

基于无率码的信息与能量同传中继信道传输速率的优化与实现

雷维嘉, 董明昊

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 研究了信息与能量同传中继信道传输速率的优化与实现。系统模型为三节点两跳中继模型, 中继采用解码转发协议进行转发。一个完整的传输分为 2 个阶段, 第一阶段为源到中继的传输, 为信息与能量同时传输, 中继对接收到的信号进行功率分裂, 一部分信号用于信息译码, 另一部分信号转换为电能用作第二阶段的信息转发; 第二阶段为中继采用译码转发方式转发信息。采用两跳不等时长, 在传输信息量一定的条件下, 以最小化两跳传输总时间为目标对功率分裂因子进行优化。在优化结果的基础上, 采用 Raptor 码和不同调制方式的组合实现两跳不同的传输速率, 最大化地利用两跳不同的信道容量, 给出了 Raptor 码码长和调制方式的选择机制。仿真证明, 两跳不等时长的安排可以获得更高的吞吐量, 而采用 Raptor 码可实现对信道容量的充分利用和信息高效而可靠的传输。

关键词: 无线信息与能量同传; 无率码; 中继; Raptor 码; 调制

中图分类号: TN925

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019092

Optimization and realization of SWIPT relay channel transmission rate based on rateless code

LEI Weijia, DONG Minghao

School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: The optimization of the transmission rate and implementation of the simultaneous wireless information and power transfer in a relay system were studied. In a three-node two-hop system, the decode-and-forward protocol was employed by the relay node. One transmission period was divided into two phases. The first phase was the simultaneous transmission of the information and energy from the source to the relay. The received signal at the relay node was split to two parts. One part was used for information decoding, and the other was converted into energy for information forwarding in the second phase. In the second phase, the information was forwarded according to the decode-and-forward protocol by the relay. The power splitting factor was optimized to minimize the total time of the two hops for the transmission of a certain amount of information when the durations of the two hops were unequal. Furthermore, Raptor codes were combined with different modulation modes to realize different transmission rates on the two hops for the efficient utilization of the different channel capacities in the two hops. The selection mechanism of the codeword length of Raptor codes and modulation mode was given. The simulation proves that the two hops with unequal durations can achieve a higher throughput, and the capacity of the relay channel can be efficiently used by employing Raptor codes, and an efficient and reliable transmission is realized.

Key words: simultaneous wireless information and power transfer, rateless code, relay, Raptor code, modulation

收稿日期: 2018-04-28; 修回日期: 2019-03-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61471076); 重庆市基础与前沿探索基金资助项目 (No.cstc2017jcyjAX0204, No.cstc2018jcyjAX0432)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61471076), Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Exploration (No.cstc2017jcyjAX0204, No.cstc2018jcyjAX0432)

1 引言

无线通信网络中，一些节点由于地理条件、工作环境等的影响，电力供应受到限制。从环境中收集能量是解决供电受限通信系统能量供应的重要手段，近年来，提出的无线信息与能量同时传输 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) 技术是一种解决方案^[1]。SWIPT 是指在无线传输中通过射频信号同时传输信息和能量，节点在接收信息的同时，收集射频信号中的能量转换为电能，作为设备的一个能源。SWIPT 技术主要有时间切换 (TS, time switching) 和功率分裂 (PS, power splitting) 2 种工作模式^[1]。TS 模式的接收机将接收的射频信号分时用于能量收集和信号处理，PS 模式的接收机则是将接收到的射频信号通过功分器分裂为两部分，分别用于能量收集和信号处理。当通信的收发端之间距离过长，或由于障碍物的遮挡，直接传输信号损耗很大时，在收发设备间设置中继节点进行转发，可提高信号的传输质量。中继系统中，中继节点可能会放置在电网没有覆盖的地方，电池的更换也可能不方便。中继节点采用 SWIPT 工作模式，从接收到的射频信号中收集能量，用于信号的转发，是解决中继节点能量供应的一种手段^[2]。

很多文献对 SWIPT 协作中继方案进行了研究。文献[3]研究了无线传感器网络中的 SWIPT 协作中继方案，网络中的节点可工作在能量收集和接收模式下。该文献对网络的能量效率进行优化，给出了无冲突调度的初始化算法，并通过数学变换求解优化问题，给出了能量效率最大化的资源分配策略。文献[4]研究了源与目的端间同时存在直连链路和功率分裂 SWIPT 中继链路时系统的中断性能，给出了高信噪比下的中断概率闭式解，在此基础上推导了 SWIPT 最优功率分裂因子的表达式。文献[5]研究了双向 SWIPT 中继网络中 PS 模式中继的译码转发 (DF, decode-and-forward) 协议，提出了完成双向信息交换的三步方案，并推导了中断概率和吞吐量的解析表达式。文献[6]研究了功率分裂 SWIPT 中继网络中，完美与不完美信道状态信息 (CSI, channel state information) 下功率分裂因子的优化问题，研究中采用了更能反映实际电路特性的非线性能量收集模型，推导了最优的功率分裂因子的表达式。文献[7]给出了在对数正态分布衰落信道下，

SWIPT 中继网络中采用 DF 中继协议，SWIPT 分别为理想模式、PS 模式和 TS 模式下中断概率的解析表达式，并通过仿真表明优化能量收集时间和功率分裂因子可以提升系统性能。文献[8]研究了能量收集中继网络中功率分裂和时间分配 (TA, time allocation) 的联合优化问题，推导了中断概率与中断容量的解析表达式，并在此基础上求解最优 TA 因子和 PS 因子，根据瞬时 CSI，分步迭代求解联合优化问题。仿真结果证明，对时间分配和功率分裂联合优化可以获得系统中断性能增益。文献[9]研究了三节点中继系统中存在直连链路时，理想模式、PS 模式和 TS 模式这 3 种中继 SWIPT 接收模式下信息传输速率的优化问题，并提出可通过无率编码来实现信息与能量的同时传输。传统码率固定的编码方案在信道状态发生变化时，需要根据 CSI 选择不同码率的编码以适应信道。无率码的码率灵活，可以结合不同的调制方式适应变化的信道质量，能很好地适应 SWIPT 中继系统中功率分裂因子或时间切换因子变化导致的信道容量变化。

