



PLC-RF 无线传输网络中的能效最优设计方法

蒋跃宇¹, 承昊新¹, 王康¹, 戴文骏¹, 刘笑宇²

(1. 国网常州供电公司信息通信分公司, 江苏 常州 213000;

2. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 针对电力线通信 (PLC) 和射频 (RF) 无线通信混合传输的室内通信场景, 提出了一种基于角度信息的信道状态信息 (AI-CSI) 的能效优先传输方案。首先, Wi-Fi 无线网络和 PLC 网络分别作为主网络和次级网络, 并且采用认知无线电技术来提高频谱效率的情况下, 建立次级网络总能效最大化为目标函数的优化问题。其次, 为了求解该问题, 通过基于 AI-CSI 的迫零波束成形方法, 获得波束成形权矢量, 并进一步提出 Dinkelbach 与拉格朗日乘子法相结合的优化方法, 进行最优的功率分配。最后, 计算机仿真结果不仅验证了所提方案的有效性和优越性, 而且分析了中继天线数和用户个数等典型参数对系统能效带来的影响, 从而为实际系统设计提供了参考和依据。

关键词: 电力线通信; 射频无线通信; 认知无线电; 统计信道信息; 能量效率

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2023100

Design method of energy efficiency optimization in PLC-RF wireless transmission networks

JIANG Yueyu¹, CHENG Haoxin¹, WANG Kang¹, DAI Wenjun¹, LIU Xiaoyu²

1. Information and Communication Branch of State Grid Changzhou Power Supply Company, Changzhou 213000, China

2. School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunication, Nanjing 210003, China

Abstract: An energy efficiency optimization transmission scheme using angular information-based channel state information (AI-CSI) was proposed for indoor communications, which integrated the power line communication (PLC) with radio frequency (RF) wireless communication. Specifically, by considering that the Wi-Fi wireless network and the PLC network were the primary and secondary networks, an optimization problem was established to maximize the total energy efficiency of the secondary network. Then, in order to solve the problem, the beam forming weight vector was obtained by using zero-forcing method based on AI-CSI, and an optimization algorithm joint Dinkelbach with Lagrange multiplier was further presented to achieve the optimal power allocation. Finally, computer simulations were given to verify the effectiveness and superiority of the proposed scheme. Besides, the influence of key parameters such as the number of employed antennas and served users was also analyzed.

Key words: power line communication, radio frequency wireless communication, cognitive radio, statistical channel state information, energy efficiency



0 引言

近几年,随着移动通信技术的迅猛发展,电力线系统对通信技术的影响越来越受重视。作为电力通信领域特有的一种通信方式,电力线通信(power line communication, PLC)具有连接便捷、不容易受建筑和地形等环境因素影响等优点,尤其是它可以利用建筑物中已铺设的电力线进行通信,因此是一种节能、低成本的通信技术,在室内外通信场景中都展现了广阔的应用前景^[1-4]。此外,将 PLC 技术与物联网、大数据、云计算等新兴技术进行融合,可以为智能电网、智能家居、智能楼宇等智慧城市的构建提供基础设施,受到国内外学者的广泛关注。例如,文献[5]提出了一种室内窄带 PLC 网络模型,并通过仿真和实验给出合适的电缆和电器类型;文献[6]研究了室内场景下多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO) PLC 信道的空间相关性;此外,PLC 也是智能电网中双向通信的主要技术之一,为电力业务交互和电力信息采集提供重要保障^[7]。

PLC 在降低建设成本和减弱环境因素影响等方面具有明显的优势,然而 PLC 信道具有强频率选择性衰落,并且容易受路径损耗以及各种衰减和干扰的影响,从而无法实现较远距离通信。此外,PLC 信道中存在阻抗失配的现象,也会导致系统性能恶化^[8]。为了缓解上述问题,国内外学者已将中继技术应用于 PLC 系统以增加 PLC 链路的传输距离。如文献[9]提出了一种中继辅助的 PLC 系统,并在电源和中继处找到最佳的功率分配策略,使系统中断概率最小;文献[10]在合作 PLC 上联合优化中继位置和传输功率,使得基于能效的中断概率最小,并给出了最优解的闭合表达式。

然而单纯依靠 PLC 技术还存在不容忽视的局限性,如 PLC 系统中的传输功率限制了系统

容量和传输距离^[11],且电力线模块需要固定在插座上,终端无法移动接入。针对上述问题,采用联合 PLC 和射频(radio frequency, RF)无线通信的混合传输技术,能够实现优势互补,增强系统的灵活性,同时中继节点通过有效的功率分配策略,可以提升系统的整体性能^[12-13]。例如,文献[14]提出了一种 PLC 和可见光通信的级联链路 with RF 链路并联的混合系统,并分析了在一定服务质量约束下总功率最小化的问题;文献[15]研究了双跳 PLC 和 RF 混合系统,并在 PLC 链路服从对数正态分布、RF 链路服从莱斯分布的条件下,分析了系统的中断概率、平均误比特率和平均信道容量。文献[16]提出了一种混合双跳 PLC 链路和自由空间光链路通信系统,分别推导了中断概率、误码率和信道容量的闭式表达式,并分析了系统的性能。

