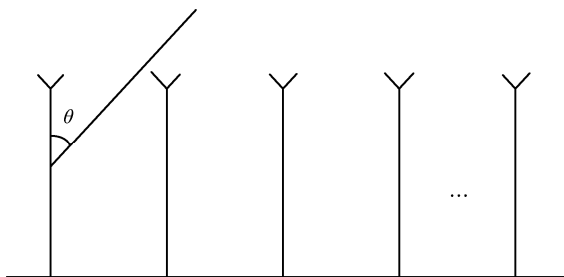


图 3 阵列天线的波束成形

由图 3 可知，相邻的阵列单元相位差 φ 为

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) \quad (1)$$

均匀线阵波束成形后阵列的输出为

$$Y(t) = \mathbf{W}^H X(t) = s(t) \mathbf{W}^H(t) \mathbf{a}(\theta) \quad (2)$$

其中， \mathbf{W} 为阵列天线的权矢量， $P(\theta) = \mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta)$ 为阵列天线的方向图。

当 K 个远场回波信号入射到天线阵面时，其复幅度和入射角分别为 $s_k(t)$ 和 θ_k 。阵列天线各阵元的接收信号用一个 N 维的向量表示，则有 $\mathbf{X}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \mathbf{a}(\theta_k)$ ，而 $\mathbf{a}(\theta_k)$ 为阵列在 θ_k ($k = 0, 1, \dots, K-1$) 方向的导向矢量 (steering vector)，其可以表示为

$$\mathbf{a}(\theta_k) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_0)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin(\theta_0)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{k-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d \sin(\theta_{k-1})} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.3 传统选择性映射算法及峰均比抑制标准

传统的选择性映射 (C-SLM, conventional selected mapping) 算法是将每一个阵元的波束映射到 U 个表示相同信息但相位不尽相同的备选信号上，再从中选择 $PAPR$ 最小的一路进行传输。相位旋转因子为 $P_i^u = (P_0^u, P_1^u, \dots, P_{N-1}^u)$ ，有

$$P_i^u = \exp(j\phi_i^u), i = 0, 1, \dots, N-1, u = 0, 1, \dots, U-1 \quad (4)$$

其中， ϕ_i^u 在 $(0, 2\pi]$ 内均匀分布。利用 U 路旋转相位因子分别和形成波束的阵元序列 Y 进行点乘，可以得到 U 个不同的输入序列，即

$$Y_u = (Y_0^u, Y_1^u, \dots, Y_{N-1}^u) = (X_0 P_0^u, X_1 P_1^u, \dots, X_{N-1} P_{N-1}^u) \quad (5)$$

然后选择 U 组序列中 $PAPR$ 最小的那路信号进行传输，从而达到抑制 $PAPR$ 的目的。由于接收端对哪路 $PAPR$ 最小是未知的，因而在传输 U 组序列

中，需要传输相应的 SI，在接收端通过对 SI 进行解码，从而获知相应的序列序号^[7]。

波束成形是由各路阵元的信号通过一定的优化准则加权而成，它的 $PAPR$ 可以被定义为

$$PAPR(Y) = 10 \lg \frac{\max\{|Y|^2\}}{E\{|Y|^2\}} \quad (6)$$

其中， Y 表示阵列阵元合成的波束信号。由于大的峰值出现频率是小概率事件，而 $PAPR$ 为随机的变量，假设信号样本之间彼此独立，则 $PAPR$ 小于某一特定门限峰均比的累积概率分布函数为

$$P\{PAPR \leq PAPR_0\} = (1 - e^{-\lambda})^N \quad (7)$$

它的互补累积概率分布函数 (CCDF, complementary cumulative distribution function) 表示 $PAPR$ 的分布，即统计的峰均比超过所限定的峰均比门限的概率，为

$$P\{PAPR > PAPR_0\} = 1 - (1 - e^{-\lambda})^N \quad (8)$$

由式(8)可以看出，当天线阵列阵元越多时， N 越大，大的峰均比出现的概率越大，因而限制大的峰均比越必要。而 $PAPR$ 的最高值一般被称为波峰因子，记为 CREST (峰值)。

