

非线性能量采集的WSN状态更新系统信息年龄研究

郝振超¹, 贾向东^{1,2}, 陈智¹, 许晋¹

(1.西北师范大学 计算机科学与工程学院, 兰州 730070; 2.南京邮电大学 江苏省无线通信重点实验室, 南京 210003)

摘要: 针对传统无线传感器网络性能受能量制约的问题, 建立中继协助供能的短包通信网络模型, 分析放大转发协议下系统端到端近似信噪比, 结合过时信道状态信息和短包通信获取端到端包传输错误概率。为准确反映真实场景中信道估计时刻与实际中继传输信息时刻存在一定的延时, 以及能量采集电路中电器元件的非线性特征, 联合考虑过时信道状态信息和非线性能量采集, 得到传感器完全充电时间的统计描述以及系统平均信息年龄的解析表达式。分析系统总能量效率, 引入平均信息年龄与系统能量效率的比值来权衡系统年龄和能量, 取得最优的状态更新码长。数值结果表明, 增加传感器发射功率、信道相关系数和状态更新码长均会降低系统的平均信息年龄, 当能量转换效率为0.7时, 信道相关系数从0.6增至0.7可使系统平均信息年龄降低13%。

关键词: 短包通信; 过时信道状态信息; 非线性能量采集; 信息年龄; 能量效率

开放科学(资源服务)标志码(OSID):



源代码链接: <https://gitee.com/hao-zhenchao/blad>

中文引用格式: 郝振超, 贾向东, 陈智, 等. 非线性能量采集的WSN状态更新系统信息年龄研究[J]. 计算机工程, 2023, 49(5): 198-205, 214.

英文引用格式: HAO Z C, JIA X D, CHEN Z, et al. Research on age of information of WSN status update systems with nonlinear energy harvesting[J]. Computer Engineering, 2023, 49(5): 198-205, 214.

Research on Age of Information of WSN Status Update Systems with Nonlinear Energy Harvesting

HAO Zhenchao¹, JIA Xiangdong^{1,2}, CHEN Zhi¹, XU Jin¹

(1. College of Computer Science and Engineering, Northwest Normal University, Lanzhou 730070, China;

2. Wireless Communication Key Laboratory of Jiangsu Province, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

[Abstract] To overcome the energy constraints of traditional Wireless Sensor Networks (WSN), a Short Packet Communication (SPC) network model with relay-assisted energy provision is built. The end-to-end approximate Signal-to-Noise Ratio (SNR) of the system under Amplify-and-Forward (AF) protocol is analyzed. The end-to-end packet transmission error probability is obtained by combining outdated Channel State Information (CSI) and SPC. To accurately reflect the realistic delay between channel estimation and actual information relay transmission and the nonlinear characteristics of electrical components in the Energy Harvesting (EH) circuit, outdated CSI is considered with nonlinear EH. By analyzing the outdated CSI and nonlinear EH of the sensor, a statistical description of the full recharging time of the sensor and an analytical expression for the average Age of Information (AoI) of the system are obtained. Finally, a trade-off model of the AoI to Energy Efficiency (EE) is established, and the optimal state update block length is obtained. The numerical results show that increasing the transmitter power of the sensor, channel correlation coefficient, and code length of the state update reduces the system's AoI. When the energy conversion efficiency is 0.7, the channel correlation coefficient from 0.6 to 0.7 reduces the system's average AoI by 13%.

[Key words] Short Packet Communication (SPC); outdated Channel State Information (CSI); nonlinear Energy Harvesting (EH); Age of Information (AoI); Energy Efficiency (EE)

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0065249

基金项目: 国家自然科学基金(61861039)。

作者简介: 郝振超(1996—), 男, 硕士研究生, 主研方向为无线通信; 贾向东, 教授、博士; 陈智、许晋, 硕士研究生。

收稿日期: 2022-07-14 修回日期: 2022-09-16 E-mail: jiaxd@nwnu.edu.cn

0 概述

随着无线通信的快速发展,以计算机、互联网等为代表的产业浪潮逐渐更替为以物联网(Internet of Things, IoT)为代表,并驱使各个行业的应用水平不断提升。这些IoT应用中配备大量传感器节点用以向监控终端发送实时测量的状态更新信息,其中状态更新信息为带有时间戳的数据样本(例如,温度、湿度、加速度等),但监控终端获取的此类信息只有足够实时才能被有效利用,然而传统的通信理论中缺少用于专门描述信息新鲜度的性能指标^[1]。2012年,KAUL等^[2]提出信息年龄(Age of Information, AoI)概念,其被定义为当前时刻与最近接收的数据生成时刻的时间间隔,很好地度量了接收信息的实时性。

在实际的应用场景中,由于传感器能量受限,且传感器与其对应监控终端之间距离较长引起较大的路径损耗,影响传输质量^[3]。能量采集(Energy Harvesting, EH)和中继协作被认为是IoT系统中两大极具前景的技术^[4]。一方面,通过使用EH技术,传感器网络可以从太阳辐射、风和温度等自然资源中获取能量维持自身工作;另一方面,在传感器源节点和目的节点之间加入中继辅助可以间接减少源节点与目的节点的距离,从而在一定程度上克服了传播路径损耗,降低数据包传输错误概率^[5]。目前,已有学者对具有EH和中继辅助的IoT系统的AoI进行了一定研究^[6-8]。文献[9]研究了一种利用EH分集和状态更新发送分集的多源状态更新信息系统,得到了系统的最小平均AoI。文献[10]假设传感器节点从自然能源中获取能量,提出Best-effort重新传输策略,分别分析了在状态更新传输过程中有无反馈下系统的最小平均AoI。在此过程中,利用自然界能量对传感器充电是节能的,然而由于环境因素,自然界的能量大小在短时间内不可控,采用射频(Radio Frequency, RF)信号携带的电能为传感器充电,可控稳定,因此基于RF的无线能量传输(Wireless Power Transmission, WPT)是一种能够有效解决传感器能量受限的方法^[11]。文献[12]假设传感器通过无人机传输的RF获取能量,推导出系统中平均AoI的闭式表达式,并结合无人机自干扰,得到使系统平均AoI最小化的EH时间分配。文献[13]中传感器通过目的节点的WPT供电,将系统EH过程建模为马尔可夫决策过程,提出一种深度强化学习算法,得到了系统最小AoI。

上述文献^[9-13]均是采用线性EH方案对能量受限系统的AoI进行研究,在研究过程中假设RF转换为直流(Direct Current, DC)的功率转换效率是一个固定常数,与EH电路的输入功率无关。然而由于二极管、电感器和电容的非线性,这种假设在实际网络中可能不成立,因此实际的EH应是非线性的^[14]。文献[15]研究基于无人机的WPT网络的EH和能量最

