



毫米波 MIMO 系统中基于正交码本的模数混合预编码算法

赵伟艇, 夏栋梁

(平顶山学院, 河南 平顶山 467000)

摘要: 由于毫米波混频器件的高成本和高功耗, 传统 MIMO 系统的数字预编码技术面临硬件复杂度过高的缺点, 因而模数混合预编码吸引了学术界和工业界的广泛关注。基于此, 提出了一种基于正交码本的模数混合预编码算法, 该算法利用模拟波束成形码本的正交性, 并行地设计各个射频链路的波束成形向量, 显著降低了传统混合预编码设计中正交匹配追踪算法的计算复杂度, 从而降低了硬件实现的复杂度。

关键词: 毫米波; 混合预编码; 波束成形

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017216

Orthogonal beam codebook based hybrid precoding algorithm for mmWave MIMO system

ZHAO Weiting, XIA Dongliang

Pingdingshan University, Pingdingshan 467000, China

Abstract: Due to the high cost and power consumption of some mixed signal components at mmWave frequencies, the conventional full digital precoding technique encounters the problem of high hardware complexity. Consequently, the hybrid analog-digital precoding architecture has attracted the attentions from both academy and industry. Based on this, an orthogonal beam codebook based hybrid precoding algorithm for mmWave MIMO systems was proposed, which utilized the orthogonality of beam codebook to design the analog beamforming vector of each radio frequency (RF) chain in parallel. As a result, the large computational complexity of the conventional orthogonal matching pursuit (OMP) algorithm and the hardware complexity could be greatly reduced.

Key words: mmWave, hybrid precoding, beamforming

1 引言

近年来, 毫米波 (millimeter wave, mmWave) 技术和多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 技术被认为是未来 5G 关键技术的一部分,

引起了学术界和工业界的广泛关注^[1-4]。毫米波频段具有大量可用频谱资源, 能够满足移动通信日益增长的业务流量需求。此外, 由于毫米波的波长较短, 根据天线理论, 毫米波系统的天线尺寸也较小, 使得能够在小范围空间中放置大量天线,

收稿日期: 2017-03-24; 修回日期: 2017-06-30

基金项目: 河南省高等学校重点科研基金资助项目 (No.17B520031)

Foundation Item: Key Research Project of Henan Higher Education Institution (No.17B520031)



更有利于 MIMO 技术在实际系统中的应用。此外, MIMO 所提供的波束成形增益能有效弥补毫米波信道路径衰落过大的缺点, 为毫米波技术应用于移动通信提供了可能^[1,2]。

传统 MIMO 系统中通常采用纯数字预编码架构, 其中每个天线单元对应一条射频链路, 可以取得最优的预编码性能。然而, 由于毫米波混频器件的成本和功耗很高, 使得纯数字预编码架构难以应用于毫米波频段。因此, 模数混合预编码架构被提出^[3-11], 其中发射端将多路数据流经基带数字预编码处理后映射到各个射频链路上, 然后通过恒模相移器调整射频链路上信号的相位完成模拟波束成形。模数混合预编码架构中, 射频链路数通常远远小于天线数, 能够大大降低毫米波 MIMO 系统的硬件复杂度。进一步地, 模数混合预编码架构可分为全连接架构^[3-6,9,10]和部分连接架构^[7], 其中全连接架构中每个射频链路是所有天线单元通过移相器连接, 而部分连接架构中每个射频链路仅连接到部分天线构成的子阵列。参考文献[7]中介绍了一种子连接架构下的混合预编码设计算法, 利用离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 矩阵作为模拟波束成形码本, 并提出模拟部分和数字部分顺序搜索的方案。然而, 由于子连接架构下每个射频链路连接的天线数较小, 波束成形增益较小, 导致性能劣于全连接架构。

本文考虑全连接混合预编码架构下的预编码矩阵设计问题。参考文献[3]中提出将模数混合预编码设计转化为稀疏信号重建问题, 并利用正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 算法, 从模拟波束成形码本中依次选择各个射频链路的模拟波束成形向量, 使得等效预编码矩阵逼近最优预编码矩阵。然而, 由于模拟波束成形码本的非正交性, 该方法需要大量的矩阵求逆运算, 计算复杂度较高。在参考文献[3]的基础上, 参考文献[5]利用凸优化算法求解该稀疏信号重建问题, 以较高的

