

文章编号:1007-5321(2018)05-0153-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2018-194

大规模 MIMO 系统中基于 OMP 的混合波束赋形方法

程振桥, 韦再雪, 杨鸿文

(北京邮电大学 信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 为了在大规模多输入多输出(MIMO)系统中实现低开销、低成本的可靠通信,通过基于正交匹配追踪(OMP)算法的混合波束赋形,在低开销硬件限制下,探究了射频链路数量、模数转换器数量、有限移相器精度的变化对混合波束赋形系统性能的影响,并与理想情况下的数字波束赋形性能进行对比。仿真结果表明,在射频链路中模数转换器数量较少和移相器精度较低时,基于此算法的波束赋形方案能够达到与理想数字波束赋形系统相近的性能指标。

关键词: 大规模多输入多输出; 波束赋形; 低硬件开销; 正交匹配追踪

中图分类号: TN929.53

文献标志码: A

Hybrid Beamforming Based on OMP Algorithm for Massive MIMO Systems

CHENG Zhen-qiao, WEI Zai-xue, YHANG Hong-wen

(School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: In order to achieve reliable communication with low time overhead and hardware cost in multiple-input multiple-output (MIMO) systems, hybrid beamforming based on orthogonal matching pursuit algorithm(OMP) is implemented, and low-overhead hardware constraint is considered. The performance of the hybrid beamforming system with the number of radio frequency(RF) chains and the accuracy of shifters is studied. And compare it with the performance of digital beamforming. The simulation results show that the performance of hybrid beamforming can approach the performance of digital beamforming system with less RF links and lower phase shifter accuracy.

Key words: multiple-input multiple-output; beamforming; low hardware cost; orthogonal matching pursuit

多用户毫米波大规模多输入多输出(MIMO, multiple-input and multiple-output)天线系统中可借助波束赋形来获得较高的方向性增益^[1-3]。混合模拟-数字波束赋形^[4]能够以低硬件开销实现接近理想数字波束赋形的性能。在实际的多用户MIMO系统中,各用户之间难以对多天线信号进行联合处理,且存在多用户干扰问题。因此,需要对多用户MIMO

系统中的波束赋形算法进行深入研究^[2]。

耿健等^[2]研究了时分双工(TDD)场景下,先使用模拟波束进行多用户调度,然后使用迫零预编码进一步降低已调度用户间的干扰。Ayach、Kwon等^[4-5]利用毫米波信道稀疏性特点,使用稀疏重构算法实现混合波束赋形,但只考虑了单用户场景。Bogale等^[6]考虑了多用户场景的混合波束赋形,利用

收稿日期: 2018-08-11

基金项目: 北京邮电大学博士生创新基金资助项目(XTCX201817)

作者简介: 程振桥(1995—),女,博士生, E-mail: chengzhenqiao@bupt.edu.cn; 杨鸿文(1964—),男,教授,博士生导师。

块对角化算法减小了多用户间的干扰,并利用压缩感知理论实现了混合波束赋形,但是没有考虑移相器精度对混合波束赋形性能的影响. Liang 等^[7]提出了一种低复杂度的 PZF (phased-ZF) 混合预编码算法,通过 2 bit 精度高度量化的 RF 相控,在基带中实现了接近传统迫零算法的线性预编码,但此方案需要大量模拟移相器,使硬件成本过高. Zhu 等^[8]提出了一种自适应混合波束赋形方案,降低了毫米波 MIMO 系统的复杂性,通过在 RF 链路和模拟移相器之间加入自适应连接网络,模拟预编码能够自适应地匹配下行链路信道,以提高用户的平均和速率,并为自适应连接网络和 APS 量化精度的联合设计提供近似最优的解决方案. Lee 等^[9]考虑了 MIMO 干扰信道中的混合波束赋形设计问题,首先选择 RF 预编码器/组合器以优化相应的基带预编码器/组合器,最大化信道传输速率,并采用正交匹配追踪的方法令干扰对齐以抑制干扰.

