ISSN 1004-9037,CODEN SCYCE4
Journal of Data Acquisition and Processing Vol. 41,No. 1,Jan. 2026,pp. 259－271
DOI:10. 16337/j. 1004-9037. 2026. 01. 018

http://sjcj. nuaa. edu. cn
E-mail:sjcj@nuaa. edu. cn
Tel/Fax:＋86-025-84892742

有源RIS与DF中继协同辅助RSMA-MEC系统吞吐量最大化研究

李　喆[1]，吕　斌[1]，杨　震[1,2]

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院，南京 210003；2. 南京邮电大学通信与网络技术国家地方联合工程研究中心，南京 210003)

摘　要：为提升移动边缘计算(Mobile edge computing，MEC)系统的吞吐量，本文研究了基于有源可重构智能表面(Reconfigurable intelligent surface，RIS)与解码转发(Decode-and-forward，DF)中继协同辅助的速率分割多址(Rate splitting multiple access，RSMA)接入MEC系统。该系统通过部署有源RIS优化信号传输条件，并利用DF中继扩展通信范围，同时采用RSMA技术提高多用户系统的频谱利用率。DF中继和基站(Base station，BS)采用连续干扰消除技术解码接收到的信号。同时为最大化系统吞吐量，研究了DF中继解码顺序与发射功率、基站接收波束成形和解码顺序、有源RIS反射系数以及用户卸载策略的联合优化问题。为求解该非凸优化问题，提出了一种高效的交替优化算法，并获得了系统吞吐量最大化问题的次优解。最后，数值结果表明，有源RIS与DF中继协同辅助能够有效提升RSMA-MEC系统的吞吐量性能。

关键词：可重构智能表面；解码转发中继；速率分割多址；移动边缘计算

中图分类号：TN92　　**文献标志码：**A

引用格式：李喆，吕斌，杨震. 有源RIS与DF中继协同辅助RSMA-MEC系统吞吐量最大化研究[J]. 数据采集与处理，2026，41(1)：259-271. LI Zhe，LYU Bin，YANG Zhen. Throughput maximization of RSMA-MEC system collaboratively assisted by active RIS and DF relay[J]. Journal of Data Acquisition and Processing，2026，41(1)：259-271.

引　　言

随着无线通信技术的快速发展及其在众多实时性应用中的广泛使用，大规模物联网(Internet of things，IoT)设备的计算需求呈现出显著增长趋势[1]。然而，由于制造成本和物理尺寸的限制，物联网设备的计算能力往往难以满足日益增长的资源密集型应用需求。为了解决这一瓶颈，移动边缘计算(Mobile edge computing，MEC)作为一种有效的技术手段，能够将物联网设备的计算任务卸载至边缘服务器，有效克服物联网设备在计算能力上的局限性[2]。文献[3]研究了不同接入协议对MEC系统性能的影响，并提出了一种节能优化策略。文献[4]则提出了几种关键策略以支持任务卸载。然而，在复杂的无线通信环境中，MEC系统的性能和效率可能会受到不利传播条件的制约，这在实际应用中可能导致传输速率下降、延迟增加，甚至出现通信中断，从而严重影响服务质量(Quality of service，QoS)。

可重构智能表面(Reconfigurable intelligent surface，RIS)被视为一种具有广阔应用前景的关键技术，能够显著改善无线通信环境中的信号传输质量，从而提升通信系统的性能[5]。具体而言，RIS通常由多个无源反射单元(Reflecting elements，REs)组成，这些单元通过动态调整信号的反射系数来改变无

基金项目：国家自然科学基金(62071242)；江苏省研究生科研与实践创新计划(SJCX23_0258)。
收稿日期：2024-12-25；**修订日期：**2025-04-09

线信号的传播路径。通过这种方式,RIS能够在MEC系统中增加额外的传输链路,优化信号的传播环境,从而提升信号质量和系统的整体性能。根据文献[6-7],部署无源RIS可以显著提升MEC网络中物联网设备的卸载效率。然而,双衰落效应会显著降低无源RIS的性能[8]。为此,文献[8-9]提出采用有源RIS技术以有效克服双衰落问题,进而增强信号功率并提升物理层的安全性。与无源RIS不同,有源RIS配备有源反射放大器,能够提供额外的功率以增强接收信号的质量。文献[10]通过联合优化接收端的波束成形与有源RIS的反射系数矩阵最大化上行链路中的可达速率。文献[11]提出了基于有源RIS辅助的MEC系统,并指出有源RIS在信号延迟方面优于无源RIS。然而,尽管有源RIS在提升信号质量方面具有优势,但其性能仍受限于部署位置和放大噪声的缺陷,在长距离传输场景中,会由于远场路径损耗效应使得信道增益减小,进而影响传输性能。

为克服无线通信中的远场路径损耗影响,采用中继进行传输可以提升通信质量、扩大通信覆盖范围[12]。具体来说,中继通过在信号链路中引入中间节点,能够缓解信号衰减、减小传输延迟,并改善远场路径损耗带来的影响。通过合理部署中继,基站(Base station,BS)可以在远离部署位置的区域提供稳定的信号覆盖,从而有效提升系统的整体通信质量和可靠性[13]。放大转发(Amplify-and-forward,AF)策略是常见的中继处理方式[14],AF中继接收到来自源节点的信号后,对其进行放大或增强,然后将放大的信号直接转发给目标节点,因其不需要对信号进行解码,故AF策略的处理复杂度较低[15]。然而,AF策略存在明显缺陷,即AF中继并不对信号进行解码或错误校正,在处理信号时会同时放大信号和噪声,这在远程通信中可能导致噪声累积,从而影响解码性能。与之相比,解码转发(Decode-and-forward,DF)策略通过对接收到的信号进行解码后重新编码再转发,能够纠正接收到的信号中的错误,避免噪声的进一步放大,从而有效提升系统的可靠性和信号质量[16-17]。中继技术已在多个无线通信应用中展现出优势,包括认知无线电[18]、设备到设备通信[19]、大规模输入输出(Multiple-input multiple-output,MIMO)[20]和毫米波网络[21]等。同时,将RIS与DF中继技术相结合已被证明能够显著提升系统的频谱效率、能量效率以及整体速率性能[22]。文献[23]研究了无源RIS辅助的中继解码转发系统,基站信号经过多次RIS反射后传递至中继,随后DF中继将其转发给用户。文献[24]提出了无源RIS辅助的基于时分复用的双跳DF中继传输系统。然而,由于大量物联网设备引发的频谱资源紧张,有限的频谱成为制约无线通信系统性能的关键瓶颈。尽管DF中继和有源RIS技术在改善通信质量和系统覆盖范围方面具有一定优势,但其性能在设备密集型环境中受到频谱资源有限性的制约,难以满足大规模设备接入和高效频谱利用的需求。

在此背景下,速率分割多址(Rate splitting multiple access,RSMA)技术作为一种新颖、通用且高效的多址接入框架,能够显著提升频谱效率[25]。具体而言,RSMA通过将用户的速率划分为多个子消息,并利用连续干扰消除(Successive interference cancellation,SIC)技术在基站处进行解码,从而优化多用户系统中的数据传输和干扰管理。RSMA在多用户上行和下行传输中展现出卓越的可靠性与鲁棒性[26]。与传统多址技术相比,RSMA理论上在上行数据传输中能够实现完整的容量区域,揭示了其在上行链路传输中的巨大潜力[27]。文献[28]提出了一个上行RSMA系统框架,其总体速率性能优于非正交多址(Non-orthogonal multiple access,NOMA)技术。基于这一成果,文献[29]聚焦于无源RIS辅助的上行RSMA系统,并设计了一种低复杂度的解码序列,为解码顺序问题提供了新的解决方案。为进一步提高系统成功解码的概率,文献[30]研究了基于随机部署的用户配对的RSMA-MEC系统,结果显示其性能优于现有的NOMA-MEC方案。

