



研究与开发

基于有限反馈的毫米波 MIMO 系统的混合预编码方法

尤若楠, 潘鹏, 张丹, 王海泉

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310016)

摘要: 针对发送端未知信道状态信息下毫米波 MIMO 系统的混合预编码问题, 提出了一种基于有限反馈的混合预编码算法。该算法首先将模拟及数字预编码的混合优化问题简化为模拟预编码和数字预编码独立优化问题, 模拟预编码将依据该独立优化函数在所设计的模拟预编码码本内选取最佳的预编码矩阵; 然后, 根据已获得的模拟预编码矩阵, 并基于最小二乘法获得数字预编码矩阵, 在数字预编码码本内选择与其距离最近的码字作为反馈数字预编码矩阵; 最后, 接收机将模拟和数字预编码矩阵的索引值反馈回发射机。仿真结果显示, 所提算法能够在复杂度 and 性能上实现较好的均衡。

关键词: 毫米波; 多输入多输出; 预编码; 码本设计; 有限反馈

中图分类号: TN928

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2018163

Hybrid precoding method for mmWave MIMO systems based on limited feedback

YOU Ruonan, PAN Peng, ZHANG Dan, WANG Haiquan

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310016, China

Abstract: A hybrid precoding algorithm for millimeter wave (mmWave) MIMO systems without knowledge of channel state information at the transmitter was proposed based on the limited feedback. Specifically, the joint optimization problem of analog precoding and digital precoding was firstly separated into two independent optimization problems, which correspond to the analog precoding and digital precoding respectively. Based on this analog precoding codebook, the best precoding matrix was selected by analog precoding in the designed analog precoding codebook. Secondly, according to the obtained analog precoding matrix, the digital precoding matrix was obtained through the least square method, and then, the codeword closest to it in the random vector quantization codebook was selected as the feedback digital precoding matrix. Finally, the receiver feeds the index values of the analog and digital precoding matrices back to the transmitter. Simulation results show that the proposed algorithm can achieve better balance between complexity and performance.

Key words: millimeter wave, multiple input multiple output, precoding, codebook design, limited feedback

收稿日期: 2018-01-03; 修回日期: 2018-04-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61401130)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61401130)



1 引言

以智能手机为代表的移动终端已经成为人们日常生活中必不可少的设备,并使得以多媒体为代表的新兴业务逐渐代替了原有以语音/短信为主体的传统业务,由此对移动通信网络的传输速率和服务质量提出了更高的要求。然而,有限的频谱资源始终是限制高速数据传输的关键因素,尽管现有移动通信系统通过多输入多输出(MIMO)、正交频分复用和多小区协作等技术已经极大地提升了频谱效率。随着5G时代的来临,剩余的低频段频谱资源已经不能满足所提出的10 Gbit/s 峰值速率的需求,因此未来的5G系统需要在更高频段上寻找新的可用资源。基于此,工作于26.5 GHz以上的毫米波(millimeter wave, mmWave)通信技术已成为5G最有希望的候选技术之一,这是因为其相比于传统低频微波频段具有更宽的带宽,且很多目前尚未授权使用^[1-5]。但是,考虑到毫米波信号的波长较短,与目前得到广泛使用的6 GHz以下的微波信号相比具有更严重的路径损耗;同时,也正得益于毫米波较短的波长,使其在一定的尺寸内封装大量的天线元件成为可能,从而可利用大规模天线阵列产生的波束成形增益来弥补所造成的路径损耗。因此,在实际的毫米波通信系统中,大规模天线阵列的应用必不可少。

在传统的低频多天线系统中,波束成形和预编码一般在基带通过数字信号处理单元进行处理,这就需要为每根天线配备专门的射频(radio frequency, RF)链路^[6]。然而,由于毫米波天线阵列的天线数目往往较多,且毫米波电路的硬件成本和功率损耗均较高,这使得目前基于全数字预编码/解码的收发器架构难以应用于毫米波频段^[10]。因此,模数混合预编码/解码架构被提出^[6-8,11-13],并受到了广泛的关注和研究。在模数混合预编码架构中,发送端首先将并行的多个数据流经基带数

字预编码后再映射到若干个RF链路上,然后通过模拟的相移网络实现模拟预编码,最后经由阵列天线实现信号发送。在该架构中,射频链路数通常远小于天线数,从而能够极大地降低毫米波MIMO系统的硬件复杂度。一般而言,对于模数混合结构,模拟相移网络可以提供波束成形增益(beamforming gain),而数字预编码则可以提供多流或多用户的复用增益(multiplex gain)。在实际系统中,根据RF链路是否与全部天线相连,模数混合架构可以分为全连接架构^[6]和部分连接架构^[12],而模拟相移网络通常可以使用移相器^[2,6]、开关^[9]或者透镜^[14]来实现。当使用模拟移相器实现模拟波束成形时,可以通过调整RF链路上信号的相对相位,从而将发送/接收波束引导到预期的方向上。从信号角度来看,模拟相移网络可以看成对基带数字信号进行预编码,只不过此时预编码矩阵的每个元素需满足恒模约束。

