

doi:10.13756/j.gtxyj.2018.06.011

无线通信技术

毫米波 MIMO 系统中混合预编码算法研究

顾本刚, 黄俊伟

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要:为有效提升多输入多输出系统的频谱效率,降低算法复杂度,文章提出了一种基于迭代思想的矩阵分解算法。首先初始化模拟预编码矩阵并获取最优预编码矩阵;然后通过模拟预编码矩阵与最优预编码矩阵来获取数字预编码矩阵,通过提取数字预编码矩阵中的相位信息更新模拟预编码矩阵,利用已更新的模拟矩阵来更新数字矩阵;最后通过不断交替迭代直到收敛。仿真结果表明,所提算法具有较低的复杂度且更接近纯数字预编码性能。

关键词:毫米波多输入多输出;混合预编码;矩阵分解;射频链路

中图分类号:TN919

文献标志码:A

文章编号:1005-8788(2018)06-0066-05

Study on Hybrid Precoding Algorithm in Millimeter-Wave MIMO Systems

GU Ben-gang, HUANG Jun-wei

(School of Communication and Information Engineering, CUPT, Chongqing 400065, China)

Abstract: In order to effectively improve the spectrum efficiency of the Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) system and reduce the complexity of the algorithm, this paper proposes a matrix decomposition algorithm based on iterative method. First, the analog precoding matrix is initialized and the optimal precoding matrix is obtained. Then the digital precoding matrix is obtained by simulating the precoding matrix and the optimal precoding matrix, and the analog precoding matrix is updated by extracting the phase information in the digital precoding matrix. The updated simulation matrix updates the digital matrix and finally iterates through alternating iterations until convergence. The simulation results show that it has lower complexity and better performance, which is closer to the pure digital precoding performance.

Key words: millimeter-wave MIMO; hybrid precoding; matrix decomposition; RF link

0 引言

毫米波技术是新一代蜂窝移动通信系统(5G)中很有希望被采用的技术之一,可以应对当前由于带宽短缺而带来的挑战^[1-2]。与现有蜂窝通信(4G和3G)的频段相比,毫米波信号表现出严重的路径损耗、穿透损耗以及雨衰等特点^[3]。然而,由于毫米波的波长比较短,这使得可以在相同的物理尺寸上集成更多的天线。但在大规模的天线阵列上使用纯数字预编码的方法并不实际^[4-6],因为纯数字预编码的每一根天线都需要一条专有射频(Radio Frequency, RF)链路,这会增加系统的成本和功耗,混合预编码的提出可以有效地减少 RF 链路数,降低系统功耗。

为了应对由于 RF 链路数有限带来的挑战,现有论文对混合预编码进行了广泛地研究。文献[7]证明了当混合预编码结构所使用的 RF 链路数等于传输数据流总数的两倍时,可以取得与纯数字预编码相同的性能。文献[8]提出一种基于正交匹配追

踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)的混合预编码算法,并广泛应用于单用户混合预编码系统中,尽管能取得较优的性能,但是由于限制了模拟预编码矩阵可行域,不可避免地会导致一些性能损失。在此基础上,文献[9]利用本地贪婪搜索的思想进一步降低了 OMP 算法的复杂度。文献[10]提出了交替最小化算法(PE-AltMin Algorithm, PE),通过迭代模拟和数字预编码矩阵最小化残差矩阵,可以获得不错的性能,但是在每次迭代的过程中需要很高的算法复杂度。文献[11]在串行干扰消除思想的基础上设计了一种部分连接型混合预编码算法。文献[12]提出了基于码本的设计方案,该方案具有较低的复杂度,但是由于相移器精度的限制,不能实现最优的性能。

基于上述分析,本文针对全连接型天线结构即每一个 RF 链路都会与所有的天线相连接,为了获取更优的性能,提出了一种基于迭代思想的矩阵分解(Alternating Iterative Matrix Decomposition, Alt-IMD)算法,通过不断更新模拟和数字矩阵最小

收稿日期:2018-05-08

基金项目:国家科技重大专项基金资助项目(2016ZX03002010-003)

