

# 大数据的无线传输。衰减信道上的传输时间分析

王文静，学生会员，IEEE，杨红川，高级会员，IEEE，和Mohamed-Slim Alouini，研究员，IEEE

## 摘要-

在本文中，我们研究了使用自适应调制和编码（AMC）在消逝的无线信道上大量数据的传输时间。与传统的传输系统不同，固定数据量的传输时间通常被认为是一个常数，而采用AMC的传输时间则成为一个随机变量，因为传输速率随信道衰减情况而变化。为了促进大数据应用的无线传输方案的设计和优化，我们提出了一个分析框架来确定带有AMC的大数据传输时间的统计特征。特别是，我们推导出在块状消逝信道上传输时间的精确统计。我们得到了慢速和快速衰减情况下传输时间的概率质量函数和累积分布函数。我们进一步将我们的分析扩展到马尔科夫信道，其中传输时间成为一连串指数分布的时隙之和。对于快衰落和慢衰落的情况，我们得出了传输时间的概率密度函数的分析表达。这些分析结果对未来大数据应用的无线传输系统的优化设计和性能分析至关重要。

## Index

传输时间，自适应调制和编码，块状消逝，马尔科夫信道，分布函数。

## Terms-

## I. 简介

我们正在进入一个大数据时代。数据的产生和收集速度在不断加快。及时的处理...

这些数据的摄取、传递和分析可以带来巨大的社会和经济效益[1]-

[3]。随着近期无线通信系统的密集部署和持续发展，大多数大数据将以无线方式传输。事实上，智能移动设备对大数据的产生贡献巨大[4]。在过去的几年里，移动数据流量的年复合增长率超过40%。由于移动宽带应用的日益普及，这一增长速度在未来几年将加快。对大数据传输的支持给无线技术带来了几个技术挑战

2017年6月28日收到稿件；2017年12月20日修改后和2018年3月26日；2018年3月31日接受。发表日期2018年4月10日；当前版本日期2018年7月10日。协调审查本文并批准其发表的副主编是I. Guvenc。 (通讯作者：王文静。)

W.-J. Wang和H.-C. Yang是加拿大维多利亚大学电气和计算机工程系的学生。Yang在加拿大维多利亚大学电子和计算机工程系，维多利亚，BC V8W 2Y2，（电子邮件：wjing@uvic.ca; hy@uvic.ca）。

M.-S. Alouini在阿卜杜拉国王科技大学计算机、电气和数学科学与工程系，Thuwal 23955，沙特阿拉伯（电子邮件：slim.alouini@kaust.edu.sa）。

本文中一个或多个数字的彩色版本可在网上查询：<http://ieeexplore.ieee.org>。

数字对象标识符10.1109/TWC.2018.2822801

1536-1276 © 2018 怡亚通。允许个人使用，但再版/转发需经IEEE许可。  
更多信息见[http://www.ieee.org/publications\\_standards/publications/rights/index.html](http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html)。

系统设计，包括提高无线接入网（RAN）的频谱效率，提供前线/后方链路的容量，以及改进网络结构以实现流量扩展。在这项工作中，我们研究了大数据在消逝的无线信道上的有效和可靠传输。特别是，我们从传输时间的角度研究大数据的无线传输。

传输时间指的是传输一定量的数据所需的时间长度，在无线通信系统分析和设计中具有许多重要的应用。具体来说，传输时间与排队设置中的服务时间密切相关，这对各种无线传输策略的延迟和吞吐量分析至关重要[5]-[7]。传输时间被应用于研究交织认知无线电实现的二次传输的延长交付时间[8]，

[9]。传输时间也是信道占用率的一个表征。因此，传输时间的分布直接影响到无线信道上随机接入协议的碰撞概率[10]。此外，由于发射器的能耗可以计算为传输时间和发射功率的乘积，传输时间的分析对设计节能的无线通信系统很有启发[11]-

[13]。为了有效地支持大数据传输，未来无线系统的传输策略、接入协议和调度策略都需要调整或重新设计[14]。在这个过程中，大数据流量在衰减无线信道上的传输时间特征是至关重要的。

以前的工作通常假设固定数据量的传输时间是恒定的[7], [8], [10], [15]。点对点链路的传输时间通常被计算为传输速率恒定时数据量与传输速率的比率。恒定速率传输的最小传输时间可以计算出

命名为 $H_t / (B \log_2(1 + \gamma))$ ，其中 $H_t$ 是数据大小， $B$ 是信道带宽， $\gamma$ 是接收的信噪比。

讯噪比（SNR）。同时，在衰减的无线信道上运行时，恒定速率的传输变得低效且不可靠。自适应传输是一种有吸引力的技术，可以在保证可靠性的前提下提高无线信道的传输效率[16]-

[18]。通过速率自适应传输，收发器可以根据当时的信道条件调整传输速率，以较高的速率传输探索有利的信道条件，并在信道质量较差时以较低的速率保持可靠性。假设

在连续速率适应方面,文献[19]的作者通过随机变量的变换,得出了衰减信道上传输时间的分布函数。参考文献[15]分析了具有功率适应的认知无线网络的数据包传输时间,考虑了主要的干扰因素。然而,这些结果只适用于数据传输在一个信道一致性时间内完成的情况。另一方面,大数据的传输通常会涉及多个信道相干时间,即使是慢速衰减环境。在[15]和[19]中采用的随机变量转换方法不能适用于无线信道上大数据的传输时间分析。据作者所知,文献中几乎没有研究过速率适应下大量数据在消逝信道上的传输时间。

在本文中,我们提出了一个分析框架来研究大数据在消逝的无线信道上的传输时间。我们考虑了一个通用的点对点传输场景,其中采用了自适应调制和编码(AMC)。AMC是一种实用的速率自适应传输方案[20]-[23],可以接近连续速率适应的性能。通过AMC,调制/编码方案随着瞬时信道条件的变化而调整,同时保持可接受的误码率(BER)性能。因此,AMC是一种适合在消逝的无线通道上高效、可靠地传输大数据的候选方案。同时,在应用AMC时,传输时间变得随机,并取决于信道的实现。为了方便大数据在无线环境中传输的延迟/吞吐量分析和能效优化,我们在本工作中对大数据在消逝信道上的传输时间进行了完整的统计分析。我们首先考虑了块状消逝信道,并推导出慢速和快速消逝情况下传输时间的精确分布函数。然后,我们将分析推广到马尔科夫信道场景,分别推导出慢消和快消场景下传输时间的精确概率密度函数(PDF)和近似PDF。

这项工作的贡献可以总结为以下几点。

- 1) 我们提出了一个一般的分析框架,用于分析带有AMC的大数据在消逝无线信道上的传输时间。大多数以前的工作都假设了恒定的传输速率。我们通过允许可变传输速率来概括分析,这尤其适用于大数据传输。
- 2) 我们得出了块状衰减信道上传输时间的精确分布函数。为了减少计算的复杂性,我们还得到了快速衰减情况下传输时间的近似概率质量函数(PMF)。
- 3) 对于马尔科夫信道,假设数据传输在几个信道相干时间内完成,就可以得出传输时间的精确PDF,这适用于慢速衰减环境下的大数据传输。对于快速衰落的情况,传输时间的近似PDF也是通过以下方法得到的

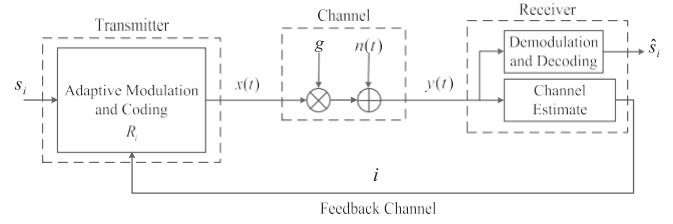


图1.衰减信道上的自适应调制和编码系统的说明。

中心极限定理。

- 4) 为了说明数学公式,我们提出并讨论了一些数值例子。我们表明,使用AMC的大数据的传输时间可能会随着当时的衰减信道条件而发生巨大的变化。这些分析结果将大大促进大数据应用的无线传输方案的进一步改进。

