

IRS辅助太赫兹通信系统的混合预编码设计

李俊峰, 邱多, 王华华*

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要:为了解决6G太赫兹通信中波束分裂问题,提出了一种双层相移混合预编码设计方案,并针对智能反射面(IRS)辅助的混合场环境中的波束分裂问题进行了深入分析。考虑混合场中的近场和远场同时存在且相互制约,摒弃传统单层相移器和时延器的方法,采用双层相移器和时延器分别对近场和远场的波束分裂进行补偿。实验结果表明,所提算法在混合场景中能够显著降低波束分裂影响,使得信道增益至少达到87.3%,提高了系统的吞吐量。

关键词:混合预编码;波束分裂;混合场;智能反射面;太赫兹

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1002-5561(2026)02-0091-06

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2026.02.015

Hybrid precoding design for IRS-assisted Terahertz communication systems

LI Junfeng, QIU Duo, WANG Huahua*

(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In order to solve the beam splitting problem in 6G Terahertz communications, this paper proposes a two-layer phase-shift hybrid precoding algorithm and deeply analyzes the beam splitting problem in an intelligent reflecting surface (IRS)-assisted mixed-field environment. Considering the coexistence and coupling of near-field and far-field effects in the mixed field, we move beyond the traditional single-layer phase shifter and true-time-delay (TTD) methods. Instead, a two-layer phase shifter and TTD architecture is employed to compensate for beam splitting in the near-field and far-field, respectively. Experimental results show that the proposed algorithm can significantly reduce the influence of beam splitting in mixed scenarios, achieving a channel gain of at least 87.3%, which improves the system throughput.

Key words: hybrid precoding, beam splitting, mixing field, intelligent reflecting surface, Terahertz

0 引言

太赫兹大规模多输入多输出(MIMO)技术因其大带宽和高速传输能力,逐渐成为下一代无线通信技术的重要研究方向^[1]。然而,太赫兹通信在空气中的传输损耗较大,因此,智能反射面(IRS)技术被引入第六代移动通信技术(6G)通信系统^[2]。IRS由大量可编程的反射单元组成,每个单元可以通过控制电路调整其

收稿日期:2025-03-14。

基金项目:重庆市自然科学基金创新发展联合基金(中国星网)项目(CSTB2023NSCQ-LZX0114)资助。

作者简介:李俊峰(2001—),男,湖北潜江人,硕士研究生,现就读于重庆邮电大学通信与信息工程学院通信工程专业,主要以移动通信物理层协议、基带信号处理为研究方向。曾获校级奖学金以及第二十一届中国研究生数学建模竞赛二等奖。

*通信作者:王华华(1981—),男,硕士,正高级工程师,主要研究方向为移动通信基带信号处理。



相位和幅度,从而实现对人射信号的智能调控,旨在复杂环境中实现信号的定向传输,从而提高通信系统的灵活性和可靠性^[3]。然而,在太赫兹频段,由于信号波长极短,传统的模拟波束形成器通过频率无关的相移器实现波束控制,导致空间方向在不同的子载波频率下出现差异,进而引发波束分裂现象^[4]。

为了应对这一现象,文献[5-8]提出了一种联合优化模拟波束形成器和数字预编码器的方法,以实现最优的可达速率。该方法通过优化波束形成器和预编码器的参数,能够在一定程度上提升系统性能,但并未从根本上解决波束分裂问题。文献[9]提出了一种新的波束形成码本设计方法,通过生成波束宽度更宽的模拟波束形成码本,实现了整个带宽内的平坦波束形成增益,从而避免了阵列增益的减小。然而,太赫兹系统的带宽远大于传统的毫米波系统,路径分量在

不同的子载波频率下会被分成完全分离的空间方向,这使得宽波束码本的设计变得极为复杂,且难以完全消除波束分裂影响。文献[10]提出了实时延迟(TTD)电路的概念。TTD电路通过将传统的频率无关相移器替换为具有频率相关性的延迟电路,能够有效解决由相位无关性导致的波束分裂问题。在此基础上,文献[11]进一步提出了延迟相位预编码(DPP)技术,通过在远场模型中引入相位补偿机制,成功解决了波束分裂问题。但上述2篇文献所提出的技术方案均仅适用于远场信道模型,无法适配太赫兹大规模MIMO系统中混合场模型,存在一定的应用局限性。因此,文献[12]提出了一种将近场模型划分为多个远场子阵列的方法,利用远场模型的线性相位特性来解决近场相位非线性的问题,然而该文献并未考虑在IRS环境下的混合场波束分裂问题。在实际通信场景中,IRS通常部署在复杂的环境中,信号传播可能同时涉及远场和近场效应,这导致波束分裂问题更加复杂。