通常,为了使毫米波通信系统的频谱效率达到最佳,需要对发送端的数字/模拟预编码矩阵以及接收端的模拟/数字合并矩阵进行联合优化。然而,如参考文献[6]所述,找到在条件约束下的联合优化问题的全局最优解是非常棘手的。即使在传统多用户MIMO(MU-MIMO)系统中,也需要通过交替迭代优化来找到求解和速率最大化的局部最优值^[15]。然而,已有的一些混合预处理设计方案^[7,8,12]表明,对发射机和接收机进行分开设计也可以获得令人满意的性能,从而降低了系统设计的复杂度,避免了庞杂的迭代优化算法。基于此,本文将主要针对发送端的模拟和数字预编码设计展开研究。此外,所提方法还可以扩展到多小区协作多用户毫米波MIMO或多跳中继MIMO传输系统中^[20-24]。对于有基站、中继站和两个用户设备组成的双向多天线中继网络,参考文献[24]基于自适应监听协议提出的迭代算法可以联合优化两个时隙上的用户接收模式时的自适

应权重和第二个时隙中继处的预编码矩阵,然而这种方法会增加额外的开销,即需要知道两个监听信道系数的CSI,而本文提出的方法恰恰可以降低系统开销和计算复杂度。

本文考虑了采用频分双工(frequency division duplex, FDD)的单用户毫米波MIMO系统全连接混合预编码架构,并假设在接收端采用最佳数字解码的情况下,对发送端的模数混合预编码矩阵的优化设计问题展开研究。由于FDD下,发送端只能依靠反馈获得预编码信息,因此本文提出了一种基于有限反馈码本的混合预编码方法,首先构造在发送端和接收端两侧都已知的有限模拟预编码码本 F 和数字预编码码本 $\mathcal{W}$;接收端由估计获得的下行信道信息,根据预编码矩阵的优化问题在码本内进行码字搜索,从而获得模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵;最后将相应的索引值反馈回发送端。注意到模拟预编码器一般采用模拟移相器来实现,则模拟预编码矩阵的元素会受到恒模约束,所以在构造模拟预编码码本时要考虑这一约束条件。由于数字预编码矩阵没有特别的硬件约束限制,为简单起见,本文选择随机矢量量化码本作为数字预编码码本。本文的主要贡献在于以下两个方面。

- 将模拟预编码和数字预编码的联合优化问题简化为它们各自的优化问题,从而无须进行复杂的迭代优化过程,降低了实现复杂度。此外,该方法有利于双码本结构的实现,从而缩小了码字搜索空间,进一步降低了复杂度。
- 提出了一种应用于毫米波通信的模拟预编码码本构造方法。由于模拟预编码矩阵的元素需要受到恒模约束,因此基于码本内各个码字间最小角度最大化的原理,设计了基于离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)矩阵及其旋转矩阵的码本构造方法。

仿真结果表明,所提出的有限反馈模数混合预编码方法能够在复杂度和系统的频谱效率上实现较好的均衡。

2 系统模型

考虑如图1所示的单用户毫米波MIMO系统,发送端配备 N_t 根发射天线,并向配备有 N_r 根接收天线的接收端并行传输 N_s 路数据流。与传统多天线系统不同,毫米波系统的RF链路将远少于收发天线的数目,如图1所示,发送端和接收端的RF链路数目分别为 $N_t^{\text{RF}} (< N_t)$ 和 $N_r^{\text{RF}} (< N_r)$ 。为了使毫米波MIMO系统能支持并行多数据流通信,所传输的数据流 N_s 与收发端的RF链路需进一步满足 $N_s \leq N_t^{\text{RF}} \leq N_t$ 和 $N_s \leq N_r^{\text{RF}} \leq N_r$ 。在发送端,发送符号矢量 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 首先进行线性的基带数字预编码,即把发送符号矢量与数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_t^{\text{RF}} \times N_s}$ 相乘;然后在RF链路内实现数模转换;最后再通过相移网络实现模拟预编码并经阵列天线实现信号的发射。从信号角度来说,以相移网络实现的模拟预编码相当于对信号乘以一个模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t^{\text{RF}}}$ 。因此,发送信号最终可以表示为 $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} = \mathbf{F} \mathbf{s}$,其中, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$ 是模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵的组合。本文假设信息符号具有单位功率,即 $E[\mathbf{s} \mathbf{s}^H] = 1/N_s \mathbf{I}_{N_s}$ 。由于模拟预编码矩阵一般使用模拟移相器实现,因此模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的元素均受恒模限制,即满足 $(\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)H})_{l,l} = 1/N_t$,其中, $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i)}$ 表示模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的第 i 列, $(\cdot)_{l,l}$ 则表示矩阵的第 l 个对角线元素。此外,为了满足发送端的总功率限制要求,通过对数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 进行归一化处理,使得 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = N_s$ 。相比于模拟预编码器的恒模约束,基带数字预编码器一般认为没有其他硬件相关的约束限制。

在窄带块衰落信道下^[6,8],若从发送端到接收端的下行链路信道矩阵为 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$,则接收端的接收信号可表示为:

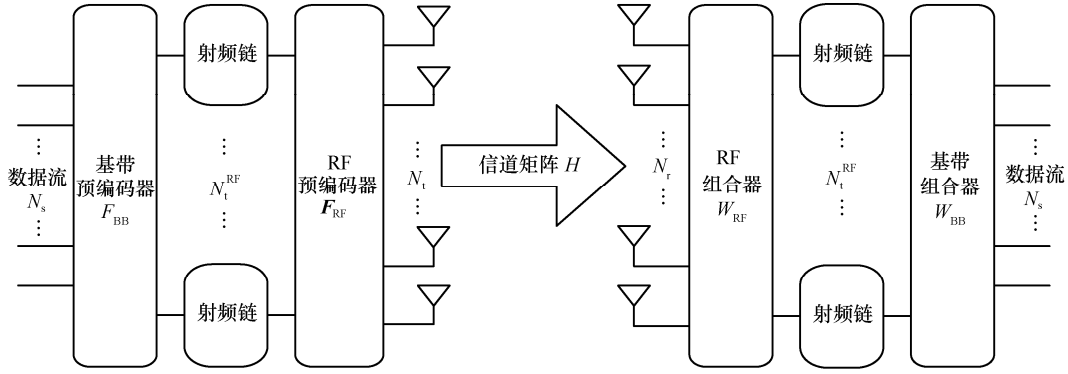


图1 毫米波单用户系统的混合模拟/数字预编码和组合

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{z} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为接收矢量, ρ 表示平均接收功率, 而 $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 的白噪声矢量。

