

基于门限判断机会调度的多用户 PLC/RF 系统性能分析

徐天,刘笑宇,孔槐聪,朱丽文,林敏

(南京邮电大学 通信与信息工程学院,江苏 南京 210003)

摘要:针对融入译码转发中继技术的混合电力线通信(Power Line Communication, PLC)与射频(Radio-Frequency, RF)传输系统,首先提出了一种基于门限判断的多用户机会调度方案。其次,在PLC和RF链路信道衰落分别服从对数正态分布和相关莱斯分布的条件下,推导出采用所提调度方案的PLC/RF系统中断概率和归一化平均反馈负载的闭合表达式。接着,还通过分析高信噪比条件下系统中断概率的渐进性能,得到系统分集度和阵列增益的简单闭合表达式。最后,计算机仿真不仅验证了理论分析的正确性,而且进一步揭示了所提方案能够在尽量减少反馈负载的同时获得较优的中断性能,从而为实际的系统设计提供参考和依据。

关键词:电力线通信;射频通信;多用户调度;中断概率

中图分类号:TN92 文献标志码:A 文章编号:1673-5439(2023)01-0029-09

Performance analysis of opportunistic scheduling based on threshold judgment for multi-user PLC/RF communication systems

XU Tian, LIU Xiaoyu, KONG Huaicong, ZHU Liwen, LIN Min

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

Abstract: For power line communication (PLC) and radio-frequency (RF) transmission systems with decode-and-forward relay technology, a multi-user opportunistic scheduling scheme based on threshold judgment is proposed. Given that PLC and RF link channel fading follows the lognormal distribution and the correlation Rice distribution, respectively, the closed-form expressions of the outage probability and the normalized average feedback load of PLC/RF systems are derived by the proposed scheduling scheme. Then, by analyzing the asymptotic performance of the system outage probability under high SNR conditions, the simple closed-form expressions of the system diversity order and the array gain are obtained. Finally, the simulation demonstrates the correctness of the theoretical analysis, and further reveals that the proposed scheme can achieve good outage performance while reducing the feedback load, thus providing reference and basis for system design in practice.

Keywords: power line communication (PLC); radio frequency (RF) communication; multi-user scheduling; outage probability

跟传统的无线通信技术相比,电力线通信(Power Line Communication, PLC)能够充分利用现有的电力基础设施来构建集能源、通信和控制于一

体的信息网络平台,同时还具有覆盖范围广、连接方便、无需重接线等特点^[1-2],成为近年来研究人员的关注焦点,在智能用电和家居物联网等领域显

示了广阔的应用前景^[3-5]。目前,PLC 已成为智能电网中双向通信主要技术之一^[6],学术界和工业界对它进行了一定的研究。例如,文献[7]提出了一种基于改进遗传蚁群算法的低压 PLC 网络路由方法;文献[8]设计了一种基于直流电力线载波通信的光伏组件监测系统。然而在实际应用时,PLC 系统性能容易受到频率选择性衰落、路径损耗、各种噪声以及干扰等因素的影响^[9]。因此,为了有效提高系统性能,有学者提出基于中继协作传输的 PLC 技术。例如,文献[10]提出了基于放大转发协议的 PLC 频率选择性模型,通过信息论的角度分析系统性能,推导了系统容量的上下界;文献[11]提出了一种半双工双向 PLC 中继系统,并分析了其具有脉冲噪声的对数正态(Log-Normal, LN)衰落信道上的系统遍历容量和中断性能;文献[12]研究了一种双跳放大转发协议的 PLC 中继系统,并分析了系统的能效和可靠性。

与上述文献所提的 PLC 通信技术相比,PLC 与射频(Radio-Frequency, RF)构成的混合系统可以在不同的频率范围内工作,避免两条链路间的干扰。另外,PLC/RF 系统解决了 PLC 终端无法移动接入的问题。因此,已经有相关学者对 PLC/RF 系统进行了研究。例如,文献[13]研究了智能反射面辅助的 PLC/RF 通信系统在智能电网应用中的性能,推导了系统的中断概率和平均误码率的闭合表达式;文献[14]研究中继采用译码转发(Decode-and-Forward, DF)协议下 PLC/RF 系统的中断、平均比特误码率以及平均信道容量性能。在文献[15]中,作者研究了存在窃听者的情况下,室内混合 PLC/RF 的物理层安全性能;在文献[16]中,假设 PLC 链路和 RF 链路分别服从 LN 分布和广义莱斯分布的条件下,分析了双跳 PLC/RF 通信系统的中断、平均误码率以及平均信道容量性能。

需要指出的是,上述文献仅研究了单用户和单天线 RF 传输场景下的 PLC/RF 通信系统,而随着智能用电和家居物联网的发展,通信网络服务用户的数量越来越多^[17]。因此,本文研究了多用户场景下 PLC/RF 通信系统,分析了系统的中断性能。首先,来自源节点的信号通过 PLC 链路发送至中继,中继采用 DF 协议将接收到的信号解码之后通过 RF 链路发送给用户。为了获得多用户分集,中继采用多用户调度方案。传统的轮询调度方案无需反馈信道信息,但同时也存在性能不佳的问题。而文献[18]所提出的机会调度方案能获得较优的性能,但

存在反馈负载过大的问题。为此,本文首先提出了一种基于门限判断的机会调度方案,该方案能够在减少反馈负载的同时获得较优的性能。其次,考虑 PLC 链路受背景噪声和脉冲噪声的影响,并将其信道衰落建模为 LN 分布,而 RF 链路服从相关莱斯分布。接着,推导出本文所提方案下系统的中断概率和归一化平均反馈负载的闭合表达式。为了进一步分析系统的性能,还通过高信噪比条件下系统的中断概率近似表达式来获得系统的分集度和阵列增益。最后,计算机仿真验证了理论分析的正确性以及所提方案的优越性。

