



研究与开发

宽带毫米波大规模 MIMO 系统中低复杂度波束域信道估计

邱佳锋

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对宽带毫米波大规模 MIMO 系统信道估计精度低及实现复杂度较高的问题, 在传统支撑检测方案的基础上提出一种基于 Gauss-Seidel 方法的串行支撑检测 (GS-SSD) 方案。该方案不使用共同支撑假设, 参考串行干扰删除, 将整体信道估计问题分解为一系列子问题, 每个子问题仅考虑一个信道成分。同时, 利用 Gauss-Seidel 方法近似高复杂度的矩阵求逆。仿真结果表明, 相比于基于串行支撑检测 (SSD) 的方案, GS-SSD 方案在将求逆复乘数降低一个数量级的同时可以取得接近 SSD 方案的信道估计性能。

关键词: 宽带毫米波通信; 支撑检测; 低复杂度; 波束域信道估计; Gauss-Seidel

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020183

Low-complexity beamspace channel estimation for wideband millimeter-wave massive MIMO system

QIU Jiafeng

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Focused on the issue in which the problem of low precision of channel estimation and high implementation complexity in wideband millimeter-wave (mmWave) MIMO with lens antenna array system, a successive support detection (GS-SSD) algorithm based on Gauss-Seidel method was proposed in the traditional support detection scheme. In this algorithm, the assumption of common support was not used, and inspired by the successive interference cancellation. This algorithm decomposed the total channel estimation problem into several channel component. In the meanwhile, the Gauss-Seidel method was used to approximate the matrix inversion with high complexity. Simulations were provided to show that the proposed GS-SSD algorithm could significantly reduce the complex multiplication and achieved high performance compared with successive support detection algorithm.

Key words: wideband millimeter-wave communication, support detection, low complexity, beamspace channel estimation, Gauss-Seidel

收稿日期: 2019-11-19; 修回日期: 2020-03-09

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY12F01008)

Foundation Item: The Natural Science Foundation of Zhejiang Province of China (No.LY12F01008)

1 引言

毫米波和大规模多入多出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 的融合是未来 5G 无线通信的关键技术^[1]。毫米波频段具有丰富的频谱资源, 但受波长较短的影响, 通常采用大规模 MIMO 系统弥补严重的空中传播路径损耗^[2]。大规模 MIMO 系统若每根天线需要一条专用射频链路, 考虑毫米波频段射频链路高能耗, 将引入很大的硬件复杂度和能耗^[3]。参考文献[4]提出基于透镜天线阵列的毫米波大规模 MIMO 系统能有效减少射频链路数。透镜天线阵列从不同天线的不同方向(波束)聚集信号, 将物理信道转化为波束域信道^[5]。参考文献[6]利用波束域信道的稀疏性显著减少 MIMO 系统的维数和所需射频链路数。

毫米波大规模 MIMO 系统利用有限射频链路获得准确波束域信道状态信息是困难的。参考文献[7]利用结构化信道性质以高精度估计稀疏波束域信道支撑(这里支撑是指稀疏向量中非零元素位置)。然而上述方案设计用于窄带系统, 对能实现更高数据速率的宽带毫米波系统, 仅有少量的工作。参考文献[8]针对盲估计的最大似然问题, 利用角度域潜在的稀疏结构生成用户间无歧义盲分离, 并显著降低导频开销。参考文献[9]利用角度—时延域稀疏特性和相位误差向量可压缩性, 将联合估计载波频率偏移和宽带信道问题制定为一个量化稀疏双线性优化问题, 进而使用信息传递以恢复信号。参考文献[10]假定在不同频率有相同支撑(即共同支撑), 提出一种基于同时正交匹配追踪(simultaneous orthogonal matching pursuit, SOMP)的方案。参考文献[11]提出一种基于正交匹配追踪(orthogonal matching pursuit, OMP)的方案, 其通过 OMP 算法在某些频段独立估计信道支撑, 再合并上述支撑产生用于所有频段的共同支撑。然而, 共同支撑假设在实际中并不真正有效。参考文献[12]参考串行干扰删除,

提出一种不使用理想共同支撑假设的基于串行支撑检测(successive support detection, SSD)的波束域信道估计方案, 取得优于其他方案的估计精度。

