# 面向高速移动的毫米波 信道估计

Channel Estimation for mmWave Communications under High-Speed Mobility

**左世元/ZUO Shiyuan,范戎飞/FAN Rongfei** (北京理工大学,中国北京 100081) (Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

摘要:准确及时的信道估计对实现高铁应用场景中的高吞吐量毫米波通信具有重要作用。然而,由于列车高速移动,信道条件变化迅速,频繁测量将带来巨大开销。针对上述问题,利用列车与基站间信道到达角(AoA)与离开角(AoD)经常性连续变化、偶发性骤变的特征,设计AoA与AoD连续变化跟踪与骤变检测算法。在信道AoA与AoD变化符合预期时,基于角度先验信息测量部分信道参数;在AoA与AoD发生骤变时,第一时间报警并通知系统重新测量信道整体参数。设计的收发机波束成形算法可提升AoA与AoD变化跟踪与骤变检测的性能。提出的混合方案可有效降低高速移动条件下的毫米波信道估计信令开销。高速移动对无线信道带来的快衰落影响,并且系统误比特率性能也得到了明显改善。

关键词:高铁;毫米波通信;信道估计

Abstract: Accurate and timely channel estimation plays an important role in realizing highthroughput millimeter wave communication in high-speed railway application scenarios. However, due to the high-speed movement of trains, the channel conditions change rapidly, and frequent measurements will bring huge overhead. Aiming at the above problems, based on the characteristics of frequent continuous changes and occasional sudden changes in the channel of the angle of arrival (AoA) and the angle of departure (AoD) between the train and the base station, the AoA and AoD continuous changes tracking and sudden changes detection algorithms are designed. When the AoA and AoD changes are in line with expectations, some parameters of the channel are measured based on the angle prior information, and when the AoA and AoD change suddenly, they will be alerted and notified to remeasure the overall channel parameters. The transceiver beamforming algorithm is designed to improve the performance of the tracking of AoA and AoD continuous changes and the detection of sudden changes. Through the hybrid scheme, the overhead of millimeter wave channel estimation signaling can be effectively reduced under high-speed mobile conditions.

Keywords: high-speed railway; millimeter wave; channel estimation

 铁是目前中短距离出行的重要 交通工具,全程时间短,运送能 力大,受气候影响小。在高铁上架载 毫米波通信收发机与地面基站建立 连接,可发挥大吞吐量的技术优势,

为高铁乘客提供高速率无线接入,满 足乘客5G时代的通信需求<sup>[1-2]</sup>。毫米 波频段具有高衰减特征,需要精确的 信道状态信息(CSI),以生成指向性 强波束并实现高吞吐量通信。 毫米波的CSI由收发机间角度信息和每条传播路径的信道系数构成, 其中,角度信息包括收发端有限条传播路径的离开角(AoD)和到达角 (AoA)。信道估计是指收端通过发端

DOI:10.12142/ZTETJ.202104006 网络出版地址:https://kns.cnki.net/kcms/ detail/34.1228.tn.20210727.1117.002.html

网络出版日期:2021-07-27 收稿日期:2021-06-21



ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

多次发射的导频信号解算 CSI。传统 方法单次测量角度信息和信道系数, 包括多阶段扇区穷举搜索 AoA 和 AoD<sup>[3]</sup>,或利用路径数的稀疏性,使用 相对较少信令和正交匹配跟踪 (OMP)等稀疏信号处理的方法来恢 复信道信息<sup>[4-5]</sup>。然而,上述方法仍然 需要较多导频序列以完成单次测量, 在列车高速移动时更需要频繁更新 CSI。这将造成较大开销,降低通信 效率。

列车与当前地面基站之间的 AoD 和 AoA 呈现连续性变化。当这 种变化持续到下一个地面基站出现 时,信道角度信息将发生骤变。基于 波東跟踪的算法<sup>[6]</sup>虽然可以对AoA和 AoD的连续变化进行跟踪,但是当信 道角度信息发生骤变时,该算法将失 效。对此,本文设计了AoA和AoD的 跟踪预测算法,并实时判断是否会出 现新基站。当判断结果显示未出现 新基站连接时,可根据AoA和AoD的 预测值缩减其搜索空间,简化信道估 计;当出现新基站连接时,将报警通 知系统采用传统方法<sup>[5]</sup>来重新测量角 度信息和信道系数。为加强 AoA 和 AoD的跟踪预测能力和角度信息骤 变检测能力,本文还设计了收发端波 束成型算法。整体而言,本文在信道 估计过程中降低了测角开销,提升了 通信效率。

