

面向 6G 系统采用智能反射表面辅助的空时空间调制方案

刘佳思, 王磊, 吴秋爽

(西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

摘要: 针对现有的近场智能反射表面(IRS)辅助的空间调制(SM)方案频谱效率较低的问题,提出了面向 6G 系统采用 IRS 辅助的空时空间调制方案。首先,根据发射天线维度对 SSB 码字进行堆叠,构建堆叠 SSB(SSSB)码字,并通过对 SSSB 码字基矩阵进行线性组合得到 SM 矩阵;然后针对 SM 矩阵设计近场 IRS 调制技术的信道状态激活方式,将 SM 矩阵与信道状态激活方式结合生成 SSSB-IRS 发送端信号矩阵;最后,推导了 SSSB-IRS 的最大似然译码公式和平均误码率的理论公式。由于采用了灵活的编码和天线激活机制,该方案比现有的典型近场 IRS 调制方案具有更高的频谱效率,并且可以提供二阶发射分集来对抗信道衰落。仿真结果表明:所提 SSSB-IRS 方案比现有的近场 IRS 调制技术方案具有更好的误比特率性能,在频谱效率为 $6.5 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 、误比特率达到 10^{-5} 时,所提方案的信噪比增益比坐标交织正交设计的近场 IRS 方案提升了约 4.3 dB。

关键词: 空间调制;智能反射表面;发射分集;最大似然译码

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtubxb202306007 **文章编号:** 0253-987X(2023)06-0056-09

Space-Time Spatial Modulation Scheme Assisted by Intelligent Reflecting Surface for 6G Systems

LIU Jiasi, WANG Lei, WU Qiushuang

(Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Aiming at the low spectral efficiency of the existing spatial modulation (SM) schemes assisted by near-field intelligent reflecting surface (IRS), a space-time spatial modulation scheme assisted by IRS for 6G systems was proposed in this paper. Firstly, the stacked SSB (SSSB) codeword was constructed by stacking SSB codeword based on the transmit antenna dimension. A SM matrix was obtained by linearly combining the base matrices of SSB codewords. Next, the channel state activation of near-field IRS modulation technology was designed for the SM matrix. The SM matrix was combined with the channel state activation to generate SSSB-IRS transmit signal. The maximum likelihood decoding formula and theoretical average bit error rate (BER) formula for SSSB-IRS were derived. Thanks to the flexible coding and antenna activation mechanisms, the proposed scheme can realize higher spectral efficiency than the existing typical near-field IRS schemes and provide the second order transmit diversity to reduce channel fading. Simulation results show that the proposed SSSB-IRS scheme has better BER performance than the ex-

isting IRS schemes. When the spectral efficiency was $6.5 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ and BER was 10^{-5} , the SSSB-IRS scheme improved the signal-to-noise ratio by about 4.3 dB compared to the coordinate interleaved orthogonal design IRS scheme.

Keywords: spatial modulation; intelligent reflecting surface; transmit diversity; maximum likelihood decoding

随着现代社会步入高速信息化的时代,未来无线通信系统需要适应大规模物联网的发展方向^[1]。与5G相比,6G有望提供更高的能量效率、更快的通信速率、更低的延时和更广阔的覆盖范围^[2]。绿色节能是未来无线通信领域追求的重要目标,如何在提高系统性能的同时降低能耗是6G网络需要解决的关键难题^[3]。

各种新兴通信技术在6G的研究中层出不穷,如太赫兹通信技术、智能反射表面技术、可见光通信技术、索引调制技术等,都是未来6G中极具潜力的候选技术^[4]。与传统的编码调制技术相比,索引调制(IM)技术利用天线、子载波、时隙等通信资源的索引号来承载信息,能够提供新的信息传输维度^[5-7]。其中,空间调制(SM)的索引资源是多输入多输出(MIMO)系统中的发射天线(TAs)。研究表明,SM具有比传统MIMO技术更好的系统性能^[8]。

另一方面,编码超材料(如超表面)方面的研究促进了反射表面在通信领域中的应用^[9],引起了国内外众多学者的兴趣^[10]。智能反射表面(IRS)由多个无源反射单元构成,本质上是一种超材料,可以通过软件编程对入射信号的相位、幅度以及极化等参数进行调整^[11-12],智能地构建收发机之间的无线传播环境,从而提高接收信号质量。同时IRS便于大规模部署,可以应用于室内智能家居、室外建筑物布置上,起到中继的作用^[13-14]。部分学者则关注IRS材料器件特性对通信中继性能的影响,如文献^[15]研究了相位估计误差与信道模型建立的关系问题。IRS成为未来无线通信一个很有前途的解决方案。

当IRS位于发射端的近场时,可以利用IRS上每个反射单元的开/关来形成不同的信道传播状态,再利用这些信道传播状态的索引号实现高频谱效率的数字调制^[16]。与传统MIMO系统中的SM相比,IRS中信道传播状态的引入进一步提升了空间维度^[17]。

为了同时利用SM和近场IRS调制技术的优点,文献^[18]提出了将SM和广义SM(GSM)与近场IRS调制技术相结合的传输方案。此外,Yildirim等将正交SM(QSM)^[19]引入近场IRS调制技术,提出

了正交信道调制(QCM)方案^[20],使QCM性能得到显著提高。文献^[21]引入了一种不需要接收端信道估计的差分IRS调制技术方案。在文献^[22]中,Basar讨论了近场IRS调制技术的解决方案和未来的研究方向。

发射分集可以有效地对抗无线通信中的信道衰落^[23]。为了在近场IRS调制中实现发射分集,学者们将空时传输思想引入到近场IRS调制中。文献^[24]采用空时信道调制(STCM)将Alamouti码字与近场IRS调制相结合,提出了3种新的STCM方案,并证明了它们的分集增益。文献^[25]利用Hurwitz-Radon矩阵来构建IRS调制技术中的信号矩阵,仅用一个射频链就能实现发射分集增益。文献^[26]中,学者们引入了2种坐标交织正交设计的近场IRS调制(CIOD-IRS)方案。然而,以上几种近场IRS调制方案的频谱效率仍然不高,例如,ST-IRS的频谱效率受限于Hurwitz-Radon矩阵的数目,CIOD-IRS方案也未能有效利用所有的空间资源。