虽然上述文献[14-16]均对 PLC-RF 混合通信技术有深入的研究,但文献[14-16]只考虑了单用户的场景,而随着智能用电和家居物联网的发展与普及,在实际应用中往往需要给多个移动终端提供通信服务。因此,研究多用户的传输场景更具有实际意义。为了使多个用户可以在同一时频资源上与基站同时进行通信,基站可以配置多根天线,采用多输入多输出技术,通过有效的波束成形设计在不增加带宽和发射功率的前提下有效地改善无线通信系统的性能。在多用户 MIMO 系统中采用脏纸编码(dirty paper coding, DPC),可有效地消除用户间的干扰,从而实现最优传输机制,但其较高的复杂度在实际通信系统中难以实现。因此,通常采用一些次优的线性预编码,例如最大比发送(maximal ratio transmission, MRT)、信漏噪比(signal leakage noise ratio, SLNR)方案来实现多用户通信服务。进一步,考虑瞬时信道状态信息(channel state information, CSI)的获取通常会增加系统功耗和复杂度,并存在信道估计、

量化、反馈延迟等多种误差,因此本文利用更加容易获得的基于角度信息 (angular information, AI) 的 CSI (AI-CSI) 设计传输方案,实现系统容量和复杂度的折中,从而更加适应未来通信网络的发展需求。具体来说,本文研究了采用 PLC-RF 混合通信技术的多用户室内传输网络,其中 Wi-Fi 无线网络和电力线通信网络分别作为主网络和次级网络,它们之间通过认知无线电技术实现频谱共享来提高频谱效率。首先,针对 PLC-RF 室内认知无线网络,建立以次级网络总能效最大化为目标,以中继发射总功率和对主用户的干扰为约束条件的优化问题。其次,为了求解该问题,采用基于 AI-CSI 的迫零波束成形方法,得到波束成形权矢量,并进一步提出 Dinkelbach 和拉格朗日乘子法相结合的优化方法,得到最优的功率分配方案。最后,通过计算机仿真验证了本文所提出的方案具有更高的系统能量效率,并分析了天线数和用户数等关键参数对系统能效的影响,从而为实际系统设计提供了参考和依据。

1 系统模型

本文考虑混合双跳电力线—射频无线接入的室内通信场景^[16]。室内场景下认知无线网络如图 1 所示,认知无线网络主要由主网络和次级网络构成,Wi-Fi 无线网络作为主网络为主用户提供通信服务,PLC 网络作为次级网络为次级用户提供数据连接服务,它们之间采用认知无线电技术实现频率资源共享,从而提高频谱效率。为了解决 PLC 信道衰落较大等难题,引入协作中继技术来提升 PLC 的性能。具体而言,系统的主网络包括一台路由器和一个主用户 P,而次级网络则由一个源节点 S、一个中继节点 R 和 K 个次级用户 D_k ($k \in \{1, 2, \dots, K\}$) 构成。其中,中继 R 配置一个 $N_1 \times N_2$ 的均匀平面阵,而每个用户均配备单根天线。

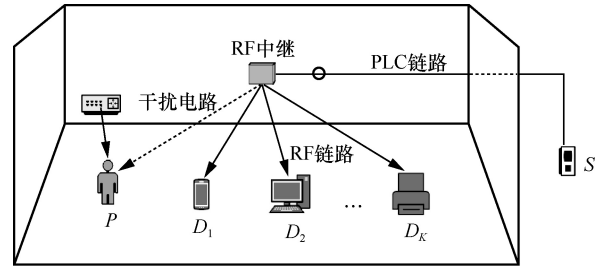


图1 室内场景下认知无线网络

根据模型图所示,信号传输流程可以分为两个阶段。第一个阶段,源节点 S 通过电力线将经过二进制调制的信号 $x_s(t)$ 传输给中继 R。因此,中继 R 收到的信号可以表示为:

$$y_R(t) = \sqrt{P_S} h_{SR} x_s(t) + n_R(t) \quad (1)$$

其中, P_S 和 h_{SR} 分别是源节点 S 的发射功率和 S-R 链路的电力线信道衰落系数, $x_s(t)$ 满足 $E\{|x_s(t)|^2\} = 1$, $n_R(t)$ 为 PLC 链路的加性噪声。

