



慢衰落信道下并行 HARQ 系统的速率自适应算法

章俊伟¹, 卞金来², 丁良辉¹, 支 琤¹, 杨 峰¹, 钱 良¹

(1.上海交通大学 电子工程系, 上海 200240; 2.海军航空大学青岛校区, 山东 青岛 266041)

摘要: 为提升慢衰落信道下多路并行混合自动重传请求(HARQ)系统的吞吐率性能, 提出一种基于实时信道状态信息估计的速率自适应算法。设计适用于多次重传的速率自适应策略, 推导系统吞吐率与速率选择的关系, 并使用动态规划方法求解最优速率配置。瑞利衰落信道下的仿真结果表明, 相比使用非实时信道状态信息的 HARQ 速率自适应算法, 实时信道状态信息估计算法能够有效提升系统吞吐率性能, 低信噪比情况下提升效果更明显。

关键词: 混合自动重传请求协议; 速率自适应算法; 信道状态信息; 动态规划

开放科学(资源服务)标志码(OSID):



中文引用格式: 章俊伟, 卞金来, 丁良辉, 等. 慢衰落信道下并行 HARQ 系统的速率自适应算法[J]. 计算机工程, 2021, 47(2): 201-205, 211.

英文引用格式: ZHANG Junwei, BIAN Jinlai, DING Lianghui, et al. Rate adaptation algorithm for parallel HARQ system over slow fading channel[J]. Computer Engineering, 2021, 47(2): 201-205, 211.

Rate Adaptation Algorithm for Parallel HARQ System over Slow Fading Channel

ZHANG Junwei¹, BIAN Jinlai², DING Lianghui¹, ZHI Cheng¹, YANG Feng¹, QIAN Liang¹

(1. Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Qingdao Campus of Naval Aviation University, Qingdao, Shandong 266041, China)

[Abstract] To improve the throughput performance of the multiple parallel Hybrid Automatic Repeat Request(HARQ) systems over a slow fading channel, this paper proposes a rate adaption algorithm based on estimation of real-time Channel State Information (CSI). A rate adaption strategy for multiple retransmissions is designed. The relationship between system throughput and rate selection is deduced theoretically, and the dynamic programming method is used to obtain the optimal rate configuration. Simulation results obtained in a Rayleigh-fading channel show that compared to the HARQ rate adaption algorithm with outdated CSI, the HARQ rate adaption algorithm with estimation of real-time CSI can improve the system throughput effectively. Especially in the case of low Signal-to-Noise Ratio (SNR), the improvement effect is more obvious.

[Key words] Hybrid Automatic Repeat Request(HARQ) protocol; rate adaptation algorithm; Channel State Information (CSI); dynamic planning

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0057218

0 概述

在无线通信过程中, 信道衰落造成的数据包丢失是影响通信质量的重要因素。自动请求重传(Automatic Repeat Request, ARQ)可作为解决数据包丢失的有效方案, 但传统的 ARQ 技术信道资源利用率不高。混合自动重传请求(Hybrid ARQ, HARQ)技术结合了前向纠错(Forward Error Correction, FEC)和 ARQ, 减少了

重复信息传输, 能够有效提高信道资源利用率。理论上, 通过增大传输速率和 HARQ 轮次数量, 可以使系统吞吐率接近信道容量^[1]。

常用的 HARQ 技术有跟踪合并 HARQ 和增量冗余 HARQ 两种, 前者重传的数据和原始传输的数据完全相同, 后者每次传输的都是不同的编码数据, 接收机可以获得更多的冗余信息, 从而提高译码性能。本文研究并使用增量冗余 HARQ 技术。

基金项目: 国家自然科学基金(61771309, 61671301, 61420106008, 61521062); 上海市重点实验室基金(STCSM15DZ2270400); 上海交通大学医工交叉基金(YG2017QN47)。

作者简介: 章俊伟(1994—), 男, 硕士研究生, 主研方向为无线通信可靠传输算法; 卞金来, 讲师、硕士; 丁良辉, 副教授、博士; 支 琤, 高级工程师; 杨 峰、钱 良, 副教授、博士。

