

# 智能反射面缓解多普勒效应的相位优化简化方法

柳昕瓷, 姚高繁, 吴炜, 宋荣方

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

**摘要:** 智能反射面(Intelligent reflecting surface, IRS)是实现智能无线环境最具吸引力的关键技术之一,在高速移动环境中部署IRS能有效缓解多普勒效应。已有文献针对高速移动信道提出IRS协助多普勒补偿方法,但其中部分信道参数估计需使用最大似然估计方法,使得IRS优化相位的计算复杂度较高。本文提出一种简化的IRS相位优化方法,给出改进的优化相位计算的直接表达式,表达式中的信道参数可仅通过低复杂度信道估计方法获得。与其他方案相比,新方案可避免使用复杂的估计方法,防止引入额外的估计误差,有效降低了计算复杂度。数值仿真结果表明,新方案在有效减少程序运行时间的同时,仍然可获得较高的无源波束形成增益,并且在导频开销受限时具有较强的鲁棒性。

**关键词:** 智能反射面;信道估计;多普勒效应;无源波束形成

**中图分类号:** TN929.5      **文献标志码:** A

## A Simplified Phase Optimization Method for Intelligent Reflecting Surface-Assisted Doppler Mitigation

LIU Tingci, YAO Gaofan, WU Wei, SONG Rongfang

(College of Telecommunication & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** Intelligent reflecting surface (IRS) is one of the most attractive key techniques to realize smart radio environments. It is effective to mitigate Doppler effect in the high-mobility environments by deploying IRSs. An IRS-assisted Doppler mitigation method has been proposed for high-mobility communications in the literature. However, the computational complexity of IRS phase optimization is high due to the maximum likelihood estimator for partial channel parameters. A simplified IRS phase optimization method is proposed, and the phase expression is derived. The channel improved parameters can be obtained by a low-complexity channel estimation method. Compared with the other scheme, the new scheme avoids the complex estimation methods, prevents the additional estimation errors, and effectively reduces the computational complexity. Numerical simulation results show that the new scheme can effectively reduce the program running time, while still achieving superior passive beamforming gain and strong robustness when pilot overhead is limited.

**Key words:** intelligent reflecting surface (IRS); channel estimation; Doppler effect; passive beamforming

## 引言

智能反射面(Intelligent reflecting surface, IRS)是下一代移动通信系统中改善通信环境的最具吸引力的关键技术之一。IRS由大量数字可控的反射单元构成,通过调控这些反射单元可以改变入射信号的幅度和相位,从而实现多普勒效应补偿、干扰消除、频谱和能效提升、降低发送功率等<sup>[1]</sup>。文献[2-3]指出IRS可以将随机不可控的无线传播环境转变为部分可控的确定性空间,通过合理调控IRS以提高接收信号功率和可达速率,实现更加可靠的通信。此外,IRS通常是无源结构,无需配置射频链路,是一种低成本、低耗能且易于集成的人造表面。鉴于IRS的诸多优点,IRS已经广泛应用于非正交多址接入(Non-orthogonal multiple access, NOMA)<sup>[4-5]</sup>、多输入多输出(Multiple input multiple out, MIMO)<sup>[6-7]</sup>、正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)<sup>[8-9]</sup>、太赫兹(Terahertz, THz)<sup>[10]</sup>和毫米波(Millimeter-wave, mmWave)<sup>[7, 11]</sup>等通信场景中。

现有研究工作大多考虑IRS辅助低移动性用户通信,在这些场景中IRS可有效提高接收信号功率,实现更加可靠的通信。例如,文献[4-5]通过联合优化发射功率、均衡器和反射相移矩阵,在保证服务质量的前提下有效降低了发射总功率。文献[8]对OFDM资源分配和波束成形进行联合优化,获得了较高的无源波束成形增益,有效提高了用户最小速率。

与低速通信场景相比,IRS辅助高移动性用户通信更具挑战性。文献[11]提出将反射单元分组并给出根据用户位置进行波束成形的方案,实验结果表明,IRS可以显著改善通信性能,最大限度提高了可达速率。文献[12]采用固定位置的IRS来协助高速移动用户进行多普勒频偏补偿,仿真结果表明,IRS能有效减小由多普勒效应引起的快衰落现象。文献[10]基于mmWave和THz系统的单径场景,提出了一种利用IRS阵列因子的低复杂度信道估计方法,在降低复杂度的同时仍能获得较好的性能。然而,以上研究工作都采用位置固定的IRS,这导致单个IRS为某个移动用户服务的时间受到限制。