符号说明:小写粗体字母表示矢量; $(\cdot)^H$ 表示矩阵或矢量的共轭转置, $E[\cdot]$ 表示数学期望运算, $|\cdot|$ 表示取模运算, $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 F-范数; $\mathbb{C}^{m \times n}$ 表示维度为 $m \times n$ 的复矩阵, $\text{CN}(\mu, \sigma^2)$ 表示均值为 μ 、方差为 σ^2 的复高斯随机分布。

1 信道与信号模型

如图 1 所示,本文研究了一个多用户场景下的混合双跳 PLC/RF 通信系统,该系统由源节点 S、中继 R 和 M 个用户 D_1, D_2, \dots, D_M 组成,且源节点和各用户均配备单天线,中继 R 配备 N 根天线。在该系统中,源节点 S 的信号通过 PLC 链路发送给中继 R,中继 R 采用 DF 协议将信号转发给被调度用户。在所提的方案中,将信噪比满足条件的用户放到子集中并分别编号。在每个时隙,源节点 S 发送相应编号用户的信号,中继 R 将波束对准被调度用户,并且将接入信道的权限只授予被调度的用户,以此保证接收用户恰为调度用户。与文献[13-16]所研究的单用户单天线场景相比,本文工作更具普遍性,并且更加贴近实际情况。

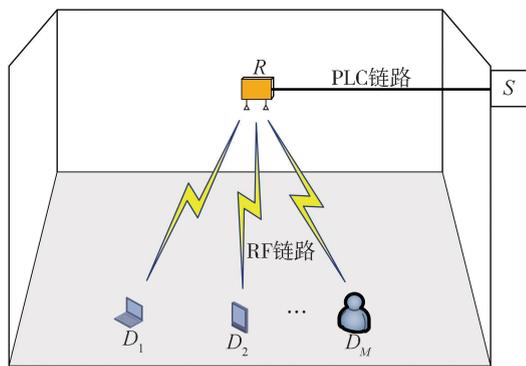


图 1 系统模型图

1.1 信道模型

在对 PLC 信道建模时,除了考虑信道的衰落特性,还要考虑路径损耗等实际参数的影响。于是,可以将 PLC 信道模型表示为^[9]

$$h_p = \frac{\tilde{h}_p}{d_s^\alpha} \quad (1)$$

式中, \tilde{h}_p 表示 PLC 链路的小尺度衰落, d_s 表示源节点 S 到中继 R 的距离, α 表示距离衰减因子。假设 PLC 信道的小尺度衰落 \tilde{h}_p 服从 LN 分布,根据文献 [16], \tilde{h}_p 概率密度函数表示为

$$f_{\tilde{h}_p}(x) = \frac{1}{x\sigma_p\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu_p)^2}{2\sigma_p^2}\right) \quad (2)$$

式中, μ_p 和 σ_p 分别表示 $\ln \tilde{h}_p$ 的均值和均方差。

对于 RF 信道,其数学模型也可以表示为

$$\mathbf{h}_k = \frac{\mathbf{g}_k}{d_k^\beta} \quad (3)$$

式中, \mathbf{g}_k 表示 RF 链路的小尺度衰落, d_k 表示中继 R 到用户 D_k 的距离, β 表示距离衰减因子。假设 RF 链路的小尺度衰落 \mathbf{g}_k 服从相关莱斯分布,根据文献 [19],可将其信道矢量建模为

$$\mathbf{g}_k = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{g}}_k + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k \quad (4)$$

式中, K 表示莱斯因子, $\bar{\mathbf{g}}_k = \mathbf{a}(\theta_k)$ 为直达分量, $\mathbf{a}(\theta_k)$ 为阵列导向矢量,其表示为

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, \exp(j\nu d_e \sin\theta_k), \dots, \exp(j(N-1)\nu d_e \sin\theta_k)]^T \quad (5)$$

式中, $\nu = \frac{2\pi}{\lambda}$ 表示波数, θ_k 表示发射信号的离开角,

由于中继 R 配置多根天线,可借助于阵列信号处理的波达方向估计技术得到多天线中继的发射角^[20],

d_e 表示天线阵元间距。另外,式(4)中的 $\tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k$ 为散射分量, $\tilde{\Phi}_k = E[\tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H]$ 表示信道相关矩阵, $\tilde{\mathbf{g}}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示独立同分布的复高斯随机矢量 $\tilde{\mathbf{g}}_k \sim \text{CN}(0, \mathbf{I}_N)$ 。

1.2 信号模型

如图 1 所示,整个通信过程分为 2 个时隙。在第一个时隙,来自源节点的信号通过 PLC 链路发送给中继 R 。因此,中继 R 接收信号可以表示为

$$y_R(t) = \sqrt{P_s} h_p x(t) + n_p \quad (6)$$

式中, P_s 表示源节点的发射功率, n_p 表示电力线路路的噪声。由于 PLC 链路中连接电缆的低功

率组件和电气设备的随机瞬态切换,除了背景噪声对系统的影响,还需考虑脉冲噪声的影响。在此情形下,采用 Middleton Class A 模型对电力线噪声建模^[9]。因此,PLC 链路的噪声由高斯背景噪声 n_C 和脉冲噪声 n_I 组成,其概率密度函数表示为

$$P_M(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_m}} \exp\left(-\frac{z^2}{N_m}\right) \quad (7)$$

