

引用格式:孟阔,杨少石.一种面向导频污染消除的分布式massive MIMO系统信道估计算法[J].中国传媒大学学报(自然科学版),2023,30(02):01-08.

文章编号:1673-4793(2023)02-0001-08

一种面向导频污染消除的分布式massive MIMO系统信道估计算法

孟阔^{1,2},杨少石^{1,2*}

(1.北京邮电大学信息与通信工程学院,北京100876;

2.泛网无线通信教育部重点实验室,北京100876)

摘要:针对分布式massive MIMO系统的导频污染问题,本文提出了一种基于子空间结构化协方差的信道估计算法。该算法利用分布式massive MIMO系统的空间位置特征,基于时延-多普勒-角域信道支持非重叠特性进行导频污染消除。然后,针对所提出算法本文还设计了一套导频分配方案,以降低重叠信道支持对导频污染消除性能的影响。通过理论证明和仿真分析表明,所提算法具有比有代表性的基线方案更好的性能。

关键词:信道估计;分布式massive MIMO;导频污染;导频分配

中图分类号:TN92 文献标识码:A

A channel estimation algorithm for pilot contamination elimination in distributed massive MIMO systems

MENG Kuo^{1,2}, YANG Shaoshi^{1,2*}

(1.School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunication, Beijing 100876, China; 2.Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing 100876, China)

Abstract: A channel estimation algorithm based on subspace structured covariance is proposed in this paper for the pilot contamination problem of distributed massive MIMO systems. The algorithm utilizes the spatial location characteristics of the distributed massive MIMO systems and performs the pilot contamination elimination based on the non-overlap characteristics of the delay-Doppler-angle domain channel supports. Then, a pilot assignment scheme is also designed in this paper for the proposed algorithm to reduce the impact of overlapping channel supports on the pilot contamination elimination performance. The theoretical demonstration and simulation analysis show that the proposed algorithm has better performance than the representative baseline scheme.

Keywords: channel estimation; distributed massive MIMO; pilot contamination; pilot assignment

基金项目:北京市自然科学基金-海淀原始创新联合基金前沿项目(L202012)

作者简介(*为通讯作者):孟阔(1997-),男,硕士研究生,主要从事分布式massive MIMO信道估计技术研究。Email:meng_kuo@bupt.edu.cn;杨少石(1983-),男,教授,博士生导师,主要从事B5G/6G和分布式感知-通信-计算-智能融合理论与技术研究。Email:shaoshi.yang@bupt.edu.cn

1 引言

面对垂直行业的新型业务和需求不断涌现,未来无线通信系统在覆盖率、容量等关键指标上需要进一步提升。为了应对新的性能挑战,充分挖掘通信系统的潜在增益,业界对分布式 massive 多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统展开研究。相较于集中式系统,分布式系统通过协同互联获得高频谱效率和高鲁棒性,而 massive MIMO 的空分复用增益,为通信系统提供了更高的信道容量。在分布式 massive MIMO 系统中,由于信道环境的复杂性,高精度低开销的信道估计方案成为通信系统性能稳定的保障。而目前业界对分布式 massive MIMO 系统中信道估计技术的研究尚未完全发挥该系统潜力,仍存在导频污染问题。

Zaib^[1]和 Amadid^[2]等人进行分布式 massive MIMO 系统的导频污染分析,提出了一种基于导频污染协方差矩阵的信道估计算法。Zhang^[3]等人提出了一种时分双工模式下两阶段的导频污染估计方案,基于互易性通过下行导频污染信道进行上行信道估计预补偿。Lim^[4]和 Zia^[5]等人通过深度学习,估计了导频污染和硬件失真带来的干扰。Fernandes^[6]提出了一种导频传输的时移协议,以避免同时同频的导频污染发生。Yin 等人^[7]推导了角域子空间的正交性,通过角域可以实现导频污染的完全消除,并提出了一种子空间协方差方案。但该方案需要天线数无限大,在有限的天线数下效果很难达到理论界。Göttsch 等人^[8]提出了基于文献[7]的一种贴近协议的参考信号子空间信道估计方案。Loushua^[9]和 Shen^[10]等人基于特定的导频设计提出了导频分配方案以避免导频污染。

现有方案尚未挖掘分布式 massive MIMO 系统的全部潜在复用增益,因此本文的研究重点是结合分布式 massive MIMO 系统特征,通过子空间方法进行面向导频污染消除的信道估计技术研究。本文首先提出了一种子空间结构化协方差的导频污染消除算法,之后又基于该算法设计了一套导频分配方案,仿真结果表明本文所提算法提高了信道估计性能,降低了导频污染。

2 系统模型

2.1 分布式 massive MIMO 场景模型

对于分布式无小区(Cell-Free, CF) massive MIMO 系统,通常多个无线接入设备(Access Point, AP)

服务一个用户,对于用户的上行信道估计,通过相互正交的导频序列区分不同 AP,以码分复用的方式获得更高的频谱利用率。但当 AP 数超过导频序列长度时,会造成导频污染,不同 AP 的上行信道叠加在一起,难以做出正确的信道估计。如图 1 所示。

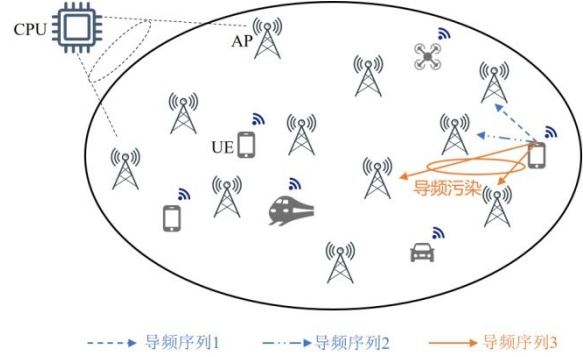


图1 分布式CF massive MIMO 系统导频污染示意图

2.2 信号与信道模型

本文考虑一个具有大量的 AP 且服务于 U 个单天线用户的分布式 CF massive MIMO 系统,其中每个 AP 部署了 N_T 个天线。对于上行通信,AP 接收到用户发送的数据并传给中央处理单元(Central Processing Unit, CPU)进行信号的接收检测与信道估计。一般地,对于系统中第 u 个用户和第 b 个 AP 之间的时变信道,可以建模成多径数为 N_p 的传输模型,在时刻 κ , 天线 $(q+1)$ 处的信道表示为:

$$h_{u,b,\kappa,\ell,q} = \sum_{i=1}^{N_p} \alpha_{u,b,i} e^{j2\pi v_{u,b,i} \kappa T_s} \delta(\ell T_s - \tau_{u,b,i}) e^{j2\pi q \psi_{u,b,i}} \quad (1)$$