传统的 SLM 方法为了在接收端正确地恢复出原始信息，必须知道发送端所采用的旋转相位序列 P_u ，即所谓的 SI。为了传输 SI，一种方法是收发双方可以建立 U 个相同旋转相位序列，只需传送表示支路信息序号的 SI；另一种方法可以利用单独的子信道传送所使用的旋转相位因子 P^u 。然而这 2 种方法均牺牲了系统的部分带宽，会使频带的利用率降低。而如果在解码的过程中发生 SI 的解码错误，则无法选择出正确的相位序列，造成的通信损失会更大。

3 MB-SLM 算法模型

3.1 MB-SLM 的盲边带传输模型

本文提出了一种基于 MUSIC 算法的盲选择性映射方法。该算法不用传输表示序列号码的边带信息，因而也不需使用附加的信道宽度，提高了信道的利用率，同时在复杂度方面也有优化。

发射端产生的 U 个选择的波束成形序列 $Y_u(t)$ 为

$$Y_u(t) = P_u(t) \otimes Y(t), u = 1, 2, \dots, U \quad (9)$$

其中， \otimes 运算代表矩阵的点积， $P_u(t)$ 是相位序列，它的相位在 $(0, 2\pi)$ 上是随机分布序列，且所有的相位序

列均为零均值的独立同分布，且 $P_u = [e^{j\theta^1}, e^{j\theta^2}, \dots, e^{j\theta^{N-1}}]$ 。为了避免相位序列间的互相干扰，各个相位序列之间应该保持尽量大的汉明距离。

在接收端，对 $Y_u(t)$ 进行奇异值分解 (SVD)^[12,13]，可得 $Y_u(t) = U\Lambda V^H$ ，然后对分解后大的特征值所张成的信号子空间进行提取，可以将空间划分为信号与噪声子空间，即

$$Y_u = [U_S U_N] \Lambda V^H \quad (10)$$

其中， U_S 和 U_N 分别为信号子空间和噪声子空间。通过 SVD，可以将处理后序列中大的特征值对应的向量与小的特征值对应的向量分解开。根据 MUSIC 算法可知， $A(\theta)$ 与噪声子空间 U_N 所张成的空间是互为正交的，则有

$$f(\theta) = A^H(\theta)U_N U_N^H A(\theta) \quad (11)$$

当 θ 为来波角时， $f(\theta) = 0$ 。综上可知，相位旋转序列 P 中包含了 $U \times N$ 个旋转相位， P 的旋转

相位可记为 $\begin{bmatrix} \phi_0^1 & \dots & \phi_{N-1}^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_0^Y & \dots & \phi_{N-1}^Y \end{bmatrix}$ 。在 $U \times N$ 个旋转相位的

范围内可以搜索出 $PAPR$ 最小的相位旋转因子项。找到这一组旋转相位因子后，记为 P_n 。对此时的 $Y_n(t)$ 进行 SVD，将这个相位旋转因子 P_n 所对应的噪声子空间 U_N 记为密钥。则在解密端，令 $T = P_u^H U_N U_N^H P_u$ ，搜索 P_u 中使 $T = 0$ 的 P 序列，此时的 P 序列就是 P_n 序列，即可以使 $PAPR$ 最小的相位旋转序列。获取 $PAPR$ 最小的合成波束 MB-SLM 算法的原理框架如图 4 所示。其中，波束成形部分为

信号发射端，而产生密钥的解密端为信号接收端。将密钥信息存储在存储单元 ROM 内，当序列信号占用 $Q_1 Y, Q_2 Y, \dots, Q_u Y, Q_1 Y^*, \dots, Q_u Y^*$ 频带进行传输时，在经过高功率放大器之前，系统读取此时在存储单元 ROM 的密钥信息，进而获取 P_n 。由于此时的密钥信息存储在存储单元 ROM 中，因此，在系统的频带带宽内，不需再传输信号的 SI，节约了频带宽度，提高了频带的利用率。

3.2 MB-SLM 算法的运算复杂度优化模型

3.2.1 MB-SLM 和 C-SLM 算法复杂度的比较

在产生 U 路相位序列时，将波束成形的导向矢量矩阵 $A(\theta)$ 进行 QR 分解，分解为一个正交矩阵 Q 和一个上三角矩阵 R 。由于 Q 矩阵为正交矩阵，因此， $QQ^H = I$ ， I 为单位矩阵。