然而上述方案均采用最小二乘估计, 所引入的矩阵求逆当维度较大时有很大的计算复杂度。本文的主要贡献是提出一种基于 Gauss-Seidel 方法改进的串行支撑检测(GS-SSD)方案。其将参考文献[13]的 Gauss-Seidel 方法引入基于 SSD 的波束域信道估计方案, 通过迭代实现最小二乘估计, 避免复杂的矩阵求逆。同时, 通过合理设置初始解, 可以进一步加速收敛速率和有效降低所需迭代次数。尽管参考文献[14]将 Gauss-Seidel 方法用于窄带时变信道估计, 但本文是首次将 Gauss-Seidel 方法用于宽带毫米波大规模 MIMO 系统的信道估计。性能分析和仿真结果验证所提出的方案在将求逆复杂度降低一个数量级的同时取得接近基于 SSD 方案的估计精度。

2 系统模型

考虑一个单小区的宽带毫米波大规模 MIMO 系统的上行链路, 物理层采用时分双工(time division duplexing, TDD)传输模式和正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术, 有 M 个子载波, 基站端配备一个 N 项阵元透镜天线阵列和 N_{RF} 条射频链路, 服务于 K 个单天线用户。

在 TDD 系统中, 用户传输导频信号到基站进行上行信道估计。假设每个用户在每个时刻仅传输一个导频信号, 且在用于导频传输的前 Q 个时刻信道保持不变。考虑宽带毫米波系统在不同子载波的信道频率响应不同, 对子载波 m 处的导频信号进行分析。若不同用户的导频信号在时间上正交, 则可转换为对每个用户独立进行信道估计。不失一般性, 对一个确定用户进行分析, 令其在子载波 m 和时刻 q 的导频信号为 $s_{m,q}$ 。导频信号在用户端经过 M 点快速傅里叶逆变换, 加上循环



前缀后经射频链路发送。

针对毫米波呈现稀疏散射体的传播特性,假设用户到基站之间信道共有 L 条有效路径,采用几何的 Saleh-Valenzuela 多径信道模型^[15],考虑均匀线性阵列,在第 m 个子载波的信道频域响应 $\mathbf{h}_m$ 为:

$$\mathbf{h}_m = \sqrt{N/L} \sum_{l=1}^L \beta_l \exp(-j2\pi\tau_l f_m) \mathbf{a}(\varphi_{l,m}) \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (1)$$

其中, β_l 和 τ_l 分别是第 l 条路径的增益和时延, $\mathbf{a}(\varphi_{l,m}) = 1/\sqrt{N} \exp(-j2\pi\varphi_{l,m} \mathbf{p}) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是阵列响应向量,且 $\mathbf{p} = [-(N-1)/2, -(N-3)/2, \dots, (N-1)/2]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\varphi_{l,m} = 0.5f_m / f_c \times \sin \theta_l$ 是子载波 m 的空域方向, $f_m = f_c + f_s / M \times [m - (M+1)/2]$ 是子载波 m 的频率, f_c 和 f_s 分别表示载波频率和带宽, θ_l 是物理方向。

在接收端,透镜天线阵列将信道频域响应 $\mathbf{h}_m$ 转换到波束域 $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 中,起到空域离散傅里叶变换矩阵 $\mathbf{U} = \left[\mathbf{a}\left(-\frac{N-1}{2N}\right), \mathbf{a}\left(-\frac{N-3}{2N}\right), \dots, \mathbf{a}\left(\frac{N-1}{2N}\right) \right] \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 的作用,则有 $\tilde{\mathbf{h}}_m = \mathbf{U}^H \mathbf{h}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。在时刻 $q (q=1, 2, \dots, Q)$ 和第 m 子载波处,令导频信号 $s_{m,q} = 1$,则经合并、移除循环前缀和 M 点快速傅里叶变换后接收向量为:

$$\mathbf{y}_{m,q} = \mathbf{W}_q \tilde{\mathbf{h}}_m s_{m,q} + \mathbf{n}_{m,q} = \mathbf{W}_q \tilde{\mathbf{h}}_m + \mathbf{n}_{m,q} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{W}_q \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N}$ 是合并矩阵,其项以等概率从 $\pm 1/(QN_{\text{RF}})$ 中随机选取, $\mathbf{n}_{m,q} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$ 是有效噪声向量。

经过 Q 个时刻以后,子载波 m 处的总体接收向量为:

$$\bar{\mathbf{y}}_m = [\mathbf{y}_{m,1}^T, \mathbf{y}_{m,2}^T, \dots, \mathbf{y}_{m,Q}^T]^T = \bar{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{h}}_m + \mathbf{n}_m \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times 1} \quad (3)$$

