

IRS 辅助大规模 MIMO 系统中抑制残余硬件损伤的 AQBFO 无源波束赋形方案

彭坤, 梁彦, 李飞

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

摘要: 由通信收发机硬件非理想特性导致的残余硬件损伤在智能反射面 (Intelligent reflecting surface, IRS) 辅助的大规模多输入多输出 (Multiple-input multiple-output, MIMO) 系统中难以避免, 并且会严重降低上行用户的可达和速率。针对这一问题, 本文提出了一种基于自适应量子菌群觅食优化 (Adaptive quantum bacterial foraging optimization, AQBFO) 算法的无源波束赋形方案, 用于抑制残余硬件损伤对系统性能的影响。首先, 基于统计信道状态信息 (Channel state information, CSI) 推导出系统上行可达和速率的近似解析表达式。然后, 以最大化和速率为目标, 基于 AQBFO 算法对无源波束赋形进行优化。仿真结果验证了在 IRS 辅助大规模 MIMO 系统中, 基于 AQBFO 算法的无源波束赋形方案能够有效抑制残余硬件损伤的影响, 并显著提升系统的上行遍历和速率。

关键词: 大规模多输入多输出; 智能反射面; 残余硬件损伤; 统计信道状态信息; 自适应量子菌群觅食优化

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

AQBFO-Based Passive Beamforming Scheme for Intelligent Reflecting Surface-Aided Massive MIMO Systems with Residual Hardware Impairments

PENG Kun, LIANG Yan, LI Fei

(School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: The residual hardware impairments (HWIs) caused by the non-ideal characteristics of the transceiver hardware is unavoidable in the intelligent reflecting surface (IRS) assisted massive multiple-input multiple-output (MIMO) system, which seriously affects the uplink achievable rate. To solve this problem, a passive beamforming scheme based on the adaptive quantum bacterial foraging optimization (AQBFO) algorithm is proposed to suppress the negative impact of HWIs on the system performance. Firstly, an approximate analytical expression of the uplink achievable rate is derived based on statistical channel state information (CSI). Then, the passive beamforming optimization scheme based on AQBFO algorithm is carried out to maximize the sum rate. Simulation results show that in IRS-assisted massive MIMO system, the passive beamforming scheme based on AQBFO algorithm can effectively suppress the influence of residual HWIS and significantly improve the uplink ergodic sum rate.

基金项目: 国家自然科学基金(61871238)。

收稿日期: 2023-03-01; 修订日期: 2023-06-25

Key words: massive multiple-input multiple-output (MIMO); intelligent reflecting surface (IRS); residual hardware impairments; statistical channel state information (CSI); adaptive quantum bacterial foraging optimization (AQBFO)

引 言

大规模多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)技术是当前和未来通信系统提供极高网络吞吐量的关键技术^[1]。在大规模MIMO系统中,基站(Base station, BS)需要部署数百根天线,这将导致硬件成本过高和能源消耗巨大的问题。近年来,在提高系统能量效率方面极具优势的智能反射面(Intelligent reflecting surface, IRS)技术引起了学术界和工业界的广泛关注^[2]。IRS由大量无源反射单元阵列组成,通过协调反射单元的相位变化,可以实时重新配置无线传播信道^[3]。相对于传统的中继,IRS不需要使用射频链,具有低成本、低能耗的优势。此外,IRS是由电磁超材料制成的低成本器件,易于部署^[4-5],因此,IRS辅助通信可有效解决传统大规模MIMO系统部署所面临的高成本、高能耗问题。

为了显著提升系统容量,需要根据移动用户位置以及信道状态信息(Channel state information, CSI)准确地调整反射信号的相位,即实现无源波束赋形。对于IRS辅助通信系统的无源波束赋形问题,目前已有一些相关研究^[6-9]。文献[6]通过联合优化主动传输波束赋形和无源反射相移,研究了加权和保密速率最大化问题。文献[7-8]分别考虑了IRS辅助的单用户多输入单输出(Multiple-input single-output, MISO)和单用户MIMO系统的波束赋形设计问题。文献[9]以最小化单用户MIMO通信系统中的均方误差(Mean square error, MSE)为目标,联合优化传输预编码器、线性接收均衡器和IRS反射矩阵,针对相移优化非凸问题,提出了一种主体最小化算法。

上述研究均基于通信收发机具有理想硬件的假设。然而,在实际的通信系统中,收发机硬件存在不可避免的非理想特性,如放大器非线性、振荡器相位噪声、模数转换器量化误差、同相正交支路不平衡等^[10]。尤其对于大规模MIMO系统,为降低设备开销,倾向于采用一些低成本的射频元器件,因此存在更为严重的硬件损伤问题。虽然可以通过一些校准和补偿技术来减轻上述硬件损伤,但由于电子元器件固有的时变特性,收发机残余硬件损伤难以被完全消除。此外,与接收端的传统噪声不同,残余硬件损伤不仅会导致传输和接收信号的失真,其失真的功率也与无线收发机有用信号的功率相关,如果不加以处理,将导致严重的系统性能退化^[11-13]。文献[11]对一个具有不完美硬件的IRS辅助通信系统进行了研究,在不完美CSI前提下提出了IRS无源波束赋形优化的一般方法。文献[12]提出了IRS辅助通信系统在硬件损伤影响下的接收组合和发射机波束赋形方案,并给出了最大能量效率的解析上界和下界。文献[13]研究了收发机残余硬件损伤对IRS辅助大规模MIMO系统的影响并提出了基于遗传算法(Genetic algorithm, GA)的无源波束赋形优化方案,然而由于GA算法的精度有限,系统的性能受到了一定影响。

上述大部分文献基于对系统瞬时CSI的估计结果进行IRS的波束赋形设计。然而,IRS由于具有无源特性无法对信号加以处理。同时,IRS由大量反射单元构成,相关的级联信道数目非常多,这使得及时而准确地获取瞬时CSI极具挑战性,并且会导致大量的导频开销^[9]。为了平衡信道估计开销和系统性能之间的权衡,最近在IRS辅助通信系统的相关研究中有利用统计CSI实现IRS无源波束赋形的设计。文献[14]在相关瑞利信道模型下优化了长期IRS被动波束赋形,以最大限度地提高多IRS辅助单用户单输入单输出(Single-input single-output, SISO)系统的覆盖概率。结果表明,不同IRS元素之间的信道相关性可能有助于提高覆盖概率。文献[15]在瑞利信道模型下对下行单用户MISO系统的长