为此,本文提出一种双层相移混合预编码设计方案,旨在解决IRS环境下的混合场波束分裂问题。

1 系统模型

混合场系统模型如图1所示,该系统包含一个基站,其配备有 N_r 根天线和 N_{RF} 条射频链。假设IRS包含有 N 个反射单元与天线数为 N_u 的单用户进行通信,IRS处于基站远场区域,用户处于IRS近场区域。同时,为了克服频率选择性衰落,本文采用具有 M 个子载波且带宽为 B 的正交频分复用(OFDM)传输技术。

为了同时解决近场和远场的波束分裂,本文采用双层移相器模拟预编码设计。每条射频链连接 K 个时延器;每个时延器连接 Q 个第一层相移器,用于近场相位调整;第一层相移器通过不同的组合连接 P 个第二

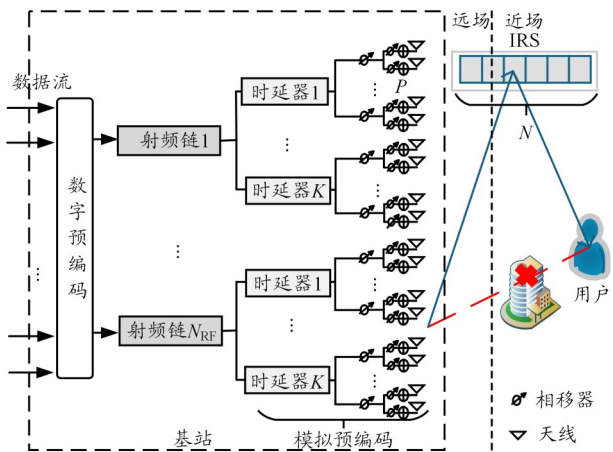


图1 混合场系统模型

层相移器,使得每个时延器都能控制第二层相移器。

考虑到实际复杂的通信环境中普遍存在多径传播,其对太赫兹信号的波束分裂及系统性能会产生显著影响,因此,本文同时考虑视距路径(LOS)和非视距路径(NLOS),则在第 m 个子载波, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$,用户与IRS之间的近场信道 $h_{1,m}$ 可以表示为

$$h_{1,m} = \sum_{l=1}^L g_l e^{-j2\pi\tau_l f_m} \alpha_m(r_N, \theta_{l,N}) \alpha_m(r_N, \theta_{l,N_u})$$

$$= \sum_{l=1}^L \frac{g_l e^{-j2\pi\tau_l f_m}}{\sqrt{NN_u}} \left[e^{-\frac{2\pi f_m r_N^{(l)}}{c}}, \dots, e^{-\frac{2\pi f_m r_N^{(l)}}{c}} \right]^T \times$$

$$\left[e^{-\frac{2\pi f_m r_N^{(l)}}{c}}, \dots, e^{-\frac{2\pi f_m r_N^{(l)}}{c}} \right] \quad (1)$$

式中: $h_{1,m} \in C^{N \times N_u}$, L 表示总路径数, τ_l 表示近场信道的多径延时, f_m 表示第 m 个子载波的频率, $\alpha_m(r_N, \theta_{l,N})$ 和 $\alpha_m(r_N, \theta_{l,N_u})$ 分别表示发送端、接收端的近场阵列响应矢量, r_N 表示发送端到接收端之间的距离, $\theta_{l,N}$ 表示发射端到接收端之间的发射角; g_l 表示第 l 条路径的增益,且满足 $\sum_{l=1}^L g_l = 1$; c 表示光速; $r_N^{(l)}$ 表示IRS的第 n 个反射单元与用户之间的距离,且其相位与天线数 n 是非线性的。