大化问题,并建立非线性EH模型,提出粒子群优化算法对无人机最优布局进行优化。文献[16]考虑系统的非线性EH,研究在能量约束下平均AoI最小化的问题,提出一种两层算法求解该问题,其中,第一层基于Dinklebach方法设计,第二层基于KKT最优条件给出最优等待时间策略的半闭式表达式。

以上有关能量受限无线传感器网络的研究均是在完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)的假设下进行分析,但是在使用自动重传请求(Automatic Repeat Request, ARQ)时,基于初始CSI重新发送状态包,这将产生较大的时间延迟,因此,在分析过程中需要考虑过时的CSI^[17-18]。在基于WPT的EH传感器网络中,传感器充电时间需要由多个连续的时隙组成,这也会使得CSI的延迟也非常大,显然过时的CSI对EH系统AoI的准确性产生了影响。除此之外,短包通信(Short Packet Communication, SPC)可以满足传输的低时延和高可靠性^[19]。

受上述研究启发,本文建立两跳网络模型,使能量受限的传感器源节点从连接到电网的中继节点发送的RF信号中采集能量,同时利用短包通信,结合过时CSI和非线性EH方案,推导出端到端包传输错误概率和平均AoI的解析表达式。

1 系统模型

本文研究了如图1所示的IoT信息状态更新系统,该系统由一个能量受限的传感器源节点S、一个中继节点R和一个目的节点D构成,且每个节点均配备单天线且采用半双工模式工作。在发送状态更新之前,能量受限的传感器源节点从连接到电网的中继节点发送的RF信号中采集能量,在传感器获得充足能量后,传感器源节点通过放大转发(Amplify-and-Forward, AF)中继向目的节点发送或重新发送状态更新,在状态更新传输过程中,假设中继转发服从参数为 μ 的伯努利分布,即在每个时隙内中继以概率 μ 被触发工作,而以概率 $1-\mu$ 不被触发,那么中继服务时间是服从参数为 μ 的几何分布随机变量,其期望为 $1/\mu$ 。此外,本文采用有限码长的短包通信编码,假设每个状态更新信息量为 C bit,在信道编码后 C bit状态更新被编码为码长为 m 的短数据包,编码速率为 $R = C/m$ ^[20]。为了实现状态更新的可靠传输,本文采用ARQ协议,在目的节点D成功接收状态更新后,若目的节点向中继发送无延迟、无错误的单比特确认信号(ACKnowledgement, ACK),则中继提示传感器开始下一个状态更新,否则目的节点D将发送一个NACK,传感器重新传输当前状态更新,此过程中由于时间较小被忽略了。假设所有无线链路都服从瑞利衰落,中继节点R和目的节点D接收信号受到加性高斯白噪声干扰。

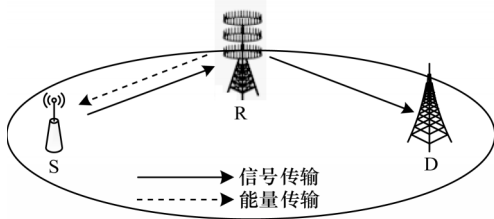


图1 物联网信息状态更新系统模型

Fig.1 IoT information status update system model

2 平均 AoI 分析

2.1 AoI 描述

在状态更新过程中,假设传输单元能量或更新数据包占用一个时隙,在不失一般性的情况下,传输时隙被归一化。最新收到的状态更新的生成时间被标记为 $U(t)$,目的节点 D 收到的状态更新的 AoI 是由当前时刻 t 与最新收到的状态包生成后的时间段来定义的,即:

$$\Delta(t) = t - U(t) \quad (1)$$

图2为AoI演进的示例,其中, t_i 为目的节点成功接收第 i 个状态更新的时间, $X_i = t_{i+1} - t_i$ 为目的节点成功接收第 i 个状态更新与第 $i+1$ 个状态更新的间隔时间, Z_{ik} 表示中继服务时间, Y_{ik} 表示传感器获取充足能量的时间,即传感器完全充电时间, k 为离散随机变量,表示在成功解码之前更新传输次数,因此有 $X_i = \sum_{k=1}^K (Y_{ik} + Z_{ik})$ 。在目的节点成功接收 i 个状态更新后,系统的 AoI 被重置。由于时间按时隙划分, AoI 值是自然数的集合,因此 AoI 的演变呈现阶梯状。

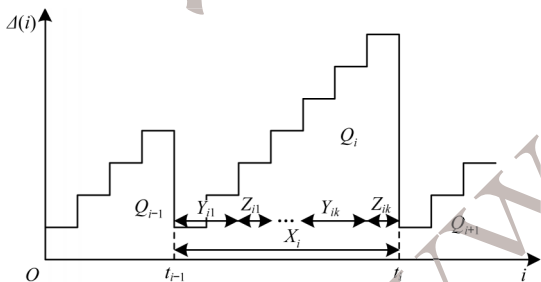


图2 物联网系统 AoI 演进示例

Fig.2 An example of AoI evolution for the IoT system

假设 I 个时隙内有 N 个状态更新成功传输,平均 AoI 可表示为图2中的多边形区域 Q_i 面积之和的平均值:

$$\Delta_I = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \Delta(i) = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I Q_i = \frac{N}{I} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^I Q_i \quad (2)$$

其中: Q_i 表示 $\Delta(i)$ 下对应于第 i 次状态更新的区域,且 Q_i 的面积为 X_i 个宽为 1、长为 d ($1 \leq d \leq X_i$) 的矩形面积之和。

$$Q_i = \sum_{d=1}^{X_i} d = \frac{X_i(X_i + 1)}{2} \quad (3)$$

由于 $\lim_{I \rightarrow \infty} \frac{N}{I} = \frac{1}{E\{X\}}$ 为稳态状态下的状态更新速率,因此所考虑的传感器网络的平均 AoI 表示如下:

$$\Delta_I = \lim_{I \rightarrow \infty} \Delta_I = \frac{E\{Q\}}{E\{X\}} = \frac{1}{2} \left(\frac{E\{X^2\}}{E\{X\}} + 1 \right) \quad (4)$$

由于 X_i 为独立同分布的随机变量,因此 $E\{X\} = E\{X_i\} = E\{K\} E\{Y_{ik} + Z_{ik}\}$,并且由 $X_i = \sum_{k=1}^K (Y_{ik} + Z_{ik})$ 得 X_i 的一阶矩、二阶矩分别表示如下:

$$E\{X_i\} = E\left\{ \sum_{k=1}^K (Y_{ik} + Z_{ik}) \right\} \quad (5)$$

$$E\{X_i^2\} = E\{K\} E\{(Y_{ik} + Z_{ik})^2\} + (E\{K^2\} - E\{K\}) (E\{Y_{ik} + Z_{ik}\})^2 \quad (6)$$