计算复杂度获得更好的逼近效果。参考文献[6]将模数混合预编码设计建模为加权非线性最小二乘问题, 并通过迭代更新模拟和数字预编码器进一步提高性能, 但也面临计算复杂度过高的缺点。

根据以上背景, 本文提出了一种基于正交模拟波束成形码本的模数混合预编码算法, 该算法利用模拟波束成形码本的正交性, 并行地选择各个射频链路的模拟波束成形向量, 且不需要矩阵求逆操作。仿真结果表明, 所提出的模数混合预编码算法计算复杂度低, 其在相同码本大小下, 频谱效率优于现有文献方法。

2 系统模型

点对点毫米波 MIMO 传输系统框架如图 1 所示, 考虑一个点对点毫米波 MIMO 传输系统, 发送端和接收端均采用模数混合预编码架构。分别配备 N_t 和 N_r 根天线, 传输 N_s 路数据流。在发送端, 射频链路数用 N_{RF}^t 表示, 发送信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 首先经数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF}^t \times N_s}$ 映射到各个射频链路上, 然后经模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF} = [\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_{N_{RF}^t}] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{RF}^t}$ 映射到天线上发送, 其中 $\mathbf{f}_k (1 \leq k \leq N_{RF}^t)$ 为第 k 个射频链路模拟发送波束成形向量。

由于模拟移相器仅能调制信号的相位而不能改变信号的幅度, 因此模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 中的元素均为恒模, 即 $|\left[\mathbf{F}_{RF}\right]_{i,j}| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, 1 \leq i \leq N_t, 1 \leq j \leq N_{RF}^t$ 。类似地, 接收端射频链路数用 N_{RF}^r 表示, 接收端数字预编码矩阵和模拟预编码矩阵分别表示为 $\mathbf{W}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF}^r \times N_s}$ 和 $\mathbf{W}_{RF} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{N_{RF}^r}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{RF}^r}$, 其中 $\mathbf{w}_k (1 \leq k \leq N_{RF}^r)$ 为第 k 个射频链路的模拟接收波束成形向量, $|\left[\mathbf{W}_{RF}\right]_{i,j}| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, 1 \leq i \leq N_r, 1 \leq j \leq N_{RF}^r$ 。在块衰落窄带信道模型下, 接收端基带接收信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}_{BB}^T \mathbf{W}_{RF}^T \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{x} + \mathbf{W}_{BB}^T \mathbf{W}_{RF}^T \mathbf{n} \quad (1)$$

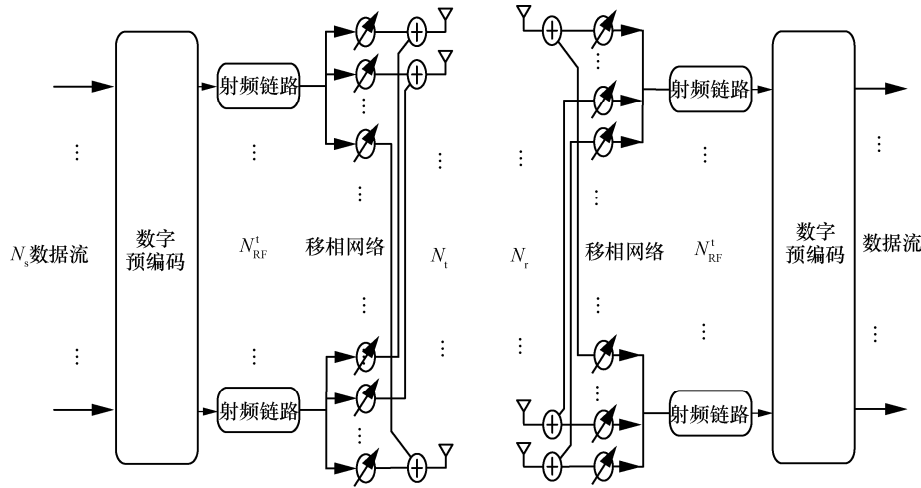


图1 点对点毫米波 MIMO 传输系统框架

其中, $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 为信道矩阵, $n \in N_r \times 1$ 为服从复高斯分布 $CN(0, \sigma_n^2 I_{N_r})$ 的白噪声矢量, $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置。

由于毫米波频段的传播路径损耗严重, 散射环境差, 有效散射体数目通常较少。本文采用有限散射体^[7]信道模型, 假设散射体数量为 L , 则信道矩阵 H 可以表示为:

$$H = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_r(\theta_l^r) \mathbf{a}_t^T(\theta_l^t) \quad (2)$$