本文中,我们会使用到一些符 号。例如, $I_N$ 表示一个 $N \times N$ 的单位 矩阵, $0_{m \times n}$ 表示一个 $m \times n$ 的零矩 阵, $A \cdot B = tr(AB)$ 。

## 1系统模型

假设地面基站配备 n<sub>i</sub>个线性天 线阵元,列车接收机配备 n<sub>r</sub>个线性天 线阵元。不失一般性,关注下行链 路,且上行链路可根据对称性反推, 我们将给出系统信道模型、角度时变 模型、基站切换信号检测模型和波束 成形模型的具体描述。

#### 1.1 信道模型

假设信道包含 L条散射链路,这 些链路构成集合  $C_o \lambda$  为毫米波的波 长,d为天线间距,并且天线间距足够 小,收发机间距离足够大。这些假设 使得模型的参数对于每个天线阵元 都相同。令 $d = \frac{1}{2}\lambda$ ,即该系统为半 波长空间的均匀线性天线阵列,同时 该系统为窄带系统(相对于毫米波载 波而言),那么由此得到的毫米波信 道为平坦衰落信道。假设第1条信道 AoD和 AoA分别为 $\theta_i 和 \varphi_i$ ,复信道增 益系数为 $\alpha_i$ ,则对于第*i*个传输符号, 在时隙 k时,根据上述条件以及文献 [7]中的论述,高速移动条件下毫米波 信道矩阵可表示为:

#### 1.2 角度时变模型

 $\mathbf{H}$  [ h ] –

毫米波信道中的传播路径变化 (对应角度信息变化)主要有两种: (1)列车与当前基站间传播路径的变 化;(2)列车驶离当前基站与下一基 站建立连接所产生的路径突变。这 里我们先考虑第1种变化因素,此时 AoA和AoD连续变化,并假设已经完 成对信道角度信息的预估计。 本论文考虑对角度变化的跟踪, 即跟踪 AoA 和 AoD。考虑到毫米波 路径散射造成的跟踪误差,假设跟踪 误差为高斯分布,根据上述条件以及 文献[8]中的论述,得到 AoA 与 AoD 的 演 化 模 型 为 :  $\theta_l[k] = \theta_l[k-1] + u_{\varphi_l}[k], \varphi_l[k] = \varphi_l[k-1] + u_{\varphi_l}[k], 其$  $中 u_{\theta_l} \sim N(0, \sigma_{\theta_l}^2), u_{\varphi_l} \sim N(0, \sigma_{\varphi_l}^2)).$ 

令 
$$\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \cdots, \theta_L], \quad \boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \cdots, \varphi_L], \boldsymbol{x} = [\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}]^T, 则有:$$

$$\boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{u}_k, \qquad (2)$$

其中  $u \sim N(0, \Sigma)$ ,  $\sigma_{\theta} = [\sigma_{\theta,1}, \sigma_{\theta,2}, \cdots, \sigma_{\theta,L}]$ ,  $\sigma_{\varphi} = [\sigma_{\varphi,1}, \sigma_{\varphi,2}, \cdots, \sigma_{\varphi,L}], \Sigma = \text{Diag}([\sigma_{\theta}, \sigma_{\varphi}])_{\circ}$ 

## 1.3 基站切换信号检测模型

当高铁运行至下一基站的范围 时,用户不会主动断开与上一基站的 通信信号,同时会收到下一基站发来 的信号。为了使检测模块更容易发 现突变,需要进行基站切换性能增强 的波束设计。在这种情况下,突变发 生前接收到的信号为复信号,因此信 号能量为 $2n_in_r$ 个均值为0、方差为 $\frac{\sigma_n^2}{2}$ 的高斯随机变量的和,即信号能量服 从自由度为 $2n_in_r$ 的 $\chi^2$ 分布:

$$f_0^E = \chi^2_{2n_r n_{r_0}}$$
(3)

根据文献[9],突变后的信号能量 可近似为高斯分布:

$$\tilde{f}_1^E = N(\sigma^2 + n_t n_r \sigma_n^2, \sigma^4 + 2\sigma^2 \sigma_n^2 + n_t n_r \sigma_n^4),$$
(4)

