



毫米波大规模 MIMO 系统中低复杂度混合预编码方法

向建伟¹, 于秀兰^{1,2}, 景小荣^{1,2}

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

2. 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 针对毫米波大规模多输入多输出(MIMO)系统混合预编码方案设计的难点, 提出了一种低复杂度混合预编码方法。首先基于奇异值分解, 构造初始射频(RF)预编码矩阵, 然后构造数字预编码矩阵。进而将残差矩阵最大左奇异矢量构造的矢量添加到 RF 矩阵的最后一列, 以更新初始 RF 矩阵。经过多次迭代, 从而形成最终 RF 预编码矩阵。最后基于最小二乘准则设计数字预编码矩阵。理论分析和仿真结果表明, 相比于基于正交匹配追踪(OMP)算法的混合预编码设计方法, 该方法在计算复杂度大幅下降的同时, 其性能远远优于基于 OMP 算法的混合预编码方法, 同时在数据流数相对较小时, 其性能接近最优的全数字预编码设计方法。

关键词: 毫米波; 大规模 MIMO; 低复杂度; 混合预编码

中图分类号: TN919

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016219

Low complexity hybrid precoding method in mmWave massive MIMO system

XIANG Jianwei¹, YU Xiulan^{1,2}, JING Xiaorong^{1,2}

1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Chongqing Key Lab of Mobile Communications Technology, Chongqing 400065, China

Abstract: A low-complexity hybrid precoding method was proposed to design the hybrid precoding for mmWave massive MIMO system. Firstly, an initial radio frequency (RF) precoding matrix was constructed based on the singular value decomposition. Then an updated RF matrix was constructed by placing the vector which was constructed by the biggest left singular vectors of the residual matrix onto the last column of the initial RF matrix. By multiple iterations, the resultant RF precoding matrix can be obtained and the digital precoding matrix was designed based on the least square criterion. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed algorithm greatly outperforms the hybrid precoding method based on orthogonal matching pursuit (OMP) algorithm with much reduced computational complexity. Additionally, the proposed hybrid precoding method has almost the same performance as the full digital precoding method when the number of data stream is relatively less.

Key words: mmWave, massive MIMO, low complexity, hybrid precoding

收稿日期: 2016-07-01; 修回日期: 2016-08-04

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2015ZX03001033-002); 重庆市基础与前沿研究计划基金资助项目 (No.cstc2015jcyjA40040)

Foundation Items: The National Science and Technology Major Special Project of China (No.2015ZX03001033-002), Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Technology (No.cstc2015jcyjA40040)

1 引言

未来 5G(第 5 代)移动通信系统旨在为用户提供 Gbit/s 的数据传输率^[1],由于现有移动通信授权频谱资源的限制,使得该目标的实现变得非常困难。于是,针对毫米波段非授权频段在未来移动通信中的应用研究成为目前国内外学者研究的重点^[2]。毫米波因其波长相对较短,天线阵列的物理尺寸大幅度缩小^[3],因此基站端可以安装大规模天线,从而可将毫米波系统与大规模 MIMO (multiple input multiple output,多输入多输出)技术完美地结合起来。作为有效提升未来 5G 系统数据率、缓解频谱资源压力的有效技术,毫米波大规模 MIMO 系统及相关关键技术的研究已成为当前移动通信领域的热门研究课题^[4]。

在毫米波大规模 MIMO 系统中,受能耗和成本等因素的限制,设计合理的预编码方案显得尤为重要。传统的小规模 MIMO 预编码方案主要集中在基带,通过采用全数字预编码器对信号进行预处理,从而减小干扰和接收机处理的复杂度。在该方案中,RF(radio frequency,射频)链路的个数与收发天线数相等,但数目相对较少,因此能耗和成本相对较低。而在毫米波大规模 MIMO 系统中,由于基站天线数高达数十根甚至上百根,这种全数字预编码方案已不再适用。