其中, $\alpha_l \sim CN(0, 1)$ 为第 l 条传播路径的复增益, θ_l^r 和 θ_l^t 分别表示第 l 条传播路径在接收端的入射角(AOA)和发送端的出射角(AOD), $\mathbf{a}_r(\theta)$ 和 $\mathbf{a}_t(\theta)$ 分别表示接收端和发送端的天线响应向量。对于一个长度为 N 的均匀线性天线阵列(uniform linear array, ULA), 其天线响应向量为:

$$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\theta) = \sqrt{\frac{1}{N}} \left[1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d (N-1) \sin \theta} \right]^T \quad (3)$$

其中, λ 表示波长, d 表示天线单元间距, 通常 $d = \frac{\lambda}{2}$ 。

由于模拟预编码矩阵的恒模约束, 使得混合预编码的设计较为困难。参考文献[3]中提出了一种基于最大化信道容量的预编码设计准则, 即设计数字预编码矩阵 F_{BB} 和模拟预编码矩阵 F_{RF}

使得发送端等效预编码矩阵 $F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}$ 与最优预编码矩阵 F_{opt} 间的均方误差最小, 该算法可表示为:

$$\begin{aligned} \{F_{\text{RF}}^{\text{opt}}, F_{\text{BB}}^{\text{opt}}\} &= \arg \max_{F_{\text{RF}}, F_{\text{BB}}} \|F_{\text{opt}} - F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F \\ \text{s.t. } \forall i, F_{\text{RF}}^{\text{opt}}(:, i) &\in A_{\text{can}}, \|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F = N_s \end{aligned} \quad (4)$$

其中, A_{can} 为模拟波束成形码本, 最优预编码矩阵 F_{opt} 可以通过信道矩阵的奇异值分解(SVD)得到。具体来说, 对信道矩阵 H 做 SVD 得到 $H = U \Sigma V^H$, 其中 Σ 为奇异值从大到小排列构成的对角矩阵, 则最优预编码矩阵 F_{opt} 由右奇异矩阵 V 的前 N_s 行构成, 即 $F_{\text{opt}} = V_{(1:N_s, :)}^H$ 。

3 基于正交码本的混合预编码设计算法

式(4)中的混合预编码设计问题可以通过 OMP 算法求解, 即从模拟波束成形码本 A_{can} 中依次选择 N_{RF}^t 个与当前残差矩阵的相关性最强的模拟波束成形向量。参考文献[3]中采用的模拟波束成形码本通过均匀量化天线响应向量的到达角得到, 即 $A_{\text{can, AOD}}(:, i) = \mathbf{a}_{\text{ULA}}\left(\frac{2\pi}{N_c}(i-1)\right)$, $1 \leq i \leq N_c$,

N_c 为码本大小。然而由于波束成形码本的非正交性, OMP 算法中更新当前残差矩阵时需进行矩阵求逆操作, 使得算法复杂度较高且无法并行运算, 难以硬件实现。根据以上观察, 本文提出了一种基于正交码本的混合预编码设计算法。



为使得混合预编码矩阵 $F_{\text{RF}}F_{\text{BB}}$ 逼近最优预编码矩阵 F_{opt} , 模拟波束成形码本 A_{can} 应能通过线性组合得到信道矩 H 的所有右奇异向量, 此外由于模拟波束成形通过移相器实现, 模拟波束成形码本 A_{can} 还应满足恒模约束。基于以上性质, 本文提出使用 $N_t \times N_t$ 大小的 DFT 矩阵作为模拟波束成形码本, DFT 码本中的第 k 个波束成形向量为:

$$A_{\text{can,DFT}}(:,k) = \sqrt{\frac{1}{N_t}} \left[1, e^{j\frac{2\pi(k-1)}{N_t}}, \dots, e^{j\frac{2\pi(k-1)}{N_t}(N_t-1)} \right]^T, \quad 1 \leq k \leq N_t \quad (5)$$

并且 DFT 码本中任意两个波束成形向量相互正交, 即 $A_{\text{can,DFT}}(:,i)^T A_{\text{can,DFT}}(:,j) = 0, \forall i \neq j$ 。图 2 给出了发射端天线数 $N_t=4$ 和 $N_t=8$ 时的波束方向图。