由以上背景可知,STC码字设计与信道传播状态激活机制的结合是设计高速率IRS调制方案的关键,本文提出了3种基于堆叠SSB(SSSB)码字的近场智能反射面(SSSB-IRS)调制方案。首先,利用SSSB编码基矩阵设计了3种具有不同天线激活方式的SM矩阵,该矩阵灵活适用于任意偶数发射天线数量的系统并且可以达到较高的频谱效率;然后针对不同SM矩阵的特点,设计了一种基于IRS的信道传播状态激活方法;接着分析了所提出的SSSB-IRS方案的发射分集和理论误码率,并推导出最大似然(ML)译码方法;最后,给出了SSSB-IRS的蒙特卡罗仿真结果和理论误码率曲线,证明了该方案的优越性。本文工作可以为实际系统的开发及应用提供理论依据,同时方案的堆叠思想、索引概念均可用于一般发射机编码中。

1 系统模型

文献^[27-29]在综合考虑IRS的电磁特性和硬件设计因素后,给出了IRS在通信系统中的线性信

道模型,考虑到近场 IRS 技术的应用场景,假设一个 $N_t \times N_r$ 的 MIMO 系统,收发端之间的无线信道服从准静态平坦瑞利衰落,位于发射端近场的智能反射面由 $N_t \times N_{ru}$ 个反射单元构成。参考文献[24]和[25],本文假设反射单元具有理想的器件特性,所有反射单元分为 N_t 组,每组分别对应 1 根发射天线,其中每组由 N_{ru} 个反射单元构成。假定 IRS 信道信息未知,因而不给每个反射单元进行相位的设置,仅有开启/关闭两种状态,这样每个发射天线协同每组的 N_{ru} 个反射单元就能形成 $2^{N_{ru}}$ 种信道传播状态。假设近场 IRS 调制中的发射信号是从 2 个时隙发出的,则接收端 $N_r \times 2$ 维接收信号 $\mathbf{Y}$ 可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}$ 为 $2^{N_{ru}} N_t \times 2$ 维发射信号矩阵; $\mathbf{H}$ 为 $N_r \times 2^{N_{ru}} N_t$ 维信道矩阵; $\mathbf{N}$ 为 $N_r \times 2$ 维噪声矩阵,其元素分别服从复高斯分布 $CN(0,1)$ 和 $CN(0,N_0)$,其中 N_0 表示噪声方差,信道矩阵在相邻的 2 个时隙内保持不变。

与传统 MIMO 系统相比,近场 IRS 调制系统通过对反射单元的开/关进行控制,从而利用信道传播状态的索引号提高了空间维度。图 1 给出了所提出 SSSB-IRS 调制方案的模型,设计 SSSB-IRS 调制方案的思路为:首先设计具有不同天线激活方式、维度为 $N_t \times 2$ 的 SM 矩阵 $\mathbf{X}_{SSB}$,然后根据 SM 矩阵的特点引入反射单元带来的信道传播状态激活方式,最终得到 SSSB-IRS 信号传输矩阵 $\mathbf{X}_{SSB-IRS}$ 。

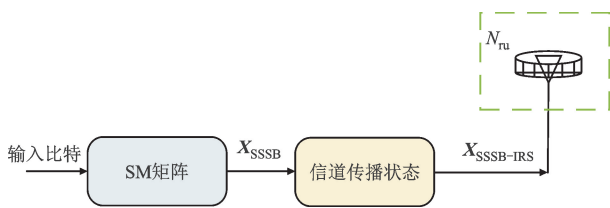


图 1 SSSB-IRS 调制系统模型

Fig. 1 SSSB-IRS system model

2 提出的 SSSB-IRS 调制方案

2.1 堆叠 SSB 结构

采用 Sezginer、Sari 和 Biglieri (SSB) 提出的 2×2 维 SSB 码字^[30]作为基础码字,由下式给出

$$\mathbf{S}_{SSB} = \begin{bmatrix} as_1 + bs_3 & -cs_2^* - ds_4^* \\ as_2 + bs_4 & cs_1^* + ds_3^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $a=c=1, b=[(1-\sqrt{7})+j(1+\sqrt{7})]/4, d=-$

$-jb$ 。对于具有 N_t 个(N_t 为偶数)发射天线的 MIMO 系统,首先将 $n=N_t/2$ 个式(2)中的 SSB 码字块堆叠起来构造如下 $N_t \times 2$ 维 SM 矩阵

$$\mathbf{X}_{SSB}(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_{N_t}) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) \\ \mathbf{S}_2(\mathbf{c}_3, \mathbf{c}_4) \\ \vdots \\ \mathbf{S}_n(\mathbf{c}_{2n-1}, \mathbf{c}_{2n}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} as_1 + bs_3 & -cs_2^* - ds_4^* \\ as_2 + bs_4 & cs_1^* + ds_3^* \\ as_5 + bs_7 & -cs_6^* - ds_8^* \\ as_6 + bs_8 & cs_5^* + ds_7^* \\ \vdots & \vdots \\ as_{2N_t-3} + bs_{2N_t-1} & -cs_{4n-2}^* - ds_{4n}^* \\ as_{2N_t-2} + bs_{2N_t} & cs_{4n-3}^* + ds_{4n-1}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{S}_n(\mathbf{c}_{2n-1}, \mathbf{c}_{2n})$ 为第 n 个 SSB 码字,其主对角线和反对角线上的符号对分别为 $\mathbf{c}_{2n-1} = [s_{4n-3}, s_{4n-1}]$ 和 $\mathbf{c}_{2n} = [s_{4n-2}, s_{4n}]$ 。