作者简介:顾本刚(1992-),男,安徽淮南人。硕士,主要研究方向为毫米波 MIMO 系统中混合预编码算法。

通信作者:顾本刚,硕士。E-mail:1227875192@qq.com

化残差矩阵,直到收敛。与传统的 OMP 算法和文献[10]中的算法相比,本文所提算法具有较高的频谱利用率和更低的复杂度。

1 系统模型

1.1 系统和信号模型

本文针对单用户点对点毫米波多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统进行混合预编码算法设计,简化的系统模型如图1所示。基站(Base Stations, BS)端配有 N_t 根天线, N_{RF}^t 条射频链路,用户(Mobile Stations, MS)端配有 N_r 根天线, N_{RF}^r 条 RF 链路,其中有 N_s 条数据流,满足限制条件: $N_s \leq N_{RF}^t \leq N_t$ 和 $N_s \leq N_{RF}^r \leq N_r$ 。因为收发端 RF 链路数有限,而采用纯数字预编码时需要为每一根天线配置一根专有的 RF 链路,所以使用纯数字预编码设计是不切实际的。

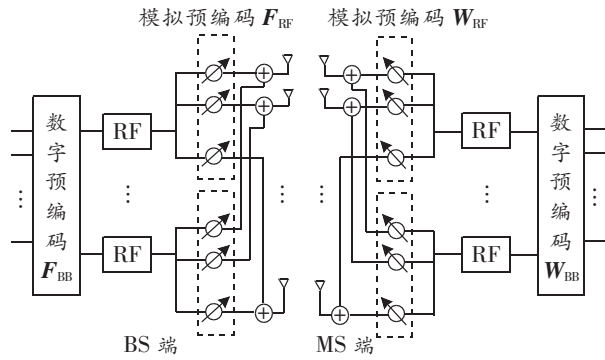


图1 单用户毫米波混合预编码系统模型

在BS使用一个 $N_{RF}^t \times N_s$ 维的数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{BB}$,继数字预编码之后使用一个 $N_t \times N_{RF}^t$ 维的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$,所以经过混合预编码之后的信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s}, \quad (1)$$

式中, $\mathbf{s}$ 为 $N_s \times 1$ 维预编码之前的原始信号矢量,归一化能量为 $E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) = (1/N_s)I_{N_s}$ 。模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵满足总的能量限制 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|^2 = N_s$,接收端经过解码之后的信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{n}, \quad (2)$$

式中: ρ 为平均接收能量; $\mathbf{W}_{BB}$ 为接收端数字组合矩阵; $\mathbf{W}_{RF}$ 为接收端模拟组合矩阵; $\mathbf{H}$ 为 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵; $\mathbf{n}$ 为服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 分布的高斯噪声。 $\mathbf{W}_{RF}$ 和 $\mathbf{F}_{RF}$ 不能调节幅值只能调节相位,满足恒模限制,即 $|\mathbf{F}_{RF(m,n)}| = 1, |\mathbf{W}_{RF(m,n)}| = 1$ 。

1.2 信道模型

研究所采用的信道模型为扩展 S-V (Saleh-

Valenzuela)几何信道模型^[13]。信号从发射机到接收机经过多个散射族传播,设为 N_{cl} ,每个族包含 N_{ray} 条信号传输路径,且需要满足 $N_{RF}^t \leq N_{cl} N_{ray} < \min(N_t, N_r)$,窄带离散时间信道模型可以表示为

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{i,l} \mathbf{a}_r(\theta_{i,l}^r) \mathbf{a}_t^H(\theta_{i,l}^t), \quad (3)$$

式中: $\alpha_{i,l}$ 为第 i 个散射族 l 条传输路径增益; $\mathbf{a}_r(\theta_{i,l}^r)$ 为接收阵列响应矢量; $\mathbf{a}_t(\theta_{i,l}^t)$ 为发射阵列响应矢量; $\theta_{i,l}^t \in [0, 2\pi)$, $\theta_{i,l}^r \in [0, 2\pi)$ 分别为发送阵列和接收阵列的水平离开角。在 N_t 阵元的均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)中,第 i 个散射族中第 l 条传输路径的阵列响应可以表示为

$$\mathbf{a}(\theta_{i,l}) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta_{i,l})}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta_{i,l})}], \quad (4)$$