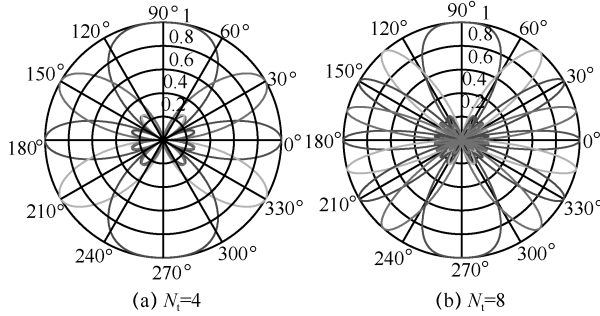


图 2 DFT 码本波束方向图

基于 DFT 码本的正交性, 提出了一种并行的混合预编码设计算法。首先计算最优预编码矩阵 F_{opt} 与 DFT 码本 $A_{\text{can,DFT}}$ 的相关矩阵 Ψ 如下:

$$\Psi = A_{\text{can,DFT}}^H F_{\text{opt}} \quad (6)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置, $[\Psi]_{i,j}$ 表示预编码矩阵 F_{opt} 的第 j 列在 DFT 码本的第 i 个波束成形向量上的展开系数。进一步地, 预编码矩阵 F_{opt} 在各个波束成形向量上的功率分布可以表示为 $V = \text{diag}(\Psi \Psi^H)$, $\text{diag}(\cdot)$ 为矩阵对角元素构成的列向量, V 为 $N_t \times 1$ 维的列向量, 其第 j 个元素等于预编码矩阵 F_{opt} 在第 j 个波束成形向量上的功

率分布。由于 DFT 码本的正交性, 各个波束成形向量的贡献是相互独立的, 因此可以从 DFT 码本中并行地选取 N_{RF}^l 个最优的波束成形向量构成模拟预编码矩阵 F_{RF} :

$$F_{\text{RF}} = A_{\text{can,DFT}}(:,\Omega) \quad (7)$$

其中, Ω 为 V 中最大的 N_{RF}^l 个元素的索引构成的集合。当模拟预编码矩阵 F_{RF} 确定后, 数字预编码矩阵 F_{BB} 可通过最小二乘算法求解, 即:

$$F_{\text{BB}} = (F_{\text{RF}}^H F_{\text{RF}})^{-1} F_{\text{RF}}^H F_{\text{opt}} \quad (8)$$

利用 DFT 码本的正交性, 式 (8) 可简化为:

$$\begin{aligned} F_{\text{BB}} &= (A_{\text{can,DFT}}^H(:,\Omega) A_{\text{can,DFT}}(:,\Omega))^{-1} A_{\text{can,DFT}}^H(:,\Omega) F_{\text{opt}} \\ &= A_{\text{can,DFT}}^H(:,\Omega) F_{\text{opt}} = \Psi(\Omega,:) \end{aligned} \quad (9)$$

即数字预编码矩阵 F_{BB} 可以直接通过选取最优预编码矩阵 F_{opt} 与 DFT 码本 $A_{\text{can,DFT}}$ 的相关矩阵 Ψ 的若干行获得, 行号的索引为集合 Ω 。可以看到, 本文所提出的算法不需要矩阵求逆操作, 这大大降低了预编码设计的计算复杂度。最后, 数字预编码矩阵 F_{BB} 应进行归一化操作以满足发射功率恒定的约束, 可表示为:

$$F_{\text{BB}} = \sqrt{N_s} \frac{F_{\text{BB}}}{\|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F} \quad (10)$$

本文所提出的基于正交码本的混合预编码设计算法流程如下。

输入 最优预编码矩阵 F_{opt} , DFT 码本 $A_{\text{can,DFT}}$ 。

输出 模拟预编码矩阵 F_{RF} , 数字预编码矩阵 F_{BB} 。

$$\Psi = A_{\text{can,DFT}}^H F_{\text{opt}}$$

$$V = \text{diag}(\Psi \Psi^H)$$

$$\Omega = \emptyset$$

For $i \leq N_{\text{RF}}^l$

$$k = \arg \max_j [V]_j$$

$$\Omega = \Omega \cup \{k\}$$

$$[V]_k = 0$$

End For

$$F_{\text{RF}} = A_{\text{can,DFT}}(:, \Omega), \quad F_{\text{BB}} = \Psi(\Omega, :)$$

$$F_{\text{BB}} = \sqrt{N_s} \frac{F_{\text{BB}}}{\|F_{\text{RF}} F_{\text{BB}}\|_F}$$