收稿日期: 2020-01-14 **修回日期:** 2020-02-21 **E-mail:** lhding@sjtu.edu.cn

传统 HARQ 系统的传输速率是固定的,这限制了其吞吐率性能。文献[2-3]研究了块衰落信道下的可变速率 HARQ 传输策略,假设发射机仅有信道状态信息(Channel State Information, CSI),速率分配由 HARQ 轮次决定。CSI 反馈可以帮助发射机根据信道状态更灵活地调整传输策略。通过信道测量,接收机可以获得当前传输时隙的准确 CSI,经反馈信道反馈给发射机。由于时延的关系,通常发射机在当前的传输时隙只能收到上一个传输时隙的 CSI。对于独立块衰落信道,此时发射机收到的 CSI 与当前传输时隙的信道状态是不相关的,因此称其为非实时的 CSI。尽管非实时的 CSI 不能直接用于速率自适应,但是在 HARQ 中可以通过它计算已经传输的累计互信息,其可以作为调整传输速率的有效依据^[4-5]。文献[6-7]研究表明,依据非实时 CSI 反馈的速率自适应算法可使系统吞吐率以较小的时延代价逼近信道容量。文献[8-9]指出,在慢衰落信道下,发射机可以通过反馈信道获得实时 CSI 的估计值,这为自适应调制与编码(Adaptive Modulation and Coding, AMC)在 HARQ 系统中的应用提供了条件。

然而在慢衰落信道下,传统 AMC 与 HARQ 结合的方案并不能有效提升系统吞吐率,这是因为系统只在 HARQ 的初始传输轮次调整传输速率,而后续的重传轮次沿用初始传输轮次的设定,造成了信道资源的浪费。文献[10]提出一种适用于慢衰落信道下并行 HARQ 系统的速率自适应方案,通过新数据包与重传数据包合并传输的方式避免重传时的信道资源浪费。与文献[11]类似,该系统采用 AMC 与 HARQ 分离的设计方案,传输速率的调整由 AMC 模块完成,合并传输时的资源分配由 HARQ 模块完成。该方案易于在实际系统中实现,但是由于增加了传输参数,使系统优化的难度大幅提升。为避免复杂的优化,文献[10]考虑仅一次重传且传输必然成功的理想系统,然而其没有考虑传输速率的优化问题。文献[11]则讨论了多次重传下启发式算法。

本文针对慢衰落信道下的多路并行 HARQ 系统,通过使用实时 CSI 估计的速率自适应算法,同时考虑传输参数的优化问题,使系统能够根据累计互信息和实时 CSI 估计动态调整传输速率,从而提升吞吐率性能。

1 系统模型

一个慢衰落信道下多路并行 HARQ 无线通信系统的时序图如图 1 所示。考虑其中一路 HARQ 进程,发射机在 t_i 时刻和 t_{i+1} 时刻分别开始第 i 次和第 $(i+1)$ 次传输, $T = t_{i+1} - t_i$ 为一个发射周期的长度。假设信道相干时间为 T_c , 在一个发射周期内使用多路 HARQ 进程依次占用信道,使得 $T \geq T_c$, 则接收机可以在不同传输时隙获得独立的衰落分量,从而利用 HARQ 技术进行分集合并。

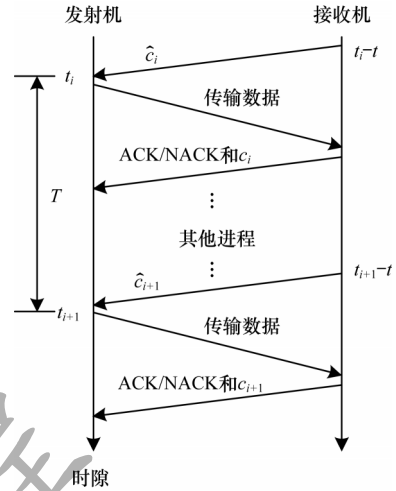


图1 慢衰落信道下多路并行 HARQ 系统时序图

Fig.1 Sequence diagram of multiple parallel HARQ system over slow fading channel

对于一路 HARQ 进程,信道可以视作独立同分布的块衰落信道,即信道状态在一个传输时隙内保持恒定,不同时隙的信道状态满足独立同分布。信号模型由下式表示:

$$y = hx + n \quad (1)$$

其中, x 和 y 分别表示发射信号和接收信号, n 为加性高斯白噪声, h 表示信道增益。

假设信道为瑞利衰落信道, h 服从瑞利分布,信号和噪声功率分别为 ε_b 和 N_0 , 则接收端的信噪比为 $\gamma = h^2 \varepsilon_b / N_0$ 。 γ 服从 χ^2 分布^[12], 其概率密度函数为:

$$P_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \quad (2)$$

其中, $\bar{\gamma} = E(h^2) \varepsilon_b / N_0$, 为接收端平均信噪比。根据文献[1]可知,理想情况下存在一种编码方式,使得接收端从每个符号可以获得的互信息为:

$$c = \text{lb}(1 + \gamma) \quad (3)$$

接收端的信噪比 γ 反映了信道状态,接收机通过信道测量获得 $c(\gamma)$ 反馈给发射机,即 CSI 反馈。接收机在第 i 时隙伴随 ACK/NACK 反馈 c_i 给发射机,并在距离第 i 时隙开始 Δt 的时刻附加一次反馈 \hat{c}_i 。当反馈时延 $\Delta t \ll T_c$ 时, $(t_i - \Delta t)$ 时刻测量的信道状态 \hat{c}_i 与第 i 次传输的信道状态 c_i 仍然具有很强的相关性。可以假设 \hat{c}_i 与 c_i 的关系满足^[10]:

$$\hat{c}_i = c_i + e_i \quad (4)$$

其中, e_i 表示估计误差。为方便起见,假设每个时隙的估计误差是相互独立的且服从零均值正太分布,即 $e \sim N(0, \sigma)$ 。

HARQ 协议采用增量冗余 HARQ。在发射端,信息比特被划分为等长的数据包。每个数据包被编码为由 M 个符号组成的码字, M 可以任意大。在第 i 个

HARQ 轮次,系统选取 m_i 个符号组成子码字,子码字内的符号不重复且不同子码字的符号集合不相交。发射机依次发送子码字,直到收到 ACK 或者超过最大发送次数 K ,前者代表译码成功,后者代表传输失败。接收机在每个 HARQ 轮次对收到的子码字进行联合译码,译码成功返回 ACK,否则返回 NACK。

译码判决机制采用文献[1,13]中的信息论框架,当接收端收到的累计互信息高于初始数据包所含的信息时译码成功,否则译码失败。译码成功的条件可表示为:

$$\sum_{i=1}^K c_i \cdot m_i \geq I_1 \quad (5)$$

其中, m_i 表示第 i 时隙分配的符号数, I_1 表示每个数据包所含有的信息。

2 HARQ 系统的速率自适应算法

子码字的符号数决定了本轮传输的发送速率,在理想状态下,当 $m_i = I_1/c_i$ 时,所有的传输都将以最大速率在一个 HARQ 轮次内完成。由于在第 i 时隙前发射机无法获得准确的 c_i ,一种自然的符号分配方案即为 $m_i = I_i/\hat{c}_i$,其中, I_i 为第 i 时隙需要传输的剩余互信息,由下式递归计算可得:

$$I_i = I_{i-1} - c_{i-1}m_{i-1}, i=2,3,\dots,K \quad (6)$$

在这种策略下,一个 HARQ 轮次的速率仅与信道状态和剩余互信息相关,与 HARQ 轮次数无关。而文献[2-5]中的速率自适应方案都有一个共同的特征,即传输速率在开始阶段具有明显的侵略性,而随着传输失败次数的增加逐步趋于保守。这样可以在充分尝试更高传输速率的同时保证丢包率在较低的水平。受这种思路启发,本文将一种动态的符号分配方案表示为:

$$m_i = \frac{I_i}{\hat{c}_i + d_i}, i=1,2,\dots,K \quad (7)$$

其中, d_i 为第 i 时隙的速率偏置值,表示发射机对当前信道状态的乐观程度。 d_i 越大,传输速率越大,同时传输失败的概率也越大。

需要注意的是,在系统实现时变化的 m_i 会引起时隙长度的变动,对于时隙长度固定的系统,这会造成功号资源损失。该问题可以通过各种资源共享方案解决,例如通过变长编码技术^[4-15]或联合编解码技术^[16-18]实现的多数据包合并传输方案。本文主要关注单路进程的符号分配问题,不讨论数据包合并传输问题。

2.1 算法性能分析

下文将探讨如何优化各个时隙的传输参数 d_i ,以提高系统的吞吐率性能。根据更新报酬理论^[4-5,19],HARQ 系统的吞吐率性能可以表示为:

$$\eta = \frac{\bar{I}}{\bar{M}} \quad (8)$$

其中, \bar{I} 表示一个 HARQ 过程能够传输的平均互信息, \bar{M} 表示一个 HARQ 过程平均使用的符号数。 \bar{I} 可以由下式计算:

$$\bar{I} = I_1 \cdot (1 - f_K) \quad (9)$$

其中, f_K 表示在经过一个完整的 HARQ 过程后传输失败的概率。结合式(7),在第 i 个时隙译码失败的条件为:

$$P(c_i m_i < I_i) = P(e_i > -d_i) \quad (10)$$

由于各时隙的估计误差是相互独立的,因此各时隙的译码结果也是相互独立的事件。在前 $(i-1)$ 个时隙译码失败条件下,第 i 个时隙译码失败的条件概率满足:

$$P(e_i > -d_i | e_1 > -d_1, e_2 > -d_2, \dots, e_{i-1} > -d_{i-1}) = P(e_i > -d_i) \quad (11)$$

根据条件概率公式并结合式(11),递归可得:

$$f_K = P(e_1 > -d_1, e_2 > -d_2, \dots, e_K > -d_K) = \prod_{i=1}^K v(d_i) \quad (12)$$

其中, $v(d) = \int_{-d}^{+\infty} P_e(x) dx$, $P_e(x)$ 为误差 e 的概率密度函数。

HARQ 过程中使用的平均符号数可以表示为:

$$\bar{M} = E\left(\sum_{i=1}^K m_i\right) = \sum_{i=1}^K \bar{m}_i \quad (13)$$

综合式(6)和式(7),在第 i 个时隙译码失败条件下,第 $(i+1)$ 个时隙要补足的互信息为:

$$I_{i+1} = I_i - c_i m_i = I_i \cdot \frac{e_i + d_i}{\hat{c}_i + d_i} \quad (14)$$

将式(14)代入式(7),可以递推得到:

$$m_i = I_1 \cdot \frac{\prod_{k=1}^{i-1} (e_k + d_k)}{\prod_{k=1}^i (\hat{c}_k + d_k)} \quad (15)$$

其中, $e_k > -d_k, k=1,2,\dots,i-1$ 。

对式(15)求条件期望可得:

$$\bar{m}_i = E\left[I_1 \cdot \frac{\prod_{k=1}^{i-1} (e_k + d_k)}{\prod_{k=1}^i (\hat{c}_k + d_k)} | e_i > -d_i\right] = I_1 \cdot \mu(d_i) \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k) \quad (16)$$

$\mu(d)$ 和 $\zeta(d)$ 的表达式分别为:

$$\mu(d) = E\left(\frac{1}{c + e + d}\right) = \iint_{c,e} \frac{1}{c + e + d} P_e(x) P_c(y) dx dy \quad (17)$$

$$\zeta(d) = E\left(\frac{e + d}{c + e + d} | e > -d\right) = \iint_{c,e} \frac{e + d}{c + e + d} P_{e|e > -d}(x) P_c(y) dx dy \quad (18)$$