受到上述研究的启发,本文提出一种有源RIS与DF中继协同辅助的RSMA-MEC系统架构。该系统通过部署有源RIS以优化信号传输条件,利用DF中继扩展通信范围,并结合RSMA技术提高多用户系统的频谱利用率,在此过程中,DF中继与基站采用SIC技术解码接收到的信号。随后,通过联合优化

DF中继解码顺序与发射功率、基站接收波束成形和解码顺序、有源RIS反射系数以及用户卸载策略最大化系统吞吐量。为了有效解决该问题的非凸性,设计了一种高效的交替优化算法。具体来说,针对基站接收波束成形问题,采用线性最小均方误差(Minimum mean square error,MMSE)准则得到了闭式解。对于用户卸载策略和DF中继发射功率的优化,基于速率-最小均方误差(Rate-minimum mean square error,Rate-MMSE)准则进行了设计;为优化有源RIS反射系数,提出了一种基于二次约束二次规划(Quadratically constrained quadratic programming,QCQP)的方法。对于DF中继和基站的解码顺序,采用一种低复杂度的算法,以获得次优解。对上述各个子问题交替优化逐次求解,并通过数值仿真验证了所提算法的收敛性。最后,提供了数值结果以评估所提方案的性能,结果表明,相较于无源RIS方案、NOMA方案和正交多址接入(Orthogonal multiple access,OMA)方案,本文提出的有源RIS与DF中继协同辅助RSMA-MEC方案能够获得更高的系统吞吐量增益。

1　系统模型

如图1所示,考虑一个有源RIS与DF中继协同辅助的RSMA-MEC系统。该系统包括1个配备M根天线的基站、1台MEC服务器、1个包含N个反射单元的有源RIS、1个单天线DF中继,以及K个能量受限的单天线用户$U_k, k\in K_+\triangleq\{1,2,\cdots,K\}$。假设用户均采用部分卸载策略,即$U_k$的计算任务既可以利用本地的中央处理单元(Central processing unit,CPU)计算,也可以通过卸载到MEC服务器来并行处理。具体来说,计算任务分为本地计算阶段和任务卸载阶段。在本地计算阶段,用户根据自身计算能力和任务需求利用本地CPU直接处理任务,无需依赖MEC服务器。在任务卸载阶段,用户将部分计算任务通过网络传输到MEC服务器进行处理,利用MEC服务器强大的计算能力提升任务处理效率,减轻用户的计算负担。在任务卸载阶段,时长为T的传输时隙被平均分为两个子时隙,子时隙的持续时间分别用t_1和t_2表示,并满足$t_1=t_2=T/2$。在t_1时间内,U_k的卸载任务在有源RIS的辅助下通过RSMA方式传输至DF中继;在t_2时间内,DF中继通过RSMA方式将重新编码的消息传输至基站。在上述过程中,U_k的发射信号被划分为J份子消息。DF中继首先对接收到的每个用户的子消息进行解码,并根据解码结果对信号进行合并。随后,重编码后的信号也被划分为J份子消息。这些子消息均以不同的发射功率进行传输,且DF中继和基站利用SIC解码接收消息。假设基站和MEC服务器部署在同一位置并通过光纤连接[6],因此基站与MEC服务器之间的通信延迟可以忽略不计。

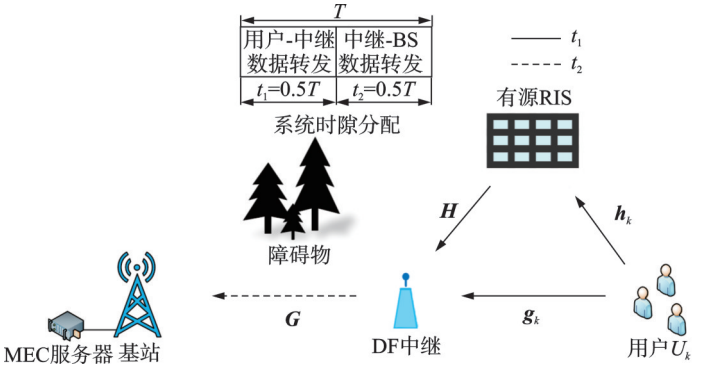

图1　系统模型

Fig.1　System model

U_k与有源RIS、有源RIS与DF中继、U_k与DF中继、DF中继与基站的上行信道系数分别用$\boldsymbol{h}_k\in\mathbf{C}^{N\times1}$、$\boldsymbol{H}\in\mathbf{C}^{1\times N}$、$\boldsymbol{g}_k\in\mathbf{C}^{1\times1}$、$\boldsymbol{G}\in\mathbf{C}^{M\times1}$表示。假设各个信道均遵循准静态平坦衰落模型,并且可以通过文献[31]提出的方法准确获取信道状态信息。

(1) 本地计算阶段

在用户的本地计算阶段,令$f_k, k=1,2,\cdots,K$表示U_k的本地计算频率,φ_k表示U_k计算1 bit数据所

需的CPU转数。根据文献[32],U_k在本地计算阶段能够处理的比特数可以表示为$R_{\mathrm{loc},k}=\dfrac{\tau_k f_k}{\varphi_k}$,$U_k$的能量消耗可以表示为$E_{\mathrm{loc},k}=\gamma_k f_k^3 \tau_k$。其中,$\gamma_k$和$\tau_k$分别为$U_k$本地计算的能量效率系数和本地计算时间,且$0\leqslant\tau_k\leqslant T$。

(2) 任务卸载阶段

在t_1时间内,每个用户的卸载任务被分为J份子消息,并以不同的发射功率在同一频带向DF中继传输。令$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$表示U_k发射的第j条子消息,$j\in J_+\triangleq\{1,2,\cdots,J\}$,$p_{k,j}^{\mathrm{UE}}$表示$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$的发射功率。则$U_k$的发射信号可以表示为

$$s_k^{\mathrm{UE}}=\sum_{j\in J_+}\sqrt{p_{k,j}^{\mathrm{UE}}}\,s_{k,j}^{\mathrm{UE}}\qquad\forall k\in K_+,\ \forall j\in J_+ \tag{1}$$

令$\theta_n=\alpha_n e^{\mathrm{j}\phi_n}$代表有源RIS第$n$个RE的反射系数,其中$\alpha_n\in[0,\alpha_{n,\max}]$,$\alpha_{n,\max}\geqslant 1$和$\phi_n\in[0,2\pi)$分别表示幅度和相位,且有源RIS配备的有源负载使得$\alpha_n\geqslant 1$[10]。令$\boldsymbol{\theta}=[\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_N]^{\mathrm{T}}$表示有源RIS的反射系数向量,则DF中继接收到的信号可以表示为

$$\boldsymbol{y}^{\mathrm{Relay}}=\sum_{k\in K_+}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k)s_k^{\mathrm{UE}}+\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{n} \tag{2}$$