假设端到端包传输错误概率为 ε , 所以有 $E\{K\} = \frac{1}{1-\varepsilon}$, $E\{K^2\} = \frac{1+\varepsilon}{(1-\varepsilon)^2}$, 则:

$$E\{K^2\} - E\{K\} = \frac{1+\varepsilon}{(1-\varepsilon)^2} - \frac{1}{1-\varepsilon} = \frac{2\varepsilon}{(1-\varepsilon)^2} \quad (7)$$

由于 Y_{nk} 和 Z_{nk} 为相互独立的离散随机变量,因此:

$$E\{(Y_{ik} + Z_{ik})^2\} = E\{Y_{ik}^2\} + E\{Z_{ik}^2\} + 2E\{Y_{ik}\}E\{Z_{ik}\} \quad (8)$$

由于中继服务时间服从参数为 μ 的几何分布随机变量,因此 Z_{ik} 的一阶矩和二阶矩分别表示如下:

$$E\{Z_{ik}\} = \sum_{k=1}^{\infty} k(1-\mu)^{k-1} \mu = \frac{1}{\mu} \quad (9)$$

$$E\{Z_{ik}^2\} = \sum_{k=1}^{\infty} k^2(1-\mu)^{k-1} \mu = \frac{2-\mu}{\mu^2} \quad (10)$$

该状态更新 IoT 系统的平均 AoI 表示如下:

$$\Delta_I = \frac{1}{2} \left(\frac{E\{Y_{ik}^2\} + (2-\mu)/\mu^2 + 2E\{Y_{ik}\}(1/\mu)}{E\{Y_{ik}\} + 1/\mu} + \frac{(2E\{\varepsilon_{SD}\}/(1-E\{\varepsilon_{SD}\}))^2 (E\{Y_{ik}\} + 1/\mu)}{1/(1-E\{\varepsilon_{SD}\})} + 1 \right) \quad (11)$$

2.2 端到端包传输错误概率

假设传感器源节点 S 接收来自中继节点 R 传输的能量后,传感器向目的节点第 k 次重新传输第 i 个数据包时,在中继 R 处接收到的信号如下:

$$y_R^{i,k} = \sqrt{B_S} h_{SR}^{i,k} x_i + n_R^{i,k} \quad (12)$$

其中: B_S 表示传感器源节点的发射功率; $h_{SR}^{i,k}$ 表示传感器源节点与中继节点链路 S-R 之间的信道增益; x_i 表示传感器源节点发送的第 i 个数据包; $n_R^{i,k}$ 表示在中继节点 R 处添加均值为 0、方差为 σ_R^2 的加性高斯白噪声。采用 AF 协议的中继节点接收来自传感器源节点的信号后,以功率 P_R 转发至目的节点,在目的节点接收的信号表示如下:

$$y_D^{i,k} = v^{i,k} \sqrt{P_R} h_{RD}^{i,k} y_R^{i,k} + n_D^{i,k} \quad (13)$$

其中: $h_{RD}^{i,k}$ 表示中继节点与目的节点链路 R-D 之间的

信道增益; $n_D^{i,k}$ 表示在目的节点 D 处添加均值为 0、方差为 σ_D^2 的加性高斯白噪声; $v^{i,k}$ 为中继节点 R 处的功率放大系数 $v^{i,k} = 1/\sqrt{B_S|h_{SR}^{i,k}|^2 + \sigma_R^2}$ 。此时,在目的节点接收的信号表示如下:

$$y_D^{i,k} = \sqrt{P_R} \sqrt{B_S} v^{i,k} h_{SR}^{i,k} h_{RD}^{i,k} x_i + v^{i,k} \sqrt{P_R} h_{RD}^{i,k} n_R^{i,k} + n_D^{i,k} \quad (14)$$

由式(14)可得端到端信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)表示如下:

$$\gamma_{SD}^{i,k} = \frac{P_R B_S (v^{i,k})^2 |h_{SR}^{i,k}|^2 |h_{RD}^{i,k}|^2}{(v^{i,k})^2 P_R |h_{RD}^{i,k}|^2 \sigma_R^2 + \sigma_D^2} \quad (15)$$

根据文献[21],将式(15)简化如下:

$$\gamma_{SD}^{i,k} = \min(\gamma_{SR}^{i,k}, \gamma_{RD}^{i,k}) \quad (16)$$

其中: $\gamma_{SR}^{i,k}$ 和 $\gamma_{RD}^{i,k}$ 分别表示 S-R 与 R-D 链路的瞬时 SNR,且 $\gamma_{SR}^{i,k} = B_S |h_{SR}^{i,k}|^2 / \sigma_R^2$, $\gamma_{RD}^{i,k} = P_R |h_{RD}^{i,k}|^2 / \sigma_D^2$ 。

当考虑过时 CSI 时,假设 $h_U^{i,k}$ 基于 $\hat{h}_U^{i,k}$ 的条件概率密度函数遵循高斯分布, $h_U^{i,k} | \hat{h}_U^{i,k} \sim \text{CN}(\rho \hat{h}_U^{i,k}, 1 - \rho^2)$, 其中, $U \subseteq \{\text{SR}, \text{RD}\}$, ρ 是 $h_U^{i,k}$ 和 $\hat{h}_U^{i,k}$ 之间的相关系数,称为时延系数。瞬时 CSI 关于过时 CSI 的条件分布为二阶自由度的非中心卡方分布,其条件概率密度函数(Probability Distribution Function, PDF)^[22]表示如下:

$$f_{\gamma_U^{i,k}}(x|y) = \frac{1}{\lambda(1-\rho^2)} e^{-\frac{x+\rho^2 y}{\lambda(1-\rho^2)}} I_0\left(\frac{2\rho\sqrt{xy}}{\lambda(1-\rho^2)}\right) \quad (17)$$

其中: $\hat{\gamma}_U^{i,k}$ 为过时信噪比, $U \subseteq \{\text{SR}, \text{RD}\}$; λ 为平均信噪比; $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数。