在毫米波大规模 MIMO 下行通信链路中,通过对块对角化波束赋形算法和注水功率分配算法的优化,给出混合模拟-数字波束赋形问题模型,实现了基于正交匹配追踪算法的混合波束赋形方法,考虑了混合波束赋形系统中低硬件开销限制,仿真探究了随射频链路中模数转换器的数量、有限移相器精度的变化对混合波束赋形系统性能的影响,并与理想情况下的数字波束赋形性能进行对比.

1 系统模型

混合波束下行链路多用户大规模 MIMO 系统模型如图 1 所示,它具有 N 根天线的发射端,为 K 位用户服务. 每个用户端具有 M_k 根天线以复用 $S_k \leq M_k$ 个符号. 接收机(用户)天线和符号的总数分别为 $M = KM_k$ 和 $S = KS_k$. 全部信号可以记作数据向量 $\mathbf{d} = [\mathbf{d}_1^T, \dots, \mathbf{d}_K^T]^T$, 其中 $\mathbf{d}_k \in \mathbb{C}^{S_k \times 1}$ 代表第 k 个接收机的信号向量^[4]. 假设 \mathbf{d}_k 满足 $E\{\mathbf{d}_k \mathbf{d}_k^H\} = \mathbf{I}_{S_k}$, $E\{\mathbf{d}_k \mathbf{d}_i^H\} = 0, \forall i \neq k$, 且 $E\{\mathbf{d}_k \mathbf{n}_i^H\} = 0$.

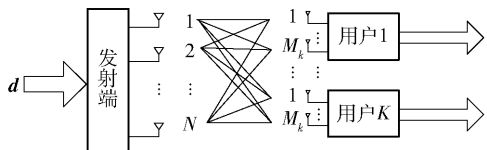


图1 多用户大规模 MIMO 系统结构示意图

$\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{M_k \times N}$ 是发射机与第 k 个接收机之间的 MIMO 几何信道模型^[4,6], 表达式为

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{NM_k}{L_k \rho_k}} \sum_{i=1}^{L_k} g_{ki} \mathbf{a}_{t,k}(\theta_{t,k}(i)) \mathbf{a}_{r,k}^H(i) \quad (1)$$

其中: L_k 为散射路径数, $g_{k,i}$ 为第 k 个用户第 i 条增益路径的复增益, $E\{|g_{k,i}|^2\} = 1$, ρ_k 是信号在发射机和第 k 个接收机之间传输时所经历的路径损耗, $\theta_{t,k}(i) \in [0, 2\pi]$, $\theta_{r,k}(i) \in [0, 2\pi]$, $\forall k$. 假设天线为均匀线阵, 发射机与接收机处的天线阵列响应向量 $\mathbf{a}_{t,k}(\cdot)$ 和 $\mathbf{a}_{r,k}(\cdot)$ 为

$$\mathbf{a}_{t,k}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{\frac{2j\pi d \sin(\theta)}{\lambda}}, \dots, e^{\frac{2j(N-1)\pi d \sin(\theta)}{\lambda}}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_{r,k}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{M_k}} [1, e^{\frac{2j\pi d \sin(\theta)}{\lambda}}, \dots, e^{\frac{2j(M_k-1)\pi d \sin(\theta)}{\lambda}}]^T \quad (3)$$

混合波束赋形器包括数字、模拟预编码器和译码器, 将混合波束赋形方法^[4]扩展到多用户的情形中, 第 k 个用户的估计信号可以表示为

$$\hat{\mathbf{d}}_k^y = \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \left(\mathbf{H}_k^H \sum_{i=1}^K \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_k \right) \quad (4)$$