其中, $P_{e|e > -d}(x)$ 是 e 在 $e > -d$ 条件下的条件概率密度函数。通过条件概率密度函数公式易知:

$$P_{e|e>-d}(x) = \frac{P_e(x)}{P(e>-d)}, -d < e < +\infty \quad (19)$$

由于随机变量 c 和 e 概率密度函数的复杂性,通过双重积分求式(17)和式(18)是很困难的。本文通过泰勒展开的方式求 $\mu(d)$ 和 $\zeta(d)$ 的近似表达^[20]。令

$u = g(c, e) = \frac{1}{c + e + d}$, 则 $\mu(d)$ 可由下式近似计算:

$$\mu(d) = E(u) = g(\bar{c}, \bar{e}) + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 g}{\partial c^2} \bigg|_{c=\bar{c}} \sigma_c^2 + \frac{\partial^2 g}{\partial e^2} \bigg|_{e=\bar{e}} \sigma_e^2 \right) \quad (20)$$

其中, \bar{c} 、 \bar{e} 、 σ_c^2 和 σ_e^2 均可由 c 和 e 的分布函数求得。同理可求 $\zeta(d)$, 只需替换 $g(c, e)$ 函数为 $g(c, e) = \frac{e+d}{c+e+d}$, 并把 σ_c^2 和 \bar{e} 替换为条件方差和条件均值, 可结合式(19)求得。

综合式(8)、式(9)、式(12)、式(13)、式(16)和式(20)可以得到 η 关于 d_1, d_2, \dots, d_K 的函数表达:

$$\eta = \frac{1 - \prod_{i=1}^K v(d_i)}{\sum_{i=1}^K \mu(d_i) \cdot \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k)} \quad (21)$$

2.2 算法参数优化

参数 d_1, d_2, \dots, d_K 的配置问题可以建模为无约束优化问题:

$$\max_{d_1, d_2, \dots, d_K} \eta(d_1, d_2, \dots, d_K) \quad (22)$$

由于 η 的复杂性, 因此不适合用凸优化方法求解, 可以通过多维搜索的方式来求最优解, 但是涉及

$$f_K(X_K) = \min_{\substack{d_1, d_2, \dots, d_K \\ \prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K}} \left\{ \mu(d_K) \cdot \prod_{k=1}^{K-1} \zeta(d_k) + \sum_{i=1}^{K-1} \mu(d_i) \cdot \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k) \right\} = \min_{\substack{d_K \\ \prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K}} \left\{ \mu(d_K) \cdot \frac{X_K}{\zeta(d_K)} + \min_{\substack{d_1, d_2, \dots, d_{K-1} \\ \prod_{k=1}^{K-1} \zeta(d_k) = \frac{X_K}{\zeta(d_K)}}} \sum_{i=1}^{K-1} \mu(d_i) \cdot \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k) \right\} = \min_{\substack{d_K \\ \prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K}} \left\{ \mu(d_K) \cdot \frac{X_K}{\zeta(d_K)} + f_{K-1}(X_{K-1}) \right\} \quad (26)$$

这是一个动态规划^[21]的递推公式, 加上初始条件 $f_0(X_0) = 0$, 即可通过动态规划的顺推解法^[22]求得 $f_K(X_K)$ 。具体过程如下:

1) 从 X_1 开始, 将 X_1 离散化为 L 个离散点 $x_{1,1}, x_{1,2}, \dots, x_{1,L}$ 。考虑第 l 个离散点 $x_{1,l}$, 给定 $X_1 = x_{1,l}$, 可得 d_1 有唯一值 $d_1 = \zeta^{-1}(x_{1,l})$, 根据式(26)可得:

$$f_1(x_{1,l}) = \min_{\substack{d_1 \\ \zeta(d_1) = x_{1,l}}} \{ \mu(d_1) + 0 \} = \mu(\zeta^{-1}(x_{1,l})) \quad (27)$$