为了解决毫米波大规模 MIMO 系统中的预编码问题,众多混合预编码方案陆续被提出。截至目前,相关研究成果可大致分为两类,一类基于全连接型设计,如参考文献[5-8],即每个 RF 链路 with 所有天线相连。其中,参考文献[5]提出了一种基于 OMP(orthogonal matching pursuit,正交匹配追踪)算法的混合预编码方法,将混合预编码设计等效为多元稀疏信号恢复的问题,并取得了较好的性能。但该方法需要从候选矢量集合中选择与残差矩阵相关性最大的 RF 预编码矢量,导致计算复杂度相对较高。此外,候选矢量集合的设计也会增加额外的开销。针对基于 OMP 算法复杂度较高的问题,参考文献[6]则通过适当矩阵优化处理,避免了 OMP 算法所需要的矩阵求逆,从而降低了算法复杂度,并将其应用于硬件系统。Rusu C 等人在参考文献[7]中首先构造一正交 RF 初始矩阵,进而利用局部搜索算法从候选矢量集合中选择并更新 RF 矩阵。虽然该方法降低了算法复杂度,但算法的系统性能并不理想。参考文献[8]提出的混合预编码算法通过将系统的交互信息解耦成独立的单天线功率受限问题,从而实现混合预编码

的设计,但其复杂度相对较高。总之,基于全连接型设计的混合预编码算法能够提供较大的天线增益,因此具有相对较好的系统性能。

另外一类混合预编码则基于部分连接型设计^[9-11],即每一个 RF 链路 with 部分天线相连。与全连型相比,该模型以牺牲部分天线增益来换取复杂度的降低,因此,相比基于全连接型设计的混合预编码算法,其系统性能有所损失。参考文献[9,10]从不同角度分别提出了一种基于码本的混合预编码设计,尽管设计复杂度相对较低,但存在一定的系统性能损耗。另外,参考文献[11]利用连续干扰消除(successive interference cancellation, SIC)的思想,提出了一种迭代混合预编码算法。该算法优先假设数字域预编码矩阵采用对角矩阵结构,这种限制条件使数字预编码器只起到功率分配的功能,导致系统性能损失较多。

在上述分析的基础上,基于全连型设计模型,提出了一种复杂度较低的混合预编码方法。与传统的基于 OMP 算法的方法相比,最大的优点是无需设计候选矢量集合,从而能够充分利用 RF 域的空间自由度,并降低了混合预编码方法的复杂度。

2 系统模型

考虑如图 1 所示的毫米波大规模 MIMO 系统。发送端配置 N_t 根发射天线和 N_{RF}^t 个 RF 链路,向配备有 N_r 根天线和 N_{RF}^r 个 RF 链路的接收端发送 N_s 条数据流,且有 $N_s \leq N_{\text{RF}}^t \leq N_t, N_s \leq N_{\text{RF}}^r \leq N_r$ 。

根据上述模型,发送端天线阵列的发送信号可表示为 $x = F_{\text{RF}} F_{\text{BB}} v$,其中, v 表示 $N_s \times 1$ 维发送符号矢量,满足 $E(vv^H) = 1/N_s \times I_{N_s}$, $F_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}}^t \times N_s}$ 表示数字预编码矩阵, $F_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{\text{RF}}^t}$ 表示模拟 RF 预编码矩阵,满足 $(F_{\text{RF}} F_{\text{RF}}^H)_{l,l} = 1/\sqrt{N_t}$,其中, $(\cdot)_{l,l}$ 表示矩阵的主对角线元素。另外,为了满足发射机功率限制,必须有 $\|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s$ 。

由于毫米波传播环境中存在严重的自由空间路径损耗,并且天线的相关性较大,所以系统采用了窄带群簇信道模型^[12]:

$$H = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{\text{cl}} N_{\text{ray}}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{cl}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{ray}}} \alpha_{i,l} a_r(\varphi_{i,l}^r) a_t(\varphi_{i,l}^t)^H \quad (1)$$

其中, N_{cl} 和 N_{ray} 分别表示群簇数目和每个群簇的路径数; $\alpha_{i,l}$ 表示第 i 个反射簇中的第 l 条路径的增益因子,服从均值为 0、方差为 $\sigma_{\alpha_{i,l}}^2$ 的复高斯分布,并且满足