正交矩阵的性质如性质 1 所示。

性质 1 正交矩阵行列式的值为 1 或 -1，即 $\det|A|=1$ 或 $\det|A|=-1$ 。

证明 设正交矩阵为 A ，则有 $AA^H = A^H A = E$ ， $|AA^H| = |E|$ ，即 $|A||A^H| = 1$ ，又 $|A| = |A^H|$ ，有 $|A|^2 = 1$ ，所以有 $\det|A|=1$ 或者 $\det|A|=-1$ 。

证毕。

由性质 1 可知，正交矩阵行列式的平方为 1。

将 Q 的转置矩阵 Q^H 和 R 相乘，得到 $X^* = Q^H R$ ， $Q^H Q^H X = Q^H R$ ，根据性质 1，可以得到一个新的矩阵 X^* ，而 X^* 与 X 的行列式的值基本相同。同样可以通过某一特定的优化准则形成某一特定方向的波束。将 U 路相位因子和 X^* 相乘，可以得到新的 U_n 路相位序列。 $U_n \times N$ 与 $U \times N$ 可以合

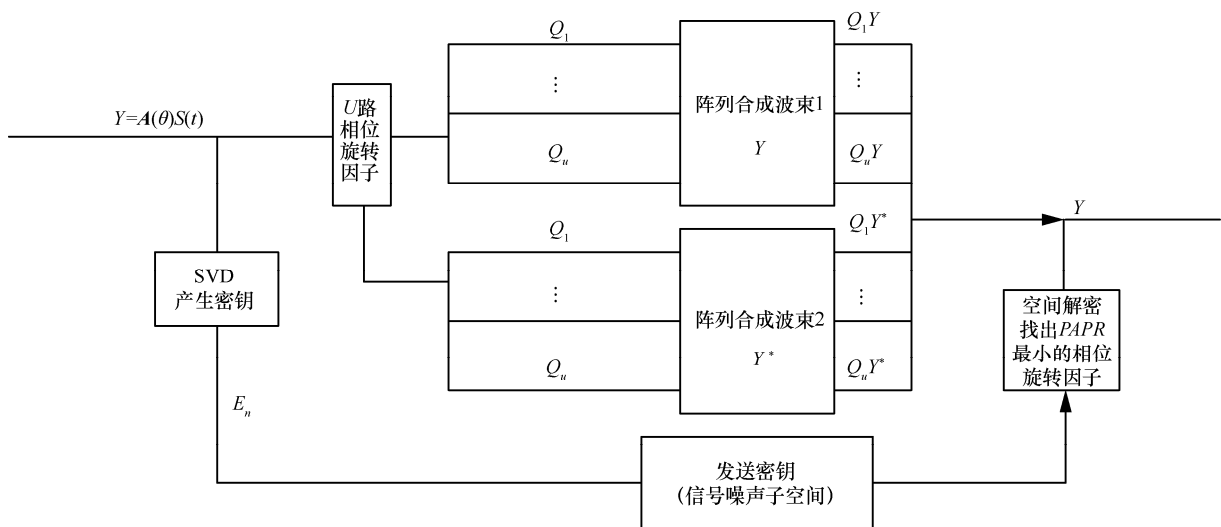


图 4 MB-SLM 算法的原理框架

并成 $2U \times N$ 路信号。进而在不增加波束成形优化准则运算复杂度的情况下，同时只生成了在 U 路选择相位因子的条件下产生 $2U$ 路的相位序列。本文的波束成形优化条件采用的是功率倒置算法和具有严格约束条件的最小功率准则。

线性约束最小方差(LCMV, linearly constrained minimum variance) 准则要求在某一特定方向上的功率在一定的条件下，调节权矢量，使输出的功率最小，从而达到自适应的目的。最小功率准则实质上就是 LCMV 优化准则，在波束成形过程中采用的优化约束准则为

$$\begin{aligned} \arg \min(\mathbb{E}[|y(t)|^2]) &= \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t. } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_s) &= 1 \end{aligned} \quad (12)$$

其中， $y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\theta) s(t)$ ， $\mathbf{A}(\theta)$ 为期望方向的导向矢量， $s(t)$ 为阵元发射的信号。 $\mathbf{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_l(l) \mathbf{X}_l^H(l)$ ， L 为采样快拍数。 \mathbf{w} 为权矢量。通过对优化条件的求解可以得到基于阵列方向获得大功率的波束，而使阵列输出功率最小，从而得到此优化条件下的最佳权矢量 \mathbf{w} 为

