



研究与开发

非正交多址接入无线能量采集协作系统

金小萍¹, 吴青¹, 翟文超¹, 包建荣²

(1. 中国计量大学信息工程学院, 浙江省电磁波信息技术与计量检测重点实验室, 浙江 杭州 310018;
2. 杭州电子科技大学信息工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘 要: 近年, 非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 技术作为一种应用于 5G 无线网络的多址接入技术, 引起了人们的广泛关注。为了提高 NOMA 技术的频谱效率、覆盖范围和抗噪性能, 并降低系统的能耗, 设计了一种基于正交索引调制多址接入 (quadrature index modulation multiple access, QIMMA) 技术的无线携能 (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT) 协作网络上行 NOMA 传输系统, 记为协作 QIMMA-SWIPT。具体来说, 多个远端用户组成一个 QIMMA 系统, 然后通过协作中继的译码转发拓展系统的覆盖范围, 并在中继端采用 SWIPT 技术以便信息在译码的同时进行能量的采集, 降低系统的能耗。详细推导了 QIMMA-SWIPT 系统平均误码率的理论上界, 并在频谱效率一定的情况下通过模拟仿真对比分析, 得出协作 QIMMA-SWIPT 系统的误码率性能优于协作 IMMA-SWIPT 和 SCMA-SWIPT 系统的结论。此外, 深入研究了功率切割因子和信源到中继的距离对系统误码性能的影响。

关键词: 无线携能; 非正交多址接入; 功率切割; 索引调制

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021054

Non-orthogonal multiple access wireless energy harvesting cooperative system

JIN Xiaoping¹, WU Qing¹, ZHAI Wenchao¹, BAO Jianrong²

1. Key Laboratory of Electromagnetic Wave Information Technology and Metrology of Zhejiang Province,
College of Information Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China
2. College of Information Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Non-orthogonal multiple access (NOMA) has recently attracted wide attention as a promising multiple access technology adopted in 5G cellular networks. In order to improve the spectrum efficiency, coverage and anti-noise performance of NOMA technology, while reduce the energy consumption of the system, a simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) cooperative network uplink NOMA transmission system based on

收稿日期: 2020-07-30; 修回日期: 2021-03-15

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY17F010012); 浙江省教育厅科研项目 (No.Y201840047); 浙江省电磁波信息技术与计量检测重点实验室开放式项目 (No.2019KF0004); 国家级大学生创新创业训练计划项目 (No.201810356030)

Foundation Items: Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (No.LY17F010012), Foundation of Zhejiang Provincial Educational Committee (No.Y201840047), Open Project Funding of the Key Laboratory of Electromagnetic Wave Information Technology and Metrology of Zhejiang Province (No.2019KF0004), National Students' Platform for Innovation and Entrepreneurship Training Program (No.201810356030)

orthogonal index modulation multiple access (IMMA) technology was designed, hereafter was denoted as QIMMA-SWIPT. Specifically, the QIMMA system was formed by multiple remote users, and it improved the spectrum efficiency and anti-noise performance as well as expanded the communication coverage and reduced the energy consumption of the system by decoding and forwarding relay cooperative transmission with SWIPT technology. The theoretical upper bound of the average bit error rate of QIMMA-SWIPT was derived. Simulation and analysis demonstrate that, under the same spectrum efficiency, the bit error rate performance of the cooperative QIMMA-SWIPT system is better than that of the cooperative IMMA-SWIPT and SCMA-SWIPT systems. In addition, the effects of power cut factor and source-to-relay distance on bit error performance were also deeply analyzed.

Key words: SWIPT, non-orthogonal multiple access, power-splitting, index modulation

1 引言

多址接入 (multiple access, MA) 技术在无线通信的发展中起着重要的作用。在最近提出的 MA 技术中, 非正交 MA (non-orthogonal MA, NOMA) 引起了人们极大的兴趣^[1]。NOMA 允许多个并发传输, 通过控制发射功率 (功率域 NOMA)^[2] 或星座的稀疏编码 (稀疏码多址接入 (sparse code multiple access, SCMA))^[3], 使用户在可用资源上获得最大收益, 同时最大限度地减少干扰。尽管 NOMA 有一定的优势, 但复杂的星座设计和检测算法阻碍了 NOMA 的适用性。为了解决这个问题, Althunibat 等^[4]提出了另一种新颖的上行链路 MA 技术, 称为基于索引调制的 MA (index modulation based MA, IMMA)。IMMA 中的每个用户都可以单独选择自己的时隙, 而不需要任何中央管理或调度, 时隙可以在两个或多个用户之间共享。因此, 与 OMA 和传统功率域 NOMA 方案相比, 在误码率 (bit error rate, BER) 和服务用户数量方面显示出优异的性能。IMMA 的创新点是利用正交资源, 例如时隙、频率等构建块, 作为索引星座图, 并对每个用户使用索引调制 (index modulation, IM) 和 MA 技术。在 IMMA 中, 多个时隙被认为是一个额外的星座图, 用来传递额外的数据位。具体来说, 每个用户发送一个数据位块, 其中一组数据位调制特定时间隙。另一组比特进行常规符号调制, 并且在第一组比特