为此,有研究工作考虑将IRS和用户部署在同一移动车辆内<sup>[13-15]</sup>,这使得IRS能够持续为某个移动用户服务。文献[13]将IRS设置在移动的工具上,提出IRS辅助高移动性通信的两级传输协议,通过设计IRS反射相位对多普勒频移进行相位补偿,将级联信道与直接信道校准,从而最大限度提高无源波束成形增益,并将其组合信道由快衰落转换为慢衰落;作者还在文献[14]中对该协议进行改进和扩展。在文献[13-14]的基础上,文献[15]提出一种增强的两级传输协议,以促进级联信道的独立估计,并简化了训练矩阵的设计,同时提出一种低复杂度的直接信道参数估计方法,降低了估计复杂度,研究表明该协议能有效缓解多普勒效应的影响,减小训练开销并有效提高可达速率。

文献[13-15]所采用的信道参数估计方法复杂度较高,且估计准确性受导频开销的影响较大。本文的主要工作为:推导出一种新的仅由简单的信道状态信息(Channel state information, CSI)及IRS初始反射相位构成的反射相位表达式,避免了复杂的参数估计,防止引入额外的估计误差,降低了计算复杂度。数值结果表明,该方案可获得较高的无源波束成形增益,最大限度提高了速率性能,可有效缓解多普勒效应引起的快衰落现象,且在导频开销受限时具有较强的鲁棒性。

## 1 系统模型

本文考虑的通信场景与文献[15]相同,IRS和用户(User equipment, UE)位于同一移动车辆内,基站(Base station, BS)处于静止状态,IRS协助UE到BS的下行通信。为方便分析作如下假设:(1)UE和BS都配备单天线<sup>[2]</sup>;(2)BS-IRS-UE和BS-UE信道均为视距信道;(3)IRS反射单元放置在 $x$ - $y$ 坐标平面上;(4)BS-IRS和BS-UE两路径产生的多普勒频移相同;(5)信道参数(信道增益和多普勒频移)在一个传输帧内维持不变。

实际中,当BS距离移动车辆较远时,假设(4)和(5)是合理的<sup>[15]</sup>。原因是,此时BS-UE或BS-IRS

距离远大于 IRS-UE 距离,可以认为 BS-UE 和 BS-IRS 两条路径到达信号的仰角和方位角近似相等,因此 BS-IRS 和 BS-UE 两路径的多普勒频移相同。此外,单帧的时间周期较短,通常为毫秒级,因此车辆在一帧内的移动距离相比 BS-UE 距离可以忽略,可认为信道参数不变。

直接信道(BS-UE)可表示为

$$h_d^{(n)} = A_{bu} e^{j2\pi f_d n T_b} \quad (1)$$

式中: $A_{bu}$ 为直接信道路径损耗; $T_b$ 为子帧时长; $f_d = v \sin \theta_{bu} \cos \gamma_{bu} / \lambda$ 为直接信道的多普勒频移,其中 $v$ 是车辆的移动速度, $\lambda$ 为载波波长, $\theta_{bu}$ 、 $\gamma_{bu}$ 分别为 BS-UE 的仰角和方位角。

由文献[15]可知,级联信道(BS-IRS-UE)可表示为

$$h_r^{(n)} = (C^{(n)})^H \Omega^{(n)} \quad (2)$$

式中: $\Omega^{(n)} = [e^{j\omega_1^{(n)}}, e^{j\omega_2^{(n)}}, \dots, e^{j\omega_M^{(n)}}]^T$ 为传输帧中第 $n$ 个子帧的 IRS 反射相位, $M$ 为 IRS 的反射单元数,每个传输帧包含 $N$ 个子帧, $(C^{(n)})^H$ 表示 $C^{(n)}$ 的共轭转置运算, $(C^{(n)})^H$ 为第 $n$ 个子帧不包含 IRS 反射相位的 CSI,可表示为

$$(C^{(n)})^H = A_{biu} e^{j2\pi f_d' n T_b} \Phi^H(\Delta_x, \Delta_y) \quad (3)$$

式中: $A_{biu}$ 为级联信道路径损耗; $f_d' = v \sin \theta_{bi} \cos \gamma_{bi} / \lambda$ 为级联信道的多普勒频移, $\theta_{bi}$ 、 $\gamma_{bi}$ 分别为 BS-IRS 的仰角和方位角。 $\Phi(\Delta_x, \Delta_y)$ 为 IRS 响应矩阵,表达式为

$$\Phi(\Delta_x, \Delta_y) = \Phi_x(\Delta_x) \otimes \Phi_y(\Delta_y) \quad (4)$$

$$\begin{cases} \Phi_x(\Delta_x) = [1, e^{-j\pi\Delta_x}, \dots, e^{-j(M_x-1)\pi\Delta_x}]^T \\ \Phi_y(\Delta_y) = [1, e^{-j\pi\Delta_y}, \dots, e^{-j(M_y-1)\pi\Delta_y}]^T \end{cases} \quad (5)$$

式中:“ $\otimes$ ”表示 Kronecker 乘法, $\Delta_x$ 、 $\Delta_y$ 分别为 IRS 各行和各列中相邻反射单元的归一化相位差, $M_x$ 、 $M_y$ 分别为 IRS 各行和各列中反射单元数量。