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_s) [\mathbf{a}^H(\theta_s) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_s)]^{-1} \quad (13)$$

$2U$ 路相位因子产生的相位序列包含 $U \times M$ 组数据，则由优化的权矢量 \mathbf{w} 的求解过程可知， \mathbf{R} 矩阵从 $U \times U$ 变为 $2U \times 2U$ ，则运算求解一次 $\mathbf{w}(k)$ 需要多运算 $3U^2$ 次，而最佳权矢量的求解是一个求迭代的过程， $\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{A}[\mathbf{w}(k) - \mu x(k) y^H(k)] + F$ ， $k=1,2,3,\dots$ ，其中， μ 为迭代步长， k 为迭代次数，因此，运算量可以减少 $3kU^2$ 次。各种不同的波束成形算法中运算复杂度的对比如表 1 所示。

表 1 不同算法的复杂度对比

运算过程	C-SLM	MB-SLM
相位序列过程	$4U^2$	U^2
LCMV 波束成形迭代过程	$4kU^2$	kU^2

从表 1 中可以看出，2 种算法复杂度的不同主要区别在旋转相位序列的数量 U 中。MB-SLM 算法中减少了 U 的数量，进而在后面波束成形的 LCMV 的加权算法中减少了 $3kU^2$ 的运算量。而 MB-SLM 算法和 C-SLM 算法均要通过相同的 LCMV 优化准则进行波束成形，则 MB-SLM 算法和 C-SLM 算法

的收敛性是一致的。只是，MB-SLM 算法的运算复杂度较 C-SLM 算法的运算复杂度有所增加，计算量有所减少。

3.2.2 MB-SLM 和嵌入 SI 的 SLM 算法复杂度的比较

文献[4]提出了嵌入 SI 的 SLM (ESI-SLM, embedded side information SLM) 算法。在 ESI-SLM 算法中，将 SI 嵌入导频信息中，其中，SI 检测的检测优化准则为

$$\begin{aligned} \hat{u} &= \arg \min_{u \in \{1,2,\dots,U\}} \sum_m \sum_l |A_{u,mL+l}| \\ &= \arg \min_{u \in \{1,2,\dots,U\}} \sum_m \sum_l \left| |Y_d[mL+l]|^2 - \sigma^2 - \right. \\ &\quad \left. |\hat{H}_d[mL+l]|^2 |P_{ud}[mL+l]|^2 \gamma \right| \end{aligned} \quad (14)$$

合成波束的检测恢复准则为

$$D_{\text{ESI}} = \sum_m \sum_l \min_{N_d \{mL+l\} \in Q} \left| \frac{Y_d[mL+l]}{(P_{ud}[mL+l])\gamma} - \hat{H}_d[mL+l] \hat{X}_d[mL+l] \right|^2 \quad (15)$$

在估计相位序列以及检测合成波束的过程中，共有平方运算 $2N_d + CN_d$ 次；取模运算和取余数运算各 UN_d 次；2 个求和运算 $U(N_d - 1)$ 次；求模值和求余数运算各 CN_d 次。算法的整体复杂度较高，运算过程也较复杂。

而在 MB-SLM 算法中，在 SI 的解密过程中，只需在 $U \times U$ 的旋转相位因子中进行搜索，寻找满足 $f = Y_u U_N U_N^H Y_u^H$ 为零值的旋转相位因子。只需进行搜索就可以完成对合成波束 PAPR 最小波束的搜索解密。

综上所述，MB-SLM 算法总结如下。

1) 生成旋转相位因子 P_u ，并与合成的波束 Y 进行点乘，得到 U 路相位序列 Y_u 。

2) 根据 PAPR 最小的那路合成波束，生成相位序列的自相关函数 $R(Y)$ ，对 $R(Y)$ 进行 SVD，生成子空间 U_N 和 U_S ，标记此时的噪声和信号子空间。