其中: $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{M_k \times 1}$ 为第 k 个接收机处的高斯白噪声, 方差为 σ^2 . $\tilde{\mathbf{B}}_k \in \mathbb{C}^{P_t \times S_k}$ 和 $\tilde{\mathbf{W}}_k \in \mathbb{C}^{P_{r,k} \times S_k}$, $\forall k$ 为基带发射机和接收机数字波束赋形预编码矩阵. $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times P_t}$, $\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{M_k \times P_{r,k}}$, $\forall k$ 分别为发射机和接收机模拟波束赋形预编码矩阵, P_t 为发射机射频链个数, $P_{r,k}$ 为第 k 个接收机模数转换器的数量. 假设移相器精度为 B bit, 分辨率 $P_s = 2^B$, 则模拟预编码向量中的每个元素从集合 $\mathbf{A}_c = \{e^{j\frac{2\pi}{P_s}}, k=0, 1, \dots, P_s\}$ 中选择. 系统的频谱效率为

$$R_k = \text{lb} \left(\mathbf{I}_{S_k} + \frac{\rho}{S_k} \mathbf{U}_n^{-1} \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_k \times \tilde{\mathbf{B}}_k^H \mathbf{A}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k \right) \quad (5)$$

其中 $\mathbf{U}_n = \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k$.

2 混合波束赋形设计

2.1 块对角波束赋形

对于每个用户, 块对角波束赋形算法^[6]分为 3 步: 第 1 步, 通过迫零部分或全部消除对其他用户的干扰; 第 2 步, 通过奇异值分解消除每个用户不同符号之间的干扰; 第 3 步进行注水功率分配.

记用户信道矩阵为

$$\tilde{\mathbf{H}}_k \triangleq [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_{k-1}, \mathbf{H}_{k+1}, \dots, \mathbf{H}_K]$$

第 1 步 迫零.

$$\mathbf{V}_k \triangleq \text{null}(\tilde{\mathbf{H}}_k^H) \quad (6)$$

第 2 步 奇异值分解.

$$\mathbf{X}_k \triangleq \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{V}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \mathbf{Z}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^H \quad (7)$$

其中 \mathbf{V}_k 是 $\text{null}(\tilde{\mathbf{H}}_k^H)$ 的第 1 个 S_k 维向量, 通过对 \mathbf{X}_k 奇异值分解后, 得到 \mathbf{Z}_k 的 $S_k \times S_k$ 维对角阵, $\tilde{\mathbf{U}}_k, \tilde{\mathbf{V}}_k$ 分别为 $M_k \times S_k$ 维的半酉矩阵和 $S_k \times S_k$ 维的酉矩阵.

块对角算法的前两步优化后, 有 $\mathbf{B}_k = \mathbf{V}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^H \times \sqrt{\mathbf{Q}_k} \mathbf{W}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k$, 其中 \mathbf{Q}_k 为 $S_k \times S_k$ 维功率分配矩阵, 通过前两步, 可以将式(4)的输入输出关系重写为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}}_k^D &= \mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k} \mathbf{d}_k + \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{n}_k, \Rightarrow \\ \hat{\mathbf{d}}_{k,i}^D &= z_{k,i} d_{k,i} + \tilde{\mathbf{u}}_{k,i}^H \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (8)$$

其中: $\hat{\mathbf{d}}_{k,i}^D$ 为 $\hat{\mathbf{d}}_k^D(\mathbf{d}_k)$ 的第 i 个元素, $z_{k,i}(q_{k,i})$ 为 $\mathbf{Z}_k(\mathbf{Q}_k)$ 的第 i 个对角线元素, $\tilde{\mathbf{u}}_{k,i}$ 为 $\tilde{\mathbf{U}}_k$ 的第 i 行.

2.2 混合波束赋形问题模型

在块对角波束赋形算法中, 对于 $\forall k \neq i, \mathbf{R}_{kk} = \mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k}, \mathbf{R}_{ki} = 0, \hat{\mathbf{d}}_k^H$ 和 $\hat{\mathbf{d}}_k^D$ 之间的 MSE 记为 ξ_k , 表达式为

$$\begin{aligned} \xi_k &= E \{ (\hat{\mathbf{d}}_k^H - \hat{\mathbf{d}}_k^D) (\hat{\mathbf{d}}_k^H - \hat{\mathbf{d}}_k^D)^H \} = \\ &= (\tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_k - \mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k}) \times \\ &= (\tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_k - \mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k})^H + \\ &= \sum_{i=1, i \neq k}^K (\tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_i) \times (\tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_i)^H + \\ &= \sigma^2 (\tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H - \tilde{\mathbf{U}}_k^H) (\tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H - \tilde{\mathbf{U}}_k^H)^H \end{aligned} \quad (9)$$