式中, $N_m = N_0(m/A + T)/(1 + T)$ 表示电力线的瞬时总噪声功率, $N_0 = N_C + N_I$ 表示平均总噪声功率, N_I 表示脉冲噪声的平均功率, N_C 表示背景噪声的平均功率, $T = \frac{N_C}{N_I}$, m 服从均值为 A 的泊松分布。因此,根据式(6),中继 R 的输出信噪比可以表示为

$$\gamma_R = \frac{P_s |h_p|^2}{N_m} = (1 + T)/(m/A + T) \bar{\gamma}_R |h_p|^2 \quad (8)$$

式中, $\bar{\gamma}_R = \frac{P_s}{d_s^{2\alpha} N_0}$ 表示 PLC 链路的平均信噪比。

在第二个时隙,中继 R 采用 DF 协议将接收到的信号转发给用户。具体来说,如果 γ_R 小于预先设定的阈值 γ_{th1} ,则中继可以成功解码源节点信号,否则中继不能成功解码。因此,用 φ 表示是否成功解码信号,即

$$\varphi = \begin{cases} 0 & \gamma_R < \gamma_{th1} \\ 1 & \gamma_R \geq \gamma_{th1} \end{cases} \quad (9)$$

则第 k ($k \in \{1, 2, \dots, M\}$) 个用户的接收信号表示为

$$y_{dk}(t) = \sqrt{P_R} \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \varphi x(t) + n_k \quad (10)$$

式中, P_R 为中继 R 的发射功率,为了提高系统性能,采用阵列信号处理技术获得的第 k 个用户的归一化发射波束成形权矢量 $\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{a}(\theta_k)}{\sqrt{N}}$ 。因此,根据式

(10),第 k 个用户的输出信噪比可以表示为

$$\gamma_{dk} = \frac{P_R \varphi^2 |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{\sigma_k^2} = \bar{\gamma}_{dk} \varphi^2 |\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_k|^2 \quad (11)$$

式中, $\bar{\gamma}_{dk} = \frac{P_R}{\sigma_k^2 d_k^{2\beta}}$ 表示 RF 链路的平均信噪比。

2 基于门限判断的多用户调度方案

为了提升系统性能,实现多用户分集且减少系统的反馈负载,提出了基于门限判断的机会调度方

案,所提方案可以减少每个时隙向中继反馈信道状态信息的用户数。在此方案中,任意时刻反馈用户数量 $P(t)$ 与门限 γ_T 的关系为

$$P(t) = \text{card}\{S\} \quad (12)$$

式中, $\text{card}\{S\}$ 表示集合 S 中元素个数, S 表示瞬时信噪比大于反馈门限的用户集合。在选择用户前,采用数据辅助(Data-Aided, DA)估计算法进行信噪比估计,即中继 R 向用户发送导频序列,并通过最大似然估计算法获取实际信噪比^[21]。在瞬时信噪比大于反馈门限的用户中,选择瞬时信噪比最大的用户 k^* , 如果所有用户的瞬时信噪比都小于反馈门限,即发生调度中断,则系统发生中断。因此,集合 S 共有 2^M 个可能的用户子集。 S 的样本空间可以表示为

$$D = \{\emptyset, S_1, S_2, \dots, S_{2^M-1}\} \quad (13)$$

式中, \emptyset 表示空集,即所有用户的瞬时信噪比都小于门限, S_n 表示第 n 个非空子集。因此,可以定义

$$\begin{aligned} \gamma_{di} < \gamma_T, i \in \{1, 2, \dots, M\}, \text{则 } S = \emptyset \\ \begin{cases} \gamma_{di} \geq \gamma_T & i \in S_n \\ \gamma_{dj} < \gamma_T & j \in \bar{S}_n \end{cases}, \text{则 } S = S_n \end{aligned} \quad (14)$$

式中,集合 \bar{S}_n 表示 S_n 在样本空间 D 中的补集。则被调度的用户 k^* 表示为

$$k^* = \begin{cases} \emptyset & P(t) = 0 \\ \arg \max_{k \in S_n} \{\gamma_{dk}\} & P(t) > 0 \end{cases} \quad (15)$$

则系统的输出信噪比 γ_{dk^*} 表示为

$$\gamma_{dk^*} = \begin{cases} 0 & P(t) = 0 \\ \max_{k \in S_n} (\gamma_{dk}) & P(t) > 0 \end{cases} \quad (16)$$

3 系统性能分析

为了评估基于门限判断机会调度方案下 PLC/RF 通信系统的性能,本节分别推导了系统的中断概率和归一化平均反馈负载的闭合表达式。

3.1 系统中断性能分析

系统中断概率定义为目的节点输出信噪比低于预先设定的阈值 γ_{th} 的概率^[22]。根据所提调度方案,被调度的用户 k^* 的中断概率可以表示为

$$P_{\text{out}} = P(\gamma_R < \gamma_{th1}) + P(\gamma_R > \gamma_{th1})P(\gamma_{dk^*} < \gamma_{th2}) = F_{\gamma_R}(\gamma_{th1}) + (1 - F_{\gamma_R}(\gamma_{th1}))F_{\gamma_{dk^*}}(\gamma_{th2}) \quad (17)$$

为了得到系统中断概率闭合表达式,需先得到 $F_{\gamma_R}(x)$ 和 $F_{\gamma_{dk^*}}(x)$ 的表达式。在 PLC 链路中,根据文献[23],LN 分布可近似为 Gamma 分布,因此, γ_R 的概率密度函数可以表示为

$$f_{\gamma_R}(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^m}{m!} \left(\frac{m_1}{\Omega_m}\right)^{m_1} \frac{x^{m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left(-\frac{m_1}{\Omega_m}x\right) \quad (18)$$