本文的其余部分安排如下。第二节介绍在第三节中,我们研究了在块状消逝信道上的传输时间,以及在大数据传输中的系统和信道模型。在第三节中,我们研究了块状消逝信道的传输时间。在第四节中,我们将传输时间分析扩展到马尔科夫信道。第五节介绍和讨论了一些数值结果。

## II. 系统和渠道模型

我们考虑一个通用的数字传输系统,用于大数据应用,在平坦的衰减无线信道上运行,如图1所示。具体来说,信息比特 $s_i$

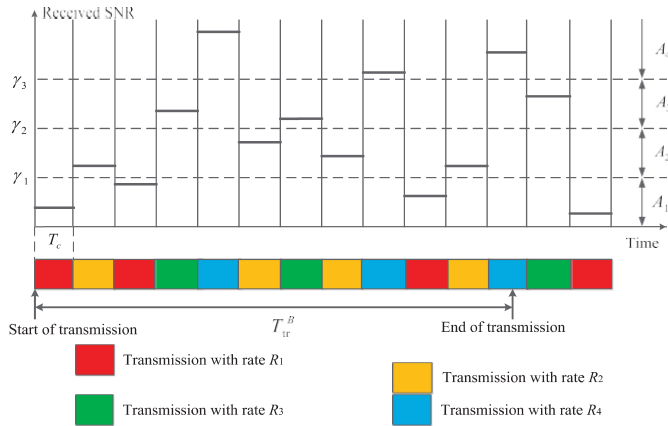
被编码和调制以产生传输信号 $x(t)$ 。无线信道引入了平坦衰减信道增益 $g$ 和加性白高斯噪声(AWGN)  $n(t)$ ,这导致了接收信号 $y(t)=gx(t)+n(t)$ 。接收器试图从接收信号 $y(t)$ 中恢复信息比特。我们假设接收机对接收到的信号进行相干检测,具有完美的信道相位估计。因此,瞬时信道质量的特点是瞬时接收信噪比定义为 $\gamma = |g|^2 E_s / N_0$ ,其中 $E_s$ 表示符号能量, $N_0$ 是功率谱。加性噪声的密度。

该传输系统采用了恒定功率离散速率适应与AMC。特别是,通过使用不同的调制编码方案,根据衰减信道质量自适应地调整数据速率,同时传输功率保持恒定。更具体地说,接收信噪比的数值范围被分为 $N$ 个区域, $A_i = [\gamma_{i-1}, \gamma_i)$ 。

$i=1, 2, \dots, N$ , 其中 $\gamma_0=0$ ,  $\gamma_N=\infty$ 。当收到的信噪比 $\gamma$ 落在区域 $A_i$ ,系统将使用一个数据率为 $R$ 的调制编码方案 $i$ 位/符号。

$i = 1, 2, \dots, N$ 可以是零,以考虑到断电状态。边界信噪比 $\gamma_i, i=1, 2, \dots, N-1$ ,通常是确定的,这样的瞬时误码率为

选择的调制编码方案低于目标BER值,用BER表示 $\text{tar}$  [24], [25]。使用传输速率 $R$ 的概率 $P_i$ ,用 $\pi$ 表示 $\pi_i$ ,然后可以计算为



图：2. 块状衰落上使用四态AMC的传输时间说明。

$\gamma$  落入区域  $A_i$  的概率  $\pi_i$ ，即

$$\pi_i = \Pr[\gamma \in A_i] = \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (1)$$

其中  $f_\gamma(\cdot)$  是接收信噪比的PDF，取决于选定的消逝信道模型。

为了实现AMC，接收器需要估计接收的信噪比，并确定它属于哪个信噪比区域。然后，接收器反馈所选择的信噪比的指数。

调制编码对通过无误反馈信道传给发射器。之后，发射器和接收器使用选择的调制编码方案进行通信。调制编码方案的选择应根据当时的信道质量周期性地更新。

通常每一个信道相干时间  $T_c$

。因此，当用AMC传输大量数据时，传输速率在传输过程中可能会发生变化。总的传输时间将涉及多个信道相干时间。在下面的章节中，我们将推导出块状消逝和马尔科夫消逝信道的传输时间的分布函数。

### III. 块状衰减的传输时间分析

在本节中，我们考虑了块状衰减信道，其中信道增益在一个信道相干中保持不变

到另一个

时间  $T_c$ ，并独立于一个  $T_c$ 。

因此，块状消逝的传输时间，用以下方式表示

$T_{tr}^B$ ，由信道相干时间序列组成，如图2所示。在此，我们假设传输开始于，在不丧失一般性的情况下，一个信道相干时间的开始。

#### A. 确切的表达方式

假设数据传输在  $L$  通道上完成了相干时间。相应的传输时间，表示为

授权许可使用仅限于：西安电子科技大学。于2022年10月16日09:56:18 UTC从IEEE Xplore下载。限制条件适用。

在数学上，传输时间可以表述为

$$T_{tr}^B = (L-1)T_c + \frac{H_t - H^B}{R^{(L)}}, L=1, 2, \dots \quad (2)$$

其中， $R^{(L)}$  表示第  $L$  个  $T_c$  中使用的数据速率， $H^B$  是之前的  $L-1$   $T_c$ 's 中传输的数据量。请注意，每个  $T_c$  上的传输率是由

相应的信道实现。让我们假设，在第一个  $L-1$  信道相干时间内，接收的信噪比下降了，进入区域  $A_i$  总共  $n_i$  次， $i=1, \dots, L-1$ ，因此，率  $R_i$  被使用  $n_i$  次，其中  $n_i$ 's 满足  $\sum_{i=1}^{L-1} n_i = L-1$ 。据此， $H^B$ ，由以下公式给出

$$H^B = \sum_{i=1}^{L-1} n_i R_i T_c. \quad (3)$$

让向量  $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_N]$

代表这种信道实现。应用块状消逝假设，概率这样的信道实现可以被计算为

$$\Pr[\mathbf{n}] = \prod_{i=1}^{L-1} \pi_i^{n_i}. \quad (4)$$

其中  $\pi_i = \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma$  表示多项式的

系数。公式(4)帮助我们得出以下在第一个  $L-1$  通道相干时间内传输的数据量的PMF为

$$P(H^B) = \sum_{\mathbf{n}} \pi(\mathbf{n}) \quad (5)$$

重要的是要注意，数据传输完成后在确切的  $L$  通道相干时间内，当且仅当数据在第一个  $L-1$  相干时间内传输的  $H^B$  属于  $(H_t - R_k T_c, H_t)$ ，而速率  $R_k$  在第  $L$  个  $T_c$  中使用。注意到速率  $R_k$  在第  $L$  个信道相干中使用时间的概率为  $\pi_k$ ，我们可以通过考虑所有的  $L$  值来确定  $T_{tr}^B$  的PMF，为

$$P(T_{tr}^B) = \sum_{L=1}^N \pi(L) \quad (6)$$

对于  $L=1$  的特殊情况，我们有  $H^B = 0$ ，这导致

$$T_{tr}^B = T_c \quad (7)$$

$$1 - \prod_{k=0}^{L-1} \Pr\{0 < H_k \leq R_k T_c\} \quad (7)$$

由  $T_{\text{L}}^B$ ，是  $L - 1$  个完整的  $T_c$  's 和一个部分  $T_c$  的总和。

其长度取决于数据总量  $H_t$  和  $L$ 。当  $L=2$  时，我们有  $H_{L-1}^B = R^{(1)} T_c$ ，其中  $R^{(1)}$  是指在前  $L - 1$  个相干时间内传输的数据量。在前  $T_c$ ，并等于  $R_i$ ，概率  $\pi_i$ 。