根据式(3)定义的 SSSB 码字,假设每个时隙从所有的 N_t 根发射天线中有 N_a 根发射天线同时被激活且 $N_a \leq N_t$,则 N_t 个符号对中就有 N_a 对被激活,定义在 1 个时隙内激活天线的所有可能组合为

$$\Psi \triangleq \{\mathbf{k}^p = [k_1, k_2, \dots, k_{N_a}]\}_{p=1}^P \quad (4)$$

式中: $P=f(N_t, N_a)$ 为合法组合的个数; $\mathbf{k}^p$ 是由 N_a 根激活天线索引构成的向量。定义函数 $f(u, v) = \left[\binom{u}{v} \right]_{2'}$, $\binom{u}{v}$ 表示从 u 个元素中选取 v 个的组合数, $[\cdot]_{2'}$ 表示向下取最大的 2 的整数次幂。例如,当 $N_t=4$ 且 $N_a=2$ 时,存在 $P=4$ 种激活模式,即 $\Psi = \{[1, 2], [1, 3], [1, 4], [2, 3]\}$ 。

同时,式(2)中的 SSB 码字可以表示为星座调制符号和其对应基矩阵的线性组合,如下式

$$\mathbf{S}_{SSB} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_1^* \end{bmatrix} \mathbf{A}_1 + \begin{bmatrix} s_3 & 0 \\ 0 & s_3^* \end{bmatrix} \mathbf{A}_2 + \begin{bmatrix} 0 & s_2^* \\ s_2 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{B}_1 + \begin{bmatrix} 0 & s_4^* \\ s_4 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{B}_2 \quad (5)$$

式中:基矩阵定义为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix}; \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & -c \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & -d \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

2.2 SSSB-IRS 调制方案

基于上述 SSSB 码,首先设计具有不同形式的

SM 矩阵,该矩阵决定了被激活的天线以及所传输的符号数。图 2 给出了 SSSB-IRS 调制方案的系统框图。如图所示,在 2 个时隙内输入的比特数 m 被分为 4 个部分:第 1 部分 m_1 个比特用于星座符号调

制;第 2 部分 $m_2 = \text{lb}f(N_t, N_a)$ 个比特用于从 N_t 根发射天线中选择 N_a 根进行激活;第 3 部分 m_3 个比特用于对基矩阵 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$ 的选择;第 4 部分 m_4 个比特用于信道传播状态的激活。

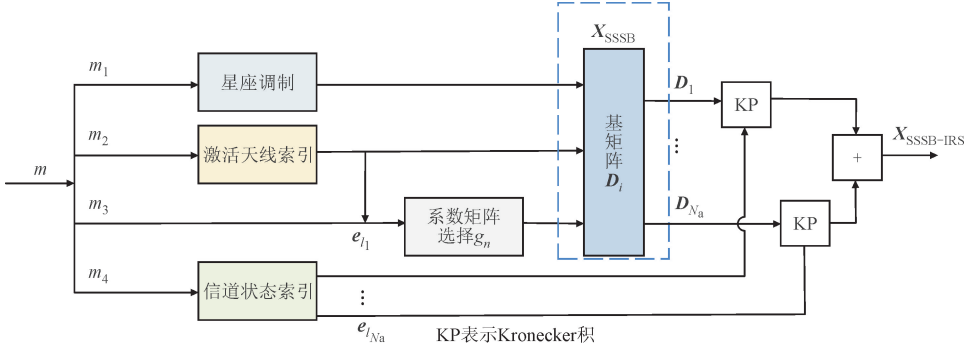


图 2 SSSB-IRS 调制技术系统发射信号矩阵生成框图

Fig. 2 Transmitter structure of the SSSB-IRS schemes (where KP denotes Kronecker product)

在本文提出的 SSSB-IRS 调制方案中, $2^{N_{ru}} N_t \times 2$ 维发射信号矩阵按照下式生成

$$\mathbf{X}_{\text{SSSB-IRS}} = \sum_{i=1}^{N_a} \mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{e}_{l_i}$ 是维度为 $2^{N_{ru}} \times 2^{N_{ru}}$ 的单位矩阵 $\mathbf{I}_{2^{N_{ru}}}$ 的第 l_i 列,而 l_i 为对应的信道传播状态激活索引; $\otimes$ 是克罗内克积; $\mathbf{D}_i (i=1, 2, \dots, N_a)$ 是式(3)中 SSSB 码中第 i 根激活天线所对应的 $N_t \times 2$ 维基矩阵,定义为

$$\mathbf{D}_i = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(k_i-1) \times 2} \\ \sum_{n=1}^2 g_n \begin{bmatrix} s_n & 0 \\ 0 & s_n^* \end{bmatrix} \mathbf{A}_n \\ \mathbf{0}_{(N_t-k_i-1) \times 2} \end{bmatrix}, & \text{若 } k_i \text{ 是奇数} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(k_i-2) \times 2} \\ \sum_{n=1}^2 g_n \begin{bmatrix} 0 & s_n^* \\ s_n & 0 \end{bmatrix} \mathbf{B}_n \\ \mathbf{0}_{(N_t-k_i) \times 2} \end{bmatrix}, & \text{若 } k_i \text{ 是偶数} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{0}_{\alpha \times \beta}$ 表示 $\alpha \times \beta$ 维零矩阵;系数 $g_n = 0$ 或 $1 (n=1, 2)$, 方案不同系数 g_n 的选择也不同。

SM 矩阵 $\mathbf{X}_{\text{SSSB}}$ 是基矩阵 $\mathbf{D}_i (i=1, 2, \dots, N_a)$ 的线性组合,不同形式的 $\mathbf{D}_i$ 将会得到不同形式的 SM 矩阵,由此得到的频谱效率也不同。以下通过灵活选择系数 g_n 和基矩阵 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$, 构建 3 种设计基矩阵 $\mathbf{D}_i$ 的方案,最终可生成 3 种不同形式的 SM 矩阵 $\mathbf{X}_{\text{SSSB}}$, 从而得到最终的 SSSB-IRS 调制信号 $\mathbf{X}_{\text{SSSB-IRS}}$ 。由于采用了不同的激活方式,3 种方案中比特数 m_1 和 m_3 的输入值均不相同。