其中, $\alpha_{u,b,i}$ 、 $v_{u,b,i}$ 、 $\tau_{u,b,i}$ 和 $\psi_{u,b,i}$ 分别表示第 u 个用户和第 b 个 AP 之间的第 i 条径的增益、多普勒偏移、时延和相邻天线之间的相位差, $\psi_{u,b,i} = d \sin \theta_{u,b,i} / d_w$, d 为天线间距, d_w 为波长,而 $\theta_{u,b,i}$ 表示第 u 个用户和第 b 个 AP 之间的第 i 径的接收角。通常 $d = d_w / 2$, 并且 $\theta_{u,b,i} \in [-\pi/2, \pi/2)$, 因此得到 $\psi_{u,b,i} \in [-1/2, 1/2)$, 它指示了空间转向矢量的空域增益。 ℓ 表示多径时延 $\tau_{u,b,i}$ 的索引, T_s 为符号采样间隔, $\delta(\cdot)$ 表示狄拉克冲激函数。

在分布式 CF massive MIMO 系统中,一般通过正交的时频资源分配导频,或者使用相同的时频资源通过正交导频序列进行码分复用,在不同的 AP 之间通常使用码分复用的方式正交化。由于系统 AP 数远大于服务的用户数,在资源划分的时候可能会出现导频序列长度不足的情况,即不能保证所有的 AP 在码域

保持正交性,由此便出现了导频污染。假设 B 个 AP 同时出现导频污染,则若对于第 b 个 AP 的第 $(q+1)$ 根天线接收到的信号表示为 $\mathbf{Y}_{u,b,q} \in \mathbb{C}^{N_\ell \times N_k}$, (N_ℓ, N_k) 代表二维时频资源块数,它的第 $(\ell+1, \kappa+1)$ 项表示为:

$$y_{u,b,\kappa,\ell,q} = \sum_{b=1}^B \sum_{\ell'=0}^{N_\ell-1} \phi_{u,b,\kappa,\ell'} h_{u,b,\kappa,\ell-\ell',q} + w_{u,b,\kappa,\ell,q} \quad (2)$$

$\phi_{u,b,\kappa,\ell'}$ 表示导频符号, ℓ' 为卷积时 ℓ 的代替索引, $w_{u,b,\kappa,\ell,q}$ 表示均值为 0 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。由式可知,对于第 b 个 AP 接收到的导频信号叠加了其他 $(B-1)$ 个 AP 的干扰,由于其在时频资源上的耦合,会直接影响信道估计的性能。基于此,本文提出了一种基于子空间方法的信道估计算法,通过寻找分布式 CF massive MIMO 系统中潜在的渐进正交资源,来消除不同 AP 之间的导频污染,提高系统信道估计的性能。

3 面向导频污染消除的信道估计算法

3.1 导频污染分析

首先进行存在导频污染下的贝叶斯信道估计推导。将式描述的通信过程转换为向量的形式可以得到:

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi} \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{BN \times 1}$ 是通过 B 个 AP 到 UE 的信道堆叠得到的, $N = N_\ell N_k N_T$ 表示每个 AP 到 UE 的信道的总资源块数。考虑 UE 发送的导频序列长度为 N_s , 则导频矩阵 $\mathbf{\Phi}$ 定义为:

$$\mathbf{\Phi} \triangleq [\phi_1 \otimes \mathbf{I}_N, \dots, \phi_b \otimes \mathbf{I}_N, \dots, \phi_B \otimes \mathbf{I}_N] \quad (4)$$

其中 $\phi_b \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$, 表示第 b 段导频序列向量, \mathbf{I}_N 表示 N 维的单位矩阵, \otimes 表示克罗内积。接收信号向量 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_s N \times 1}$, 需要对 N_s 个接收导频向量组做相关运算得到属于第 b 个 AP 的接收信号向量组。当 $N_s < B$ 时,无法根据相关运算恢复出全部 AP 的导频,因此产生导频污染。

根据最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 估计可得:

$$\hat{\mathbf{h}}^{\text{MMSE}} = \mathbf{R} \mathbf{\Phi}^H (\mathbf{\Phi} \mathbf{R} \mathbf{\Phi}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_s N})^{-1} \mathbf{y} \quad (5)$$

考虑在导频污染的情况下,即在所有 B 个 AP 中重用一组导频序列的最坏情况,如下所示:

$$\tilde{\mathbf{\Phi}} \triangleq [\phi \otimes \mathbf{I}_N] \quad (6)$$

为了简便起见,定义当 $b = b^*$ 时 \mathbf{h}_{b^*} 为所期望的信道,其他为干扰信道,则根据式(5)期望信道 $\hat{\mathbf{h}}_{b^*}$ 可以

表示为:

$$\hat{\mathbf{h}}_{b^*} = \mathbf{R}_{b^*} \left(\sigma^2 \mathbf{I}_N + N_s \sum_{b=1}^B \mathbf{R}_b \right)^{-1} \tilde{\mathbf{\Phi}}^H \mathbf{y} \quad (7)$$

以及在完全没有导频污染情况下的纯净的所估计信道 $\hat{\mathbf{h}}_{b^*}^p$ 的表达式:

$$\hat{\mathbf{h}}_{b^*}^p = \mathbf{R}_{b^*} (\sigma^2 \mathbf{I}_N + N_s \mathbf{R}_{b^*})^{-1} \tilde{\mathbf{\Phi}}^H \mathbf{y}_{b^*} \quad (8)$$