$L=2$ 的相应PMF项由以下公式给出

$$\Pr T_{tr,2}^B = T_c + \frac{H_t - R_i T_c}{R_k} \quad (8)$$

$$= \begin{cases} \pi_i \pi_k, & 0 < H_t - R_i T_c \leq R_k T_c \\ 0, & \text{否则。} \end{cases}$$

条件是通道相干时间 $L$ 的数量

和信道实现向量 $\mathbf{T}$ 的精确CDF $F^{TB}(t)$ 表示, 可以是

$$F^{TB}(t) = \Pr T_{tr} \leq t = \Pr T_{tr,L} \leq t$$

$$= \sum_{L=1}^N \pi_k \prod_{i=1}^{L-1} \pi_i \times I_{(0, R_k T_c)}(H_t - T_c) \times U(t - (L-1)T_c + \frac{H_t - T_c}{R_k} \sum_{i=1}^L n_i R_i), \quad (9)$$

其中 $U[-]$ 表示单位步长函数,  $I_A(x)$ 是一个指标

函数, 如果 $x \in A$ , 等于1, 否则等于0, 输入所有 $n_i \geq 0, i=1, 2, \dots, N$  条件是 $n_i = L-1$ 。如数值结果所示, 我们可以通过在 $[1, 13Lave]$ 上对 $L$ 进行其中, 达到足够的准确性。 $R_i \pi_i$ 是平均数量的需要的信道一致性时间。下面的算法说明了计算 $T$ 的精确CDF的程序 $B$ 。

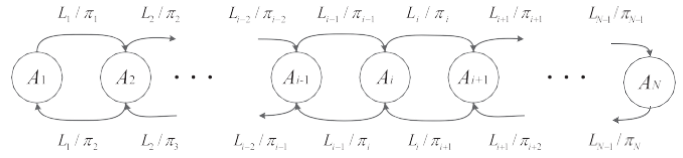
**算法1** 计算 $F^{TB}(t) = \Pr[T^B < t]$

```

输入  $H_t, T_c, \pi_i$ 's,  $R_i$ 's
开始  $cdf T_{tr} = 0$ 
对于  $L = 1 : 13L^B j$ 
do
    对于  $k = 1 : N$ 
    do
         $HLn = T_c \sum_{i=1}^L n_i$ 
        如果  $H_t - HLn \in [0, R_k T_c)$  则
             $Pr_{temp} = \pi_k$ 
        否则
             $Pr_{temp} = 0$ 
        结束 如果
        如果  $(L-1)T_c + \frac{H_t - HLn}{R_k} < t$  则
            1)  $T_c$ 
             $cdf T_{tr} = cdf T_{tr} + Pr_{temp}$ 
        end if
    end for
end for

```

授权许可使用仅限于。西安电子科技大学。于2022年10月16日09:56:18 UTC从IEEE Xplore下载。限制条件适用。



图：3. 无线衰减信道的连续时间有限状态同质马尔可夫模型的说明。

通过假设,  $T_{tr}$ 的PMF有一个更方便的表达。数据传输总是在整数个小时内完成。通道相干时间, (即 $T^B = LT_c$ )。该概率

$$\Pr[T^B = LT_c] = \Pr[H^B < H, H^B + R^{(L)}T \geq H] \quad (10)$$

以 $L$ 通道相干时间的通道实现为条件, 应用公式(5)中的结果, 我们可以得到近似的

$$\Pr[T^B = LT_c] = \Pr\left[\sum_{k=1}^N \left( \prod_{i=1}^{L-1} \pi_i \right) \left( \prod_{i=1}^{L-1} \pi_i \right) \right] \quad (11)$$

公式(11)中的内和是在所有可能的 $\mathbf{T}$ 上进行的。满足 $H^B$ 落入区域 $[H_t - R_k T_c, H_t]$ 。

#### IV. 马尔科夫通道的传输时间分析

在本节中, 我们推导出传输时间的PDF

在马尔科夫信道上进行大数据传输。我们假设无线信道可以被建模为同质连续时间的有限状态马尔可夫链。我们采用一个 $N$ 个状态的马尔科夫链, 第1个状态对应于如果收到的信噪比落在 $A_i, i=1, 2, \dots, N$ ,

end for  
结束

如图3所示。马尔科夫链在状态*i*中的停留时间是一个结束输出 *cdf*  
 $T_{tr}$

---

### B. 近似分布

当信道引入快速衰减，并且  $T_c$  是非常与总的传输时间相比较短，我们可以得出

指数型随机变量，其平均值为  $\lambda_i$ ，计算公式为[26]

$$\lambda = \frac{\pi_i}{\overline{lcr}_i + \overline{lcr}_{i-1}} \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (12)$$

其中， $\overline{lcr}_i$  表示相对于边界阈值  $\gamma_i$  的平均越级率。状态*i*中的停留时间的PDF由以下公式给出

$$f(t) = \frac{1}{\lambda_i} \exp\left(-\frac{t}{\lambda_i}\right). \quad (13)$$

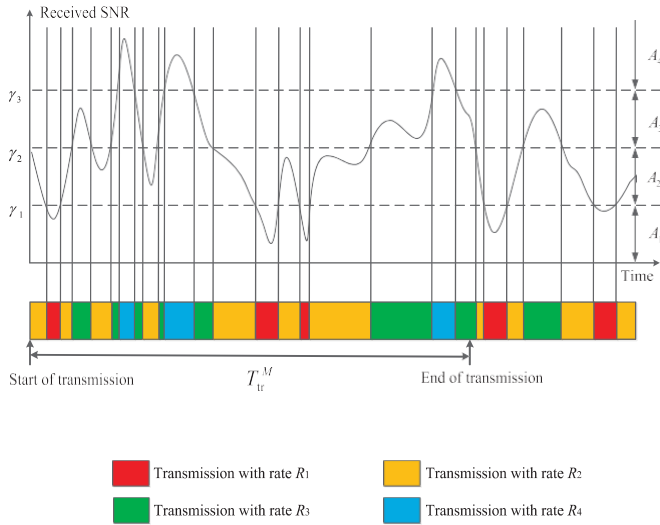


图4. 带AMC的马尔科夫信道上的数据传输说明。

从状态 $i$ 到相邻状态的转换率，用 $q_{i-1|i}$ 和 $q_{i+1|i}$ 表示，可以分别计算为

$$q_{i-1|i} = \frac{\text{lcr}_{i-1}}{\pi_i}, \quad q_{i+1|i} = \frac{\text{lcr}_i}{\pi_i}. \quad (14)$$

由此可见，从状态 $i$ 到状态的过渡概率为

$$p_{i-1|i} = \frac{q_{i-1|i}}{q_{i-1|i} + q_{i+1|i}} = \frac{\text{lcr}_{i-1}}{\text{lcr}_{i-1} + \text{lcr}_i}, \quad (15)$$

$$p_{i+1|i} = \frac{q_{i+1|i}}{q_{i-1|i} + q_{i+1|i}} = \frac{\text{lcr}_i}{\text{lcr}_{i-1} + \text{lcr}_i}.$$

分别是。

为了实现AMC，接收器只在信道移动到一个新的状态时反馈新的AMC方案的索引。当信道保持在同一状态时，数据速率是不变的。大量数据的传输时间在马尔科夫通道上，用 $T^M$ 表示，等于总和

的一系列随机长度的槽（见图4）。CDF

的 $T^M$ ，在一定的数据量下， $Ht$  拟定，其中应用总概率定理，作为

$$F^M(t) = \Pr[T^M < t; L \text{ slots used}]. \quad (16)$$

其中 $T^M$ 表示当 $L$  trans-时的总传输时间。

完成传输所需的任务时隙，一般情况下由以下公式给出

$$T^M_{tr,L} = \sum_{i=1}^{L-1} T^{(i)} + \frac{Ht - \sum_{i=1}^{L-1} R^{(i)} T^{(i)}}{R^{(L)}}. \quad (17)$$