本文对第一跳采用 PS 模式的 SWIPT 中继传输系统的性能优化进行研究，在中继采用 DF 协议条件下进行功率分裂因子的优化。与现有方案的不同之处在于，本文采用两跳传输时长不等的时隙分配方案，在给定传输信息量的条件下，以最小化系统两跳传输的总时间为目标对 SWIPT 的功率分裂因子进行优化。在获得优化的功率分裂因子的基础上，利用无率码的码率可变特性，结合不同的调制方式，适应两跳传输时不同的信道容量，以逼近信道容量的速率实现信息高效而可靠的传输。文献[9]也研究了采用无率码的 SWIPT 中继方案，但仅进行了系统性能的仿真，并未给出无率码的码率和调制方式的选择机制。本文则在功率分裂因子优化的基础上，给出了采用 Raptor 码时调制方式、译码器译码码字长度 (即码率) 的选择机制。

2 系统模型和功率分裂因子的优化

本文研究的是由源节点 s 、半双工中继节点 r 和目的节点 d 组成的三节点两跳中继模型，中继采用 DF 模式进行转发，如图 1 所示。设系统两跳的传输距离分别为 D_1 和 D_2 ，路径损耗因子为 c ， s 到 r 、 r 到 d 的路径损耗分别表示为 $L_1 = D_1^{-c}$ 和 $L_2 = D_2^{-c}$ 。小尺度衰落为瑞利衰落，两跳的小尺度衰落因子分别记为 α_1 和 α_2 ，为均值为 0 且单位方差

为 1 的复高斯分布的随机变量。系统两跳的信道系数分别为 $h_{sr} = \sqrt{L_1}a_1$ 和 $h_{rd} = \sqrt{L_2}a_2$ 。

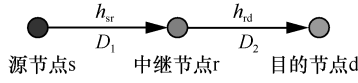


图 1 系统模型

传输的第一跳采用 SWIPT 方式，且中继采用功率分裂模式，传输时隙如图 2 所示。一次传输分为 2 个阶段，第一阶段为传输的第一跳，源节点发送信号，中继处对接收信号进行功率分裂，分成信息信号和能量信号两部分。信息信号送入译码器进行译码，能量信号则进入能量收集设备转换为能量并存储。第二阶段为传输的第二跳，中继对译码得到的信息重新进行编码，并用第一阶段收集的能量发送。系统两跳的时间长度可以不相等，与瞬时的信道质量、源节点的发送功率和中继的功率分配因子有关。

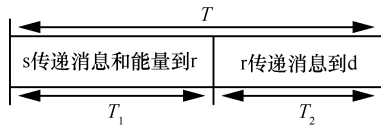


图 2 功率分裂模式下的时间分配

记源节点的发送信号为 x_s ，具有单位功率。中继节点处的接收信号为

$$y_r = \sqrt{P_s}h_{sr}x_s + n_r \quad (1)$$

其中， P_s 为源节点信号发送功率， n_r 为中继节点接收到的信道噪声，服从均值为 0 且方差为 σ_r^2 的复高斯分布。中继节点对接收信号进行分裂，分裂为信息信号 y_{ri} 和能量信号 y_{re} 两部分。进入译码器的信息信号为

$$y_{ri} = \sqrt{P_s\rho}h_{sr}x_s + \sqrt{\rho}n_r + n_p \quad (2)$$

其中， ρ 为功率分裂因子，即分裂后信息信号功率与接收信号总功率的比值； n_p 为中继节点信号处理电路产生的复高斯噪声，其均值为 0，方差为 σ_p^2 。

能量信号为

$$y_{re} = \sqrt{P_s(1-\rho)}h_{sr}x_s + \sqrt{1-\rho}n_r \quad (3)$$

中继通过信息信号进行信息译码，信息信号信噪比 (SNR, signal-noise ratio) 为

$$\gamma_{sr} = \frac{P_s\rho|h_{sr}|^2}{\rho\sigma_r^2 + \sigma_p^2} \quad (4)$$

第一跳源节点与中继节点间的信道容量为

$$C_{sr} = B\text{lb}(1 + \gamma_{sr}) = B\text{lb}\left(1 + \frac{P_s\rho|h_{sr}|^2}{\rho\sigma_r^2 + \sigma_p^2}\right) \quad (5)$$

其中， B 为信道带宽。若一次传输的总信息量为 I ，以该信道容量进行传输，第一跳的传输时长为

$$T_1 = \frac{I}{C_{sr}} = \frac{I}{B\text{lb}\left(1 + \frac{P_s\rho|h_{sr}|^2}{\rho\sigma_r^2 + \sigma_p^2}\right)} \quad (6)$$

中继将能量信号 y_{re} 转换为电能存储，第一跳中收集到的能量为

$$E = \eta(1-\rho)(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)T_1 \quad (7)$$

其中， η 为能量转换效率。

第二阶段，中继节点对译出的信息重新编码后转发。设转发信号为 x_r ，满足单位功率约束。设第二阶段的传输时长为 T_2 ，在收集能量的约束下，中继节点的信号转发功率为

$$P_r = \frac{E}{T_2} = \frac{\eta(1-\rho)(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)T_1}{T_2} \quad (8)$$

目的节点接收到的信号为

$$y_d = \sqrt{P_r}h_{rd}x_r + n_d \quad (9)$$

其中， n_d 为目的节点的复高斯白噪声，其均值为 0，方差为 σ_d^2 。目的节点的接收信噪比为

$$\gamma_{rd} = \frac{P_r|h_{rd}|^2}{\sigma_d^2} = \frac{\eta(1-\rho)(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)|h_{rd}|^2 T_1}{T_2\sigma_d^2} \quad (10)$$