由于混合波束赋形和数字波束赋形之间的性能差距对于所有符号基本恒定, 以此为出发点设计 $\mathbf{A}, \tilde{\mathbf{B}}_k, \tilde{\mathbf{W}}_k, \tilde{\mathbf{F}}_k$, 以加权均方误差最小化优化问题作为函数设计目标, 其中第 k 个用户的第 i 个符号的权重设为 $1/z_{k,i}^2 q_{k,i}$, 此问题可用数学语言描述为^[6]

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}, \tilde{\mathbf{B}}_k, \tilde{\mathbf{W}}_k, \tilde{\mathbf{F}}_k} \sum_{k=1}^K \text{tr} \{ (\mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k})^{-1} \} \xi_k (\mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k})^{-1} &\triangleq \xi_\omega \\ \text{s. t. } \sum_{k=1}^K \text{tr} \{ \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_k \tilde{\mathbf{B}}_k^H \mathbf{A}^H \} &= P_{\max} \\ |\mathbf{A}_{(i,j)}|^2 &= \kappa, |\mathbf{F}_{k(i,j)}|^2 = \kappa_k \end{aligned} \quad (10)$$

其中引入约束条件 $\sum_{k=1}^K \text{tr} \{ \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}_k \tilde{\mathbf{B}}_k^H \mathbf{A}^H \} = P_{\max}$ 是为了确保数字和混合波束赋形具有相同的功率, 且对于任意 k, κ 和 κ_k 都是正的常数, 其中 κ_k 为单位值. 经过数学变换, ξ_ω 可记为

$$\xi_\omega = \|\tilde{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}} - \mathbf{I}\|_F^2 + \sum_{k=1}^K \|\tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H - \tilde{\mathbf{U}}_k^H\|_F^2 \quad (11)$$

其中 $\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\mathbf{B}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{B}}_K], \tilde{\mathbf{W}}_k = \tilde{\mathbf{W}}_k (\mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k})^{-1}, \tilde{\mathbf{U}}_k^H = \tilde{\mathbf{U}}_k^H (\mathbf{Z}_k \sqrt{\mathbf{Q}_k})^{-1}, \tilde{\mathbf{W}} = \text{blkdiag}(\tilde{\mathbf{W}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{W}}_K), \mathbf{F} = \text{blkdiag}(\mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_K)$. 上述优化问题可以重述为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}, \tilde{\mathbf{B}}_k, \tilde{\mathbf{W}}_k, \tilde{\mathbf{F}}_k} &\|(\mathbf{F} \tilde{\mathbf{W}})^H \mathbf{H}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}} - \mathbf{I}\|_F^2 + \\ &\sum_{k=1}^K \|\tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H - \tilde{\mathbf{U}}_k^H\|_F^2 \\ \text{s. t. } &\text{tr} \{ \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{B}}^H \mathbf{A}^H \} = P_{\max}, \\ &|\mathbf{A}_{(i,j)}|^2 = \kappa, |\mathbf{F}_{k(i,j)}|^2 = \kappa_k \end{aligned} \quad (12)$$

3 正交匹配追踪算法

为求解式(11), 采取 2 个步骤. 第 1 步, 联合优化每个用户的 $\tilde{\mathbf{W}}_k$ 和 \mathbf{F}_k . 第 2 步, 针对固定的 $\tilde{\mathbf{W}}_k$ 和 \mathbf{F}_k 联合优化 \mathbf{A} 和 $\tilde{\mathbf{B}}$, 详细步骤如下^[6].