与发送端类似, 接收端一般也将采用模数混合方式对接收信号进行处理和检测。令其基带数字接收处理矩阵和模拟接收合并矩阵分别为 $\mathbf{W}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_r^{RF} \times N_s}$ 和 $\mathbf{W}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{RF}}$, 并令 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB}$ 为处理接收信号 $\mathbf{y}$ 的接收处理矩阵, 则处理后的关于发送数据的估计矢量为:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{BB}^H \mathbf{W}_{RF}^H \mathbf{z} \quad (2)$$

由于参考文献[6]已证明发送端和接收端可以分别进行优化设计, 且能取得接近收发端联合优化设计的性能; 因此, 本文主要关注发送端的预处理算法设计。同时为简单起见, 假设接收端采用最佳的数字译码, 此时系统的频谱效率为:

$$\mathbf{R} = \text{lb} \left(\left(\mathbf{I}_{N_r} + \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \times \mathbf{F}_{BB}^H \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}^H \right) \right) \quad (3)$$

将此作为设计数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{BB}$ 和模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 的性能指标。

考虑到毫米波信号的传播特性, 毫米波系统一般配置较大的天线阵列, 并采用波束成形技术, 从而将发射功率引导到预期方向, 以弥补较高的路径损耗; 此外, 由于毫米波的波长较短, 使得其具有稀疏的散射特性。因此, 传统 MIMO 系统的信道矩阵模型将不再适用于毫米波系统, 所以

本文采用基于扩展的 Saleh-Valenzuela 几何信道模型的窄带信道表示。则信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可以表示为:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_r N_t}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{i,l} \mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r) \mathbf{a}_t^H(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t) \quad (4)$$

其中, N_{cl} 和 N_{ray} 分别表示簇的数目和每个簇的路径数; $\alpha_{i,l}$ 表示第 i 个簇中的第 l 条路径的信道增益, 服从复高斯分布 $\alpha_{i,l} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\alpha,i}^2)$, 其方差 $\sigma_{\alpha,i}^2$ 表示第 i 个簇的平均功率, 并且满足 $\sum_{i=1}^{N_{cl}} \sigma_{\alpha,i}^2 = \beta$, 此处定义 $\beta = \sqrt{N_t N_r / N_{cl} N_{ray}}$ 为标准因子, 使得 $\mathbb{E} \{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \} = N_t N_r$ 。此外, 在式 (4) 中, $(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 是第 i 个簇中的第 l 条路径在水平 (方位) 和垂直 (俯仰) 方向上的到达角 (angle of arrival, AOA); $(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 则是同一条路径在水平 (方位) 和垂直 (俯仰) 方向上的出发角 (angle of departure, AOD)。基于上述角度, 向量 $\mathbf{a}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 和 $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 分别表示为归一化的接收阵列响应矢量和发送阵列响应矢量; 且由它们组成的矩阵 $\mathbf{A}_r = [\mathbf{a}_r(\phi_{1,1}^r, \theta_{1,1}^r), \dots, \mathbf{a}_r(\phi_{N_{cl}, N_{ray}}^r, \theta_{N_{cl}, N_{ray}}^r)]$ 和 $\mathbf{A}_t = [\mathbf{a}_t(\phi_{1,1}^t, \theta_{1,1}^t), \dots, \mathbf{a}_t(\phi_{N_{cl}, N_{ray}}^t, \theta_{N_{cl}, N_{ray}}^t)]$ 分别被定义为接收阵列响应矩阵和发送阵列响应矩阵。

注意到阵列响应矢量 $\mathbf{a}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 和 $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 仅取决于天线阵列的结构。两个常用的天线阵列结构是均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA) 和均匀平面阵列 (uniform planar array, UPA)。尽

管本文随后给出的算法和推导结果可以适用于任意天线阵列, 为了便于后续说明及性能仿真, 以处在 y - z 平面上的 UPA 天线结构为例给出阵列响应矢量。若 UPA 天线阵列在 y 轴和 z 轴分别具有 W 和 H 个天线阵子 (antenna element), 则阵列响应矢量可以写成:

$$\mathbf{a}_{\text{UPA}}(\phi, \theta) = \frac{1}{N} \left[1, \dots, e^{jkd(m \sin \phi \sin \theta + n \cos \theta)}, \dots, e^{jkd((W-1) \sin \phi \sin \theta + (H-1) \cos \theta)} \right] \quad (5)$$

其中, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, d 是相邻天线阵子间的距离;

$0 \leq m \leq W$ 和 $0 \leq n \leq H$ 分别是 y 轴和 z 轴天线阵子的索引值, 且总的天线阵子数即阵列大小 $N = WH$ 。