2.2.1 SSSB-IRS I 方案

方案 I 直接使用式(3)中的 SSSB 码字作为 SM 矩阵,其中每个时隙选择同时激活 N_a 根天线,这样可以传输 $2N_a$ 个调制符号,即 $m_1 = 2N_a \text{lb}M$ 。相应地,在基矩阵 $\mathbf{D}_i$ 中 $g_1 = g_2 = 1$, 并且不需要选择基矩阵 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$, 因此 $m_3 = 0$ 。综上,方案 I 的 SM 矩阵 $\mathbf{X}_{\text{SSSB}}$ 中所传输的比特数可以表示为

$$B_1 = m_1 + m_2 = 2N_a \text{lb}M + \text{lb}f(N_t, N_a) \quad (9)$$

2.2.2 SSSB-IRS II 方案

方案 II 通过选择式(6)中 SSB 码字的基矩阵来携带额外的符号。如式(8)所示,每个 SSB 码字的正对角线和反对角线元素的基矩阵分别为 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$, 其中 $g_n = 1$ 表示 $\mathbf{A}_n (\mathbf{B}_n)$ 激活, $g_n = 0$ 表示 $\mathbf{A}_n (\mathbf{B}_n)$ 静默。

与方案 I 不同,方案 II 中的每根激活天线上只传输一个符号,因此 N_a 根激活天线对应传输 N_a 个调制符号,所以 $m_1 = N_a \text{lb}M$ 。由于分别为正对角线和反对角线元素选择基矩阵,所以对于每根激活天线,都要额外使用 1 个比特进行基矩阵的选择,即 $m_3 = N_a$ 。综上,方案 II 中 $\mathbf{D}_i$ 线性组合得到的 SM 矩阵 $\mathbf{X}_{\text{SSSB}}$ 所传输的比特数可以表示为

$$B_2 = m_1 + m_2 + m_3 = N_a \text{lb}M + \text{lb}f(N_t, N_a) + N_a \quad (10)$$

2.2.3 SSSB-IRS III 方案

方案 III 将方案 I 和方案 II 巧妙地结合,每个时隙激活 N_a 根天线,其中 N_m 根天线根据方案 II 传输,其余的 $(N_a - N_m)$ 根天线根据方案 I 传输,那么共有 $Q = f(N_a, N_m)$ 种从 N_a 根激活天线中选择 N_m 根的组合方式。因此,方案 III 的发射天线矩阵传输

的比特数可以表示为

$$B_3 = m_2 + \underbrace{\text{lb}Q + N_m(\text{lb}M + 1)}_{\text{方案 II}} + \underbrace{2(N_a - N_m)\text{lb}M}_{\text{方案 I}} \quad (11)$$

上述 3 种方案基于 SSSB 码字结构提出了不同形式的 SM 矩阵 $\mathbf{X}_{\text{SSSB}}$ 构造方法,可以直接应用于近场 IRS 调制系统,进一步扩大了空间维度。由于近场 IRS 调制系统中每根发射天线都对应了智能反射面上 N_{ru} 个反射单元,反射单元的开/关状态使得每根发射天线可形成 $2^{N_{\text{ru}}}$ 种不同的信道传播状态。对于这 3 种方案,在每一根激活的天线上采用相同的信道传播状态激活方式,最终传输的信号矩阵 $\mathbf{X}_{\text{SSSB-IRS}}$ 可由式(7)生成。根据式(7),由于每根激活天线都会进行 1 次信道传播状态激活,传输的比特数为 $m_4 = N_a N_{\text{ru}}$,激活的信道传播状态索引则表示为 $\mathbf{l} = [l_1, l_2, \dots, l_{N_a}]$ 。

2.3 SSSB-IRS 调制技术方案的 ML 译码

将式(7)中的 SSSB-IRS 信号 $\mathbf{X}_{\text{SSSB-IRS}}$ 代入式(1),并对其两侧进行 $\text{vec}(\cdot)$ 操作,得到等效信号传输模型为

$$\text{vec}(\mathbf{Y}) = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{s} + \text{vec}(\mathbf{N}) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{s}$ 为 $2N_a \times 1$ 维符号向量; $\text{vec}(\cdot)$ 表示将矩阵拉直为向量的运算; $\bar{\mathbf{H}}$ 为等效信道矩阵,由下式给出

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{0}_{N_r \times 2} \\ \mathbf{0}_{N_r \times 2} & \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{H}_1 = [\mathbf{H}_{(:, \Phi(k_1, l_1))} \quad \mathbf{H}_{(:, \Phi(k_2, l_2))}] \quad (14)$$

$$\mathbf{H}_2 = [\mathbf{H}_{(:, \Gamma(k_1, l_1))} \quad \mathbf{H}_{(:, \Gamma(k_2, l_2))}] \quad (15)$$

式中: $\mathbf{H}_{(:, \Phi(k_i, l_i))}$ 和 $\mathbf{H}_{(:, \Gamma(k_i, l_i))}$ 分别为 $\mathbf{H}$ 的第 $\Phi(k_i, l_i)$ 列和第 $\Gamma(k_i, l_i)$ 列。由于激活天线索引 k_i 的奇偶性影响等效信道取值,因此 $\Phi(k_i, l_i)$ 和 $\Gamma(k_i, l_i)$ 分别定义为

$$\Phi(k_i, l_i) = (k_i - 1)2^{N_{\text{ru}}} + l_i, i = 1, 2 \quad (16)$$

$$\Gamma(k_i, l_i) = \begin{cases} 2^{N_{\text{ru}}} k_i + l_i, & \text{若 } k_i \text{ 是奇数} \\ 2^{N_{\text{ru}}} (k_i - 2) + l_i, & \text{若 } k_i \text{ 是偶数} \end{cases} \quad (17)$$