式中: d 为阵元之间的间距; λ 为传输信号的波长。假设信道矩阵 $\mathbf{H}$ 在发射端和接收端是完全已知的,在实际系统中,信道状态信息在接收端可以通过训练获得,在时分复用模式下,通过上下行信道的互易性,在发射端可以很容易地获取信道状态信息。

1.3 预编码器和组合器设计问题

在设计混合预编码时有很多潜在指标可供使用。本文旨在设计一种以最大化频谱效率为优化目标且计算复杂度较低的混合预编码算法。一般通过最大化频谱效率进行优化:

$$R = \log_2 |I_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}|, \quad (5)$$

式中, $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$ 为协方差矩阵。由于最大化互信息量涉及到4个矩阵的非凸联合优化问题,寻找全局最优解非常困难。文献[8]在设计预编码器和组合器时,通过解耦将联合优化问题转化为接收端和发射端的优化问题。在发送端将目标式设计为 $\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$,并通过式(5)得到

$$R = \log_2 |I_{N_s} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{F}_{BB}^H \mathbf{F}_{RF}^H|. \quad (6)$$

信道矩阵的奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)为 $\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$,其中 $\mathbf{U}$ 为 $\mathbf{H}$ 对应的左奇异矩阵, $\mathbf{V}$ 为 $\mathbf{H}$ 对应的右奇异矩阵, $\mathbf{\Sigma}$ 为 $\mathbf{H}$ 的特征矩阵。最优的预编码矩阵为 $\mathbf{F}_{opt} = \mathbf{V}(:, 1:N_s)$,通过求最大互信息可以近似转化为求与最优矩阵的最小欧氏距离,满足以下限制条件:

$$\underset{\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{F}_{opt} - \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F$$

$$\text{subject to } \|\text{diag}(\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}})\|_{\text{F}}^2 = N_s$$

$$|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i,j)|^2 = 1, \quad (7)$$

式中: $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{\text{RF}}}$; $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_s}$; $N_s \leq N_{\text{RF}} \leq N_t$ (N_{RF} 为发射端 RF 的数量); $\|\mathbf{A}\|_{\text{F}}^2$ 为矩阵 $\mathbf{A}$ 的 Frobenius 函数。下一节中提出的算法将会解决式(7)中的问题。在接收端,因为式(7)是一个非凸优化问题,所以并不能使得残差矩阵完全等于零,为了降低发送端误差的影响,本文采用最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)算法在接收端对信号进行处理

$$\text{minimize } E\{\|\bar{\mathbf{s}} - \mathbf{s}\|^2\} =$$

$$\|\mathbf{W}_{\text{BB}}\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}} - \mathbf{I}\|_{\text{F}}^2 + \sigma_n^2, \quad (8)$$

式中: $\bar{\mathbf{s}}$ 为接收端实际收到的信号矢量; $\mathbf{s}$ 为接收端期望得到的信号矢量; $\mathbf{I}$ 为单位向量。

通过对式(8)进一步化简可得:

$$\text{minimize } \text{Tr}\{(\mathbf{I} - \mathbf{W}_{\text{BB}}\mathbf{W}_{\text{RF}}\bar{\mathbf{H}})(\mathbf{I} - \mathbf{W}_{\text{BB}}\mathbf{W}_{\text{RF}}\bar{\mathbf{H}})^H\} + \sigma_n^2,$$

$$\text{subject to } |\mathbf{W}_{\text{RF}}(i,j)| = 1, \quad (9)$$

式中, $\text{Tr}(\mathbf{A})$ 为矩阵 $\mathbf{A}$ 的迹; $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}$, 且 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 需要满足恒模限制。式(9)是一个最优问题,可以通过文献[9]获得最优解:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^H = (\mathbf{F}_{\text{BB}}^H\mathbf{F}_{\text{RF}}^H\mathbf{H}^H\mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}} + \sigma_n^2)^{-1} \times \mathbf{F}_{\text{BB}}^H\mathbf{F}_{\text{RF}}^H\mathbf{H}^H, \quad (10)$$