$f_1(x_{1,l})$ 对应的最优解 $d_1^*(x_{1,l}) = \zeta^{-1}(x_{1,l})$ 。

2) 将 X_2 离散化为 L 个离散点 $x_{2,1}, x_{2,2}, \dots, x_{2,L}$ 。考虑第 l 个离散点 $x_{2,l}$, 给定 $X_2 = x_{2,l}$, 对应第1步中每一个离散值 $X_1 = x_{1,j}$, 都可得到一个 d_2 的离散值 $d_{2,j} = \zeta^{-1} \left(\frac{x_{2,l}}{x_{1,j}} \right)$, $j = 1, 2, \dots, L$ 。根据式(26)可得:

的计算复杂度是指数级的。参考文献[4-5], 可以使用如下的目标函数近似解法:

首先引入一个约束条件 $\prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K$, 将式(22)所示问题转化为一个双层优化问题:

$$\max_{X_K} \max_{\substack{d_1, d_2, \dots, d_K \\ \prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K}} \frac{1 - \prod_{i=1}^K v(d_i)}{\sum_{i=1}^K \mu(d_i) \cdot \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k)} \quad (23)$$

将 X_K 离散化, 先求解问题内部的约束优化问题解得 $d_k(X_K)$, $k = 1, 2, \dots, K$, 再将其代回式(21)求解外部优化问题, 即可得到整体最优解。又因为在最优解附近传输失败概率 f_K 总是非常小的, 所以使得 η 增大的主要因素在于分母的减小。内部约束优化问题可以近似地简化为分母的优化问题:

$$\min_{\substack{d_1, d_2, \dots, d_K \\ \prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K}} \sum_{i=1}^K \mu(d_i) \cdot \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k) \quad (24)$$

即使在求解式(24)所示问题的过程中产生了不满足 f_K 很小这一假设的解, 在外部优化的过程中也会将之淘汰, 因此, 将内部优化问题简化为式(24)所示问题是合理的。为求解该问题, 考虑最优目标函数:

$$f_K(X_K) = \min_{\substack{d_1, d_2, \dots, d_K \\ \prod_{k=1}^K \zeta(d_k) = X_K}} \sum_{i=1}^K \mu(d_i) \cdot \prod_{k=1}^{i-1} \zeta(d_k) \quad (25)$$

$f_K(X_K)$ 可以转化为如下形式:

$$f_2(x_{2,l}) = \min_{\substack{d_2 \\ \zeta(d_1)\zeta(d_2) = x_{2,l}}} \left\{ \mu(d_2) \cdot \frac{x_{2,l}}{\zeta(d_2)} + f_1 \left(\frac{x_{2,l}}{\zeta(d_2)} \right) \right\} = \min_{\substack{d_2 \\ \zeta(d_1)\zeta(d_2) = x_{2,l}}} \left\{ \mu(d_2) \cdot x_{1,l} + f_1(x_{1,l}) \right\} \quad (28)$$

在 $d_{2,j}$, $j = 1, 2, \dots, L$ 中进行一维搜索即可得到 $f_2(x_{2,l})$ 和对应的最优解 $d_2^*(x_{2,l})$ 。设 $d_2^*(x_{2,l})$ 所对应的 X_1 离散值为 $x_{1,l}$, 记 $d_1^*(x_{2,l}) = d_1^*(x_{1,l})$, 称 $[d_1^*(x_{2,l}), d_2^*(x_{2,l})]$ 为到达 $x_{2,l}$ 的最优策略。

3) 依此类推, 求得 X_K 的所有离散值 $x_{K,l}$ 对应的 $f_K(x_{K,l})$ 及其最优解 $d_K^*(x_{K,l})$, $l = 1, 2, \dots, K$ 。 X_K 的每个离散值 $x_{K,l}$ 都对应一组最优策略 $[d_1^*(x_{K,l}), d_2^*(x_{K,l}), \dots, d_K^*(x_{K,l})]$, $l = 1, 2, \dots, L$, 这就是式(23)内部约束优化问题所对应的解。

4)将内部约束优化问题的 L 个解分别代入式(21),通过一维搜索即可得到式(23)外部优化问题的最优解 $x_{K,l}^*$,其对应的最优策略即为最优参数 $[d_1^*(x_{K,l}^*), d_2^*(x_{K,l}^*), \dots, d_K^*(x_{K,l}^*)]$ 。