通常使用均方误差 (Mean Squared Error, MSE) 指标来衡量信道估计算法的性能, MSE 定义如下:

$$\mathcal{M}_{b^*} = \text{tr} \left\{ \mathbf{R}_{b^*} - \mathbf{R}_{b^*}^2 \left(\frac{\sigma^2}{N_s} \mathbf{I}_N + \sum_{b=1}^B \mathbf{R}_b \right)^{-1} \right\} \quad (9)$$

3.2 子空间结构化协方差导频污染消除

本节主要通过挖掘信道协方差的结构特征,从时延-多普勒-角 (Delay-Doppler-Angle, DDA) 域信道的稀疏性出发,对信道协方差的非满秩特征进行讨论,最终提出了基于子空间结构化协方差导频污染消除的信道估计算法。基于角域的渐进正交性和时延域在距离域上的正交性,本文提出了基于信道支持非重叠的导频分配方案,所提出算法基于该导频方案下可以达到性能最优。

考虑 DDA 域多径信道模型:

$$h_{u,b,\ell,k,r}^{\text{DDA}} = \sum_{i=1}^{N_p} \alpha_{u,b,i} e^{j2\pi v_{u,b,i} T_s} \frac{\sin \left(\pi \left(v_{u,b,i} N_k T - k \right) \right)}{\sin \left(\pi \frac{\left(v_{u,b,i} N_k T - k \right)}{N_k} \right)} \times e^{j\pi \frac{\left(v_{u,b,i} N_k T - k \right) \left(N_k - 1 \right)}{N_k}} \delta \left(\ell T_s - \tau_{u,b,i} \right) \times \frac{\sin \left(\pi \left(N_T \psi_{u,b,i} - r \right) \right)}{\sin \left(\pi \frac{\left(N_T \psi_{u,b,i} - r \right)}{N_T} \right)} e^{j\pi \frac{\left(N_T \psi_{u,b,i} - r \right) \left(N_T - 1 \right)}{N_T}} \quad (10)$$

其中 (N_ℓ, N_k, N_T) 代表 DDA 域的三维资源块数, $T = (N_\ell + N_{\text{CP}}) T_s$, N_{CP} 表示循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 的长度, $k \in \{-N_k/2, \dots, 0, \dots, N_k/2 - 1\}$ 和 $r \in \{-N_T/2, \dots, 0, \dots, N_T/2 - 1\}$ 分别代表多普勒域的索引和角域的索引,相关于时刻 κ 和空域天线索引 q 。基于式 (10), 提出以下定理:

定理 1: 假设多径 DDA 域信道中不同 AP 的信道支持有限且互不重叠,对于第 $b^* \in [1, B]$ 个 AP 的信道和 $\forall b \neq b^*$, 其对应的 DDA 域索引满足以下任一项: a) $\ell_{b^*} \in \{\ell_{b^*}^{\min}, \dots, \ell_{b^*}^{\max}\}$ 且 $p(\ell_b) = 0, \forall \ell_b \in \{\ell_{b^*}^{\min}, \dots, \ell_{b^*}^{\max}\}$; b) $k_{b^*} \in [k_{b^*}^{\min}, k_{b^*}^{\max}]$ 且 $p(k_b) = 0, \forall k_b \in [k_{b^*}^{\min}, k_{b^*}^{\max}]$; c)

$r_{b^*} \in [r_{b^*}^{\min}, r_{b^*}^{\max}]$ 且 $p(r_b) = 0, \forall r_b \in [r_{b^*}^{\min}, r_{b^*}^{\max}]$, 则有以下结论:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{h}}_{b^*} = \hat{\mathbf{h}}_{b^*}^p \quad (11)$$

证明:从式(10)中可以得到:(为了简便起见,固定单个用户,则省略下标 u)

$$\mathbf{R}_b = \mathbf{E} \{ \mathbf{h}_b \mathbf{h}_b^H \} = \mathbf{E} \{ \mathbf{h}_{b,\ell_b,k_b,r_b} \mathbf{h}_{b,\ell_b,k_b,r_b}^H \} \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{h}_{b,\ell_b,k_b,r_b} = \{ h_{b,\ell_b,k_b,r_b}^{\text{DDA}} \} \quad (13)$$

式(12)和(13)旨在说明重塑 DDA 域信道后, $h_{b,\ell_b,k_b,r_b}^{\text{DDA}}$ 构成 \mathbf{h}_b 的第 $[\ell + 1 + (k + N_k/2)N_\ell + (r + N_r/2)N_\ell N_k]$ 项,因此协方差矩阵 \mathbf{R}_b 也呈现出 DDA 域信道相似的结构稀疏性,即非满秩特性。

引理 1:协方差矩阵 \mathbf{R}_{b^*} 的零空间包含特定集合的向量张成的子空间。即在满足条件 $\forall \ell_b \notin \{ \ell_{b^*}^{\min}, \dots, \ell_{b^*}^{\max} \}$ or $\forall k_b \notin [k_{b^*}^{\min}, k_{b^*}^{\max}]$ or $\forall r_b \notin [r_{b^*}^{\min}, r_{b^*}^{\max}]$ 时,有以下结论:

$$\text{null}(\mathbf{R}_{b^*}) \supset \text{span} \{ \mathbf{h}_{b,\ell_b,k_b,r_b} \} \quad (14)$$

证明:首先给出定义:

$$\Upsilon_N(x) \triangleq \sum_{n=1}^N e^{j2\pi \frac{x}{N}(n-1)} = \frac{\sin(\pi x)}{\sin(\frac{\pi x}{N})} e^{j\pi \frac{x(N-1)}{N}} \quad (15)$$