其中, $\bar{\mathbf{W}} = [\mathbf{W}_1^T, \mathbf{W}_2^T, \dots, \mathbf{W}_Q^T]^T \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times N}$ 是总体合并矩阵, $\mathbf{n}_m \sim \text{CN}(0, \sigma^2 I_{QN_{\text{RF}}}) \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times 1}$ 是总体有效噪声向量,且上行信道接收信噪比为 $1/\sigma^2$ 。考虑全体子载波,令 $\bar{\mathbf{Y}} = [\bar{\mathbf{y}}_1, \bar{\mathbf{y}}_2, \dots, \bar{\mathbf{y}}_M] \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times M}$, $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1, \tilde{\mathbf{h}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1^{\text{eff}}, \mathbf{n}_2^{\text{eff}}, \dots, \mathbf{n}_M^{\text{eff}}] \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times M}$,可进一步稀疏建模为:

$$\bar{\mathbf{Y}} = \bar{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{N} \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times M} \quad (4)$$

3 信道估计

首先介绍传统的串行支撑检测 (SSD) 信道估计方案的过程^[12],接着阐述基于 Gauss-Seidel 方法的串行支撑检测 (GS-SSD) 方案的过程。

3.1 基于 SSD 的信道估计方案

基于 SSD 的信道估计方案详细流程如算法 1 所示。步骤 (1) 生成 N 个波束窗。步骤 (2) 计算合并矩阵 $\bar{\mathbf{W}}$ 与接收矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$ 之间的相关矩阵。步骤 (3) 利用波束窗捕获相关矩阵的功率,并据此获得在载波 f_c 的第 l 个路径成分的空域方向的索引 $n_{l,c}^*$ 。步骤 (4) 估计相应的空域方向 $\varphi_{l,c}$ 。步骤 (5) 和步骤 (6) 分别计算第 m 个子载波处最强项的空域方向 $\varphi_{l,m}$ 和索引 $n_{l,m}^*$,步骤 (7) 获得相应的频变支撑 $\mathbf{T}_{l,m}$ 。步骤 (8) 基于频变支撑 $\mathbf{T}_{l,m}$,使用最小二乘算法估计第 m 个子载波的第 l 个信道成分的非零项 $\tilde{\mathbf{c}}_{l,m}(\mathbf{T}_{l,m})$ 。步骤 (9) 移除第 l 个信道成分的影响以估计剩余信道成分。重复上述步骤直到估计完所有路径成分的支撑后,合并支撑。步骤 (11) 采用最小二乘算法获取 $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 的非零项估计 $\tilde{\mathbf{h}}_m^{\text{est}}$ 。最后输出估计的波束域信道 $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{est}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1^{\text{est}}, \tilde{\mathbf{h}}_2^{\text{est}}, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_M^{\text{est}}]$ 。

3.2 Gauss-Seidel 方法

参考文献[16]指出当矩阵的列秩是亏缺或矩阵的列向量之间存在共线性时, Gauss-Seidel 方法的迭代过程很容易陷入“泥沼”之中导致不收敛。

因为总体合并矩阵 $\bar{\mathbf{W}}$ 包含 $\mathbf{T}_{l,m}$ 对应列的子矩阵 $\bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m}) \in \mathbb{C}^{QN_{\text{RF}} \times (2\Omega+1)}$ 是随机伯努利矩阵,故易证其是列满秩,且随机矩阵具有较低相关性使其满足列渐进正交,此时相应的格拉姆矩阵 $\mathbf{G} = \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})^H \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m}) \in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times (2\Omega+1)}$ 是埃尔米特正定矩阵,可保证 Gauss-Seidel 方法收敛。

本文提出的基于 GS-SSD 的方案与基于 SSD 的方案的主要区别在于本文提出的方案在步骤 (8) 和步骤 (11) 中用 Gauss-Seidel 方法代替高

复杂度的矩阵求逆。基于 SSD 方案的步骤 (8) 中用最小二乘估计信道成分非零项:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{c}}_{l,m} &= (\bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})^H \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m}))^{-1} \\ \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})^H \bar{\mathbf{y}}_m &\in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times 1}\end{aligned}\quad (5)$$

使用 Gauss-Seidel 方法, 首先分解 $\mathbf{G} = \mathbf{D} + \mathbf{L} + \mathbf{L}^H \in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times (2\Omega+1)}$, 其中 $\mathbf{D}$ 、 $\mathbf{L}$ 、 $\mathbf{L}^H$ 分别表示矩阵 $\mathbf{G}$ 的对角成分、严格下三角成分和严格上三角成分。然后令 $\bar{\mathbf{r}}_m = \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})^H \bar{\mathbf{y}}_m \in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times 1}$, 则:

$$\tilde{\mathbf{c}}_{l,m} = \mathbf{G}^{-1} \bar{\mathbf{r}}_m \in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times 1} \quad (6)$$