由于电气设备的随机瞬态切换和电缆的低功率组件,PLC 链路需要同时考虑加性背景噪声 (background noise, BGN) 以及脉冲噪声 (impulsive noise, IMN) 的影响。为分析这些噪声对系统的影响,采用泊松-高斯混合统计对其进行建模^[17],则 PLC 链路的噪声 $n_R(t)$ 可以表示为^[17]:

$$n_R(t) = n_b(t) + n_p n_a(t) \quad (2)$$

其中, $n_b(t)$ 、 $n_p n_a(t)$ 和 n_p 分别表示背景噪声、脉冲噪声和系统脉冲噪声的到达次数。其中, $n_b(t)$ 和 $n_a(t)$ 相互独立,并且服从均值为 0、方差分别为 σ_b^2 和 σ_a^2 的加性白高斯噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN)。

根据式 (1) 和式 (2),不难得到中继 R 的输出信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) γ_R 表示为^[17]:

$$\gamma_R = \frac{P_R |h_{SR}|^2}{\sigma_b^2 (1 + \eta_{ab})} = \bar{\gamma}_R |h_{SR}|^2 \quad (3)$$

其中, $\bar{\gamma}_R = \frac{P_R}{\sigma_b^2 (1 + \eta_{ab})}$ 表示 PLC 链路的平均



SNR, $\eta_{ab} = \frac{\sigma_a^2}{\sigma_b^2}$ 表示 IMN 和 BGN 的能量之比。 P_R

为中继 R 的接收功率, 表示为 $P_R = P_S - P_L d$, P_L 为距离衰减因子, d 为 S 到 R 的距离。

在第二个阶段, 中继 R 采用解码转发 (decode and forward, DF) 协议将信号转发给次级用户。也就是说, 如果 γ_R 大于原先设定的解码门限值 A_{th} , 记为 $\phi(\gamma_R) = 1$, 则中继 R 可以成功解码信号, 此时 R 进行发射波束成形, 并将解码信号 $x_S(t)$ 发送给次级用户; 如果 γ_R 小于原先设定的解码门限值 A_{th} , 记为 $\phi(\gamma_R) = 0$, 则中继 R 不能成功解码, 用户将无法接收到由中继 R 转发的信号。因此, 第 k 个用户 D_k 接收的信号可以表示为:

$$y_k(t) = \phi(\gamma_R) \left[\sqrt{p_k} \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k x_S(t) + \mathbf{h}_k^H \sum_{j \neq k} \sqrt{p_j} \mathbf{w}_j x_S(t) \right] + n_k(t) \quad (4)$$

其中,

$$\phi(\gamma_R) = \begin{cases} 1, & \gamma_R \geq A_{th} \\ 0, & \gamma_R < A_{th} \end{cases} \quad (5)$$

其中, p_k 是中继 R 分配给第 k 个次级用户的发射功率, $\mathbf{w}_k$ 是中继 R 对第 k 个次级用户的波束成形权矢量, $n_k(t)$ 是均值为零、方差为 σ_k^2 的加性白高斯噪声。 $\mathbf{h}_k$ 是中继 R 到第 k 个次级用户链路的信道矢量, 可以建模为 $\mathbf{h}_k = \rho \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)$ 。其中, ρ 为小尺度衰落, $\mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) = \mathbf{a}_x(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}_y^H(\theta_k, \varphi_k)$, $\mathbf{a}_x(\theta_k, \varphi_k)$ 和 $\mathbf{a}_y(\theta_k, \varphi_k)$ 表示平面阵在 x 轴和 y 轴的阵列导向矢量, 可以分别表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_x(\theta_k, \varphi_k) &= [1, e^{j\beta d_1 \sin \theta_k \cos \varphi_k}, \dots, e^{j\beta(N_1-1)d_1 \sin \theta_k \cos \varphi_k}]^T \\ \mathbf{a}_y(\theta_k, \varphi_k) &= [1, e^{j\beta d_2 \sin \theta_k \sin \varphi_k}, \dots, e^{j\beta(N_2-1)d_2 \sin \theta_k \sin \varphi_k}]^T \end{aligned} \quad (6)$$

其中, θ 和 φ 分别表示用户相对于均匀平面阵的俯仰角和方位角, $\beta = 2\pi/\lambda$, λ 表示波长, d_1 和 d_2 分别为天线阵在 x 轴方向和 y 轴方向上相邻阵元的间距。平面阵示意图如图 2 所示。

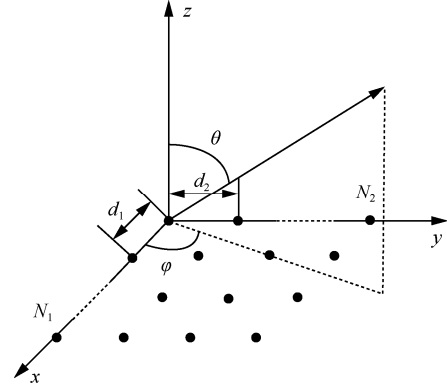


图 2 平面阵示意图

由式 (4) 可以得到第 k 个次级用户的输出信干噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) 为:

$$\gamma_{Dk} = \gamma_k \phi(\gamma_R) \quad (7)$$

其中,

$$\gamma_k = \frac{p_k |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{w}_j^H \mathbf{h}_k|^2 + \sigma_k^2} \quad (8)$$