中继节点与目的节点间的信道容量为

$$C_{rd} = B\text{lb}(1 + \gamma_{rd}) = B\text{lb}\left(1 + \frac{\eta(1-\rho)(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)|h_{rd}|^2 T_1}{T_2\sigma_d^2}\right) \quad (11)$$

第二跳传输所需要的时间为

$$T_2 = \frac{I}{C_{rd}} = \frac{I}{B\text{lb}\left(1 + \frac{\eta(1-\rho)(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)|h_{rd}|^2 T_1}{T_2\sigma_d^2}\right)} \quad (12)$$

总的传输时长为

$$T = T_1 + T_2 \quad (13)$$

PS 模式下两跳的传输时间都与功率分裂因子 ρ 有关。 ρ 越大，中继处分裂出信息译码的信号功率越大，信噪比越高，第一阶段传输时间越短；但用

于能量收集的信号功率就越小，同时收集能量的时间也越短，收集的能量就越少，导致第二跳中继转发功率越低，第二阶段的传输时间越大。反之 ρ 越小，第一阶段传输时长越大，而第二阶段的传输时长越短。因此，总的传输时间是 ρ 的非单调函数，优化它可得到最短的传输时间。优化问题可表述为

$$\begin{aligned} \min_{\rho} T(\rho) \\ \text{s.t. } 0 < \rho < 1 \end{aligned} \quad (14)$$

观察 T_2 的表达式(12)可以看到，等号的两側都有 T_2 ，并不能将其转化为一个明确的关于 ρ 的函数，因此无法通过解析求解的方式得到最优功率分裂因子的解。由于 $\rho \in (0,1)$ ，取值范围有限，可采用搜索的方法来求解优化问题，如采用黄金分割法。限于篇幅，这里不对黄金分割法进行介绍。采用黄金分割法求解的过程中，需要多次迭代求解分割点 ρ 值下的传输时长。给定一个 ρ 值时，将其代入式(6)进行简单的计算可得到相应的 T_1 ，但将其代入式(12)后却不能直接求得 T_2 的值，下面给出 T_2 的求解方法。

将式(12)中的 T_1 用式(6)代换，并转换为

$$\begin{aligned} 2^{\frac{I}{BT_2}} &= \frac{(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)(1-\rho)|h_{rd}|^2 \eta I}{\sigma_d^2 B \text{lb}\left(1 + \frac{P_s \rho |h_{sr}|^2}{\rho \sigma_r^2 + \sigma_p^2}\right)} \frac{1}{T_2} + 1 \quad (15) \\ \text{令 } D &= \frac{(P_s|h_{sr}|^2 + \sigma_r^2)(1-\rho)|h_{rd}|^2 \eta I}{\sigma_d^2 B \text{lb}\left(1 + \frac{P_s \rho |h_{sr}|^2}{\rho \sigma_r^2 + \sigma_p^2}\right)}, D > 0, \text{ 式(15)} \end{aligned}$$

可以简写为

$$2^{\frac{I}{BT_2}} = \frac{D}{T_2} + 1 \quad (16)$$

T_2 的求解问题就是求解方程的根，获得使式(16)成立的解。式(16)为超阶方程，为求解该方程，下面先给出引理 1。

引理 1 形如 $Q^{ax+b} = cx + e$ 的超阶指数方程的

解为 $x = -\frac{W\left(-\frac{a \ln Q}{c} Q^{b-\frac{ae}{c}}\right)}{a \ln Q} - \frac{e}{c}$ ，其中 $W(\cdot)$ 是朗伯 W 函数^[10]。该方程解的证明详见文献[11]。

令 $x = \frac{1}{T_2}$ ，代入式(16)得

$$2^{\frac{I}{B}} = Dx + 1 \quad (17)$$

由引理 1 求解式(17)，得到 x ，再经过转换就可得到给定 ρ 值下第 2 跳传输时长，如式(18)所示。

$$T_2 = \frac{1}{x} = -\frac{ID \ln 2}{BDW\left(\frac{-I2^{-\frac{I}{BD}} \ln 2}{BD}\right) + I \ln 2} \quad (18)$$

3 无率码码长和调制方式的选择

无率码最初作为纠错码应用于二进制删除信道^[12]，但也可用于高斯噪声信道^[13]。对于给定的信息长度，无率码编码器产生的编码符号长度不固定，其码率由译码器根据译码所需要的编码符号数决定，因此码率是可变的。由于无率码具有码率可变特性和译码时的互信息累积特性，在时变的信道容量下，利用无率码仍可实现高效而可靠的信息传输。Raptor 码^[14]是一种级联结构、性能优良的无率码，其外码是高码率的低密度奇偶校验 (LDPC, low-density parity-check) 码，内码是 LT (Luby transform) 码，编码过程包括预编码和 LT 编码两步。Raptor 码译码时先在内层用 BP (belief propagation) 译码算法进行 LT 码的译码，再在外层进行 LDPC 码的译码。LT 码的 BP 译码是软判决译码，译码器输入为接收比特符号的似然比软信息。LT 码的迭代译码过程完成后输出中间编码比特的软信息，送入 LDPC 码的译码器进行 LDPC 译码。

在衰落信道下，接收端接收到的信号为

$$y = \sqrt{P_s}hx + n \quad (19)$$

其中， x 为单位功率信号， h 为信道系数， n 为均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯白噪声。对接收信号进行简单的变换，得到

$$r = \frac{h^*}{\sqrt{P_s}|h|^2}y = x + \frac{h^*}{\sqrt{P_s}|h|^2}n = x + \tilde{n} \quad (20)$$