期有源和无源波束赋形进行联合设计。针对BS与用户间信道分别为莱斯衰落和瑞利衰落的场景,通过半正定松弛法(Semidefinite relaxation, SDR)对无源波束赋形进行优化,推导出了遍历容量的紧上界并将其最大化。文献[16]进一步考虑了共享信道的存在,并研究了相应的长期IRS无源波束赋形设计。为了最大化用户的遍历可达和速率,推导出了一个确定性的上界,并基于并行坐标下降算法进行优化。此外,文献[17-21]对IRS辅助单用户MIMO系统的长期主动和被动波束赋形进行了联合优化,以最大限度地提高其遍历容量。文献[17]假设所有信道都具有独立的莱斯衰落,并利用随机矩阵理论,推导出遍历容量的近似解,通过交替优化(Alternating optimization, AO)对无源波束赋形进行优化。文献[18]认为BS/IRS处具有紧密天线/单元间距,假设BS与用户信道和IRS相关链路分别为空间相关的瑞利和莱斯衰落,并通过杰森不等式推导出了遍历可达和速率的一个紧上界。在不假设任何关于信道模型先验知识的情况下,文献[19]中的长期主动和被动波束赋形仅基于所有信道的二阶矩进行了优化,并推导出了遍历速率的上限。长期的波束赋形设计也在干扰信道和物理层安全等系统设置下进行了研究。文献[20]利用遗传算法优化了SISO干扰信道的长期被动波束赋形设计,结果表明能够达到接近最优的性能。文献[21]利用IRS反射信道的统计CSI最大限度地提高了MIMO安全通信系统的遍历保密速率。利用随机矩阵理论推导了该问题的确定性近似,然后结合交替迭代和投影梯度上升方法进行求解。上述工作总结见表1。基于统计CSI的波束赋形设计旨在实现遍历速率、覆盖概率等长期性能,只需要信道的统计特性,如其分布、均值和二次矩等,其变化比瞬时CSI慢得多,在实际中更容易得到,这极大地节省了信道训练时间。因此,本文考虑利用统计CSI对IRS辅助的大规模MIMO通信系统进行无源波束赋形设计,在保证信道相干时间内设计有效性的同时,通过降低配置IRS的频率来有效减少信道估计开销、IRS反馈开销以及IRS控制器消耗的功率。

表1 统计CSI下无源波束赋形优化方案对比

Table 1 Comparison of passive beamforming optimization schemes with statistical CSI

系统设置	信道模型	优化问题	近似与优化方法
单用户 SISO	IRS 反射信道:空间相关的瑞利衰落 BS-user 信道:独立的瑞利衰落	覆盖范围的概率 最大化	确定性等效和投影梯度上升法 ^[14]
单用户 MISO	IRS 反射信道:莱斯衰落 BS-user 信道:瑞利/莱斯衰落		Jensen 不等式和 SDR ^[15]
	IRS 反射信道:莱斯衰落 BS-user 信道:瑞利衰落	遍历容量/速率 最大化	Jensen 不等式和平行坐标下降法 ^[16]
单用户 MIMO	所有信道:莱斯衰落 所有信道:独立但任意的信道		随机矩阵理论,复制方法和 AO ^[17] Jensen 不等式和 SDR ^[18] Jensen 不等式和 AO ^[19]
SISO 干扰信道	IRS 反射信道:莱斯衰落 BS-user 信道:被阻断	平均用户和速率 最大化	Jensen 不等式和遗传算法 ^[20]
安全单用户 MIMO	IRS 反射信道:莱斯衰落 BS-user 信道与窃听者信道:被阻断	遍历保密速率 最大化	随机矩阵理论和 AO 与投影梯度上升 方法 ^[21]

本文针对IRS辅助的大规模MIMO系统,提出了一种基于统计CSI的抑制残余硬件损伤影响的无源波束赋形方案。首先建立了在收发机残余硬件损伤影响下的IRS辅助大规模MIMO系统模型,然后基于莱斯衰落信道的统计特性和最大比合并技术,推导出了上行可达和速率的近似解析表达式。最后以最大化和速率为优化目标,基于自适应量子菌群觅食优化(Adaptive quantum bacterial foraging opti-

mization, AQBFO)算法设计了无源波束赋形优化方案。基于量子理论的AQBFO算法可以在迭代初期扩大解空间的搜索范围,在后期进行快速的收敛,加快寻优速度。相比于遗传算法,其收敛概率更高,收敛速度更快,得到的优化结果也更接近最优解。本文在设计IRS反射波束赋形的过程中充分考虑了残余硬件损伤的影响,通过AQBFO算法得到了相比于遗传算法精度更高的解,有效提高了系统的上行遍历可达和速率。仿真表明,当系统残余硬件损伤一致时,基于本文所提的AQBFO波束赋形优化方案可带来近乎30%的性能提升。

1 IRS辅助的上行大规模MIMO系统模型

如图1所示,考虑一个典型的IRS辅助多用户大规模MIMO通信系统上行传输过程,系统包含一个配备 M 根天线的BS、一个包含 N 个反射单元的IRS和 K 个单天线用户。IRS通过专用传输链路与BS相连,且其相移可以由BS控制。IRS的相移矩阵 $\Phi \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 可以表示为

$$\Phi = \text{diag}\{e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_n}, \dots, e^{j\theta_N}\} \quad (1)$$

式中: $\theta_n \in \left\{0, \frac{2\pi}{2^b}, 2 \times \frac{2\pi}{2^b}, \dots, (2^b - 1) \frac{2\pi}{2^b}\right\}$, $1 \leq n \leq N$ 表示IRS的第 n 个反射单元相位。运算符 $\text{diag}(a)$ 代表以列向量 a 生成一对角矩阵。

1.1 无线信道模型

考虑使用IRS提高盲点用户覆盖率的典型场景,其中地面通信链路被树木、建筑物等障碍物阻挡,导致BS和用户之间不存在直连信道。IRS的存在辅助创建了基站和IRS之间以及用户和IRS之间的信道,包含视距(Line of sight, LoS)传播路径以及一些散射路径主导的非视距(Non line of sight, NLoS)传播路径,符合莱斯衰落信道模型。用户到IRS之间的信道 $H_1 \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 可以表示为

$$H_1 = [h_1, h_2, \dots, h_k, \dots, h_K] \quad (2)$$

$$h_k = \sqrt{\alpha_k} \left(\sqrt{\frac{\epsilon_k}{\epsilon_k + 1}} \bar{h}_k + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_k + 1}} \tilde{h}_k \right) \quad (3)$$

式中: $\alpha_k = 10^{-3} d_k^{-2}$ 为用户 k 到IRS信道的大尺度路径损耗, d_k 为用户 k 到IRS的距离; ϵ_k 表示用户 k 到IRS信道的莱斯因子; $\bar{h}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示用户 k 到IRS信道的LoS分量, $\tilde{h}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示NLoS分量,其元素是独立同分布的复高斯随机变量,且服从 $\text{CN}(0, 1)$ 分布,即均值为0,实虚部统计独立且方差各为1/2的复高斯分布^[22]。