综上,SSSB-IRS 系统的 ML 译码可表示为

$$(\hat{\mathbf{k}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{s}}) = \arg \min_{(\mathbf{k}, \mathbf{l}, \mathbf{s})} \|\text{vec}(\mathbf{Y}) - \bar{\mathbf{H}}\mathbf{s}\|^2 \quad (18)$$

3 性能分析

3.1 频谱效率分析

在方案 I、方案 II 和方案 III 中,由于每根激活天线采用相同的信道传播状态激活模式,信道状态激

活过程中传输的信息比特数是 $N_a N_{\text{ru}}$,因此 3 种 SSSB-IRS 调制技术方案的频谱效率可以表示为

$$\eta_{\text{SSSB-IRS I}} = \frac{1}{2} (B_1 + N_a N_{\text{ru}}) \quad (19)$$

$$\eta_{\text{SSSB-IRS II}} = \frac{1}{2} (B_2 + N_a N_{\text{ru}}) \quad (20)$$

$$\eta_{\text{SSSB-IRS III}} = \frac{1}{2} (B_3 + N_a N_{\text{ru}}) \quad (21)$$

图 3 给出了频谱效率随每组反射单元的数量 N_{ru} 变化的情况,其中 $M=4$ 。从图中可以看出,无论 $N_t=2$ 还是 $N_t=4$,SSSB-IRS 传输方案的频谱效率均明显高于其他传输方案的频谱效率。与 CIOD-IRS 方案对比,随着每组反射单元数量 N_{ru} 的增大,本文所提出传输方案的频谱效率优势更加明显,这是因为 SSSB-IRS 方案对空间资源的利用更加充分,且可以多次激活信道状态。

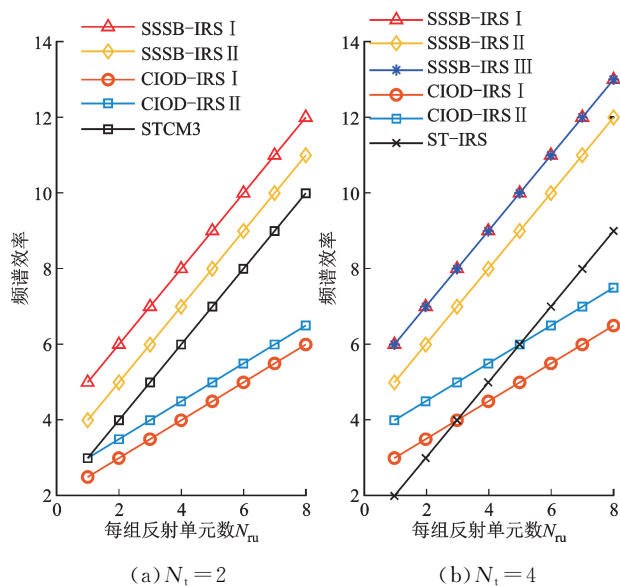


图 3 SSSB-IRS 方案与 CIOD-IRS 方案的频谱效率对比
Fig. 3 The spectral efficiency comparison among SSSB-IRS schemes and CIOD-IRS schemes

3.2 发射分集证明

发射分集是指任意 2 个不同发射矩阵之间的最小编码增益距离 (CGD),本小节将证明所提出的 SSSB-IRS 方案具有二阶发射分集。

考虑 2 个不同的 SSSB-IRS 发射信号矩阵 $\mathbf{X}$ 和 $\hat{\mathbf{X}}$,其中 $\mathbf{X}$ 为传输矩阵, $\hat{\mathbf{X}}$ 为错误译码结果,定义 2 个传输信号矩阵的最小编码增益距离为

$$\delta_{\min}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \triangleq \min_{\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}} \det(\Delta \mathbf{X}^H \Delta \mathbf{X}) \quad (22)$$

为了保证二阶传输分集,需证明 $\det(\Delta \mathbf{X}^H \Delta \mathbf{X}) > 0$,即 $\text{rank}(\Delta \mathbf{X}) = 2$,其中 $\Delta \mathbf{X} = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}$ 表示 $\mathbf{X}$ 和 $\hat{\mathbf{X}}$ 的差值。 $\mathbf{X}$ 中的天线激活索引为 $\mathbf{k} = [k_1, k_2, \dots,$

$k_{N_a}]$, 对应信道传播状态激活索引为 $\mathbf{l}=[l_1, l_2, \dots, l_{N_a}]$, $\hat{\mathbf{X}}$ 中的天线激活索引为 $\hat{\mathbf{k}}=[\hat{k}_1, \hat{k}_2, \dots, \hat{k}_{N_a}]$, 对应信道传播状态激活索引为 $\hat{\mathbf{l}}=[\hat{l}_1, \hat{l}_2, \dots, \hat{l}_{N_a}]$ 。若要证明 SSSB-IRS 系统可以获得二阶发射分集, 也就相当于要证明所有不同传输信号矩阵间的最小编码增益距离均大于 0。

根据式(7), $\Delta\mathbf{X}$ 可以表示为

$$\Delta\mathbf{X} = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} = \sum_{i=1}^{N_a} \mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \sum_{i=1}^{N_a} \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i} = \sum_{i=1}^{N_a} \mathbf{Z}_i \quad (23)$$