式中$\boldsymbol{\Theta}=\mathrm{diag}(\boldsymbol{\theta})\in\mathbf{C}^{N\times N}$为有源RIS的反射系数矩阵,$\boldsymbol{u}\sim CN(0,\sigma_2^2\boldsymbol{I}_N)$和$\boldsymbol{n}\sim CN(0,\sigma_1^2\boldsymbol{I}_1)$分别表示有源RIS处和DF中继处的热噪声,其功率分别为σ_2^2和σ_1^2。

DF中继接收到来自各用户的子消息$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$后,对其进行解码的顺序可以表示为集合$\pi^{\mathrm{Relay}}=\{s_{k,j}^{\mathrm{UE}}:k\in K_+,\ j\in J_+\}$[28],即以$\pi^{\mathrm{Relay}}$中所排列$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$的顺序对这些子消息依次解码。具体而言,DF中继利用SIC将解码顺序处于$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$之前的所有子消息成功解码,而将剩余子消息视为干扰。令$\pi^{\mathrm{Relay}}\in\Pi^{\mathrm{Relay}}$,$\Pi^{\mathrm{Relay}}$表示在DF中继处所有可行的子消息解码顺序的集合,则DF中继处接收到$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$的信干噪比(Signal to interference plus noise ratio,SINR)为

$$\mathrm{SINR}_{k,j}^{\mathrm{Relay}}=\frac{p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\cdot\left|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k\right|^2}{\sum\limits_{\{l\in K_+,m\in J_+|\pi_{l,m}^{\mathrm{Relay}}>\pi_{k,j}^{\mathrm{Relay}}\}}p_{l,m}^{\mathrm{UE}}\cdot\left|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{g}_l\right|^2+\sigma_2^2\cdot\left\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\right\|^2+\sigma_1^2}. \tag{3}$$

根据香农公式,$s_{k,j}^{\mathrm{UE}}$的传输速率可以表示为

$$R_{k,j}^{\mathrm{Relay}}=\frac{B}{\upsilon}\log_2(1+\mathrm{SINR}_{k,j}^{\mathrm{Relay}}) \tag{4}$$

式中:B为传输带宽,υ为通信负载。则t_1时间内的总传输速率为

$$R^{\mathrm{Relay}}=\sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}R_{k,j}^{\mathrm{Relay}} \tag{5}$$

在t_2时间内,DF中继将接收到的信号,$\boldsymbol{y}^{\mathrm{Relay}}$解码转发后传输至BS,BS接收到的消息为

$$\boldsymbol{y}^{\mathrm{BS}}=\boldsymbol{G}s^{\mathrm{Relay}}+\boldsymbol{v} \tag{6}$$

式中:$s^{\mathrm{Relay}}=\sum\limits_{k\in K_+}\sum\limits_{j\in J_+}\sqrt{p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}}\,s_{k,j}^{\mathrm{Relay}}$,表示DF中继的发射信号,其中$s_{k,j}^{\mathrm{Relay}}$表示DF中继对于$U_k$的第$j$条子消息进行重编码后的消息,$p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}$表示$s_{k,j}^{\mathrm{Relay}}$的发射功率,$\boldsymbol{v}\sim CN(0,\sigma_3^2\boldsymbol{I}_M)$为BS处的热噪声,其功率为$\sigma_3^2$。

假设BS使用线性接收波束成形技术解码接收到信号,令$\boldsymbol{w}_{k,j}$表示接收波束成形向量,$\boldsymbol{W}=[\boldsymbol{w}_{1,1},\boldsymbol{w}_{1,2},\cdots,\boldsymbol{w}_{K,J}]^{\mathrm{H}}\in\mathbf{C}^{M\times K\cdot J}$表示接收波束成形矩阵,则BS处恢复的信号表示为

$$\hat{s}=\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{y}^{\mathrm{BS}}=\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{G}s^{\mathrm{Relay}}+\boldsymbol{v}) \tag{7}$$

与DF中继解码过程类似,BS端解码顺序为$\pi^{\mathrm{BS}}=\{s_{k,j}^{\mathrm{Relay}}:k\in K_+,\ j\in J_+\}\in\Pi^{\mathrm{BS}}$,则BS处的信干噪

比为

$$\mathrm{SINR}_{k,j}^{\mathrm{BS}}=\frac{p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}\cdot\left|\boldsymbol{w}_{k,j}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}\right|^{2}}{\sum\limits_{\{l\in K_{+},m\in J_{+}|\pi_{l,m}^{\mathrm{BS}}>\pi_{k,j}^{\mathrm{BS}}\}}p_{l,m}^{\mathrm{Relay}}\cdot\left|\boldsymbol{w}_{l,m}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}\right|^{2}+\sigma_{3}^{2}\cdot\left\|\boldsymbol{w}_{k,j}^{\mathrm{H}}\right\|^{2}} \tag{8}$$

于是,$s_{k,j}^{\mathrm{Relay}}$的传输速率可以表示为

$$R_{k,j}^{\mathrm{BS}}=\frac{B}{\upsilon}\log_{2}(1+\mathrm{SINR}_{k,j}^{\mathrm{BS}}) \tag{9}$$

则t_2时间内的总传输速率为

$$R^{\mathrm{BS}}=\sum_{k\in K_{+}}\sum_{j\in J_{+}}R_{k,j}^{\mathrm{BS}} \tag{10}$$

根据文献[32],任务卸载阶段的总传输速率为

$$R_{\mathrm{offload}}=\min(R^{\mathrm{Relay}},R^{\mathrm{BS}}) \tag{11}$$

综上,在传输时隙T内,系统的吞吐量可以表示为

$$R_{\mathrm{total}}=\frac{T}{2}R_{\mathrm{offload}}+\sum_{k\in K_{+}}R_{\mathrm{loc},k} \tag{12}$$

2　优化问题构建

基于上述系统模型,本节构建了关于DF中继的解码顺序π^{Relay}和发射功率$\boldsymbol{p}^{\mathrm{Relay}}=[p_{1,1}^{\mathrm{Relay}},p_{1,2}^{\mathrm{Relay}},\cdots,p_{K,J}^{\mathrm{Relay}}]$、基站的接收波束成形矩阵$\boldsymbol{W}$和解码顺序$\pi^{\mathrm{BS}}$、有源RIS的反射系数矩阵$\boldsymbol{\Theta}$、$U_k$的发射功率$\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}}=[p_{1,1}^{\mathrm{UE}},p_{1,2}^{\mathrm{UE}},\cdots,p_{K,J}^{\mathrm{UE}}]$、本地计算频率$\boldsymbol{f}=[f_1,f_2,\cdots,f_K]$和本地计算时间$\boldsymbol{\tau}=[\tau_1,\tau_2,\cdots,\tau_K]$的联合优化问题,以最大化系统吞吐量。所构建的优化问题定义为