IRS到基站之间的信道 $H_2 \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示为

$$H_2 = \sqrt{\beta} \left(\sqrt{\frac{\delta}{\delta + 1}} \bar{H}_2 + \sqrt{\frac{1}{\delta + 1}} \tilde{H}_2 \right) \quad (4)$$

式中: $\beta = 10^{-3} d_0^{-2.5}$ 为IRS到BS信道的大尺度路径损耗, d_0 为IRS到BS的距离; δ 为IRS到BS信道的莱斯因子; $\bar{H}_2 \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示IRS到BS信道的LoS分量, $\tilde{H}_2 \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 表示NLoS分量,其元素是独立同分布的复高斯随机变量,且服从 $\text{CN}(0, 1)$ 分布。

假设BS天线和IRS反射单元是均匀正方形平面阵列。信道的LoS分量 \bar{h}_k 和 \bar{H}_2 可分别表示为

$$\bar{h}_k = a_N(\varphi_{kr}^a, \varphi_{kr}^e) \quad (5)$$

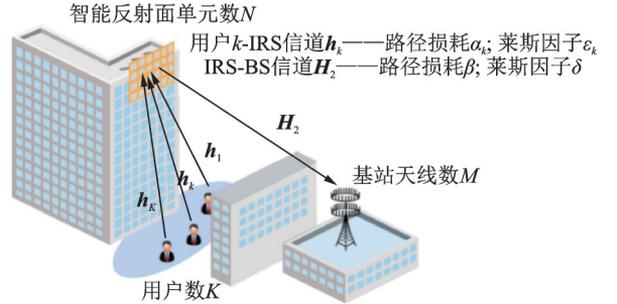


图1 IRS辅助的大规模MIMO通信系统上行传输示意图
Fig.1 IRS-aided uplink massive MIMO communication system

$$\bar{H}_2 = \mathbf{a}_M(\phi_{rb}^a, \phi_{rb}^e) \mathbf{a}_N^H(\varphi_{rb}^a, \varphi_{rb}^e) \quad (6)$$

式中: $\varphi_{kr}^a, \varphi_{kr}^e$ 分别为用户 k 到 IRS 到达角 (Angle of arrival, AoA) 的方位角和俯仰角; ϕ_{rb}^a, ϕ_{rb}^e 分别为 IRS 到 BS 离开角 (Angle of departure, AoD) 的方位角和俯仰角; $\varphi_{rb}^a, \varphi_{rb}^e$ 分别为 IRS 到 BS AoA 的水平角和仰角。 $\bar{\mathbf{h}}_k$ 和 \bar{H}_2 可以认为在较长时间尺度内保持不变,其阵列响应向量 $\mathbf{a}_N(\varphi^a, \varphi^e)$ 和 $\mathbf{a}_M(\phi^a, \phi^e)$ 可以分别表示为

$$\mathbf{a}_N(\varphi^a, \varphi^e) = \left[1, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(m\sin\varphi^e\sin\varphi^a) + n\cos\varphi^e}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1)\sin\varphi^e\sin\varphi^a) + (\sqrt{N}-1)\cos\varphi^e} \right]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{a}_M(\phi^a, \phi^e) = \left[1, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(m\sin\phi^e\sin\phi^a) + n\cos\phi^e}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{M}-1)\sin\phi^e\sin\phi^a) + (\sqrt{M}-1)\cos\phi^e} \right]^T \quad (8)$$

式中: d 和 λ 分别为 BS 天线/IRS 反射单元的间距和信号波长, $0 \leq n \leq \sqrt{N} - 1, 0 \leq m \leq \sqrt{M} - 1$ 。

因此,BS 与用户间的信道可以表示为 $\mathbf{G} = \mathbf{H}_2 \Phi \mathbf{H}_1$, 其中 \mathbf{G} 的第 k 列定义为 $\mathbf{g}_k \triangleq \mathbf{H}_2 \Phi \mathbf{h}_k$ 。

1.2 上行可达速率分析

发射机残余硬件损伤包含功率放大器及数模转换器的非线性、功率放大器噪声和振荡器相位噪声产生的联合效应^[10], 用 $\mathbf{z}_t \in \mathbf{C}^{K \times 1}$ 表示, 其元素相互独立并服从 $\text{CN}(0, k_t p_k)$ 分布, 其中, k_t 用于衡量发射机上残余硬件损伤的严重程度。接收机残余硬件损伤包含模数转换器及自动增益控制的非线性和振荡器相位噪声产生的联合效应^[10], 用 $\mathbf{z}_r \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 表示, 其元素服从 $\text{CN}(0, k_r \sum_{i=1}^K \text{diag}\{\mathbf{y}_i^H \mathbf{y}_i^H\})$ 分布, 其中, k_r 用于衡量接收机上残余硬件损伤的严重程度。

因此,接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}(\mathbf{P}\mathbf{x} + \mathbf{z}_t) + \mathbf{z}_r + \mathbf{n} = \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_k (\sqrt{p_k} x_k + z_{t,k}) + \mathbf{z}_r + \mathbf{n} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{P} = \text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_i}, \dots, \sqrt{p_K})$ 代表各用户的发射功率, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_K]^T$ 代表用户的发送信号, 满足 $E\{|x_k|^2\} = 1$ 。加性高斯白噪声 $\mathbf{n} \in \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ 。

为了降低实现的复杂度,接收机采用最大比合并 (Maximal ratio combining, MRC) 方案。因此,BS 处接收到的用户 k 的信号可以表示为

$$r_k = \mathbf{g}_k^H \left(\sum_{i=1}^K \mathbf{g}_i (\sqrt{p_i} x_i + z_{t,i}) + \mathbf{z}_r + \mathbf{n} \right) = \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_k \sqrt{p_k} x_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_i \sqrt{p_i} x_i + \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_k^H \mathbf{g}_i z_{t,i} + \mathbf{g}_k^H \mathbf{z}_r + \mathbf{g}_k^H \mathbf{n} \quad (10)$$

记非负随机变量 X_i 和 Y_i 各自累积和为 $X = \sum_{i=1}^{l_1} X_i, Y = \sum_{j=1}^{l_2} Y_j$, 则有以下近似^[23]

$$E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{X}{Y} \right) \right\} \approx \log_2 \left(1 + \frac{E\{X\}}{E\{Y\}} \right) \quad (11)$$