这里 $R^{(i)}$ 表示第 $i$ 个传输时隙的传输率， $T^{(i)}$ 表示第 $i$ 个时隙的持续时间，即

被建模为独立但不完全分布的指数随机变量的马尔可夫通

因此，联合概率 $\Pr[T^M < t; L \text{ slots used}]$ 。

用 $F^M(t)$ 表示，一般来说，可以改写为

$$F^M_L(t) = \Pr \left[ \sum_{i=1}^{L-1} T^{(i)} + \frac{Ht - \sum_{i=1}^{L-1} R^{(i)} T^{(i)}}{R^{(L)}} \leq t, \right. \\ \left. \sum_{i=1}^{L-1} R^{(i)} T^{(i)} < Ht, \quad \sum_{i=1}^{L-1} R^{(i)} T^{(i)} + R^{(L)} T^{(L)} \geq Ht \right]. \quad (18)$$

$T^M$ 的相应PDF值由以下公式给出

$$f^M_{AAA}(t) = \frac{d}{dt} F^M_L(t) = f^M_L(t). \quad (19)$$

我们现在推导出传输时间的PDF/PMF，当使用 $L$ 个传输槽，用 $f^M(t)$ 表示，用于缓慢的衰减和快速衰减的情况下分别。

#### A. 缓慢消退的情况

当信道衰减较慢且一个传输时隙中传输的数据量大于 $Ht$ ，只需要一个传输时隙。传输时间 $T^M$ 等于 $Ht$ ，如果使用 $R^{(1)}$ 。因此， $T^M$ 是一个离散随机变量，PMF计算为

$$\Pr[T^M_{tr,1} = \frac{Ht}{R^{(1)}}] = \Pr[T^M_{tr,1} \geq Ht] = \Pr[T^M_{tr,1} \geq Ht]. \quad (20)$$

以接收到的信噪比属于 $A_i$ 为条件，我们有 $R^{(1)} = R_i$ ， $T^{(1)}$ 是一个指数随机变量，平均值为 $\lambda_i$ 。PMF可以确定为

$$\Pr[T^M_{tr,1} = \frac{Ht}{R_i}] = \pi_i e^{-\frac{Ht}{R_i \lambda_i}}. \quad (21)$$

整体的PMF可以用PDF格式写为

$$f^M_L(t) = \sum_{i=1}^L \pi_i e^{-\frac{Ht}{R_i \lambda_i}} \delta(t - \frac{Ht}{R_i}), \quad (22)$$

其中 $\delta(-)$ 是单位脉冲函数。

如果传输在两个槽中完成，传输时间可以计算为 $T^M = T^{(1)}_{tr,2} + Ht - R^{(1)} T^{(1)}$ 。相应地， $T^M$ 的CDF被表述为三者的联合概率事件

$$F^M_{tr,2}(t) = \Pr \left[ \sum_{i=1}^M R^{(i)} T^{(i)} + Ht - R^{(1)} T^{(1)} \leq t \right]$$

$$+ R^{(2)} \leq t,$$

当且仅当在前  $L-1$  个传输槽中传输的数据小于  $Ht$ ，而在  $L$  个传输槽中传输的数据大于  $Ht$ ，则需要  $L$  个传输槽来完成传输。

■

$$R^{(1)}T^{(1)} < Ht, R^{(1)}T^{(1)} + R^{(2)}T^{(2)} \geq Ht$$

◦

(23)



我们通过对信道实现的条件进行处理, 将 $T^M$ 改写为

$$F_{w,2}^M(t) = \sum_{i=1}^N \Pr \left( (R_{i+1} - R_i)T^{(1)} \leq tR_{i+1} - Ht \right. \\ \left. R_i T^{(1)} < Ht, R_i T^{(1)} + R_{i+1} T^{(2)} \geq Ht \right) \\ + \Pr \left( R_{i-1} - R_i \right) T^{(1)} \leq tR_{i-1} - Ht, \\ R_i T^{(1)} < Ht, R_i T^{(1)} + R_{i-1} T^{(2)} \geq Ht \right) \quad (24)$$

第一个联合概率, 用 $F$ 表示 $F^+(t)$ , 可以进一步改写为

$$F^+(t) = \Pr \left( T^{(1)} \leq \frac{tR_{i+1} - Ht}{R_{i+1} - R_i}, \right. \\ \left. T^{(1)} < \frac{Ht}{R_i}, T^{(2)} \geq \frac{Ht - R_i T^{(1)}}{R_{i+1}} \right) \quad (25)$$

请注意, 考虑到信道在第一个传输时隙处于 $i$ 状态, 然后在第二个时隙中传输到 $i+1$ 状态。

第二个时隙 $T^{(2)}$ 的持续时间将是一个指数随机变量, 其平均值为 $\lambda_i$ 是第三个指数随机变量的平均值为 $\lambda_{i+1}$ 。因此, 应用 $T^{(1)}$ 和 $T^{(2)}$ 的PDF,  $F^+(t)$ 可以是计算方法为

$$F^+(t) = \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{R_{i+1} - R_i}{R_{i+1} - R_i} e^{-\frac{Ht - R_i x}{R_{i+1} - R_i}} f_{T^{(1)}}(x) f_{T^{(2)}}(y) dx dy \\ + \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{R_i - R_{i-1}}{R_i - R_{i-1}} e^{-\frac{Ht - R_i x}{R_i - R_{i-1}}} f_{T^{(1)}}(x) f_{T^{(2)}}(y) dx dy \quad (26)$$

平均值为 $\lambda$ 的随机变量 $i-1$ , 因为

$$F^-(t) = \Pr \left( (R_{i-1} - R_i)T^{(1)} \leq tR_{i-1} - Ht \right. \\ \left. R_i T^{(1)} < Ht, R_i T^{(1)} + R_{i-1} T^{(2)} \geq Ht \right) \\ + \Pr \left( R_{i-1} - R_i \right) T^{(1)} \leq tR_{i-1} - Ht, \\ R_i T^{(1)} < Ht, R_i T^{(1)} + R_{i-1} T^{(2)} \geq Ht \right) \quad (27)$$

将公式 (26) 和公式 (27) 代入公式 (24) 并对 $t$ 进行导数后, 传输的PDF值为

当需要两个传输时隙来完成数据传输时的时间, 由以下公式给出

$$f^{M,2}(t) = \sum_{i=1}^N \lambda_i (R_{i+1} - R_i) \left( \frac{Ht}{R_{i+1}} - U \left( t - \frac{Ht}{R_{i+1}} \right) \right) \\ + \lambda_i (R_i - R_{i-1}) \left( \frac{Ht}{R_i} - U \left( t - \frac{Ht}{R_i} \right) \right) \quad (28)$$

传输槽的数量取决于每个槽的平均长度  $\lambda_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  的数量。

要传输的数据 $H$ , 和使用的传输速率 $R$ 。如果信道引入了慢速衰减和如果传输率很高, 传输很可能在两个时隙内完成。例如, 对于慢速衰减环境,  $\lambda_i$  可能有几秒钟的平均值。如果传输率 $R_i$  是Gbps的数量级, 那么系统可以在几个时隙内传输几千兆比特。因此, 慢速传输时间的整体PDF衰减环境可以用 $f^M(t) + f^M(t)$ 来近似。

## B. 快速褪色的情况

对于快速衰减情况, 完成数据传输所需的传输时隙数可能非常大。在这种情况下, 在这种条件下,  $T$ 的CDF $F^M$ , 用 $F^M(t)$ 表示, 通常是拟定为

$$F^M(t) = \Pr \left( T \leq \frac{Ht}{R_i} \right) \quad (26)$$

$$ML-1 + \sum_{t=1}^L H_t - H^M$$

同样，另一个联合概率用  $F^-(t)$  表示，可以计算，同时注意到  $T^{(2)}$  将是一个指数级的

$$T = \sum_{t=1}^{L-1} \frac{H_t}{H^M}$$

$$H_{L-1}^M < H_t, H^M + R^{(L)} T^{(L)} \geq H^M, (29)$$

$$\Pr \left[ \bigwedge_{k=1}^M \text{Tr}_{L-1|n}^L \left( \frac{Ht-HM_{L-1|n}}{R_k} \right) \leq t_{HL-1|\rightarrow-n} < Ht_{HL-1|\rightarrow-n} + \frac{1}{R_k T} \leq Ht \right] \geq \Pr[\text{slot } L \text{ in state } k] \quad (30)$$

$$f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_x^2}(x-\eta_x)^2 - \frac{1}{2\sigma_y^2}(y-\eta_y)^2\right) \quad (31)$$