采用参考文献 [13] 提出的对角初始解 $\mathbf{s}^{(0)} = \mathbf{D}^{-1} \bar{\mathbf{r}}_m \in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times 1}$, 可加快 Gauss-Seidel 方法的收敛速度, 有效减少所需迭代次数。对于 $i=1, 2, \dots, I$, 其中 I 是 Gauss-Seidel 方法的最大迭代次数, 执行:

$$\mathbf{s}^{(i)} = (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1} (\bar{\mathbf{r}}_m - \mathbf{L}^H \mathbf{s}^{(i-1)}) \in \mathbb{C}^{(2\Omega+1) \times 1} \quad (7)$$

令 $\tilde{\mathbf{c}}_{l,m} = \mathbf{0}_{N \times 1}$, 得到非零项的估计 $\tilde{\mathbf{c}}_{l,m}(\mathbf{T}_{l,m}) = \mathbf{s}^{(I)}$ 。步骤 (11) 中可用类似过程求得非零项估计 $\tilde{\mathbf{h}}_m(\tilde{\mathbf{T}}_m)$ 。

3.3 改进的信道估计方案

综上所述, 提出的基于 GS-SSD 的毫米波宽带波束域信道估计方案如算法 1 所示。其中步骤 (8) 和步骤 (11) 中标 “**” 的是基于 GS-SSD 方案将基于 SSD 方案进行的改进: 将最小二乘替换为 Gauss-Seidel 方法。

算法 1 提出的 GS-SSD 信道估计方案

输入 测量矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$, 合并矩阵 $\bar{\mathbf{W}}$, 信道路径总数 L

初始化 $\mathbf{R} = \bar{\mathbf{Y}} = [\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_M] \in \mathbb{C}^{Q_{\text{RF}} \times M}$

for $1 \leq l \leq L$ 对第 l 个信道成分估计 $\varphi_{l,c}$

步骤 1 $\mathbf{Y}_n = \text{mod}_N(n - \Omega - 1, \dots, n + \Omega - 1) + 1$

步骤 2 $\mathbf{A}_l = \bar{\mathbf{W}}^H \bar{\mathbf{Y}} \in \mathbb{C}^{N \times M}$

步骤 3 $n_{l,c}^* = \arg \max_n \|\mathbf{A}_l(\mathbf{Y}_n, :)\|_F^2 / \|\mathbf{Y}_n\|$

步骤 4 $\varphi_{l,c} = \bar{\varphi}_{n_{l,c}^*}$

for $1 \leq m \leq M$

步骤 5 $\varphi_{l,m} = \{1 + f_s / (M f_c) [m - (M+1) / 2]\} \varphi_{l,c}$

步骤 6 $n_{l,m}^* = \arg \min_n |\varphi_{l,m} - \bar{\varphi}_n|$

步骤 7 $\mathbf{T}_{l,m} = \text{mod}_N(n_{l,m}^* - \Omega - 1, \dots, n_{l,m}^* + \Omega - 1) + 1$

步骤 8 $\tilde{\mathbf{c}}_{l,m} = \mathbf{0}_{N \times 1}$

$\mathbf{G} = \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})^H \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})$

$\bar{\mathbf{r}}_m = \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})^H \bar{\mathbf{y}}_m$

分解 $\mathbf{G} = \mathbf{D} + \mathbf{L} + \mathbf{L}^H$, 令 $\mathbf{s}^{(0)} = \mathbf{D}^{-1} \bar{\mathbf{r}}_m$

for $1 \leq i \leq I$

$\mathbf{s}^{(i)} = (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1} (\bar{\mathbf{r}}_m - \mathbf{L}^H \mathbf{s}^{(i-1)})$

end for

$\tilde{\mathbf{c}}_{l,m}(\mathbf{T}_{l,m}) = \mathbf{s}^{(I)}$

步骤 9 $\mathbf{r}_m = \mathbf{r}_m - \bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m}) \tilde{\mathbf{c}}_{l,m}(\mathbf{T}_{l,m})$

end for

end for

for $1 \leq m \leq M$

步骤 10 合并支撑 $\tilde{\mathbf{T}}_m = \mathbf{T}_{1,m} \cup \mathbf{T}_{2,m} \cup \dots \cup \mathbf{T}_{L,m}$