本文考虑了有限码长的短包通信编码,包传输错误概率 $\varepsilon_U^{i,k}$ ^[23]表示如下:

$$\varepsilon_U^{i,k} = Q(\theta(C, n, \gamma_U^{i,k})) \quad (18)$$

$$\varepsilon_{SR}^{i,k} = \int_{\alpha-1/2\beta}^{\alpha+1/2\beta} F_{\gamma_{SR}^{i,k}}(x) dx = \frac{1}{\lambda\omega} \sum_{v=0}^{\infty} W_{SR}\left(\frac{1}{\omega}\right)^{-v-1} v! \left(\frac{1}{\beta} - \sum_{b=0}^v \frac{1}{b!} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S}\right)^b \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S}\right)^{-2} \left(\gamma\left(2, \alpha + \frac{1}{2\beta}\right) \left(\frac{\sigma_R^2}{\omega B_S}\right) - \gamma\left(2, \alpha - \frac{1}{2\beta}\right) \frac{\sigma_R^2}{\omega B_S} \right) \right) \quad (24)$$

$$\varepsilon_{RD}^{i,k} = \frac{1}{\lambda\omega} \sum_{u=0}^{\infty} W_{RD}\left(\frac{1}{\omega}\right)^{-u-1} u! \left(\frac{1}{\beta} - \sum_{c=0}^u \frac{1}{c!} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R}\right)^c \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R}\right)^{-2} \right) \times \left[\gamma\left(2, \alpha + \frac{1}{2\beta}\right) \left(\frac{\sigma_D^2}{\omega P_R}\right) - \gamma\left(2, \alpha - \frac{1}{2\beta}\right) \left(\frac{\sigma_D^2}{\omega P_R}\right) \right] \quad (25)$$

$$\varepsilon_{SRD}^{i,k} = \int_{\alpha-1/2\beta}^{\alpha+1/2\beta} F_{\gamma_{SR}^{i,k}}(x) F_{\gamma_{RD}^{i,k}}(x) dx = \left(\frac{1}{\lambda\omega}\right)^2 \sum_{v=0}^{\infty} W_{SR}\left(\frac{1}{\omega}\right)^{-v-1} v! \sum_{u=0}^{\infty} W_{RD}\left(\frac{1}{\omega}\right)^{-u-1} u! \left(\frac{1}{\beta} - \sum_{b=0}^v \frac{1}{b!} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S}\right)^b \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S}\right)^{-2} \right) \times \left[\gamma\left(2, \left(\alpha + \frac{1}{2\beta}\right) \left(\frac{\sigma_R^2}{\omega B_S}\right)\right) - \gamma\left(2, \left(\alpha - \frac{1}{2\beta}\right) \frac{\sigma_R^2}{\omega B_S}\right) \right] - \sum_{c=0}^v \frac{1}{c!} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{P_R}\right)^c \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R}\right)^{-2} \times \left[\gamma\left(2, \left(\alpha + \frac{1}{2\beta}\right) \frac{\sigma_D^2}{\omega P_R}\right) - \gamma\left(2, \left(\alpha - \frac{1}{2\beta}\right) \frac{\sigma_D^2}{\omega P_R}\right) \right] + \sum_{b=0}^v \sum_{c=0}^u \frac{1}{b!} \frac{1}{c!} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S}\right)^b \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R}\right)^c \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S} + \frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R}\right)^{-2} \times \left(\gamma\left(2, \left(\alpha + \frac{1}{2\beta}\right) \left(\frac{\sigma_R^2}{\omega B_S} + \frac{\sigma_D^2}{\omega P_R}\right)\right) - \gamma\left(2, \left(\alpha - \frac{1}{2\beta}\right) \left(\frac{\sigma_R^2}{\omega B_S} + \frac{\sigma_D^2}{\omega P_R}\right)\right) \right) \quad (26)$$

2.3 非线性能量采集

在传输状态更新前,由于传感器节点能量受限,传感器需要采集来自中继 R 的 RF 能量信号。本文

其中: $\theta(C, m, \gamma_U^{i,k}) = \frac{\ln 2 \sqrt{m} (\ln(1 + \gamma_U^{i,k}) - C/m)}{\sqrt{1 - (1 + \gamma_U^{i,k})^{-2}}}$; Q 函

数被定义为 $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-u^2/2) du$ 。

所以,平均包传输错误概率近似表示如下:

$$E\{\varepsilon_U\} = \beta \int_{\alpha-1/2\beta}^{\alpha+1/2\beta} F_{\gamma_U^{i,k}}(x) dx \quad (19)$$

其中: $\alpha = 2^{C/m} - 1$; $\beta = \sqrt{m/[2\pi(2^{2C/m} - 1)]}$; $F_{\gamma_U^{i,k}}(x)$ 为端到端信噪比 $\gamma_U^{i,k}$ 的 CDF, $U \subseteq \{\text{SR}, \text{RD}\}$ 。

链路 S-R 瞬时信噪比 $\gamma_{SR}^{i,k}$ 的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)表示如下:

$$F_{\gamma_{SR}^{i,k}}(x) = \Pr\left\{ |h_{SR}^{i,k}|^2 \leq \frac{\sigma_R^2 x}{B_S} \right\} = \frac{1}{\lambda\omega} \sum_{v=0}^{\infty} W\left(\frac{1}{\omega}\right)^{-v-1} v! \left(1 - \sum_{b=0}^v \frac{1}{b!} e^{-\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S} x} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_R^2}{B_S} x\right)^b \right) \quad (20)$$

其中: $W = \frac{1}{v!} \left(\frac{\rho}{\omega}\right)^{2v} \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{\rho^2}{\omega}\right)^{-v-1}$; $\omega = \lambda(1 - \rho^2)$ 。

同样地,链路 R-D 瞬时信噪比 $\gamma_{RD}^{i,k}$ 的 CDF 表示如下:

$$F_{\gamma_{RD}^{i,k}}(x) = \frac{1}{\lambda\omega} \sum_{u=0}^{\infty} W\left(\frac{1}{\omega}\right)^{-u-1} u! \times \left(1 - \sum_{c=0}^u \frac{1}{c!} e^{-\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R} x} \left(\frac{1}{\omega} \frac{\sigma_D^2}{P_R} x\right)^c \right) \quad (21)$$

第 i 个包第 k 次传输的端到端信噪比 $\gamma_{SD}^{i,k}$ 的 CDF 表示如下:

$$F_{\gamma_{SD}^{i,k}}(x) = F_{\gamma_{SR}^{i,k}}(x) + F_{\gamma_{RD}^{i,k}}(x) - F_{\gamma_{SR}^{i,k}}(x) F_{\gamma_{RD}^{i,k}}(x) \quad (22)$$

因此,包传输错误概率表示如下:

$$E\{\varepsilon_{SD}\} = \beta (\varepsilon_{SR}^{i,k} + \varepsilon_{RD}^{i,k} - \varepsilon_{SRD}^{i,k}) \quad (23)$$

其中:

考虑非线性 EH 模型,在 n 个连续时隙传感器 EH 的总能量为 $P_{\text{Input}}^n = \sum_{i=1}^n P_R |h_{SR}^n|^2$ 时,在一般情况下会忽略

EH过程中加性高斯噪声的影响。利用分段非线性EH原理,经过 n 个连续时隙传感器EH电路的输出表示如下:

$$P_{\text{Out}}^n = \begin{cases} 0, P_{\text{Input}}^n < P_{\text{Min}} \\ \eta P_{\text{Input}}^n, P_{\text{Min}} \leq P_{\text{Input}}^n < P_{\text{Sat}} \\ P_{\text{Sat}}, P_{\text{Input}}^n \geq P_{\text{Sat}} \end{cases} \quad (27)$$

其中: $\eta(0 < \eta < 1)$ 表示RF-DC转换效率;当输出的射频信号的功率小于EH工作最小功率 P_{Min} 时,能量接收机的输出功率为0;当输入的射频信号的功率小于EH电路的功率饱和值 P_{Sat} 时,能量接收机的输出功率随输入功率的增大而线性增大;当输入功率超过饱和值时,能量接收机的输出功率是 P_{Sat} 且保持不变。因此,根据非线性EH原理,可将传感器在 n 个连续时隙中完全充电的概率表示如下:

$$p(n) = \Pr\{P_{\text{Out}}^{n-1} < B_S, P_{\text{Out}}^n \geq B_S, P_{\text{Input}}^n < P_{\text{Sat}}\} \quad (28)$$

当考虑完美CSI时,将式(27)代入式(28)中,完全充电概率可以改写如下:

$$p(n) = \Pr\left\{\sum_{i=1}^{n-1} |h_{\text{SR}}^i|^2 < \frac{B_S}{\eta P_R}, \max\left(\frac{B_S}{\eta P_R}, \frac{P_{\text{Min}}}{P_R}\right) \leq \sum_{i=1}^n |h_{\text{SR}}^i|^2 \leq \frac{P_{\text{Sat}}}{P_R}\right\} \quad (29)$$

其中: $|h_{\text{SR}}^i|^2 \sim \exp\left(\frac{1}{\lambda}\right)$; $\sum_{i=1}^{n-1} |h_{\text{SR}}^i|^2 \sim H_{\text{SR}}^{n-1}$ 为Gamma($n-1, \lambda$)随机变量。

所以, $p(n)$ 可以改写如下:

$$p(n) = \int_0^{\frac{B_S}{\eta P_R}} f_{H_{\text{SR}}^{n-1}}(x) dx \int_{\max\left(\frac{B_S}{\eta P_R}, \frac{P_{\text{Sat}}}{P_R}\right)-x}^{\frac{P_{\text{Sat}}}{P_R}-x} f_{|h_{\text{SR}}^n|^2}(y) dy = \frac{1}{\Gamma(n-1)} \gamma\left(n-1, \frac{1}{\lambda} y\right) \times \left(\exp\left(-\frac{1}{\lambda} \left(\max\left(y, \frac{P_{\text{Min}}}{P_R}\right)\right)\right) - \exp\left(-\frac{1}{\lambda} \frac{P_{\text{Sat}}}{P_R}\right)\right) \quad (30)$$

其中: $\frac{B_S}{\eta P_R} = y$; $\gamma(\cdot, \cdot)$ 为低阶不完全Gamma函数。因此, n 个连续时隙传感器的完全充电概率为 $p(n) = f_n(y)$ 。

当考虑过时CSI时,传感器在 n 个连续时隙内充满电的PDF表示如下:

$$g_n(x) = \int_0^\infty f_{|h_{\text{SR}}^n|^2}(x|y) f_n(y) dy = \frac{1}{\omega} \int_0^\beta e^{-\frac{x+\rho^2 y}{\omega}} I_0\left(\frac{2\rho\sqrt{xy}}{\omega}\right) \frac{1}{\Gamma(n-1)} \gamma\left(n-1, \frac{1}{\lambda} y\right) \times \left(\exp\left(-\frac{1}{\alpha} \left(\max\left(y, \frac{P_{\text{Min}}}{P_R}\right)\right)\right) - \exp\left(-\frac{1}{\alpha} \frac{P_{\text{Sat}}}{P_R}\right)\right) dy \quad (31)$$

利用 $\frac{P_{\text{Sat}}}{P_R} \geq \max\left(y, \frac{P_{\text{Min}}}{P_R}\right) \geq y$, $\gamma\left(n-1, \frac{1}{\lambda} y\right) = \sum_{b=0}^\infty \frac{(-1)^b}{b!(n-1+b)} \left(\frac{1}{\lambda} y\right)^{n-1+b}$ 和 $I_0\left(\frac{2\rho\sqrt{xy}}{\omega}\right) = \sum_{v=0}^\infty \frac{1}{(v!)^2} \left(\frac{\rho}{\omega}\right)^{2v} (xy)^v$,式(28)可改写如下:

$$g_n(x) = \frac{1}{\omega} \frac{1}{\Gamma(n-1)} \sum_{v=0}^\infty \frac{1}{(v!)^2} \left(\frac{\rho}{\omega}\right)^{2v} x^v e^{-\frac{x}{\omega}} \times \sum_{b=0}^\infty \frac{(-1)^b}{b!(n-1+b)} \left(\frac{1}{\lambda}\right)^{n-1+b} \int_0^\beta e^{-\frac{\rho^2 y}{\omega}} y^{v+n-1+b} \times \left(\exp\left(-\frac{1}{\lambda} \left(\max\left(y, \frac{P_{\text{Min}}}{P_R}\right)\right)\right) - \exp\left(-\frac{1}{\lambda} \beta\right)\right) dy \quad (32)$$

由式(32)中子项可得:

$$W_1 = \int_0^\beta e^{-\frac{\rho^2 y}{\omega}} y^{v+n-1+b} dy = \left(\frac{\rho^2}{\omega}\right)^{-(v+n+b)} \gamma\left(v+n+b, \beta \left(\frac{\rho^2}{\omega}\right)\right) \quad (33)$$

$$W_2 = \int_0^\beta y^{v+n-1+b} e^{-\frac{\rho^2 y}{\omega}} e^{-\frac{1}{\lambda} \left(\max\left(y, \frac{P_{\text{Min}}}{P_R}\right)\right)} dy \approx \int_0^\beta y^{v+n-1+b} e^{-y \left(\frac{\rho^2}{\omega} + \frac{1}{\lambda}\right)} dy = \left(\frac{\rho^2}{\omega} + \frac{1}{\lambda}\right)^{-(v+n+b)} \gamma\left(v+n+b, \beta \left(\frac{\rho^2}{\omega} + \frac{1}{\lambda}\right)\right) \quad (34)$$