$$\begin{aligned}
\mathrm{P1}:\ &\max_{\pi^{\mathrm{Relay}},\pi^{\mathrm{BS}},\boldsymbol{\Theta},\boldsymbol{W},\boldsymbol{f},\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}},\boldsymbol{p}^{\mathrm{Relay}}}\frac{T}{2}\min(R^{\mathrm{Relay}},R^{\mathrm{BS}})+\sum_{k\in K_{+}}\frac{\tau_k f_k}{\varphi_k}\\
\text{s.t.}\ (\mathrm{C1})\ &\sum_{j\in J_{+}}p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\leqslant p_{k,\max}^{\mathrm{UE}}\qquad\sum_{k\in K_{+}}\sum_{j\in J_{+}}p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}\leqslant p_{\max}^{\mathrm{Relay}}\qquad\forall k\in K_{+},\ \forall j\in J_{+}\\
(\mathrm{C2})\ &\pi^{\mathrm{Relay}}\in\Pi^{\mathrm{Relay}},\ \pi^{\mathrm{BS}}\in\Pi^{\mathrm{BS}}\\
(\mathrm{C3})\ &\left\|\boldsymbol{W}\right\|^{2}=1\\
(\mathrm{C4})\ &\sum_{k\in K_{+}}\sum_{j\in J_{+}}(p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\left\|\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k\right\|^{2}+\sigma_{2}^{2}\cdot\left\|\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{I}_N\right\|^{2})\leqslant P_{a\mathrm{RIS}}\qquad\forall k\in K_{+},\ \forall j\in J_{+}\\
(\mathrm{C5})\ &\gamma_k f_k^{3}\tau_k+\frac{T}{2}\sum_{j\in J_{+}}p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\leqslant E_k^{\max}\qquad\forall k\in K_{+},\ \forall j\in J_{+}\\
(\mathrm{C6})\ &p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\geqslant 0,\ p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}\geqslant 0,\ f_k\leqslant f_k^{\max},\ 0\leqslant\tau_k\leqslant T\qquad\forall k\in K_{+},\ \forall j\in J_{+}\\
(\mathrm{C7})\ &\alpha_n\leqslant\alpha_{n,\max},\ 0\leqslant\phi_n<2\pi\qquad n\in\{1,2,\cdots,N\}
\end{aligned}$$

有源RIS放大功率预算$P_{a\mathrm{RIS}}=\xi(P_{\mathrm{total}}-M(P_{\mathrm{DC}}+P_{\mathrm{C}}))$,其中$\xi$、$P_{\mathrm{total}}$、$P_{\mathrm{DC}}$和$P_{\mathrm{C}}$分别表示放大器效率、总功率预算、直流偏置功耗和电路功耗[10],$p_{k,\max}^{\mathrm{UE}}$表示U_k最大发射功率,$p_{\max}^{\mathrm{Relay}}$表示DF中继最大发射功率。由于问题P1中的目标函数、约束(C4)、(C5)均存在耦合项,导致问题P1非凸,该优化问题难以求解。

3　问题求解

针对问题P1的非凸性,本节设计了一种高效的交替优化算法以高效求解问题P1。具体来说,优化变量被分成3个部分,即$\{\boldsymbol{W},\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}},\boldsymbol{p}^{\mathrm{Relay}},\boldsymbol{f}\}$、$\{\boldsymbol{\Theta}\}$和$\{\pi^{\mathrm{Relay}},\pi^{\mathrm{BS}}\}$,通过交替优化每个部分优化变量对应

的子优化问题,实现原优化问题P1的求解。

(1) 求解 $\boldsymbol{W}$、$\boldsymbol{\tau}$、$\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}}$、$\boldsymbol{p}^{\mathrm{Relay}}$和$\boldsymbol{f}$

在给定有源RIS反射系数矩阵$\boldsymbol{\Theta}$、DF中继解码顺序π^{Relay}和基站解码顺序π^{BS}后,基于文献[10]所提出的线性MMSE方法,$\boldsymbol{w}_{k,j}$的最优解$\boldsymbol{w}_{k,j}^{*}$可以表示为

$$\boldsymbol{w}_{k,j}^{*}=\frac{(\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}+\dfrac{\sigma_3^2}{p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}}\boldsymbol{I}_M)^{-1}\cdot\boldsymbol{G}}{\left\|(\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}++\dfrac{\sigma_1^2}{p_{k,j}^{\mathrm{Relay}}}\boldsymbol{I}_M)^{-1}\cdot\boldsymbol{G}\right\|} \tag{13}$$

此时,由于约束(C5)中的耦合项,问题P1仍非凸。对于任意$E_{\mathrm{loc},k}$,可以将其改写为$R_{\mathrm{loc},k}=\dfrac{1}{\varphi_k}\left(\dfrac{E_{\mathrm{loc},k}}{\gamma_k}\right)^{\frac{1}{3}}\tau_k^{\frac{2}{3}}$,由该式可以看出,$R_{\mathrm{loc},k}$随着$\tau_k$的增加而增加,因此可以得到$\tau_k$的最优值为$\tau_k^{*}=T$,即$U_k$应在时隙持续时间$T$内一直进行本地计算。于是,约束(C5)可以改写为(C8): $\gamma_k f_k^3 T+\dfrac{T}{2}\sum\limits_{j\in J_+}p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\leqslant E_k^{\max}$, $\forall k\in K_+$, $\forall j\in J_+$。此时,问题P1可简化为

$$\begin{aligned}&\mathrm{P2}:\ \max_{\boldsymbol{f},\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}},\boldsymbol{p}^{\mathrm{Relay}}}\frac{T}{2}\min(R^{\mathrm{Relay}},R^{\mathrm{BS}})+\sum_{k\in K_+}\frac{T\cdot f_k}{\varphi_k}\\&\text{s.t. (C1), (C4), (C6), (C8)}\end{aligned}$$

由于目标函数的耦合性,问题P2难以直接求解。注意到R^{Relay}只与t_1有关,而R^{BS}只与t_2有关,两者之间没有直接依赖关系。因此,为有效解决该问题,采用分段优化法,将问题P2分解为两个独立的子问题,分别求解并通过比较结果获得最小值作为最优解。这一方法不仅能避免耦合导致的复杂度,还能使每个子问题的求解过程更加高效和明确。具体来说,将问题P2转化为

$$\begin{aligned}&\mathrm{P3\text{-}A}:\ \max_{\boldsymbol{f},\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}}}\frac{T}{2}R^{\mathrm{Relay}}+\sum_{k\in K_+}\frac{T\cdot f_k}{\varphi_k}\\&\text{s.t. (C1), (C4), (C6), (C8)}\\&\mathrm{P3\text{-}B}:\ \max_{\boldsymbol{f},\boldsymbol{p}^{\mathrm{Relay}}}\frac{T}{2}R^{\mathrm{BS}}+\sum_{k\in K_+}\frac{T\cdot f_k}{\varphi_k}\\&\text{s.t. (C1), (C6)}\end{aligned}$$

为求解P3-A,提高多用户检测(Multiple-user detection,MUD)增益,在DF中继处使用MMSE检测方法。利用文献[33]提出的Rate-MMSE方程,U_k的卸载量可以表示为

$$R_{\mathrm{off},k}=\sum_{j\in J_+}\frac{T}{2}\cdot R_{k,j}^{\mathrm{Relay}}=\sum_{j\in J_+}\frac{BT}{2\upsilon\ln 2}(\ln q_{k,j}-q_{k,j}e_{k,j}+1) \tag{14}$$

式中$q_{k,j}\geqslant 0$为辅助变量

$$\begin{aligned}e_{k,j}=E\left[\left(\widehat{s_{k,j}^{\mathrm{UE}}}-s_{k,j}^{\mathrm{UE}}\right)\left(\widehat{s_{k,j}^{\mathrm{UE}}}-s_{k,j}^{\mathrm{UE}}\right)^{\mathrm{H}}\right]=&\left|\widetilde{\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k}\sqrt{p_{k,j}^{\mathrm{UE}}}-1\right|^2+\\&\sum_{\{l\in K_+,m\in J_+|\pi_{l,m}^{\mathrm{Relay}}>\pi_{k,j}^{\mathrm{Relay}}\}}p_{k,j}^{\mathrm{UE}}\cdot\left|\widetilde{\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{g}_l}\right|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\|^2+\sigma_1^2\end{aligned} \tag{15}$$