式中: $\mathbf{Z}_i = \mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i}$ 是 $\Delta\mathbf{X}$ 的第 i 部分, 有如下 4 种情况

$$\mathbf{Z}_i = \begin{cases} \mathbf{D}_i \otimes \Delta\mathbf{e}_{l_i}, & \text{当 } \mathbf{D}_i = \hat{\mathbf{D}}_i \text{ 且 } \mathbf{e}_{l_i} \neq \hat{\mathbf{e}}_{l_i} \\ \mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i}, & \text{当 } \mathbf{D}_i \neq \hat{\mathbf{D}}_i \text{ 且 } \mathbf{e}_{l_i} \neq \hat{\mathbf{e}}_{l_i} \\ \Delta\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i}, & \text{当 } \mathbf{D}_i \neq \hat{\mathbf{D}}_i \text{ 且 } \mathbf{e}_{l_i} = \hat{\mathbf{e}}_{l_i} \\ 0, & \text{当 } \mathbf{D}_i = \hat{\mathbf{D}}_i \text{ 且 } \mathbf{e}_{l_i} = \hat{\mathbf{e}}_{l_i} \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\Delta\mathbf{e}_{l_i} = \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{e}}_{l_i}$ 。

关于 $\Delta\mathbf{X}$ 秩的讨论可分为以下 3 种情况:

情况 1: $\mathbf{l} = \hat{\mathbf{l}}$ 。在这种情况下 $\mathbf{Z}_i \in \{0, \Delta\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i}\}$, 则至少存在 1 个 $\mathbf{Z}_i$ 等于 $\Delta\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i}$, $\Delta\mathbf{D}_i = \mathbf{D}_i - \hat{\mathbf{D}}_i$ 为 $\mathbf{D}_i$ 与 $\hat{\mathbf{D}}_i$ 的差, 因此 $\Delta\mathbf{X}$ 中必定会含有下面 3 种结构

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \vdots \\ [\backslash] \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \vdots \\ [/] \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \vdots \\ [\times] \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

其中矩阵中的直线表示非零元素。

不难看出前 2 种结构的 $\Delta\mathbf{X}$ 必有 $\text{rank}(\Delta\mathbf{X}) = 2$, 而第 3 种是 SSB 码字结构, 也存在 $\text{rank}(\Delta\mathbf{X}) = 2$ 。

情况 2: $\mathbf{l} \neq \hat{\mathbf{l}}$, $\mathbf{D}_i = \hat{\mathbf{D}}_i$ 。在这种情况下 $\mathbf{Z}_i \in \{0, \mathbf{D}_i \otimes \Delta\mathbf{e}_{l_i}\}$, 并且由于 $\mathbf{l} \neq \hat{\mathbf{l}}$, 则至少存在一个 $\mathbf{Z}_i$ 等于 $\mathbf{D}_i \otimes \Delta\mathbf{e}_{l_i}$, 因此这种情况下的最小编码增益距离可以计算为

$$\min_{\Delta\mathbf{X}} \det(\Delta\mathbf{X}^H \Delta\mathbf{X}) = \det[(\mathbf{D}_i^H \mathbf{D}_i)((\Delta\mathbf{e}_{l_i})^H \Delta\mathbf{e}_{l_i})] \quad (25)$$

接下来计算 $(\mathbf{D}_i^H \mathbf{D}_i)$, 由 $\mathbf{D}_i$ 的定义式可知, 维度为 $N_t \times 2$ 的 $\mathbf{D}_i$ 的元素所在位置为正对角线(此时激活天线索引为奇数)和反对角线(此时激活天线索引为偶数), 所以 $\text{rank}(\mathbf{D}_i) = 2$, 而 $\det$

$[(\Delta\mathbf{e}_{l_i})^H \Delta\mathbf{e}_{l_i}] = ((\Delta\mathbf{e}_{l_i})^H \Delta\mathbf{e}_{l_i})^2 > 0$, 综上即可证明 $\min_{\Delta\mathbf{X}} \det(\Delta\mathbf{X}^H \Delta\mathbf{X}) > 0$ 。

情况 3: $\mathbf{l} \neq \hat{\mathbf{l}}$, $\mathbf{D}_i \neq \hat{\mathbf{D}}_i$ 。在这种情况下根据式(24)得到 $\mathbf{Z}_i \in \{0, \mathbf{D}_i \otimes \Delta\mathbf{e}_{l_i}, \mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i}, \Delta\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i}\}$, 则至少存在 1 个 $\mathbf{Z}_i$ 等于 $\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i}$, 此时最小编码增益距离可以计算为

$$\begin{aligned} \min_{\Delta\mathbf{X}} \det(\Delta\mathbf{X}^H \Delta\mathbf{X}) &= \det[(\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i})^H (\mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i})] = \\ &= \det[\mathbf{D}_i^H \mathbf{D}_i \otimes (\mathbf{e}_{l_i})^H \mathbf{e}_{l_i} + \hat{\mathbf{D}}_i^H \hat{\mathbf{D}}_i \otimes (\hat{\mathbf{e}}_{l_i})^H \hat{\mathbf{e}}_{l_i} - (\mathbf{e}_{l_i})^H \hat{\mathbf{e}}_{l_i} (\mathbf{D}_i^H \hat{\mathbf{D}}_i + \hat{\mathbf{D}}_i^H \mathbf{D}_i)] \end{aligned} \quad (26)$$

根据前面分析得知 $\mathbf{Z}_i = \mathbf{D}_i \otimes \mathbf{e}_{l_i} - \hat{\mathbf{D}}_i \otimes \hat{\mathbf{e}}_{l_i}$ 无论在 $\mathbf{e}_{l_i} = \hat{\mathbf{e}}_{l_i}$ 还是 $\mathbf{e}_{l_i} \neq \hat{\mathbf{e}}_{l_i}$ 下均含有第 1 种情况的 3 种结构, 所以肯定满足 $\text{rank}(\Delta\mathbf{X}) = 2$, 从而证明了所提出的 SSSB-IRS 方案在所有情况下都能实现二阶发射分集。

3.3 理论误码率分析

对于使用 ML 译码的 SSSB-IRS 方案, 可以给出其平均误比特率(ABEP)的上界为

$$P_b \leq \frac{1}{2^B B} \sum_{i=1}^{2^B} \sum_{j=1, j \neq i}^{2^B} d(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \quad (27)$$