3 基于有限反馈码本的模数混合预编码设计方法

对于 FDD 系统, 信道状态信息 (channel state information, CSI) 通常只能依靠接收端的反馈获得。考虑到反馈信道一般是容量受限的, 并且由于 RF 硬件的限制使得模拟移相器的相移往往是离散的^[16], 因此预编码矩阵只能从有限的集合中选取。此外, 由于毫米波系统的模拟/数字混合编码属性, 使得码本可以分为模拟预编码码本和数字预编码码本, 即双码本结构, 从而降低了搜索空间, 减少了复杂度。本文基于双码本结构, 提出了针对单用户毫米波 MIMO 系统的有限反馈模数混合预编码及模拟预编码码本的设计方法。该方法首先要求接收端根据 CSI 及所提出的优化目标函数从模拟预编码码本中选择模拟预编码矩阵, 其中模拟预编码码本的构造采用新的设计与准则, 即基于 DFT 矩阵及其旋转矩阵设计码本; 进而以 CSI 和模拟预编码矩阵从随机矢量量化 (random vector quantization, RVQ) 码本中选择数字预编码矩阵; 最后将所选择的模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵的索引值通过反馈信道发

送回发送端。为了便于说明本文所提算法, 下文首先简单介绍最佳的全数字预编码算法和参考文献[6]提出的模数混合预编码算法。

3.1 预编码算法理论设计

假设发送端已知信道状态信息, 为了获得最佳预编码矩阵, 对信道 $\mathbf{H}$ 进行降序奇异值分解 (SVD), 使得 $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ 。其中, $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_t \times \text{rank}(\mathbf{H})}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_s \times \text{rank}(\mathbf{H})}$ 均为酉阵, $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{\text{rank}(\mathbf{H}) \times \text{rank}(\mathbf{H})}$ 是奇异值按降序排列的对角阵, 另外 $\text{rank}(\mathbf{H})$ 为信道 $\mathbf{H}$ 的秩。进一步地, 可以将 $\mathbf{\Sigma}$ 和 $\mathbf{V}$ 写成如下的分块矩阵形式:

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Sigma}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2] \quad (6)$$

其中, $\mathbf{\Sigma}_1 \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 和 $\mathbf{V}_1 \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 。因此, 对应于信道 $\mathbf{H}$, 发射机的最佳无约束单位预编码矩阵为 $\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}_1$, 即全数字预编码矩阵。

考虑到毫米波系统中全数字预编码难以实现, 因此毫米波通信往往采用模数混合预编码。假设接收端采用基于最大似然的全数字译码算法, 对于模拟/数字预编码矩阵 ($\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$) 的联合设计问题, 参考文献[6]利用毫米波信道的空间稀疏特性, 将预编码问题规划为稀疏重构问题, 提出了基于正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 的空间稀疏预编码算法。

为了便于参考, 参考文献[6]中 OMP 算法的伪代码如下。

函数: Sparse_TX_RX($\mathbf{A}_t, \mathbf{F}_{\text{opt}}, N_t^{\text{RF}}, \rho$);

输入: $\mathbf{A}_t$, $\mathbf{F}_{\text{opt}}$, N_t^{RF} 和 ρ ;

输出: $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, $\mathbf{F}_{\text{BB}}$;

$\mathbf{F}_{\text{res}} = \mathbf{F}_{\text{opt}}$;

$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{Empty}$;

for $r \leq N_t^{\text{RF}}$ do

$\Phi = \mathbf{A}_t^H \mathbf{F}_{\text{res}}$;

$k = \arg \min_l [\|\Phi \Phi^H\|_{l,l}]$;

$\mathbf{F}_{\text{RF}} = [\mathbf{F}_{\text{RF}} \mid \mathbf{A}_t^{(k)}]$;



$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}};$$

$$\mathbf{F}_{\text{res}} = \frac{\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F};$$

end for ;

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = \sqrt{\rho} \frac{\mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F} \text{ 归一化处理};$$

该算法提出了解决稀疏约束矩阵重构问题的方法。优化目标问题可以写成下列形式:

$$\min_{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{A}_t \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F$$

$$\text{s.t. } \|\text{diag}(\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*)\|_0 = N_t^{\text{RF}}$$

$$\|\mathbf{A}_t \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s \quad (7)$$

该算法首先需要给定 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 和 $\mathbf{A}_t$, 然后通过迭代获得模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。注意到, $\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}$ 实际上是基于 $\|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{A}_t \tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F$ 的无约束最小二乘法给出。

从该 OMP 算法可以发现, 为了获得模拟与数字预编码矩阵, 需要首先给定发送阵列响应矩阵 $\mathbf{A}_t$ 。然而, 参考文献[15]已指出这需要额外的开销, 将导致系统的频谱效率降低。此外, 由于每次迭代均需矩阵求逆运算, 复杂度仍然较高。

3.2 基于有限反馈码本的模数混合预编码设计方法步骤

对于 FDD 系统而言, 其信道状态信息需要利用有限容量的反馈信道进行反馈。因此, 一种可行的方法是接收端利用所获得的信道矩阵计算获得全数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$, 并以此重构混合模拟和基带预编码矩阵, 使得 $\mathbf{F}_{\text{opt}} \approx \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$, 且 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}$, $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathcal{W}$, 然后将码本索引通过反馈链路反馈给发送端。尽管参考文献[6]给出了相关的基于反馈的预编码方案, 但因其基于 OPM 算法, 仍然具有开销较大、复杂度较高的问题。因此, 本文提出一种新的基于反馈的预编码方法, 能够显著降低系统开销及复杂度。

根据参考文献[6]的描述, 一般的混合预编码

设计的优化目标问题可以写成:

$$\min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F$$

$$\text{s.t. } \mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}$$

$$\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s \quad (8)$$

又根据参考文献[15], 可以首先考虑固定模拟预编码器 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, 设计数字预编码器 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。因此, 基于无约束的最小二乘法, 可以得到 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}$ 。借助该等式, 式(8)所描述的优化问题可以进一步写成:

$$\min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}\|_F$$

$$\text{s.t. } \mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}$$

$$\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}\|_F^2 = N_s \quad (9)$$