确定的特定时间隙上发送。在接收端, 采用最大似然 (maximum likelihood, ML) 检测算法来进行解调。另外, IMMA 系统中多个用户是同时传输各自消息的, 相比 TDMA, 大大提高了系统的频谱效率。继 IMMA 后, Mesleh 等^[5]又提出了一种增强型 IMMA, 称为正交索引调制多址接入 (quadrature IMMA, QIMMA), 允许每个用户将调制符号的同相和正交部分分别在各自时间隙中激活, 并通过激活时间隙传输数据。因此, 相比 IMMA, QIMMA 提高了用户的频谱效率, 同时保留了 IMMA 方案的固有优势, 且接收端在检测时, 与 IMMA 一致都要检测调制符号的索引值, 但时间隙索引值的检测, 比 IMMA 多一个维度。

然而, 目前研究的 IMMA 或 QIMMA 技术都基于集中式 MIMO 系统, 不利于边缘用户的信息传输。而协作中继利用网络中的中继或空闲节点, 通过多用户间的信息共享, 形成虚拟的多输入多输出 (multi-input multi-output, MIMO) 而实现分集增益, 以便对抗通信环境中的多径衰落, 扩展通信距离和提高信息传输质量, 因此本文对 QIMMA 系统引入了协作中继的思想。但是协作系统中继处需对大量用户的信息进行译码转发, 存在能量消耗大的问题, 一个有效的解决方案是 SWIPT 技术^[6], 即将射频 (radio frequency, RF) 信号同时用于传递能量和传输信息, 该方法可以克服电池寿命有限的问题, 已成为能量受限无线网络中一种有吸引力的策略。使用 SWIPT 技术的



中继将接收的信号一部分进行能量采集,用于中继将信息传输到目的端,另一部分进行信息译码转发。当前,人们广泛采用两种不同的 SWIPT 协议,即功率切割接收机(power-splitting receiver, PSR)和时间切割接收机(time-splitting receiver, TSR)。

对此,本文研究了一种基于功率切割 SWIPT 协议下的 QIMMA 技术在协作通信系统的应用,记作 QIMMA-SWIPT。QIMMA-SWIPT 系统的优势主要有 3 点:一是与传统 NOMA 协作系统比较,可容纳更多的用户数,并且相同用户数下的误码率性能更好;二是相比传统功率域 NOMA,其实现复杂度有所降低,原因在于不需要使用连续干扰消除技术^[7];三是在 QIMMA 系统中,由于每个用户激活的时隙存在碰撞,因此有一部分时隙是始终未激活的,这一方面造成了资源浪费,另一方面,当碰撞概率很高时,多个用户通过同一时隙传输,也增加了解调时的复杂度并且可能出现资源过载的情况,而 SWIPT 可利用未激活的时隙进行能量采集,可有效利用资源。最后对此系统性能进行了详细分析,并推导了理论上限。仿真结果表明,与最近研究比较多的 SCMA-SWIPT 和 IMMA-SWIPT 相比, QIMMA-SWIPT 在频谱效率和抗噪性能方面都有绝对的优势。另外,本文就功率分配因子和中继位置对协作 QIMMA-SWIPT 的性能影响也进行了深入的分析。

2 索引调制多址协作系统

考虑一个双跳多址协作系统,其中所有用户都配备单根天线,如图 1 所示。假设信源(S)和目标(D)节点之间没有直接连接,仅通过中继(R)节点来进行通信。中继节点 R 将从 S 接收的数据译码后向 D 转发。假设 S 拥有 N 个用户和 L 个时隙,中继节点配备一根接收天线和 N_t 根发射天线, D 配备 N_r 根接收天线,并在半双工模式下工作。假设译码转发(decode-and-forward, DF)中继没有外部电源,所需功率可通过能量采集(energy harvesting, EH)实现,此外,假设在 R 的数据处理过程中所消耗的功率可以忽略不计。