3) 对导向矢量 $\mathbf{A}(\theta)$ 进行矩阵的 QR 分解，得到正交的 Q 矩阵，进而生成新的矩阵，记为 \mathbf{X}^* 。

4) 生成的 $2U$ 路相位序列经过 LCMV 优化准则合成相应的波束，进而通过高功率放大器。

5) 通过产生的密钥在发送端解密出 PAPR 最小的合成波束。

4 仿真实验及结果分析

4.1 MB-SLM 算法的 PAPR 抑制性能的仿真验证

仿真条件设置如下: 假设空间的波束成形方向为 0° 、 20° 、 45° , 干扰信道为加性高斯白噪声(AWGN, additive white Gaussian noise)信道, 信噪比为 10 dB。设一个均匀的直线天线阵列的阵元数为 10, 阵元间距为 $\frac{\lambda}{2}$ 。按照本文算法中提到的矩阵 QR 的分解方法对导向矢量 $A(\theta)$ 进行分解, 得到阵列合成波束 Y^* , 进而生成 U 路相位序列, 得到 $2U$ 路相位序列, 然后再基于 MUSIC 算法生成信道密钥, 最后解密出 PAPR 最小的合成波束。

将 MB-SLM 算法的 PAPR 抑制性能与未经过任何算法的原始信号的 PAPR 进行对比, 如图 5 所示。MB-SLM 算法中相位序列的个数为 10, 即 $U=10$, 则实验过程中将产生 $2U$ 路相位序列。

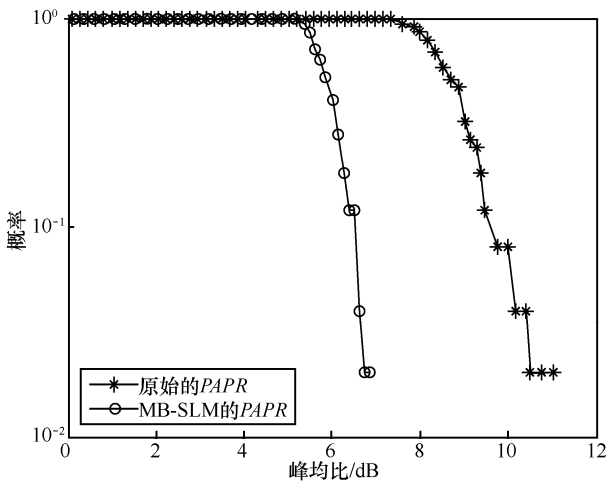


图5 MB-SLM 算法与未经过处理的信号峰均比的比较

由图 5 可以看出, 在相同的实验条件下, 在设定的门限峰均比 $PAPR_0$ 为 $0\sim 5$ dB 时, 经过 MB-SLM 算法改进后的实际峰均比大于 $PAPR_0$ 的概率为 1, 则此时实际的峰均比高于 5 dB; 而在设定的门限峰均比 $PAPR_0$ 为 $0\sim 7.5$ dB 时, 原始的没有经过任何优化算法的信号实际峰均比大于 $PAPR_0$ 的概率为 1, 则此时实际的峰均比高于 7.5 dB; 那么经过 MB-SLM 算法后, 信号峰均比改善了 2.5 dB。经过 MB-SLM 算法改进后的实际峰均比在 $5\sim 6.8$ dB 范围内随着门限峰均比 $PAPR_0$ 的增大, 实际峰均比出现的概率逐渐减小, 此时, CREST 因子为 6.8 dB; 而原始的信号峰均比在 $7.5\sim 9.8$ dB 范围内随着门

限峰均比 $PAPR_0$ 的增大, 实际峰均比在此区间出现的概率逐渐减小, 此时, CREST 因子为 9.8 dB。则经过 MB-SLM 的信号峰均比较没有经过任何优化算法的原始信号的信号峰均比有大约 3 dB 的改进。

4.2 蒙特卡洛分析

在波束合成的过程中, 经过旋转相位因子产生相位序列与合成波束在相乘的过程中, 会出现检测最小 PAPR 相位序列错误的现象, 采用蒙特卡洛方法对算法的误码率 (BER, bit error rate) 进行仿真及验证研究, 对比在同一组波束合成数据下的 MB-SLM 算法、C-SLM 算法^[14]和 ESI-SLM 算法^[15]的 BER。仿真实验的条件设置如下: 蒙特卡洛次数 200 次, 波束成形的方向分别为 0° 、 20° 、 45° 。