式中运算符 $E\{\cdot\}$ 为求期望操作。

故第 k 个用户的上行链路遍历速率可以近似为

$$R_k \approx \log_2 \left(1 + \frac{p_k E_k^{\text{signal}}(\Phi)}{\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i E_{ki}^{\text{interf}}(\Phi) + E_{ki}^{\text{hwi}}(\Phi) + \sigma^2 E_k^{\text{noise}}(\Phi)} \right) \quad (12)$$

式中 $E_k^{\text{signal}}(\Phi), E_{ki}^{\text{interf}}(\Phi), E_{ki}^{\text{hwi}}(\Phi)$ 和 $E_k^{\text{noise}}(\Phi)$ 由式(13~17)分别给出

$$E_k^{\text{signal}}(\Phi) = E\left\{\|g_k\|^4\right\} = M^2 c_k^2 d_k^2 \delta^2 \epsilon_k^2 + 2Mc_k^2 d_k \delta \epsilon_k (2M + 2MN\delta + MN + MN\epsilon_k + N + N\epsilon_k + 2) + M^2 N^2 c_k^2 (2\delta^2 + \epsilon_k^2 + 2\delta\epsilon_k + 2\delta + 2\epsilon_k + 1) + (M^2 N + MN) c_k^2 (2\delta + 2\epsilon_k + 1) \quad (13)$$

$$E_{ki}^{\text{interf}}(\Phi) = E\left\{\left|g_k^H g_i\right|^2\right\} = M^2 c_k c_i d_k d_i \delta^2 \epsilon_k \epsilon_i + Mc_k c_i d_k \delta \epsilon_k (MN\delta + N\epsilon_i + N + 2M) + Mc_k c_i d_i \delta \epsilon_i (MN\delta + N\epsilon_k + N + 2M) + MN^2 c_k c_i [M\delta^2 + \delta(\epsilon_k + \epsilon_i + 2) + (\epsilon_k + 1)(\epsilon_i + 1)] + M^2 N c_k c_i (2\delta + \epsilon_k + \epsilon_i + 1) + 2M^2 c_k c_i \delta \epsilon_k \epsilon_i \text{Re}\{f_k^H(\Phi) f_i(\Phi) \bar{h}_k^H \bar{h}_i\} \quad (14)$$

$$E_{ki}^{\text{hwi}}(\Phi) = k_i \left[\sum_{i=1, i \neq k}^K p_i E_{ki}^{\text{interf}}(\Phi) + p_k E_k^{\text{signal}}(\Phi) \right] + (1 + k_i) k_r E \left\{ \sum_{i=1}^K p_i \sum_{m=1}^K |g_{km}|^2 |g_{im}|^2 \right\} \quad (15)$$

$$E_k^{\text{noise}}(\Phi) = E\left\{|g_k|^2\right\} = M [c_k d_k \delta \epsilon_k + N c_k (\delta + \epsilon_k + 1)] \quad (16)$$

式中:运算符 $\text{Re}\{\cdot\}$ 为取实部操作, $k_i \in (0, 1)$ 表示发射机失真噪声的归一化方差, $k_r \in (0, 1)$ 表示接收机失真噪声的归一化方差。 k_i 和 k_r 分别代表发射机和接收机残余硬件损伤的影响程度, 通过在优化目标中引入 k_i 和 k_r , 可以使 IRS 无源波束赋形的设计有效抑制残余硬件损伤对系统性能带来的不利影响。

式(16)的中间项 $|g_{km}|^2 |g_{im}|^2$ 化简后形式为

$$\begin{aligned} |g_{km}|^2 |g_{im}|^2 &= c_k^2 d_k^2 d_i^2 \delta^2 \epsilon_k^2 + 2Nc_k^2 (N\delta^2 + N\epsilon_k^2 + N + 1) + 4Nc_k^2 d_k \delta \epsilon_k (\delta + \epsilon_k + 1) + 4N^2 c_k^2 \delta \epsilon_k + Nc_k c_i + \\ &4(N^2 + N) c_k^2 (\delta + \epsilon_k) + N^2 (c_k c_i \delta) + Nc_k c_i (\epsilon_k + 1) [N(\delta + 1) + (N + 1)\epsilon_i] + c_k c_i \delta (N + \\ &d_k \epsilon_k) (d_i \delta \epsilon_i + N\delta + N\epsilon_i) + Nc_k c_i \delta [d_i (\epsilon_k^2 + \epsilon_i) + 2] + c_k c_i d_k d_i \delta \epsilon_k + \\ &c_k c_i [2\delta \epsilon_k \epsilon_i \text{Re}\{f_k^H(\Phi) f_i(\Phi) \bar{h}_k^H \bar{h}_i + 4d_k \delta \epsilon_k\}] \end{aligned} \quad (17)$$

式中: M 和 N 分别为基站天线数和 IRS 反射单元数; ϵ 和 δ 分别为用户到 IRS 及 IRS 到 BS 信道的莱斯因子, 另外为了表达式更简洁, 给出以下定义

$$c_k \triangleq \frac{\beta \alpha_k}{(\delta + 1)(\epsilon_k + 1)}, c_i \triangleq \frac{\beta \alpha_i}{(\delta + 1)(\epsilon_i + 1)}, f_k(\Phi) \triangleq a_N^H(\phi_{rb}^a, \phi_{rb}^e) \Phi \bar{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times 1},$$

$$f_i(\Phi) \triangleq a_N^H(\phi_{rb}^a, \phi_{rb}^e) \Phi \bar{h}_i \in \mathbb{C}^{1 \times 1}, d_k \triangleq |f_k(\Phi)|^2, d_i \triangleq |f_i(\Phi)|^2$$

早期对 IRS 的研究大多采用了理想的 IRS 硬件模型, 以简化 IRS 信道估计和无源波束赋形的设计。虽然理想的相移/振幅连续可调的 IRS 反射模型便于优化, 并提供了有用的性能边界, 但由于构建高分辨率移相器/振幅控制器的实现成本高, 因此难以实现。因此, 采用离散和有限相移/振幅水平的 IRS 每个元件只需要少量控制位, 例如两级相移控制(0 或 π) 和/或两级振幅控制(反射或吸收)。与理想的连续反射相移/振幅模型相比, 量化后由于其组合性质, 使 IRS 信道估计和无源波束赋形设计大大复杂化。实际的通信系统中 IRS 相移/振幅离散的特性通常被认为是 IRS 硬件损伤的一种。理想情况下一般假设 IRS 具有连续相移, 即 IRS 的相移存在以下约束: $\theta_n \in (0, 2\pi)$ 。然而, 对于实际的 IRS 一般为 b 比特量化的离散相移, 即 $\theta_n \in \{0, 2\pi/2^b, 2 \times 2\pi/2^b, \dots, (2^b - 1) \times 2\pi/2^b\}, \forall n$ 。因此, 上行可达和速率的优化问题可以表述为

$$\begin{cases} \max_{\Phi} \sum_{k=1}^K R_k \\ \text{s.t. } \theta_n \in \left\{0, \frac{2\pi}{2^b}, 2 \times \frac{2\pi}{2^b}, \dots, (2^b - 1) \frac{2\pi}{2^b}\right\} \quad \forall n \end{cases} \quad (18)$$