步骤 11 $\tilde{\mathbf{h}}_m^{\text{est}} = \mathbf{0}_{N \times 1}$

$\mathbf{G} = \bar{\mathbf{W}}(:, \tilde{\mathbf{T}}_m)^H \bar{\mathbf{W}}(:, \tilde{\mathbf{T}}_m)$, $\bar{\mathbf{r}}_m = \bar{\mathbf{W}}(:, \tilde{\mathbf{T}}_m)^H \mathbf{r}_m$

采用与步骤 (8) 类似过程得到 $\tilde{\mathbf{h}}_m^{\text{est}}(\tilde{\mathbf{T}}_m) = \mathbf{s}^{(I)}$

end for

输出 估计的波束域信道

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\text{est}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1^{\text{est}}, \tilde{\mathbf{h}}_2^{\text{est}}, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_M^{\text{est}}]$$

其中, $\text{mod}(\cdot)$ 表示取模操作, $\mathbf{A}$ 和 a 分别表示矩阵和标量, $\|\mathbf{A}\|_F$ 表示矩阵 $\mathbf{A}$ 的 Frobenius 范数, $|\mathbf{A}|$ 表示矩阵 $\mathbf{A}$ 的行列式, $|\mathbf{Y}_n|$ 表示集合 $\mathbf{Y}_n$ 的基数, $|a|$ 表示标量 a 的绝对值, $\mathbf{A}^H$ 表示矩阵 $\mathbf{A}$ 的共轭转置, $\bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})$ 表示 $\bar{\mathbf{W}}$ 包含 $\mathbf{T}_{l,m}$ 对应列的子矩阵, $\bar{\varphi}_n = [n - (N+1)/2] / N$ 是预定义空域方向。

4 复杂度分析

首先对 Gauss-Seidel 方法进行分析, 若 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $\mathbf{G} = \mathbf{W}^H \mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{W}^H \mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 要求 $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{G}^{-1} \bar{\mathbf{y}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 分解 $\mathbf{G} = \mathbf{D} + \mathbf{L} + \mathbf{L}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$, 此时复杂度由两部分组成。首先, $\mathbf{s}^{(0)} = \mathbf{D}^{-1} \bar{\mathbf{y}}$ 近似对角初始解引入对角矩阵 $\mathbf{D}^{-1} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 计算以及 $\mathbf{D}^{-1}$ 与向量 $\bar{\mathbf{y}}$ 乘法, 所需的复乘数量为 $2N$ 。其次,



考虑 $\mathbf{s}^{(i)} = (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1}(\bar{\mathbf{y}} - \mathbf{L}^H \mathbf{s}^{(i-1)}) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, 解可表示为:

$$s_m^{(i)} = 1/G_{mm} \times (\bar{y}_m - \sum_{n < m} G_{mn} s_n^{(i)} - \sum_{n > m} G_{mn} s_n^{(i-1)}) \quad (8)$$

其中, $s_m^{(i)}$ 、 $s_m^{(i-1)}$ 、 $\bar{y}_m$ 分别表示 $\mathbf{s}^{(i)}$ 、 $\mathbf{s}^{(i-1)}$ 和 $\bar{\mathbf{y}}$ 的第 m 项, G_{mn} 表示 $\mathbf{G}$ 的第 m 行和第 n 列。则计算 $s_m^{(i)}$ 所需的复乘数为 N 。因为在向量 $\mathbf{s}^{(i)}$ 中共有 M 项, 所以共需要 $I \times M \times N$ 次复乘。综上所述, Gauss-Seidel 方法所需的复乘数为 $IMN + 2N$, 且通常迭代次数 I 很小, 所以计算复杂度由 $O(MN^2)$ 减少为 $O(IMN)$ 。

考虑从复乘数量评估基于 SSD 的方案和基于 GS-SSD 的信道估计方案的复杂度。可以观察到复杂度集中于步骤 (2)、步骤 (3)、步骤 (8)、步骤 (9)、步骤 (11)。基于 GS-SSD 的方案与基于 SSD 方案的区别主要在步骤 (8) 和步骤 (11), 且步骤 (8) 共执行 $L \times M$ 次, 步骤 (11) 执行 M 次。不失一般性, 分别考虑上述步骤执行一次的复乘数, 在步骤 (8) 中, 基于 SSD 的方案直接对大小为 $Q N_{\text{RF}} \times (2\Omega + 1)$ 的矩阵 $\bar{\mathbf{W}}(:, \mathbf{T}_{l,m})$ 求伪逆, 引入计算复杂度为 $O(N_{\text{RF}} Q (2\Omega + 1)^2)$ 。而本文提出的基于 GS-SSD 的方案使用 Gauss-Seidel 方法代替直接求逆, 若最大迭代次数为 I , 则易得复乘数 $I \times Q N_{\text{RF}} \times (2\Omega + 1)$, 故步骤 (8) 的计算复杂度为 $O(N_{\text{RF}} Q I (2\Omega + 1))$, 且 I 通常很小。