第 1 步 第 k 个用户的 $\tilde{\mathbf{W}}_k$ 和 \mathbf{F}_k 可联合优化为

$$\min_{\tilde{\mathbf{W}}_k, \mathbf{F}_k} \|\mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k - \tilde{\mathbf{U}}_k\|_F^2 \quad \text{s. t. } |\mathbf{F}_{k(i,j)}|^2 = \kappa_k \quad (13)$$

由于式(13)约束函数是非凸的, 其全局最优解无法预判, 所以可利用压缩感知技术提供次优解(接近最佳)解决方案^[10].

由 $\mathbf{X}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \mathbf{Z}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^H$ 可知, $\tilde{\mathbf{U}}_k$ 与信道 \mathbf{H}_k^H 的左奇异向量有很高的相关性. 因此, 假设 \mathbf{F}_k 的每一列取自于 \mathcal{S}_k 中的某一列, 其中 $\mathcal{S}_k = [\tilde{\mathbf{F}}] \text{null}(\tilde{\mathbf{F}}_k^T) \in \mathbb{C}^{M_k \times M_k}$. 式(13)可重述为

$$\min_{\tilde{\mathbf{W}}_k, \mathbf{F}_k} \|\mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k - \tilde{\mathbf{U}}_k\|_F^2, \quad \text{s. t. } \mathbf{F}_{k(:,i)} \in \mathcal{S}_k(\cdot, \forall j) \quad (14)$$

式(14)仍然是非凸的. 为了简化这个问题, 引入变量 $\bar{\mathbf{F}}_k$, 令 $\bar{\mathbf{F}}_k = \mathcal{S}_k$, 可简化这个问题为

$$\min_{\bar{\mathbf{F}}_k} \|\bar{\mathbf{F}}_k \tilde{\mathbf{W}}_k - \tilde{\mathbf{U}}_k\|_F^2, \quad \text{s. t. } \|\text{diag}(\bar{\mathbf{W}}_k^H)\|_0 = P_{r,k} \quad (15)$$

其中等式约束确保 $\bar{\mathbf{W}}_k$ 与 $\tilde{\mathbf{W}}_k$ 的维度相同. 式(15)使天线的尺寸减小, 由于等式中含非凸优化, 可使用正交匹配追踪算法解决该问题^[11-13], 伪码如下:

1) 初始: set $\mathbf{F}_k = [\]$, $\bar{\mathbf{F}}_{kR} = \tilde{\mathbf{U}}_k$

2) for $i = 1 : P_{r,k}$

$$\Phi = \tilde{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{F}}_{kR}$$

$$i = \arg \max (\text{diag}(\Phi \Phi^H))$$

$$\mathbf{F}_k = [\mathbf{F}_k | \bar{\mathbf{F}}_{kR}(:, i)]$$

$$\tilde{\mathbf{W}}_k = (\mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k)^{-1} \mathbf{F}_k^H \tilde{\mathbf{U}}_k$$

$$\bar{\mathbf{F}}_{kR} = \frac{\tilde{\mathbf{U}}_k - \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k}{\|\tilde{\mathbf{U}}_k - \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k\|_F}$$

end for

第 2 步 式(15)中 $\tilde{\mathbf{W}}_k$ 和 $\tilde{\mathbf{F}}_k$ 可以进一步简化为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}, \tilde{\mathbf{B}}} & \|\tilde{\mathbf{W}}^H \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}} - \mathbf{I}\|_F^2 \\ \text{s. t. } & \sum_{k=1}^K \text{tr}\{\mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{B}}^H \mathbf{A}^H\} \leq P_{\max}, |\mathbf{A}_{(i,j)}|^2 = 1 \end{aligned} \quad (16)$$

可以注意到, \mathbf{A} 和 \mathbf{H}^H 的右奇异向量具有很高的相关性. 根据这种特性, 假设 \mathbf{A} 的每一列取自于字典集 \mathbf{A}_τ 中的某一行, 其中 $\mathbf{A}_\tau = [\mathbf{a}_1(\phi)] \in \mathbb{C}^{N \times P_s}$, $\mathbf{a}_1(\phi) = \frac{1}{\sqrt{N}}[1, e^{j\pi \sin \phi}, \dots, e^{j(N-1)\pi \sin \phi}]^T$, 取 $\sin \phi =$