式中, $m_1 = 1/(\exp(4\sigma_p^2) - 1)$ 为 Gamma 分布形状参数, $\frac{m_1}{\Omega_m}$ 为 Gamma 分布尺度参数, $\Omega_m = (m/A + T)/(1 + T)\bar{\gamma}_R \exp(2\mu_p) \sqrt{(1 + m_1)/m_1}$, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。进而可得到 γ_R 的累积分布函数为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_R}(x) &= \int_0^x f_{\gamma_R}(t) dt = \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^m}{m!} \int_0^x \left(\frac{m_1}{\Omega_m}\right)^{m_1} \frac{t^{m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left(-\frac{m_1}{\Omega_m}t\right) dt = \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A}A^m}{m!} \frac{1}{\Gamma(m_1)} \gamma\left(m_1, \frac{m_1}{\Omega_m}x\right) \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $\gamma(\cdot, \cdot)$ 为下不完全 Gamma 函数。

在 RF 链路中,根据式(14)和式(16), $F_{\gamma_{dk^*}}(x)$ 可以表示为

$$F_{\gamma_{dk^*}}(x) = \begin{cases} \prod_{k=1}^M F_{\gamma_{dk}}(\gamma_T) & x < \gamma_T \\ \prod_{i \in S_n} [F_{\gamma_{di}}(\gamma_{th2}) - F_{\gamma_{di}}(\gamma_T)] \prod_{j \in \bar{S}_n} F_{\gamma_{dj}}(\gamma_T), & x \geq \gamma_T \end{cases} \quad (20)$$

为了求得 γ_{dk^*} 的累积分布函数,首先要得到 γ_{dk} 的概率密度函数,并进一步得到其累积分布函数。在定理 1 中给出了 γ_{dk} 的概率密度函数。

定理 1 γ_{dk} 的概率密度函数表示为

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{dk}}(x) &= \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\exp(-Z_{Dk}^2/2b_{Dk})}{2b_{Dk}\bar{\gamma}_{Dk}} \\ &\exp\left(-\frac{x}{2b_{Dk}\bar{\gamma}_{Dk}}\right) \frac{1}{l! \Gamma(l+1)} \left(\frac{Z_{Dk}}{2b_{Dk}\sqrt{\bar{\gamma}_{Dk}}}\sqrt{\frac{x}{\bar{\gamma}_{Dk}}}\right)^{2l} \end{aligned} \quad (21)$$

式中, $Z_{Dk} = \sqrt{NK_k/(1 + K_k)}$, $b_{Dk} = \frac{1}{2N(1 + K_k)}$.

$\|\mathbf{a}(\theta_k)^H \tilde{\Phi}_k^{1/2}\|_F^2$, $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数。

证明: 见附录

根据式(21),进一步得到 γ_{dk} 的累积分布函数表达式为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{dk}}(x) &= \int_0^x f_{\gamma_{dk}}(t) dt = \\ &= \frac{\exp(-Z_{Dk}^2/2b_{Dk})}{2b_{Dk}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{1}{l! \Gamma(l+1)} \left(\frac{Z_{Dk}}{2b_{Dk}}\right)^{2l} \left(\frac{1}{2b_{Dk}}\right)^{-l-1}. \end{aligned}$$

$$\gamma\left(l+1, \frac{x}{2b_{Dk}\bar{\gamma}_{Dk}}\right) \quad (22)$$

将式(22)代入式(20),可得到 $F_{\gamma_{Dk}^*}(x)$ 的表达式为

$$F_{\gamma_{Dk}^*}(x) = \begin{cases} \prod_{k=1}^M A_k(\gamma_T) & x < \gamma_T \\ \prod_{k=1}^M A_k(\gamma_T) + \sum_{n=1}^{2^M-1} \prod_{i \in \bar{S}_n} [A_i(x) - A_i(\gamma_T)] \cdot \prod_{j \in \bar{S}_n} A_j(x) & x \geq \gamma_T \end{cases} \quad (23)$$

$$\text{式中, } A_i(\gamma_T) = \frac{\exp(-Z_{Di}^2/2b_{Dj})}{2b_{Di}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{1}{l! \Gamma(l+1)} \cdot$$

$$\left(\frac{Z_{Di}}{2b_{Di}}\right)^{2l} \left(\frac{1}{2b_{Di}}\right)^{-l-1} \gamma\left(l+1, \frac{\gamma}{2b_{Dk}\bar{\gamma}_{Dk}}\right)。$$

最后,将式(19)和式(22)代入式(17),得到系统中断概率的闭合表达式为

$$P_{\text{out}} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\Gamma(m_1)} \gamma\left(m_1, \frac{m_1}{\Omega_m} \gamma_{\text{th1}}\right) + \left(1 - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\Gamma(m_1)} \gamma\left(m_1, \frac{m_1}{\Omega_m} \gamma_{\text{th1}}\right)\right) \cdot$$

$$\begin{cases} \prod_{k=1}^M A_k(\gamma_T) & \gamma_{\text{th2}} < \gamma_T \\ \prod_{k=1}^M A_k(\gamma_T) + \sum_{n=1}^{2^M-1} \prod_{i \in \bar{S}_n} [A_i(\gamma_{\text{th2}}) - A_i(\gamma_T)] \prod_{j \in \bar{S}_n} A_j(\gamma_{\text{th2}}) & \gamma_{\text{th2}} \geq \gamma_T \end{cases} \quad (24)$$