步骤 (11) 与步骤 (8) 相似, 基于 SSD 的方案有计算复杂度为 $O(N_{\text{RF}} Q L^2 (2\Omega + 1)^2)$, 基于 GS-SSD 的方案为 $O(N_{\text{RF}} Q I L (2\Omega + 1))$ 。考虑到参考文献[13]指出基于 SSD 的方案总体复杂度为 $O(NML) + O(MN_{\text{RF}} Q L (2\Omega + 1)^2) + O(MN_{\text{RF}} Q L^2 (2\Omega + 1)^2)$, 其中第一项是步骤 (3) 的总体复杂度, 而第二项

和第三项分别是步骤 (8) 和步骤 (11) 的总体复杂度。则相应的基于 GS-SSD 的方案总体复杂度为 $O(NML) + O(MN_{\text{RF}} Q I L (2\Omega + 1)) + O(MN_{\text{RF}} Q I L (2\Omega + 1))$ 。详细复杂度对比见表 1。

观察可得, 基于 SSD 的方案步骤 (3)、步骤 (8)、步骤 (11) 的复杂度占比为 $N : N_{\text{RF}} Q (2\Omega + 1)^2 : N_{\text{RF}} Q L (2\Omega + 1)^2$ 。当 $N = 256$ 、 $2\Omega + 1 = 9$, $N_{\text{RF}} = 8$ 、 $Q = 16$ 、 $L = 3$ 时, 上述复杂度占比分别为 2:81:162, 即对于基于 SSD 的方案, 步骤 3 占比 0.8%, 步骤 8 占比 33.1%, 步骤 11 占比 66.1%。

通过使用 Gauss-Seidel 方法代替直接对矩阵求逆, 步骤 (8) 将复杂度由 $O(N_{\text{RF}} Q (2\Omega + 1)^2)$ 减少到 $O(N_{\text{RF}} Q I (2\Omega + 1))$, 步骤 11 由 $O(MN_{\text{RF}} Q L^2 (2\Omega + 1)^2)$ 减少到 $O(MN_{\text{RF}} Q I L (2\Omega + 1))$, 若要比两个方案的复杂度, 需要求得 $2\Omega + 1$ 的值。参考文献[13]证明了当 $N = 256$ 和 $\Omega = 4$ 时, 波束域窗可保留超过 96% 的功率, 此时有 $2\Omega + 1 = 9$ 。令 $L = 3$ 、 $I = 2$, 则基于 GS-SSD 的方案将步骤 (8) 和步骤 (11) 复乘数分别降低为基于 SSD 方案的 2/9 和 2/27, 并且步骤 (8) 占比 33.1%, 步骤 (11) 占比 66.1%, 此时基于 GS-SSD 的方案将总体复杂度降低为基于 SSD 方案的 13.05%。

5 仿真结果分析

为了验证所提出的基于 GS-SSD 的方案对于宽带毫米波 MIMO-OFDM 系统信道估计精度, 在 MATLAB 2019 平台上进行仿真。仿真参数设置见表 2。定义用于信道估计的 SNR 为 $1/\sigma^2$ 。采用归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE) 来评价信道估计性能: $\text{NMSE} = 1/M \times \sum_{m=1}^M \|\tilde{\mathbf{h}}_m - \tilde{\mathbf{h}}_m^{\text{est}}\|_{\text{F}}^2 / \|\tilde{\mathbf{h}}_m\|_{\text{F}}^2$ 。

表 1 基于 SSD 方案和基于 GS-SSD 方案的复杂度对比

对比项	SSD 方案复杂度	GS-SSD 方案复杂度
步骤 (8)	$O(MLN_{\text{RF}}Q(2\Omega+1)^2)$	$O(MLN_{\text{RF}}QI(2\Omega+1))$
步骤 (11)	$O(MN_{\text{RF}}QL^2(2\Omega+1)^2)$	$O(MN_{\text{RF}}QIL(2\Omega+1))$
总体	$O(NML) + O(MN_{\text{RF}}QL(2\Omega+1)^2) + O(MN_{\text{RF}}QL^2(2\Omega+1)^2)$	$O(NML) + O(MN_{\text{RF}}QIL(2\Omega+1)) + O(MN_{\text{RF}}QIL(2\Omega+1))$