此时,问题P3-A可以改写为

$$\begin{aligned}&\mathrm{P4}:\ \max_{\boldsymbol{f},\boldsymbol{p}^{\mathrm{UE}},\boldsymbol{q}}\sum_{k\in K_+}\frac{T\cdot f_k}{\varphi_k}+\sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}\frac{BT}{2\upsilon\ln 2}(\ln q_{k,j}-q_{k,j}e_{k,j}+1)\\&\text{s.t. (C1), (C4), (C6), (C8), } q_{k,j}\geqslant 0\end{aligned}$$

式中$\boldsymbol{q}=[q_{1,1}, q_{1,2}, \cdots, q_{K,J}]$。此时,P4已被转化为凸优化问题,可以使用凸优化工具CVX进行求解。同理,P3-B也可利用同样的方法求解,在此不再重复。获得问题P3-A和P3-B的最优解后,需比较两者大小,取最小值为问题P2的最优解。

(2) 求解$\boldsymbol{\Theta}$

固定其他参数,有源RIS反射系数矩阵的优化问题可以表示为

$$\text{P5:}\quad \max_{\boldsymbol{\Theta}} \sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}\log_2(1+\text{SINR}_{k,j}^{\text{Relay}})$$

$$\text{s.t.}\ (\text{C4})\quad \sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}(p_{k,j}^{\text{UE}}\|\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k\|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{I}_N\|^2)\leqslant P_{a\text{RIS}}\quad \forall k\in K_+,\ \forall j\in J_+$$

$$(\text{C7})\quad \alpha_n\leqslant\alpha_{n,\max},\ 0\leqslant\phi_n<2\pi\quad n\in\{1,2,\cdots,N\}$$

由于相位和幅度的耦合关系,问题P5非凸。传统的RIS优化算法无法有效解决该问题,原因在于有源RIS在目标函数分母部分引入了额外的噪声项,从而将问题转化为一个二次分式规划问题。为了有效解决该问题,采用文献[30]中的分式规划(Fractional programming,FP)方法来处理P5的非凸性,将P5转化为标准的QCQP问题。具体来说,通过引入辅助变量$\boldsymbol{\rho}=[\rho_{1,1},\rho_{1,2},\cdots,\rho_{K,J}]$,采用拉格朗日对偶变换[10],问题P5中的目标函数可以等价地重新表示为

$$f_1(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\rho})\triangleq\sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}\left[\log_2(1+\rho_{k,j})-\rho_{k,j}\right]+\sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}\left[\frac{(1+\rho_{k,j})\,p_{k,j}^{\text{UE}}\cdot|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k|^2}{\sum\limits_{\{l\in K_+,\,m\in J_+|\pi_{l,m}^{\text{Relay}}\geqslant\pi_{k,j}^{\text{Relay}}\}}p_{l,m}^{\text{UE}}\cdot|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{g}_l|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\|^2+\sigma_1^2}\right] \tag{16}$$

根据文献[30],可以得到$\rho_{k,j}$的最优值为

$$\rho_{k,j}^{*}=\frac{p_{k,j}^{\text{UE}}\cdot|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k|^2}{\sum\limits_{\{l\in K_+,\,m\in J_+|\pi_{l,m}^{\text{Relay}}>\pi_{k,j}^{\text{Relay}}\}}p_{l,m}^{\text{UE}}\cdot|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{g}_l|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\|^2+\sigma_1^2} \tag{17}$$

引入辅助变量$\boldsymbol{\chi}=[\chi_{1,1},\chi_{1,2},\cdots,\chi_{K,J}]$,此时$f_1$可以转化为

$$f_2(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\chi})\triangleq\sum_{k\in K_+}\left\{\log_2(1+\rho_{k,j})-\rho_{k,j}+2\sqrt{(1+\rho_{k,j})\,p_{k,j}^{\text{UE}}}\,\text{R}[\chi_{k,j}^{*}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k)]-|\chi_{k,j}|^2\Big(\sum_{\{l\in K_+,\,m\in J_+|\pi_{l,m}^{\text{Relay}}\geqslant\pi_{k,j}^{\text{Relay}}\}}p_{l,m}^{\text{UE}}\cdot|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{g}_l|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\|^2+\sigma_1^2\Big)\right\} \tag{18}$$

其中$\chi_{k,j}$的最优值为

$$\chi_{k,j}^{*}=\frac{\sqrt{(1+\rho_{k,j})\,p_{k,j}^{\text{UE}}}\,(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k)}{\sum\limits_{\{l\in K_+,\,m\in J_+|\pi_{l,m}^{\text{Relay}}\geqslant\pi_{k,j}^{\text{Relay}}\}}p_{l,m}^{\text{UE}}\cdot|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_l+\boldsymbol{g}_l|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\|^2+\sigma_1^2} \tag{19}$$

经过上述转换,P5可以重新表述为

$$\text{P6:}\ \max_{\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\chi}} f_2(\boldsymbol{\theta},\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\chi})$$

$$\text{s.t.}\ (\text{C4})\quad \sum_{k\in K_+}\sum_{j\in J_+}(p_{k,j}^{\text{UE}}\|\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k\|^2+\sigma_2^2\cdot\|\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{I}_N\|^2)\leqslant P_{a\text{RIS}}\quad \forall k\in K_+,\ \forall j\in J_+$$

$$(\text{C7})\quad \alpha_n\leqslant\alpha_{n,\max},\ 0\leqslant\phi_n<2\pi\quad n\in\{1,2,\cdots,N\}$$

由于最优解已经得到,此时的P6是关于$\boldsymbol{\theta}$的标准QCQP问题,可以通过CVX工具得到$\boldsymbol{\theta}$的最优解。

(3) 求解 π^{Relay} 和 π^{BS}

在RSMA系统中,恰当的解码顺序能够有效降低干扰,提高系统性能。解码顺序的优化问题可以表示为

$$\text{P7:}\quad \max_{\pi^{\text{Relay}},\pi^{\text{BS}}} \frac{T}{2}\min(R^{\text{Relay}},R^{\text{BS}})$$
$$\text{s.t.}\ (\text{C2})\quad \pi^{\text{Relay}}\in\Pi^{\text{Relay}},\ \pi^{\text{BS}}\in\Pi^{\text{BS}}$$

尽管穷尽法可以确保获得最优的解码顺序,但由于其计算复杂度非常高,随着用户数量的增加,穷尽法的复杂度呈指数级增长,导致计算时间和资源消耗急剧增加,从而在实际应用中难以实现。为了克服这一挑战,采用文献[29]中的低复杂度算法,利用实际信道增益获得更高效的解码顺序,从而在接近最优解的同时显著降低了计算复杂度。利用这一算法,DF中继和BS的解码顺序可以分别表示为

$$o_{k,j}^{\text{Relay}} \triangleq |\tilde{h}|^2\left(1+\frac{1}{\text{SINR}_{k,j}^{\text{Relay}}}\right) \tag{20}$$

$$o_{k,j}^{\text{BS}} \triangleq |\tilde{G}|^2\left(1+\frac{1}{\text{SINR}_{k,j}^{\text{BS}}}\right) \tag{21}$$