3.2 归一化平均反馈负载

归一化平均反馈负载 \bar{F} 是衡量调度方案性能的一项重要指标,其定义为每个时隙的平均反馈用户数与总用户数 M 之间的比值,表示为

$$\bar{F} = \frac{E(P(t))}{M} \quad (25)$$

其中,平均反馈用户数 $E(P(t))$ 表示为

$$E(P(t)) = \sum_{n=1}^{2^M-1} |S_n| \prod_{i \in S_n} [1 - F_{\gamma_{Di}}(\gamma_T)] \prod_{j \in \bar{S}_n} F_{\gamma_{Dj}}(\gamma_T) \quad (26)$$

因此,根据式(22)和式(26),归一化平均反馈负载表示为

$$\bar{F} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^{2^M-1} |S_n| \prod_{i \in S_n} (1 - A_i(\gamma_T)) \prod_{j \in \bar{S}_n} A_j(\gamma_T) \quad (27)$$

4 系统的渐进性能分析

为了进一步揭示关键参数与系统性能之间的影响,进一步讨论高信噪比下中断概率的渐进表达式。根据式(17)和式(20),系统中断概率的渐进表达式由式(28)给出。

$$P_{\text{out}}^{\infty}(x) = F_{\gamma_R}^{\infty}(x) + \prod_{k=1}^M F_{\gamma_{Dk}}^{\infty}(\gamma_T) + \begin{cases} O(x) & x < \gamma_T \\ \sum_{n=1}^{2^M-1} \prod_{i \in \bar{S}_n} [F_{\gamma_{Di}}^{\infty}(x) - F_{\gamma_{Di}}^{\infty}(\gamma_T)] \cdot \prod_{j \in \bar{S}_n} F_{\gamma_{Dj}}^{\infty}(\gamma_T) + O(x) & x \geq \gamma_T \end{cases} \quad (28)$$

对式(18)进行级数展开,可以求得 $F_{\gamma_{Dk}}^{\infty}(x)$ 的表达式为

$$F_{\gamma_{Dk}}^{\infty}(x) = \frac{\exp(-Z_{Dk}^2/2b_{Dk})}{2b_{Dk}\bar{\gamma}} x + O(x) \quad (29)$$

同理,可得到 $F_{\gamma_R}^{\infty}(x)$ 的表达式为

$$F_{\gamma_R}^{\infty}(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\Gamma(m_1+1)} \left(\frac{m_1 x}{\Omega_m}\right)^{m_1} \quad (30)$$

将式(29)和式(30)代入到式(28)中,可得到中断概率的渐进表达式为

$$P_{\text{out}}^{\infty} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\Gamma(m_1+1)} \left(\frac{m_1 \gamma_{\text{th1}}}{\Omega_m}\right)^{m_1} + \left(1 - \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \frac{1}{\Gamma(m_1+1)} \left(\frac{m_1 \gamma_{\text{th1}}}{\Omega_m}\right)^{m_1}\right) \times \begin{cases} \sum_{n=1}^{2^M-1} \prod_{j \in \bar{S}_n} \frac{\exp(-Z_{Dj}^2/2b_{Dj})}{2b_{Dj}\bar{\gamma}_{Dk}} \gamma_T + O\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{Dk}}\right) & \gamma_{\text{th2}} < \gamma_T \\ \prod_{k=1}^M \frac{\exp(-Z_{Dk}^2/2b_{Dk})}{2b_{Dk}\bar{\gamma}_{Dk}} \gamma_T + \sum_{n=1}^{2^M-1} \prod_{j \in \bar{S}_n} \frac{\exp(-Z_{Dj}^2/2b_{Dj})}{2b_{Dj}\bar{\gamma}_{Dk}} \gamma_T \times \prod_{i \in \bar{S}_n} \left[\frac{\exp(-Z_{Di}^2/2b_{Di})}{2b_{Di}\bar{\gamma}_{Dk}} \gamma_{\text{th2}} - \frac{\exp(-Z_{Di}^2/2b_{Di})}{2b_{Di}\bar{\gamma}_{Dk}} \gamma_T \right] + O\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{Dk}}\right) & \gamma_{\text{th2}} \geq \gamma_T \end{cases} \quad (31)$$

在 $\bar{\gamma}_R = \bar{\gamma}_{Dk} = \bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 时,系统的中断概率的渐进表达式为

$$P_{\text{out}}^{\infty} = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{\min(m_1, M)} \Theta + O\left(\left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{\min(m_1, M)}\right) \quad (32)$$

其中

$$\Theta = \begin{cases} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{e^{-A} A^m}{m!} \cdot \frac{1}{\Gamma(m_1 + 1)} \cdot \left(\frac{m_1 \gamma_{\text{th1}}}{(m/A + T)/(1 + T) \exp(2\mu_p) \sqrt{(1 + m_1)/m_1}} \right)^{m_1} & m_1 < M \\ \prod_{k=1}^M \frac{\exp(-Z_{Dk}^2/2b_{Dk})}{2b_{Dk}} \gamma_T & m_1 \geq M, \gamma_{\text{th2}} < \gamma_T \\ \prod_{k=1}^M \frac{\exp(-Z_{Dk}^2/2b_{Dk})}{2b_{Dk}} \gamma_T + \sum_{n=1}^{2M-1} \prod_{j \in \bar{S}_n} \frac{\exp(-Z_{Dj}^2/2b_{Dj})}{2b_{Dj}} \gamma_T \times \prod_{i \in \bar{S}_n} \left[\frac{\exp(-Z_{Di}^2/2b_{Di})}{2b_{Di}} \gamma_{\text{th2}} - \frac{\exp(-Z_{Di}^2/2b_{Di})}{2b_{Di}} \gamma_T \right] & m_1 \geq M, \gamma_{\text{th2}} \geq \gamma_T \end{cases}$$