其中，信噪比 $\gamma = \frac{P_s|h|^2}{\sigma^2}$ ， \tilde{n} 为均值为 0 且方差为

$\tilde{\sigma}^2 = \frac{\sigma^2}{P_s|h|^2}$ 的复高斯白噪声。

为适应传输质量变化的信道，本文采用码率可变的 Raptor 码结合不同的调制方式，实现高效和可靠的信息传输。采用 5 种调制方式，包括二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying)、正交相移键控 (QPSK, quadrature phase shift keying)、16 阶、64 阶和 256 阶的正交幅度调制 (QAM, quad-

ature amplitude modulation)。当信道衰减变化范围更宽时，增加更高阶调制即可。对于 M 阶调制，每个符号中的比特数为 $\text{lb}M$ 。接收符号 r 中的第 i bit b_i 的对数似然比 (LLR, log-likelihood ratio) 为

$$L(b_i | r) = \ln \frac{p(r | b_i = 0)}{p(r | b_i = 1)} \quad (21)$$

其中， $p(\cdot)$ 表示概率密度函数 (PDF, probability density function)。

接收端要成功译码必须累积足够的互信息量。接收符号 r 与发送符号 x 的互信息为

$$I(r; x) = h(r) - h(r | x) \quad (22)$$

其中，信息熵 $h(r)$ 的计算式为

$$h(r) = -\int_{-\infty}^{\infty} p(r) \text{lb}p(r) dr \quad (23)$$

在先验等概的条件下，采用 M 阶调制时，各符号的发送概率为 $\Pr(x = x_i) = \frac{1}{M}$ 。条件熵 $h(r|x)$ 的计算式为

$$h(r | x) = \sum_{i=1}^M \Pr(x = x_i) h(r | x = x_i) = -\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} p(r | x = x_i) \text{lb}p(r | x = x_i) dr \quad (24)$$

其中， $\Pr(\cdot)$ 表示概率， $x_i (i = 1, 2, \dots, M)$ 为星座点。式(23)和式(24)中 PDF 的表达式为

$$p(r) = \frac{1}{M\pi\tilde{\sigma}^2} \sum_{i=1}^M \exp\left(-\frac{|r-x_i|^2}{\tilde{\sigma}^2}\right) \quad (25)$$

$$p(r | x = x_i) = \frac{1}{\pi\tilde{\sigma}^2} \exp\left(-\frac{|r-x_i|^2}{\tilde{\sigma}^2}\right) \quad (26)$$

采用 M 阶调制时，要达到期望的译码误码性能，译码器对一个码字进行译码时需要的互信息总量为 I_M ，则发送的符号数为

$$N_{sM} = \left\lceil \frac{I_M}{I_{sM}} \right\rceil \quad (27)$$

其中， $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整， I_{sM} 是按照式(22)计算得到的 M 阶调制下一个符号的平均互信息量。相应译码码字长度 (单位为 bit) 为

$$N_{bM} = N_{sM} \text{lb}M = \left\lceil \frac{I_M}{I_{sM}} \right\rceil \text{lb}M \quad (28)$$

Raptor 码是一种随机编码，没有编码结构，不能从理论上分析其误码性能。为了在译码时得到码

字的长度，可先采用仿真的方式获得固定码字长度下达到要求的误码性能时对应的信噪比，然后换算为互信息量要求，最后确定码字长度。为此在加性高斯白噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise) 信道上对 Raptor 码进行仿真。本文采用的 Raptor 码外码为 $R = 0.95$ 的 LDPC 码，输入信息长度 $K = 9\,500$ bit，中间编码信息长度 $m = 10\,000$ bit。LT 码的编码度分布为^[14]

$$\Omega(x) = 0.0080x + 0.4936x^2 + 0.1662x^3 + 0.0727x^4 + 0.0826x^5 + 0.0560x^8 + 0.0372x^9 + 0.0556x^{19} + 0.025x^{65} + 0.0031x^{66} \quad (29)$$

本文以误字率 (WER, word error rate) 来评价差错性能。图 3 给出了采用不同调制下，Raptor 码译码码字长度为 19 000 bit 时误字率的仿真结果。根据仿真结果，估计出 5 种调制方式在达到 $\text{WER} = 10^{-3}$ 的差错性能时需要的信噪比，然后根据式(22)~式(26)计算出该信噪比下的符号互信息量，最后乘以符号数 (即 $\frac{19\,000}{\text{lb}M}$) 就得到译码需要的互信息总量 I_M ，如表 1 所示。

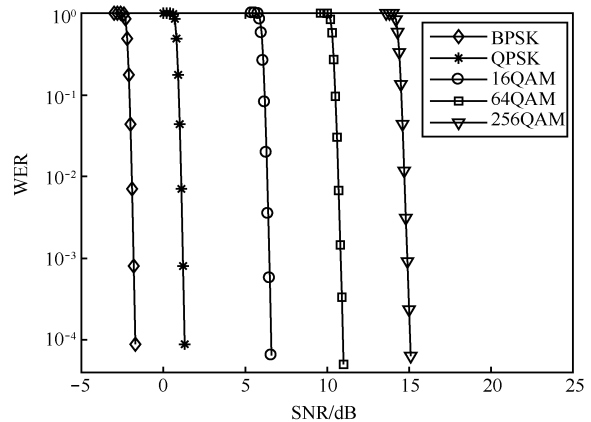


图 3 AWGN 信道下码字长度为 19 000 bit 时 Raptor 码的误字率

表 1 5 种调制方式下 $\text{WER} = 10^{-3}$ 时的信噪比和译码所需累积的互信息

调制方式	SNR/dB	累积互信息/bit
BPSK	-1.87	$1.090\,2 \times 10^4$
QPSK	1.18	$1.096\,4 \times 10^4$
16QAM	6.49	$1.092\,6 \times 10^4$
64QAM	10.82	$1.082\,4 \times 10^4$
256QAM	14.89	$1.077\,3 \times 10^4$