与传统基于 OMP 算法的设计方案相比, 本文所提出的算法计算复杂度低, 不需要矩阵求逆操作, 且能够并行计算各个模拟波束成形向量, 从而便于硬件实现。

4 数值仿真分析

在图 1 所示的点对点毫米波 MIMO 传输系统架构下, 对所提出的基于正交码本的模数混合预编码算法进行仿真验证, 并与最优纯数字预编码算法、参考文献[3]中的 SSP-OMP (spatially sparse precoding via orthogonal matching pursuit) 算法、参考文献[5]中的 HD-CVXR (hybrid design by convex relaxation) 算法和参考文献[7]中的部分连接混合预编码算法进行比较。仿真频段为 28 GHz 毫米波频段, 采用参考文献[4]中所述的信道模型, 其中散射体数量为 8, 天线到达角和离开角服从 $[0, 2\pi)$ 间的均匀分布。发射端天线数为 $N_t=64$, 配备 $N_{\text{RF}}^t=4$ 个射频链路, 传输 $N_s=2$ 路数据流。相应地, 接收端天线数为 $N_r=16$, 配备 $N_{\text{RF}}^r=4$ 个射频链路。此外, 天线间距假设为 $d=0.5\lambda$, 信噪比定义为 $\text{SNR} = 10 \lg(\frac{P_t}{\sigma_n^2}) \text{dB}$, P_t 表示总发射功率, σ_n^2

为接收端噪声。本文所提出的算法采用 $A_{\text{can,DFT}}$ 模拟波束成形码本, 其码本大小等于天线数。参考文献[3]中的 SSP-OMP 算法采用角度空间均匀量化的模拟波束成形码本 $A_{\text{can,AOD}}$, 为方便对比, 考虑码本大小等于天线数即 $N_c=N_t$ 的场景。所有仿真结果均是通过 5 000 次信道实现取平均得到。

图 3 给出了本文所提出的算法与传统方案的频谱效率仿真结果对比, 频谱效率 R 为:

$$R = \log_2 |I_{N_s} + \frac{P_t}{N_s} R_n^{-1} W_{\text{BB}}^H W_{\text{RF}}^H H F_{\text{RF}} F_{\text{BB}} F_{\text{BB}}^H F_{\text{RF}}^H H^H W_{\text{RF}} W_{\text{BB}}| \quad (11)$$

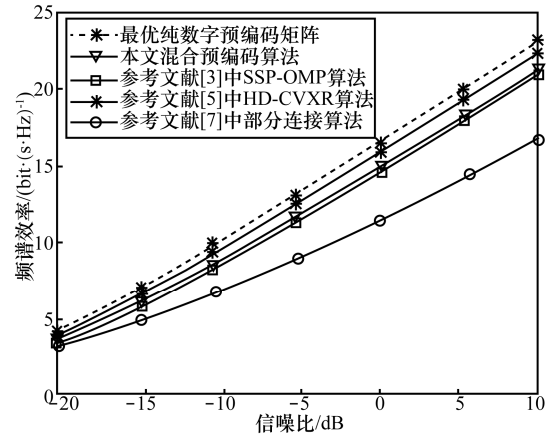


图 3 本文所提出的算法与传统方案的频谱效率仿真结果对比

其中, $R_n = \sigma_n^2 W_{\text{BB}}^H W_{\text{RF}}^H W_{\text{BB}} W_{\text{RF}}$ 为噪声协方差矩阵, 模拟合并矩阵 W_{RF} 和数字合并矩阵 W_{BB} 使用最小均分误差 (minimum mean-square error, MMSE) 算法设计^[3]。由图 3 可以看出, 当码本大小 $N_c=N_t$ 时, 本文所提出的算法性能略优于参考文献[3]中的 SSP-OMP 算法, 此外与最优纯数字预编码算法相比, 两者均存在一定的性能损失。参考文献[5]中的 HD-CVXR 算法由于采用了凸优化方法, 更好地逼近了最优纯数字预编码矩阵, 性能优于本文所提出的预编码算法。而参考文献[7]中的部分连接混合预编码算法受限于部分连接架构的波束成形增益, 性能相对较差。