在联合考虑非线性EH和过时CSI时,传感器在 n 个连续时隙中完全充电的一阶矩 $E\{Y\}$ 表示如下:

$$E\{Y\} = \sum_{n=1}^\infty n g_n(x) = \sum_{n=1}^\infty \sum_{v=0}^\infty n A x^v e^{-\frac{x}{\omega}} \quad (35)$$

其中:

$$A = \frac{1}{\omega} \frac{1}{\Gamma(n-1)} \sum_{v=0}^\infty \sum_{b=0}^\infty \frac{1}{(v!)^2} \left(\frac{\rho}{\omega}\right)^{2v} \frac{(-1)^b}{b!(n-1+b)} \left(\frac{1}{\lambda}\right)^{n-1+b} \times \left(\left(\frac{\rho^2}{\omega} + \frac{1}{\lambda}\right)^{-(v+n+b)} \gamma\left(v+n+b, \frac{P_{\text{Sat}}}{P_R} \left(\frac{\rho^2}{\omega} + \frac{1}{\lambda}\right)\right) - \left(\frac{\rho^2}{\omega}\right)^{-(v+n+b)} \gamma\left(v+n+b, \frac{P_{\text{Sat}}}{P_R} \left(\frac{\rho^2}{\omega}\right)\right)\right) \quad (36)$$

3 系统能量效率

能量效率(Energy Efficiency, EE)是状态更新系统的关键性能指标,是正确传输的信息比特数与总能量损耗(Energy Consumption, EC)的比值。一般而言,总的EC包括射频功率放大器的能耗以及其他电路在信号处理和电路阻塞时产生的能耗。对于所考虑的具有EH和中继传输的IoT系统,系统的整体

能耗应同时考虑 EH 装置和传感器传感设备的能耗。此外,由于接收机比发射机消耗的能量少,为了简单起见,忽略了所有接收机的能量消耗,因此对于该传感器网络状态更新系统的总能量效率定义如下^[24]:

$$\psi = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{zC}{\sum_{i=1}^z (E_{SC} + E_{RC})} \quad (37)$$

其中: z 为传感器源节点发送状态更新包的数量; C 为每个状态更新包中的信息量; E_{SC} 为每个状态更新包在传感器源节点处的 EC; E_{RC} 为每个状态更新包在中继节点处的 EC。

首先,传感器源节点的 EC 表示如下^[25]:

$$E_{SC} = K(B_S \tau_S) + E_{Static}^S + K\tau_T^S C + (C\tau_{Sens} + E_{SA}) - KB_S \quad (38)$$

其中: $K(B_S \tau_S)$ 为传感器源节点的 RF 功率放大器的 EC, τ_S 为传感器源节点的功率放大器漏极效率的倒数; K 为每个包的重传次数; E_{Static}^S 为传感器节点静态电路 EC; τ_T^S 为传感器源节点的传输状态更新包的 EC, τ_T^S 为传感器节点传输每比特所需的 EC; $C\tau_{Sens} + E_{SA}$ 为传感器节点感知数据的 EC, τ_{Sens} 为传感器感知每比特的数据的 EC, E_{SA} 为激活传感器感知的 EC; KB_S 为传感器节点从中继节点采集的能量。

然后,中继节点的 EC 表示如下:

$$E_{RC} = K(\tau_R P_R E\{Y\} + E_{RA-EH}) + K(P_R \tau_R) + E_{Static}^R + K\tau_T^R C \quad (39)$$

其中: $K(\tau_R P_R E\{Y\} + E_{RA-EH})$ 为中继向传感器发射 RF 信号的 EC; τ_R 为传感器源节点的功率放大器漏极效率的倒数; $E\{Y\}$ 为传感器完全充电的时间; E_{RA-EH} 为激活中继传输能量的 EC; $K(P_R \tau_R)$ 为中继节点的 RF 功率放大器的 EC; E_{Static}^R 为中继处的静态电路 EC; $\tau_T^R C$ 为中继转发来自传感器节点状态更新包的 EC。

在 EH 的实时状态更新系统中,不仅要保持平均 AoI 最小,而且需要最大化系统 EE,为权衡两者,得到 AoI-EE 比值表示如下:

$$o = \frac{\Delta_I}{\psi} \quad (40)$$

其中: Δ_I 为系统平均 AoI; ψ 为系统 EE。

4 数值和仿真结果

基于上述推导和分析,本节给出了仿真和数值结果,并分析了不同网络参数对系统平均 AoI 的影响。除了另有说明以外,本文相关的仿真参数及数值见表 1。

表 1 仿真参数及其取值

Table 1 Simulation parameters and their values		
参数	符号	取值
每个状态更新信息量/bit	C	200
有限码长	n	100~500
噪声功率/dBm	σ_D^2, σ_R^2	-100
伯努利分布参数	μ	0.6
中继转发功率/dBm	P_R	20~40
传感器发射功率/dBm	B_S	20~30
EH 电路饱和功率/dBm	P_{Sat}	20~40
能量转换效率	η	0~1
信道相关系数	ρ	0~1
功率放大器漏极效率的倒数	τ_S, τ_R	2.5
传感器节点与中继节点静态电路 EC/nJ	$E_{Static}^S, E_{Static}^R$	250
传感器感知每比特数据所需的 EC/(nJ·bit ⁻¹)	τ_{Sens}	200
传输每比特数据所需的 EC/(nJ·bit ⁻¹)	τ_T^S, τ_T^R	100
激活中继与传感器的 EC/nJ	E_{RA-EH}, E_{SA}	200

图 3 给出了当 EH 电路的饱和值 P_{Sat} 分别为 31 dBm 和 33 dBm 时,能量转换效率 η 和信道相关系数 ρ^2 对平均 AoI 影响的三维图。由图 3 可以看出:当 η 较小时, ρ^2 对平均 AoI 影响较大,平均 AoI 随着 ρ^2 的增加先增大后减小;当 η 较大时, ρ^2 对平均 AoI 的影响较小。这是因为信道系数按高斯分布假设,并且信道系数及其对应的不确定部分具有相同的分布,所以当 ρ^2 为 1 或 0 时,中继传输的能量信号被单高斯噪声项降级,相反,中继传输的能量信号被两种高斯噪声加权干扰,平均 AoI 增大。