则系统的分集度 G_d 和阵列增益 G_a 分别为

$$G_d = \min(m_1, M) \quad (33)$$

$$G_a = \frac{1}{\sqrt{c_d} \Theta} \quad (34)$$

由式(33)和式(34)可以看出, PLC/RF 混合传输系统的分集度只由 PLC 链路的信道参数和用户数决定, 而 RF 链路的信道参数只影响系统的阵列增益, 对系统的分集度没有影响。

5 仿真结果与分析

本节通过计算机仿真验证理论分析的正确性, 分析了电力线脉冲噪声对系统中断性能的影响, 并且对轮询调度方案、文献[18]的调度方案与本文的调度方案的中断性能和归一化平均反馈负载进行了比较。其中, 文献[18]采用机会调度方案, 即在每个时隙中, 选择瞬时信噪比最大的用户进行调度。在仿真中, 如无特殊说明, 采用如下参数设置, 假设用户数 $M = 5$, Gamma 分布形状参数 $m_1 = 10$, 莱斯因子 $K = 1$, 中继节点的阈值 $\gamma_{\text{th1}} = 7$ dB, 反馈门限 $\gamma_T = 8$ dB, 目的节点的阈值 $\gamma_{\text{th2}} = 7$ dB, Middleton Class A 模型噪声参数 $A = 0.2$, $T = 0.2$, 并假设 $\bar{\gamma}_R = \bar{\gamma}_{dk} = \bar{\gamma}$ 。

图2表示在本文方案下, PLC链路的电力线脉冲噪声对系统中断性能的影响。仿真中假设背景噪

声功率与脉冲噪声功率比值 $T = \{0, 0.3, 1\}$ 。从图中可以看出, 蒙特卡罗仿真结果与理论结果吻合较好, 并且在高信噪比时与渐进表达式得到的曲线接近, 渐进中断概率的对数与平均信噪比呈线性关系, 其斜率为 $-G_d$, 截距为 $\lg \Theta$, 证明了本文对系统中断概率闭合表达式和渐进表达式推导的准确性。随着背景噪声功率与脉冲噪声功率比值 T 的增大, 系统的中断性能变好。这是因为随着 T 的增大, 脉冲噪声功率减小, Middleton Class A 模型的脉冲特性越不明显。此外, T 的变化对系统的渐进中断性能没有影响, 这是因为当 Gamma 分布形状参数 m_1 大于用户数 M 时, PLC 链路的参数对系统的分集度 G_d 和阵列增益 G_a 没有影响。

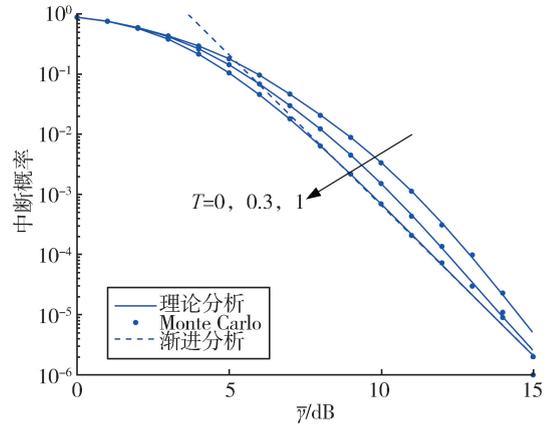


图2 电力线脉冲噪声对系统中断性能的影响

图3表示不同用户调度方案下的系统中断概率变化曲线。仿真中假设反馈门限 $\gamma_T = \{8, 9, 10\}$ dB。从图中可以看出, 本文所提方案中断性能接近于文献[18]方案, 且远优于轮询调度方案, 并且随着反馈门限的减小, 本文方案的中断性能越接近于文献[18]方案。

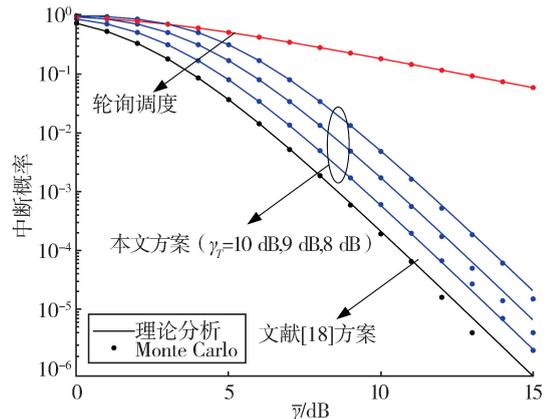


图3 不同调度方案的中断性能比较

图4表示本文方案在不同用户数下的中断性

能。仿真中假设用户数 $M = \{3, 4, 5\}$ 。从图中可以看出,随着用户的增加,系统的中断性能在变好,说明随着用户数的增加,系统获得的多用户分集也在变大。