之后对于满足条件的 $h_{b,\ell_b,k_b,r_b}^{\text{DDA}}$, 经过适当的近似和忽略标量项有如下计算式:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_b^H \mathbf{R}_{b^*} \mathbf{h}_b &= \mathbf{h}_b^H \mathbf{E} \{ \mathbf{h}_{b^*} \mathbf{h}_{b^*}^H \} \mathbf{h}_b \\ &= \mathbf{E} \left\{ \left| \mathbf{h}_b^H \mathbf{h}_{b^*} \right|^2 \right\} \\ &= \mathbf{E} \left\{ \left| \delta(\ell_{b^*} - \ell_b) \Upsilon_{N_k}(k_b - k_{b^*}) \Upsilon_{N_r}(r_b - r_{b^*}) \right|^2 \right\} \\ &= \mathbf{E} \left\{ \left| \delta(\ell_{b^*} - \ell_b) \sum_{n=1}^{N_k} e^{j2\pi \frac{k_b - k_{b^*}}{N_k}(n-1)} \sum_{n=1}^{N_r} e^{j2\pi \frac{r_b - r_{b^*}}{N_r}(n-1)} \right|^2 \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

由条件得 $\ell_{b^*} \neq \ell_b$ or $k_{b^*} \neq k_b$ or $r_{b^*} \neq r_b$, 因此

$$\delta(\ell_{b^*} - \ell_b) \sum_{n=1}^{N_k} e^{j2\pi \frac{k_b - k_{b^*}}{N_k}(n-1)} \sum_{n=1}^{N_r} e^{j2\pi \frac{r_b - r_{b^*}}{N_r}(n-1)} = 0 \quad (17)$$

则引理 1 得证。该引理表明,在 DDA 域分辨率足够高的情况下,给定用户信道外的多径分量将趋向于落在其协方差矩阵的零空间中。

回到定理 1 的证明。根据信道协方差矩阵 \mathbf{R}_b 的结构特性,对其进行特征值分解:

$$\mathbf{R}_b = \mathbf{P}_b \mathbf{\Lambda}_b \mathbf{P}_b^H \quad (18)$$

其中 $\mathbf{P}_b \in \mathbb{C}^{N \times n_b}$ 是特征向量矩阵, n_b 为 \mathbf{R}_b 的秩, $\mathbf{\Lambda}_b \in \mathbb{C}^{n_b \times n_b}$ 是特征值矩阵。根据上述推导,可以知道

在 $N \rightarrow \infty$ 条件下不同 AP 之间存在互不重叠的信道支持,继而使干扰信道的分量落入期望信道的特征向量张成的子空间的零空间中,即

$$\mathbf{P}_b^H \mathbf{P}_{b^*} = \begin{cases} \mathbf{I}_{n_b}, b = b^* \\ 0, \forall b \neq b^*, b \in [1, B] \end{cases} N \rightarrow \infty \quad (19)$$

根据式(19),可以知道在 $N \rightarrow \infty$ 的条件下,不同信道的协方差矩阵 \mathbf{R}_b 张成的子空间相互正交,在天线数趋于无穷多时干扰信道会落入渐进正交的子空间内,由此得到其他干扰 AP 的信道协方差矩阵的特征值分解式:

$$N_s \sum_{b=1, b \neq b^*}^B \mathbf{R}_b = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (20)$$

根据上述的推导,特征向量 \mathbf{V} 张成的子空间被包含在特征向量 \mathbf{P}_{b^*} 张成的子空间的正交补中,设定 \mathbf{Z} 为 \mathbf{P}_{b^*} 张成的子空间和 \mathbf{V} 张成的子空间的补集对应的特征向量矩阵,由此可得:

$$\mathbf{I}_N = \mathbf{P}_{b^*} \mathbf{P}_{b^*}^H + \mathbf{V} \mathbf{V}^H + \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \quad (21)$$

根据式(7),可以得到:

$$\hat{\mathbf{h}}_{b^*} = \mathbf{R}_{b^*} \left(\sigma^2 \mathbf{I}_N + N_s \sum_{b=1}^B \mathbf{R}_b \right)^{-1} \tilde{\Phi}^H \left(\tilde{\Phi} \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_b + \mathbf{w} \right) \quad (22)$$

将式(18)、(20)和(21)带入式(22)可得:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{b^*} &\approx \mathbf{P}_{b^*} \mathbf{\Lambda}_{b^*} \mathbf{P}_{b^*}^H \left(\sigma^2 \mathbf{P}_{b^*} \mathbf{P}_{b^*}^H + \sigma^2 \mathbf{V} \mathbf{V}^H \right. \\ &\quad \left. + \sigma^2 \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H + N_s \mathbf{P}_{b^*} \mathbf{\Lambda}_{b^*} \mathbf{P}_{b^*}^H \right)^{-1} \\ &\quad \left. + \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \right)^{-1} \left(N_s \sum_{b=1}^B \mathbf{h}_b + \tilde{\Phi}^H \mathbf{w} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

由引理可得, \mathbf{P}_{b^*} , \mathbf{V} 和 \mathbf{Z} 之间存在渐进正交性且当 $N \rightarrow \infty$ 时有 $\mathbf{P}_{b^*}^H \mathbf{h}_b \rightarrow 0, \forall b \neq b^*, b \in [1, B]$, 因此上式可简化为:

$$\hat{\mathbf{h}}_{b^*} \stackrel{N \rightarrow \infty}{=} \mathbf{P}_{b^*} \mathbf{\Lambda}_{b^*} \left(\sigma^2 \mathbf{I}_{n_{b^*}} + N_s \mathbf{\Lambda}_{b^*} \right)^{-1} \mathbf{P}_{b^*}^H \left(N_s \mathbf{h}_{b^*} + \tilde{\Phi}^H \mathbf{w} \right) \quad (24)$$

可发现式(24)和经过特征值分解的式(8)相同,则定理 1 得证,通过协方差子空间的渐进正交性,实现了近似无导频污染的信道估计。尽管资源块数趋近于无穷在实际系统中尚不能达到,但通过合理设置资源块数 (N_ℓ, N_k, N_r) 以提高渐进正交的分辨率并利用位置等因素巧妙地构造 DDA 域不重叠,协方差的信号子空间的正交性将在有限的资源块数的设置中发生。