信源-中继(S-R)和中继-目的地(R-D)链路服从准静态独立瑞利衰落信道。源和中继之间的距离由 d_1 表示,而中继和目的地之间的距离由 d_2 给出。每条链路的路径损耗指数分别用 ζ_1 和 ζ_2 表示。假定信道衰落系数在一个块传输时间(T)内保持不变,但在一个块到另一个块之间独立变化。

传输包括两个阶段,在第一阶段中,源节点通过 S-R 链路向中继发送信息。信源处采用 QIMMA 方案,在该方案中,每个用户发送一个 $\text{lb}(M_1 L^2)$ 位块,其中, M_1 表示常规调制符号阶数。图 1 中,输入位被分成 3 个部分: $\text{lb} M_1$ 、 $\text{lb} L$ 和

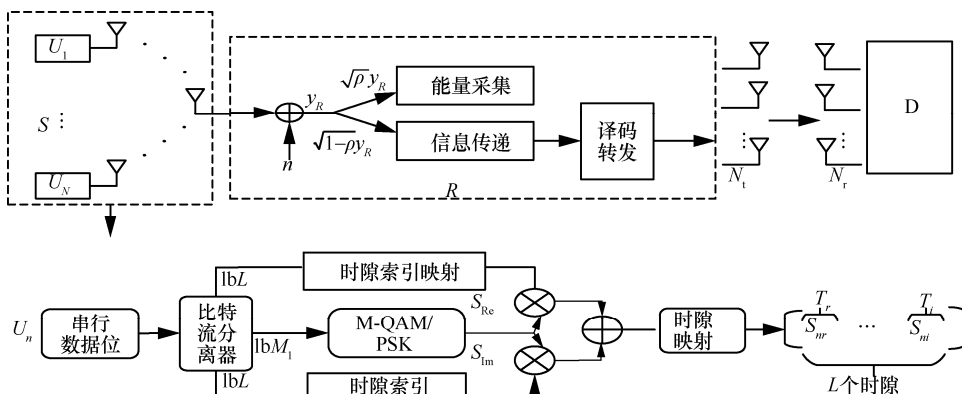


图 1 QIMMA-SWIPT 系统框图

$\text{lb } L$; 第一块 $\text{lb } M_1$ 比特流被映射到一个传统的星座符号: $s = s_{\text{Re}} + j \cdot s_{\text{Im}}$; 其余两块 $\text{lb } L$ 和 $\text{lb } L$ 分别用于选择时隙索引向量 $\mathbf{e}_i$ 来传输星座符号的实部 s_{Re} , 以及时隙索引向量 $\mathbf{e}_k$ 来传输虚部 s_{Im} , 其中, $\mathbf{e}_i, \mathbf{e}_k \in R^L$, $i, k \in \{1, \dots, L\}$, 分别表示单位矩阵 $\mathbf{I}_L$ 的第 i 和 k 列向量。换句话说, 它们分别用于激活特定时隙来传输所得的星座符号的实部 s_{Re} 和虚部 s_{Im} 。最后, 通过把实部 $s_{\text{Re}} \cdot \mathbf{e}_i$ 和虚部 $s_{\text{Im}} \cdot \mathbf{e}_k$ 相加, 得到一个发射空间向量 $\mathbf{X}$:

$$\mathbf{X} = s_{\text{Re}} \cdot \mathbf{e}_i + j \cdot s_{\text{Im}} \cdot \mathbf{e}_k \quad (1)$$

在中继端, 第 l 个时隙接收到的信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_l = \sum_{n=1}^N h_{nl} s_{nl} + n_l \quad (2)$$

其中, s_{nl} 是第 n 个用户在第 l 个时隙上发送的信号, (即 $s_{nl} = \mathbf{x}_n(l)$), $\mathbf{x}_n$ 表示来自第 n 个用户的传输矢量。 n_l 是均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。因此, 接收的信号向量 $\mathbf{y}$ 为:

$$\mathbf{y} = \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{X}) + \mathbf{N} \quad (3)$$

其中, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角线算子, 其中, $\mathbf{H}_1$ 是 S-R 之间的 $L \times N$ 维信道矩阵, 且 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \dots \ \mathbf{x}_N]^T$, $\mathbf{N} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_L]^T$, 用 $(\cdot)^T$ 表示转置算子。

根据 PSR 协议, 将中继分为两部分, 分别支持 EH 和信息译码 (information decoding, ID) 操作。将信源的发射功率记为 P_s , 假设 EH 需要 ρP_s , 那么, $(1-\rho)P_s$ 用于信息解码, 其中 $0 \leq \rho \leq 1$ 表示功率切割系数。假设中继在将信号转发到目的地时消耗所有采集的能量。