式中: $\mathbf{X}$ 是发送信号矩阵而 $\hat{\mathbf{X}}$ 是被错误译码的矩阵; $\bar{B} = B_1 + N_a N_{ru}$, $\bar{B} = B_2 + N_a N_{ru}$ 和 $\bar{B} = B_3 + N_a N_{ru}$ 分别对应于方案 SSSB-IRS I、II、III 的传输信号 $\mathbf{X}$ 所携带的信息比特数; $d(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 是 $\mathbf{X}$ 和 $\hat{\mathbf{X}}$ 之间的错误比特数; $P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 是成对误差概率(PEP)。根据文献[25], PEP 值可以推导为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{n=1}^2 \left(1 + \frac{\lambda_n}{4N_0 \sin^2 \theta}\right)^{-N_r} d\theta \quad (28)$$

式中: N_0 为噪声方差; λ_1 和 λ_2 为 $(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$ 的 2 个非零特征值, 由此进一步证明了 SSSB-IRS 方案可以实现二阶发射分集。通过将式(28)代入式(27), 可得到 SSSB-IRS 系统的 ABEP。

4 仿真结果及分析

本节通过蒙特卡罗仿真结果来验证所提出的 SSSB-IRS 方案的误码率性能。误码率性能通常用误比特率随 E_b/N_0 变化的曲线进行评估, 其中 E_b 是每比特的平均传输能量。仿真中的信道是准静态平坦瑞利衰落信道, 采用 $N_r = 4$ 。

图 4 比较了 SSSB-IRS I、II 与 CIOD-IRS、STCM3、ST-IRS 方案在不同频谱效率下的误码率性能。在 $N_t = 2$ 和 $N_{ru} = 1$ 的情况下, 为了实现相同

的频谱效率 $4.5 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, CIOD-IRS I 方案使用 16QAM 调制,而 SSSB-IRS I 方案的 2 个天线上分别使用 QPSK 与 BPSK 调制,SSSB-IRS II 方案的 2 个天线上分别使用 QPSK 与 8QAM 调制,而 STCM3 方案使用 8QAM 达到 $4 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的频谱效率,这是因为 2 种 SSSB-IRS 方案具有比 CIOD-IRS 和 STCM3 方案更高的频谱效率。从图中可以看出, $4 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 下的 STCM3 方案与 $4.5 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 下的 SSSB-IRS 方案性能相近,而在误比特率达到 10^{-5} 时,SSSB-IRS I 和 II 方案比 CIOD-IRS I 方案提升了约 0.8 dB 的信噪比增益。在 $N_t=4$ 和 $N_{ru}=2$ 的情况下,CIOD-IRS II 方案采用 16QAM 的星座调制方式达到 $6.5 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的频谱效率,此时发射天线激活数为 2;SSSB-IRS I 方案采用 QPSK 与 BPSK 星座调制方式,SSSB-IRS II 方案采用 QPSK 与 8QAM 星座调制方式,在误比特率达到 10^{-5} 时,SSSB-IRS I 方案比 CIOD-IRS II 方案提升了约 4.3 dB 的信噪比增益,甚至好于频谱效率为 $3 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的 ST-IRS 传输方案,而 SSSB-IRS II 方案比 CIOD-IRS II 方案也提升了约 3 dB 的信噪比增益。图中同时也给出了 SSSB-IRS 的理论误比特率曲线,可以验证得到的仿真结果与理论误比特率基本一致。

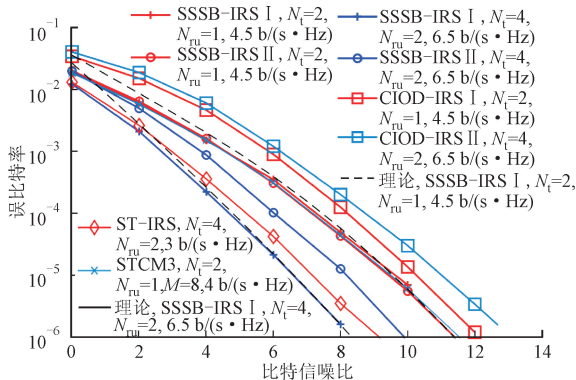


图 4 不同方案的误码率性能对比

Fig. 4 BER performance comparison for different schemes

图 5 比较了 3 种 SSSB-IRS 传输方案在频谱效率分别为 $7 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 和 $8 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 下的误码率性能。在 $N_t=4$ 和 $N_{ru}=2$ 的情况下,SSSB-IRS I 和 III 使用 QPSK 调制,而 SSSB-IRS II 方案使用 8QAM 调制,这是因为方案 I 和方案 III 可以在激活天线上传输 2 个符号,而方案 II 只能传输 1 个符号所以需要更高的调制阶数。从图中可以看出,在上述参数下误比特率达到 10^{-5} 时,SSSB-IRS III 比 II 方案提升了大约 2.2 dB 的信噪比增益。在 $8 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 频谱效率下,SSSB-IRS II 比 I 方案提升了大约 1.8 dB

的信噪比增益。

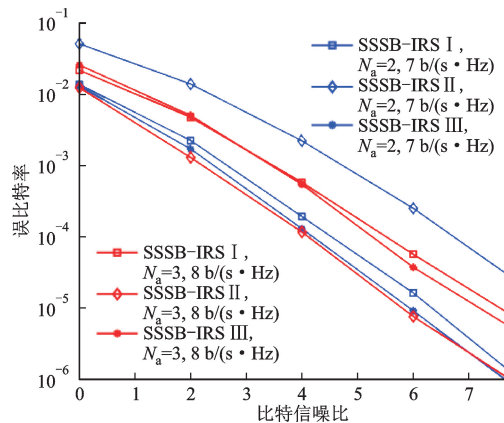


图 5 不同频谱效率下 SSSB-IRS I、II 和 III 方案误码率性能对比 ($N_t=4$)

Fig. 5 BER performance comparison for the SSSB-IRS I, II and III schemes of different spectral efficiency ($N_t=4$)