式中 $\tilde{h}=|\boldsymbol{H}\boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k|^2$ 表示 U_k 与DF中继之间的实际信道增益,$\tilde{G}=|\boldsymbol{G}|^2$ 表示DF中继和BS之间的实际信道增益。$s_{k,j}^{\text{UE}}$ 和 $s_{k,j}^{\text{Relay}}$ 的解码顺序分别由 $o_{k,j}^{\text{Relay}}$ 和 $o_{k,j}^{\text{BS}}$ 的降序决定。

算法1描述了P1的求解步骤。该算法的计算复杂度主要取决于步骤3和步骤5,根据文献[34],求解步骤3的复杂度为 $O(KL\max(N,L)^2+NL^3)$,求解步骤5中QCQP问题的计算复杂度为 $O(\sqrt{L+1}\,(1+2L)L^3)$[35],因此本文所提出算法的计算复杂度为 $O(L^{4.5}+KL\max(N,L)^2+NL^3)$。

算法1 交替优化算法

Algorithm 1 Alternating optimization algorithm

(1) 初始化 $\boldsymbol{p}^{\text{UE}}$、$\boldsymbol{p}^{\text{Relay}}$、$\boldsymbol{f}$、$\boldsymbol{\Theta}$、$\boldsymbol{W}$、$\boldsymbol{\tau}$、$\pi^{\text{Relay}}$ 和 π^{BS},设置迭代次数 iter=1。

重复:

(2) 求解式(13),获得 $\boldsymbol{W}$

(3) 求解P2,获得 $\boldsymbol{p}^{\text{UE}}$、$\boldsymbol{p}^{\text{Relay}}$ 和 $\boldsymbol{f}$

(4) 求解式(20,21),获得 π^{Relay} 和 π^{BS}

(5) 求解P6,获得 $\boldsymbol{\Theta}$

(6) 设置 iter=iter+1

循环直至 $|R_{\text{total}}^{(\text{iter})}-R_{\text{total}}^{(\text{iter}-1)}|\leqslant\varepsilon$,$\varepsilon$ 为迭代结果允许的误差系数。

4 仿真与实验

本节对仿真实验的结果进行分析。考虑仿真的网络拓扑为二维坐标系统,DF中继、有源RIS和BS的坐标分别为(0 m, 0 m)、(10 m, 0 m)和(−100 m, 0 m),用户随机分布在一个以(10 m, 2 m)为圆心、半径为1 m的圆形区域内。仿真所用信道由大尺度衰落和小尺度衰落两部分组成,其中大尺度衰落信道建模为 $P(d)=L_0(d/d_0)^{-a}$,a 为路径损耗因子,$d_0=1$ m为参考距离,$L_0=-30$ dB,d 表示源节点与目标节点之间的距离。U_k 与DF中继之间的路径损耗因子设置为3.5,其余链路的路径损耗因子设为2.2[36]。各链路的小尺度衰落服从莱斯衰落[13],例如,DF中继与BS之间的小尺度信道表示为 $\boldsymbol{G}=\sqrt{\frac{\beta_{\text{r}}}{\beta_{\text{r}}+1}}\bar{\boldsymbol{G}}^{\text{LoS}}+\sqrt{\frac{\beta_{\text{r}}}{\beta_{\text{r}}+1}}\bar{\boldsymbol{G}}^{\text{LoS}}$,其中 $\bar{\boldsymbol{G}}^{\text{LoS}}$ 表示视距(Line of sight, LoS)信道分量,$\bar{\boldsymbol{G}}^{\text{NLoS}}$ 表示非视距(Non line of sight, NLoS)链路中均值为零、单位方差为圆对称复高斯随机变量的瑞利衰落分量,β_{r} 表示DF中继与BS之间的莱斯因子。其余链路间小尺度信道与DF中继和BS间小尺度信道的定义类

似。仿真参数设置如表1所示。此外,为对本文所提方案进行相关性能分析,采用如下方案作为参照方案进行对比:

(1) 全本地计算:用户的所有计算任务均由其本地CPU执行。

(2) 全卸载:用户的所有计算任务利用RSMA技术通过有源RIS反射链路和直连链路传输至DF中继,再由DF中继利用RSMA技术传输至BS,并由MEC服务器进行计算。

(3) NOMA:用户和DF中继均通过NOMA技术传输计算任务,基站利用连续干扰消除技术解码消息。

(4) OMA:用户和DF中继均通过OMA技术传输计算任务。

(5) 无源RIS:用户的发射信号通过无源RIS反射至DF中继。

表1　仿真参数设置

Table 1　Simulation configuration parameters

参数	数值
用户数量K	4
子消息数量J	2
时隙持续时间T/s	1
BS天线数量M	4
RIS反射单元数量N	10
带宽B/MHz	0.2
RIS处噪声功率σ_1^2/dBm	−30
DF中继处噪声功率σ_2^2/dBm	−30
BS处噪声功率σ_3^2/dBm	−30
通信负载υ	1.1
莱斯因子β_r	10
能量效率系数γ_k	0.7
浮点运算次数φ_k/(bit•s^{-1})	1
用户最大能量$E_k^{\max}$/J	1.2×10^9
DF中继最大转发功率$p_{\max}^{\text{Relay}}$/dBm	10
用户最大发射功率$p_{k,\max}^{\text{UE}}$/dBm	10
本地计算最大频率$f_k^{\max}$/(cycle•s^{-1})	1 200

本文所提算法的收敛性如图2所示。由图2可以明显看出,算法仅经过3次迭代便能快速收敛,表明该算法在求解过程中具有良好的收敛性和高效性。此外,与传统的NOMA和OMA方案相比,RSMA方案表现出更为优越的性能。这一优势主要源于RSMA方案能够更高效地利用频谱资源,通过精确的资源分配和干扰管理,提高系统的吞吐量。

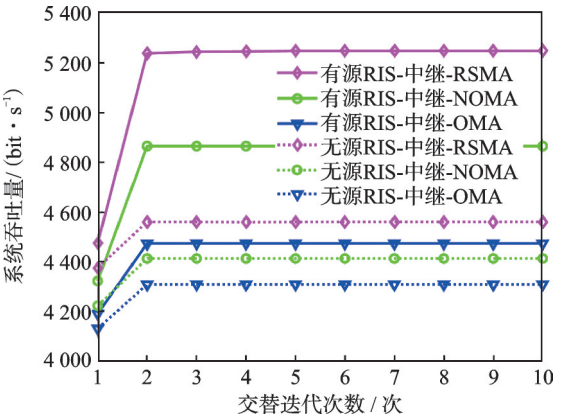

图2　交替优化算法收敛性

Fig.2　Convergence behaviors of the alternating optimization algorithm

系统吞吐量随RIS反射单元数量N的变化情况如图3所示。所有方案的性能均随着RIS反射单元数量的增加而得到明显提升。这一现象的原因在于,随着反射单元数量的增加,通过RIS辅助的通信链路能够有效增加接收端的信号强度,从而提高了数据传输的效率和质量。此外,由于有源RIS不仅能够反射信号从而改善信号传输路径,还能够放大接收到的信号,这使得有源RIS方案相较于无源RIS方案在吞吐量上表现出更高的增益。

图4展示了路径损耗因子与系统吞吐量之间的关系。随着路径损耗因子的增加,系统的吞吐量逐渐下降。这是由于较高的路径损耗因子通常意味着信号在传播过程中经历了更强的衰减,导致接收端接收到的信号功率减弱,从而限制了数据传输速率和系统性能。与无源RIS方案相比,采用有源RIS显著提升了系统吞吐量。这表明有源RIS在面对不利的传播环境时,能够通过放大反射信号,克服信号衰减和减小路径损耗带来的负面影响,提升系统的吞吐量和通信质量。