式中, $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}$ 为基于 MMSE 算法的最优解码矩阵。为了获得接收端的模拟矩阵 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和数字矩阵 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$, 需要通过式(11)解决:

$$\arg\min_{\mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}} E[\|\mathbf{y}\mathbf{y}^H\|^{1/2}(\mathbf{W}_{\text{MMSE}} - \mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{BB}})\|_{\text{F}}]$$

$$\text{subject to } |\mathbf{W}_{\text{RF}}(i,j)| = 1. \quad (11)$$

为了解决式(7)和式(11)的问题,本文提出了 Alt-IMD 算法,最终获得接近最优纯数字预编码的性能。

2 混合预编码算法设计

考虑到单用户场景,发送端的最优无约束预编码矩阵是信道矩阵的右奇异值,接收端通过 MMSE 算法获取最优无约束矩阵,本文提出采用迭代算法解决约束集的限制,通过不断迭代的思想提取最优预编码矩阵和数字预编码矩阵逆的乘积中的相位信息来更新模拟预编码矩阵,根据更新的模拟预编码矩阵更新数字矩阵,直至收敛。首先对预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 进行初始化

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \frac{\angle \mathbf{F}_{\text{opt}}}{\sqrt{N_t}}, \quad \mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{V}(:, [1:N_s])\mathbf{U}^H, \quad (12)$$

式中, $\mathbf{F}_{\text{opt}}^H\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$, 且 $\mathbf{V}(:, [1:N_s])$ 是矩阵 $\mathbf{V}$ 的前 N_s 列。下面给出由本文所提 Alt-IMD 算法获得预编码矩阵的迭代步骤:

(1) 初始化:

$$\mathbf{F}'_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{RF}} = \frac{1}{\sqrt{N_t}}\text{angle}(\mathbf{F}'_{\text{RF}}),$$

$$\mathbf{W}'_{\text{RF}} = \mathbf{W}_{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}} = \frac{1}{\sqrt{N_r}}\text{angle}(\mathbf{W}'_{\text{RF}}),$$

计算 $\mathbf{F}_{\text{opt}}\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的 SVD: $\mathbf{F}_{\text{opt}}\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$, 式中, $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{V}$ 和 $\mathbf{S}$ 分别为矩阵 $\mathbf{F}_{\text{opt}}\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 所对应的左、右奇异矩阵和特征向量。

计算 $\mathbf{W}_{\text{opt}}\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 的 SVD: $\mathbf{W}_{\text{opt}}\mathbf{W}_{\text{RF}} = \mathbf{U}_1\mathbf{S}_1\mathbf{V}_1^H$, 式中, $\mathbf{U}_1$ 、 $\mathbf{V}_1$ 和 $\mathbf{S}_1$ 分别为矩阵 $\mathbf{W}_{\text{opt}}\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 所对应的左右奇异矩阵和特征向量。

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{V}[:, 1:N_s], \mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{V}_1[:, 1:N_s], k = 0.$$

(2) 当 $k <$ 迭代次数时,

$$\mathbf{F}'_{\text{RF}} = \mathbf{F}_{\text{opt}}\mathbf{F}_{\text{BB}}^H, \mathbf{W}'_{\text{RF}} = \mathbf{W}_{\text{opt}}\mathbf{W}_{\text{BB}}^H,$$

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \frac{1}{\sqrt{N_t}}\text{angle}(\mathbf{F}'_{\text{RF}}), \mathbf{W}_{\text{RF}} = \frac{1}{\sqrt{N_r}}\text{angle}(\mathbf{W}'_{\text{RF}}),$$

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H\mathbf{F}_{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{BB}} = \mathbf{W}_{\text{RF}}^H\mathbf{F}_{\text{opt}},$$

$k = k + 1$, 跳转到步骤(2);

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = N_s \frac{\mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}}, \mathbf{W}_{\text{BB}} = N_s \frac{\mathbf{W}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}}.$$

输出 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 、 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 、 $\mathbf{W}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 。