2 抑制残余硬件损伤的无源波束赋形优化方案

为了解决上述优化问题, 本文提出了基于自适应量子菌群觅食优化算法的无源波束赋形优化方案。自适应量子菌群觅食优化算法是一种生物群智能优化算法, 它将量子智能计算思想和传统的群智

能优化算法相结合,具有量子计算的并行计算优势,相比于其他优化算法具有更高的收敛速度,且更容易搜索到全局最优解^[24]。本文将 IRS 反射单元相位以量子比特进行编码构成量子细菌的形式,并对量子细菌进行趋化、繁殖和驱散操作,获得该系统中无源波束赋形的最优解。

2.1 量子编码与量子旋转门

在量子计算中,一个量子位的状态可以表示为 $|0\rangle$ 和 $|1\rangle$ 的叠加 $|\psi\rangle = \nu|0\rangle + \mu|1\rangle$,其中 ν 和 μ 分别为 $|0\rangle$ 和 $|1\rangle$ 概率幅,且满足 $|\nu|^2 + |\mu|^2 = 1$,即量子态经测量后分别以 $|\nu|^2$ 与 $|\mu|^2$ 的概率坍塌到 $|0\rangle$ 和 $|1\rangle$ 。每个量子位都可以用一对复数 $(\nu, \mu)^T$ 表示。因此,一个具有 m 位量子比特的细菌可以表示为

$$\mathbf{q}_i = \begin{bmatrix} \nu_1 & \nu_2 & \cdots & \nu_m \\ \mu_1 & \mu_2 & \cdots & \mu_m \end{bmatrix} \quad (19)$$

将 S 个上述细菌组成的细菌种群表示为 $\mathbf{Q}(t)$, $\mathbf{Q}(t) = \{\mathbf{q}_1^t, \mathbf{q}_2^t, \cdots, \mathbf{q}_i^t, \cdots, \mathbf{q}_S^t\}$,其中 t 为进化代数, \mathbf{q}_i^t 为细菌 i 的量子态。 $\mathbf{Q}(t)$ 经测量后坍塌到经典态 $\mathbf{P}(t)$,测量后的细菌种群 $\mathbf{P}(t) = \{\mathbf{p}_1^t, \mathbf{p}_2^t, \cdots, \mathbf{p}_i^t, \cdots, \mathbf{p}_S^t\}$,其中 \mathbf{p}_i^t 为量子态 \mathbf{q}_i^t 经测量后的经典态。由于细菌具有趋化、繁殖、驱散等行为,使用量子旋转门来模拟细菌的趋化过程,实现细菌状态的更新。量子旋转门对细菌中第 i 位量子比特的更新操作为

$$\begin{pmatrix} \nu_i' \\ \mu_i' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_i & -\sin\theta_i \\ \sin\theta_i & \cos\theta_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_i \\ \mu_i \end{pmatrix} \quad (20)$$

采用自适应相位旋转操作^[25]实现 θ_i 调整,相位旋转表示为

$$\Delta\theta_i = -\text{sgn}(A_i) \times \Delta\theta_i \quad (21)$$

式中: $A_i = \begin{vmatrix} \nu_0 & \nu_i \\ \mu_0 & \mu_i \end{vmatrix}$; $-\text{sgn}(A_i)$ 表示收敛方向,当 $A_i \neq 0$ 时,相位旋转方向为 $-\text{sgn}(A_i)$;当 $A_i = 0$ 时,方向取正负均可。 $(\nu_0, \mu_0)^T$ 表示历史最优个体中对应的概率幅, $(\nu_i, \mu_i)^T$ 表示当前细菌第 i 位量子比特的概率幅。 $\Delta\theta_i = \left| \frac{\theta_0 - \theta_i}{\pi/2 - (-\pi/2)} \right| (\theta_{\max} - \theta_{\min}) + \theta_{\min}$ 表示相位旋转的大小,其中, θ_{\max} 和 θ_{\min} 分别代表相位旋转角的上界和下界。 $\Delta\theta_i$ 决定了算法的收敛速度,当前细菌距离最优个体的距离较远时, $\Delta\theta_i$ 较大,加快收敛速度;反之相位旋转减小,从而实现对该局部的精确搜索。

2.2 基于 AQBFO 算法的无源波束赋形优化方案

将 IRS 中所有反射单元的相位视为一个细菌个体,把细菌总群 $\mathbf{Q}(t)$ 视为 IRS 中所有反射单元相位选取可能解的集合,优化问题中的健康度函数为式(18)即系统的遍历可达和速率。通过 AQBFO 算法中的趋化、繁殖以及驱散操作不断对细菌进行更新,测量得到最终种群中适合度最高的细菌,获得最优的无源波束赋形优化方案 Φ^* ,从而实现最大的系统遍历可达和速率。基于 AQBFO 算法的无源波束赋形优化方案(算法 1)的主要流程如下:

(1) 初始化参数。生成初始细菌种群 $\mathbf{Q}(t_0)$,初始化细菌种群大小为 S ,细菌量子趋化的次数为 N_c ,繁殖次数为 N_r ,驱散次数为 N_{ed} ,驱散概率为 P_{ed} ,种群中每个细菌个体的量子比特位数即细菌长度为 $b \times N$,每一个细菌个体可以表示为

$$\mathbf{q}_i = \begin{bmatrix} \nu_1 & \nu_2 & \cdots & \nu_{b \times N} \\ \mu_1 & \mu_2 & \cdots & \mu_{b \times N} \end{bmatrix} \quad (22)$$

细菌个体的量子比特经测量后的结果表示该 IRS 反射单元的相位选取值,因此每一个细菌个体经一次测量后的结果便表示了该系统中 IRS 所有反射单元的相位情况,种群大小 S 表示共有 S 种相位选择方案。初始种群 $\mathbf{Q}(t_0)$ 中每一个细菌的概率幅 $(\nu, \mu)^T$ 为 $[1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]^T$,表明初始状态下每一个细