仿真条件 1 波束成形方向为 0° , 信噪比为 $-20\sim 10$ dB。波束方向为 0° 时 3 种算法的 BER 比较如图 6 所示。

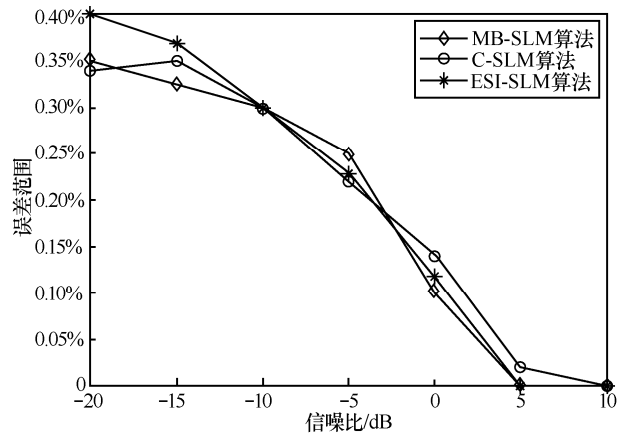


图6 波束方向为 0° 时 3 种算法的 BER 比较

由图 6 可知, 在信噪比环境逐渐变好的情况下, MB-SLM 算法的误差范围从 0.35% 逐渐减小, 且与 C-SLM 算法^[14]和 ESI-SLM 算法^[15]的 BER 基本相同, 误差范围基本控制在 0.35% 以内, 误差不是很大。因此, 本文算法在一定信噪比范围内对检测出最小 PAPR 相位序列有一定的可行性。

仿真条件 2 波束成形方向为 20° , 信噪比为 $-20\sim 10$ dB。波束方向为 20° 时 3 种算法的 BER 比较如图 7 所示。

仿真条件 3 波束成形方向为 45° 时, 信噪比为 $-20\sim 10$ dB。波束方向为 45° 时 3 种算法的 BER 比较如图 8 所示。

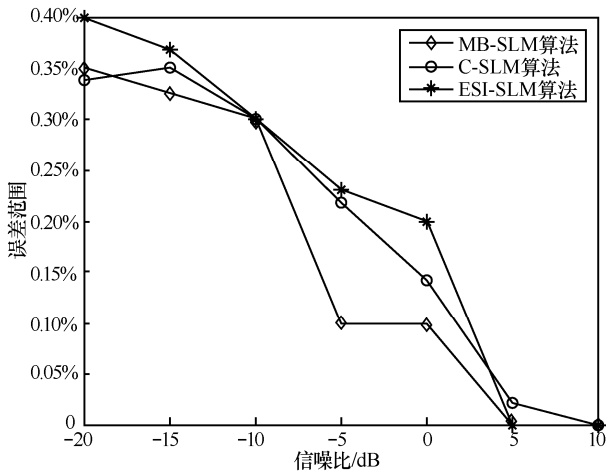


图 7 波束方向为 20°时 3 种算法的 BER 比较

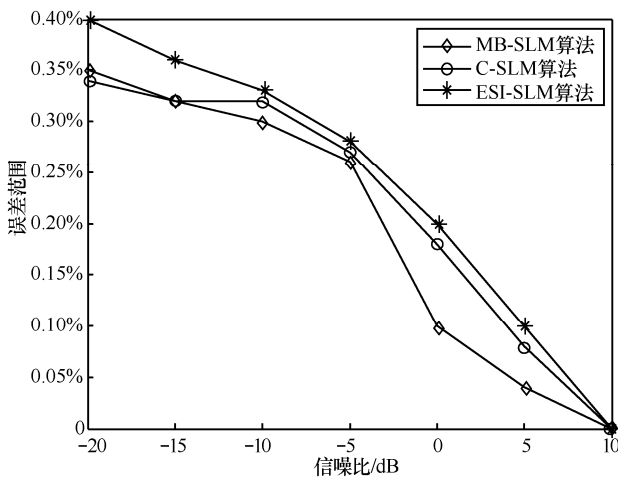


图 8 波束方向为 45°时 3 种算法的 BER 比较

由上述不同合成波束方向的 BER 仿真过程可知，本文所提的 MB-SLM 算法在不同的合成波束方向上均具有一定的可行性，检测的最小 PAPR 序列的误差范围基本在 0.40%以内。