5 结束语

IM 技术和 IRS 技术都是未来无线通信技术的候选方案,本文将 IRS 技术和 IM 技术相结合提出了 3 种高速率 SSSB-IRS 方案,在堆叠 SSB 码字结构的基础上将灵活的编码方式与 IRS 调制相结合,实现了不同 SM 矩阵构造方式及高速率 IRS 传输方案。与现有的 IRS 调制方案相比,所提出的 SSSB-IRS 方案具有更高的频谱效率和更好的误码率性能,理论分析和计算机仿真结果验证了这一结论。本文基于等效基带原理及理想器件特性假设进行建模,而真实的通信传输过程涉及到射频信号的设计和电磁波频段选用等实际应用问题;此外,由于其他 IRS 硬件缺陷的影响,如频率/时间偏移、相位噪声等,其设计和可实现的性能仍有待进一步研究。作者将在本文方案模型的基础上加入上述因素进行后续研究。

参考文献:

- [1] 王兆瑞,刘亮,李航,等. 面向 6G 物联网的智能反射表面设计 [J]. 物联网学报, 2020, 4(2): 84-95.
WANG Zhaorui, LIU Liang, LI Hang, et al. Intelligent reflecting surface design for 6G-assisted Internet of things [J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(2): 84-95.
- [2] YOU Xiaohu, WANG Chengxiang, HUANG Jie, et al. Towards 6G wireless communication networks: vision,

- enabling technologies, and new paradigm shifts [J]. *Science China Information Sciences*, 2020, 64(1): 110301.
- [3] DAVID K, BERNDT H. 6G vision and requirements; is there any need for beyond 5G? [J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2018, 13(3): 72-80.
- [4] 赵亚军, 郁光辉, 徐汉青. 6G移动通信网络: 愿景、挑战与关键技术 [J]. *中国科学(信息科学)*, 2019, 49(8): 963-987.
- ZHAO Yajun, YU Guanghui, XU Hanqing. 6G mobile communication networks: vision, challenges, and key technologies [J]. *Scientia Sinica (Informationis)*, 2019, 49(8): 963-987.
- [5] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(7): 168-175.
- [6] BASAR E, WEN Miaowen, MESLEH R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks [J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 16693-16746.
- [7] 曹鑫, 王磊, 邵彦彰. 采用 Alamouti 码构造的正交空间调制及低复杂度解码算法 [J]. *西安交通大学学报*, 2019, 53(6): 69-76.
- CAO Xin, WANG Lei, SHAO Yanzhang. A decoding algorithm with quadrature spatial modulation and low-complexity using Alamouti code [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2019, 53(6): 69-76.
- [8] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [9] CUI Tiejun, QI Meiqing, WAN Xiang, et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials [J]. *Light: Science & Applications*, 2014, 10(3): e218.
- [10] CANBILEN A E, BASAR E, IKKI S S. Reconfigurable intelligent surface-assisted space shift keying [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(9): 1495-1499.
- [11] 姚建文, 王楠. 智能反射面: 大有前景的6G技术 [J]. *电信快报*, 2020(7): 8-13.
- YAO Jianwen, WANG Nan. Intelligent reflecting surface: a promising technique for 6G [J]. *Telecommunications Information*, 2020(7): 8-13.
- [12] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [13] 姚嘉铖, 许威, 黄永明, 等. 基于可重构智能表面的6G通信技术 [J]. *信号处理*, 2022, 38(8): 1555-1567.
- YAO Jiacheng, XU Wei, HUANG Yongming, et al. Techniques for reconfigurable intelligent surface-aided 6G communication network: an overview [J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(8): 1555-1567.
- [14] 朱政宇, 王梓珏, 徐金雷, 等. 智能反射面辅助的未来无线通信: 现状与展望 [J]. *航空学报*, 2022, 43(2): 198-212.
- ZHU Zhengyu, WANG Zixuan, XU Jinlei, et al. Future wireless communication assisted by intelligent reflecting surface: state of art and prospects [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2022, 43(2): 198-212.
- [15] BADIU M A, COON J P. Communication through a large reflecting surface with phase errors [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(2): 184-188.
- [16] LIN Shaoe, CHEN Fangjiong, WEN Miaowen, et al. Reconfigurable intelligent surface-aided quadrature reflection modulation for simultaneous passive beamforming and information transfer [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(3): 1469-1481.
- [17] KHANDANI A K. Media-based modulation: a new approach to wireless transmission [C]//2013 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 3050-3054.
- [18] NARESH Y, CHOCKALINGAM A. On media-based modulation using RF mirrors [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(6): 4967-4983.
- [19] MESLEH R, IKKI S S, AGGOUNE H M. Quadrature spatial modulation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(6): 2738-2742.
- [20] YILDIRIM I, BASAR E, ALTUNBAS I. Quadrature channel modulation [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2017, 6(6): 790-793.
- [21] NARESH Y, CHOCKALINGAM A. A low-complexity maximum-likelihood detector for differential media-based modulation [J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(10): 2158-2161.
- [22] BASAR E. Media-based modulation for future wireless systems: a tutorial [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(5): 160-166.
- [23] BAŞAR E, AYGÖLÜ U, PANAYIRCI E, et al. Space-time block coded spatial modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(3): 823-832.
- [24] BASAR E, ALTUNBAS I. Space-time channel modulation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*

- gy, 2017, 66(8): 7609-7614.
- [25] YIGIT Z, BASAR E. Space-time media-based modulation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(9): 2389-2398.
- [26] YILDIRIM I, BASAR E, ALTUNBAS I. Coordinate interleaved orthogonal design with media-based modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(3): 2867-2871.
- [27] 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.
- [28] WU Qingqing, ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [29] WU Qingqing, ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [30] SEZGINER S, SARI H, BIGLIERI E. On high-rate full-diversity 2×2 space-time codes with low-complexity optimum detection [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(5): 1532-1541.

(编辑 刘杨 李慧敏)