进一步地, 系统的总遍历容量 (ergodic capacity, EC) 表示为:

$$R_{EC} = \frac{1}{2} \sum_k B_k E[\ln(1 + \gamma_k \phi(\gamma_R))] \quad (9)$$

其中, B_k 是分配给第 k 个次级用户的带宽。

由于中继 R 向次级用户传输数据时, 不仅发射信号需要消耗能量, 内部电路也会产生能量损耗, 所以中继的总功耗为:

$$P_{tot} = \sum_k p_k + P_c \quad (10)$$

其中, P_c 为中继 R 发射端的电路功耗, $P_T = \sum_k p_k$ 为中继 R 的发射功率。

系统的能效定义为遍历容量与中继总功耗的比值, 表示为:

$$\eta_{EE} = \frac{\frac{1}{2} \sum_k B_k E[\ln(1 + \gamma_k \phi(\gamma_R))]}{\sum_k p_k + P_c} \quad (11)$$

2 能效最大化设计方案

如何降低系统能效是当前通信领域的一个技术难题。本文在满足主用户受到的干扰小于允许的门限值和中继 R 发射功率受限的条件下,通过联合优化波束成形权矢量和中继的发射功率,实现次级网络的总能效最大。具体的优化问题在数学上可描述为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k, p_k} \quad & \frac{\frac{1}{2} \sum_k B_k E[\ln(1 + \gamma_k \phi(\gamma_R))]}{\sum_k p_k + P_c} \\ \text{s.t.} \quad & I \leq I_p \\ & \sum_k p_k \leq P_{\max} \\ & \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

其中, I_p 为对主用户的干扰门限, $P_{\max}$ 为最大发射功率, I 为主用户受到的干扰功率, 具体可表述为:

$$I = \sum_k p_k |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_p|^2 \quad (13)$$

其中, $\mathbf{h}_p$ 为中继 R 到主用户 P 链路的信道矢量。

由式 (12) 可以看出, 当 $\phi(\gamma_R) = 0$ 时, 优化目标恒为 0, 优化问题不具有研究意义, 因此, 接下来只考虑 $\phi(\gamma_R) = 1$ 的情况。

由于 R_{EC} 的解析表达式非常复杂, 因此跟大多数文献一样, 本文采用 Jensen 不等式, 将遍历容量 R_{EC} 的近似表达式写成:

$$R_{EC} \approx \frac{1}{2} \sum_k B_k [\ln(1 + E[\gamma_k])] \quad (14)$$

根据 Mullen 不等式, 即 $E\left\{\frac{X}{Y}\right\} \geq \frac{E\{X\}}{E\{Y\}}$,

$E[\gamma_k]$ 又可以近似为:

$$E[\gamma_k] = E\left[\frac{p_k |\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{\sum_{j \neq k} p_j |\mathbf{w}_j^H \mathbf{h}_k|^2 + \sigma_k^2}\right] \geq \frac{p_k \mathbf{w}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k \mathbf{w}_k}{\sum_{j \neq k} p_j \mathbf{w}_j^H \boldsymbol{\varphi}_k \mathbf{w}_j + \sigma_k^2} \quad (15)$$

其中, $\boldsymbol{\varphi}_k$ 为 $\mathbf{h}_k$ 的信道相关矩阵, 可直接利用准确

的角度信息获得, 具体可表述为:

$$\boldsymbol{\varphi}_k = E[\rho^2] \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)^H \quad (16)$$

将式 (15) 代入式 (12), 可以将能效最大化问题转化为下列近似的优化问题:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k, p_k} \quad & \frac{\sum_k B_k \frac{p_k \mathbf{w}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k \mathbf{w}_k}{\sum_{j \neq k} p_j \mathbf{w}_j^H \boldsymbol{\varphi}_k \mathbf{w}_j + \sigma_k^2}}{\sum_k p_k + P_c} \\ \text{s.t.} \quad & I \leq I_p \\ & \sum_k p_k \leq P_{\max} \\ & \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k = 1 \end{aligned} \quad (17)$$

当中继发射功率 p_k 固定时, 式 (17) 中的目标函数随 $\mathbf{w}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k \mathbf{w}_k$ 单调递增。同时, 由式 (15) 可以看出, 不同次级用户对应的波束成形权矢量之间是相互耦合的, 难以直接进行有效求解。因此, 为了设计具有低复杂度且性能较优的方案, 本文先采用基于 AI-CSI 的迫零方法, 先对 $\mathbf{w}_k$ 进行解耦求出波束成形权矢量, 再利用 Dinkelbach 方法对发射功率 p_k 进行优化以实现能效最大化的目标。

首先为了求得波束成形权矢量, 本文引入额外的约束条件, 即将第 $k(1 \leq k \leq K)$ 个次级用户的波束成形权矢量与其他用户的导向矢量相互正交, 以消除次级用户间的干扰, 即:

$$\mathbf{w}_j^H \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)^H \mathbf{w}_j = 0, j \neq k \quad (18)$$