由于译码复杂度与译码码字长度成正比，为了控制译码复杂度，需要限制其长度。为了能以逼近

信道容量的速率传输信息, 应尽量选择高阶调制, 获得更高的传输效率。但高阶调制下由于一个符号携带多个比特, 在同一信噪比下, 虽然符号互信息较低阶调制符号高, 但平均每个比特互信息较少, 译码时需要更多的比特, 即译码码字长度更长, 译码复杂度更高, 故选择调制方式时应同时考虑传输效率和译码复杂度。本文方案设计时限制译码码字长度不超过 21 100 bit。表 2 中以 1 dB 为间隔给出了信噪比在 -2 ~ 25 dB 范围内^{注1}, 5 种调制方式的符号互信息量, 以及在达到 WER = 10⁻³ 的差错性能要求时, 传输一个码字的 9 500 bit 的信息时需要发送的比特数 (即译码器对一个码字进行译码时码字的长度), 相应的符号数可用比特数除以 $\log_2 M$ 得到。表 2 中用黑体标识的是根据上述准则选择的调制方式下, 平均符号互信息量和译码码字比特数。通信过程中, 根据接收端的瞬时信噪比选择调制方式, 选择原则是在译码码字比特数不超过最大值的条件下, 选择符号互信息最大的调制方式, 如式(30)所示。

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{BPSK, SNR} \leq 0 \text{ dB} \\ \text{QPSK, } 0 \text{ dB} < \text{SNR} \leq 5 \text{ dB} \\ \text{16QAM, } 5 \text{ dB} < \text{SNR} \leq 9 \text{ dB} \\ \text{64QAM, } 9 \text{ dB} < \text{SNR} \leq 15 \text{ dB} \\ \text{256QAM, } 15 \text{ dB} < \text{SNR} \end{array} \right. \quad (30)$$

优化后的中继系统中采用 Raptor 码进行编码传输时, 中继处采用译码转发协议, 先对接收信号进行译码, 再重新编码。由于两跳的信道容量不同, 因此源和中继处各自选择合适的调制方式。第一跳, 首先将求解得到的最优功率分裂因子 ρ 代入式(4)中得到中继处信息信号的瞬时信噪比, 通过查表 2 得到调制方式和一个码字的长度, 进一步计算得到对应的发送符号数。对于第二跳, 则由式(10)得到目的端接收信号瞬时信噪比, 然后根据表 2 得到调制方式和码字长度, 并计算得到发送符号数。

4 仿真

为了验证本文优化方案的性能, 将 PS 模式下的两跳等时长 DF 方案、放大转发 (AF, amplify-and-forward) 方案与本文所提的优化方案进行仿真对比。等时长 DF 方案两跳的传输时长相同, 选择功率

分裂因子 ρ 的值使两跳的信道容量相同, 即两跳的接收信噪比相同。记 $F = (P_s |h_{sr}|^2 + \sigma_r^2) |h_{rd}|^2 \sigma_r^2 \eta$ 、 $H = P_s |h_{sr}|^2 \sigma_d^2$ 和 $G = (P_s |h_{sr}|^2 + \sigma_r^2) |h_{rd}|^2 \sigma_p^2 \eta$ 。经过分析, 得到两跳等时长 DF 方案功率分裂因子的最优值为

$$\rho = \frac{-(G+H-F) \pm \sqrt{(G+H-F)^2 + 4FG}}{2F}$$

其中, 将 $\rho \notin (0, 1)$ 的值舍去。在 AF 方案下, 应使目的端的信道容量最大, 此时传输时间最短。记 $J = (P_s |h_{sr}|^2 + \sigma_r^2) (\sigma_d^2 - \sigma_p^2 |h_{rd}|^2 \eta)$, $Q = (P_s |h_{sr}|^2 + \sigma_r^2) |h_{rd}|^2 \sigma_p^2 \eta + \sigma_d^2 \sigma_p^2$, 经分析得到 AF 方案下最优的功率分裂因子为

$$\rho = \frac{-Q \pm \sqrt{Q^2 + JQ}}{J}$$

其中, 将 $\rho \notin (0, 1)$ 的值舍去。

4.1 以信道容量的速率进行传输的仿真

在下面仿真中, 设定传输信息量 $I = 9\ 500$ bit; 能量转换效率 $\eta = 0.7$, $\sigma_p^2 = -110$ dBm, $\sigma_r^2 = \sigma_p^2$, $\sigma_d^2 = 2\sigma_p^2$; 路径损耗因子 $c = 3$; 信道带宽 $B = 1$ MHz; 源节点 s 和目的节点 d 之间的距离保持 60 m 不变, 即 $d_1 + d_2 = 60$ m。两跳信道的小尺度衰落因子 α_1 、 α_2 为相互独立的复高斯随机变量, 均值为 0, 方差为 1。传输时长和吞吐量的结果是 4×10^6 个信道样本下仿真实验结果的平均值。为简便起见, 仿真图形中将两跳等时长 DF 方案、AF 方案和本文提出的两跳不等时长 DF 方案分别简记为 DF、AF 和 ueDF。

改变中继节点在 s—d 连线间的位置, 源节点发送功率设置为 -2 dBm, 对本文提出的优化方案与 2 种对比方案在以信道容量的速率传输 9 500 bit 的信息需要的时间进行仿真, 仿真结果如图 4 所示。仿真结果显示, 3 种方案都是中继节点位于源节点和目的节点中间时性能最差, 靠近源节点或目的节点时性能较好。由于中继节点转发信号所需能量从源端发送信号中收集, 中继节点越靠近源节点, 在保证第一跳传输速率的前提下, 可以分裂更多的信号功率用于能量收集, 收集到更多的能量, 提升第二跳的转发功率; 当中继节点靠近目的节点时, 第二跳路径损耗较小, 转发需要的功率较小。因此中继节点靠近源节点或目的节点时 SWIPT 中继系统传输性能较好。这与常规供电的中继系统不同, 常规供电的中继系统中, 中继节点位于源节点和目的节点的中间附近时性能最好。这也说明, 当源节点与