在定理 1 的推导中,基于 DDA 域信道的联合稀疏性,得到了信道协方差矩阵的非满秩结构特征。从上面的推导可以看出,协方差辅助信道估计的性能对期望信道和干扰信道的协方差矩阵的信号子空间相互重叠的程度特别敏感。本文已经证明了在分辨率足够高的理想情况下,期望和干扰协方差跨越不同的子

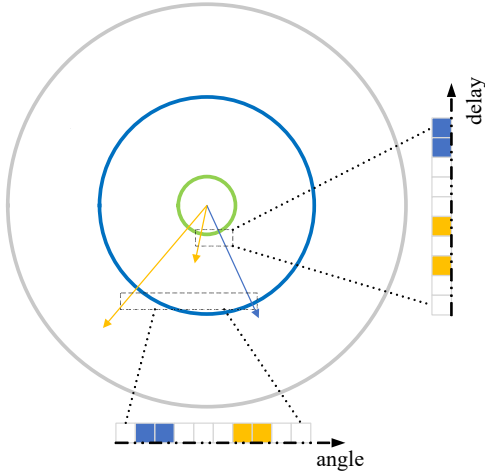


图2 分布式CF massive MIMO系统不同空间位置的AP信道支持重叠情况示意图

空间,导频污染效应趋于消失。在下面的工作中,利用这一性质设计了一个合适的信道估计机制流程,利用分布式CF massive MIMO系统各个AP在地理位置上的特性,优化协方差矩阵的使用,努力尝试并满足定理1的非重叠子空间约束。

将分布式CF massive MIMO系统的多AP按距离和空间位置划分为等距情况和非等距情况,如图2所示,等距情况表示AP分布在用户的近似圆环内,时延域可能有重叠,因此可以通过角域的信道支持区分不同的AP;非等距情况的AP到用户的角域集合可能有重叠,因此可以通过距离域对应的时延域进行区分。上述分区的描述可以总结为,尽量将相同的导频分配至DDA域非重叠的子空间内,通过期望信道与干扰信道的子空间正交性维持期望信道本身免受导频污染,保证信道估计的精度。基于以上导频分配原则,定义了子空间重叠性验证函数如下:

$$\mathcal{F}(b) = \delta(\ell_{b^*} - \ell_b) \Upsilon_{N_k}(k_b - k_{b^*}) \Upsilon_{N_t}(r_b - r_{b^*}) \quad (25)$$

其中 Υ_{N_k} 和 Υ_{N_t} 的定义由式给出, b^* 表示期望AP的索引。 $\mathcal{F}(b)$ 表示了第 b^* 个和第 b 个AP的子空间重叠性情况,通过遍历所有的AP,可以将重叠性最高的AP组分配不同的导频,将重叠性低的AP组分配与期望AP相同的导频。根据本章之前的研究,确定使用相同导频序列的AP数为 B ,导频序列长度为 N_s ,则服务该用户的总AP数为 $B^{\text{all}} = B + N_s$ 。具体的导频分配方案流程如下,首先将MSE最高的AP确定为期望AP,表示该AP受到的导频污染最严重,需要使用单独的导频序列:

$$b^* = \operatorname{argmax}_b \mathcal{M}_b, \forall b \in [1, B] \quad (26)$$

表1 导频分配方案

算法1:PA算法

输入: $B, N_s, B^{\text{all}}, \phi_b |_{b \in [1, N_s]}$

初始化: $\Theta = \emptyset, t = 1$

1: 选择期望信道: $b^* = \operatorname{argmax}_b \mathcal{M}_b, \forall b \in [1, B]$

2: 分配导频序列 $\phi_b |_{b = b^*}$

3: for $b \neq b^*, \forall b \in [1, B^{\text{all}}]$ do

4: 计算重叠性验证函数 $\mathcal{F}(b)$ 如式(25)所示

5: $\Theta = \Theta \cup \mathcal{F}(b)$

6: end for

7: for $t < N_s$ do

8: $b_{N_s} = \operatorname{argmax}_b \mathcal{F}(b), \forall \mathcal{F}(b) \in \Theta$

9: 分配导频序列 $\phi_b |_{b = b_{N_s}}$

10: $\mathcal{F}(b_{N_s}) = 0$

11: $t = t + 1$

12: end for

13: 计算 Φ 如式(4)所示

输出: Φ

其中 \mathcal{M}_b 由式给出。之后遍历全部的AP,计算该AP与期望AP的重叠性验证函数,并求得集合 Θ 。

$$\Theta = \Theta \cup \mathcal{F}(b), \forall b \in [1, B^{\text{all}}] \quad (27)$$

然后在集合中求得前 $N_s - 1$ 大的 $\mathcal{F}(b)$,表示与期望信道的重叠性最大,需要用正交导频区分,其余的AP通过重叠性区分,具体表示如下:

$$b_{N_s} = \operatorname{argmax}_b \mathcal{F}(b), \forall \mathcal{F}(b) \in \Theta \quad (28)$$

分配导频序列 $\phi_b |_{b = b_{N_s}}$,并将 $\mathcal{F}(b_{N_s})$ 置零,避免二次计算。将上述的导频分配方案总结至表1。

基于上述的定理和流程设计,本文提出基于子空间结构化协方差辅助的面向导频污染消除的信道估计算法。首先在接收端得到了受到导频污染叠加在一起的时间-频率-空域(Time-Frequency-Space, TFS)信道,给出表达式如下:

$$\mathbf{h}^{\text{TFS}} = \Phi^\dagger \mathbf{y} \quad (29)$$

其中 \mathbf{h}^{TFS} 表示TFS域的信道向量, $(\cdot)^\dagger$ 表示矩阵的伪逆。接下来需要借助DDA域信道的稀疏性,进行叠加信道的解耦,并得到初次信道估计的值。首先需要将TFS信道向量重构为三维TFS信道张量:

$$\mathbf{H}^{\text{TFS}} = \operatorname{tens}(\mathbf{h}^{\text{TFS}}) \quad (30)$$