图 4 给出了本文所提出的算法与参考文献[3]、参考文献[5]中传统方案的计算复杂度随着发送端天线数增长的变化, 其中发送端天线数与射频链路数的比保持与上述仿真条件一致, 计算复杂度使用乘法运算的次数衡量。由图 4 可以看到, 与参考文献[3]中的 SSP-OMP 算法和参考文献[5]中的 HD-CVXR 算法相比, 本文所提出的算法的计算复杂度大大降低, 例如当 $N_t=256$ 时, 本文所提出的算法的计算复杂度仅为 SSP-OMP 算法的 25% 和 HD-CVXR 算法的 0.4%。此外, 本文所提出的算法能够实现并行运算, 进一步降低了硬件实现的复杂度。

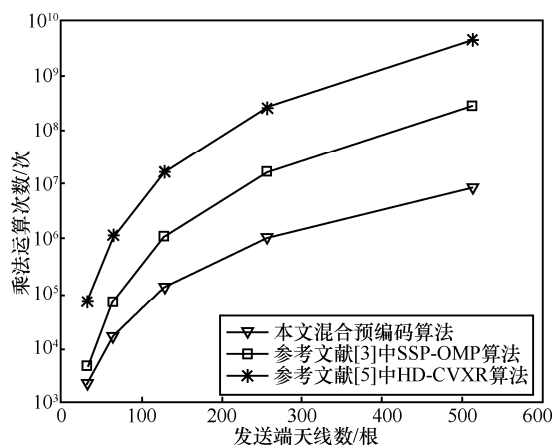


图4 本文所提出算法与传统方案的计算复杂度仿真对比

5 结束语

本文提出了一种基于正交模拟波束成形码本的模数混合预编码算法,利用DFT码本的正交性并行地设计模拟预编码矩阵和数字与编码矩阵,且不需要矩阵求逆操作,大大降低了硬件实现复杂度。仿真结果表明,本文所提出的模数混合预编码算法计算复杂度低,其在相同码本大小下,频谱效率优于现有文献方法。考虑到系统中可能采用多倍采样的DFT码本,在此场景下模拟波束成形码本仅具有部分正交性,未来可针对该场景对现有算法进行优化研究。

参考文献:

- [1] 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, 2016, 10(3): 436-453.
- [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] 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.
- [4] 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.
- [5] RUSU C, MÉNDEZ-RIAL R, GONZÁLEZ-PRELCIC N, et al.

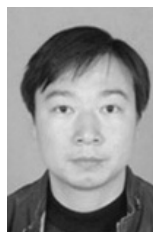
Low complexity hybrid precoding strategies for millimeter wave communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(12): 8380-8393.

- [6] CHEN C E. An iterative hybrid transceiver design algorithm for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(3): 285-288.
- [7] KIM C, KIM T, SEOL J Y. Multi-beam transmission diversity with hybrid beam-forming for MIMO-OFDM systems[C]// 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), December 9-13, 2013, Atlanta, USA. New Jersey: IEEE Press, 2013: 61-65.
- [8] 李元稳, 何世文, 李春国, 等. 多用户毫米波 MIMO 系统中基于信道互易性的混合模数预编码算法[J]. 信号处理, 2016, 32(8): 922-930.
- LI Y W, HE S W, LI C G, et al. Hybrid analog and digital precoding algorithm based on channel reciprocity for multi-user millimeter wave MIMO systems[J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(8): 922-930.
- [9] 向建伟, 于秀兰, 景小荣. 毫米波大规模 MIMO 系统中低复杂度混合预编码方法[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 10-15.
- XING J W, YU X L, JING X R. Low complexity hybrid precoding method in mmWave massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 10-15.
- [10] 方箭, 王坦, 黄标. 高频段宽带无线通信前瞻[J]. 电信科学, 2014, 30(3): 109-113.
- FANG J, WANG T, HUANG B. Outlook of broadband wireless communications at high frequency bands[J]. Telecommunications Science, 2014, 30(3): 109-113.
- [11] 方昕, 刘云驹, 曹海燕, 等. 大规模 MIMO 系统中低复杂度的稀疏信道估计[J]. 电信科学, 2016, 32(5): 89-95.
- GANG X, LIU Y J, CAO H Y, et al. Low-complexity sparse channel estimation for massive MIMO systems[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(5): 89-95.

[作者简介]



赵伟艇 (1966-), 男, 平顶山学院教授, 主要研究方向为计算机网络。



夏栋梁 (1981-), 男, 平顶山学院讲师, 主要研究方向为计算机网络。