注1 受篇幅限制, 文中给出以 1 dB 为间隔的表格, 实际应用时可根据需要按更小的信噪比间隔制作表格, 如 0.1 dB, 与信道的匹配程度更高。本文仿真部分采用 0.1 dB 为间隔的表格。

表 2 不同信噪比时 5 种调制方式的符号互信息量和一个码字的长度

SNR/dB	BPSK		QPSK		16QAM		64QAM		256QAM	
	符号互 信息/bit	一个码字 长度/bit	符号互 信息/bit	一个码字 长度/bit	符号互 信息/bit	一个码字 长度/bit	符号互 信息/bit	一个码字 长度/bit	符号互 信息/bit	一个码字 长度/bit
-2	0.563 6	19 344	0.697 8	31 426	0.62	70 492	0.584 6	111 096	0.540 2	148 520
-1	0.643	16 955	0.828 2	26 478	0.749 7	58 296	0.705 1	92 112	0.674 2	123 040
0	0.721 5	15 111	0.971 9	22 562	0.899 3	48 600	0.843 4	77 004	0.821 6	103 008
1	0.795 1	13 712	1.125 6	19 482	1.069 4	40868	0.999 8	64 962	0.981 2	87 176
2	0.859 8	12 680	1.284 3	17 074	1.259 5	34 700	1.174 2	55 314	1.152 1	74 608
3	0.912 4	11 949	1.441 3	15 216	1.468 4	29 764	1.366 2	47 538	1.332 8	64 616
4	0.951 0	11 464	1.588 7	13 804	1.693 6	25 808	1.575 6	41 220	1.521 9	56 624
5	0.976 2	11 168	1.718 4	12 762	1.931 6	22 628	1.802 2	36 036	1.717 5	50 184
6	0.990 3	11 009	1.823 8	12 024	2.117 8	20 068	2.045 8	31 746	1.918 4	44 928
7	0.996 8	10 937	1.901 4	11 534	2.428	18 000	2.306 0	28 164	2.124 8	40 568
8	0.999 2	10 911	1.952 0	11 234	2.678 2	16 320	2.581 5	25 158	2.337 5	36 872
9	0.999 9	10 904	1.980 3	11 074	2.925 2	14 944	2.870 0	22 632	2.557 5	33 704
10	1.000 0	10 904	1.993 5	11 000	3.163 6	13 816	3.168 5	20 502	2.785 6	30 944
11	1.000 0	10 904	1.998 4	10 974	3.385 1	12 912	3.473 2	18 702	3.021 5	28 528
12	1.000 0	10 904	1.999 7	10 966	3.579 4	12 212	3.779 9	17 184	3.264 9	26 400
13	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.737 1	11 696	4.084 8	15 900	3.516 0	24 512
14	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.853 0	11 344	4.384 9	14 814	3.776 2	22 824
15	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.928 5	11 128	4.678 0	13 884	4.048 0	21 296
16	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.970 8	11 008	4.960 5	13 098	4.334 1	19 840
17	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.990 4	10 956	5.224 9	12 432	4.637 3	18 952
18	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.997 6	10 936	5.460 1	11 898	4.959 5	17 384
19	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.999 6	10 928	5.654 7	11 490	5.301 9	16 256
20	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	3.999 9	10 928	5.801 5	11 196	5.664 9	15 216
21	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	4.000 0	10 928	5.900 0	11 010	6.046 2	14 256
22	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	4.000 0	10 928	5.957 3	10 902	6.436 8	13 392
23	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	4.000 0	10 928	5.985 2	10 854	6.819 0	12 640
24	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	4.000 0	10 928	5.996 0	10 836	7.169 0	12 344
25	1.000 0	10 904	2.000 0	10 966	4.000 0	10 928	5.999 1	10 824	7.463 8	11 552

中继节点间存在障碍物遮挡不能直接通信，需要由 SWIPT 中继节点进行转发时，应当在地理条件允许

的情况下，尽量将中继节点靠近源节点，或靠近目的节点放置。2 种对比方案中，两跳等时长 DF 的

性能要优于 AF，而本文的 ueDF 方案的性能最优。相比较 AF，本文方案的传输时间缩短了约 50%，较 DF 则缩短了约 30%。显然，采用两跳不等时长的安排可以获得更好的性能。

设置 $d_1 = 45 \text{ m}$ ， $d_2 = 15 \text{ m}$ ，不同源节点发送功率时，3 种方案传输时间的仿真结果如图 5 所示，3 种方案的吞吐量（单位时间、单位带宽内传输的数据量）如图 6 所示。仿真结果显示，随发送功率增加，3 种方案的传输时长缩短，而吞吐量增加。与图 4 的结果类似，两跳等时长 DF 的性能较 AF 更优，而 ueDF 的性能最佳，需要的传输时间最短。在源节点发送功率为 -2 dBm 时，相比两跳等时长 DF 系统，本文方案吞吐量高约 30%，比 AF 系统则高约 50%。说明两跳不等时长的安排，可通过优化第一跳中的功率分裂因子，在两跳间更好地分配传输时间，最大限度地利用有限的能量传输最多的信息。

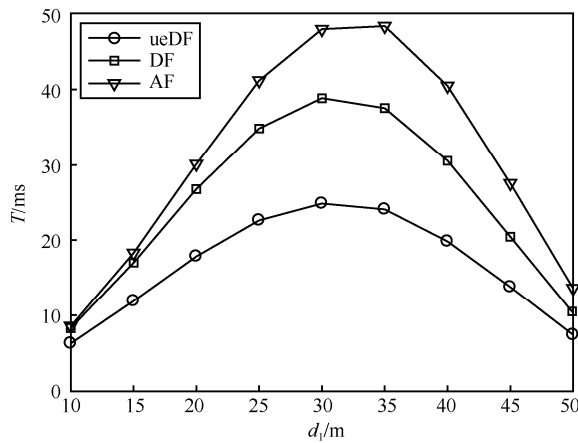


图 4 中继不同位置时的系统传输时长 ($P_s = -2 \text{ dBm}$)