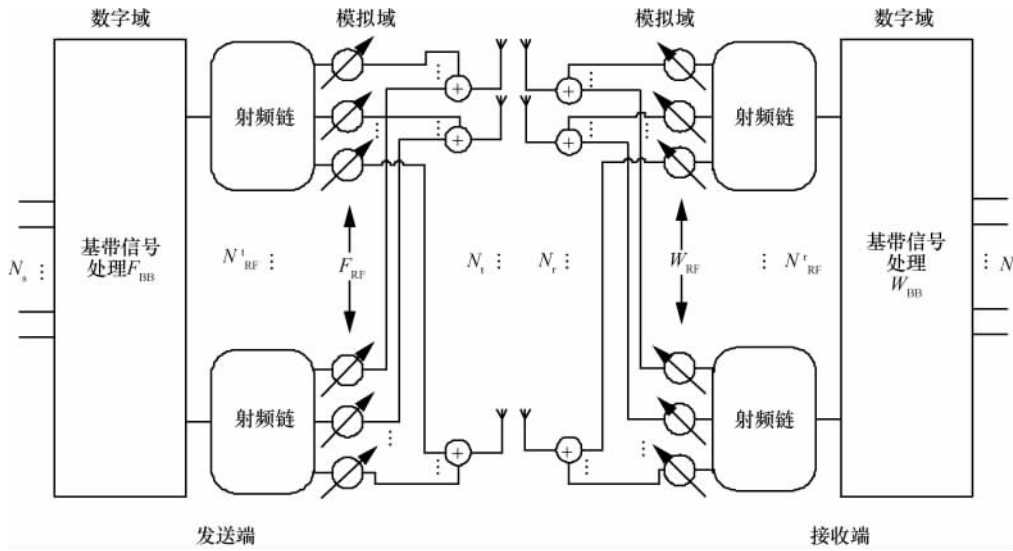


图1 毫米波大规模 MIMO 系统框架

$\sum_{i=1}^{N_t} \sigma_{a,i}^2 = \gamma$, γ 表示标准化因子,用以保证 $E(\|H\|_F^2) = N_t N_r$ 。另外, $a_t(\varphi_{t,i}^1)$ 和 $a_r(\varphi_{r,i}^1)$ 分别表示发射天线和接收天线阵列的响应矢量, $\varphi_{t,i}^1$ 和 $\varphi_{r,i}^1$ 分别表示方位角的 AOD (angle of departure, 离开角) 和 AOA (angle of arrival, 到达角)。当发送天线阵列和接收天线阵列均采用 ULA (uniform linear array, 均匀线性阵列), 天线间距为半波长时, $a_t(\varphi_{t,i}^1)$ 和 $a_r(\varphi_{r,i}^1)$ 的形式如下:

$$a_{\text{ULA}}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi}, \dots, e^{j(N-1)\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi} \right]^T \quad (2)$$

其中, d 表示天线间距, λ 表示波长。发送信号经信道后, 在接收端经过 RF 合并矩阵和数字合并矩阵后, 接收信号可表示为:

$$y = \sqrt{\rho} W_{\text{BB}}^H W_{\text{RF}}^H H F_{\text{RF}} F_{\text{BB}} v + W_{\text{BB}}^H W_{\text{RF}}^H n \quad (3)$$

其中, $W_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{\text{RF}}}$ 和 $W_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_r}$ 分别表示 RF 合并矩阵和数字合并矩阵。由于 W_{RF} 也可利用移相器来处理信号, 因此有 $(W_{\text{RF}} W_{\text{RF}}^H)_{i,i} = 1/\sqrt{N_t}$ 。 ρ 代表平均接收功率, $n \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 表示服从 0 均值、协方差矩阵为 $\sigma^2 I_{N_r}$ 的噪声矢量。假设收发端确知完全 CSI (channel state information, 信道状态信息), 则系统的频谱效率可表示为:

$$R = \text{lb} \left(I_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} R_n^{-1} W_{\text{BB}}^H W_{\text{RF}}^H H F_{\text{RF}} F_{\text{BB}} \times F_{\text{BB}}^H F_{\text{RF}}^H H^H W_{\text{RF}} W_{\text{BB}} \right) \quad (4)$$

其中, $R_n = \sigma_n^2 W_{\text{BB}}^H W_{\text{RF}}^H W_{\text{RF}} W_{\text{BB}}$ 。假设接收端能够进行完美解码, 那么混合预编码设计问题等效成如下问题:

$$\begin{aligned} \arg \max_{F_{\text{RF}}, F_{\text{BB}}} \text{lb} \left| I + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} H F_{\text{RF}} F_{\text{BB}} F_{\text{BB}}^H F_{\text{RF}}^H H^H \right| \\ \text{s.t. } F_{\text{RF}} \in F; \|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s \end{aligned} \quad (5)$$