其中 $\operatorname{tens}(\cdot)$ 表示将一维向量变换为三维的张量,即 $H_{\ell, \kappa, q}^{\text{TFS}}$ 表示由 \mathbf{h}^{TFS} 的第 $(\ell + 1 + \kappa N_\ell + q N_\ell N_k)$ 项构成。这样方便进行三维傅里叶变换:即沿空间维度的空域傅里叶变换,将空域信号变换至角域,和对应每个空域天线的时延-多普勒(Delay-Doppler, DD)域的

SFFT,具体表达如下:

$$\mathbf{H}^{\text{DDA}} = \left[\text{vec}(\mathbf{F}_{N_\ell}^H \mathbf{H}_q^{\text{TFS}} \mathbf{F}_{N_k}) \right] \mathbf{F}_{N_T} \quad (31)$$

其中 $\mathbf{F}_{N_\ell} \in \mathbb{C}^{N_\ell \times N_\ell}$, $\mathbf{F}_{N_k} \in \mathbb{C}^{N_k \times N_k}$, $\mathbf{F}_{N_T} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 表示 DFT 系数矩阵。接下来为了方便进行相关运算以及特征值和特征向量的分解,将三维的 DDA 信道向量化如下式:

$$\mathbf{h}^{\text{DDA}} = \text{vec}(\mathbf{H}^{\text{DDA}}) \quad (32)$$

为了简便起见,把式到式的过程用下式表示:

$$\mathbf{h}^{\text{DDA}} = \text{transform}(\mathbf{h}^{\text{TFS}}) \quad (33)$$

通过上一次的信道估计,可以得到信道支持的集合 $\Omega_{b^*} = \{(\ell_{b^*}, k_{b^*}, r_{b^*})\}$, 通过固定时延域和多普勒域的索引,可以得到期望信道的角域信道支持集合 $\Omega_{b^*}^A$:

$$\Omega_{b^*}^A = \{r_{b^*}\}, \forall (\ell_{b^*}, k_{b^*}, r_{b^*}) \in \Omega_{b^*} \quad (34)$$

通过遍历所有的角域信道支持,可以得到每个 DD 域信道支持集合 $\Omega_{b^*}^{\text{DD}}$:

$$\Omega_{b^*}^{\text{DD}} = \{(\ell_{b^*}, k_{b^*})|_{r_{b^*}}\}, \forall r_{b^*} \in \Omega_{b^*}^A \quad (35)$$

其中 $(\ell_{b^*}, k_{b^*})|_{r_{b^*}}$ 表示固定某个 r_{b^*} 时得到的 DD 域信道支持集合。之后基于 $\Omega_{b^*}^{\text{DD}}$ 搜索 DD 域信道矩阵并得到期望信道对应某个角域的 DD 域信道向量:

$$\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DD}} = \mathbf{h}^{\text{DDA}}|_{\Omega_{b^*}^{\text{DD}}} \quad (36)$$

遍历所有角域信道支持,分别计算各个角域索引对应的 DD 域信道支持,重排列后得到 DDA 域信道的粗估计:

$$\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DDA}} = [(\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DDA}})^T, (\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DD}})^T]^T \quad (37)$$

在得到第 b^* 个 AP 的信道粗估计后,已经粗略地将干扰信道造成的导频污染分开,但还存在信道协方差之间的污染。接下来利用定理 1 中的证明过程,通过协方差的结构化特征,将协方差进行特征值分解,基于协方差辅助的方法得到纯净的信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_{b^*}$ 。为了清晰,本文将算法总结在表 2 中。

4 仿真和分析

本节对算法进行仿真分析,对本文提出的子空间结构化协方差(SSC)算法和基于导频分配方案的(PA-SSC)算法以及其它具有代表性的基线算法的性能进行了比较,包括有导频污染和无导频污染情况下的经典信道估计算法,以及两种基于导频污染消除的信道估计算法。对于 CF massive MIMO 的系统,考虑以用户为中心的距离为 250m 的圆形区域中分散着多个 AP,假设区域内共有 20 个 AP 服务该用户,导频序列长度为 10,因此会有 10 个 AP 使用相同的导频序列,即受到导频污染。其中用户到每个 AP 的上行信道模型使用 3GPP 标准中包含 6 条主径的信道模型,载波中心频率为 4.9GHz, AP 的天线数为 $N_T = 64$, OFDM 资源块的子载波数和符号数分别为 $(N_\ell, N_k) = (1024, 128)$ 。

表 2 基于 SSC 导频污染消除的信道估计算法

算法 2: SSC 算法

输入: \mathbf{y}, Φ

初始化: $\sigma^2, N_s, \mathbf{w}, \Omega^{\text{DD}} = \emptyset, \Omega^A = \emptyset, \mathbf{h}_{b^*}^{\text{DDA}}$

1: 计算 TFS 域信道向量: $\mathbf{h}^{\text{TFS}} = \Phi^\dagger \mathbf{y}$

2: 将 TFS 域信道转换为 DDA 域信道:

$\mathbf{h}^{\text{DDA}} = \text{transform}(\mathbf{h}^{\text{TFS}})$ 如式(33)所示

3: 获得信道支持集合 $\Omega_{b^*} = \{(\ell_{b^*}, k_{b^*}, r_{b^*})\}$

4: 获得角域信道支持 $\Omega_{b^*}^A = \{r_{b^*}\}$

5: for $\forall r = r_{b^*}$ do

6: 获得 DD 域信道支持 $\Omega_{b^*}^{\text{DD}} = \{(\ell_{b^*}, k_{b^*})\}$

7: 搜索 DD 域信道并得到 $\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DD}} = \mathbf{h}^{\text{DDA}}|_{\Omega_{b^*}^{\text{DD}}}$

8: 计算 DDA 域信道 $\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DDA}} = [(\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DDA}})^T, (\mathbf{h}_{b^*}^{\text{DD}})^T]^T$