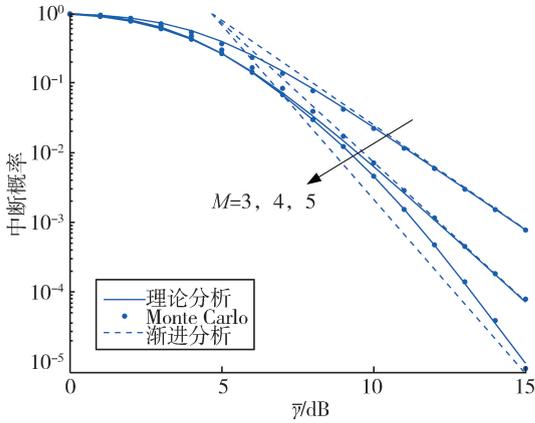


图 4 不同用户数下的系统中断性能比较

图 5 表示不同调度方案下系统的归一化平均反馈负载。仿真中假设反馈门限 $\gamma_T = \{8, 9, 10\}$ dB, 平均信噪比 $\bar{\gamma} = 10$ dB。从图中可以看出,轮询调度的反馈负载为零,文献[18]方案的归一化平均反馈负载最大,而本文方案的系统的归一化平均反馈负载会随着反馈门限和用户数的增大而减小,说明本文方案能够在减少反馈负载的同时获得较优的中断性能。

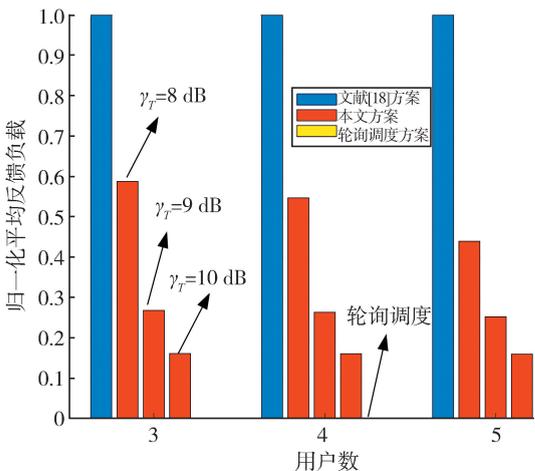


图 5 不同调度方案的归一化平均反馈负载比较

6 结束语

本文研究了融入译码转发中继技术的混合 PLC/RF 传输系统的性能。首先,提出了一种基于门限判断的多用户机会调度方案。其次,在 PLC 和 RF 链路信道衰落分别服从对数正态分布和相关莱

斯分布的条件下,推导出采用所提调度方案的 PLC/RF 系统中断概率和归一化平均反馈负载的闭合表达式。接着,还通过分析高信噪比条件下系统中断概率的渐进性能,得到系统分集度和阵列增益的简单闭合表达式。最后,通过计算机仿真验证了理论分析的正确性,同时表明本文所提方案能够在减少反馈负载的同时还能获得较优的中断性能,并且随着用户数的增加,系统的归一化平均反馈负载在减小,而中断性能在变好,为进一步研究 PLC/RF 通信系统提供了有益的参考。

附录

首先将式(4)代入到 $\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_k$ 可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_k &= \sqrt{\frac{K}{1+K}} \mathbf{w}_k^H \mathbf{a}(\theta_k) + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{w}_k^H \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k = \\ &= \sqrt{\frac{K}{1+K}} \frac{\mathbf{a}^H(\theta_k)}{\sqrt{N}} \mathbf{a}(\theta_k) + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \frac{\mathbf{a}^H(\theta_k)}{\sqrt{N}} \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k = \\ &= \sqrt{\frac{K}{1+K}} \sqrt{N} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \frac{\mathbf{a}^H(\theta_k)}{\sqrt{N}} \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k \end{aligned} \quad (\text{附 } 1)$$

令 $\mathbf{a}(\theta_k)^H \tilde{\Phi}_k^{1/2} = \mathbf{V} = [V_1, \dots, V_N] = [|V_1| e^{j\zeta_1}, \dots, |V_N| e^{j\zeta_N}]$, $\tilde{\mathbf{g}}_k = [g_{k1}, \dots, g_{kN}]^T$ 。则 $\mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k$ 可进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k &= |V_1| g_{k1} \exp(j\zeta_1) + \\ &+ |V_2| g_{k2} \exp(j\zeta_2) + \dots + |V_N| g_{kN} \exp(j\zeta_N) \end{aligned} \quad (\text{附 } 2)$$

根据复高斯变量的循环对称性, $|V_n| g_{kn}$ 与 $|V_n| g_{kn} \exp(j\zeta_n)$ 同分布,所以 $|V_n| g_{kn} \exp(j\zeta_n) = X_n + jY_n$, $X_n, Y_n \sim N(0, \frac{1}{2} |V_n|^2)$, 则 $\mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\Phi}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{g}}_k \sim \text{CN}(0, \|\mathbf{V}\|_F^2)$ 。所以 $|\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_k|$ 概率密度函数为

$$f_{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_k|}(x) = \frac{x}{b_D} \exp\left[-\left(\frac{x^2 + Z_D^2}{2b_D}\right)\right] I_0\left(\frac{Z_D x}{b_D}\right) \quad (\text{附 } 3)$$

式中, $Z_D = \sqrt{NK/(1+K)}$, $b_D = \frac{1}{2N(1+K)}$ 。

$\|\mathbf{a}^H(\theta_k) \tilde{\Phi}_k^{1/2}\|_F^2 I_v(\cdot)$ 为第一类 v 阶修正贝塞尔函数。 γ_{dk} 的概率密度函数可以通过 $f_{\gamma_{dk}}(x) = \frac{1}{2\sqrt{\bar{\gamma}_{dk} x}} f_{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_k|}(\sqrt{x/\bar{\gamma}_{dk}})$ 求得。

参考文献:

- [1] MAJUMDER A, CAFFERY J J. Power line communications [J]. *IEEE Potentials*, 2004, 23(4): 4-8.
- [2] QIAN Y W, ZHANG C, XU Z W, et al. A reliable opportunistic routing for smart grid with in-home power line communication networks [J]. *Science China Information Sciences*, 2016, 59(12): 1-13.
- [3] GHETH W, RABIE K M, ADEBISI B, et al. Hybrid power-line/wireless communication systems for indoor applications [C]//11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP). 2018: 1-6.
- [4] DE M B A DIB L, FERNANDES V, DE L FILOMENO M, et al. Hybrid PLC/wireless communication for smart grids and Internet of Things applications [J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2018, 5(2): 655-667.
- [5] 史燕平, 王丽娇, 李秀彩, 等. 电力线和无线双媒质通信系统的自适应中继协议 [J]. *电力自动化设备*, 2021, 41(6): 171-179.
SHI Yanping, WANG Lijiao, LI Xiucui, et al. Adaptive relay protocol for power line-wireless hybrid media communication system [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2021, 41(6): 171-179.(in Chinese)
- [6] SENDIN A, SIMON J, URRUTIA I, et al. PLC deployment and architecture for smart grid applications in Iberdrola [C]//18th IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications. 2014: 173-178.
- [7] 崔莹. 基于改进遗传蚁群算法的低压 PLC 网络路由方法 [J]. *电力自动化设备*, 2022, 42(3): 210-217.
CUI Ying. Low-voltage PLC network routing method based on improved genetic ant colony algorithm [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2022, 42(3): 210-217.(in Chinese)
- [8] 杨锋, 张金娅, 王岩, 等. 基于直流电力线载波通信的光伏组件监测系统 [J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2016, 36(6): 39-44.
YANG Feng, ZHANG Jinya, WANG Yan, et al. Photovoltaic module monitoring system based on DC power line carrier communication [J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2016, 36(6): 39-44.(in Chinese)
- [9] 陈智雄, 韩东升, 邱丽君. 室内无线和电力线双媒质协作通信系统性能研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(9): 2589-2599.
CHEN Zhixiong, HAN Dongsheng, QIU Lijun. Research on the performance of cooperation communication system based on indoor double media with wireless channel and power line [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(9): 2589-2599.(in Chinese)
- [10] CHENG X L, CAO R, YANG L Q. Relay-aided amplify-and-forward powerline communications [J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2013, 4(1): 265-272.
- [11] AHIADORMEY R K, ANOKYE P, JO H S, et al. Performance analysis of two-way relaying in cooperative power line communications [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 97264-97280.
- [12] RABIE K M, ADEBISI B, SALEM A. Improving energy efficiency in dual-hop cooperative PLC relaying systems [C]//International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC). 2016: 196-200.
- [13] PADHAN A K, SAHU H K, SAHU P R, et al. RIS assisted dual-hop mixed PLC/RF for smart grid applications [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(11): 3523-3527.
- [14] MATHUR A, BHATNAGAR M R, AI Y, et al. Performance analysis of a dual-hop wireless-power line mixed cooperative system [J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 34380-34392.
- [15] EL SHAFIE A, MARZBAN M F, CHABAAN R, et al. An artificial-noise-aided secure scheme for hybrid parallel PLC/wireless OFDM systems [C]//IEEE International Conference on Communications. 2018: 1-6.
- [16] YANG L, YAN X Q, LI S, et al. Performance analysis of dual-hop mixed PLC/RF communication systems [J]. *IEEE Systems Journal*, 2022, 16(2): 2867-2878.
- [17] 刘凯, 钟永彦, 陈娟, 等. 基于 HNBJSON 的物联网数据压缩方法 [J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2021, 41(6): 29-34.
LIU Kai, ZHONG Yongyan, CHEN Juan, et al. Data compression about Internet of Things based on HNBJSON [J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2021, 41(6): 29-34.(in Chinese)
- [18] ZHAO Z Y, XU G J, ZHANG N, et al. Performance analysis of the hybrid satellite-terrestrial relay network with opportunistic scheduling over generalized fading channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(3): 2914-2924.
- [19] HUANG Q Q, LIN M, WANG J B, et al. Energy efficient beamforming schemes for satellite-aerial-terrestrial networks [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(6): 3863-3875.
- [20] 张贤达, 保铮. 通信信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.

- [21] RICE M. Data-aided and non-data-aided maximum likelihood SNR estimators for CPM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(11): 4244-4253.
- [22] 赵柏, 郭雨晴, 黄清泉, 等. EHF 频段航空宽带卫星通信系统性能分析[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2021, 41(5): 36-44.
ZHAO Bai, GUO Yuqing, HUANG Qingquan, et al. Performance analysis on aeronautical broadband satellite communication system in EHF band [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2021, 41(5): 36-44. (in Chinese)
- [23] KOSTI I M. Analytical approach to performance analysis for channel subject to shadowing and fading[J]. IEE Proceedings -Communications, 2005, 152(6): 821.

(责任编辑:李小溪)

声 明

为适应我国信息化建设的需要,扩大作者学术交流渠道,实现期刊编辑、出版工作的网络化,本刊已加入《中国学术期刊(光盘版)》、《中国期刊网》全文数据库、《万方数据——数字化期刊群》和《中文科技期刊数据库》,并已许可《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社在中国知网及其系列数据库产品中,以数字化方式复制、汇编、发行、信息网络传播本刊全文,作者著作权使用费随本刊稿酬一次性给付。如不同意将文章编入相关数据库,请在来稿时声明,本刊将做适当处理。

本刊编辑部