同时, 对主用户的干扰满足:

$$\mathbf{w}_k^H \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p)^H \mathbf{w}_k = 0 \quad (19)$$

进而建立优化问题:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k, k} \quad & \mathbf{w}_k^H \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)^H \mathbf{w}_k \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}_j^H \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)^H \mathbf{w}_j = 0, j \neq k \\ & \mathbf{w}_k^H \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p)^H \mathbf{w}_k = 0 \\ & \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k = 1 \end{aligned} \quad (20)$$

可以求解出每个用户对应的波束成形权矢量 $\mathbf{w}_k^*$ 为:



$$\mathbf{w}_k^* = \frac{\mathbf{F}_k \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)}{\|\mathbf{F}_k \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k)\|} \quad (21)$$

其中, $\mathbf{F}_k = \mathbf{I}_N - \mathbf{G}_k (\mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k)^{-1} \mathbf{G}_k^H$ 为 $\mathbf{G}_k$ 的零空间投影矩阵, $\mathbf{G}_k$ 可以表述为:

$$\mathbf{G}_k = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_{k-1}, \varphi_{k-1}), \mathbf{a}(\theta_{k+1}, \varphi_{k+1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{S_i}, \varphi_{S_i}), \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p)] \quad (22)$$

接下来, 进一步研究中继发射功率的分配方案, 将式 (21) 所得的 $\mathbf{w}_k^*$ 代入优化问题 (17), 优化问题可转化为如下形式:

$$\begin{aligned} \max_{p_k} \quad & \frac{\sum_k \text{lb}(1 + p_k a_k)}{\sum_k p_k + P_c} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_k p_k \leq P_{\max} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\text{其中, } a_k = \frac{|\left(\mathbf{w}_k^*\right)^H \mathbf{h}_k|^2}{\sigma_k^2}.$$

由于式 (23) 中的目标函数是分式问题, 它是非凸的且难以求解。在这种情况下, 为了将其转化为可解的数学形式, 本文利用 Dinkelbach 方法引入一个额外的参变量 η 对原问题进行等价转化, 即:

$$\begin{aligned} \max_{p_k} \quad & \sum_k \text{lb}(1 + p_k a_k) - \eta \left(\sum_k p_k + P_c \right) \\ \text{s.t.} \quad & \sum_k p_k \leq P_{\max} \end{aligned} \quad (24)$$

对于给定的 p_k , 目标函数可以重新定义为:

$$f(\eta) = \sum_k \text{lb}(1 + p_k a_k) - \eta \left(\sum_k p_k + P_c \right) \quad (25)$$

最优能效 η^* 为:

$$\eta^* = \frac{\sum_k \text{lb}(1 + p_k a_k)}{\sum_k p_k + P_c} \quad (26)$$

当 $f(\eta^*) = 0$ 时, 式 (23) 和式 (24) 是等价的。因此, 接下来采用迭代的方法获得满足 $f(\eta) = 0$ 的 η 和 p_k 。式 (24) 的拉格朗日函数为:

$$\begin{aligned} L(\{p_k\}, \eta, \lambda) = & \sum_k \text{lb}(1 + p_k a_k) - \\ & \eta \left(\sum_k p_k + P_c \right) + \lambda \left(P_{\max} - \sum_k p_k \right) \end{aligned} \quad (27)$$

其中, λ 为拉格朗日乘子 ($\lambda \geq 0$)。对拉格朗日函数关于 p_k 求导, 并令其为 0, 可得:

$$p_k^* = \max \left\{ \frac{1}{\ln 2(\lambda + \eta)} - \frac{1}{a_k}, 0 \right\} \quad (28)$$

基于梯度下降法更新拉格朗日乘子 λ 满足:

$$\lambda(i+1) = \max \left\{ 0, \lambda(i) - t_i \left(P_{\max} - \sum_k p_k \right) \right\} \quad (29)$$

其中, t_i 为步长。具体的基于能效最大化的联合优化算法流程如算法 1 所示。

算法 1

步骤 1 初始化: 迭代次数 $i = 0$, $\lambda^0 = 1$,

$$p_k^0 = \frac{P_{\max}}{K}, \text{ 令 } \eta^0 = \frac{\sum_k \text{lb}(1 + p_k^0 a_k)}{\sum_k p_k^0 + P_c}, \text{ 计算精度}$$

$$\varepsilon = 1.0 \times 10^{-6}.$$

步骤 2 根据式 (21) 获得波束成形权矢量 $\mathbf{w}_k$, 并计算 a_k 。

步骤 3 令 $i = i + 1$, 根据式 (28) 计算得到的最优功率分配系数 p_k^* , 进一步根据式 (29) 更新拉格朗日乘子, 更新最优能效值为 $\eta^{i+1} = \frac{\sum_k \text{lb}(1 + p_k^i a_k)}{\sum_k p_k^i + P_c}$ 。