其中, $\sigma^2$ 为接收信号的方差。

#### 1.4 波束成形模型

在收发端的数模混合波束成形 向量为: $f = F_{RF} f_{BB}$ ,  $w = w_{BB} W_{RF}$ 。其 中 $F_{RF}$ 、 $W_{RF}$ 分别为发射机模拟波束 成形矩阵和接收机模拟合并矩阵,  $f_{BB}$ 、 $w_{BB}$ 分别为发射机数字波束成形 考虑一路数字波束成形器后接两个模拟波束成形器,此时混合数模 波束成形问题可以等效为全数字波 束成形问题。假设发射信号为s,那 么接收器得到的信号可表示为 $y = w^{\mu}Hfs + w^{\mu}q$ ,其中q为复高斯噪声向 量,满足 $q\sim CN(0,\sigma_{v}^{2}I_{n,})$ 。

对于时隙 k,令 s=1,可以得到:

$$y(\boldsymbol{x}_k) = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{H}(\boldsymbol{x}_k) \boldsymbol{f} + \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{q}_k , \qquad (5)$$

其中 $q_k$ 表示角度信息为 $x_k$ 时的随机 噪声向量。 $\gamma(\mathbf{x}_k)$ 表示角度信息为 $\mathbf{x}_k$ 、 发射端波束成形向量为f、接收端波 束成形向量为w时接收机收到的信 号。如果变换发射端与接收端的波 束成形系数并进行多次测量(本文取 L次),则接收信号为 $y_i(\mathbf{x}_k)$ =  $w_l^H H(x_k) f_l + w_l^H q_{kl}$ ,其中 $q_{kl}$ 表示第l次产生的随机噪声向量, $\gamma_i(\mathbf{x}_i)$ 表示 角度信息为x<sub>1</sub>发射端波束成形向量 为f、接收端波束成形向量为w时接 收机收到的信号(合并之后)。 $H(\mathbf{x}_k)$ 表示角度信息为x,时的信道矩阵。 为方便起见,将L次观测量组合为观 测量向量,可以得到 $\gamma(\mathbf{x}_k)$ =  $\left[y_1(\mathbf{x}_1), y_2(\mathbf{x}_2), \cdots, y_L(\mathbf{x}_k)\right]^T$ 。那么在时 隙为k时向量 $\gamma(x)$ 与x的关系可表 示为:

$$\boldsymbol{y}(\boldsymbol{x}_k) = \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x}_k) + \boldsymbol{v}_k, \qquad (6)$$

## 2 问题构建与算法设计

本节基于系统模型,首先提出高 速移动条件下的信道估计解决思路, 然后针对每个环节,构建具体的数学 问题并给出相应的算法设计。问题 解决流程如图1所示。

## 2.1 问题构建

## 2.1.1 基站切换检测问题

当高铁运行至两个基站的交界 处时,需进行基站切换检测。如果不 需切换基站通信,且列车与当前基站 间的AoA与AoD处于连续变化中,可 根据最近的角度信息预估当前角度 信息,简化信道估计。如果需要切换 到下一基站,AoA和AoD的历史信息 将不再具有参考价值,需要重新运行 传统的信道估计方法,以完成角度信 息和信道状态信息的估计。

根据系统模型中的公式(3)和公 式(4),信号在新基站出现前后(突变 前后)的概率密度函数是不同的,因 此模型设计的目标是第一时间检测 到突变发生。不同于传统二元检测, 检测目标为最小化检测时延,限制条 件是约束虚警事件。这里,我们 定义 ARL(*T*) = *E*<sub>x</sub>{*T*}, WDD(*T*) =  $\sup_{\Omega} \operatorname{ess\,sup} \operatorname{E}_{\nu} \{ (T - \nu)^{\dagger} | y_0, y_1, \cdots, y_{\nu-1} \}_{\circ}$ 

其中,*T*代表检测器报警时间, $\nu$ 代表 接收信号能量发生突变的真实时间, *T*与 $\nu$ 都属于随机变量。 $E_{\mu}$ 代表真实 突变时间点概率测度下的期望,属于 随机变量。 $E_{s}$ 代表无突变时概率测 度下的期望。ess sup代表一门限值,  $y_{k}$ 代表k时刻接收的信号。平均运行 长度(ARL)是无突变时检测器报警 时间,为虚警的度量。WDD是最差 条件下的平均检测时延,为检测时延 的度量。我们将检测问题定义为 问题1:

$$\min_{T \ge 0} WDD(T) \tag{7a}$$

s.t. 
$$\operatorname{ARL}(T) \ge T_{th}$$
, (7b)