4.3 MB-MUSIC 算法与 C-SLM 算法的 PAPR 抑制效果比较

实验仿真参数设置如下：相位序列均为 10，信噪比为 10 dB。相同相位序列的 PAPR 效果比较如图 9 所示。

由图 9 可知，在相同的相位序列和信噪比的情况下，MB-SLM 算法的 PAPR 抑制效果比 C-SLM 算法的 PAPR 抑制效果略好，CREST 因子改善大约为 0.3 dB。在相同的实验条件下，设定的门限峰均比 $PAPR_0$ 为 0~5.2 dB 时，经过 MB-SLM 算法改进后的合成波束峰均比为 5.2 dB；而在设定的门限峰均比 $PAPR_0$ 为 0~5.2 dB 时，C-SLM 算法的合成波束的峰均比为 5.2 dB。此时，经过 MB-SLM 算法和

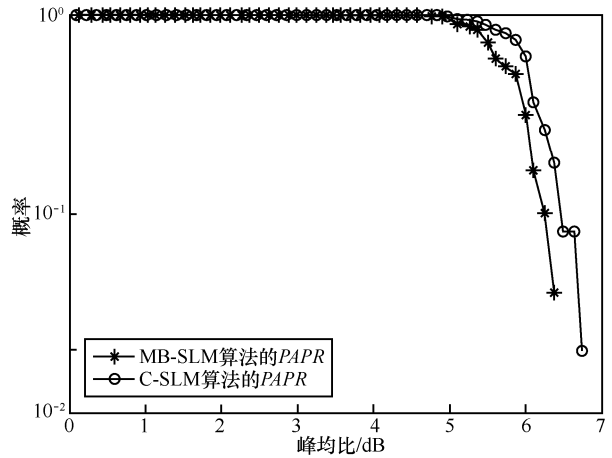


图 9 相同相位序列的 PAPR 效果比较

C-SLM 算法后，改善的信号峰均比基本相同。经过 MB-SLM 算法改进后的门限峰均比 $PAPR_0$ 为 5.2~6.5 dB 时，随着 $PAPR_0$ 的增大，合成波束的峰均比在此区间出现的概率逐渐减小，此时，CREST 因子为 6.5 dB；而 C-SLM 算法的门限峰均比在 5.2~6.8 dB 时，随着 $PAPR_0$ 的增大，合成波束的峰均比在此区间出现的概率逐渐减小，此时，CREST 因子为 6.8 dB。则经过 MB-SLM 算法的合成波束峰均比较经过 C-SLM 算法的合成波束峰均比大约有 0.3 dB 的改进。

4.4 MB-SLM 算法的运算复杂度

设置 MB-SLM 算法的仿真条件和 ESI-SLM 算法的仿真条件一致，信噪比取 10 dB，相位序列 U 为 20 路；经过 Matlab 仿真，完成 MB-SLM 算法的时间大约为 10×10^{-6} ，而完成 ESI-SLM 算法的时间为 10×10^{-2} 。这充分说明 MB-SLM 算法的运算复杂度远低于 ESI-SLM 算法的运算复杂度。不同仿真参数下各种算法的运算时间如表 2 所示。

表 2 不同仿真参数下各种算法的运算时间（单位为 s）

不同仿真参数	MB-SLM	C-SLM	ESI-SLM
$SNR=10$ dB $U=20$	10×10^{-6}	10×10^{-5}	10×10^{-2}
$SNR=15$ dB $U=10$	10×10^{-7}	10×10^{-6}	10×10^{-3}
$SNR=-5$ dB $U=30$	10×10^{-5}	10×10^{-4}	10×10^{-1}

由表 1 可知，MB-SLM 算法在运算复杂度上较 C-SLM 和 ESI-SLM 算法的复杂度要低，MB-SLM 算法的收敛速度比 C-SLM 算法的收敛速度快大约

1%, 较 ESI-SLM 算法的收敛速度快大约 4%。

5 结束语

针对 ESI-SLM 算法过程中运算量大、复杂度高以及 C-SLM 算法中需要传输 SI、降低频带利用率等问题, 本文提出了一种 MB-SLM 算法, 在一定程度上简化了运算的复杂度, 避免了频带内 SI 的传输, 提高了频带带宽的利用率。该算法只需要在信号传输端对 PAPR 最小的合成波束项进行 SVD 产生解密合成波束的密钥, 然后利用矩阵 QR 分解的正交矩阵的性质, 产生多路的相位序列, 进而在信号经过高功率放大器后, 对所需 PAPR 的合成波束进行解密, 得到所需的合成波束。