3 仿真结果与分析

对算法性能进行仿真验证,设定估计误差 $\sigma = 0.2$ 。使用非实时 CSI 的 HARQ 速率自适应算法^[5]作为对比算法,其符号分配策略可表示为 $m_i = \rho_i \cdot I_i$, I_i 由非实时 CSI 反馈计算得到, ρ_i 为设定的传输参数,为方便起见,以下简称其为非实时 CSI 算法。相应地,将本文提出的使用实时 CSI 估计的速率自适应算法简称为实时 CSI 估计算法。

$K = 2, 3, 4$ 时实时 CSI 估计算法的参数优化结果如表 1 所示,可以看出, d_i 总是随着 HARQ 轮次 i 增大而减小,这意味着发射机总是会在初次传输时尝试一个具有侵略性的传输速率。随着传输失败的次数增加,传输速率逐渐趋于保守,这与第 2 节得到的结论相似。为方便起见,本文只列出了平均信噪比为 15 dB 时算法的参数优化结果,其余信道条件下的仿真结果遵循相同的规律。

表 1 实时 CSI 估计算法的参数优化结果

Table 1 Parameter optimization result of real-time CSI estimation algorithm (bit·Hz⁻¹)

最大传输次数	d_1	d_2	d_3	d_4
2	0.269 6	-0.569 7	—	—
3	1.400 0	0.262 0	-0.592 9	—
4	1.400 0	1.278 0	0.210 2	-0.791 8

$K = 2, 3, 4$ 时实时 CSI 估计算法与非实时 CSI 算法的吞吐率性能对比如图 2 所示。可以看出:随着信噪比增大,两种算法的吞吐率性能都相应提升;在所有信噪比条件下,实时 CSI 估计算法的吞吐率性能均优于非实时 CSI 算法,当信噪比较低时,性能提升更加明显;实时 CSI 估计算法的性能对传输次数不敏感。当信噪比较高时, $K = 2$ 的实时 CSI 估计算法和 $K = 4$ 的非实时 CSI 算法性能相当,在低信噪比处甚至更优,这有利于在提高吞吐率的同时降低系统时延。

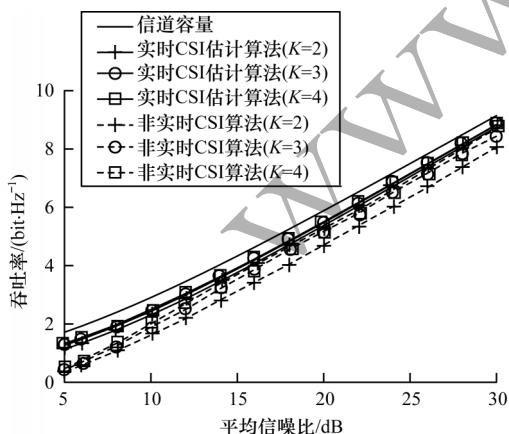


图 2 实时 CSI 估计算法和非实时 CSI 算法的吞吐率曲线

Fig.2 Throughput curves of real-time CSI estimation algorithm and non-real-time CSI algorithm

4 结束语

本文针对慢衰落信道下的多路并行 HARQ 系统,提出一种速率自适应算法。分析信道模型和反馈模型,引入增量冗余 HARQ 机制,在此基础上提出基于实时 CSI 估计的 HARQ 速率自适应算法。理论推导系统吞吐率性能与速率选择的关系,并采用动态规划的方法求解最优速率配置。仿真结果表明,相比使用非实时 CSI 的 HARQ 速率自适应算法,本文算法能够显著提升系统的吞吐率性能。下一步将针对具体的调制和编码方式,设计基于实时 CSI 估计的高吞吐率 HARQ 算法。