其中T<sub>th</sub>代表约束虚警的判决门限。

## 2.1.2 连续变化路径角度跟踪预测 问题

如果不需要切换基站通信,并且 列车与当前基站间的角度信息是连



▲图1 高速移动条件下毫米波信道估计流程

面向高速移动的毫米波信道估计 ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

(9a)

(10e)

左世元 等

续变化的,那么此时需要对角度信息 进行跟踪与预测。当预测的角度准 确时,则无须发射大量的导频序列测 角,仅需要测量信道系数。考虑在时 隙k时,在已知{ $y(x_0),y(x_1),...,y(x_k)$ } 的情况下,为了得到用于k+1时隙时 导频设计的角度信息,我们构建一个 跟踪问题。

问题2:

$$\min_{\mathbf{x}_{klk}} \mathbb{E}\left\{ \left\| \mathbf{x}_{k} - \mathbf{x}_{klk} \right\|_{2}^{2} \right\},$$
(8)

其中,  $\mathbf{x}_{klk}$ 表示时隙 k时对角度信息的 估计值,  $\mathbf{x}_k$ 表示时隙 k时角度信息的 真实值,  $\|\cdot\|_2$ 表示 Euclid 范数。 $\mathbf{x}_{klk}$ 为 用于 k+1时隙时导频设计的角度 信息。

## 2.1.3 波束跟踪信号增强波束成形设计

为增强波束跟踪预测导频信号, 可在收发两端利用波束成形技术,将 信号能量聚集在跟踪预测所提供的 路径方向上。由于收发端的设计具 有相似性,我们仅以发端为例展开讨 论,接收端的w也可依相同方法得 到。考虑跟踪到的角度信息可能出 现误差,为了增加系统的鲁棒性,发 射端波束成形的设计目标是尽量增 强指定方向及其周围附近几个离散 角度的信号强度,同时压制其他方向 的信号辐射。根据这一目标,跟踪预 测到的 AoA 与 AoD 周围各增加 n 个离 散角度,于是新的AoA与AoD向量可 以表示为:  $\varphi' = [\varphi_{n1} - \varphi_{n1}]$  $n\Delta\varphi, \cdots, \varphi_{p,1}, \cdots, \varphi_{p,1} + n\Delta\varphi, \cdots, \varphi_{p,L}$  $n\Delta\varphi, \cdots, \varphi_{nL}, \cdots, \varphi_{nL} + n\Delta\varphi$ ,  $\theta' = [\theta_{nL} - \theta_{nL}]$  $\Delta n\theta, \dots, \theta_{p,1}, \dots, \theta_{p,1} + n\Delta\theta, \dots, \theta_{p,L}$  $n\Delta\theta, \dots, \theta_{pL}, \dots, \theta_{pL} + n\Delta\theta$ ]。其中 $\varphi_{pl}$ 与  $\theta_{nl}$ 为跟踪后得到的 AoA 与 AoD,  $\Delta \varphi$  与  $\Delta \theta$ 为离散空间角度的最小量化值,一 般情况下 $\Delta \varphi = \Delta \theta$ 。由此我们可以构 建新的毫米波散射路径集合( $\mathcal{L}$ )。 由于多普勒频移影响因子的模为1, 对增益大小没有影响,因此计算时可 不做考虑。根据上述条件,波束成形 向量f的优化设计问题如问题3所示。 问题3:

$$\max_{t} t$$

s.t.  $f^{H} \boldsymbol{e}_{\iota}(\boldsymbol{\theta}_{l}') \boldsymbol{e}_{\iota}^{H}(\boldsymbol{\theta}_{l}') \boldsymbol{f} \ge t \ \forall l \in \mathcal{L}' (9b)$   $f^{H}(\boldsymbol{\Sigma}_{l \notin \mathcal{L}'} \boldsymbol{e}_{\iota}(\boldsymbol{\theta}_{l}') \boldsymbol{e}_{\iota}^{H}(\boldsymbol{\theta}_{l}')) \boldsymbol{f} \le \boldsymbol{\varepsilon}_{\iota} (9c)$  $f^{H} \boldsymbol{f} \le P$ , (9d)