因此, 在中继处接收到的 EH 信号如下:

$$\mathbf{y}_{\text{EH}} = \sqrt{\frac{\rho P_s}{d_1^{\zeta_1}}} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{X}) + \mathbf{N} \quad (4)$$

基于式 (4), 由参考文献[7]可知, 第一阶段在 R 处获得的能量可以写成:

$$\varepsilon_H = \frac{\beta \rho P_s T}{2 d_1^{\zeta_1}} \|\mathbf{H}_1\|_F^2 \quad (5)$$

其中, $0 \leq \beta \leq 1$ 表示系统所决定的 EH 效率, $\|\cdot\|_F^2$ 表示 Frobenius 范数。

在 R 处接收的基带信号由式 (6) 给出:

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{(1-\rho)P_s}{d_1^{\zeta_1}}} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{X}) + \mathbf{n}_1 \quad (6)$$

在中继端, 使用 DF 模式, 在 ML 算法的基础上, 给出了判决度量表达式:

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X} \in \mathcal{A}_1} \left\| \mathbf{y}_1 - \sqrt{\frac{(1-\rho)P_s}{d_1^{\zeta_1}}} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{X}) \right\|_F^2 \quad (7)$$

其中, $\mathcal{A}_1$ 为最大似然搜索空间的所有可能性, 共有 $(M_1 L^2)^N$ 个候选值, M_1 为 S-R 链路的调制阶数。

在第一阶段完成后, 在中继端 R 处, 根据式 (7) 对接收的信号进行解映射, 之后进行空间调制, 并使用从式 (5) 采集的能量转发调制后的信号。因此, 第二阶段在目的地 D 处接收的信号表示为:

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{\frac{P_r}{d_2^{\zeta_2}}} \mathbf{H}_2 \hat{\mathbf{X}}_2 + \mathbf{n}_2 \quad (8)$$

其中, $\mathbf{H}_2$ 是 R 与 D 之间的 $N_r \times N_t$ 信道矩阵, $\hat{\mathbf{X}}_2$ 是来自 R 的 $N_t \times 1$ 维的发射信号, 结合符号索引和天线组成空间调制映射器, $\hat{\mathbf{X}}_2$ 的形式为: $[0 \ 0 \ x_q \ \dots \ 0]$, 其中每次只激活一根天线用来传输符号 x_q , 且 x_q 为信号星座的第 q 个符号, 假定为 $E[\hat{\mathbf{X}}_2^H \hat{\mathbf{X}}_2] = \mathbf{I}$; $\mathbf{n}_2$ 是目的地节点处的 AWGN; P_r 表示从中继节点发送的功率:

$$P_r = \frac{\varepsilon_H}{T/2} = \frac{\beta \rho P_s}{d_1^{\zeta_1}} \|\mathbf{H}_1\|_F^2 \quad (9)$$

这种情况下的最优 ML 检测为:

$$\tilde{\mathbf{X}}_2 = \arg \min_{\mathbf{X} \in \mathcal{A}_2} \left\| \mathbf{y}_2 - \sqrt{\frac{\beta \rho P_s \|\mathbf{H}_1\|_F^2}{d_1^{\zeta_1} d_2^{\zeta_2}}} \mathbf{H}_2 \hat{\mathbf{X}} \right\|_F^2 \quad (10)$$

其中, $\mathcal{A}_2$ 为最大似然搜索空间的所有可能性, 共有 $M_2 N_t$ 个候选值, M_2 为 R-D 链路的调制阶数。



3 性能分析

本文通过计算中继节点和目标节点的平均误码率来评估系统的总体性能。因此，提出的双跳译码转发中继 QIMMA 方案的总体误码率（即平均误码率）可以写成：

$$P_b \leq P_{b,1} + P_{b,2} - 2P_{b,1}P_{b,2} \quad (11)$$

其中， $P_{b,i}$ 是 i -th 链路的平均误码率，S-R 为第一链路，R-D 为第二链路，可以用联合边界技术得到。

3.1 中继端 R 的平均误码率

端到端 QIMMA 系统的误码率可以通过计算成对错误概率（pairwise error probability, PEP）表示。假设发送信号是 $\mathbf{X}$ ，由 ML 检测得到 $\hat{\mathbf{X}}$ ，则条件成对错误概率 PEP_1 可以推算为：

$$\text{PEP}_1(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H}_1) = \text{PEP}_1(\|\mathbf{Y}_1 - \sqrt{\tau_1} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \mathbf{X})\|_F^2 > \|\mathbf{Y}_1 - \sqrt{\tau_1} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{X}})\|_F^2) \quad (12)$$

$$\|\mathbf{Y}_1 - \sqrt{\tau_1} \text{diag}(\mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{X}})\|_F^2 = Q \left(\sqrt{\frac{\|\phi\|_F^2}{2\sigma^2}} \right)$$