从式(9)可以看出, 只须单独对模拟预编码矩阵进行设计即可, 无需在模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵之间进行迭代优化。尽管性能可能会有所降低, 但显著地降低了复杂度, 这对于能量受限的移动终端来说尤其具有意义。

为了找到最优的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$, 所采取的方法是将模拟和数字预编码矩阵的搜索分别限制在两组预定义的码本 $\mathcal{F}$ 和 $\mathcal{W}$ 内。注意到所采用的模拟预编码码本 $\mathcal{F}$ 与参考文献[6]所提的基于 $\mathbf{A}_t$ 的码本不同, 能够显著降低开销。这是因为 $\mathbf{A}_t$ 是随信道 $\mathbf{H}$ 不断变化的, 这需要不停更新码本; 而所提出的码本 $\mathcal{F}$ 设计方法无需 $\mathbf{A}_t$ 信息, 可以在很长时间内保持不变。在已知最佳预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 的前提下, 根据式(9)从模拟预编码码本 $\mathcal{F}$ 里选择近似最优的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$; 再基于最小二乘法获得最优数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}$; 然后基于最小弦距离准则, 从数字预编码码本 $\mathcal{W}$ 中选择与最佳基带预编码器 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}$ 最接近的矩阵, 从而获得数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 。所提算法的伪码如下所示。

输入: $\mathcal{F}$, $\mathbf{F}_{\text{opt}}$, $\mathcal{W}$, N_t^{RF} 和 ρ ;

输出: $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, $\mathbf{F}_{\text{BB}}$;

$$\begin{aligned}
\mathbf{F}_{\text{RF}} &= \text{Empty}; \\
\mathbf{F}_{\text{BB}} &= \text{Empty}; \\
\mathbf{F}_{\text{RF}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \in \mathcal{F}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}\|; \\
\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}} &= (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}; \\
\mathbf{F}_{\text{BB}} &= \arg \max_{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \in \mathcal{W}} \|\tilde{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}\|; \\
\mathbf{F}_{\text{BB}} &= \sqrt{\rho} \frac{\mathbf{F}_{\text{BB}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}} \text{ 归一化处理};
\end{aligned}$$

该算法的主要思想是将模拟/数字预编码矩阵的形式分别限定在基于 DFT 矩阵的模拟预定义矩阵 $\mathbf{F}$ 和 RVQ 码本 $\mathcal{W}$ 里, 再通过上述优化问题对模拟预编码矩阵和数字预编码矩阵分别进行码字搜索, 使用该算法可以显著降低系统复杂度。

3.3 模拟预定义码本的构造

根据第 3.2 节所示, 该算法的关键在于提出一种新的模拟预编码码本构造方法。相比于参考文献[8]的 RVQ 码本构造方法, 此码本可以获得更好的性能。所提码本的构造方法如下。

首先设 L 为码本 $\mathbf{F}$ 的大小, 且要求 $L = 2^b$, 其中, b 为反馈比特数; 码本 $\mathbf{F}$ 可表示为 $\mathcal{F} = \{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_L\}$ 。

模拟预编码码本的设计准则: 由码字 Φ_i 的列向量所生成的空间记 $\langle \Phi_i \rangle$, 它是一个 N_t 维空间中的 N_t^{RF} 维子空间。其中, N_t 和 N_t^{RF} 分别是发射端的天线数和射频链路数。这样, $\langle \Phi_j \rangle$ 与 $\langle \Phi_i \rangle$ 之间存在 N_t^{RF} 个角度, 记这 N_t^{RF} 个角度分别为 $\omega_{j,1} \leq \omega_{j,2} \leq \dots \leq \omega_{j,N_t^{\text{RF}}}$; 同时, 记 $\lambda_{j,1} \leq \lambda_{j,2} \leq \dots \leq \lambda_{j,N_t^{\text{RF}}}$ 为矩阵 $\Phi_i^* \Phi_j \Phi_j^* \Phi_i$ 的特征值, 则它们的关系为 $\omega_{j,r} = \arccos(\sqrt{\lambda_{j,r}})$ ($r = 1, \dots, N_t^{\text{RF}}$)。当索引 $r > N_t/2$ 时, 有 $\omega_{j,r} = 0$, 即当索引数超过天线数的一半时, 两个子空间之间的角度会出现重合; 由此, 当 $N_t^{\text{RF}} \leq N_t/2$ 时, 选择码字使得 $\min_{1 \leq i < j \leq L} \omega_{j,r}$ 越大越好; 而当 $N_t^{\text{RF}} > N_t/2$ 时, 选择码字使得 $\min_{1 \leq i < j \leq L} \omega_{j,t}$, 其中 $t = N_t/2$ 。

该设计准则实际上可以最大化任意一对码字

的列向量所生成的子空间之间的最小角度, 可以降低码本的失真度, 即提高码本质量。根据仿真表明^[17], 使用该设计准则可以更好地逼近真实的波束成形矢量。

模拟预编码码本 $\mathbf{F}$ 的构造方法如下: 令 $L = L_1 \times L_2 \times \dots \times L_s$, 其中, $L_1, L_2, \dots, L_s$ 为待定的正整数; 天线数为 N_t , 则码本 $\mathbf{F}$ 采用如下的设计方法: $\mathcal{F} = \{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_L\}$; 其中 $\Phi_i = \theta_1^{i-1} \theta_2^{i-1} \dots \theta_s^{i-1} \Phi_0$, $1 \leq i \leq L, i = 1, \dots, s$, 而 θ_i 是构造的旋转矩阵:

$$\theta_i = \begin{pmatrix} e^{j\frac{2\pi}{L_i}u_{i1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\frac{2\pi}{L_i}u_{i2}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\frac{2\pi}{L_i}u_{iN_t}} \end{pmatrix}_{i=1,2,\dots,s} \quad (10)$$