同样,对于基站与IRS之间第 m 个子载波的远场信道 $h_{2,m}$ 可以表示为

$$h_{2,m} = \sum_{l=1}^L s_l e^{-j2\pi T_l f_m} a_m(\phi_{l,N_r}) a_m(\phi_{l,N})^T$$

$$= \sum_{l=1}^L \frac{s_l e^{-j2\pi T_l f_m}}{\sqrt{NN_r}} [1, e^{j\pi\phi_{l,s}}, \dots, e^{(N-1)j\pi\phi_{l,s}}]^T \times$$

$$[1, e^{j\pi\phi_{l,s}}, \dots, e^{(N-1)j\pi\phi_{l,s}}] \quad (2)$$

式中: $h_{2,m} \in C^{N \times N_r}$, $a_m(\phi_{l,N_r})$ 和 $a_m(\phi_{l,N})$ 分别表示基站发送端和IRS接收端的远场阵列响应矢量, $\phi_{l,N}$ 表示第 l 条路径到达角的方位角, s_l 表示远场信道的增益,且满足 $\sum_{l=1}^L s_l = 1$, T_l 表示远场信道的多径延时。

2 双层相移混合预编码设计

文献[11]指出,最大化信道增益可作为抑制波束分裂的直接依据。首先,为解决近场信道中相位与天线数为非线性关系的问题,本文考虑将近场划分为多个远场。由于近场和远场主要由瑞利距离 $R = \frac{1}{2} N_u^2 \lambda_c$ 决定,减小天线数 N_u ,使得瑞利距离小于IRS到用户的距离。当 N_u 减小时,其子阵列的半径可以写为

$$r_k^{(p)} \approx r_k - pd \sin \theta_k \quad (3)$$

式(3)中: r_k 是IRS的第 k 个子阵列与用户之间的距离, p 代表子阵列中的天线单元, d 代表天线之间的间隔, θ_k 代表第 k 个子阵列与用户之间的角。由式(3)可以看出,划分的子阵列的相位与天线 p 是线性的。

然后,为了减少TTD和相移器对角度的影响,引入狄利克雷函数 $\Xi_p(x)$ 来表征阵列增益,并采用二次函数拟合狄利克雷函数来解决狄利克雷函数无法直接进行积分处理的问题。狄利克雷函数与二次函数的对比图如图2所示。可以看出,当 $x \in (-1, 1)$ 时,狄利克雷函数与二次函数的阵列增益几乎相同,这表明可以采用二次函数对狄利克雷函数近似求解,从而简化计算过程。

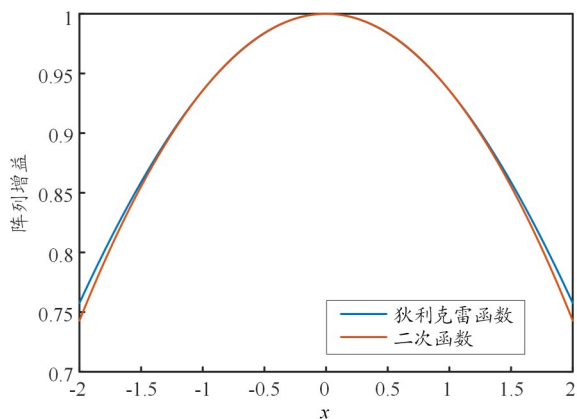


图2 狄利克雷函数与二次函数对比图

根据上述分析,最大信道增益最终可以写为

$$\max G \geq \max(1 - X(B, f_c, Q_{k-1})) \times H(D, r, \theta) \times 0.95 \quad (4)$$

$$\text{式中: } X(B, f_c, Q_{k-1}) = \frac{1 - \Xi_{Q_{k-1}}\left(\frac{B}{2f_c}\right)}{3}, H(D, r, \theta) =$$

$$1 - \frac{r \cos \theta}{D} \left[\pi \Gamma_{2r \leq D} + \arctan \frac{Dr \cos \theta}{r^2 - \frac{1}{4} D^2} \right], \Gamma_{2r \leq D} = \begin{cases} 1, & 2r \leq D \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$D = (KP - 1)d \approx KPd$; f_c 代表中心子载波的频率; B 代表太赫兹系统带宽; r 是IRS与用户之间的距离; Q_{k-1} 表示第 k 个子阵列总的天线数。