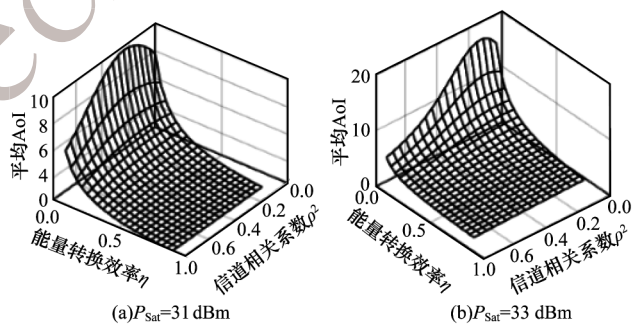


图 3 能量转换效率和信道相关系数对平均 AoI 的影响
Fig.3 Effect of energy conversion efficiency and channel correlation coefficient on average AoI

图 4 给出了 CSI 的信道相关系数 ρ 和能量转换效率 η 对系统能量效率的影响。由图 4 可以看出,系统能量效率随着 η 的增加而增加,这是因为 η 越大,能量损耗得越少,所以能量效率越高。当 ρ 较大时,由于信道时延误差的影响减小,能量效率提高,相反,能量效率越低。当能量效率较低时,传感器需要充电和发送状态更新的次数越多,系统的平均 AoI

也随之增加。结合图3和图4可知,当 $\rho^2=0.2$ 、 $\eta=0.9$ 时,平均AoI与平均能量效率呈负相关。

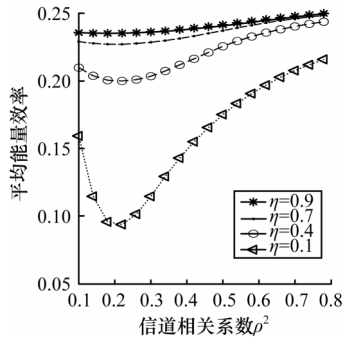


图4 信道相关系数和能量转换效率对系统能量效率的影响
Fig.4 Effect of channel correlation coefficient and energy conversion efficiency on system energy efficiency

图5给出了传感器发射功率 B_s 和状态更新码长 n 对系统平均AoI和AoI-EE比值的影响的三维图。从图5(a)可以看出;随着 B_s 的增加,平均AoI增加;随着 n 的增加,AoI-EE比值也增大。这是因为虽然 B_s 会使包的传输错误概率减小,但是较高的 B_s 是需要传感器电容尺寸较大,传感器完全充电的时间也随着增加,所以平均AoI也随着增加。从图5(b)可以看出,随着 n 的增加,AoI-EE比值先减小后增大。

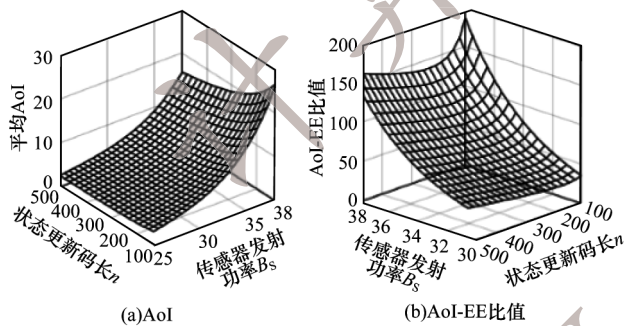
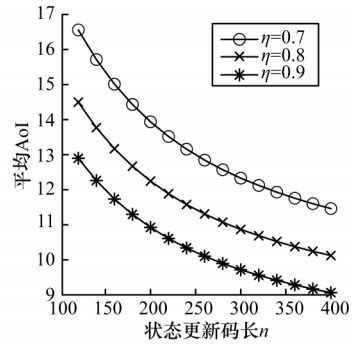
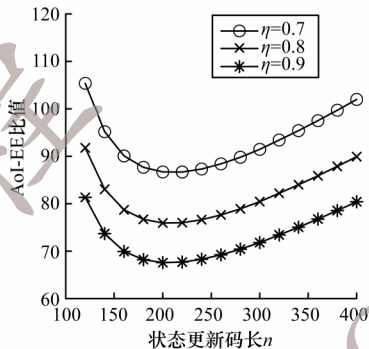


图5 状态更新码长和传感器发射功率对平均AoI和AoI-EE比值的影响
Fig.5 Effect of status update packet length and sensor transmit power on average AoI and AoI-EE ratio

为了更好地分析状态更新码长对平均AoI的影响,图6给出了当 B_s 较大时状态更新码长 n 对平均AoI和AoI-EE比值的影响。由图6可以看出,随着 n 的增加,平均AoI降低,AoI-EE比值也随着 n 的增加而减小,但当 n 足够大时,AoI-EE比值增大。这是因为当 B_s 较大时,包传输错误概率降低,平均AoI随 n 的增加而减小,AoI-EE比值也随着 n 的增加而减小,但当 n 足够大时,系统的总能量损耗变大,总能量效率降低,AoI-EE比值增大,因此,可以得到状态更新码长为200时,AoI-EE比值最小,此时的状态更新码长最优。



(a)状态更新码长和能量转换效率对平均AoI的影响

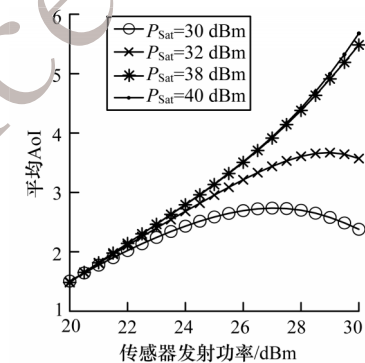


(b)状态更新码长和能量转换效率对平均AoI-EE影响

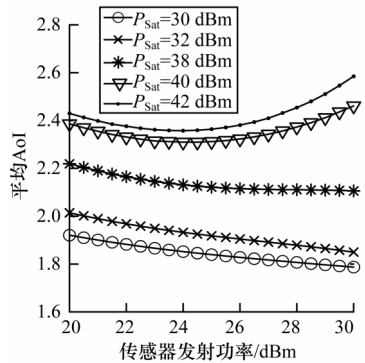
图6 状态更新码长和能量转换效率对平均AoI和AoI-EE比值的影响

Fig.6 Effect of status update packet length and energy conversion efficiency on average AoI and AoI-EE ratio

图7给出了 P_R 分别为28 dBm和35 dBm时,传感器的发射功率 B_s 和EH电路饱和值 P_{sat} 对平均AoI的影响。



(a) $P_R=28$ dBm



(b) $P_R=35$ dBm

图7 传感器发射功率和EH电路饱和值对平均AoI的影响
Fig.7 Effect of sensor transmit power and saturation value of EH circuit on average AoI