其中， $Q(\cdot) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ 是 Q 函数，

$$\phi = \sqrt{\tau_1} \|\text{diag}(\mathbf{H}(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}))\|_F^2, \tau_1 = \frac{(1-\rho)P_s}{d_1^{\zeta_1}}, \text{借助 } Q$$

函数^[10]，可进一步表示为：

$$\text{PEP}_1(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H}_1) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp\left(-\frac{\phi}{4\sigma^2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (13)$$

设 $\phi = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}$ ， ϕ_{nl} 是 ϕ 的第 n 行、第 l 列的元素， $\phi = \sqrt{\tau_1} \sum_{l=1}^L \left\| \sum_{n=1}^N h_{nl} \phi_{nl} \right\|_F^2$ 是 L 个指数随机变量的累加和，第 l 个随机变量的均值是 $\mu_l = \sum_{n=1}^N \|\phi_{nl}\|_F^2$ 。

在 L 个指数随机变量中，有 K 个均值不为零，其中 $K \leq L$ 。假设存在 R 个不同的均值记为 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_R$ ，其中 $R \leq K$ ，将拥有同样均值 μ_l 的个数表示为 r_l 。因此，有 $r_1 + r_2 + \dots + r_R = K$ 。由参考文献[5]可知：

$$\text{PEP}_1(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) =$$

$$\sqrt{\tau_1} \sum_{q=1}^R \chi_q^{r_q} \sum_{\omega=1}^{r_q} A(-1)^{r_q-\omega} \left(\frac{\lambda}{\chi_q} \right)^\omega \sum_{k=0}^{\omega} \binom{\omega-1+k}{k} (1-\lambda)^k \quad (14)$$

$$\text{其中， } \chi_x = \frac{1}{\mu_x}, \quad \lambda = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+4\sigma^2 \chi_q}} \right),$$

$$A = \sum_{m_1+\dots+m_R=r_q-w} \prod_{l=1}^R \binom{r_l+m_l-1}{m_l} \frac{\chi_l^{r_l}}{(\chi_l - \chi_q)^{r_l+m_l}}.$$

最后，将用式 (14) 中计算的 PEP_1 通过紧密结合边界技术^[11]计算平均误码率：

$$p_{b,1} = \frac{1}{2^{B_1}} \sum_{\mathbf{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}} \frac{\delta_1}{B_1} \text{PEP}_1(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \quad (15)$$

其中， $B_1 = \text{Mlb}(M_1 L^2)$ ， δ_1 是 $\mathbf{X}$ 和 $\hat{\mathbf{X}}$ 之间不同位数的个数。

3.2 目的端 D 的平均误码率

按照为第一个链路讨论的类似分析步骤，第二个链路条件成对错误概率 PEP_2 可以表示如下：

$$\text{PEP}_2(\hat{\mathbf{X}}_2 \rightarrow \tilde{\mathbf{X}}_2 | \mathbf{H}_2) = E[Q(\sqrt{v})] = E\left[\frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{v}}{2}\right)\right] \quad (16)$$

其中， $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_1^\infty e^{-t^2 x^2} dt$ 是互补误差函数。

随机变量 v 定义为：

$$v = \frac{\tau_2}{2\sigma_2^2} \|\mathbf{H}_2(\hat{\mathbf{X}}_2 - \tilde{\mathbf{X}}_2)\|_F^2 \quad (17)$$

其中， $\tau_2 = \frac{\beta \rho P_s}{d_1^{\zeta_1} d_2^{\zeta_2}} \|\mathbf{H}_1\|_F^2$ 。 PEP_2 可表示为：

$$\text{PEP}_2(\hat{\mathbf{X}}_2 \rightarrow \tilde{\mathbf{X}}_2) = \chi_2^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r+k-1}{k} (1-\chi_2)^k \quad (18)$$

$$\text{其中， } \chi_2 = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_a^2}{1+\sigma_a^2}} \right), \quad \sigma_a^2 = \frac{\rho_1 (|x_{q_1}|^2 + |x_{\hat{q}_1}|^2)}{2},$$