参考文献

- [1] CAIRE G, TUNINETTI D. The throughput of hybrid-ARQ protocols for the Gaussian collision channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(5): 1971-1988.
- [2] SZCZECINSKI L, CORREA C, AHUMADAL. Variable-rate transmission for incremental redundancy hybrid ARQ[C]//Proceedings of 2010 IEEE Global Telecommunications Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [3] WU P, JINDAL N. Performance of hybrid-ARQ in block-fading channels; a fixed outage probability analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(4): 1129-1141.
- [4] SZCZECINSKI L, KHOSRAVIRAD S R, DUHAMEL P, et al. Rate allocation and adaptation for incremental redundancy truncated HARQ[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(6): 2580-2590.
- [5] SZCZECINSKI L, DUHAMEL P, RAHMAN M. Adaptive incremental redundancy for HARQ transmission with outdated CSI[C]//Proceedings of 2011 IEEE Global Telecommunications Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2011: 1-6.
- [6] ZHUANG Hairuo. Rate adaptive hybrid ARQ with optimal spectral efficiency and delay tradeoff[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(6): 4052-4064.
- [7] ZHUANG Hairuo. A high spectral efficiency hybrid ARQ protocol with low latency[C]//Proceedings of 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [8] SASSIOUI R, JABI M, SZCZECINSKI L, et al. HARQ and AMC: friends or foes? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 65(2): 635-650.
- [9] SASSIOUI R, SZCZECINSKI L, LE L, et al. AMC and HARQ: effective capacity analysis [C]//Proceedings of 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2016: 1-7.
- [10] SETHURAMAN V, ZHUANG H R. Flexible HARQ: a high throughput hybrid-ARQ protocol[C]//Proceedings of 2017 IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017: 1-6.

(下转第 211 页)

(上接第 205 页)

- [11] JABI M, SZCZECINSKI L, BENJILLALI M, et al. AMC and HARQ: how to increase the throughput? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66 (7): 3136-3150.
- [12] PROAKIS J G, Digital communication [M]. Translated by ZHANG Lijun, ZHANG Zongcheng, ZHENG Baoyu, et al. 4th ed. Beijing: Electronic Industry Press, 2001. (in Chinese) PROAKIS J G. 数字通信 [M]. 张力军, 张宗橙, 郑宝玉, 等译. 4 版. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [13] GOPALAKRISHNAN N, GELFAND S. Rate selection algorithms for IR hybrid ARQ [C] // Proceedings of 2008 IEEE Sarnoff Symposium. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2008: 1-6.
- [14] JABI M, EL HAMSS A, SZCZECINSKI L, et al. Multi-packet hybrid ARQ: closing gap to the ergodic capacity [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63 (12): 5191-5205.
- [15] HAMSS A, SZCZECINSKI L, PIANTANIDA P. Increasing the throughput of HARQ via multi-packet transmission [C] // Proceedings of 2014 IEEE Global Communications Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 1485-1491.
- [16] HAUSL C, CHINDAPOL A. Hybrid ARQ with cross-packet channel coding [J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11 (5): 434-436.
- [17] JABI M, BENYOUS A, TREUST M, et al. Adaptive cross-packet HARQ [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65 (5): 2022-2035.
- [18] BENYOUS A, JABI M, TREUST M, et al. Joint coding/decoding for multi-message HARQ [C] // Proceedings of 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2016: 1-7.
- [19] ZORZI M, RAO R R. On the use of renewal theory in the analysis of ARQ protocols [J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44 (9): 1077-1081.
- [20] ZHANG Songlin, ZHANG Kun. Approximate computation of expectation and variance of nonlinear function of continuous random variable [J]. Journal of Geodesy and Geodynamics, 2008, 28 (4): 107-110. (in Chinese) 张松林, 张昆. 连续随机变量非线性函数的期望和方差的近似求法 [J]. 大地测量与地球动力学, 2008, 28 (4): 107-110.
- [21] BERTSEKAS D P. Dynamic programming and optimal control [M]. 3rd ed. [S. l.]: Athena Scientific, 2005.
- [22] CHEN Baolin. Optimization theory and algorithm [M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 452-459. (in Chinese) 陈宝林. 最优化理论与算法 [M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2005: 452-459.

编辑 金胡考