因此,总信道可表示为

$$h^{(n)} = h_d^{(n)} + h_r^{(n)} = h_d^{(n)} + (C^{(n)})^H \Omega^{(n)} \quad (6)$$

## 2 IRS 信道估计及反射相位优化

### 2.1 信道传输帧结构及相关流程

传输帧结构及信道估计流程图分别如图 1, 2 所示(注:图 2 中绿色实线框仅在 $n = N_1 + 1$ 时执行 1 次,并非随 $n$ 的增大逐个子帧执行,仅表示该步骤在此处执行,符号 $n_i$ 表示第 $n$ 个子帧中第 $i$ 个符号)。与文献[15]设计的传输协议相似,每个传输帧(包含 $N$ 个子帧)被分为两个阶段,阶段 1 包含 $N_1$ 个子帧,阶段 2 包含 $(N - N_1)$ 个子帧。其中阶段 1 发送蓝色导频块(导频序列 A)时( $n_i \leq \tau_1$ ) IRS 处于关闭状态(级联信道关闭),导频信号仅通过直接信道到达接收端,因此导频序列 A 可用于直接信道估计;阶段 1 发送红色导频块(导频序列 B)时( $n_i \leq \tau_1 + \tau_2$ ) IRS 处于打开状态,导频信号通过直接信道和级联信道到达接收端,因此导频序列 B 可用于总信道估计。结合直接信道估计值和总信道估计值,可以进一步得到级联信道估计值。根据每个子帧的信道估计值及 IRS 固定的初始反射相位,设计阶段 1 中数据部分的 IRS 反射相位。而文献[15]则需要统计该时刻前所有子帧的 CSI,利用最大似然估计(Maximum likelihood estimation, MLE)的方法提取多普勒频移等参数来设计优化反射相位。与之相比,在处理阶段 1

时,本文使用直接的信道估计值,而文献[15]在直接信道估计的基础上进一步采用最大似然估计方法估计其他信道参数。这引入了额外的估计误差,因此本文的阶段1处的优化反射相位估计的准确性更高,且有效降低了计算复杂度。为减小导频开销,阶段2不加入导频序列,阶段2的部分参数由阶段1的信道估计统计量通过低复杂度参数估计方法<sup>[15]</sup>恢复得到,再根据恢复的参数设计阶段2的反射相位。而文献[15]需要同时使用MLE和低复杂度参数估计方法恢复出较多的参数值。与之相比,在处理阶段2时,本文方案同样避免了使用MLE方法,降低了计算复杂度,防止引入额外的估计误差,且增强了估计准确性。综上,本文设计的方案在两个阶段都避免了使用MLE方法,这使得该方案在降低复杂度的同时防止引入额外的估计误差,因此增强了估计准确性。

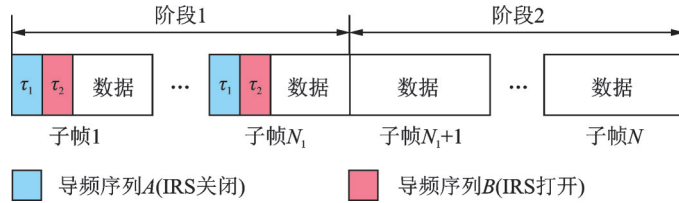


图1 传输帧结构

Fig.1 Transmission frame structure

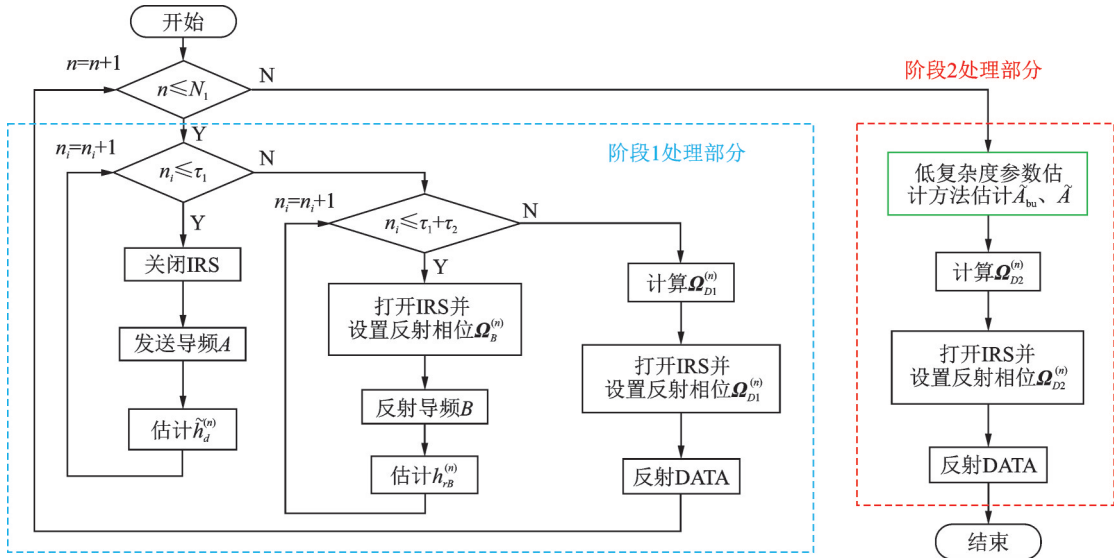


图2 信道估计流程图

Fig.2 Channel estimation flow chart

## 2.2 信道估计部分

### 2.2.1 导频序列 A

此时 IRS 处于关闭状态,导频序列 A 通过直接信道到达接收端。为了方便说明,设发送的导频符号  $x_i^{(n)} = 1$ 。第  $n$  个子帧中序列 A 的第  $i$  个接收符号可表示为