菌的量子态均是等概率 $|0\rangle$ 和 $|1\rangle$ 的叠加,因此,量子细菌在更新过程中可以表示更多可能的状态。

(2) 执行评估操作。对初始细菌种群 $Q(t_0)$ 进行测量,量子比特态经过测量坍塌为经典比特,得到一组确定数值的二进制解,即初始经典态细菌种群 $P(t_0)$ 。将初始经典态细菌种群 $P(t_0)$ 转化为十进制,然后根据式(18)计算 $P(t_0)$ 中每个细菌的适应度。定义变量 R^* 为到目前为止的最佳适应度,并对其更新以记录历史最优波束赋形优化方案 Φ^* 。以 $P(t_0)$ 中最好的个体及其相应的适应度作为初始的 Φ^* 和 R^* 。在每次迭代中,最好的个体都被视为下一代的进化目标。

(3) 执行趋化操作。将细菌种群 $Q(t)$ 通过量子旋转门实现更新,对更新后的 $Q(t+1)$ 进行测量并转化为十进制得到 $P(t+1)$ 并计算 $(t+1)$ 代每个细菌的适应度值。在 $P(t+1)$ 中引入一个变量 R 来记录最佳个体及其相应的适应度。当 $R > R^*$ 时,则更新 R^* 。重复此操作直到完成指定的趋化次数 N_c 。

(4) 执行繁殖操作。每个细菌在趋化操作中的累积适应度和定义为健康度 $J_{\text{health}}(i) \triangleq \sum_{j=1}^{N_c} \text{fitness}(i, j)$,其中 $\text{fitness}(i, j)$ 表示细菌 i 在第 j 次趋化操作中的适应度。按照 J_{health} 对细菌进行降序排列,使前 $S/2$ 个细菌进行复制繁殖,后 $S/2$ 个细菌淘汰,从而保持种群大小恒定。重复此操作直到完成指定的繁殖次数 N_{re} 。

(5) 执行驱散操作。为每个细菌产生一个随机值 P_{Rend} ,如果某个细菌的随机值 P_{Rend} 小于驱散概率 P_{ed} ,就执行驱散操作,驱散细菌的概率幅 $(\nu, \mu)^T$ 重置为 $[1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]^T$,以避免算法陷入局部最优。重复此操作直到完成指定的驱散次数 N_{ed} 。

(6) 输出并结束。测量最终种群中适合度最高的细菌,获得最优的无源波束赋形优化方案。

算法 1 基于 AQBFO 算法的波束赋形优化算法

输入: $K, N, \Phi, S, N_c, N_{re}, N_{ed}, P_{ed}$

令 $l, k, j=0$ 。初始化 $Q(t_0)$,对 $Q(t_0)$ 测量得到 $P(t_0)$ 并转换为十进制。

基于式(18)计算适应度,以 $P(t_0)$ 中最好的个体及其适应度作为初始的 Φ^* 和 R^* 。

while $l < N_{ed}$ do

$l \leftarrow l + 1$

while $k < N_{re}$ do

$k \leftarrow k + 1$

while $j < N_c$ do

$j \leftarrow j + 1$

使用量子旋转门更新 $Q(t)$ 得到 $Q(t+1)$

测量 $Q(t+1)$ 得到 $P(t+1)$ 并执行评估操作

使用 R 记录 $P(t+1)$ 中最优个体的适应度

如果 $R > R^*$,更新 R^*

end while

计算 $J_{\text{health}}(i)$ 并执行繁殖操作

end while

执行驱散操作

end while

输出:最优的波束赋形优化方案 Φ^*

2.3 复杂度分析

假设自适应量子菌群觅食优化算法的迭代次数为 L_{AQBFO} ,细菌种群大小为 S_{AQBFO} ,每代趋化的次数

为 N_c , 复制的次数为 N_{re} , 驱散的次数为 N_{ed} 。量子粒子群算法的计算复杂度主要来自于每一代菌群的更新, 因此所提出的遗传算法的近似计算复杂度为 $O(L_{AQBFO} S_{AQBFO} N_c N_{re} N_{ed} MN^2)$ 。假设文献[13]中遗传算法的迭代次数为 L_{GA} , 种群大小为 S_{GA} , 遗传算法的近似计算复杂度为 $O(L_{GA} S_{GA} MN^2)$ 。由此可见, 本文所提算法的复杂度与文献[13]算法复杂度处于同一数量级。同时, 考虑到量子智能算法的并行计算优势, 本文所提算法所需的计算时间比文献[13]算法大幅下降。不同算法复杂度对比如表2所示。

表2 不同算法复杂度对比

Table 2 Complexity for different algorithms

算法	复杂度
GA	$O(L_{GA} S_{GA} MN^2)$
BFO	$O(L_{BFO} S_{BFO} N_c N_{re} N_{ed} N_s b NMN^2)$
QBFO	$O(L_{QBFO} S_{QBFO} N_c N_{re} N_{ed} MN^2)$
AQBFO	$O(L_{AQBFO} S_{AQBFO} N_c N_{re} N_{ed} MN^2)$

3 实验仿真与结果分析

仿真参数设置如下: IRS反射单元间距 $d = \lambda/2$, 用户数 $K=4$, IRS反射单元数 $N=25$, BS天线数 $M=64$, 发射功率 $p_k = 30$ dBm, 噪声功率 $\sigma^2 = -104$ dBm, 莱斯因子 $\epsilon_k = 10, \forall k, \delta = 1$ 。假设用户位于以IRS为中心, 距离为20m的半圆上, AoA和AoD是 $[0, 2\pi]$ 中的随机值。大尺度衰落系数 $\alpha_k = 10^{-3} d_k^{-2}, \forall k, \beta = 10^{-3} d_0^{-2.5}$, 其中 $d_k = 20$ m和 $d_0 = 1000$ m分别为用户 k 到IRS和IRS到BS的距离。在所有仿真结果中, 发射机和接收机的残余硬件损伤程度一致, $k_t = k_r = k_{hwi}$ 。

表3 仿真参数

Table 3 Simulation parameters

参数	数值
细菌种群大小 S	10, 20, 40
细菌趋化次数 N_c	10, 15, 20
细菌繁殖次数 N_{re}	5
细菌驱散次数 N_{ed}	4
驱散概率 P_{ed}	0.25
相位旋转角的上界 θ_{max}	0.05π
相位旋转角的下界 θ_{min}	0.001π