其中, F 表示 RF 预编码矩阵的候选解集合, 其元素满足恒模限制。为了进一步简化混合预编码的设计, 参考文献[5]对式(5)进一步研究, 化成如下形式:

$$\begin{aligned} \arg \max_{F_{\text{RF}}, F_{\text{BB}}} \|F_{\text{opt}} - F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F \\ \text{s.t. } F_{\text{RF}} \in F; \|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s \end{aligned} \quad (6)$$

其中, F_{opt} 表示最优全数字预编码矩阵, 它是矩阵 V 的前 N_s 列, 另外最优数字合并矩阵 W_{opt} 是 U 的前 N_s 列, U 和 V 分别是信道的左、右奇异矩阵, 即 $H = U \Sigma V^H$ 。当混合预编码设计完成时, 可以利用与混合预编码设计相同的方法设计混合合并矩阵。

3 低复杂度的混合预编码设计方法

针对毫米波大规模 MIMO 系统, 给出一种低复杂度的混合预编码方法, 该方法首先对 RF 预编码进行初始设计, 进而通过迭代来更新 RF 预编码矩阵及数字预编码矩阵。

3.1 初始 RF 预编码设计

通过对完美全数字预编码矩阵进行奇异值分解, 构造一个初始 RF 预编码矩阵。

由式(6)可知, 目标函数 $\|F_{\text{opt}} - F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F$ 表示最优全数字预编码矩阵 F_{opt} 与实际混合预编码矩阵 $F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}$ 在限制条件

下的欧式距离。假设暂且忽略 F_{RF} 的恒模限制, 那么初始 RF 预编码矩阵可通过最优全数字预编码矩阵 F_{opt} 奇异值分解来进行设计, 对 F_{opt} 进行奇异值分解如下:

$$F_{\text{opt}} = \text{SVD}^{\text{H}} \quad (7)$$

由于最优矩阵 F_{opt} 为信道矩阵右奇异矩阵的前 N_s 列, 所以 SV 为 $N_t \times N_s$ 列满秩矩阵, 而 RF 预编码矩阵为 $N_t \times N_{\text{RF}}^1$ 。于是, 为了确定初始 RF 预编码矩阵 F_{RF} , 此处构造 $N_t \times (N_{\text{RF}}^1 - N_s)$ 维矩阵 F_R , 使其元素的相位在 $[0, 2\pi)$ 上服从均匀分布。同时, 强行限制其幅度为 $1/\sqrt{N_t}$, 以满足 RF 预编码矩阵的元素恒模限制。结合式(7), F_{opt} 具有如下等价的表示:

$$F_{\text{opt}} = [SV \ F_R] \begin{bmatrix} D^{\text{H}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

根据式(8)可知, 在无限条件下, 通过对 F_{opt} 进行奇异值分解, 可得到两个全局最优解:

$$F_{\text{RF}}^* = [SV \ F_R] \quad (9)$$

$$F_{\text{BB}}^* = [D \ 0]^{\text{H}} \quad (10)$$

当考虑 RF 恒模限制的条件时, 由于 F_{RF}^* 中 SV 不满足条件, 于是对式(9)中 SV 部分进行处理, 具体处理步骤如下:

步骤 1 保留 SV 中全部元素的相位;

步骤 2 强制所有元素的幅度为 $1/\sqrt{N_t}$ 。

令经过上述步骤处理后的 SV 用 G 表示, 即将 $[G \ F_R]$ 作为初始 RF 预编码矩阵 F_{RF} 。观察以上处理过程可知 G 中仍然包含式(9)的相位信息。

3.2 混合预编码矩阵设计过程

在初始 RF 预编码矩阵 F_{RF} 设计的基础上, 利用残差矩阵最大奇异矢量构造的矢量来更新初始 RF 预编码矩阵。在每次迭代中, 首先对初始 RF 预编码矩阵的第一列进行剔除, 然后利用最小二乘准则求出数字预编码矩阵 F_{BB} 和当前的残差矩阵 F_{res} , 接着对该残差矩阵进行奇异值分解, 并将其最大左奇异矢量构造的矢量添加到 RF 矩阵的最后一列中, 形成下次迭代的初始矩阵。经过 N_{RF}^1 次迭代, 得到更新后的 RF 预编码矩阵。最后, 再次利用最小二乘准则得到数字预编码矩阵, 并对其进行标准化处理。具体步骤如下:

步骤 1 $k=1$;

步骤 2 剔除预编码矩阵 F_{RF} 中第一列: $F_{\text{RF}}(:, 1) = []$;

步骤 3 利用最小二乘准则得到对应的数字预编码

矩阵: $F_{\text{BB}} = (F_{\text{RF}}^{\text{H}} F_{\text{RF}})^{-1} F_{\text{RF}}^{\text{H}} F_{\text{opt}} = \text{pinv}(F_{\text{RF}}) F_{\text{opt}}$;

步骤 4 计算此时残差矩阵 $F_{\text{res}} = F_{\text{opt}} - F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}$;

步骤 5 对所得的残差矩阵进行奇异值分解: $F_{\text{res}} = USV^{\text{H}}$, 其中, U 和 V 分别表示残差矩阵的左、右奇异矩阵;

步骤 6 由残差矩阵的最大左奇异矢量 $U(:, 1)$ 形成矢量 $n = 1/\sqrt{N_t} e^{j\angle U(:, 1)}$;

步骤 7 令 $F_{\text{RF}} = [F_{\text{RF}} \ n]$, 将其作为下次迭代的初始 RF 预编码矩阵;

步骤 8 $k=k+1$, 如果 $k \neq N_{\text{RF}}^1 + 1$, 返回步骤 2, 否则到步骤 9;

步骤 9 确定 F_{RF} 后, 利用最小二乘准则求出对应的数字预编码矩阵 $F_{\text{BB}} = \text{pinv}(F_{\text{RF}}) F_{\text{opt}}$, 并对其进行标准化处理, 以满足发射功率限制, 即:

$$F_{\text{BB}} = \frac{\sqrt{N_s} F_{\text{BB}}}{\|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F} \quad (11)$$

根据以上步骤可知, 主要利用残差矩阵最大左奇异矢量构造的恒模矢量, 更新初始 RF 矩阵。其中, 由于构造的恒模矢量含有残差矩阵的信息, 因此, 该矢量与残差矩阵的相关性很大。在每次迭代中, 利用该恒模矢量更新 RF 矩阵, 会使实际设计的混合预编码矩阵逼近最优矩阵。因此, 系统的性能也会提高。

3.3 复杂度分析

详细讨论了设计混合预编码矩阵的复杂度并与参考文献[5]中基于 OMP 算法的混合预编码方法作比较。为了便于分析对比, 假设 OMP 算法中候选矢量集合 A_t 中原子的个数为 N_t 。

主要分为两个阶段, 第一个阶段, 初始 RF 预编码矩阵设计, 复杂度为 $O(N_t N_s^2)$; 第二个阶段, 对初始预编码矩阵进行更新处理。其中, 步骤 3 和步骤 4 分别表示数字预编码矩阵设计和残差矩阵设计, 这与基于 OMP 算法中步骤相同, 复杂度分别为 $O(N_t N_{\text{RF}}^1)$ 和 $O(N_t N_{\text{RF}}^1 N_s)$; 步骤 5 主要是对残差矩阵进行处理, 用来构造一个新 RF 预编码矢量 n , 其复杂度为 $O(N_t N_{\text{RF}} N_s^2)$ 。综合这两个阶段, 混合预编码方法的整体复杂度为 $O(N_t N_{\text{RF}}^1)$ 。在参考文献[5]中, 基于 OMP 算法的混合预编码方法首先利用候选矢量矩阵与残差矩阵相关性的计算, 来挑选合适的原子, 复杂度分别为 $O(N_t^2 N_{\text{RF}}^1 N_s)$ 和 $O(N_t^2 N_{\text{RF}}^1)$, 接着设计数字预编码矩阵和残差矩阵, 复杂度已给出。最后, 对残差矩阵标准化处理, 复杂度为 $O(N_t N_{\text{RF}}^1)$ 。综合各部分进行分析, 参考文献[5]中基于 OMP 算法的混