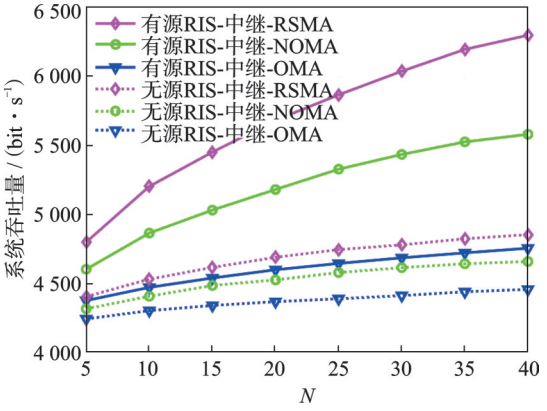

图3 系统吞吐量随N的变化情况

Fig.3 System throughput versus N

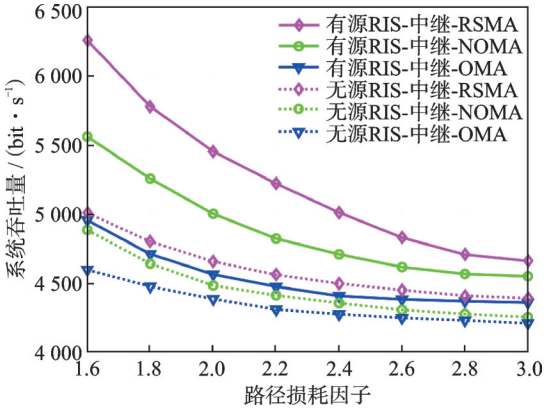

图4 系统吞吐量随路径损耗因子的变化情况

Fig.4 System throughput versus the pass loss exponent

系统吞吐量随RIS与中继距离的变化情况如图5所示。从图5中可以观察到，当U_k与中继距离RIS距离相等时，系统吞吐量达到最小值。而当RIS向U_k或中继偏移时，系统吞吐量逐渐增加。这表明，RIS的位置对系统吞吐量有明显影响，且合理调整RIS的位置有助于优化吞吐量表现。进一步对比无源RIS方案和有源RIS方案下，系统吞吐量随RIS位置变化的趋势，能够看出，有源RIS方案下的系统吞吐量受RIS位置变化的影响更加显著。具体而言，由于有源RIS具备对相位和幅度参数的动态调节能力，对于信号的反射可以更精确地根据位置进行优化，从而使得系统吞吐量随着RIS位置的改变而表现出较为明显的波动和提升。

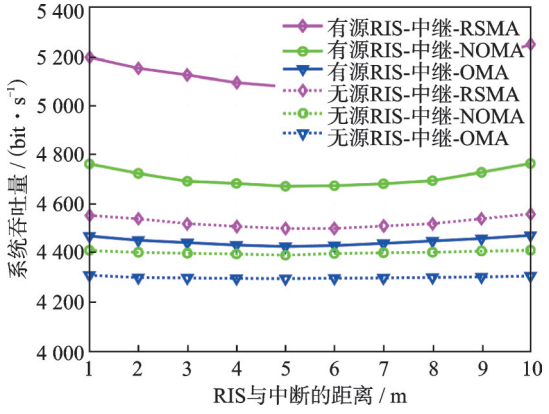

图5 系统吞吐量随RIS与中继距离的变化情况

Fig.5 System throughput versus the distance between the RIS and the relay

图6展示了用户最大发射功率对系统吞吐量的影响。可以看出，除了全本地计算的方案外，其他方案的吞吐量随着最大发射功率的增加而得到提升，且本文提出的部分卸载方案的表现优于全本地计算和全卸载的方案。其原因在于，通过部分卸载，用户的计算任务能够同时由本地CPU和MEC服务器协同处理，这种分布式计算方式显著增强了MEC系统的数据处理能力，尤其在高发射功率的条件下，MEC服务器可以更有效地承担计算任务，从而提高数据处理效率，进一步提升系统的吞吐量。

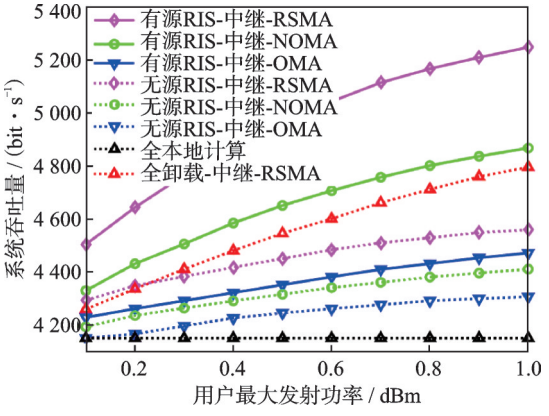

图6 系统吞吐量随用户最大发射功率的变化情况

Fig.6 System throughput versus maximum transmit power of users

5 结束语

本文提出了一种有源RIS与DF中继协同辅助的RSMA-MEC系统架构。该系统通过部署有源RIS来增强信号增益,并利用DF中继扩展通信范围,同时采用RSMA技术优化任务卸载和干扰管理。为了最大化系统吞吐量,研究了DF中继解码顺序与发射功率、基站接收波束成形和解码顺序、有源RIS反射系数以及用户卸载策略的联合优化问题。随后,提出一种高效的交替优化算法并获得了系统吞吐量最大化问题的次优解。最后,数值结果验证,有源RIS与DF中继协同辅助能够有效提升RSMA-MEC系统的吞吐量性能。

参考文献:

[1] SHI W S, CAO J, ZHANG Q,et al. Edge computing: Vision and challenges[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(5): 637-646.

[2] MAO Y, YOU C, ZHANG J, et al. A survey on mobile edge computing: The communication perspective[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2019, 19(4): 2322-2358.

[3] ZHOU F, HU R Q. Computation efficiency maximization in wireless powered mobile edge computing networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(5): 3170-3184.

[4] WANG K, JIN J, YANG Y, et al. Task offloading with multi-tier computing resources in next generation wireless networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 41(2): 306-319.

[5] WU Q, ZHANG S, ZHENG B, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3313-3351.

[6] BAI T, PAN C, HAN C, et al. Reconfigurable intelligent surface aided mobile edge computing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 28(6): 80-86.

[7] CHU Z, XIAO P, SHOJAFAR M, et al. Intelligent reflecting surface assisted mobile edge computing for internet of things[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 619-623.

[8] ZHI K, PAN C, REN H, et al. Active RIS versus passive RIS: Which is superior with the same power budget?[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(5): 1150-1154.

[9] CHEN G, WU Q, HE C, et al. Active IRS aided multiple access for energy-constrained IoT systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(3): 1677-1694.

[10] LONG R, LIANG Y, PEI Y, et al. Active reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4962-4975.

[11] PENG Z, WENG R, ZHANG Z, et al. Active reconfigurable intelligent surface for mobile edge computing[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(12): 2482-2486.

[12] CHEN X M, LEI L, ZHANG H Z, et al. Large-scale MIMO relaying techniques for physical layer security: AF or DF?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(9): 5135-5146.

[13] 杨震, 冯璇, 吕斌. 智能反射面辅助的两跳中继无线供电通信网络吞吐量最大化研究[J]. 通信学报, 2022, 43(9): 90-99.
YANG Zhen, FENG Xuan, LYU Bin. Research on throughput maximization for intelligent reflecting surface assisted dual-hop relay wireless powered communication network[J]. Journal on Communications, 2022, 43(9): 90-99.