表3总结了基于AQBFO算法的波束赋形优化算法的初始参数。

图2给出了不同程度的收发机残余硬件损伤对IRS辅助大规模MIMO系统可达和速率的影响, 其中系统分别采用本文提出的基于AQBFO算法的无源波束赋形优化方案以及文献[13]中基于GA的无源波束赋形优化方案。首先, 与使用随机相位相比, 通过依靠统计CSI优化IRS相移可以使系统性能得到显著提升。其次, 当忽略HWI的影响直接进行无源波束赋形时, 两种优化方案的可达和速率均随着残余硬件损伤的加剧而恶化, 这表明收发机中残余硬件损伤的不良影响是不容忽视的。当进行无源波束赋形时考虑到HWI的影响并加以抑制, 可以看到在残余硬件损伤指数 $k_{hwi} = 0.08$ 时, 两种优化方案的可达和速率分别约为 5.9 b/(s·Hz)和 7.7 b/(s·Hz), 基于本文所提的AQBFO波束赋形优化方案带来了30%的性能提升。由图2可见, 本文所提的波束赋形优化方案对于抑制收发机中残余硬件损伤的不良影响效果更显著, 可有效提升系统性能。

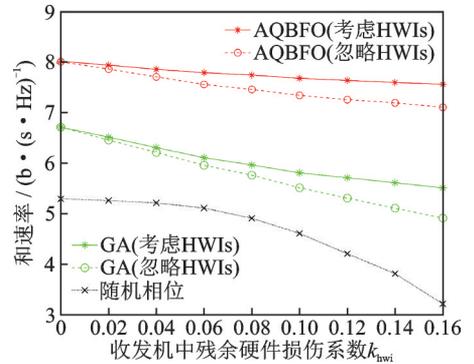


图2 收发机中残余硬件损伤对和速率的影响
Fig.2 Effect of residual hardware damage on the sum rate in transceivers

图3给出了系统性能与BS天线数目变化的关系。如图3所示, 当残余硬件损伤指数 k_{hwi} 为0.08和0.16时, 本文所提算法相比于文献[13]中基于GA的波束赋形优化方案更接近于理想硬件条件下的系统性能。无论是在理想硬件条件还是收发机存在残余硬件损伤的情况下, 与文献[13]中基于

GA 的方案相比,本文所提方案的性能增益随着 BS 天线数的增加均变得越来越明显,这表明在 IRS 辅助的大规模 MIMO 系统中使用基于 AQBFO 的波束赋形优化方案显著地提高了系统的可达和速率,且有效抑制了收发机中残余硬件损伤的恶劣影响。此外,随着 BS 天线数的增加,基于统计 CSI 优化 IRS 相移与随机相位方案的性能增益差距也越来越大。

图 4 给出了不同 IRS 反射单元数目对系统性能的影响。相比于 GA 算法,基于 AQBFO 算法得到的解精度更高,这带来了系统性能的提升。在理想硬件条件下以及收发机残余硬件损伤程度分别在 $k_{\text{hwi}}=0.08$ 和 $k_{\text{hwi}}=0.16$ 的情况下,基于本文所提 AQBFO 的波束赋形优化方案所实现的可达和速率均优于文献[13]中所提的方案,同时降低了系统性能对收发机中残余硬件损伤的敏感程度。此外,与使用随机相位相比,通过依靠统计 CSI 优化 IRS 相移可使系统性能得到显著提升。

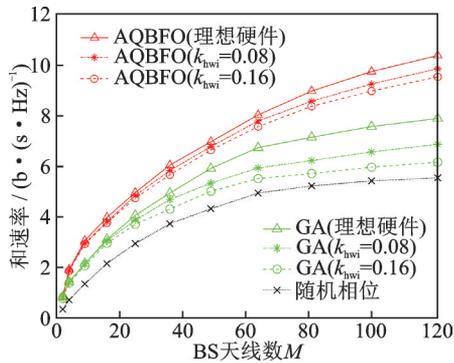


图 3 BS 天线数对和速率的影响

Fig.3 Effect of the number of base station antennas on the sum rate

图 5 给出了不同发射功率对系统性能的影响。由图 5 可见,所有方案可以通过增加传输功率来提高上行可实现的和速率。然而,当发射功率足够大时,由于残余硬件损伤引发的噪声与收发端功率有关,其系统和速率通常都会趋于饱和。实验仿真中,基于 AQBFO 的波束赋形优化算法得到的最优解精度主要与细菌种群大小 S 以及细菌趋化次数 N_c 有关。不同初始化参数组合下,基于本文所提 AQBFO 的波束赋形优化方案所实现的可达和速率均优于文献[13]中所提的方案,结果验证了该方案在 IRS 辅助的大规模 MIMO 系统中减轻残余硬件损伤对系统和速率影响的有效性。

最后评估了各种算法的收敛概率和时间复杂度。设置了 4 个不同的目标精度: 10^{-1} 、 10^{-2} 、 10^{-3} 和 10^{-4} 。每个算法独立运行 30 次,当算法达到指定的收敛精度时结束运行。表 4 记录了以下参数:算法收敛次数,平均运行时间和算法达到指定收敛精度所需的平均迭代次数。从表 4 可以看出,随着收敛精度的提高,所有算法的收敛概率都如预期的那样降低,但 AQBFO 在所有情况下都具有最高的收敛概率。随着收敛精度的提高,AQBFO 与其他算法的收敛概率差距也随之增大,因为 AQBFO 根据当前解与最优解之间的距离自适应调整旋转相位,使其能够更好地平衡全局扩展和局部搜索。

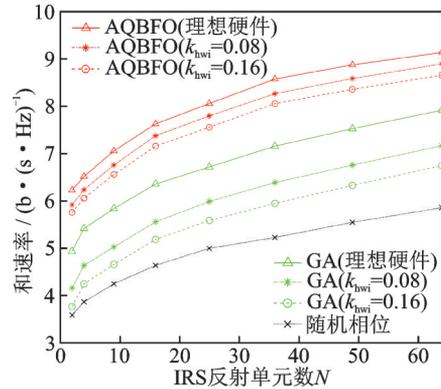


图 4 IRS 反射单元数对和速率的影响

Fig.4 Effect of the number of IRS reflection units on the sum rate

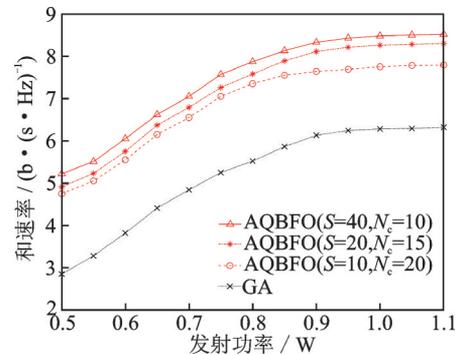


图 5 发射功率对和速率的影响

Fig.5 Effect of the transmit power on the sum rate

表 4 4种收敛精度下不同算法的收敛概率、运行时间与运行步数比较

Table 4 Comparison of convergence probability, running time and steps of different algorithms under four kinds of convergence accuracy