对于 $X(B, f_c, Q_{k-1})$,当带宽和中心频率一定时,信道增益是由子阵列内部天线数决定的,并且由于每个子阵列内部的天线数远小于总的天线数,因此可以选择合适的子阵列天线数去控制其损失增益。以 $B =$

5 GHz, $f_c = 100$ GHz 为例, $\Xi_{Q_{k-1}}\left(\frac{B}{2f_c}\right)$ 关于 Q_{k-1} 的图像如图3所示。当子阵列天线数为32时, $\Xi_{32}\left(\frac{B}{2f_c}\right) \approx 0.757$,因此,当子阵列天线数小于32时, $\Xi_{Q_{k-1}}\left(\frac{B}{2f_c}\right) \geq 0.757$,即 $X(B, f_c, Q_{k-1}) \leq 0.081$ 。

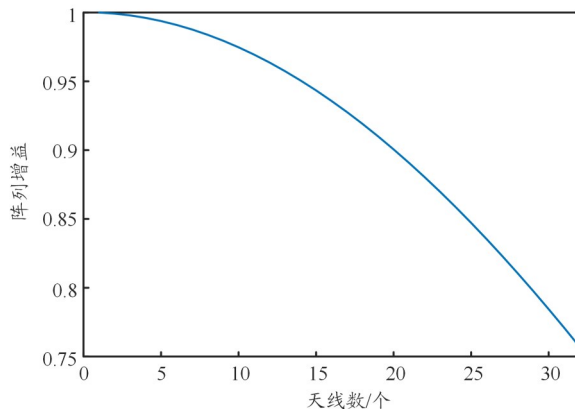


图3 狄利克雷函数值随着天线数变化图

对于 $H(D, r, \theta)$,当 $\theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ 时,其函数是递增的。因此,当 $|\theta| = \frac{\pi}{2}$ 时, $H(D, r, \theta) = 1$ 最大,即 $H(D, r, \theta) \leq H\left(D, r, \frac{\pi}{2}\right) = 1$ 。基于此,由式(5)可以得到最大增益为

$$\begin{aligned} \max G &\geq \max(1 - X(B, f_c, Q_{k-1})) \times \\ &H(D, r, \theta) \times 0.95 \geq (1 - 0.081) \times \\ &0.95 = 0.873 \end{aligned} \quad (5)$$

这表明,对于混合场波束分裂,双层相移算法可以使增益至少达到87.3%,降低了因波束分裂造成的信道增益损失。算法流程图如图4所示。

3 性能分析

本文通过Matlab仿真对双层相移算法进行优越性验证,采用系统和速率来反映混合预编码的性能,系统和速率越低,性能损失越大。仿真参数设置如表1所示。

3.1 仿真分析

图5展示了不同算法随着信噪比变化的系统和速率曲线。可以看出,对于混合场而言,最优全数字预编码始终保持最高性能基准,其系统和速率随信噪比

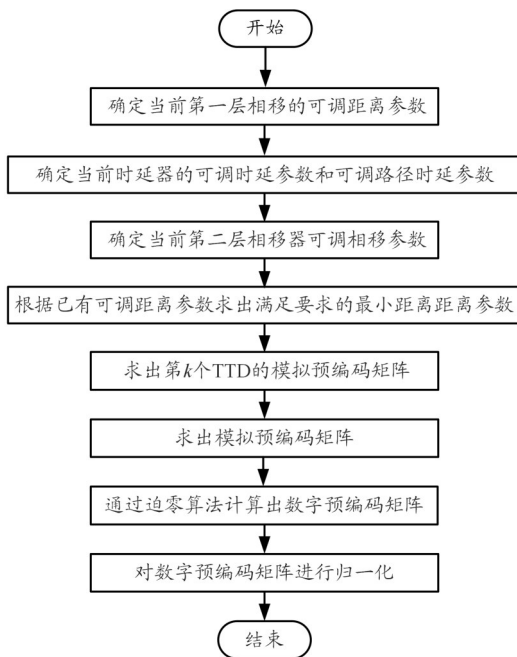


图4 双层相移算法流程图

表1 仿真参数

参数	数值
基站天线数 N_b /个	256
IRS阵列数 N_r /个	512
射频链数 N_{RF} /条	10
用户天线数 N_u /个	128
带宽 B /GHz	10
子载波数目 M /个	128
近场用户与IRS的距离 r_0 /m	10
基站与远场IRS的距离 r_1 /m	20
近场用户相对IRS方向 θ	$\pi/6$
远场IRS相对基站方向 φ	$\pi/3$
时延器数/个	16
第一层相移器数/个	16
第二层相移器数/个	32
多径数/个	10