$$y_{Ai}^{(n)} = h_d^{(n)} + z_{Ai}^{(n)} \quad i \in \tau_1, n \in N_1 \tag{7}$$

式中  $z_{Ai}^{(n)} \sim CN(0, \sigma^2)$  为接收到的高斯白噪声,  $\sigma^2$  为归一化噪声功率。

接收到  $\tau_1$  个符号后,直接信道的 CSI 估计为

$$\tilde{h}_d^{(n)} = \frac{1}{\tau_1} \sum_{i=1}^{\tau_1} y_{Ai}^{(n)} \quad n \in N_1 \quad (8)$$

### 2.2.2 导频序列 $B$

此时 IRS 处于打开状态,导频序列  $B$  通过总信道到达接收端。第  $n$  个子帧中序列  $B$  的第  $i$  个接收符号可表示为

$$y_{Bi}^{(n)} = (\mathbf{C}^{(n)})^H \boldsymbol{\Omega}_{Bi}^{(n)} + h_d^{(n)} + z_{Bi}^{(n)} \quad i \in \tau_2, n \in N_1 \quad (9)$$

式中:  $z_{Bi}^{(n)} \sim CN(0, \sigma^2)$  为接收到的高斯白噪声;  $\boldsymbol{\Omega}_{Bi}^{(n)}$  为第  $n$  个子帧中序列  $B$  第  $i$  个符号的 IRS 反射相位,可分解为第  $n$  个子帧中序列  $B$  的 IRS 反射相位  $\boldsymbol{\Omega}_B^{(n)}$  (即 IRS 固定的初始相位) 与第  $i$  个符号相对  $\boldsymbol{\Omega}_B^{(n)}$  的频偏  $\varphi_i$  ( $\angle \varphi_i \in [0, 2\pi)$ ,  $|\varphi_i| = 1$ ,  $\angle(\cdot)$  表示复数形式的角度;  $|\cdot|$  表示取模) 的乘积, 即  $\boldsymbol{\Omega}_{Bi}^{(n)} = \varphi_i \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)}$ 。故有

$$y_{Bi}^{(n)} = (\mathbf{C}^{(n)})^H \varphi_i \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} + h_d^{(n)} + z_{Bi}^{(n)} \quad i \in \tau_2, n \in N_1 \quad (10)$$

记  $h_{rB}^{(n)}$  为发送导频序列  $B$  时的级联信道 CSI, 则  $h_{rB}^{(n)} = (\mathbf{C}^{(n)})^H \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)}$ 。故有

$$y_{Bi}^{(n)} = \varphi_i h_{rB}^{(n)} + h_d^{(n)} + z_{Bi}^{(n)} \quad i \in \tau_2, n \in N_1 \quad (11)$$

在接收到  $\tau_2$  个符号后式(11)可表示为

$$\mathbf{y}_B^{(n)} = \boldsymbol{\Psi} h_{rB}^{(n)} + h_d^{(n)} + \mathbf{z}_B^{(n)} \quad n \in N_1 \quad (12)$$

式中  $\mathbf{y}_B^{(n)} = [y_{B1}^{(n)}, y_{B2}^{(n)}, \dots, y_{B\tau_2}^{(n)}]^T$ ,  $\mathbf{z}_B^{(n)} = [z_{B1}^{(n)}, z_{B2}^{(n)}, \dots, z_{B\tau_2}^{(n)}]^T$ ,  $\boldsymbol{\Psi} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{\tau_2}]^T$ ,  $\boldsymbol{\Psi}$  为训练矩阵。

对总信道接收符号解耦合得到级联信道内的接收符号可表示为

$$y_{Bi}^{(n)} - \tilde{h}_d^{(n)} = \varphi_i h_{rB}^{(n)} + z_{Bi}^{(n)} + h_d^{(n)} - \tilde{h}_d^{(n)} \quad i \in \tau_2, n \in N_1 \quad (13)$$

级联信道的最小二乘 CSI 估计可表示为

$$\tilde{h}_{rB}^{(n)} = \boldsymbol{\Psi}^{-1} (\mathbf{y}_B^{(n)} - \tilde{h}_d^{(n)}) \quad (14)$$