[illegible]

其中,  $\mathbf{T}^M_{L-1} = \sum_{i=1}^{L-1} \mathbf{T}^{(i)}$  指的是前  $L-1$  个传输槽和  $\mathbf{H}^M_{L-1} = \sum_{i=1}^{L-1} \mathbf{R}^{(i)} \mathbf{T}^{(i)}$  表示在第一个  $L-1$  中传输的数据量。槽。为了进一步开展工作, 我们再次对信道提出条件实现。让我们考虑在  $L$  个传输时隙中的一个特定的信道实现, 其中信道保持在状态  $k$ , 在第  $L$  个槽。因此, 根据操作模式,  $\mathbf{R}^{(L)}$  将等于  $\mathbf{R}_k$ , 而  $\mathbf{T}^{(L)}$  将是一个指数型随机的, 平均数为  $\lambda$  的变量  $k$ 。还假设速率  $R_j$ , 使用了  $n_j$

散L-1个传输槽的可用长度。  $j=1 \dots L-1$  将是  $n$  的总和，具有PDF  $f_{T_j}(t)$  的随机变量  $T_j(t)$ ， $n_{L-1}$  随机变量的PDF  $f_{T_2}(t), \dots$  和  $n_N$  的随机变量。 PDF  $f_{T_N}(t)$ 。此外，  $H^M$   $L-1$  将是  $n$  个随机的总和具备PDF  $f_{T_1}(t/R_1)/R_1$ ，  $n_2$  的随机变量。 PDF  $f_{T_1}(t/R_2)/R_2, \dots$  和  $n_N$  随机变量的PDF  $f_{T_N}(t/R_N)/R_N$

涉及相关事件的概率。基本上,  $T^M \Rightarrow$   
 $\prod_{i=1}^{L-1} T^i$  和  $H^M = \prod_{i=1}^{L-1} R^i T^i$  是两个线性的  
 一组相同的  $L$  -  
 i.n.d. 指数随机变量的组合, 其联合PDF是未知的。  
 据作者所知, 在统计学文献中, 有这样的说法。为了进一  
 步研究, 假设需要大量的传输时隙来完成传输, 特别是在  
 快速衰减的情况下, 我们应用中心极限理论来获得  
 一个关于  $F^M(t)$  的近似表达式, 适用于中等程度的

具体来说，我们对  $\mathbf{H}^M$  进行近似计算。令  $\mathbf{H}^M$  作为联合高斯分布的随机变量（即  $(\mathbf{T}^{ML-1} | \mathbf{n}^{L-1}) \sim \mathcal{N}(\boldsymbol{\eta}_x, \sigma_x^2, \boldsymbol{\eta}_y, \sigma_y^2, \rho)$ ）。其参数在附录A中得出。联合PDF  $\mathbf{P}^{ML-1}(\mathbf{H}^M)$  显示在公式 (31) 中。

在这一页的顶部。通过调理的方式，在内部垂直随机变量  $\mathbf{T}^{L-1} | \mathbf{F}^{L-1}(\mathbf{n})$  现在可以是。这些关系适用于所有导致相同矢量的通道实例。

化  $\Rightarrow [n_1, n_2, \dots, n_N]$ 。和 第  $L$  个槽位的相同信道状态。通过对第 1 个插槽状态的实现导致相同的和

我们得出本页顶部所示的公式 (30)。  
让  $F^M(t)$  表示  $\Pr\left\{T_{L-1|n}^M + \frac{H_t - H_{L-}^M}{R} \leq t, H_{L-1|n}^M < H_t, H_{L-1|n}^M + RkT^{(L)} \geq H_t\right\}$ 。一般来说，计算  $F^M(t)$  是具有挑战性的，因为它是联合

计算方法为

$$\begin{aligned} &\rightarrow \int_{H_t} \int_{t-H_t y} \\ &f_{L-1|n}^M(x, y) e^{-\frac{H_t - H_{L-}^M}{R} x} dx dy. \end{aligned} \quad (32)$$

对于马尔可夫信道，所有信道实数的概率为导致向量在前  $L-1$  个槽上的标准化和

由于后续传输时隙中信道状态的相关性，准确计算最后一个时隙中的状态 $k$ 是具有挑战性的。在下文中，我们假设传输时隙的数量很大，因此，可能的信道实现导致相同的矢量是巨大的。

那么，联合概率 $\Pr\{L \text{ slot } L \text{ in state } k\}$ 可以通过忽略相关关系近似计算为

$$\Pr\{L \text{ slot } L \text{ in state } k\} = \pi_k \prod_{j=1}^{L-1} \pi_j^{n_j} \quad (33)$$

将公式 (31) 和公式 (33) 代入公式 (30) 后，对 $t$ 进行导数，并在[27]的帮助下进行了大量操作，我们得到了需要 $L$ 个传输槽时的传输时间的PDF， $T^M$ ，为

$$f^M(t) = \sum_{k=1}^N \pi_k \prod_{j=1}^{L-1} \pi_j^{n_j} \quad (34)$$

其中 $f^M(t)$ 的分析表达式为

上一页顶部所示的公式 (35)，其中 $\text{erf}(\cdot)$ 是高斯误差函数。

最后，传输时间的分布函数 $T^M$ ，可以通过将公式 (34) 代入公式 (19) 并在适当的整数 $L$ 范围内求和来评估。事实上，所需的平均时隙数可以被估计出来由 $L^M = \frac{e^{H_t}}{I}$ 。我们可以达到满意的精度

通过对 $L \in [1, \lceil L^M \rceil]$ 进行求和，如图所示数字化的例子。

## V. 数值结果

在这一节中，我们提出了一些数值结果来说明数学公式并验证分析方法。我们采用宽带视频下载，它占了移动数据流量的一半以上

目前[28]，作为一个目标应用。具体来说，无线系统要传输的是一个高质量的电影文件，大小在Gbits左右。我们假设一个信道带宽为500MHz的宽带传输系统，它支持500Msps的符号率，适用于毫米波 (mm-wave) 和超宽带 (UWB) 系统。AMC方案改编自LTE标准[29]，其中接收信噪比的数值范围被分为五个区域。第一个区域对应无传输，其余四个区域对应AMC传输模式，日期速率 $[R_1, R_2, R_3, R_4] = [0.3008, 0.975, 1.9512, 2.7773]$  Gbps。