其中, $0 \leq u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{iN_t} \leq L_i - 1$ 为 N_t 个待定的整数, 并记为 $\mathbf{U}_i = [u_{i1} \ u_{i2} \ \dots \ u_{iN_t}]$, 则有 $\mathbf{U} = [\mathbf{U}_1^T \ \mathbf{U}_2^T \ \dots \ \mathbf{U}_s^T]^T$; Φ_0 为 $N_t \times N_t^{\text{RF}}$ 维的酉矩阵, 即满足 $\Phi_0^* \Phi_0 = \mathbf{I}_t$ ($\mathbf{I}_N$ 为 N 维的单位矩阵), N_t^{RF} 为码字的秩, 所以可以从 $N_t \times N_t$ 维的 DFT 矩阵中选取前 N_t^{RF} 列来构造 Φ_0 ; 而 $u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{iN_t}$ 的大小也是根据上述码本的设计准则即最小角度最大化的方法来确定。以最简单的情况为例, 即当 $L = L_1$ 时, 有 $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1 = [u_{11} \ u_{12} \ \dots \ u_{1N_t}]$, 则 $\mathbf{U}$ 的选取方法如下所示。注意, 该算法可直接推广到 $L = L_1 \times L_2 \times \dots \times L_s$ 的一般情况。则 $u_{11}, u_{12}, \dots, u_{1N_t}$ 的选取算法的伪码如下。

输入: Φ_0, θ_1 ;

输出: $\mathbf{U}$;

$\Phi_l = \theta_1^{l-1} \Phi_0, 1 \leq l \leq L_1$;

$\Phi_l = \theta_1^{l-1} \Phi_0, 1 \leq l \leq L_1$;

$\mathbf{U} = \arg \min_{0 \leq u_{11}, u_{12}, \dots, u_{1N_t} \leq L_1 - 1} \max \{ \min \arccos(\sqrt{\Phi_i^H \Phi_j \Phi_j^H \Phi_i}) \}, 1 \leq i < j \leq L$;

例如当系统参数为 $L = 16, N_t = 8, N_t^{\text{RF}} = 4$

时, 码本可以设计为: 取 $\Phi = \begin{pmatrix} e^{j\frac{2\pi}{8}kn} \\ \vdots \end{pmatrix}_{8 \times 8}$,



$k=0,1,\dots,7$, $n=0,1,\dots,7$, 则 Φ 为 8 阶的 DFT 矩阵, 记 φ_j 为 Φ 的第 j 列, 所以 Φ_0 可取 $\Phi_0 = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \varphi_3 \ \varphi_4]$ 。若令 $L=L_1=16$ 时, 可取 $u_{11}=0, u_{12}=1, u_{13}=7, u_{14}=5, u_{15}=4, u_{16}=14, u_{17}=15, u_{18}=12$, 即 $U=[0 \ 1 \ 7 \ 5 \ 4 \ 14 \ 15 \ 12]$; 所以码本为 $\mathcal{F} = \{\theta_1^i \Phi_0; 0 \leq i \leq 15\}$ 。类似地, 由于有 $L=16=4 \times 4$, 则也可令 $L_1=4, L_2=4$, 此时可以获取与上述 $L=L_1=16$ 不同的另外一个码本。该码本首先获得 U_1 和 U_2 , 则有 $U = \begin{bmatrix} 0 & 4 & 3 & 3 & 4 & 4 & 3 & 3 \\ 0 & 1 & 4 & 3 & 2 & 3 & 4 & 3 \end{bmatrix}$, 所以此时码本为 $\mathcal{F} = \{\theta_1^i \theta_2^j \Phi_0; 0 \leq i \leq 3, 0 \leq j \leq 3\}$ 。

4 仿真结果和分析

在本节中, 将通过一些仿真来表明所提算法的有效性。具体的仿真参数如下: 考虑一个单用户毫米波 MIMO 系统, 发送端配备有 8×8 UPA ($N_t = 64$) 和 $N_t^{\text{RF}} = 4$ 射频链路数, 接收端配备有 4×4 UPA ($N_r = 16$) 和 $N_r^{\text{RF}} = 4$ 射频链路数。信道一共有 8 个簇, 且每个簇的路径数均为 10, 即 $N_{\text{cl}} N_{\text{ray}} = 80$ 。假设信道每个簇的路径增益 α_{il} 服从方差为 $\sigma_{\alpha,i}^2 = 1$ 的高斯分布。并假设到达角和出发角的方位角在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布, 而俯仰角在 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 内均匀分布。设置噪声方差 $\sigma^2 = 1$,

$$\text{SNR} = \frac{P\sigma_{\alpha}^2}{N_s}, \quad N_s = 1。$$

在仿真中, 除了本文所提的算法外, 还对比了其他 6 种预处理方法, 分别是: 发射机已知完全信道状态信息下, 分别采用全数字预编码和基于 OMP 的模/数混合预编码方案; 发射机已知反馈的信道状态信息, 即发射机通过接收机反馈获得关于信道矩阵 H 的信息, 分别采用全数字预编码和基于 OMP 的模/数混合预编码方案; 发射机获得接收机反馈的关于全数字预编码矩阵 F_{opt} 的信息, 直接采用该反馈预编码矩阵的全数字预编