式中  $\boldsymbol{\Psi}^{-1} = \begin{bmatrix} 1/\varphi_1 & & \\ & \dots & \\ & & 1/\varphi_{\tau_2} \end{bmatrix}$  为  $\boldsymbol{\Psi}$  的逆矩阵。

## 2.3 数据传输部分

### 2.3.1 阶段1数据传输

根据已得到的  $\tilde{h}_d^{(n)}$ 、 $\tilde{h}_{rB}^{(n)}$  及发送导频序列  $B$  时的 IRS 初始相位  $\boldsymbol{\Omega}_B^{(n)}$ , 由 IRS 反射相位表达式可得

$$\boldsymbol{\Omega}_{D1}^{(n)} = \frac{\tilde{h}_d^{(n)} |\tilde{h}_{rB}^{(n)}|}{|\tilde{h}_d^{(n)}| |\tilde{h}_{rB}^{(n)}|} \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad n \in N_1 \quad (15)$$

则阶段1的可达速率可表示为

$$R_1 = \frac{\eta}{N_1} \sum_{n=1}^{N_1} \log_2 \left( 1 + \frac{G_1^{(n)}}{\Gamma \sigma^2} \right) \quad (16)$$

式中:  $\eta = (Q - \tau_1 - \tau_2)/Q$  为数据传输效率,  $Q$  为每个子帧内的符号数;  $G_1^{(n)} = |h_d^{(n)} + (\mathbf{C}^{(n)})^H \boldsymbol{\Omega}_{D1}^{(n)}|^2$  为信道增益;  $\Gamma$  ( $\Gamma \geq 1$ ) 为不同的编码方案或调制方案引起的可实现速率系数。

### 2.3.2 阶段2数据传输

此时阶段1的导频和数据已发送完毕,接收端可收集到  $\{\tilde{h}_d^{(n)}\}_{n=1}^{N_1}$  和  $\{\tilde{h}_{rB}^{(n)}\}_{n=1}^{N_1}$  的数据统计量。根据文献[15]提供的低复杂度参数估计方法可得到直接信道参数  $\tilde{A}_{bu}$  和级联信道参数  $\tilde{A}$ , 其中  $\tilde{A} = \tilde{A}_{bu} \boldsymbol{\Phi}^H(\Delta_x, \Delta_y)$ 。由 IRS 反射相位表达式可得到

$$\boldsymbol{\Omega}_{D2}^{(n)} = \frac{\tilde{A}_{bu} |\tilde{A}|}{|\tilde{A}_{bu}| |\tilde{A}|} \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad n \in [N_1 + 1, N] \quad (17)$$

则阶段2的可达速率可表示为

$$R_2 = \frac{1}{N - N_1} \sum_{n=N_1+1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{G_2^{(n)}}{\Gamma \sigma^2} \right) \quad (18)$$

式中  $G_2^{(n)} = |h_d^{(n)} + (C^{(n)})^H \boldsymbol{\Omega}_{D2}^{(n)}|^2$  为信道增益。

总可达速率可表示为

$$R = \frac{N_1}{N} R_1 + \frac{N - N_1}{N} R_2 \quad (19)$$

## 2.4 改进的 IRS 相位优化方法

根据式(2)可知在导频序列  $B$  处有

$$h_{rB}^{(n)} = (C^{(n)})^H \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad (20)$$

式中  $\boldsymbol{\Omega}_B$  为 IRS 固定的初始反射相位, 可以通过调整  $\boldsymbol{\Omega}_B$  得到优化反射相位  $\boldsymbol{\Omega}_D$ , 即

$$\boldsymbol{\Omega}_D^{(n)} = e^{j\xi^{(n)}} \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad (21)$$

式中  $\boldsymbol{\xi}^{(n)} = [e^{j\xi_1^{(n)}}, e^{j\xi_2^{(n)}}, \dots, e^{j\xi_M^{(n)}}]^T$  为  $\boldsymbol{\Omega}_D^{(n)}$  相对  $\boldsymbol{\Omega}_B^{(n)}$  的调整角度。

同样, 在数据传输阶段有

$$h_{rD}^{(n)} = (C^{(n)})^H \boldsymbol{\Omega}_D^{(n)} \quad (22)$$

将式(20, 21)整合到式(22)中得

$$h_{rD}^{(n)} = e^{j\xi^{(n)}} h_{rB}^{(n)} \quad (23)$$

为了减小多普勒频移的影响, 提高可达速率, 需要在数据传输时获得最大化的波束形成增益, 可以通过将数据处的级联信道相位与直接信道相位对齐来实现, 即应调整  $\boldsymbol{\Omega}_D^{(n)}$  使得

$$\frac{h_{rD}^{(n)}}{|h_{rD}^{(n)}|} = \frac{h_d^{(n)}}{|h_d^{(n)}|} \quad (24)$$

由式(23, 24)可解得

$$e^{j\xi^{(n)}} = \frac{h_d^{(n)} |h_{rD}^{(n)}|}{|h_d^{(n)}| |h_{rB}^{(n)}|} \quad (25)$$