分别。传输模式的信噪比阈值为 $[\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4] = [-1.254, 6.528, 14.18, 19.83]$  dB，以满足瞬时错误率的要求。我们应用雷利消逝模型 (即 $\gamma \sim \text{Exp}(\gamma^-)$ )。雷利消逝的电平穿越率可以通过以下方式计算

$$\text{dcrit} = \frac{2\pi\gamma_i f}{\gamma^-} \quad (35)$$

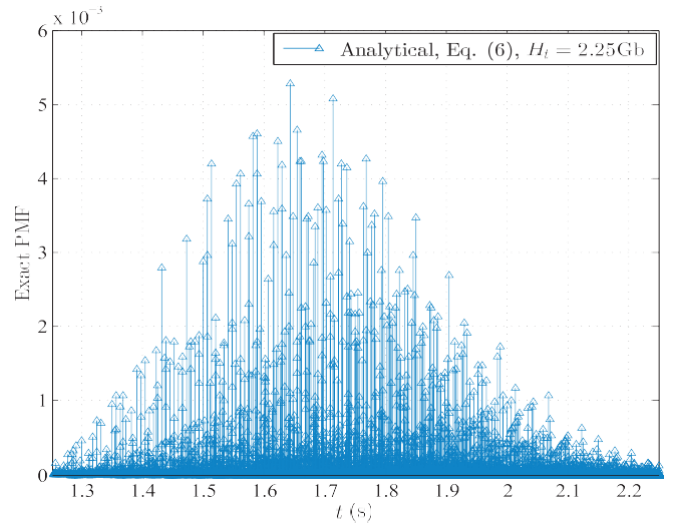


图5. 块状消逝信道上传输时间的精确PMF，其中 $T_c = 80$  ms,  $\gamma^- = 15$  dB。

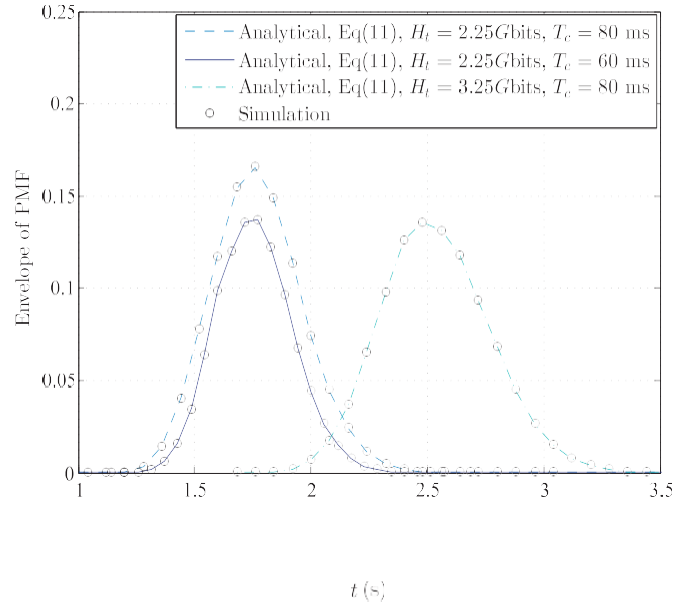


图6. 对近似PMF分析结果的蒙特卡洛验证。其中， $\gamma^- = 15$  dB。

其中 $\gamma^-$ 是平均接收信噪比， $f_D$ 是多普勒频移。传输速率 $R_i$ 的概率可由公式 (1) 相应计算。

图5显示了在块状衰减信道上用AMC传输2.25Gb大小的视频文件时，传输时间 $T^B$ 的精确PMF。我们观察到，为了完成传输任务，需要多个 $T_c$ 's。传输时间 $T^B$ 在其平均值附近有很大的变化。该分布的 $T^B$ 取决于平均接收信噪比、信道连贯性时间，以及数据量。我们研究了 $T^B$ 的行为。在图6中，通过绘制公式 (11) 中给出的近似PDF的包络，不同的参数设置。有108个样本的蒙特卡洛模拟也用黑色圆圈表示。我们首先观察到 $\exp(-\gamma_i)$ ，

分析结果与模拟结果非常吻合。因此, 近似解可以作为  
一个有效的



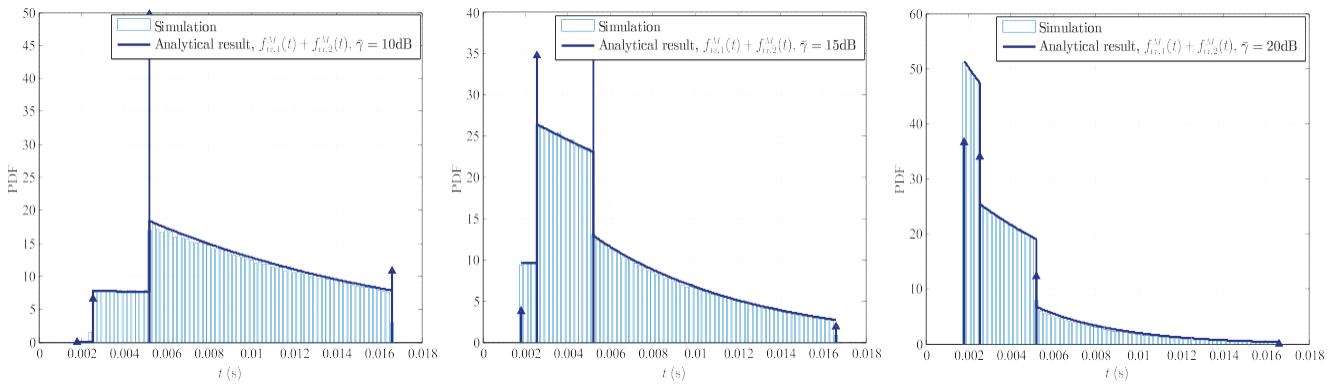


图7. 蒙特卡洛模拟验证 $T$ 的PDF分析表达式 $T^M$ ，用AMC传输相对较小的数据量，速度较慢。衰减（例如， $f_{u,1}^M(t) \approx f_{u,1}^M(t) + f_{u,2}^M(t)$ ），其中 $H_t = 10$  Mb,  $f_D = 10$  Hz。

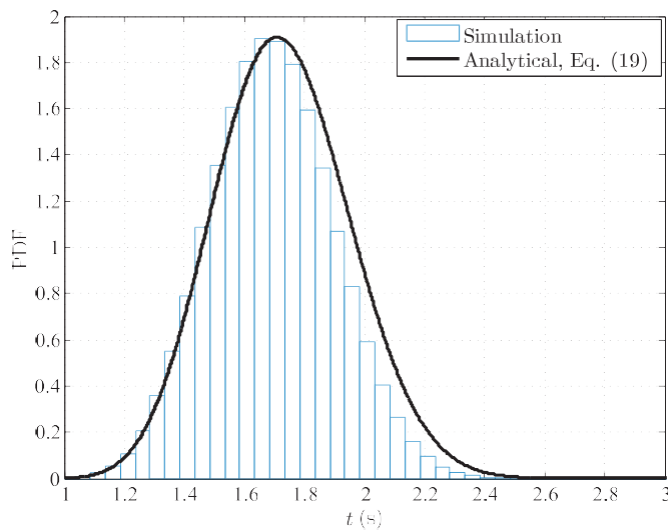


图8. 蒙特卡洛模拟和分析结果都是在评估 $T^M$ ，其中 $H_t = 3.25$  Gb,  $f_D = 5$  Hz,  $\gamma = 15$  dB。

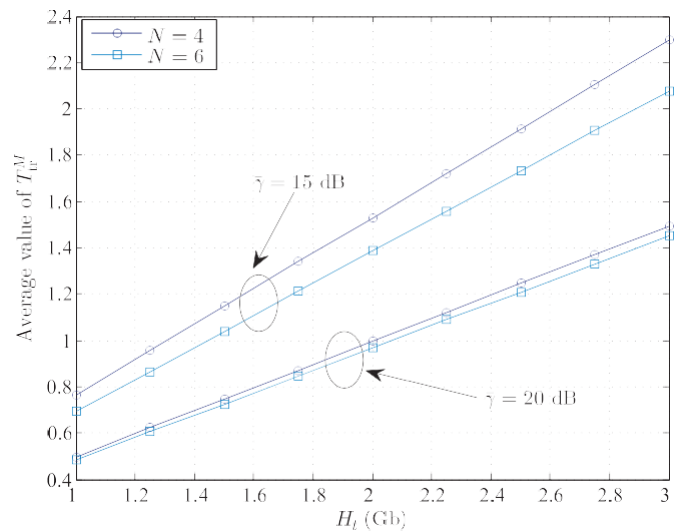


图9. 连续时间马尔科夫信道上的传输时间平均值，其中 $f_D = 5$  Hz。

在 $T^B$ 分析中的替代方案。由于数据量较大，它是

直观地说， $T^B$ 的平均值会增加。对于较长的信道一致性时间， $T^B$ 的方差会增加，因为完成传输所需的 $T_c$ 's较少。然而，考虑到数据量， $T^B$ 的平均值在较长的 $T_c$ 中几乎没有变化。图7显示了慢速马尔科夫消退情况下传输时间 $T^M$