其中P为发射端最大功率。

问题3是非凸问题。为便于求解,对公式(9b)、(9c)以及(9d)进行 变形处理,可得到问题4。 问题4:

 $\max_{F,t} t \qquad (10a)$ s.t.  $F' \cdot E_{t,l} \ge t \ \forall l \in \mathcal{L}' \qquad (10b)$  $F' \cdot E_t' \le \varepsilon_t \qquad (10c)$  $F' \cdot I \le P \qquad (10d)$ 

 $\operatorname{rank}(\mathbf{F}') = 1$ ,

其 中  $F' = ff^{H}$ ,  $E_{i,l} = e_{i}(\theta_{i}')e_{i}^{H}(\theta_{l}')$ ,  $E_{i}' = \Sigma_{i,a,c} \cdot e_{i}(\theta_{i}')e_{i}^{H}(\theta_{i}')$ , I为单位矩阵。

## 2.1.4 基站切换检测性能增强波束成 形设计

当接收机进行基站切换检测时, 为提高检测器分辨能力,应加强来自 新基站路径方向的信号能量,同时削 弱原基站路径方向能量。 问题5:

$$\min_{\boldsymbol{w}} \sum_{l \in \mathcal{L}} \boldsymbol{w}^{H} \boldsymbol{e}_{r}(\boldsymbol{\varphi}_{l}) \boldsymbol{e}_{r}^{H}(\boldsymbol{\varphi}_{l}) \boldsymbol{w}$$
(11a)

s.t.  $w^{H}(\Sigma_{l \notin \mathcal{L}} e_{r}(\varphi_{l}) e_{r}^{H}(\varphi_{l})) w \ge \varepsilon_{r}$ , (11b) 其中  $\mathcal{L}$  表示原基站到达路径集合,  $\varepsilon_{r}$ 表示原基站之外路径方向信号增强 的最低门限。问题 5 同样具有非凸 性。为简化计算, 我们将问题 5 等价 转化为问题 6。 问题 6:

$$\min_{\mathbf{W}',\iota} t \tag{12a}$$

s.t.  $\boldsymbol{W}' \bullet \boldsymbol{E}_r \leq t$  (12b)

$$\boldsymbol{W}' \boldsymbol{\cdot} \boldsymbol{E}_r' \geq \boldsymbol{\varepsilon}_r \tag{12c}$$

$$\operatorname{rank}(\boldsymbol{W}') = 1 , \qquad (12d)$$

其中  $W' = ww^H$ ,  $E_r = \Sigma_{l \in \mathcal{L}} e_r(\varphi_l) e_r^H(\varphi_l)$ ,  $E'_r = \Sigma_{l \notin \mathcal{L}} e_r(\varphi_l) e_r^H(\varphi_l)$ °

## 2.2 算法设计

## 2.2.1 基站切换检测算法

为解决问题 1,需要测量并选取 接收信号的能量,即  $e(k) = ||y(k)||^2$ 。 根据信号检测理论,累计和(CUSUM) 统计量接近问题 1的渐进最优解。具 体而言,CUSUM统计量定义如下:

$$\tilde{G}^{E}[k] = \max\left\{0, \left(\tilde{G}^{E}[k-1] + \log\frac{\tilde{g}_{1}^{E}(e(k))}{g_{0}^{E}(e(k))}\right)\right\},$$
(13)

其中,  $\tilde{G}^{E}$  [-1] = 0, t ≥ 0代表观测序 列的索引,  $g_{1}^{E}$  (e(t))和 $g_{0}^{E}$ (e(t))分别 表示信号 e(t)的原信号 y(t)在 $f_{1}^{E}$ (·) 和 $f_{0}^{E}$ (·)下的概率密度函数。根据文 献[10]中的证明与文献[9]中的结论, 使用 CUSUM 算法可保证算法平均 检 测 时 延 渐 进 收 敛 于 WDD(T)~ $\frac{\log(ARL(T))}{\log}$ 

$$\operatorname{KL}(\tilde{g_1^E} || g_0^E) - \operatorname{KL}(\tilde{g_1^E} || g_1^E)$$