表2 仿真系统参数设置

参数	取值
透镜天线阵列阵元数	$N = 256$
射频链路数	$N_{\text{RF}} = 8$
单天线用户数	$K = 8$
载波频率	$f_c = 28 \text{ GHz}$
子载波数	$M = 512$
带宽	$f_s = 4 \text{ GHz}$
有效路径数	$L = 3$
路径复增益	$\beta_l \sim \text{CN}(0,1)$
物理方向	$\theta_l \sim \text{U}(-\pi/2, \pi/2)$
路径时延	$\tau_l \sim \text{U}(0, 20 \text{ ms})$

图1为每个用户使用 $Q=16$ 个时刻来传输导频时,本文所提出的GS-SSD方案与其他方案在不同的用于信道估计信噪比下的NMSE性能对比。对于基于SSD的方案和基于GS-SSD的方案,设置 $\Omega=4$ 。对于基于OMP和基于SOMP的方案,假定稀疏等级为 $L(2\Omega+1)=27$ 。且Oracle LS方案为在不同子载波的宽带波束域信道的支撑假设为理想已知时,用最小二乘估计得到NMSE性能曲线,常作为恢复稀疏信号的参考曲线。对于上述方案,除所选支撑对应项外均为零。分析可得,当导频数相同时,随着信噪比的增加,各种方案的NMSE均随之减少。因为基于SSD和基于GS-SSD的方案($I=2,3$)均不使用理想共同支撑假设且充分利用宽带波束域信道的稀疏结构,其NMSE性能在所有考虑的信噪比区域均显著优于基于OMP和SOMP的方案。可以看出对于基于GS-SSD的方案,当迭代次数 I 较小时($I=2,3$),即可保证令人满意的NMSE性能,此时基于GS-SSD的方案的性能曲线已经逼近基于SSD方案的曲线。此外,本文提出的基于GS-SSD的方案($I=3$)和基于SSD的方案均取得非常接近Oracle LS方案的NMSE性能。

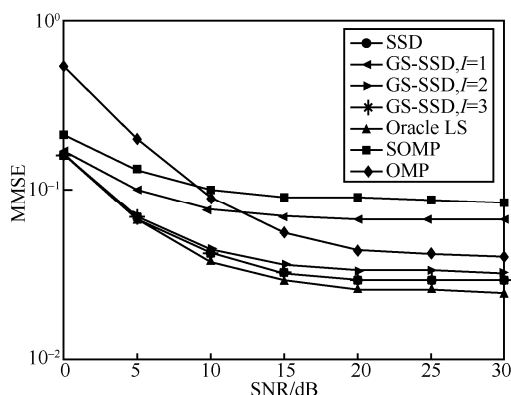


图1 不同信道估计的SNR下的NMSE性能比较

图2为采用不同波束域信道估计方案时宽带波束选择的可达和速率,定义见参考文献[17]的式(4)。其中每个用户使用 $Q=16$ 个时刻来传输导频。从图2可见,采用基于SSD的方案和基于GS-SSD的方案相较于传统的基于OMP的方案可以取得更高的系统可达和速率性能,尤其是当用于信道估计的信噪比较低时(例如0 dB)。考虑在TDD系统中用于信道估计的信噪比通常很低,提出的基于GS-SSD的方案在实际中非常有效。此外,当用于信道估计的信噪比适度时(例如15 dB),基于SSD的方案和基于GS-SSD($I=2$)的方案均能够取得与理想信道估计全数字ZF预编码接近的系统可达和速率性能。

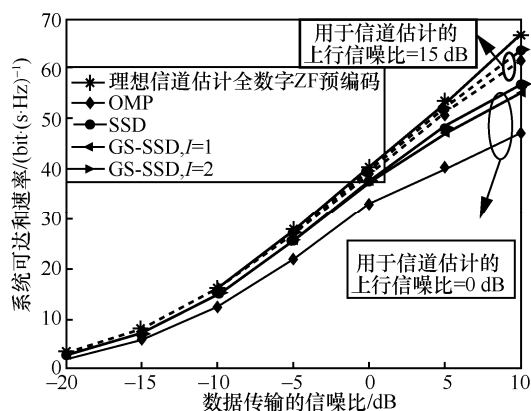


图2 不同数据传输的信噪比下系统可达和速率的比较

图3显示了当信噪比设置为15 dB,其他参数与图1相同时,NMSE与带宽 f_s 的对比。从图3可知,在 f_s 较低时,波束偏离效应并不明显,即



使基于 SOMP 的方案也能取得令人满意的性能。然而,随着 f_s 的增加,基于 SOMP 的方案变得越来越不准确,当 f_s 足够高时,性能甚至劣于基于 OMP 的方案。这是因为对于较大的 f_s , 宽带波束域信道在不同子载波的支撑变得发散,且共同支撑假设导致信道估计精确性越发恶化。相对地,基于 SSD 的方案和提出的基于 GS-SSD ($I=2,3$) 的方案对 f_s 有更强的稳健性。同时,图 3 也显示了当波束偏离并不明显即可看作窄带系统时,提出的基于 GS-SSD 的方案 ($I=2,3$) 仍能取得令人满意的 NMSE 性能,说明提出的 GS-SSD 方案对于宽带和窄带系统均可适用,具有较强的稳健性。