步骤 4 如果满足收敛条件 $|\eta^i - \eta^{i-1}| \leq \varepsilon$, 那么结束迭代过程, 输出最优发射功率值 $p_k^* = p_k^i$; 否则执行步骤 2。

3 计算机仿真与分析

本节通过计算机仿真来验证所提方案的有效性和优越性, 并引入了传统的基于 MRT 的等功率分配方案^[18]以及基于 SLNR 的等功率分配方案^[19]进行对比。仿真中选择 1 个主用户和 3 个次级用户。将通信距离进行归一化, 源节点到中继的距

离为 1^[20]。此外,假设以中继为原点,主用户相对于中继的方位角为 -60° 和俯仰角为 55° ,即位置为 $(-60^\circ, 50^\circ)$,次级用户相对于中继的位置分别为 $(-140^\circ, 75^\circ)$ 、 $(-5^\circ, 44^\circ)$ 、 $(130^\circ, 36^\circ)$,且所有接收节点的加性噪声均相同。仿真中主要系统参数设置见表 2。

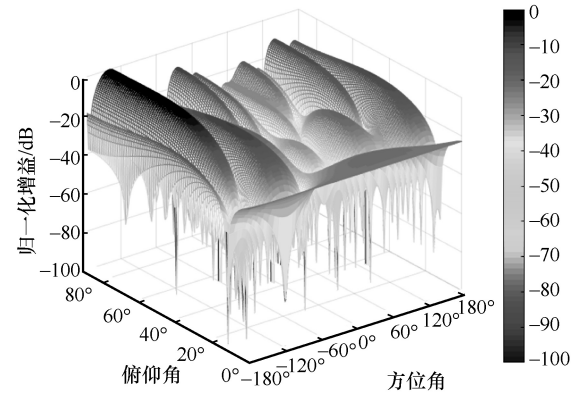
表 2 主要系统参数设置

参数	数值
源节点发射功率 P_s /dBm	40
PLC 链路噪声能量比 η_{ab}	15
脉冲噪声到达次数 n_p	0.14
背景噪声功率 σ_b^2 /dBm	30
距离衰减因子 P_L	1.5
DF 门限 A_{th} /dB	0.1
电路功耗 P_c /dBm	30
中继发射功率 P_T /dBm	15~55
瑞利衰落系数	$\rho \sim \text{CN}(0,1)$
主用户干扰功率门限 I_{th} /dBm	30

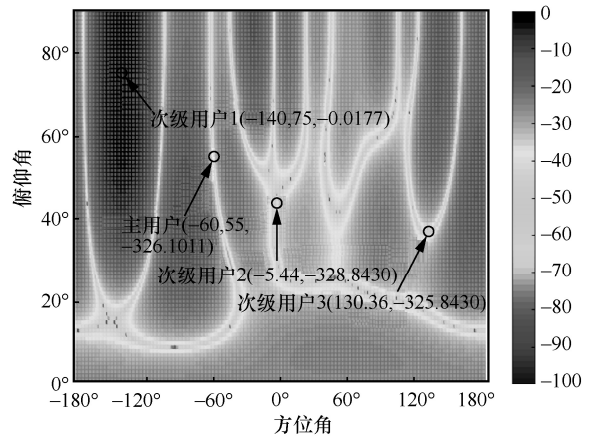
归一化波束成形三维方向图和俯视方向图如图 3 所示,给出了 1 个主用户、3 个次级用户条件下,采用 4×4 的平面阵时多天线中继的归一化 3D 方向图及相应的俯视图。从图 3 可以看出,天线 3D 方向图的最大方向对准了第一个次级用户,同时主用户和其他次级用户方向上产生了明显的零陷,增益都达到 -300 dB。这说明本文所提方案能够增强目标用户接收强度,同时有效抑制对其他用户的干扰,从而验证了方案的有效性。此外,图 3 (a) 零陷较多,这是由于仿真软件 MATLAB 的精度不高。

不同方案下系统能效随发射功率变化曲线如图 4 所示。不难发现在曲线前半段,次级网络的能效随着发射功率的增加而增大,但是随着系统能效到达最大值后,即使继续增加发射功率,能效反而下降。这是因为随着发射功率的增大,中继分配给每个用户的功率趋向不变,从而避免能效的不必要损失,因此次级网络工作时不需要选择太大的发射

功率就可以达到最优能效,实现绿色节能的目的。与其他方案相比,本文所提方案几乎在全阶段能够获得最高的能效,这是由于所提方案能够将对其他用户的干扰降到最低,能效不会因此损失。