3 仿真和算法复杂度分析

3.1 仿真分析

本节通过仿真验证了在不同数据流、不同 RF 链路数以及信噪比为 0 时 Alt-IMD 算法的性能,并与文献[10]中的 PE 算法、纯数字预编码和 OMP 算法进行了对比。仿真中,在发射端配备 $N_t = 128$,接收端配备 $N_r = 32$,且为均匀线性阵列,每个阵元之间的间距为 $\lambda/2$, λ 为传输信号的波长。信道参数设置为 $N_{\text{cl}} = 5$, 路径数 $N_{\text{ray}} = 10$, 方位离开角 AOD 和方位到达角 AOA 服从拉普拉斯分布。

图 2 所示为收发端的 RF 链路数与发送的数据流数相等即 $N_{\text{RF}} = N_{\text{RF}} = N_s = \{4, 8\}$ 时,基于 Alt-IMD 算法与 OMP 算法、最优纯数字预编码和 PE 算法的系统性能随信噪比变化的曲线。由图可知,当数据流较少时,4 种算法下系统性能变化很小;随着数据流的增多,系统性能差距变大。本文所提出的 Alt-IMD 算法性能明显优于 OMP 算法,更接近纯数字预编码,与 PE 预编码算法相比,性能略有提高,但是复杂度大大降低。

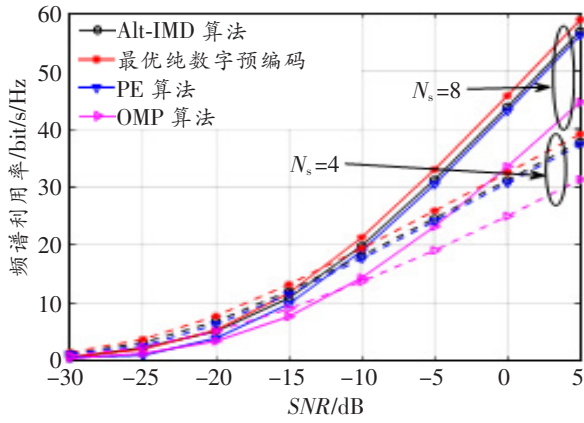
图2 $N_{\text{RF}} = N_{\text{RF}} = N_s = \{4, 8\}$ 时的系统性能

图3所示为在收发端 RF 链路满足 $N_{\text{RF}}^{\text{t}} = N_{\text{RF}}^{\text{r}} = 8$ 、数据流 $N_s = \{4, 8\}$ 时,本文的 Alt-IMD 算法、最优纯数字预编码和 PE 算法的系统性能随信噪比变化的曲线。由图可知,当数据流较少时,3 种算法变化很小;随着数据流的增加,差距越来越大。本文所提算法的性能优于 PE 算法,更接近纯数字预编码。

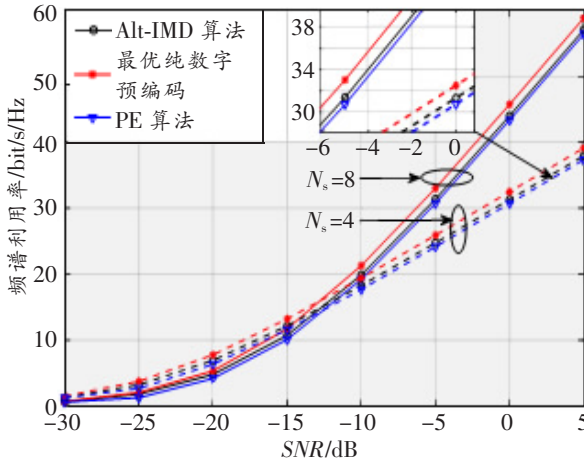
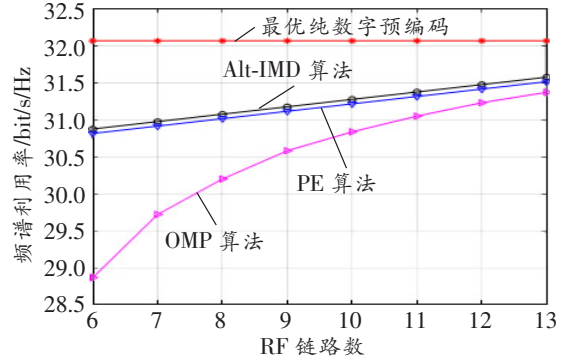
图3 $N_{\text{RF}} = N_{\text{RF}} = 8, N_s = \{4, 8\}$ 时的系统性能