通过实验仿真以及性能分析后可以得出, 在相同的实验条件下, MB-SLM 算法的运算复杂度比 C-SLM 算法和 ESI-SLM 算法要低, 运行时间要快, 且峰均比抑制效果较 C-SLM 算法大约改善 0.3 dB。

参考文献:

- [1] 王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 一种椭圆球面波调制信号自适应峰均比抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(1): 75-81.
WANG H X, LU F P, LIU C H, et al. Adaptive peak-to-average power ratio reduction method for prolate spheroidal wave function orthogonal modulation signal[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2017, 39(1): 75-81.
- [2] ALI M, RAO R K, PARSA V. PAPR reduction in OFDM systems using clipping based on symbol statistics[C]//Electrical and Computer Engineering. 2017: 357-361.
- [3] 刘剑飞, 王少影, 曾祥焯, 等. 基于改进蝙蝠算法的 CO-OFDM 系统峰均比抑制技术[J]. 光子学报, 2016, 45(10): 1-6.
LIU J F, WANG S Y, ZENG X Y, et al. PAPR reduction method for CO-OFDM system based on improved BAT algorithm[J]. Acta Photonica Sinica, 2016, 45(10): 1-6.
- [4] ZHOU J, QIAO Y J. Low-PAPR asymmetrically clipped optical OFDM for intensity-modulation/direct-detection systems[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(3):1-8.
- [5] ZHI X H, HAO H, XIAO Y. Peak-to-average power ratio analysis and reduction in transform domain communication system[C]//IEEE International Conference on Signal Processing. 2017: 1191-1195.
- [6] 刘芳, 王勇. 联合星座扩展的预留子载波 OFDM 信号峰均比抑制算法[J]. 通信学报, 2016, 37(3): 1-7.
LIU F, WANG Y. Tone reservation technique combined with active constellation extension for PAPR reduction of OFDM signal[J]. Journal on Communications, 2016, 37(3): 1-7.
- [7] SINGAL A, KEDIA D. Complexity analysis of SLM PAPR reduction schemes in wireless OFDM system[C]//International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques. 2016: 2082-2087.
- [8] JI J, REN G, ZHANG H. A semi-blind SLM scheme for PAPR reduction in OFDM systems with low-complexity transceiver[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2698-2703.
- [9] FALLAHZADEH M, FERDOSIZADEH M. Blind SLM for PAPR reduction of Alamouti DS-SS systems[J]. IET Communications, 2017, 11(3): 451-457.
- [10] LIU B C, HE Y J. Improved DBF algorithm for multichannel high-resolution wide-swath SAR[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(2): 1209-1225.
- [11] LIU N, WANG R, ZHAO S, et al. Improved DBF algorithm for multichannel SAR with highly nonuniform sampling[C]//IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. 2016: 1424-1427.
- [12] WANG Y, ZHU L. Research and implementation of SVD in machine learning[C]//International Conference on Computer and Information Science. 2017: 471-475.
- [13] HWANG M J, LEE J S, LEE M S, et al. SVD based adaptive QIM watermarking on stereo audio signals[J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2017, PP(99): 1.
- [14] 柯熙政, 亢焯, 刘娟. FSO-OFDM 系统中峰均比控制方法的实验研究[J]. 红外与激光工程, 2017, 46(6): 1-7.
KE X Z, KANG Y, LIU J. Experimental research on PAPR reduction algorithms in FSO-OFDM system[J]. Infrared and Laser Engineering, 2017, 46(6): 1-7.
- [15] 纪金伟, 任光亮, 张会宁. 一种降低 MIMO-OFDM 系统 PAPR 的半盲 SLM 方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2015, 42(5): 13-19.
JI J W, REN G L, ZHANG H N. Semi-blind SLM scheme for reducing the PAPR of MIMO-OFDM systems[J]. Journal of Xidian University, 2015, 42(5): 13-19.

[作者简介]



刘璐 (1988-), 女, 陕西兴平人, 西安电子科技大学博士生, 西安邮电大学工程师, 主要研究方向为信号处理、信息对抗等。



赵国庆 (1953-), 男, 上海人, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为电子对抗、电子干扰等。