提升呈近似线性增长,代表了无硬件约束下的理论性能上限。与本文算法相比,传统的TTD、PDF以及宽波束预编码算法的性能损失更加严重,并且随着信噪比的增大,性能差距进一步拉大,性能损耗更加明显。说明本文算法相比于传统单层的相移算法更能弥补混合场的性能损耗,且在高信噪比场景下仍能保持与最优全数字方案接近的性能趋势。

图6展示了在时延器数 $K = 16$ 时,不同算法随着

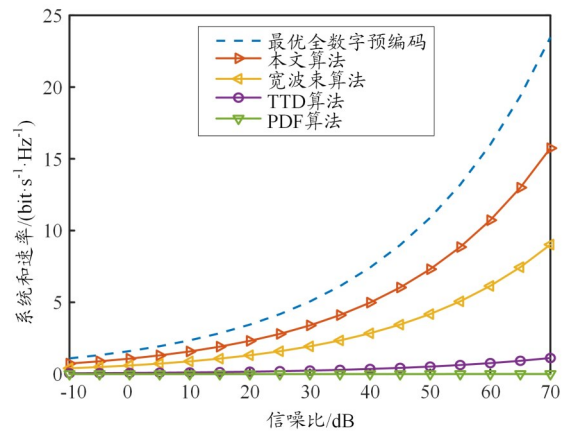


图5 不同算法随信噪比变化时的系统和速率曲线

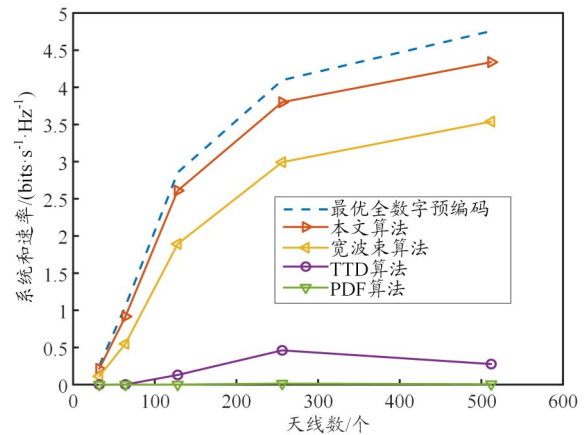


图6 不同算法随天线数变化时的系统和速率曲线

天线数变化的系统和速率变化情况。可以看出,当天线数增大时,各算法与最优全数字预编码之间的性能差距越显著。其中,传统预编码算法的损失远大于本文算法,并且当天线数增大时,其损失也会加大。这是因为在时延器数固定的前提下,天线数的增加会导致系统可用于补偿波束分裂效应的时延资源不足。

图7展示了当基站天线数 $N_b = 256$ 时,不同算法随着时延器数变化的系统和速率曲线。可以看出,随着时延器数的变化,最优全数字预编码和宽波束预编码算法所得的系统速率基本不变,而传统预编码算法相对上述预编码算法系统和速率更低,这是因为最优全数字预编码和宽波束预编码算法不依赖时延器来进行预编码。另外,虽然宽波束预编码算法也可以有相当不错的系统和速率,但是由于宽波束所需要的带宽资源十分巨大,因此会增加更多的成本开销。而本文算法随着时延器数的增加,系统性能越来越好,但当时延器数大于16之后会有轻微的性能损失,这是因为当时延器数增多时,相移器数会随之减少,导致