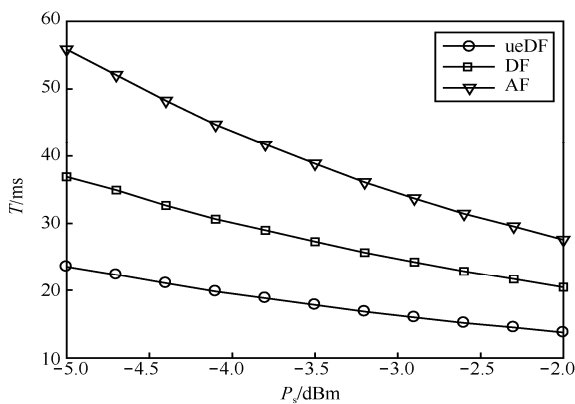


图 5 不同源端发送功率时的系统传输时长

4.2 采用 Raptor 码的仿真

4.1 节给出了中继以优化的功率分裂因子对接

收信号进行功率分裂，然后以信道容量的极限速率进行信息传输的仿真结果。本节将给出采用第 3 节介绍的方案，根据优化功率分裂因子条件下的瞬时信道信噪比，选择适当的 Raptor 码的码字长度和调制方式进行信息传输的仿真结果。一个信息组仍然为一个码字的信息长度 $I = 9\,500 \text{ bit}$ 。中继靠近目的端放置， $d_1 = 45 \text{ m}$ ， $d_2 = 15 \text{ m}$ 。信道系数在一个码字的传输中保持不变，在码字间改变。其他仿真条件与 4.1 节相同。

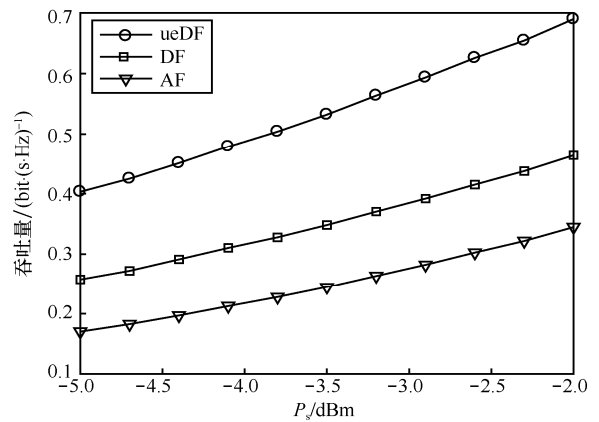


图 6 不同源端发送功率时的系统吞吐量

首先对差错性能进行仿真。表 3 给出了以误字率 $\text{WER} = 10^{-3}$ 为目标时， 10^5 个信息组在两跳传输中的误字率。为更清楚地观察误字率的变化情况，将仿真结果在图 7 中绘出。从图 7 可以看到，误字率都在期望目标附近波动，偏差很小，说明 Raptor 码的码字长度和调制方式的选择是正确的。

表 3 不同发送功率下采用 Raptor 码时两跳的误字率

P_s/dBm	第一跳	第二跳
-5.0	1.00×10^{-3}	1.06×10^{-3}
-4.7	1.10×10^{-3}	0.96×10^{-3}
-4.4	1.07×10^{-3}	1.05×10^{-3}
-4.1	0.93×10^{-3}	1.00×10^{-3}
-3.8	1.03×10^{-3}	0.97×10^{-3}
-3.5	0.83×10^{-3}	0.93×10^{-3}
-3.2	1.04×10^{-3}	1.10×10^{-3}
-2.9	0.90×10^{-3}	0.93×10^{-3}
-2.6	0.90×10^{-3}	0.9×10^{-3}
-2.3	1.33×10^{-3}	1.00×10^{-3}
-2.0	1.00×10^{-3}	1.30×10^{-3}

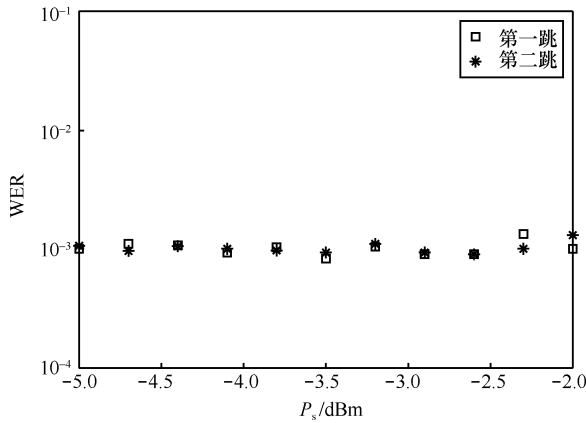


图 7 不同功率下采用 Raptor 编码时两跳传输的误字率

图 8 给出了本文优化方案和 2 种对比方案采用第 3 节给出的编码和调制选择机制, 传输 9 500 bit 的信息需要的时间, 同时也给出了以信道容量的极限速率进行传输所需的时间对比。从图 8 可以看到, 3 种方案实际需要的传输时间与理论极限值的变化趋势一致。本文方案所需要的时间低于 2 种等时长方案所需要的时间, 再次证明本文采用两跳不等时长的安排具有更好的性能。采用 Raptor 码和不同阶数的调制方式组合进行传输时所需要的时间稍高于理论极限值, 但差距不大, 说明本文的速率适应方案能较好地逼近信道容量, 信道编码的性能较好。图 9 给出了 3 种方案的吞吐量的仿真结果, 与图 8 的结果类似, 实际实现的吞吐量稍低于理论极限值。