算法	$<10^{-1}$			$<10^{-2}$			$<10^{-3}$			$<10^{-4}$		
	收敛 概率	运行 时间/s	运行 步数									
GA	0.71	0.86	169	0.54	1.92	223	0.31	2.05	352	0.12	2.19	413
BFO	0.85	0.67	125	0.68	0.93	207	0.35	1.52	314	0.14	1.86	396
QBFO	0.73	0.32	94	0.64	0.64	178	0.56	0.95	287	0.47	1.25	304
AQBFO	0.93	0.23	62	0.86	0.34	107	0.74	0.58	168	0.69	0.78	214

4 结束语

本文考虑一个受收发机残余硬件损伤影响的多用户 IRS 辅助大规模 MIMO 通信系统,提出了基于自适应菌群觅食优化算法的无源波束赋形优化方案。首先将收发机残余硬件损伤建模为方差与收发机功率相关的复高斯随机变量,然后基于莱斯衰落信道的统计特性推导出了上行可达和速率的近似解析表达式,降低了系统的信令开销和计算量。针对 IRS 相移矩阵优化问题,以最大化上行可达和速率为目标,基于 AQBFO 算法对无源波束赋形进行优化。仿真结果表明,本文提出的方案提升了收发机残余硬件损伤影响下的 IRS 辅助大规模 MIMO 系统的性能,使系统获得了接近于理想收发射机条件的无源波束赋形性能。

参考文献:

- [1] ELIJAH O, ABDUL RAHIM S K, NEW W K, et al. Intelligent massive MIMO systems for beyond 5G networks: An overview and future trends[J]. IEEE Access, 2022, 10: 102532-102563.
- [2] LIU Yuanwei, LIU Xiao, MU Xidong, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(3): 1546-1577.
- [3] WU Qingqing, ZHOU Xiaobo, CHEN Wen, et al. IRS-aided WPCNs: A new optimization framework for dynamic IRS beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(7): 4725-4739.
- [4] DAI Linglong, WANG Bichai, WANG Min, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45913-45923.
- [5] YUAN Xiaojun, ZHANG Yingjun, SHI Yuanming, et al. Reconfigurable-intelligent-surface empowered wireless communications: Challenges and opportunities[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(2): 136-143.
- [6] NIU Hehao, CHU Zheng, ZHOU Fuhui, et al. Weighted sum secrecy rate maximization using intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 6170-6184.
- [7] KANG J M, YUN S, KIM I M, et al. MSE-based joint transceiver and passive beamforming designs for intelligent reflecting surface-aided MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(3): 622-626.
- [8] OMID Y, SHAHABI S M M, PAN C, et al. A trellis-based passive beamforming design for an intelligent reflecting surface-aided MISO system[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(5): 1071-1075.
- [9] ZHAO Jingwen, CHEN Ming, PAN Cunhua, et al. MSE-based transceiver designs for RIS-aided communications with hardware impairments[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(8): 1848-1852.
- [10] SHEN Hong, XU Wei, GONG Shulei, et al. Beamforming optimization for IRS-aided communications with transceiver hardware impairments[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (2): 136-143.
- [11] PAPAFAEIROPOULOS A, PAN C, KOURTESSIS P, et al. Intelligent reflecting surface-assisted MU-MISO systems with imperfect hardware: Channel estimation and beamforming design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,

2022, 21(3): 2077-2092.

- [12] LIU Yiming, LIU Erwu, WANG Rui. Energy efficiency analysis of intelligent reflecting surface system with hardware impairments[C]//Proceedings of 2020 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Taipei, China: IEEE, 2020: 1-6.
- [13] DAI J, ZHU F, PAN C, et al. Statistical CSI-based transmission design for reconfigurable intelligent surface-aided massive MIMO systems with hardware impairments[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(1): 38-42.
- [14] ANASTASIOS P, PAN C, AHMET E, et al. Coverage probability of distributed IRS systems under spatially correlated channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(8): 1722-1726.
- [15] HU Xiaoling, WANG Junwei, ZHONG Caijun. Statistical CSI based design for intelligent reflecting surface assisted MISO systems[J]. *Science China*, 2020, 63(12): 1-10.
- [16] JIA Yuhang, YE Chencheng, YING Cui. Analysis and optimization of an intelligent reflecting surface-assisted system with interference[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(12): 8068-8082.
- [17] ZHANG Jun, LIU Jie, MA Shaodan, et al. Large system achievable rate analysis of RIS-assisted MIMO wireless communication with statistical CSIT[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2021, 20(9): 5572-5585.
- [18] WANG Wei, ZHANG Wei. Joint beam training and positioning for intelligent reflecting surfaces assisted millimeter wave communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(10): 6282-6297.
- [19] DANG Jian, ZHANG Zaichen, WU Liang. Joint beamforming for intelligent reflecting surface aided wireless communication using statistical CSI[J]. *China Communications*, 2020, 17(8): 147-157.
- [20] PENG Zhangjie, LI Tianshu, PAN Cunhua, et al. Analysis and optimization for RIS-aided multi-pair communications relying on statistical CSI[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(4): 3897-3901.
- [21] LIU Jie, ZHANG Jun, ZHANG Qi, et al. Secrecy rate analysis for reconfigurable intelligent surface-assisted MIMO communications with statistical CSI[J]. *China Communications*, 2021, 18(3): 52-62.
- [22] LUO Caihong, LI Xiao, JIN Shi, et al. Reconfigurable intelligent surface-assisted multi-cell MISO communication systems exploiting statistical CSI[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(10): 2313-2317.
- [23] ZHANG Q, JIN S, WONG K K, et al. Power scaling of uplink massive MIMO systems with arbitrary-rank channel means[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5): 966-981.
- [24] 李飞, 闫志伟, 李汀, 等. 蜂窝大规模多输入多输出非正交多址系统中基于量子菌群优化的接入点选择方案[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(6): 525-538.
LI Fei, YAN Zhiwei, LI Ting, et al. Access point selection in cell-free massive multiple-input multiple-output non-orthogonal multiple access system based on quantum bacterial foraging optimization[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(6): 525-538.
- [25] LI Fei, JI Wei, TAN Sijia, et al. Quantum bacterial foraging optimization: From theory to MIMO system designs[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020, 1: 1632-1646.

作者简介:



彭坤(1998-),男,硕士研究生,研究方向:抑制残余硬件损伤的大规模MIMO系统的无源波束赋形, E-mail: 1219012334@njupt.edu.cn。



梁彦(1979-),通信作者,女,博士,副教授,硕士生导师,研究方向:无线通信、信号处理, E-mail: 1219012334@njupt.edu.cn。



李飞(1966-),女,教授,博士生导师,研究方向:量子智能计算、群智能算法和无线通信中的信号处理算法, E-mail: 1219012334@njupt.edu.cn。

(编辑:陈珺)