码和基于 OMP 的模/数混合预编码方案。

如图 2 所示, 假定用于反馈信道矩阵 H 或者最佳数字预编码矩阵 F_{opt} 的反馈比特数为 $b=10$ bit; 本文提出的双码本模/数混合预编码设计方法中, 设定模拟预编码码本的反馈比特数为 $b_1=4$ bit, 数字预编码码本的反馈比特数为 $b_2=6$ bit。当反馈链路的总比特数相同, 且 $N_s=1$ 时, 对其频谱效率的性能进行比较。可以看出, 所提方法的频谱效率与直接反馈信道矩阵 H 的最佳全数字预编码方法的性能相比, 性能提高了约 2.8 dB; 同时亦略高于基于反馈信道矩阵 H 的 OMP 模/数混合预编码方法和基于反馈 F_{opt} 的最佳全数字预编码方法; 但是低于基于反馈最佳数字预编码矩阵 F_{opt} 的 OMP 模/数混合预编码方法。需要注意的是, 在仿真中, 不管是基于反馈信道矩阵 H 还是最佳数字预编码矩阵 F_{opt} , OMP 模/数混合预编码方法均优于全数字预编码方法, 这是因为在仿真中假设发送阵列响应矩阵 A_t 在发射端是完全已知的。但是在实际中, A_t 完全已知显然难以满足, 此外发射机需要实时更新 A_t 也将导致系统开销的增加, 由此将导致频谱效率的降低。最后, 尽管都反馈 10 bit 信息, 但是由于所提算法采用双码本结构, 搜索空间最大只有 $2^6=64$, 而单码本结构的搜索空间为 $2^{10}=1024$, 这能显著降低终端的复杂度。

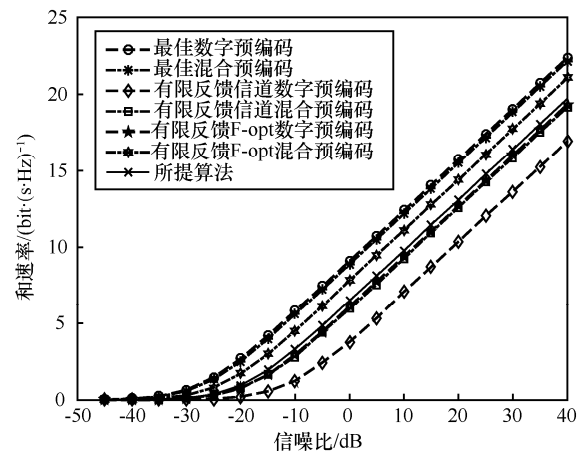


图 2 系统和速率随着信噪比的变化曲线

与图2的仿真略有不同的是,在图3的仿真中,将总的反馈比特数提升至8 bit,其中所提算法的模拟预编码码本的反馈比特数为 $b_1=4$ bit,数字预编码码本的反馈比特数为 $b_2=4$ bit。从图3可以观察到与图2类似的结论。此外,对比图2和图3可以看到,尽管图3的反馈比特数降至8 bit,但所达到的频谱效率与图2基本接近,因此在所给的系统参数下,实际上8 bit已足够满足系统需求。

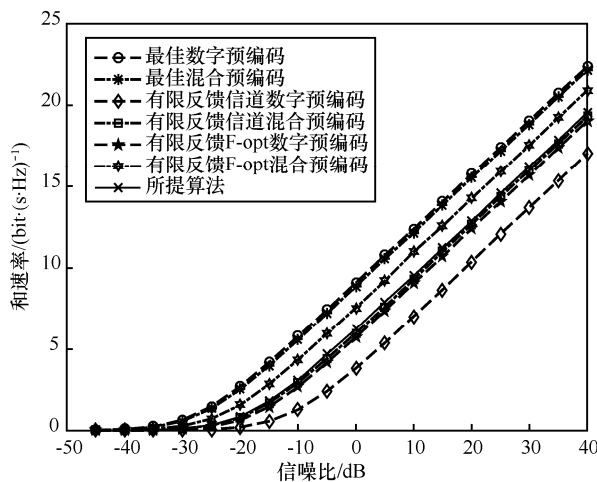


图3 系统和速率随着信噪比的变化曲线

在图4和图5中,将并行传输的数据流增加到2,即 $N_s=2$,对比各种预处理方法的频谱效率性能。与 $N_s=1$ 不同的是,所提算法的性能优于基于反馈信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的全数字预编码方法和基于反馈 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 的全数字预编码方法,但是略低于基于反馈信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的OMP模/数混合预编码方法和基于反馈 $\mathbf{F}_{\text{opt}}$ 的OMP模/数混合预编码方法。但是考虑到实际系统中 $\mathbf{A}_t$ 在发射端难以完全已知以及接收端码字搜索的复杂性等情形,所提算法仍具有较强的竞争力。