其中 ρ_1 是每根接收天线的平均信噪比且 $1 \leq q_1 \leq M_2$ ， $1 \leq \hat{q}_1 \leq M_2$ 。

最后, 目的端误码率可表示为:

$$p_{b,2} = \frac{1}{2^{B_2}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}} \sum_{\tilde{\mathbf{X}}} \frac{\delta_2}{B_2} \text{PEP}_2(\hat{\mathbf{X}} \rightarrow \tilde{\mathbf{X}}) \quad (19)$$

其中, $B_2 = \text{lb}(M_2 N_t)$, δ_2 是 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 和 $\tilde{\mathbf{X}}_2$ 之间不同位数的个数。

4 仿真结果与分析

在仿真中, 假设中继端、目的端均确知信道状态信息为瑞利衰落信道。若无说明, 则 $P_s = 1$, $\beta = 1$, $\zeta_1 = \zeta_2 = 2$ 。在同样调制阶数 M_1 和时隙数 L 的前提下, SCMA-SWIPT、IMMA-SWIPT、QIMMA-SWIPT 三者的频谱效率呈递增的关系, 见表 3。

表 1 SCMA-SWIPT、IMMA-SWIPT、QIMMA-SWIPT 的频谱效率对比

	SCMA-SWIPT	IMMA-SWIPT	QIMMA-SWIPT
频谱效率/ (bit·(s·Hz) ⁻¹)	$\text{lb}M_1$	$\text{lb}(M_1 L)$	$\text{lb}(M_1 L^2)$

假设 $L = 4$, $N = 2$, $d_1 = 1 \text{ km}$, $\rho = 0.5$, IMMA-SWIPT 和 QIMMA-SWIPT 方案在每个用户的频谱效率同为 $6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。根据表 1, 此时 QIMMA-SWIPT 对应的调制阶数 $M = 4$, IMMA-SWIPT 对应的调制阶数 $M = 16$ 。完美信道和非完美信道下的 QIMMA-SWIPT、IMMA-SWIPT 的性能仿真如图 2 所示, 从图 2 可见, QIMMA-SWIPT 方案误码率性能远优于 IMMA-SWIPT 系统的性能, 比如在误码率为 10^{-3} 时, QIMMA 比 IMMA 性能好约 12 dB。这是因为 QIMMA 将传输符号分为实部和虚部两部分, 增加了 $\text{lb}L$ 的频谱效率, 所以同样的频谱效率时, QIMMA-SWIPT 使用的调制方法的阶数比 IMMA-SWIPT 要低很多, 故抗噪性能更加优越。从图 2 中还可以看出, 非完美信道下, 信道矩阵为 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta\mathbf{H}$, 其中, $\mathbf{H}$ 为完美信道, $\Delta\mathbf{H}$ 为估计误差, 根据仿真结果可以看出, $\Delta\mathbf{H}$ 越大, 系统性能也就越差, $\Delta\mathbf{H} = 0.2$ 和

$\Delta\mathbf{H} = 0.5$ 时, 性能相差大约 0.8 dB。另外, 理论分析结果与蒙特卡罗模拟结果在中高信噪比范围内基本吻合。

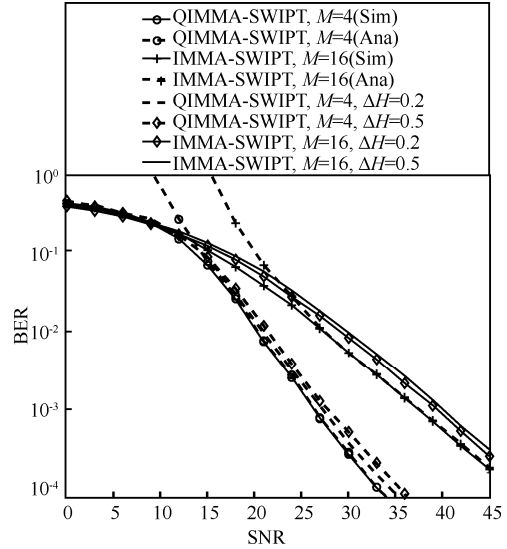


图 2 不同信道条件下频谱效率为 $6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时 QIMMA-SWIPT、IMMA-SWIPT 系统性能对比