图4所示为在信噪比 $\text{SNR} = 0, N_s = 4$ 时系统性能随 RF 链路数变化的曲线。由图可知,RF 链路数的变化对 OMP 算法的系统性能有明显影响,当 RF 链路数 $N_{\text{RF}} \geq 2N_s$ 时,OMP 算法系统性能变化趋于平缓;当 RF 链路数较少时,本文所提的算法和 PE 算法系统性能远远优于 OMP 算法。不难发现,本

文所提的 Alt-IMD 算法的频谱利用率优于 PE 算法。随着 RF 链路数的增加,系统性能会提高,但是系统的成本和功耗也会随之增加,在实际应用中应综合考虑两者对系统性能的影响。

图4 信噪比 $\text{SNR} = 0, N_s = 4$ 时的系统性能

3.2 算法复杂度分析

本文所提算法利用模拟预编码矩阵不断更新数字预编码矩阵,然后又通过不断提取数字预编码矩阵的相位信息更新模拟预编码矩阵,由表1可知,每次迭代的复杂度为 $O(16N_t N_{\text{RF}} N_s)$ 。文献[10]中的 PE 算法通过等效矩阵 SVD 获取数字预编码矩阵,通过提取数字预编码矩阵的相位信息更新模拟预编码矩阵,具有较高的复杂度。这两种算法的最大区别在于,本文所提算法避免了复杂的矩阵 SVD 分解,通过简单伪逆运算降低更新数字预编码矩阵,PE 算法的复杂度主要集中在矩阵的 SVD 分解。由表2可知,PE 算法每次迭代的复杂度为 $O(16N_t N_{\text{RF}} N_s + 32N_{\text{RF}}^2 N_s + 64N_{\text{RF}} N_s^2 + 72N_s^3)$ 。可以发现,本文 Alt-IMD 算法的复杂度明显低于 PE 算法。由表3可知,在取得相同性能的情况下,本文所提算法迭代次数比 PE 算法少,且每次迭代所需复杂度较低,总的复杂度比 PE 算法降低了 47%。

表1 Alt-IMD 算法每次迭代的计算复杂度

步骤	操作	复杂度
1	$\mathbf{F}_{\text{opt}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H$	$2N_s^3 - 2N_s^2 + 8N_t N_{\text{RF}} N_s$
2	$\frac{1}{\sqrt{N_t}} \text{angle}(\mathbf{F}'_{\text{RF}})$	$N_t N_{\text{RF}}$
3	$\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}$	$2N_{\text{RF}}^3 - 2N_{\text{RF}}^2 + 8N_t N_{\text{RF}} N_s$

表2 PE 算法每次迭代的计算复杂度

步骤	操作	复杂度
1	$\mathbf{F}_{\text{opt}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{U} \mathbf{S} \mathbf{V}_1^H$	$3N_s^3 - 2N_s^2 + 8N_t N_{\text{RF}} N_s + 8(4N_{\text{RF}}^2 N_s + 8N_{\text{RF}} N_s^2 + 9N_s^3)$
2	$\mathbf{F}_{\text{DD}} = \mathbf{V}_1 \mathbf{U}^H$	$2N_s^3 - 2N_s^2 + N_s + 8N_{\text{RF}} N_s^2$
3	$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \arg(\mathbf{F}_{\text{opt}} \mathbf{F}_{\text{DD}}^H)$	$2N_s^3 - 2N_s^2 + N_s + 8N_t N_s^2 + N_t N_{\text{RF}}$

注:一个 $m \times n$ 矩阵和 $n \times p$ 矩阵相乘复杂度为 $8mnp$,其 SVD 分解($m \leq n$) 复杂度为 $8(4n^2 m + 8nm^2 + 9m^3)$ 。一个 n 阶矩阵的逆的复杂度为 $2n^3 - 2n^2 + n$ 。

表 3 相同性能下复杂度对比
($N_{\text{RF}}^{\text{t}} = N_{\text{RF}}^{\text{r}} = N_{\text{s}} = 4$)