将式(25)代入式(21)中, 得

$$\boldsymbol{\Omega}_D^{(n)} = \frac{h_d^{(n)} |h_{rD}^{(n)}|}{|h_d^{(n)}| |h_{rB}^{(n)}|} \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad (26)$$

由于本文只关注 IRS 对信号相位的调节作用, 不对信号幅度进行调节, 因此, 为保证信号幅度不发生变化, 对式(26)进行补齐(逐项归一化)处理后得

$$\boldsymbol{\Omega}_D^{(n)} = \frac{h_d^{(n)} |h_{rD}^{(n)}|}{|h_d^{(n)}| |h_{rB}^{(n)}|} \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad (27)$$

当直接信道和级联信道产生的多普勒频移相同时, 根据式(1~3)消去式(27)中  $h_d^{(n)}$ 、 $h_{rB}^{(n)}$  中相同的参数, 则式(27)可化简为

$$\boldsymbol{\Omega}_D^{(n)} = \frac{\tilde{A}_{bu} | \tilde{A}_{biu} \boldsymbol{\Phi}^H(\Delta_x, \Delta_y) |}{| \tilde{A}_{bu} | | \tilde{A}_{biu} \boldsymbol{\Phi}^H(\Delta_x, \Delta_y) |} \boldsymbol{\Omega}_B^{(n)} \quad (28)$$



### 3 仿真结果

本节给出仿真结果来展示本文推导的算法性能及相关计算复杂度对比。将每个传输帧分为30个子帧,每个子帧包含10个符号。IRS包含20个反射单元,各个反射单元呈正方形,边长为 $0.1\lambda$ 。此外,仿真中设置导频序列A和B子帧内符号数相等,即 $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ 。其他参数如表1所示。

图3将多普勒补偿后级联信道相位与直接信道相位进行比较,不同颜色的符号表示阶段1子帧数 $N_1$ 不同的情况下级联信道的相位变化。从图3中可以看出, $N_1$ 越大,补偿后的级联信道相位越接近直接信道相位。原因是随着 $N_1$ 增大,引入的高斯白噪声样本点增多,使得阶段2中获取阶段1的噪声均值幅度减小,故补偿后的级联信道相位与直接信道相位更接近。当 $N_1 = 5$ 时,级联信道相位已经基本与直接信道对齐,足以满足波束形成增益的要求,因此 $N_1$ 的值无需设置太大。

图4展示了阶段1子帧数量 $N_1$ 设置对可达速率的影响,并与文献[15]的方案进行了对比。从图4可看出,本文阶段1的可达速率不受 $N_1$ 影响。这是因为阶段1中每个子帧的优化反射相位仅由该子帧信道估计及IRS初始反射相位构成,无需对该时刻前所有子帧做统计处理,故速率性能不受导频开销影响。阶段2的可达速率会受 $N_1$ 变化的影响,但影响较小。原因是阶段2的信道参数由阶段1的信道估计统计量仅通过低复杂度方法<sup>[15]</sup>获取,当 $N_1$ 较小时,可利用的样本点较少,因此速率会受到一定的影响,但由于阶段2需要恢复的参数较少,故该不利影响被有效降低。随着 $N_1$ 的增加,总可达速率呈现下降趋势。总的来说,当 $N_1 \leq 11$ 时,所提方案的可达速率高于文献[15];当 $N_1 > 11$ 时,所提方案的可达速率与文献[15]接近,即该方案在导频开销受限时具有较强的鲁棒性。

表1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameters

参数	取值
载波频率 $f_c$ /GHz	5.9
子帧时长 $T_b$ /ms	0.2
发送功率 $P_t$ /dBm	31
噪声功率谱密度 $\sigma^2$ /dBm	-110
UE移动速度 $v$ /(m·s <sup>-1</sup> )	50
可达速率损耗系数 $\Gamma$ /dB	9
空间距离 $[d_{bu}, d_{bi}, d_{iu}]$ /m	[500, 500, 1]
路径损耗系数 $[k_{bu}, k_{bi}, k_{iu}]$	[3, 2.3, 2.2]
仰角 $[\theta_{bu}, \theta_{bi}, \theta_{iu}]$	$[\pi/4, \pi/4, \pi/3]$
方位角 $[\gamma_{bu}, \gamma_{bi}, \gamma_{iu}]$	$[3\pi/4, 3\pi/4, 0]$

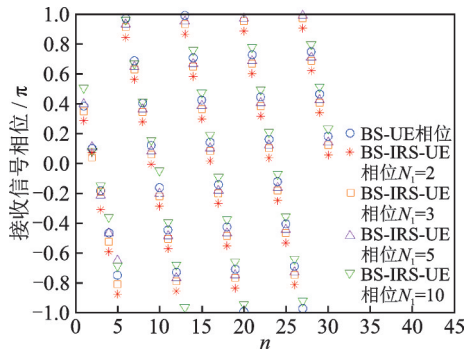


图3 多普勒补偿后级联信道与直接信道相位比较图 ( $\tau = 2$ )