(a) 归一化波速成形三维方向图



(b) 归一化波速成形俯视方向图

图 3 归一化波束成形三维方向图和俯视方向图

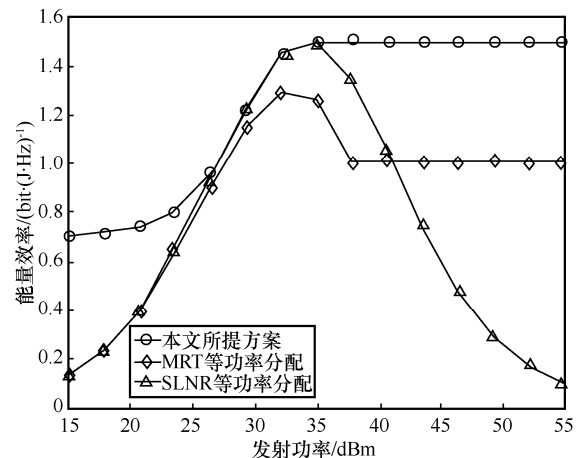


图 4 不同方案下系统能效随发射功率变化曲线



不同天线数条件下系统能量效率随发射功率变化曲线如图 5 所示, 不同天线数条件下 3 种方案的能效直方图如图 6 所示。从图 5、图 6 可知, 在发射功率不变的条件下, 增加阵列天线的个数能获得更高的分集增益, 提升系统的空间分辨率, 从而显著提高系统的可达速率, 进而提高次级网络的能效。此外, 在相同发射功率条件下, 所提方案的能效始终优于另外两种方案, 从而显示了所提方案的优越性。

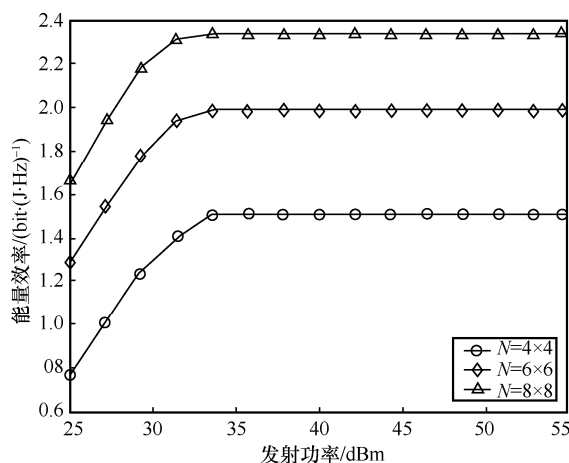


图 5 不同天线数条件下系统能量效率随发射功率变化曲线

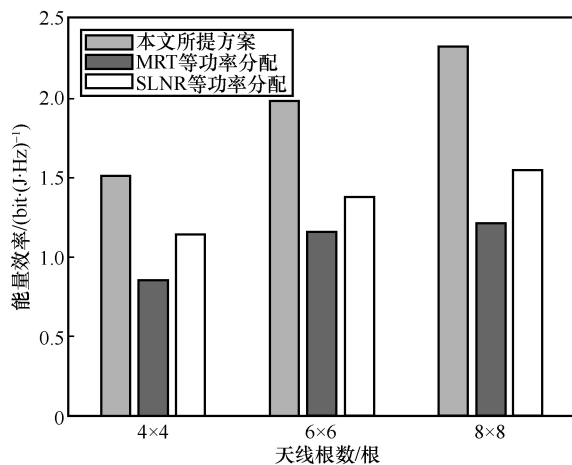


图 6 不同天线数条件下 3 种方案的能效直方图

不同用户个数条件下各种方案能效对比如图 7 所示, 从图 7 可以看出, 系统能效随着用户个数的增加而增加, 相比于其他方案, 本文所提方案的性能更为优异。

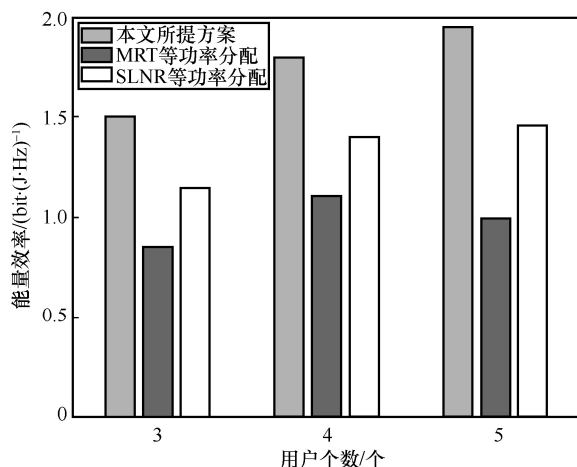


图 7 不同用户个数条件下各种方案能效对比

4 结束语

基于电力线通信和无线通信的混合传输技术可以整合优势通信能力和资源, 克服电力线通信的传输距离限制, 增强系统的灵活性, 提升系统的整体性能。本文针对 PLC 通信和 RF 无线通信相结合的室内通信场景, 提出了一种基于 AI-CSI 的能效最大化传输方案。首先, Wi-Fi 无线网络和 PLC 网络分别作为主网络和次级网络, 在它们之间采用认知无线电技术来提升频谱效率的条件下, 建立以次级网络总的能效最大化为准则的优化问题。其次, 为了求解该问题, 采用基于 AI-CSI 的迫零方法, 获得波束成形权矢量, 并进一步提出 Dinkelbach 和拉格朗日乘子法相结合的方法, 获得最优功率分配方案。最后, 计算机仿真结果不仅验证了本文所提方案的优越性, 而且进一步分析了中继的天线个数和系统服务的用户数等关键因素对系统性能的影响。