的分析性PDF和不同平均接收信噪比的相应仿真结果。分析结果和蒙特卡洛仿真之间的完美匹配证明了我们的分析方法。我们注意到， $T^M$ 不能小于最小值 $H_t/R_N$ ，正如预期的那样。我们注意到

解释说， $T$ 的概率分布 $M$ 在每个次区域 $[H_t/R_{i+1}, H_t/R_i]$ 随通道条件的变化而变化。而 $T$ 的平均值 $M$ 接近最小传输量。当平均接收到的信噪比增加时，时间就会增加。图8比较了公式(19)中给出的 $T^M$ 的PDF的分析结果和蒙特卡洛模拟得到的结果。我们注意到，分析结果稍微高估了传输时间。这种不匹配是应用中心极限理论和忽略马尔科夫信道的记忆特性的结果。

随着所需信道相干时间 $L$ 的数量变大，近似值变得更加精确。

图9显示了在不同的平均接收信噪比和两种不同的AMC实现方式下， $T^M$ 的平均值作为数据量的函数。我们可以看到， $T^M$ 的平均值随着 $H_t$ 的增加而增加，正如预期的那样。当平均接收信噪比较大时，更高的速率AMC方案被更频繁地使用，导致 $T^M$ 的平均值较小。为了研究AMC传输速率数量的影响，我们引入另一个AMC实现，其中两个使用更多的传输速率， $R_5 = 0.5879$  Gbps和 $R_6 = 1.3653$  Gbps。相应的接收SNR。阈值分别为 $\gamma_5 = 2.7$  dB和 $\gamma_6 = 10.37$  dB。具有更多传输速率的AMC实现可以利用相对更好的信道条件，从而减少传输时间的平均值。然而，当平均接收信噪比较大时，较高速率的AMC方案经常被用于两种AMC实现。因此，改进变得不那么明显。

## VI. 总结

在本文中，我们提出了一种分析方法来研究大数据与AMC在无线信道上的传输时间。当数据量变得巨大时，传输将经历不同的信道质量，因此，使用AMC的传输速率也不同。我们得出

准确的PMF和传输时间的CDF在块状的情况下。衰减信道模型。然后，我们将我们的分析推广到

连续时间马尔科夫通道。分布函数

在慢速和快速衰减环境下，传输时间的

得到的数据。虽然以前的工作假设固定数据量的传输时间是恒定的，但我们观察到大数据的传输时间在其平均值附近有很大的变化。

大数据的传输时间表征对于优化设计和性能分析至关重要。

未来大数据应用的无线传输系统。的无线传输的排队延迟性能。

大数据可以按照[8]中的类似步骤进行评估，其中包括传输时间的一阶和二阶统计。有了毫米波链路阻塞过程的适当模型。

这项工作的分析结果可以直接应用于评估

堵塞对毫米波系统吞吐量的影响。正在进行的工作是将这些统计结果用于设计

高能效的通信系统。过时的影响

信道状态信息（CSI）对传输时间的影响是另一个有趣的未来研究方向。

## 附录A Ftr<sub>L</sub>中的条件CDF的推导

是两个独立的非线性组合的 $L-1$ 个同分布的指数随机变量 $T_l, l=1, \dots, L-1$ 。我们近似认为 $T^M$ 和 $H^M$

是联合高斯分布的随机变量。具体来说，在此基础上， $(T^M, H^M) \sim N(\eta_x, \sigma_x^2, \eta_y, \sigma_y^2)$ 。鉴于信道的实现，我们可以直接计算出它们的边缘一阶和二阶统计量为 $\eta_x = E[T^M]$ 和 $\eta_y = E[H^M]$ 。

表示为 $\eta_x = E[T^M] = \sum_{i=1}^{L-1} \frac{n_i \lambda_i}{\sigma_x^2}$ ， $\eta_y = E[H^M] = \sum_{i=1}^{L-1} \frac{n_i R_i \lambda_i}{\sigma_y^2}$ ，其中 $E[-]$ 和 $V[-]$ 分别表示期望值和方差。

的协方差。用C表示 $T^M$ 和 $H^M$ 的协方差，可以是计算方法为

$$\begin{aligned} C_{T^M, H^M} &= E[T^M H^M] - E[T^M] E[H^M] \\ &= E\left[\sum_{i=1}^{L-1} T_i \sum_{j=1}^{L-1} H_j\right] - \left(\sum_{i=1}^{L-1} E[T_i]\right) \left(\sum_{j=1}^{L-1} E[H_j]\right) \\ &= E\left[\sum_{i=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{L-1} T_i H_j\right] - \sum_{i=1}^{L-1} E[T_i] E[H_i] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= E\left[\sum_{l=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{L-1} R^{(l)} T^{(l)} T^{(j)}\right] \\ &= \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{L-1} R^{(l)} E[T^{(l)} T^{(j)}] - \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{L-1} R^{(l)} E[T^{(l)}] E[T^{(j)}] \end{aligned} \quad (37)$$

如果传输时隙的数量很大，因此，可能的信道实现会导致相同的矢量 $\vec{T}$ 。

是巨大的。忽略相关因素， $T^{(l)}$ 和 $T^{(j)}$ 是独立的。

当 $l \neq j$ 时，是下垂的，因此 $E[T^{(l)} T^{(j)}] = E[T^{(l)}] E[T^{(j)}] = 0$ 。

对于 $l = j$ ，因此， $C_{T^M, H^M} \rightarrow n \sum_{l=1}^{L-1} R^{(l)} E[(T^{(l)})^2] - \sum_{l=1}^{L-1} R^{(l)} E^2[T^{(l)}]$ 。

$$\begin{aligned} C_{T^M, H^M} &\rightarrow \sum_{l=1}^{L-1} R^{(l)} E[(T^{(l)})^2] - \sum_{l=1}^{L-1} R^{(l)} E^2[T^{(l)}] \\ &= \sum_{l=1}^{L-1} r^{(l)} (e^{E[(T^{(l)})^2]} - e^{E^2[T^{(l)}]}) \\ &= \sum_{l=1}^{L-1} R^{(l)} V[T^{(l)}] = \sum_{i=1}^{L-1} n_i R_i \lambda_i^2 \end{aligned} \quad (38)$$

因此，根据定义，相关系数可以被计算为

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{C_{T^M, H^M}}{\sqrt{V[T^M] V[H^M]}} \\ &= \frac{\sum_{i=1}^{L-1} n_i R_i \lambda_i^2}{\sqrt{\sum_{i=1}^{L-1} n_i \lambda_i^2 \sum_{i=1}^{L-1} n_i (R_i \lambda_i)^2}} \end{aligned} \quad (39)$$

因此， $F_{T^M, H^M}(t)$ 可以改写为

$$\begin{aligned} F_{T^M, H^M}(t) &= \Pr\left[\sum_{i=1}^{L-1} T_i \leq t - \frac{H_t - H^{M-1}}{R_k}\right] \\ &= \Pr\left[\sum_{i=1}^{L-1} T_i \leq t - \frac{H_t - H^M}{R}\right], \quad 0 \leq H^{M-1} \leq h; t \geq \frac{H_t - H^M}{R} \end{aligned} \quad (40)$$

其中我们限制传输的数据为非负数。通过对独立随机变量 $T$ 的调节 $\eta$ 。

近似的CDF可以表示为公式（32）。

## 参考文献

- [1] T.Hu, E. Bigelow, J. Luo, and H. Kautz, "Tales of two cities:使用社交媒体来了解独特的生活方式。大都市地区", *IEEE Trans. 大数据*, 第3卷, 第1期, 第55-66页。2017年3月。
- [2] F.Xia, W. Wang, T. M. Bekele, and H. Liu, "大型学术数据。A survey," *IEEE Trans. 大数据*, 第3卷, 第1期, 第18-

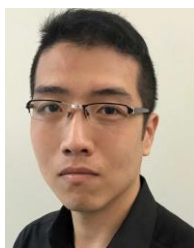
35页，2017年3月

$$\prod_{l=1}^L \left( \sum_{j=1}^{L-1} -E^{L-1} T^{(L)} E \prod_{j=1}^{L-1} R^{(j)} T \right)$$

[3] M. R.Wald, and E. Muharemagic, "Deep learning applications and challenges in big data analytics," *J. Big Data*, vol. 2, no. 1, pp.1-21, Mar.