$-1, -1 + \frac{1}{P_s}, -1 + \frac{2}{P_s}, \dots, 0, \dots, \frac{1}{P_s}, \dots, \frac{P_s-1}{P_s}$. 混合波束赋形向量是模拟预编码向量作为基, 张成空间中的一个向量, 移相器精度越高, 空间的维数就越大, 就可以更精确地表示任意一个向量. 利用 $\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{A}_\tau$ 和压缩感知算法, 上述问题可重述为

$$\begin{aligned} \min_{\tilde{\mathbf{B}}} & \|\mathbf{H} \mathbf{F} \tilde{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{B}} - \mathbf{I}\|_F^2 \\ \text{s. t. } & \sum_{k=1}^K \text{tr}\{\bar{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{B}}^H \bar{\mathbf{A}}^H\} = P_{\max} \\ & \|\text{diag}(\bar{\mathbf{B}} \bar{\mathbf{B}}^H)\|_0 = P_t \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)可用正交匹配追踪算法求解, 伪码如下:

1) 初始: set $\mathbf{A} = [\]$, $\bar{\mathbf{A}}_T = \mathbf{I}$, $\bar{\mathbf{A}} = (\mathbf{H} \mathbf{F} \tilde{\mathbf{W}})^H \bar{\mathbf{A}}_T$

2) for $i = 1 : P_{rk}$ do

$$\Phi = \bar{\mathbf{A}}^H \bar{\mathbf{A}}_T$$

$$i = \arg \max (\text{diag}(\Phi \Phi^H))$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A} | \bar{\mathbf{A}}_{(:, i)}]$$

$$\hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{H} \mathbf{F} \tilde{\mathbf{W}})^H \mathbf{A}$$

$$\bar{\mathbf{A}}_T = \frac{\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{B}}}{\|\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{B}}\|_F}$$

end for

$$3) \tilde{\mathbf{B}} = \sqrt{P_{\max}} \frac{\tilde{\mathbf{B}}}{\|\mathbf{A} \tilde{\mathbf{B}}\|_F}$$

4 仿真结果分析

4.1 仿真假设

仿真中散射路径数 $L_k = 16$, 发射端天线间隔为半波长 $d = \lambda/2$, 天线数 $N = 128$, 用户数 $K = 4$, 用户 k 天线数 $M_k = 32$, 复用符号数 $S_k = 8$. 射频链个数 $P_t = K P_{rk}$, 总发射功率 $P_{\max} = K S_k$ mW, 平均信噪比为 $\frac{P_{\text{av}}}{\sigma^2} = \frac{K}{\sigma^2}$.

4.2 仿真结果及分析

基于正交匹配追踪算法的混合波束赋形与理想波束赋形^[14-15]的性能对比结果如图 2 所示. 在多用户大规模 MIMO 系统中, 假设发射机信道状态信息已知, 可利用块对角对算法有效地降低多用户干扰. 设仿真参数不变, 对数字和混合波束赋形系统中的发射端分别进行平均及注水功率分配^[16], 探究和用户速率随信噪比 (SNR) 的变化 (见图 3), 使用迭代算法实现注水功率分配, 以提高和用户速率.

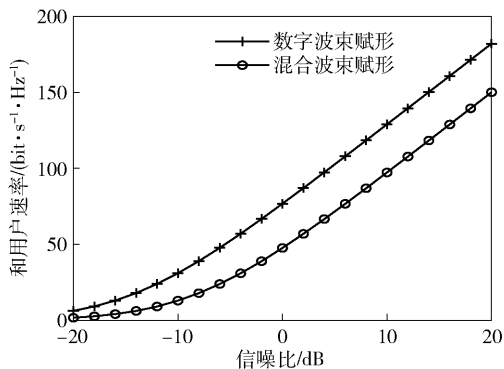


图 2 数字与混合波束赋形和信道容量对比

从图 2 可以看出, 混合波束赋形的性能在低信噪比阶段与理想数字波束赋形之间差距小, 随着信噪比的增加, 差距逐渐增大. 从图 3 可以看出, 通过功率注水分配后, 数字和混合波束赋形的和用户速率都得到提高, 混合波束赋形能够更好地接近数学波束赋形的和用户速率.