Fig.3 Phase comparison of cascaded channel and direct channel after Doppler compensation ( $\tau = 2$ )

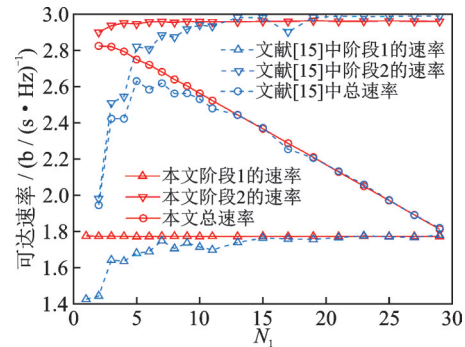


图4 可达速率随阶段1子帧数变化曲线 ( $\tau = 2$ )

Fig.4 Curves of achievable rate v.s. the number of sub-frames in stage 1 ( $\tau = 2$ )

图5展示了导频序列长度  $\tau$  对可达速率的影响,同样与文献[15]进行了比较。图5中可以看到,  $\tau$  越大,可达速率越小,并且  $N_1$  越大,不同  $\tau$  值对可达速率的影响越明显。原因是总导频序列长度等于  $\tau$  和  $N_1$  的乘积,导频序列越长,数据传输效率越低,可达速率下降。此外,可以看到所提方案在  $N_1 \leq 5$  时能明显提升可达速率,即在导频开销受限时性能优于文献[15]的方案。

图6展示了  $\tau = 2$  时不同阶段1子帧数的总可达速率曲线,并与文献[13,15]进行了比较。从图6可以看到本文方案的速率性能明显优于文献[13]的方案,这是因为本文使用的导频传输结构与文献[13]略有差异,在  $N_1 < 15$  时本文的导频开销低于文献[13],故数据传输效率高于文献[13],且相较于文献[13],本文避免了引入额外的估计误差,因此本文方案的速率性能优于文献[13]的方案。本文方案的速率性能在  $N_1$  较小时优于文献[15]的方案,随着  $N_1$  增大,本文方案的速率曲线与文献[15]的曲线逐渐重合,曲线趋势与图4,5相同。

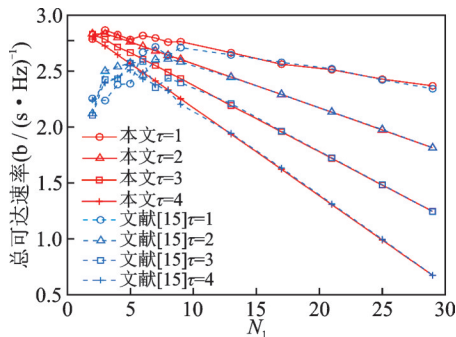


图5 总可达速率随阶段1子帧数、 $\tau$ 变化曲线  
Fig.5 Curves of total achievable rate v s. the number of sub-frames in stage 1 under different  $\tau$

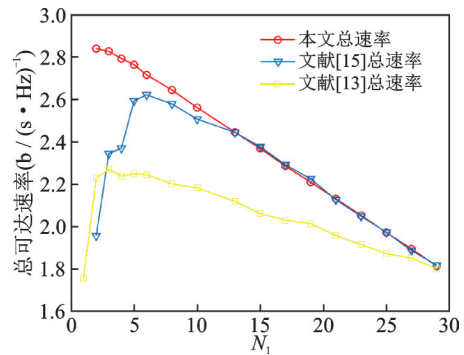


图6 总可达速率随阶段1子帧数变化曲线  
Fig.6 Curves of total achievable rate v s. the number of sub-frames in stage 1

在CPU: AMD Ryzen 7 5 800 H with Radeon Graphics、内存: 16 GB(3 200 MHz)、MATLAB: R2018a的系统上程序运行耗时如表2、3所示。表2为本文与文献[13, 15]的程序分别在  $N_1 = [2, 4, 6, \dots, 28]$ , 运行10次、20次的情况下的总耗时对比表,可以看出在  $N_1$  变化时,文献[13]、文献[15]的程序耗时均远高于本文程序。表3为本文与文献[13,15]的程序在  $N_1$  变化时运行10次的情况下的耗时对比表,可以看出在  $N_1$  固定时文献[13,15]的程序耗时均高于本文程序。综上,本文的计算量(复杂度)低于文献[13,15]。这是因为本文的计算复杂度主要来自阶段2的两次低复杂度参数估计方法,而文献[15]的计算复杂度主要来自阶段1的  $N_1$  次最大似然估计MLE方法和阶段2的1次低复杂度参数估计方法,文献[13]的计算复杂度主要来自阶段1的最大似然估计MLE方法和阶段2的其他参数估计方法。又因为最大似然估计MLE方法的计算复杂度高于低复杂度参数估计方法,由于本文避免使用最大似然估计MLE方法,因此本文方案复杂度必然低于文献[13,15]的方案。