$N = 6$, $d_1 = 1 \text{ km}$, $\rho = 0.5$, $L = 4$, 频谱效率同为 $4 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时, SCMA-SWIPT、IMMA-SWIPT 和 QIMMA-SWIPT 的误码率性能对比如图 3 所示。从图 3 可知, SCMA-SWIPT、IMMA-SWIPT 和 QIMMA-SWIPT 的误码率性能呈递增的关系, 比如在 10^{-3} 误码率下, QIMMA-SWIPT 的性能相比 IMMA-SWIPT 和 SCMA-SWIPT, 分别达到将近 9 dB 和 16 dB 的信噪比增益。这是由于用户数、时隙数相同, 且频谱效率都为 $4 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时, 根据表 1 的计算式, SCMA-SWIPT 对应的调制阶数 $M = 16$, IMMA-SWIPT 的 $M = 4$, QIMMA-SWIPT 的 $M = 1$, QIMMA-SWIPT 的调制阶数是最低的, 因此抗噪性能也就是最好的。

功率切割因子, 即 ρ 对目的地误码率性能的影响如图 4 所示。假设 $L = N = 2$, 频谱效率同为 $4 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。分别讨论了 $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ 和 $\text{SNR} = 30 \text{ dB}$ 时 ρ 变化对误码性能的影响。从图 4 可知, 增加 ρ 的值会增加采集的能量, 从而提高第二链路性能。然而, 在第一链路期间,

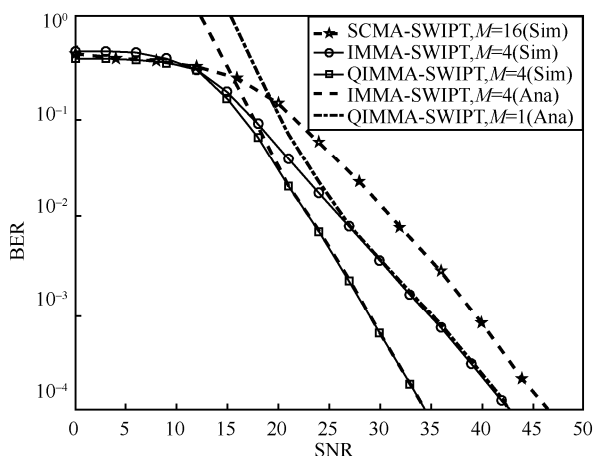


图3 在每个用户的频谱效率为 4 bit/(s·Hz), SCMA-SWIPT、IMMA-SWIPT 和 QIMMA-SWIPT 方案的性能对比

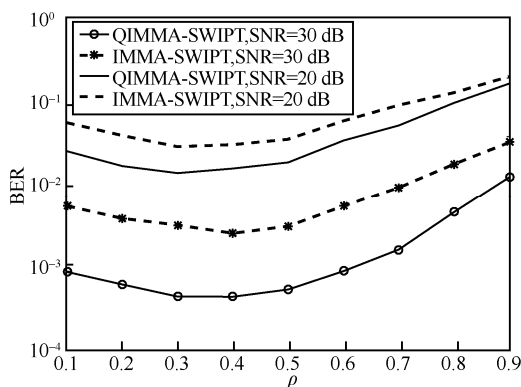


图4 在 QIMMA-SWIPT 和 IMMA-SWIPT 改变功率分配因子对目的端平均误码率的影响

中继节点的接收信噪比随着 ρ 值的增加而下降。因此,它对总体性能有两个对比影响,这也就解释了图 4 所示曲线的凹现象。然而,对于不同的 SNR 值,存在可变化的最优值,且 ρ 值对 IMMA-SWIPT 和 QIMMA-SWIPT 两个系统的影响是一致的。

图 5 对 QIMMA-SWIPT 和 IMMA-SWIPT 两大系统,讨论不同信源—中继距离(即 d_1)对 BER 的影响。假设 $L = N = 2$, $\rho = 0.5$, 频谱效率同为 4 bit/(s·Hz)。从图 5 可见,随着 d_1 的增加,BER 总体性能变差,这是因为增加 d_1 会导致中继节点的信噪比减少,从而降低第一链路性能;此外,增加 d_1 会减少中继处的采集能量,从而影响第二链路的性能;另外当假定整体链路距离固