从图7(a)中可以看出:当 P_R 与 P_{Sat} 较小时,平均AoI随 B_S 先增大后减小;当 P_{Sat} 较大时,平均AoI随 B_S 单调增大。这是因为当 P_{Sat} 较小时非线性EH对传感器电容充电的影响不明显,当 B_S 较小时 B_S 增加表明传感器完全充电时间增加,当 B_S 较大时S-R链路传输可靠性增加,所以平均AoI降低。从图7(b)中可以看出:当 P_R 与 P_{Sat} 较大时,平均AoI随 B_S 的增加先减小后增大;当 P_{Sat} 较小时,平均AoI随 B_S 的增加而单调减小。这是因为 P_R 较大时,中继有足够能量,S-R链路的传输误差由 B_S 决定。

5 结束语

本文利用WPT技术为能量受限的传感器源节点提供能量,联合过时CSI和非线性EH分析所考虑无线传感器网络状态更新系统的平均AoI,并比较能量采集电路的饱和功率与信道相关系数对系统平均AoI的影响。仿真结果表明,系统的能量效率与平均AoI呈负相关,提高能量采集电路的饱和功率与信道相关系数可以降低系统平均AoI。下一步将研究能量采集电路非线性特性下无线信息与能量同传网络的信息年龄,通过联合优化波束赋形向量和功率分割因子,最小化系统的平均信息年龄。

参考文献

- [1] KAUL S, YATES R, GRUTESER M. Real-time status: how often should one update? [C]//Proceedings of 2012 IEEE INFOCOM. Washington D. C., USA; IEEE Press, 2012: 2731-2735.
- [2] KAUL S K, YATES R D, GRUTESER M. Status updates through queues [C]//Proceedings of the 46th Annual Conference on Information Sciences and Systems. Washington D. C., USA; IEEE Press, 2012: 1-6.
- [3] 曹胜男,贾向东,吕亚平,等. 中继协同无人机辅助的认知无线网络安全通信[J]. 计算机工程, 2021, 47(6): 203-209.
CAO S N, JIA X D, LÜ Y P, et al. Secure communication in cognitive radio network assisted by cooperative relay and UAV[J]. Computer Engineering, 2021, 47(6): 203-209. (in Chinese)
- [4] AMODU O A, OTHMAN M, NOORDIN N K, et al. Outage analysis of energy-harvesting-based relay-assisted random underlay cognitive radio networks with multihop primary transmissions[J]. IEEE Systems Journal, 2021, 15(3): 3871-3880.
- [5] 胡锦涛,吴林梅,束锋,等. 无人机中继协助的有限码长隐蔽通信[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(3): 1006-1013.
HU J S, WU L M, SHU F, et al. UAV-relay assisted covert communication with finite block-length [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(3): 1006-1013. (in Chinese)
- [6] MORADIAN M, DADLANI A. Average age of information in two-way relay networks with service preemptions [C]//Proceedings of IEEE Global Communications Conference. Washington D. C., USA; IEEE Press, 2022: 1-6.
- [7] XIE M G, GONG J, MA X. Age and energy tradeoff for short packet based two-hop decode-and-forward relaying networks [C]//Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA; IEEE Press, 2021: 1-6.
- [8] ZARIF A H, AZMI P, YAMCHI N M, et al. AoI minimization in energy harvesting and spectrum sharing enabled 6G networks [J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2022, 6(4): 2043-2054.
- [9] JIA X D, CAO S N, XIE M G. Age of information of dual-sensor information update system with HARQ chase combining and energy harvesting diversity [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(9): 2027-2031.
- [10] FENG S T, YANG J. Age of information minimization for an energy harvesting source with updating erasures: without and with feedback [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(8): 5091-5105.
- [11] VU H S, NGUYEN N, HA-VAN N, et al. Multiband ambient RF energy harvesting for autonomous IoT devices [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2020, 30(12): 1189-1192.
- [12] JEGANATHAN A, DHAYABARAN B, PERERA T D P, et al. Harvest-on-sky: an AoI-driven UAV-assisted wireless communication system [J]. IEEE Internet of Things Magazine, 2022, 5(1): 142-146.
- [13] ABD-ELMAGID M A, DHILLON H S, PAPPAS N. A reinforcement learning framework for optimizing age of information in RF-powered communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(8): 4747-4760.
- [14] SAITO H. Theoretical analysis of nonlinear energy harvesting from wireless mobile nodes [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(9): 1914-1918.
- [15] ZHANG Q Y, WANG Z Q, ZHANG P T, et al. Sum energy maximization for UAV-enabled wireless power transfer networks with nonlinear energy harvesting model [C]//Proceedings of the 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference. Washington D. C., USA; IEEE Press, 2020: 1417-1420.
- [16] LU Y, XIONG K, FAN P Y, et al. Online transmission policy in wireless powered networks with urgency-aware age of information [C]//Proceedings of the 15th International Wireless Communications & Mobile Computing Conference. Washington D. C., USA; IEEE Press, 2019: 1096-1101.
- [17] SAMIR M, ASSI C, SHARAFEDDINE S, et al. Online altitude control and scheduling policy for minimizing AoI in UAV-assisted IoT wireless networks [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2022, 21(7): 2493-2505.
- [18] ZHAO R, LIN H X, HE Y C, et al. Secrecy performance of transmit antenna selection for MIMO relay systems with outdated CSI [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(2): 546-559.
- [19] 孙钢灿,赵少柯,郝万明,等. 基于短包通信的NOMA下行链路安全传输[J]. 通信学报, 2021, 42(2): 168-176.
SUN G C, ZHAO S K, HAO W M, et al. Secure transmission for NOMA downlink based on short packet communication [J]. Journal on Communications, 2021, 42(2): 168-176. (in Chinese)

(上接第205页)

- [20] COŞKUN M C, DURISI G, JERKOVITS T, et al. Efficient error-correcting codes in the short blocklength regime[J]. *Physical Communication*, 2019, 34: 66-79.
- [21] ANGHEL P A, KAVEH M. Exact symbol error probability of a cooperative network in a Rayleigh-fading environment [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(5): 1416-1421.
- [22] VICARIO J L, BEL A, LOPEZ-SALCEDO J A, et al. Opportunistic relay selection with outdated CSI: outage probability and diversity analysis[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(6): 2872-2876.
- [23] POLYANSKIY Y, POOR H V, VERDU S. Channel coding rate in the finite blocklength regime[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(5): 2307-2359.
- [24] XIE M G, GONG J, JIA X D, et al. Age and energy tradeoff for multicast networks with short packet transmissions[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(9): 6106-6119.
- [25] NG D W K, LO E S, SCHOBER R. Energy-efficient power allocation in OFDM systems with wireless information and power transfer [C]//*Proceedings of IEEE International Conference on Communications*. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2013: 4125-4130.

编辑 陆燕菲