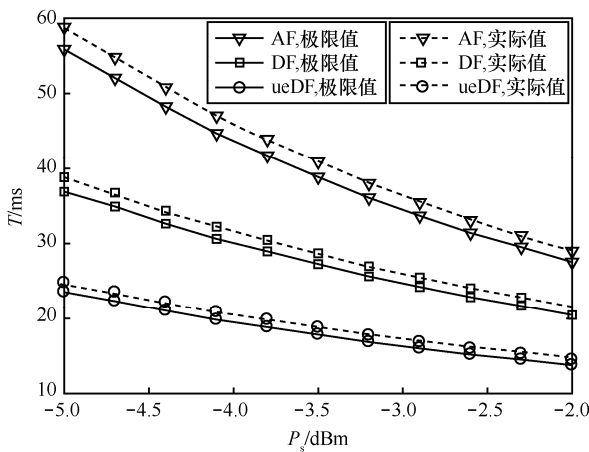


图 8 不同发送功率时 3 种方案的传输时间

5 结束语

本文对采用功率分裂模式的 SWIPT 中继信道传输速率的优化方案进行研究。信息传输分为 2 个阶段, 第一阶段源节点向中继节点发送承载信息的

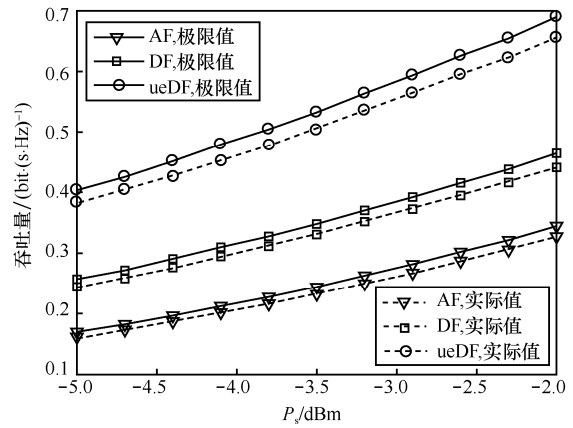


图 9 不同发送功率时 3 种方案的吞吐量

信号, 该信号同时也是中继转发能量的来源。中继将接收到的信号分裂成信息信号和能量信号两部分, 能量信号转换为电能用于第二阶段的信号转发, 而信息信号则用于信息译码。与其他研究类似问题的文献相比, 本文的方案中两跳传输时长可不相等。在传输信息量一定时, 以最小化两跳总传输时间为目标对功率分裂因子进行优化, 采用数值计算结合朗伯 W 函数求解超阶方程的方法求解最优功率分裂因子 ρ 。与等时长的 DF 方案及 AF 方案的仿真对比表明, 两跳不等时长的时间分配可以获得更好的传输性能。但两跳不等时长的 DF 方案在求取最优功率分配因子时不能得到解析计算式, 必须采用数值计算的方法得到, 计算复杂度较高。数值计算中可采用黄金分割法、二分法等降低计算复杂度。进一步, 研究了采用 Raptor 码结合不同调制方式, 在两跳不同信道容量下, 实现高效而可靠的信息传输的机制。通过互信息分析, 给出了在一定差错性能要求下调制方式、Raptor 码长的选择机制, 并通过仿真对所给出机制的性能进行了验证。仿真结果显示, 采用给出的 Raptor 码方案可在达到系统差错性能要求的条件下, 以逼近信道容量的速率进行信息传输。

参考文献:

- [1] ZHOU X, ZHANG R, HO C K. Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff[J]. IEEE Transactions on Communication, 2013, 61(11): 4754-4767.
- [2] BI S Z, HO C K, ZHANG R. Wireless powered communication: opportunities and challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(4): 117-125.
- [3] LIU T, WANG X, ZHENG L. A cooperative SWIPT scheme for wireless powered sensor networks[J]. IEEE Transactions on Communica-

- tions, 2017, 65(6): 2740-2752.
- [4] LEE H, SONG C, CHOI S, et al. Outage probability analysis and power splitting design for SWIPT relaying systems with direct link[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(3): 648-651.
- [5] VAN N, HASAN S, GUI X, et al. Three-step two-way decode and forward relay with energy harvesting[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 857-860.
- [6] WANG Z, LI Y, YE Y, et al. Dynamic power splitting scheme for non-linear EH relaying networks: perfect and imperfect CSI[C]// 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). 2017: 1-5.
- [7] RABIE K, ADEBISI B, ALOUINI M. Wireless power transfer in cooperative DF relaying networks with log-normal fading[C]// 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). 2016: 1-6.
- [8] WANG D, LI Y Z, YE Y H, et al. Joint time allocation and power splitting schemes for DF energy harvesting relaying networks[C]// 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). 2017: 1-5.
- [9] DI X F, XIONG K, FAN P Y, et al. Simultaneous wireless information and power transfer in cooperative relay networks with rateless codes[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(4): 2981-2996.
- [10] CORLESS R M, GONNET G H, HARE D E G, et al. On the Lambert W function[J]. Computational Mathematics, 1996, 5(1): 329-359.
- [11] BRAH F, ZAIDI A, LOUVEAUX J, et al. On the Lambert-W function for constrained resource allocation in cooperative networks[J]. EURASIP Journal on Wireless communication and networking, 2011, 1(19):1-13.
- [12] BYERS J W, LUBY M, MITZENMACHER M. A digital fountain approach to asynchronous reliable multicast[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(8): 1528-1540.
- [13] EREZ U, TROTT M D, WORNELL G W. Rateless coding for Gaussian channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012,58(2): 530-547.
- [14] SHOKROLLAHI A. Raptor codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 52(6): 2551-2567.

[作者简介]



雷维嘉（1969—），男，云南元谋人，博士，重庆邮电大学教授，主要研究方向为无线通信传输技术。



董明昊（1991—），男，湖北天门人，重庆邮电大学硕士生，主要研究方向为无线协作通信技术。