5 结束语

针对单用户毫米波MIMO系统的下行链路通信,提出了基于有限反馈码本的低复杂度混合模拟/数字预编码方法。由于该预编码方法采用了基

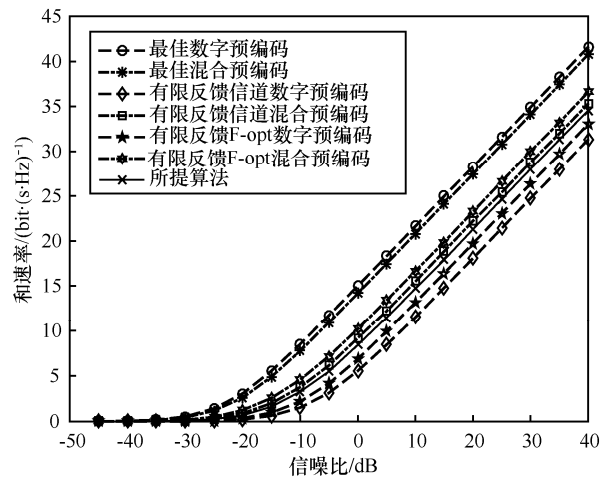


图4 系统和速率随着信噪比的变化曲线

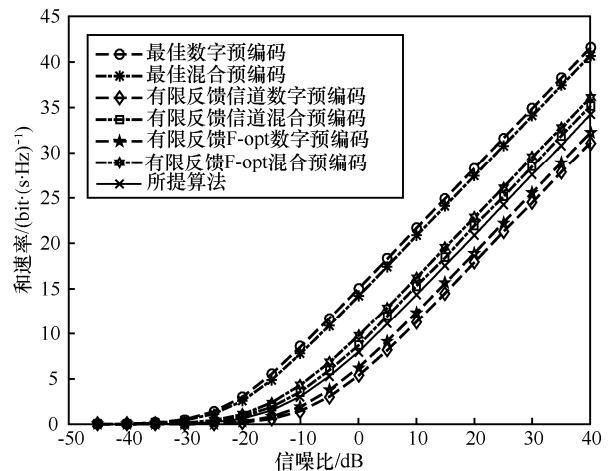


图5 系统和速率随着信噪比的变化曲线

于DFT矩阵和旋转矩阵的新模拟码本构造方法,保证了系统性能。同时又将模数预编码矩阵的混合优化问题转变为模拟预编码矩阵的单独优化问题,从而无须迭代优化,即可使得码字搜索在模拟域和数字域中分别进行,降低了复杂度。通过仿真可以观察到,本文所提出的算法能够在性能和复杂度上获得较好的均衡。未来可将此算法扩展到多用户多小区的场景下,并针对该场景对算法进行进一步的优化研究。

参考文献:

- [1] ANDREWS J G, BUZZI S, WAN C, et al. What will 5G be?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [2] PI Z, KHAN F. An introduction to millimeter-wave mobile



- broadband systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(6): 101-107.
- [3] 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.
- [4] RAPPAPORT T S, JR R W H, DANIELS R C, et al. Millimeter wave wireless communications[M]. Englewood: Prentice Hall, 2015.
- [5] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZANO A, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 74-80.
- [6] 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.
- [7] ALKHATEEB A, HEATH R W, LEUS G. Achievable rates of multi-user millimeter wave systems with hybrid precoding[C]//IEEE International Conference on Communication Workshop, June 8-12, 2015, Torino, Italy. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1232-1237.
- [8] ALKHATEEB A, LEUS G, HEATH R W. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 14(11): 6481-6494.
- [9] MÉNDEZ-RIAL R, RUSU C, GONZÁLEZ-PRELCIC N, et al. Hybrid MIMO architectures for millimeter wave communications: phase shifters or switches?[J]. IEEE Access, 2015(4): 247-267.
- [10] HEATH R W, GONZÁLEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2015, 10(3): 436-453.
- [11] ALKHATEEB A, MO J, GONZALEZ-PRELCIC N, et al. MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(12): 122-131.
- [12] ALKHATEEB A, AYACH O E, LEUS G, et al. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 831-846.
- [13] 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.
- [14] BRADY J, BEHDAD N, SAYEED A M. Beam-space MIMO for millimeter-wave communications: system architecture, modeling, analysis, and measurements[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2013, 61(7): 3814-3827.
- [15] 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.
- [16] VENKATESWARAN V, VEEN A J V D. Analog beamforming in mimo communications with phase shift networks and online channel estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(8): 4131-4143.
- [17] WANG H Q, ZHAO Z J. A MIMO system with finite-bit feedback based on fixed constellations[J]. Science China, 2013, 56(6): 1-14.
- [18] DAI L, GAO X, QUAN J, et al. Near-optimal hybrid analog and digital precoding for downlink mmWave massive MIMO systems[R]. 2015.
- [19] LI A, MASOUIROS C, LI A, et al. Hybrid precoding and combining design for millimeter-wave multi-user MIMO based on SVD[C]// ICC 2017-2017 IEEE International Conference on Communications, May 21-25, 2017, Paris, France. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [20] LI C, LIU P, ZOU C, et al. Spectral-efficient cellular communications with coexistent one- and two-hop transmissions[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6765-6772.
- [21] LI C, ZHANG S, LIU P, et al. Overhearing protocol design exploiting intercell interference in cooperative green networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 441-446.
- [22] LI C, YANG H J, SUN F, et al. Multiuser overhearing for cooperative two-way multiantenna relays[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(5): 3796-3802.
- [23] LI C, SUN F, CIOFFI J M, et al. Energy efficient MIMO relay transmissions via joint power allocations[J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs, 2014, 61(7): 531-535.
- [24] LI C, YANG H J, SUN F, et al. Adaptive overhearing in two-way multi-antenna relay channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 23(1): 117-120.

[作者简介]



尤若楠 (1992-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为毫米波通信。

潘鹏 (1983-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院副教授, 主要研究方向为 MIMO 及大规模 MIMO 预编码和容量分析、毫米波通信。

张丹 (1993-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为毫米波通信。

王海泉 (1964-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、多天线系统、信号检测、信息论等。