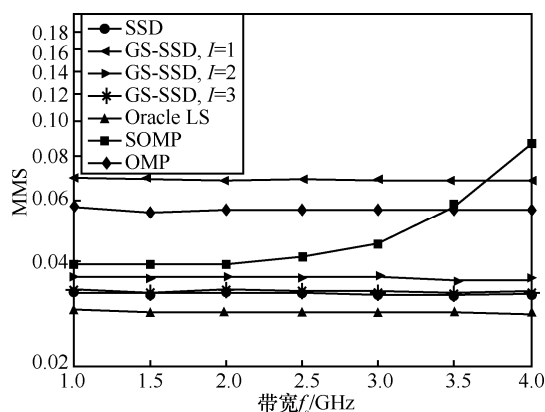


图3 不同带宽下系统 NMSE 的比较

6 结束语

本文研究了宽带毫米波波束域 MIMO-OFDM 系统的信道估计问题,提出一种基于 Gauss-Seidel 方法改进的串行支撑检测 (GS-SSD) 方案,并分析了方案的估计性能和计算复杂度。提出的方案充分利用了宽带波束域信道的结构稀疏性,通过 Gauss-Seidel 方法替代矩阵求逆,并采用对角化初始解,有效降低所需的迭代次数。理论分析和仿真结果表明,基于 GS-SSD 的方案在计算复杂度显著降低的同时取得了令人满意的信道估计性能。

参考文献:

[1] 何世文, 黄永明, 王海明, 等. 毫米波无线通信发展趋势及

技术挑战[J]. 电信科学, 2017, 33(6): 11-20.

- HE S W, HUANG Y M, WANG H M, et al. Development trend and technological challenges of millimeter-wave wireless communication[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(6): 11-20.
- [2] HAN S, I C, 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.
- [3] AIKHATEEB A, MO J, GONZALEZ-PRELCIC N, et al. MI-MO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(12): 122-131.
- [4] BRADY J, BEHDAD N, SAYEED A. Beam-space MIMO for millimeter-wave communications: system architecture, modeling, analysis, and measurements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(7): 3814-3827.
- [5] ZENG Y, ZHANG R. Millimeter wave MIMO with lens antenna array: a new path division multiplexing paradigm[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(4): 1557-1571.
- [6] AMADORI P, MASOUIROS C. Low RF-complexity millimeter-wave beam-space-MIMO systems by beam selection [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(6): 2212-2223.
- [7] GAO X, DAI L, HAN S, et al. Reliable beam-space channel estimation for millimeter-wave massive MIMO systems with lens antenna array[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(7): 6010-6021.
- [8] MEZGHANI A, SWINDLEHUIST A. Blind estimation of sparse broadband massive MIMO channels with ideal and one-bit ADCs[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(11): 2972-2983.
- [9] MYERS N, HEATH R. Message passing-based joint CFO and channel estimation in mmWave systems with one-bit ADCs[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(6): 3064-3077.
- [10] VENUGOPAL K, AIKHATEEB A, GONZALEZ-PRELCIC N, et al. Channel estimation for hybrid architecture-based wide-band millimeter wave systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(9): 1996-2009.
- [11] GAO X, DAI L, ZHOU S, et al. Wideband beam-space channel estimation for millimeter-wave MIMO systems relying on lens antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(18): 4809-4824.
- [12] DAI L, GAO X, HAN S, et al. Low-complexity soft-output signal detection based on Gauss-Seidel method for uplink multi-user large-scale MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(10): 4839-4845.
- [13] CHOUDHARY S, BEYGI S, MITRA U. Delay-Doppler estima-

- tion via structured low-rank matrix recovery [C]//Proceeding of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press, 2016: 3786-3790.
- [14] ALKHATEEB A, AYACH O, 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(10): 831-846.
- [15] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- ZHANG X D. Matrix analysis and application [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013.
- [17] 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.

XIANG 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.

[作者简介]



邱佳锋 (1995-), 男, 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大规模 MIMO 系统信道估计。