9: end for

10: 计算协方差矩阵 \mathbf{R}_{b^*} 如式(12)所示

11: 计算子空间特征值 Λ_{b^*} 和特征向量 $\mathbf{P}_{b^*}|_{\Omega_{b^*}}$ 如式(18)所示

12: 计算 $\hat{\mathbf{h}}_{b^*}$ 如式(24)所示

输出: $\hat{\mathbf{h}}_{b^*}$

(注:式中的 \mathbf{H}^{DDA} 为了方便进行空域 DFT 运算,写成了矩阵形式,实际上 \mathbf{H}^{DDA} 是三维 $(N_\ell \times N_k \times N_T)$ 的张量,二者只是表达形式上不同,本质上是一样的。)

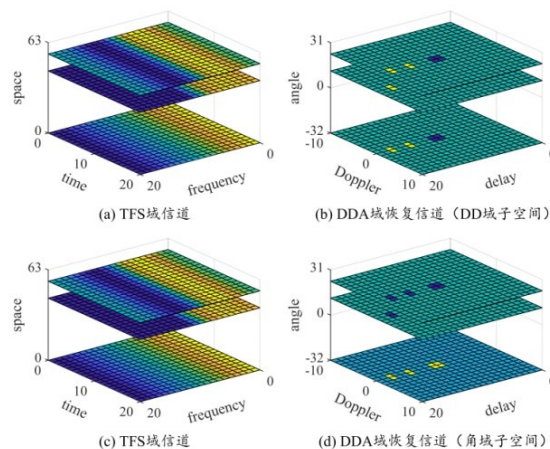


图 3 PA-SSC 算法恢复 DDA 域信道的两种导频区分情况

图 3 中展示了 PA-SSC 算法在 DDA 域信道恢复的两种情况,由式可知,只要期望信道和干扰信道在 DDA 域不重叠,相应的导频污染即可落入期望信道向量在 DDA 域张成的子空间的零空间内,实现导频污染消除。图 3-(a)和 3-(b)展示了通过 DD 域子空间将 TFS 干扰叠加信道解耦的情况,对应了导频分配方

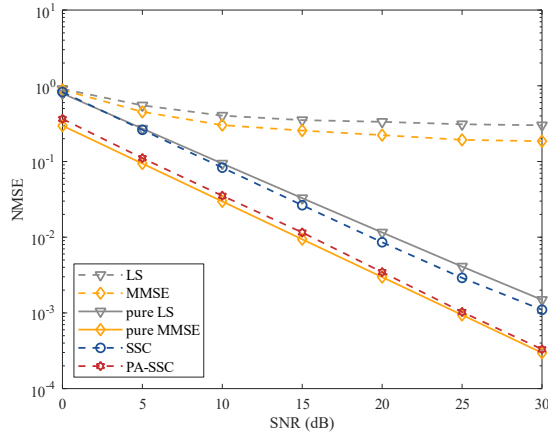


图4 SSC和PA-SSC算法与基线算法的NMSE对比图

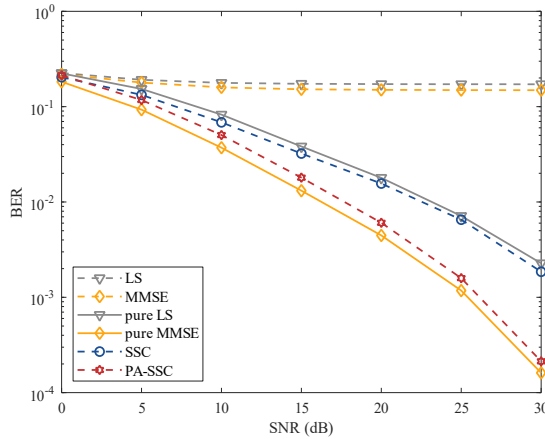


图5 SSC和PA-SSC算法与基线算法的BER对比图

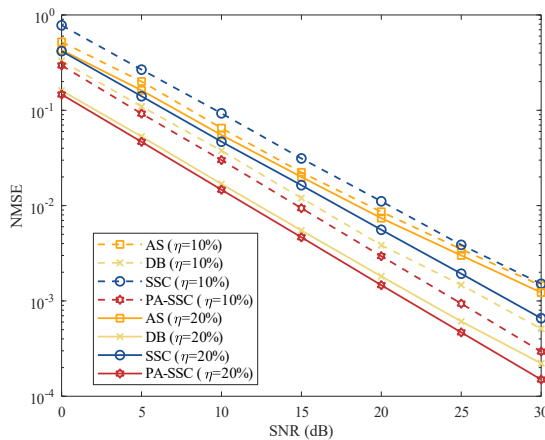


图6 SSC和PA-SSC算法与其他基于导频污染消除的信道估计算法的NMSE对比图

案中的非等距情况,通过分布式CF massive MIMO 系统的潜在的距离域增益实现信道时延域的渐进正交性。图3-(c)和3-(d)则展示了通过角域子空间的导频污

染消除情况,对应了导频分配方案中的等距情况,通过分布式CF massive MIMO 系统的空间域增益实现信道角域的渐进正交性。通过合理的导频分配,在 $N = N_t N_k N_r$ 有限的情况下也可以达到理想的正交性,实现良好的导频污染消除性能。

在图4中仿真了SSC和PA-SSC算法和最小二乘(Least Square, LS)以及最小均方误差(MMSE)算法的归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)性能对比,其中LS和MMSE分别在有导频污染和没有导频污染(pure)状态下进行仿真。LS和MMSE在受到导频污染的情况下性能急剧降低,是由于受到导频污染的期望信道实际上相当于与所有干扰信道叠加在了一起,信道估计只能得到时频域的叠加信道,无法将期望信道解耦出来。而本文提出的SSC和PA-SSC算法,通过DDA域信道协方差子空间的稀疏结构,实现较高精度的导频污染规避,超过无导频污染的LS算法,同时逼近无导频污染的MMSE性能。而通过导频的合理分配方案,可以进一步利用DDA域的稀疏性结构,在有限资源块的情况下也可以最大程度实现导频污染的规避,因此PA-SSC算法性能优于SSC算法,并更接近MMSE算法所表示的性能下界。可以看到PA-SSC算法相较于SSC算法的提升在高信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)的情况下更为显著,这是因为在随机分配导频的情况下,肘掣SSC算法性能的并不是SNR而是期望信道和干扰信道的重叠,因此很难单纯通过提升SNR的手段提高信道估计精度。