算法	每次迭代复杂度	迭代次数	总的复杂度
Alt-IMD	32 768	5	163 840
PE	43 648	7	305 536

图 5 所示为 $N_{\text{RF}}^{\text{t}} = N_{\text{RF}}^{\text{r}} = N_{\text{s}} = 4$ 时残差随迭代次数变化的曲线。由图可知,在同样的参数下,两种算法在迭代次数很小时与最优预编码矩阵的残差下降很快,随着迭代次数增加,本文所提算法在迭代次数为 25 时就已经足够收敛且取得了更接近最优预编码的性能,文献[10]中的 PE 算法在迭代次数为 70 时才达到最终收敛。这表明本文提出的 Alt-IMD 算法为一种低复杂度的混合预编码解决方案。

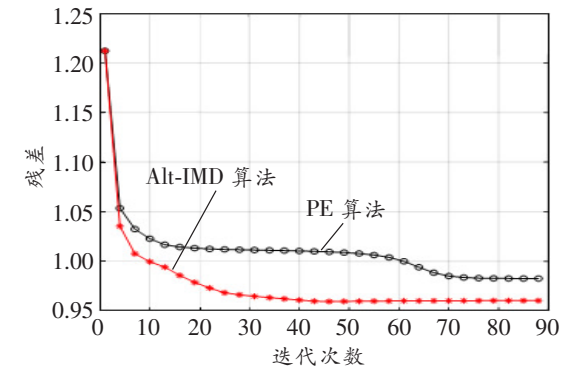


图 5 $N_{\text{RF}}^{\text{t}} = N_{\text{RF}}^{\text{r}} = N_{\text{s}} = 4$ 时
残差随迭代次数变化的曲线

4 结束语

本文主要研究了毫米波 MIMO 系统中混合预编码问题,通过不断迭代更新数字预编码矩阵和模拟预编码矩阵。本文所提算法的性能明显优于传统 OMP 算法,更接近最优纯数字预编码;与 PE 算法相比,性能略有提高。在实际应用中,本文所提算法是一种低算法复杂度的混合预编码方案。

参考文献:

[1] Pi Z, Khan F. An Introduction to Millimeter-Wave Mobile Broadband Systems[J]. Communications Magazine IEEE, 2011, 49(6):101–107.

[2] Rappaport T S, Sun S, Mayzus R, et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! [J]. IEEE Access, 2013, 1(1):335–349.

[3] Wang C X, Haider F, Gao X, et al. Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks [J]. Communications Magazine IEEE, 2014, 52(2):122–130.

[4] Dahrouj H, Yu W. Coordinated Beamforming for the Multicell Multi-Antenna Wireless System[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(5):1748–1759.

[5] Shi Q, Razaviyayn M, Luo Z-Q, et al. An Iteratively Weighted MMSE Approach to Distributed Sum-Utility Maximization for a MIMO Interfering Broadcast Channel[J], IEEE Trans Signal Process, 2011, 59(9): 4331–4340.

[6] Akdeniz M R, Liu Y, Samimi M K, et al. Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 32(6):1164–1179.

[7] Han S, Chih-Lin I, Xu Z, et al. Large-Scale Antenna Systems with Hybrid Analog and Digital Beamforming for Millimeter Wave 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(1):186–194.

[8] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, et al. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3):1499–1513.

[9] Rusu C, Mendez-Rial R, Gonzalez-Prelcicy N, et al. Low Complexity Hybrid Sparse Precoding and Combining in Millimeter Wave MIMO Systems[C]// IEEE International Conference on Communications, London, UK;IEEE, 2015:1340–1345.

[10] Yu X, 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.

[11] Sohrabi F, Yu W. Hybrid Beamforming with Finite-resolution Phase Shifters for Large-Scale MIMO Systems[C]//IEEE, International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Stockholm, Sweden;IEEE, 2015:136–140.

[12] Dai L, Gao X, Quan J, et al. Near-optimal Hybrid Analog and Digital Precoding for Downlink mmWave Massive MIMO Systems [C]// IEEE International Conference on Communications, London, UK;IEEE, 2015:1334–1339.

[13] Zhang J, Huang Y, Shi Q, et al. Codebook Design for Beam Alignment in Millimeter Wave Communication Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, (99):1–1.