考虑到 RF 射频链路数、模数转换器个数、移相器精度等对混合波束赋形系统性能影响大, 因此, 针

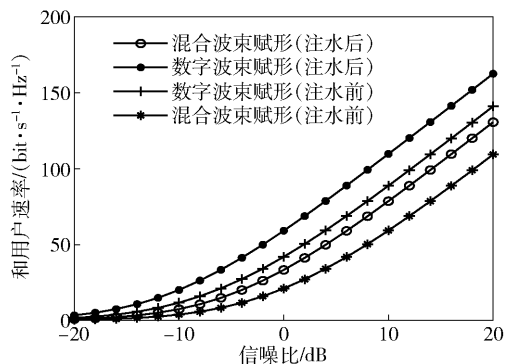


图 3 数字波束赋形与混合波束赋形的比较

对 RF 链路中模数转换器个数对混合波束赋形性能的影响进行了仿真,并与理想情况下的数字波束赋形性能进行对比,仿真结果如图 4 所示. 针对移相器精度对混合波束赋形性能的影响进行了仿真,并与理想情况下的数字波束赋形性能进行对比,仿真结果如图 5 所示. 可以看到在大规模 MIMO 系统中,在一定的条件下,通过选择合适的模数转换器个数和移相器精度可以实现低开销的可靠通信.

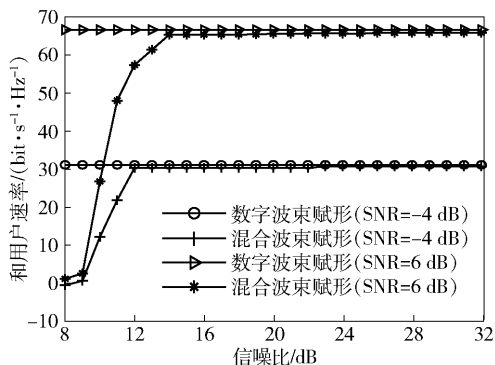


图 4 模糊转换器数量对混合波束赋形性能的影响

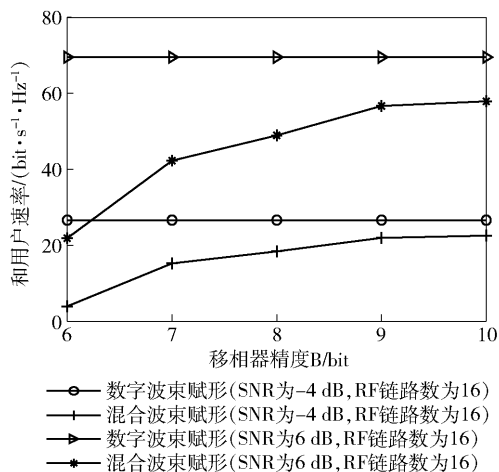


图 5 移相器精度对混合波束赋形性能的影响

从图 4 中可以看出,在信噪比为 -4 dB 和 6 dB 时,随着 RF 链路中模数转换器数量的增加,混合波束赋形的性能迅速提升,并在模数转换器的数量为 16 时趋于稳定,与理想数字波束赋形的性能几乎一致.

从图 5 可以看出,信噪比为 -4 dB 时,随着移相器精度增高,混合波束赋形与理想数字波束赋形之间的性能差距不断减小,并在模数转换器数量为 10 时趋于稳定,可以较好地接近理想数字波束赋形. 在信噪比为 -4 dB 和 6 dB 时具有相同的趋势,但在性能差距趋于稳定后,信噪比为 6 dB 时的性能差距大于信噪比为 -4 dB 时的性能差距.