图5中仿真了SSC和PA-SSC算法以及LS和MMSE算法的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能。和图4-5类似,BER图呈现出与MMSE相近的性能,PA-SSC算法在导频污染情况下体现出来良好且趋近无污染的MMSE算法的性能,SSC算法的性能由于可能存在的子空间重叠因此受限。

图6在导频开销10%和20%的条件下仿真对比了提出的SSC方案和PA-SSC方案与两种有代表性的基于导频污染消除的信道估计方案,基于角域子空间估计方案(Angle Subspace, AS)^[7]和基于干扰补偿方案(DL Based, DB)^[3]的NMSE性能。对于AS算法,在实际情况下由于天线数的限制,角域信道不能落到完全非重叠子空间,因此局限性相对较大,而提出的PA-SSC方案由于将子空间从单独的角域拓展到DDA三维空间,因此有更多的子空间资源可以利用,此外由于提出的导频分配机制,干扰信道和期望信道更倾向于落入独立正交的子

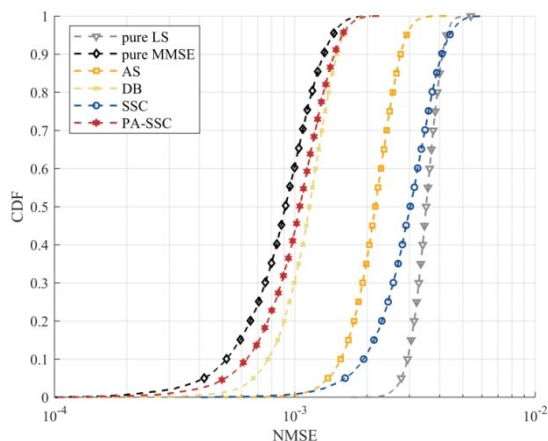


图7 SSC和PA-SSC算法与其他基于导频污染消除的信道估计算法的CDF对比图

空间内,因此有较好的抗导频污染能力。而DB算法中通过时分双工系统下行的辅助以及信道互易性对导频污染做预补偿,由于估计本身存在误差,因此SSC方案可能会出现误差传递的情况,造成估计精度的下降。提升导频开销对AS算法性能提升较小,是因为制约AS算法性能的主导因素是角域子空间匮乏而不是导频开销。同理在导频开销较高时干扰估计类算法相较于子空间类算法性能提升更高,因此提高导频开销对DB算法的提升相较于PA-SSC算法的提升更为显著。但在实际的massive MIMO通信系统中,高额的导频开销通常是难以接受的。

最后在图7中基于分布式CF massive MIMO系统设置,在实际系统中仿真了SSC和PA-SSC算法以及AS和DB算法的NMSE所对应的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)曲线。图中表示,SSC和无污染的LS具有相近的性能,在NMSE性能较差的时候AS算法相较于SSC算法有较大的提升,在NMSE性能较高时二者趋近于一致,并且都受到子空间正交性的限制。DB算法和PA-SSC算法都和无污染的MMSE性能比较接近,而在NMSE性能较高时PA-SSC算法相较于DB算法的提升比较显著,这是因为DB算法的性能上界仍然受到下行估计精度和误差传递的限制,而PA-SSC算法的性能上界接近无污染的MMSE算法。因此在合适的资源块设置和导频安排方案下,PA-SSC算法有较强的抗导频污染能力,能够精准地在干扰中恢复出期望信道。

5 结论

本文面向分布式massive MIMO系统的导频污染

问题,通过研究DDA域信道协方差特征向量的子空间非重叠问题挖掘了分布式massive MIMO系统潜在的距离域和角域的复用增益,并基于此提出了通过非重叠信道支持消除导频污染的定理1和关联引理以及SSC信道估计算法。为了满足定理1的信道支持非重叠约束,本文还提出了一种导频分配方案,将信道支持重叠对SSC算法的性能影响降到了最低。最终的分析 and 仿真结果表明,本文提出的SSC和PA-SSC算法在导频污染情况下表现出优异的性能,和无污染的信道估计算法性能近似持平,同时PA-SSC具有超过先进的导频污染消除基线方案的性能。

参考文献(References):

- [1] Zaib A, Masood M, Ali A, et al. Distributed channel estimation and pilot contamination analysis for massive MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(11): 4607-4621.
- [2] Amadid J, Boulouird M, Hassani M M R. Channel estimation for massive MIMO TDD systems and pilot contamination with uniformly distributed users[C]// Proceedings of the 6th International Conference on Wireless Technologies, Embedded, and Intelligent Systems (WITS 2020), Springer Singapore, Fez, Morocco: 2020, 745: 1037-1047.
- [3] Zhang J, Zhang B, Chen S, et al. Pilot contamination elimination for large-scale multiple-antenna aided OFDM systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 759-772.
- [4] Lim B, Yun W J, Kim J, et al. Joint pilot design and channel estimation using deep residual learning for multi-cell massive MIMO under hardware impairments[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(7): 7599-7612.
- [5] Zia M U, Xiang W, Vitetta G M, et al. Deep learning for parametric channel estimation in massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 72(4): 4157-4167.
- [6] Fernandes F, Ashikhmin A, Marzetta T L. Inter-cell interference in noncooperative TDD large scale antenna systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 192-201.
- [7] Yin H, Gesbert D, Filippou M, et al. A coordinated approach to channel estimation in large-scale multiple-antenna systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 264-273.
- [8] Götttsch F, Osawa N, Ohseki T, et al. Subspace-based pilot decontamination in user-centric scalable cell-free wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022. doi: 10.1109/TWC.2022.3223284.