合预编码方法的整体复杂度主要集中在候选矢量集合矩阵 A_1 与残差矩阵相关性的计算,为 $O(N_t^2 N_{RF}^1 N_s)$ 。根据实际条件下, $N_t \gg N_{RF}^1 \geq N_s$ 可知,混合预编码设计的算法复杂度与天线数呈线性关系。因此,相比较基于 OMP 算法的混合预编码方法,复杂度更低。

4 仿真分析

对提出的混合预编码方法的性能进行计算机仿真。仿真参数:发送端配置 $N_t=128$ 根天线,接收端配置 $N_r=32$ 根天线;群簇数 $N_d=5$,每个簇中路径数为 $N_{ray}=10$,且每个群簇的平均功率为 $\sigma_d^2=1$ 。假设方位角的 AOD 和 AOA 均服从拉普拉斯分布,其中,簇角度在 $[0, 2\pi)$ 上服从均匀分布,角度拓展设为 10° 。

仿真一: N_{RF} 和数据流数相同条件下,本文混合预编码方法与最优全数字预编码方法及基于 OMP 算法的混合预编码方案的性能对比。

图 2 表示在 $N_{RF}^1=N_{RF}^r=N_{RF}=N_s=[2, 4, 8]$ 条件下,不同的预编码方案所实现的频谱效率随着 SNR 的变化情况。从图 2 中看出,在射频链路数 N_{RF} 及数据流数 N_s 相同的条件下,相较参考文献[5]中基于 OMP 算法的混合预编码方法,其性能更接近最优的全数字预编码方案。相反,基于 OMP 算法的混合预编码方法在 $N_{RF}=N_s$ 时,实现性能较差。综合考虑复杂度因素,说明本文提出的方法不仅复杂度较低,而且性能相对较优。

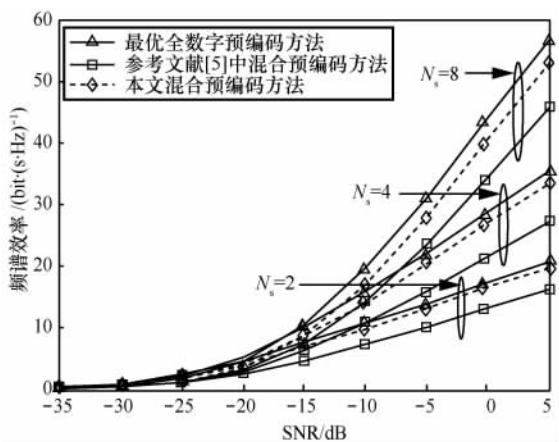


图 2 数据流数等于 RF 链路数时系统性能

仿真二: N_{RF} 固定时,本文混合预编码方法与最优全数字预编码方法及基于 OMP 算法的混合预编码方案的性能对比。

图 3 表示在 $N_{RF}^1=N_{RF}^r=N_{RF}=8$, 数据流分别为 $N_s=[2, 4, 8]$ 的条件下,不同预编码方案所获得的频谱效率随着 SNR 的变化情况。从图 3 中可以看出,当数据流较小时,本文混合预编码方法与基于 OMP 算法的混合预编码方法的性能几乎接近于最优的全数字预编码方案。但随着数据流增大,本文混合预编码方法明显地优于基于 OMP 的混合预编码方法。这说明当数据流较大时,本方法设计的混合预编码器具有明显优势。