其中,KL(allb)表示概率密度函数a与 b的K-L散度, $g_1^{\iota}$ 表示在信号e(t)变化 后的实际概率密度函数。

CUSUM算法具体实现过程如算法1所示。

算法1 CUSUM算法

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

1:接收器接收到信号时,计算 $e(k) = \|y(k)\|^2$ 。

2:将e(k)代入公式(13)中,计算出

 $ilde{G}^{\scriptscriptstyle E}$  [ k ] $_{\circ}$ 

3:如果  $\tilde{G}^{\varepsilon}$  [k]大于检测阈值 $\eta(\eta$ 值 可根据ARL约束推算):

4: 判断列车需进行基站切换。 5:否则:

6: 继续检测。

在实际应用中,如果已知各基站 的位置信息,可在列车接近下一个基 站时启动上述检测算法,以进一步减 少信令开销。

## 2.2.2 角度信息跟踪预测算法

为了解决问题 2,我们使用卡尔 曼滤波跟踪算法。由于公式(6)中x与y(x)为非线性关系,在时隙为k时,对g(x)函数进行一阶泰勒展开, 从而使问题 2线性化,如公式(14) 所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(\mathbf{x}_{k}) &= \mathbf{g}(\mathbf{x}_{k|k-1}) + \\ \frac{\partial \mathbf{g}(\mathbf{x}_{k})}{\partial \mathbf{x}_{k}} \bigg|_{\mathbf{x}_{k} = \mathbf{x}_{k|k-1}} (\mathbf{x}_{k} - \mathbf{x}_{k|k-1}) + \mathbf{v}_{k} \\ & , (14) \end{aligned}$$

其中 $x_{ki}$ 为基于{ $y(x_0), y(x_1), \dots, y(x_i)$ } 使用最小均方误差(MMSE)算法后得 到的角度预测值,即先验值。

令
$$C_k = \frac{\partial \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x}_k)}{\partial \boldsymbol{x}_k} \bigg|_{\boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{x}_{kk-1}}, C_k$$
代人公

式 (14) 后,公式 (14) 可被化简为  $y(\mathbf{x}_k) = g(\mathbf{x}_{k|k-1}) + C_k(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k|k-1}) + \mathbf{v}_k$ 。

为准确跟踪 AoD 和 AoA, 令 x 的 均方误差 P<sub>x,kk-1</sub> 最小, 由文献[11]以 和上述推论可知, 卡尔曼滤波增益可 用公式(15)表示:

$$K_{k} = P_{x,k|k-1}C_{k}^{H}(C_{k}P_{x,k|k-1}C_{k}^{H}+R)^{-1}, (15)$$

$$\ddagger \quad P_{x,k|k-1} = \mathbb{E}\left\{(\boldsymbol{x}_{k}-\boldsymbol{x}_{k|k-1})(\boldsymbol{x}_{k}-1)\right\}$$

$$x_{kk-1}$$
) <sup>$\mu$</sup> },**R**为信道噪声的协方差矩阵。  
在时隙 k时的卡尔曼估计值为:

$$\boldsymbol{x}_{k|k} = \boldsymbol{x}_{k|k-1} + \boldsymbol{K}_{k} \, \tilde{\boldsymbol{y}}_{k} \, . \tag{16}$$

其中
$$\tilde{y}_{i} = y_{k} - g(x_{k|k-1})$$

为了使得下一次卡尔曼滤波跟踪成立, **P**<sub>x,tk</sub>可表示为:

$$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{x},\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}} = (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_{\boldsymbol{k}}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{k}})\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{x},\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}-1} \circ \qquad (17)$$

根据文献[12]可知,此时公式(2) 和公式(6)满足卡尔曼滤波框架要 求,可根据卡尔曼滤波跟踪算法解决 信道跟踪问题。

得到的扩展卡尔曼滤波算法总 结在算法2中。

算法2	扩展卡尔曼滤波算法
1:预测	状态:
$\boldsymbol{x}_{k k}$ –	$\mathbf{x}_{k-1 k-1}$
$P_{x,k k}$	$\mathbf{P}_{x,k-1 k-1} + \boldsymbol{\Sigma}$
2:求出	卡尔曼增益:
$K_k =$	$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{x},\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}\boldsymbol{s}-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{k}}^{H}(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{k}}\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{x},\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}\boldsymbol{k}-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{k}}^{H}+\boldsymbol{R})^{-1}$
3:估计预测结果:	
$\tilde{y}_{k} =$	$\boldsymbol{y}_k - \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x}_{k k-1})$
$\boldsymbol{x}_{k k}$ =	$= \boldsymbol{x}_{k k-1} + \boldsymbol{K}_k \tilde{\boldsymbol{y}}_k$
$P_{x,k k}$	$= (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{C}_k) \boldsymbol{P}_{x,k k-1}$