参考文献:

- [1] 吕新荣, 李有明, 吴永清, 等. 基于稀疏贝叶斯学习的 MIMO-OFDM 电力线通信系统接收机设计[J]. 电信科学, 2022, 38(2): 25-34.
LYU X R, LI Y M, WU Y Q, et al. Receiver design of sparse Bayesian learning based MIMO-OFDM power line communication system[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(2): 25-34.
- [2] FERREIRA H C. Power line communications theory and applications for narrowband and broadband communications over

- power lines[M]. Chichester, West Sussex, UK: Wiley, 2010.
- [3] 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 Y P, WANG L J, LI X C, et al. Adaptive relay protocol for power line-wireless hybrid media communication system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(6): 171-179.
- [4] 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): 122305.
- [5] PAPADOPOULOS T A, ARGYROPOULOS G C, SARANTINOS B D, et al. Analysis of indoor PLC networks: laboratory tests and simulation results[C]//Proceedings of 2007 IEEE Lausanne Power Tech. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1935-1940.
- [6] KHALIL K, GAZALET M G, CORLAY P, et al. An MIMO random channel generator for indoor power-line communication[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(4): 1561-1568.
- [7] LÓPEZ G, MATANZA J, DE LA VEGA D, et al. The role of power line communications in the smart grid revisited: applications, challenges, and research initiatives[J]. IEEE Access, 2019(7): 117346-117368.
- [8] PITTOLO A, TONELLO A M. A synthetic statistical MIMO PLC channel model applied to an in-home scenario[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(6): 2543-2553.
- [9] RAMESH R, GURUGOPINATH S, MUHAIDAT S. Outage performance of relay-assisted single- and dual-stage NOMA over power line communications[J]. IEEE Access, 2021(9): 86358-86368.
- [10] PRASAD G, MISHRA D. Energy-aware outage probability minimization in DF-relayed power line communication[J]. IEEE Networking Letters, 2021, 3(1): 23-26.
- [11] N. A. T. O. Research and T. Organisation, HF interference, procedures and tools-final report of NATO RTO information systems technology panel research task group IST-050/RTG-022[R]. 2007.
- [12] 刘晓胜, 崔莹, 徐殿国. 低压电力线通信组网性能优化方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(12): 16-21, 42.
- LIU X S, CUI Y, XU D G. Performance optimization for low voltage power line communication[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12): 16-21, 42.
- [13] 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 Z X, HAN D S, QIU L J. 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.
- [14] KASHEF M, ABDALLAH M, AL-DHAHIR N. Transmit power optimization for a hybrid PLC/VLC/RF communication system[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2018, 2(1): 234-245.
- [15] YANG L, YAN X Q, LI S, et al. Performance analysis of dual-hop mixed PLC/RF communication systems[J]. IEEE Systems Journal, 2021, 16(2): 2867-2878.
- [16] 陈生海, 言小琴, 黎赛, 等. 混合双跳 PLC-FSO 通信系统的性能分析[J]. 通信学报, 2021, 42(10): 243-250.
- CHEN S H, YAN X Q, LI S, et al. Performance analysis of dual-hop PLC-FSO communication system[J]. Journal on Communications, 2021, 42(10): 243-250.
- [17] JANI M, GARG P, GUPTA A. Performance analysis of a mixed cooperative PLC-VLC system for indoor communication systems[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(1): 469-476.
- [18] SPENCER Q H, SWINDLEHURST A L, HAARDT M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 461-471.
- [19] SADEK M, TARIGHAT A, SAYED A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(5): 1711-1721.
- [20] 林霏, 罗涛, 乐光新. 不同功率分配与中继位置下协同通信 SER 性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(19): 101-105.
- LIN F, LUO T, YUE G X. Analysis of SER performance for cooperative communications with different power allocation and relay location[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(19): 101-105.

[作者简介]



蒋跃宇 (1979—), 男, 国网常州供电公司信息通信分公司高级工程师, 主要研究方向为电力系统通信。

承昊新 (1988—), 女, 国网常州供电公司信息通信分公司高级工程师, 主要研究方向为电力系统通信。

王康 (1994—), 男, 国网常州供电公司信息通信分公司高级工程师, 主要研究方向为电力系统通信。

戴文骏 (1990—), 男, 国网常州供电公司信息通信分公司高级工程师, 主要研究方向为电力系统通信。

刘笑宇 (1996—), 男, 南京邮电大学博士生, 主要研究方向为电力系统通信。