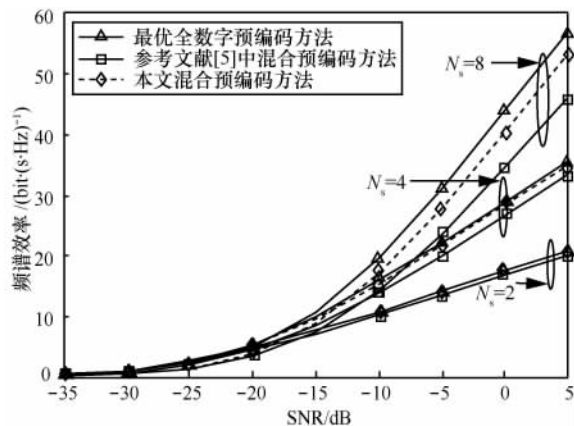


图 3 RF 链路数固定时不同数据流的系统性能

仿真三: SNR 固定,本文混合预编码方法与最优全数字预编码方法及基于 OMP 算法的混合预编码方法在不同 N_{RF} 下的性能对比。

图 4 表示在 $N_s=[2, 4]$, SNR=0 dB 时,不同预编码方法所获得的频谱效率随着 N_{RF} 的变化情况。从图 4 中可以看出,RF 链路的个数对系统性能有很大的影响。当 $N_{RF} \geq 2N_s$, 本文提出预编码方法相较之基于 OMP 算法的混合预编码方法,其性能具有明显的优势,特别在数据流数较少时,其频谱效率接近最优的全数字预编码方法。在实际应

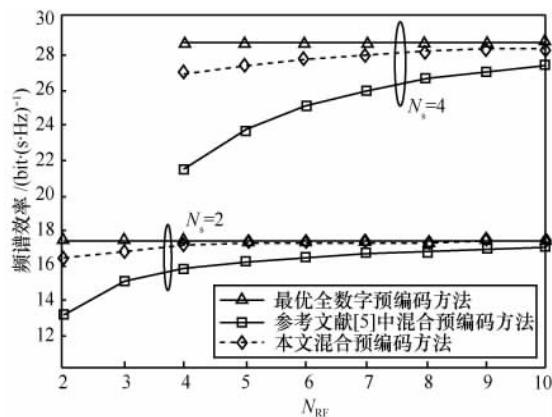


图 4 SNR 固定时不同数据流的系统性能

用中, RF 链路个数越多, 意味着经过混合预编码器处理后的系统性能就更好, 但同时, 相应地增加了系统成本和功耗。因此, 在实际系统中, 应综合折中考虑 RF 链路个数与性能需求之间的关系。

5 结束语

针对毫米波大规模 MIMO 系统, 提出了一种低复杂度的混合预编码方法。由于该混合预编码方法利用残差的最大左奇异矢量构造 RF 矢量, 并通过多次迭代来更新 RF 预编码矩阵, 因此复杂度相对较低。同时, 本方法无需事先设计候选矢量集合, 因此能够充分利用 RF 域的空间自由度, 并使系统开销得到有效降低。

参考文献:

- [1] ANDREWS J G, BUZZI S, CHOI W, et al. What will 5G be[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [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): 335-349.
- [3] DOAN C H, EMAMI S, SOBEL D A, et al. Design considerations for 60 GHz CMOS radios [J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(12): 132-140.
- [4] SWINDLEHURST A L, AYANOGLU E, HEYDARI P, et al. Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(9): 56-62.
- [5] ELAYACH O, 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.
- [6] LEE Y Y, WANG C H, HUANG Y H. A hybrid RF/baseband precoding processor based on parallel-index-selection matrix-inversion-by-pass simultaneous orthogonal matching pursuit for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(2): 305-317.
- [7] RUSU C, MENDEZ-RIAL R, GONZALEZ-PRELCICY N, et al. Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems [C]//2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1340-1345.
- [8] SOHRABI F, YU W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale MIMO systems[C]//2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), April 19-24, 2015, South Brisbane, Australia. New Jersey: IEEE Press, 2015: 2929-2933.
- [9] KIM C, KIM T, SEOL J Y. Multi-beam transmission diversity with hybrid beam-forming for MIMO-OFDM systems [C]//Globecom Workshops (GC Wkshps), Dec 9-13, 2013, Atlanta, USA. New Jersey: IEEE Press, 2013: 61-65.
- [10] SINGH J, RAMAKRISHNA S. On the feasibility of codebook-based beamforming in millimeter wave systems with multiple antenna arrays [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(5): 2670-2683.
- [11] GAO X, DAI L, HAN S, et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 998-1009.
- [12] RAPPAPORT T S, HEATH R W, DANIELS R C, et al. Millimeter wave wireless communications[M]. New York: Pearson Education, 2014.

[作者简介]



向建伟(1991-),男,重庆邮电大学硕士生,主要研究方向为毫米波大规模 MIMO 系统中的混合预编码。



于秀兰(1973-),女,重庆邮电大学副教授,主要研究方向为移动通信。



景小荣(1974-),男,博士,重庆邮电大学副教授,主要研究方向为多天线系统中的信号处理。