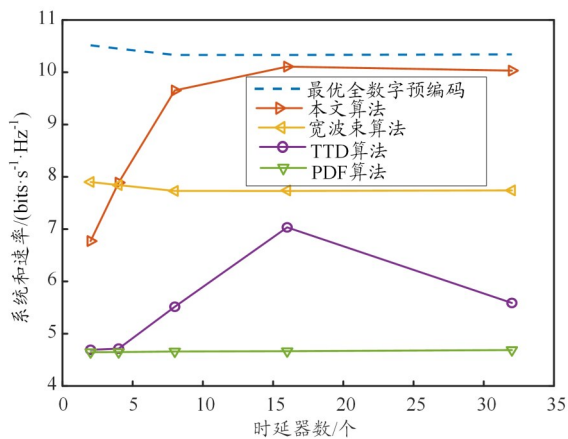


图7 不同算法随时延器变化的系统和速率曲线

对于近场和远场的相位补偿有一定影响。因此,对于 $N_r = 256$ 的系统,其时延器数最优为16。

图8展示了当基站天线数 $N_r = 256$ 时,不同算法随着传输距离变化的系统和速率曲线。可以看出,随着距离逐步增大,本文算法的系统速率呈现先快速上升后趋于平稳的变化趋势,而PDF算法的系统速率在全距离范围内基本保持恒定。这是因为近场与远场的传播界限由瑞利距离确定,当传输距离小于瑞利距离时,系统处于近场区域,信道呈现强烈的球面波特性与空间聚焦效应,随着距离向瑞利边界逼近,波束聚焦增益持续提升,推动本文算法的系统速率快速增长;当距离超过瑞利距离后,信道过渡为平面波主导的远场区域,信道模型趋于稳定,本文算法的系统速率也随之保持平稳。而PDF算法未针对近场球面波的相位非线性特性进行专门设计,仅采用适用于远场的固定相位补偿策略,无法利用近场区域的空间聚焦增益,因此其性能在近场阶段无明显提升,在全距离范围内基本维持不变。

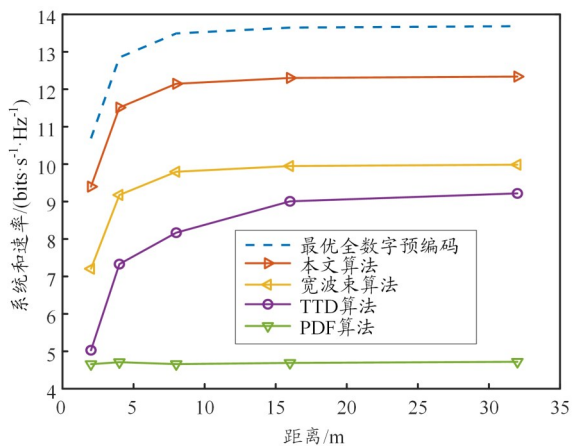


图8 不同算法随距离变化的系统和速率曲线

由以上结果可知,本文算法的核心优势在于兼顾了近场与远场的信道特性差异:在近场阶段能够精准匹配球面波的非线性相位分布,充分挖掘空间聚焦带来的增益提升;在远场阶段仍能保持与信道模型的适配性,维持稳定的传输性能。

由于系统和速率会随着降雨率的增大呈指数幂衰减,因此,降雨率对太赫兹信号的影响很大。当太赫兹频段为100 GHz~100 THz,时,可以通过降低发送频率去缓解降雨率的影响。当降雨率为4时,不同算法随发送频率变化的系统和速率如图9所示。可以看出,当发送频率从 1.4×10^{11} Hz 降低至 1.1×10^{11} Hz 时,各算法的系统速率均会升高约 $2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。因此,当传输受不利因素影响时,可以选择性地提高或降低发送频率,进而提高系统性能。

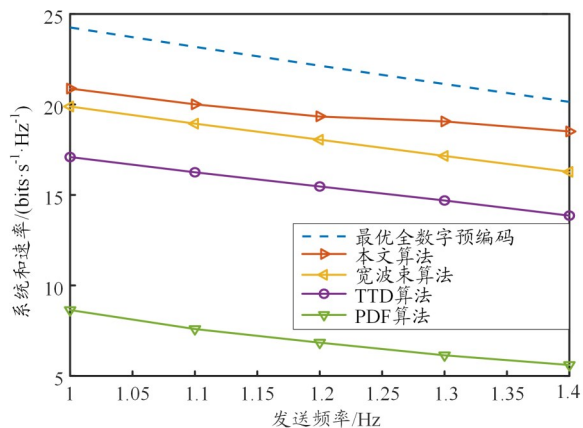


图9 降雨率为4时不同算法随发送频率变化的系统和速率

3.2 复杂度分析

假设子载波数为 M ,不同算法的复杂度如表2所示。可以看出,本文算法复杂度比传统DPP算法高;相比传统TTD算法,当时延器数低于用户天线数时,本文算法的复杂度较低;宽波束预编码算法的复杂度主要取决于其子载波数。