其中 $P_{x,00} = \mathbf{0}_{2L \times 2L}$ , **R**为信道噪声的协 方差矩阵, 且 $\mathbf{R} = \sigma_{v}^{2} \mathbf{I}_{L^{\circ}}$ 

## 2.2.3 波束成形设计算法

由于本文所描述的两类波束成 形设计问题具有相似性,因此它们的 求解过程都在本节给出。对于问题 4,由于公式(10e)中rank(F')=1是非 凸约束的,为求解问题4,可先将其松 弛为凸问题(问题7)。 问题7:

 $\max_{F_{i,l}} t$ (18a) s.t.  $F' \bullet E_{i,l} \ge t \ \forall l \in \mathcal{L}'$ (18b)  $F' \bullet E_{i}' \le \varepsilon_i$ (18c)

$$\boldsymbol{F'} \boldsymbol{\cdot} \boldsymbol{I} \leqslant \boldsymbol{P}_{\circ} \tag{18d}$$

当固定t值时,问题7则属于半定 规划问题。对于最优t值,我们可使 用二分法来搜索。具体流程可参考 算法3。

## 算法3 二分法

1:初始化 $t_{L}$ 、 $t_{U}$ , 且 $t_{L}$ 令问题不可解,  $t_{U}$ 令问题可解(在验证可解性时, 调用 CVX 半定规划算子),  $t_{s} = \frac{t_{L} + t_{U}}{2}$ 。 2:当不满足 $|t_{L} - t_{U}| < \varepsilon$ 时, 其中 $\varepsilon$ 为 收敛停止的门限值, 并执行循环。 3:如果问题7对于 $t_{t} = t_{s}$ 可解, 那 么: 4: 令 $t_{U} = t_{s}$ ,  $t_{s} = \frac{t_{L} + t_{U}}{2}$ 。 5: 否则: 6: 令 $t_{L} = t_{s}$ ,  $t_{s} = \frac{t_{L} + t_{U}}{2}$ 

可行和不可行的值,同时得到矩阵F'。

在得到问题7的最优解F'后,可 使用高斯采样法生成秩为1的F',即 问题4的可行解<sup>[13]</sup>。问题6可同样采 用上述方法来求解,这里不再赘述。

## 3 仿真结果

不失一般性,信道每条路径的 AoA和AoD相互独立。同时将360° 空间角离散化为120份,即 $\Delta \varphi = \Delta \theta =$ 3°,在波束发射时AoA与AoD均从中 选取。表1给出了系统的主要仿真参 数设置。

图 2 给出了采用蒙特卡洛仿真方 法分析卡尔曼滤波器预测精度关于  $\sigma_x$ 的变化规律,其中预测精度用 x的 归一化均方误差(NMSE)衡量,即

NMSE=
$$\frac{\mathbb{E}\left\{\left\|\boldsymbol{x}_{k}-\boldsymbol{x}_{k|k}\right\|_{2}^{2}\right\}}{\mathbb{E}\left\{\left\|\boldsymbol{x}_{k}\right\|_{2}^{2}\right\}} \quad \text{o in } \mathbb{E}\left\{2 \exists T\right\}$$

*(*...

专题

## ▼表1系统主要参数设置

参数	设置值
$n_t$	16
n <sub>r</sub>	16
п	1
L	3
Σ	$\sigma_x^2 I_{2L}$
R	$\sigma_v^2 I_L$
$\sigma_v^2 I_L$	$10 \lg \frac{n_r n_r}{\sigma_v^2}$
$arphi_l$	[0,π]均匀且随机选取
$\theta_l$	[0,π]均匀且随机选取
$\alpha_l$	在半径为1的复平面内均匀目随机选取
$f_{d,k}$	[0,1]均匀旦随机选取