5 结束语

波束赋形可以为毫米波系统提供所需的增益,传统数字波束赋形在大规模 MIMO 系统中硬件开销大,而混合波束赋形通过合理设计可接近于传统波束赋形性能,因此广泛应用于毫米波大规模 MIMO 系统,虽然其射频链路数减少,但对模拟移相器的数量及精度有高的要求. 笔者探究了具有大规模 MIMO 的毫米波通信系统中下行链路的多用户混合波束赋形,实现了基于 OMP 算法的有效混合波束赋形预编码解决方案,并对 RF 链路中模数转换器数量、移相器精度对混合波束赋形性能的影响进行了探究及分析,以达到与理想数字波束赋形系统相近的性能,实现低开销的可靠通信.

参考文献:

- [1] 洪翠云. MIMO 系统中唯相位波束赋形算法的研究与性能分析[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.
- [2] 耿健. 基于 TDD 的较大规模天线系统发端关键技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.
- [3] 朱晨. 毫米波通信中波束赋形性能仿真平台的设计与实现[D]. 北京: 北京邮电大学, 2015.
- [4] 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.
- [5] Kwon G, Shim Y, Park H, et al. Design of millimeter wave hybrid beamforming systems[C]// Vehicular Technology Conference. Seoul: IEEE, 2014: 1-5.
- [6] Bogale T E, Le L B. Beamforming for multiuser massive MIMO systems: digital versus hybrid analog-digital[C]// Global Communications Conference. Austin: IEEE, 2015: 4066-4071.

- [7] Liang L, Xu W, Dong X. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(6): 653-656.
- [8] Zhu X, Wang Z, Dai L, et al. Adaptive hybrid precoding for multiuser massive MIMO[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(4): 776-779.
- [9] Lee J H, Kim M J, Ko Y C. IA-based hybrid beamforming design in MIMO interference channel[C]// *International Conference on Advanced Communication Technology*. Bongpyeong: IEEE, 2017: 358-361.
- [10] Yang J, Wei Z, Zhang X, et al. Correlation based adaptive compressed sensing for millimeter wave channel estimation[C]// *Wireless Communications and Networking Conference*. San Francisco: IEEE, 2017: 1-6.
- [11] Mallat S G, Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries[J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 1993, 41(12): 3397 - 3415.
- [12] Tropp J, Gilbert A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(12): 4655-4666.
- [13] Donoho D L, Tsai Y, Drori I, et al. Sparse solution of underdetermined systems of linear equations by stagewise orthogonal matching pursuit[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2012, 58(2): 1094-1121.
- [14] Spencer Q H, Swindlehurst A L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(2): 461-471.
- [15] Stankovic V, Haardt M. Generalized design of multiuser MIMO precoding matrices[J]. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2008, 7(3): 953-961.
- [16] Palomar D P, Lagunas M A, Cioffi J M. Optimum linear joint transmit-receive processing for MIMO channels with QoS constraints[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(5): 1179-1197.

(上接第148页)

- [11] Nikaein N, Knopp R, Kaltenberger F, et al. Demo: OpenAirInterface; an open LTE network in a PC[C]// *Proceedings of the 20th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*. New York: ACM, 2014: 305-308.
- [12] Nikaein N, Marina M K, Manickam S, et al. OpenAir-Interface; a flexible platform for 5G research[J]. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2014, 44(5): 33-38.
- [13] China Mobile Institute. Toward 5G C-RAN: requirements, architecture and challenges [EB/OL]. (2016-11-18) [2018-07-20]. <https://max.book118.com/html/2017/0607/112211144.shtm>.
- [14] IEEE. P1914. 1 standard for packet-based fronthaul transport networks [EB/OL]. (2016-06-15) [2018-07-20]. https://standards.ieee.org/project/1914_1.html.
- [15] 3GPP. TS 38.801 "radio access architecture and interfaces" [EB/OL]. (2016-12-08) [2018-07-20]. http://www.3gpp.org/ftp//Specs/archive/38_series/38.801/.