3.3 可行性分析

传统一层相移器架构预编码算法(简称传统算法)和本文算法的可行性对比如表3所示^[13]。可以看

表2 不同算法复杂度比较

算法名称	复杂度
本文算法	$O(MK(N_r N_u + N_r^2 K))$
传统TTD算法	$O(MN_u(N_r N_u + N_r^2))$
传统DPP算法	$O(KMN_u N_r)$
宽波束预编码算法	$O(M^3 + N_r N_u M)$

表3 传统算法和本文算法的可行性对比

参数名称	传统算法	本文算法
射频链路数/条	10	10
相移器比特位	16	16/7
高比特相移器数/个	32	16
相移器总数/个	32	48
总比特数/bit	512	480

出,虽然本文算法的相移器总数要高于传统一层相移器架构预编码算法的相移器总数,但是本文算法的总比特数消耗要小于传统一层相移器架构预编码算法的总比特数消耗,因此本文算法没有增加成本开销。

4 结束语

本文针对太赫兹超大规模MIMO系统中的波束分裂问题,提出了一种IRS辅助太赫兹大规模MIMO的混合预编码设计。通过引入双层移相器模拟预编码架构,有效解决了混合场的波束分裂问题。实验结果表明,所提出的双层相移混合预编码算法在降低波束分裂影响的同时,显著提高了系统的吞吐量:与传统单层相移算法相比,本文算法在信噪比增加时表现出更好的性能;在天线数和时延器数变化时,本文算法的系统性能损失较小。同时,本文算法所需要的比特消耗更低。未来工作可以进一步研究在未知信道状态下设计预编码以应对波束分裂这一问题。

参考文献:

- [1] Saad W, Bennis M, Chen M. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems[J/OL]. IEEE Network, 2020: 134–142. <http://dx.doi.org/10.1109/mnet.001.1900287>.
- [2] Tang W, Chen M Z, Chen X, et al. Wireless communications with re-

configurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement[J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021: 421–439. <http://dx.doi.org/10.1109/twc.2020.3024887>.

[3] Wu Q, Zhang R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J/OL]. IEEE Communications Magazine, 2020: 106–112. <http://dx.doi.org/10.1109/mcom.001.1900107>.

[4] 王华华, 彭丽娟, 张文豪. 太赫兹大规模MIMO中两层延时器的混合预编码[J]. 无线电通信技术, 2025, 51(6): 1287–1296.

[5] Hu C, Dai L, Mir T, et al. Super-resolution channel estimation for mmwave massive mimo with hybrid precoding[J/OL]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018: 8954–8958. <http://dx.doi.org/10.1109/tvt.2018.2842724>.

[6] Kong L, Han S, Yang C. hybrid precoding with rate and coverage constraints for wideband massive mimo systems[J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018: 4634–4647. <http://dx.doi.org/10.1109/twc.2018.2828831>.

[7] Gao Feifei, Wang Bailei, Xing Chengwen, et al. wideband beamforming for hybrid massive MIMO terahertz communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(6): 1725–1740.

[8] Liu X, Qiao D. Space-time block coding-based beamforming for beam squint compensation[J/OL]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019: 241–244. <http://dx.doi.org/10.1109/lwc.2018.2868636>.

[9] Han C, Chen Y. propagation modeling for wireless communications in the terahertz band[J/OL]. IEEE Communications Magazine, 2018: 96–101. <http://dx.doi.org/10.1109/mcom.2018.1700898>.

[10] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-surra S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave mimo systems[J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014: 1499–1513. <http://dx.doi.org/10.1109/twc.2014.011714.130846>.

[11] Tan J, Dai L. Delay-phase precoding for thz massive mimo with beam split[C]//2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Waikoloa, HI, USA. Waikoloa: IEEE, 2019.

[12] Cui M, Dai L. near-field wideband beamforming for extremely large antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(10): 13110–13124.

[13] 周红, 倪锐, 卢建民, 等. 无线通信的历史、现状、挑战与展望[J]. 中国科学: 信息科学, 2025, 55(4): 766–795.