▲图2 状态向量 x的 NMSE 与  $\sigma_x$ 的关系

知,随着 $\sigma_x$ 的逐渐增大,x的NMSE也 在逐渐增大,同时卡尔曼滤波跟踪效 果会越来越差。随着信噪比(SNR) 接收端信号功率与接收端噪声的功 率之比的增大,NMSE也会减小。

图 3 给出了 CUSUM 检测算法的 性能仿真结果。作为对比,图 3 同时 给出了传统二元检测方法的仿真结 果。通过波束设计,接收机沿原基站 各路径的增益几乎为 0 (最大值为 0.0006435)时,而其他各方向增益之 和的最小值为 0.1。当接收机收到新 基站信号的 SNR 为 0 dB时,图 3 对比 了各个 ARL 值下两种算法所达到的 WDD 值,此处 SNR=10 log  $\frac{\sigma^2}{n_i n_i \sigma_n^2}$ 。由 图 3 可以明显看出,CUSUM 算法时延



▲图3 信噪比为0 dB 时检测时延与平均运 行长度的关系

远小于二元检测算法,这验证了CU-SUM算法的有效性,即CUSUM算法 可在第一时间检测到来自新基站的 导频信号。

## 4 结束语

本文主要研究了高速移动情况 下的毫米波通信信道估计问题,基于 信道路径角度变化规律构建了可跟 踪预测路径角度连续变化、检测路径 角度突变的信道估计体系,以达到节 约信道估计导频量的效果。本论文 研究结果可为毫米波通信在高铁等 高速平台上的应用提供技术支持。

#### 参考文献

- NOH G, HUI B, KIM I. High speed train communications in 5G: design elements to mitigate the impact of very high mobility [J]. IEEE wireless communications, 2020, 27(6): 98– 106. DOI:10.1109/MWC.001.2000034
- [2] YUE G R, YU D Z, CHENG L, et al. Millimeterwave system for high-speed train communications between train and trackside: system design and channel measurements [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2019, 68(12): 11746–11761. DOI:10.1109/TVT.2019.2919625
- [3] CHIU S E, RONQUILLO N, JAVIDI T. Active learning and CSI acquisition for mmWave initial alignment [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2019, 37(11): 2474– 2489. DOI:10.1109/JSAC.2019.2933967
- [4] LEE J, GIL G T, LEE Y H. Exploiting spatial sparsity for estimating channels of hybrid MIMO systems in millimeter wave communications [CI//2014 IEEE Global Communications Conference. Austin, TX, USA: IEEE, 2014: 3326–3331. DOI: 10.1109/ GLOCOM.2014.7037320
- [5] KE M L, GAO Z, WU Y P, et al. Compressive

sensing-based adaptive active user detection and channel estimation: massive access meets massive MIMO [J]. IEEE transactions on signal processing, 2020, 68: 764-779. DOI:10.1109/TSP.2020.2967175

- [6] ALKHATEEB A, AYACH OEL, 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. DOI: 10.1109/JST– SP.2014.2334278
- [7] BAJWA W U, HAUPT J, SAYEED A M, et al. Compressed channel sensing: a new approach to estimating sparse multipath channels [J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 98(6): 1058– 1076. DOI:10.1109/JPROC.2010.2042415
- [8] PAIVA A R L, FODOR G, FREITAS W C, et al. Kalman-filter-based tracking of millimeterwave channel parameters for V2X applications [C]//2019 IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN). Granada, Spain: IEEE, 2019: 1–7. DOI: 10.1109/CSCN.2019.8931350
- [9] JAIN A, SARVEPALLI P, BHASHYAM S, et al. Algorithms for change detection with sparse signals [J]. IEEE transactions on signal processing, 2020, 68: 1331–1345. DOI:10.1109/ TSP.2020.2973115
- [10] GENG J, LAI L F. Quickest change-point detection over multiple data streams via sequential observations [C]//2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Calgary, AB, Canada: IEEE, 2018: 4404–4408. DOI: 10.1109/ICASSP.2018.8461647
- [11] RISTIC B, ARULAMPALAM S, GORDON N. Beyond the Kalman filter-particle filters for tracking applications [M]. London: Artech house, 2003
- [12] KAY S M. Fundamentals of statistical signal processing [M]. London: Prentice Hall PTR, 1993
- [13] PALOMAR D P, ELDAR Y C. Eldar (Eds.). Convex optimization in signal processing and communications [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2010