[4] S.Bi, R. Zhang, Z. Ding, and S. Cui, "大数据时代的无线通信，" *IEEE Commun.Mag.*, 第53卷，第10期，第190-199页，2015年10月。

- [5] H. Tran, T. Q. Duong, and H. J. Zepernick, "Delay performance of cognitive radio networks for point-to-point and point-to-multipoint communications," *EURASIP J. Wireless Communication.Ntw.*, vol. 2012, pp.1-14, Jan. 2011.
- [6] T.M. C. Chu, H. Phan, and H. Zepernick, "On the performance of underlay cognitive radio networks using M/G/1/K queueing model," *IEEE Commun.Lett.*, vol. 17, no.5, pp. 876-879, May 2013.
- [7] Y.-C.Lai and W.-H.Li, "A novel scheduler for proportional delay differentiation by considering packet transmission time," *IEEE Commun.Lett.*, vol. 7, no.4, pp. 189-191, Apr. 2003.
- [8] M.Usman, H.-C.Yang, and M.-S.Alouini, "认知包传输的扩展交付时间分析与二次排队分析的应用", *IEEE Trans.无线通信*, 第14卷, 第10期, pp.5300-5312, October. 2015.
- [9] W.-J. Wang, M. Usman, H.-C.Yang, and M.-S.Alouini, "交织认知实现下的自适应调制二级包传输的扩展交付时间分析", *IEEE Trans.Cogn.通讯. Netw.*, 第3卷, 第2期, 第180-189页, 2017年6月。
- [10] H.Liu, Y. Zhou, L. Tian, and J. Shi, "How can vehicular communication reduce rear-end collision probability on highway," in *Proc. IEEE Global Commun.Conf. (GLOBECOM)*, 2015年12月, 第1-6页。
- [11] S.Cui, A. J. Goldsmith, and A. Bahai, "Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks," *IEEE J. Sel. 地区通信*, 第22卷, 第6期, 第1089-1098页, 2004年8月。
- [12] S.Cui, A. J. Goldsmith, and A. Bahai, "Energy-constrained modulation optimization," *IEEE Trans.无线通信*, vol. 4, no.5, pp.2349-2360, Sep. 2005.
- [13] R.Vaze, "在线算法的竞争比率分析, 以最大限度地减少能量收集通信系统中的数据包传输时间," 在 *Proc. INFOCOM*, 2013年4月, 第1115-1123页。
- [14] X.Zheng和Z. Cai, "无线网络中的实时大数据传输。关于视频传输的案例研究", *IEEE Trans.Ind.Informat.*, vol. 13, no.4, pp. 2048-2057, Aug. 2017.
- [15] L.Sibomana, H. J. Zepernick, H. Tran, and C. Kabiri, "Packet transmission time for cognitive radio networks considering interference from primary user," in *Proc. 9th IWCMC*, Jul. 2013, pp.
- [16] J. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans.通信. Technol.*, 第16卷, 第1号, 第29-34页, 1968年2月。
- [17] A.Goldsmith, *Wireless Communications*.剑桥, 英国: 剑桥大学出版社, 2005。
- [18] S.Sampegi和H. Harada, "新无线接入系统中自适应调制的系统设计问题和性能评估", *Proc. IEEE*, 第95卷, 第12期, 第2456-2471页, 2007年12月。
- [19] A.F. Molisch, N. B. Mehta, J. S. Yedidia, and J. Zhang, "Performance of fountain codes in collaborative relay networks," *IEEE Trans.无线通信*, 第6卷, 第11期, 第4108-4119页, 2007年11月。
- [20] IEEE关于系统间电信和信息交流的标准--局域网/MAN具体要求--第11部分: 无线介质访问控制(MAC)和物理层(PHY)规范。5 GHz频段的高速物理层, IEEE标准802.11a, 1999年12月。
- [21] A.Doufexi等人, "HIPERLAN/2和IEEE 802.11a无线局域网标准的比较", *IEEE通信. Mag.*, vol. 40, no.5, pp.172-180, May 2002.
- [22] IEEE信息技术标准草案-本地和大都市区域网络-特定要求-第15.3部分. 高速率无线个人区域网络(WPAN)的无线介质访问控制(MAC)和物理层(PHY)规范修正案.高速率近距离点对点通信, IEEE标准P802.15.3e/D04, 2016, 第1-152页。
- [23] 未经批准的IEEE本地和城域网标准草案-第16部分: 固定宽带无线接入系统的空中接口, IEEE标准P802.16-2004/Cor1/D5, 2005。
- [24] A.J. Goldsmith and S.-G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans.Chua*, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans.通信*, 第45卷, 第10期, pp.1218-1230, October. 1997.
- [25] Q.Liu, S. Zhou, and G. B. Giannakis, "Cross-layer combining of adaptive modulation and coding with truncated ARQ over wireless links," *IEEE Trans.无线通信*, vol. 3, no.5, pp.1746-1755, Sep. 2004.
- [26] I.Adan和J. Resing, "Queueing theory," Dept. Math.Comput.Sci., Eindhoven Univ. Technol., Eindhoven, The Netherlands, 2001.
- [27] I.S. Gradshteyn和I. M. Ryzhik, 《积分、数列和产品表》, 第七版。美国加州圣地亚哥: 学术出版社, 2007。
- [28] "思科视觉网络指数。Globalmobile data traffic fore- cast update 2012-2017," Cisco, San Jose, CA, USA, Tech.Rep. 1454457600805266, 2013.
- [29] 进化的通用地面无线接入(E-UTRA);物理层程序(第12版), 36.213 v12.0.0号文件, 3GPP, 法国索菲亚-安提波利斯, 2013年12月。



**王文静 (S'16)** 目前正在加拿大不列颠哥伦比亚省维多利亚市维多利亚大学电子和计算机工程系攻读博士学位。他的研究兴趣包括认知比率、节能通信、能量收集以及系统性能分析和优化。



**杨红川 (S'00-M'03-SM'07)** 于2003年在美国明尼苏达州明尼阿波利斯市的明尼苏达大学获得电气工程博士学位。1995年至1998年, 他在中国北京邮电部科技信息中心担任助理研究员。2003年以来, 他一直在加拿大不列颠哥伦比亚省维多利亚市维多利亚大学电子和计算机工程系工作, 目前是该系教授。他的研究兴趣包括无线、系统性能评估、跨层设计和高效节能通信。他在这些课题上发表了200多篇参考期刊和会议论文。他是《数字无线通信介绍》(IET出版社)的作者, 也是《无线通信中的秩序统计》(剑桥大学出版社)的合著者。他是明尼苏达大学研究生院的博士论文奖学金获得者。他是IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS和IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS的编辑。



**Mohamed-Slim Alouini (S'94-M'98-SM'03-F'09)** 出生于突尼斯的突尼斯市。他于1998年在美国加州帕萨迪纳的加州理工学院(Caltech)获得电气工程博士学位。他曾在美国明尼苏达州明尼阿波利斯市的明尼苏达大学和卡塔尔多哈教育城的德州农工大学担任教职。他于2009年加入位于沙特阿拉伯麦加Thuwal的阿卜杜拉国王科技大学, 担任电气工程系教授。他目前的研究兴趣包括无线通信系统的建模、设计和性能分析。