[14] 董榕恩, 谢中毅, 马海波, 等. 离散相移IRS辅助放大转发中继网络的性能分析[J]. 电子与信息学报, 2024, 47(3): 1-8.
DONG Rongen, XIE Zhongyi, MA Haibo, et al. Performance analysis of discrete-phase-shifter IRS-aided amplify-and-forward relay network[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2024, 47(3): 1-8.

[15] 桑燃, 徐大专, 许生凯, 等. 乘积转发型双向中继网络性能分析及功率控制研究[J]. 数据采集与处理, 2018, 33(1): 51-57.
SANG Ran, XU Dazhuan, XU Shengkai, et al. Performance analysis and power allocation for two-way product-and-forward relay networks[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2018, 33(1): 51-57.

[16] LI Q, FENG S J, GE X H, et al. On the performance of full-duplex multi-relay channels with DF relays[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(10): 9550-9554.

[17] 王令照, 仇润鹤. 解码转发双向无线携能全双工中继系统的能效研究[J]. 信号处理, 2022, 38(4): 806-815.
WANG Lingzhao, QIU Runhe. Energy efficiency research of decode-and-forward two-way simultaneous wireless information and power transfer full-duplex relay system[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(4): 806-815.

[18] SILVA S, ARDAKANI M, TELLAMBURA C. Relay selection for cognitive massive MIMO two-way relay networks[C]//

Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference. [S.l.]: IEEE, 2017: 1-6.

[19] ATAPATTU S, JING Y, JIANG H, et al. Relay selection schemes and performance analysis approximations for two-way networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(3): 987-998.

[20] ZHANG Z, CHEN Z, SHEN M, et al. Spectral and energy efficiency of multipair two-way full-duplex relay systems with massive MIMO[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 848-863.

[21] GONG S, XING C, FEI Z, et al. Millimeter-wave secrecy beamforming designs for two-way amplify-and-forward MIMO relaying networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(3): 2059-2071.

[22] YILDIRIM I, KILINC F, BASAR E, et al. Hybrid RIS empowered reflection and decode-and-forward relaying for coverage extension[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(5): 1692-1696.

[23] WANG X H, SHU F, SHI W P, et al. Beamforming design for IRS-aided decode-and-forward relay wireless network[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2022, 6(1): 198-207.

[24] SUN Q, QIAN P, DUAN W, et al. Ergodic rate analysis and IRS configuration for multi-IRS dual-hop DF relaying systems [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(10): 3224-3228.

[25] MAO Y, CLERCKX B, LI V. Rate-splitting for multi-antenna non-orthogonal unicast and multicast transmission: Spectral and energy efficiency analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(12): 8754-8770.

[26] MAO Y, CLERCKX B, LI V. Rate-splitting multiple access for down link communication systems: Bridging, generalizing, and outperforming SDMA and NOMA[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2018, 2018(1): 7276-7289.

[27] RIMLOSI B, URBANKE R. A rate-splitting approach to the gaussian multiple-access channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1996, 42(2): 364-375.

[28] YANG Z, CHEN M, SAAD W, et al. Sum-rate maximization of uplink rate splitting multiple access (RSMA) communication [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2020, 21(7): 2596-2609.

[29] KATWE M, SINGH K, CLERCKX B, et al. Rate splitting multiple access for sum-rate maximization in IRS aided uplink communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(4): 2246-2261.

[30] CHEN P, LIU H, YE Y, et al. Rate-splitting multiple access aided mobile edge computing with randomly deployed users[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(5): 1549-1565.

[31] LI Y, TAO C, SECO G, et al. Channel estimation and performance analysis of one-bit massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(15): 4075-4089.

[32] WANG Y, SHENG M, WANG X, et al. Mobile edge computing: Partial computation offloading using dynamic voltage scaling [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(10): 4268-4282.

[33] LIU P, SUN Q, LIU H. An intelligent reflecting surface-assisted uplink C-RSMA system[C]//Proceedings of IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC) Workshops. [S.l.]: IEEE, 2022: 170-175.

[34] GRANT M, BOYD S. CVX: MATLAB software for disciplined convex programming, version 2.1[EB/OL]. (2020-01-01), http://cvxr.com/cvx.

[35] LI X, WANG T, TONG H, et al. Sum rate maximization for active RIS-aided downlink RSMA system[C]//Proceedings of IEEE Conference on Computer Communications Workshops. [S.l.]: IEEE, 2023: 1-6.

[36] ZHANG Y T, DI B Y, ZHANG H L, et al. Beyond cell-free MIMO: Energy efficient reconfigurable intelligent surface aided cell-free MIMO communications[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021, 7(2): 412-426.

作者简介:

李喆(2000-),女,硕士研究生,研究方向:可重构智能表面、速率分割多址接入技术等,E-mail:1222014536@njupt.edu.cn。

吕斌(1989-),男,副教授,研究方向:网络性能优化、无线供电通信等,E-mail:blyu@njupt.edu.cn。

杨震(1961-),**通信作者**,男,教授、博士生导师,研究方向:无线通信与网络信号处理、语音处理与现代语音通信等,E-mail:yangz@njupt.edu.cn。

(编辑:陈珺)

Throughput Maximization of RSMA-MEC System Collaboratively Assisted by Active RIS and DF Relay

LI Zhe[1], LYU Bin[1], YANG Zhen[1,2*]

(1. College of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China; 2. National Local Joint Engineering Research Center for Communications and Network Technology, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: To enhance the throughput of the mobile edge computing (MEC) system, this paper investigates a rate splitting multiple access (RSMA)-MEC system assisted by a collaborative combination of the active reconfigurable intelligent surface (RIS) and the decode-and-forward (DF) relay. In this system, the active RIS is deployed to improve the signal transmission condition, while the DF relay is employed to extend the communication range. Additionally, the RSMA protocol is utilized to enhance the spectrum efficiency in multi-user access scenario, and both the relay and the base station (BS) apply the successive interference cancellation technique to decode the transmitted signals. The interaction among these technological components requires a systematic approach to resource allocation and interference management. To fully exploit the potential gains of this composite architectural framework, an overall joint optimization across all key parameters is essential. To maximize the system throughput, the joint optimization problem involving the relay's decoding order and transmitting power, the BS's receiving beamforming and decoding order, the active RIS reflection coefficients, and the users' offloading strategies are investigated. An alternating optimization algorithm is proposed to obtain the suboptimal solution for the throughput maximization problem. Finally, numerical results validate that the collaborative assistance of the active RIS and the DF relay can effectively enhance the throughput performance of the RSMA-MEC system.

Highlights:

1. This paper proposes a novel MEC architecture that synergistically combines RSMA with a collaborative active RIS and DF relay scheme, formulating a comprehensive joint optimization problem for throughput maximization.

2. This paper develops an efficient alternating optimization framework to solve the non-convex optimization problem, with numerical results demonstrating significant throughput gains over conventional designs.

Key words: reconfigurable intelligent surface (RIS); decode-and-forward (DF) relay; rate splitting multiple access (RSMA); mobile edge computing (MEC)

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (No.62071242); Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province (No.SJCX23_0258).

Received: 2024-12-25; **Revised:** 2025-04-09

***Corresponding author, E-mail:** yangz@njupt.edu.cn.