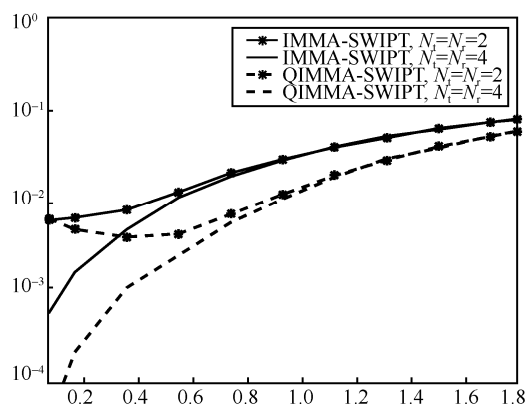


图5 改变 d_1 对 QIMMA-SWIPT、IMMA-SWIPT 系统目的端的总体平均误码率的影响

定时, d_1 的增加会减小 d_2 , 目标节点的信噪比虽会提高,但在双跳系统中,第一链路性能占主导地位,所以总体性能还是下降。从图 5 还可明显看出,当增加 R-D 链路的的天线由 $N_t = N_r = 2$ 变为 $N_t = N_r = 4$ 时,误码率性能在 $d_1 = 1$ km 后逐渐趋于一致,这是因为随着 d_1 的增加,第一链路的性能变差,第二链路即使通过增加天线提高分集增益,但还是改变不了性能变差的趋势,这也再次证明在双跳系统中,第一链路性能占主导地位的特点。另外图 5 的仿真结果也再一次验证了 QIMMA-SWIPT 系统在同样频谱效率下的性能比 IMMA-SWIPT 系统性能优越。

5 结束语

在瑞利衰落信道上分析了利用能量采集译码转发的 QIMMA 协作系统工作原理。与现有常规多址技术和 SWIPT 相结合的系统在 BER 性能方面进行了对比分析,并将蒙特卡罗模拟结果与理论推导结论进行了对比匹配。仿真结果表明,在相同的频谱效率下,提出的 QIMMA-SWIPT 方案比 IMMA-SWIPT、SCMA-SWIPT 方案具有更好的抗噪性能。此外,还研究了功率切割因子和信源到中继的距离对 BER 的影响。研究表明,在 PSR 协议中,存在最佳功率切割因子,在该条件下可以实现最佳性能;而且随着信源到中继距离

逐渐增大, 系统的 BER 值也逐渐增大。未来的工作将主要对同信道干扰、不完善的信道估计和功率分配对系统整体性能的影响研究。

参考文献:

- [1] 毕奇, 梁林, 杨姗, 等. 面向 5G 的非正交多址接入技术[J]. 电信科学, 2015, 31(5): 14-21.
BI Q, LIANG L, YANG S, et al. Non-orthogonal multiple access technology for 5G systems[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(5): 14-21.
- [2] DING Z, YANG Z, FAN P, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12): 1501-1505.
- [3] NIKOPOUR H, BALIGH H. Sparse code multiple access[C]//Proceedings of Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. [S.n.: s.l.], 2013: 332-336.
- [4] ALTHUNIBAT S, MESLEH R, RAHMAN T F, et al. A novel uplink multiple access technique based on index-modulation concept[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(7): 4848-4855.
- [5] ALTHUNIBAT S, MESLEH R, QARAQE K A, et al. Quadrature index modulation based multiple access scheme for 5G and beyond[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(12): 2257-2261.
- [6] 金小萍, 杨玲玲, 金宁, 等. 基于 GSM-MBM 的无线携能协作系统性能分析[J]. 北京邮电大学学报, 2018, 41(5): 141-146.
JIN X P, YANG L L, JIN N, et al. Performance analysis of gsm-mbm based wireless energy harvesting cooperative system[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018, 41(5): 141-146.
- [7] 汪巧, 周彦果, 杨新杰, 等. 全双工协作多播业务在 NOMA 系统中的应用和性能[J]. 电信科学, 2019, 35(10): 69-76.
WANG Q, ZHOU Y G, YANG X J, et al. Application and performance of full-duplex cooperative multicast in NOMA system[J]. Telecommunications Science, 2019, 35(10): 69-76.
- [8] NASIR A A, ZHOU X, DURRANI S, et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(7): 3622-3636.
- [9] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L. Spatial modulation: optimal detection and performance analysis[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 12(8): 545-547.
- [10] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536-5549.
- [11] SIMON M K. Digital communication techniques: signal design and detection[M]. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 1995.

[作者简介]



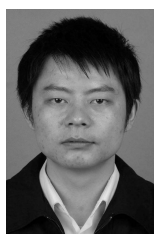
金小萍 (1978-), 女, 中国计量大学信息工程学院副教授, 主要研究方向为 MIMO 系统与协作通信系统中检测技术、空间调制系统信号架构和检测技术等。



吴青 (1995-), 女, 中国计量大学信息工程学院硕士生, 主要研究方向为索引调制技术、非正交多址接入技术以及空间调制系统信号架构和检测技术等。



翟文超 (1988-), 男, 博士, 中国计量大学信息工程学院讲师, 主要研究方向为 SM、IRS、MIMO 等无线通信技术。



包建荣 (1978-), 男, 杭州电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为空间无线通信、通信信号处理与自主无线电等。