表2 程序运行次数对运行时间(秒)的影响

Table 2 Repeating times of simulation vs. program running time s

程序运行次数	10次	20次
本文程序耗时	0.739 6	1.085 3
文献[13]程序耗时	16.095 0	25.103 9
文献[15]程序耗时	271.395 1	547.588 2



表3  $N_1$ 对运行时间的影响  
**Table 3  $N_1$  vs. program running time**

$N_1$	3	6	9	12	15	18	21	24	27
本文程序耗时	0.119	0.184	0.262	0.336	0.417	0.483	0.635	0.622	0.741
文献[13]程序耗时	9.943	15.648	15.708	15.710	17.015	17.336	18.288	18.583	18.140
文献[15]程序耗时	46.168	89.325	135.72	187.14	243.37	295.41	348.27	381.50	455.19

## 4 结束语

本文以高移动场景中可达速率最大化为目标,提出了一种IRS相位优化的新方法。该方法通过利用更加容易获取的信道参数来降低计算复杂度,并通过阶段1的各个子帧间独立处理,使得阶段1的速率性能不受导频开销的影响。实验结果表明,与文献[13,15]的方案相比,该方案避免使用复杂的估计方法,减少了不必要的估计过程,防止引入额外的估计误差,有效降低了计算复杂度,并且获得了较高的无源波束形成增益,在导频开销受限时仍具有较强的鲁棒性。

### 参考文献:

- [1] WU Qingqing, ZHANG Shuowen, ZHENG Beixiong, et al. Intelligent reflecting surface aided wireless communications: A tutorial[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [2] ELMOSSALLAMY M A, ZHANG Hongliang, SONG Lingyang, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for wireless communications: Principles, challenges, and opportunities[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2020, 6(3): 990-1002.
- [3] RENZO M D, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and road ahead[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [4] WANG Hong, LIU Chen, SHI Zheng, et al. GSIC for RIS-aided uplink multi-antenna NOMA systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(1): 187-191.
- [5] WANG Hong, LIU Chen, SHI Zheng, et al. Power minimization for uplink RIS-assisted CoMP-NOMA networks with GSIC [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(7): 4559-4573.
- [6] GUO Wei, ZHANG Weile, MU Pengcheng, et al. High-mobility wideband massive MIMO communications: Doppler compensation, analysis and scaling laws[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(6): 3177-3191.
- [7] WAN Ziwei, GAO Zhen, ALOUINI M S. Broadband channel estimation for intelligent reflecting surface aided mmWave massive MIMO systems[C]//*Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. Dublin, Ireland: IEEE, 2020.
- [8] YANG Yifei, ZHANG Shuowen, ZHANG Rui. IRS-enhanced OFDMA: Joint resource allocation and passive beamforming optimization[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(6): 760-764.
- [9] ZHENG Beixiong, ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: Channel estimation and reflection optimization [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(4): 518-522.
- [10] SUN Shu, YAN Hangsong. Channel estimation for reconfigurable intelligent surface-assisted wireless communications considering Doppler effect[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(4): 790-794.
- [11] DAMPAHALAGE D, MANOSHA K, RAJATHEVA N, et al. Intelligent reflecting surface aided vehicular communications [C]//*Proceedings of 2020 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. Taiwan, China: IEEE, 2020.
- [12] BASAR E, AKYILDIZ I F. Reconfigurable intelligent surfaces for Doppler effect and multipath fading mitigation[EB/OL].

(2019-12-09) [2020-10-05]. <https://arxiv.org/abs/1912.04080>.

- [13] HUANG Zixuan, ZHENG Beixiong, ZHANG Rui. Transforming fading channel from fast to slow: IRS-assisted high-mobility communication[C]//Proceedings of ICC 2021—IEEE International Conference on Communications. QC, Canada: IEEE, 2020.
- [14] HUANG Zixuan, ZHENG Beixiong, ZHANG Rui. Transforming fading channel from fast to slow: Intelligent refracting surface aided high-mobility communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(7): 4989-5003.
- [15] WU Wei, WANG Hong, WANG Wennai, et al. Doppler mitigation method aided by reconfigurable intelligent surfaces for high-speed channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 11(3): 627-631.

作者简介:



柳昕瓷(1997-),男,硕士研究生,研究方向:智能反射面抗多普勒技术,E-mail: 1810457376@qq.com。



姚高繁(1999-),男,硕士研究生,研究方向:智能反射面、信道估计,E-mail: 1273205575@qq.com。



吴炜(1993-),女,博士,讲师,研究方向:宽带无线通信、智能反射面、物联网,E-mail: 2017010205@njupt.edu.cn。



宋荣方(1964-),通信作者,男,教授,博士生导师,研究方向:宽带无线通信,E-mail: songrf@njupt.edu.cn。

(编辑:陈珺)