

准时隙 ALOHA-CDMA 信道的检测概率

邵建华, 殷奎喜, 王兴和, 赵 华

(南京师范大学物理科学与技术学院, 江苏 南京 210097)

[摘要] 提出了一种准时隙 ALOHA-CDMA 信道, 作者将其称之为应答式 ALOHA-CDMA 信道, 给出了这种信道的模型, 推导了在子系统内部由于碰撞冲突对传输性能的影响, 给出了这种准时隙 ALOHA-CDMA 信道的检测概率. 结果表明: 这种系统不但可以简化设备, 还可以显著提高网络的接收机检测概率和信道利用率, 对于卫星 VSAT 系统、地面分组无线网络等具有实用价值.

[关键词] ALOHA, 扩频多址, 检测概率

[中图分类号] TN914.5 [文献标识码] A [文章编号] 1001-4616(2008)03-0054-05

Detecting Probability of Acknowledgment-type Slotted-ALOHA-CDMA Channels

Shao Jianhua Yin Kuixi Wang Xinghe Zhao Hua

(School of Physics and Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210097, China)

Abstract A kind of acknowledgment-type Slotted-ALOHA-CDMA channel which is called ACK-ALOHA-CDMA channel by the author, is studied in this paper. The channel model is given firstly. Then the interference between subsystems is obtained and the transmission influence in subsystems is discussed. Finally, detecting probability is obtained. Simulation results show that a significant performance improvement can be gained by using acknowledgment-type Slotted-ALOHA-CDMA channel in satellite VSAT systems and radio packed networks with low complexity and high-bandwidth efficiency.

Key words ALOHA, spread spectrum multiple access, detecting probability

基于 ALOHA 的随机接入方式是一种非常简单和不规则的 TDMA 方式, 适用于分组数据传输, 被广泛地应用于卫星 VSAT 通信、无线分组网络及军事通信网络等系统中. 在每秒发生的消息数目服从泊松分布的假设下, 经典 ALOHA 信道的信道利用率只有 $0.184^{[1]}$, 时隙 ALOHA 信道可以提高到 $0.368^{[1]}$. 将时隙 ALOHA 和 CDMA 扩频方法结合可以提高系统吞吐量^[2-6]. 但由于时隙 ALOHA 需要全网同步, 整个系统需要全网同步设备, 投入较大. 本文提出一种准时隙 ALOHA-CDMA 信道, 作者将其称之为应答式 ALOHA-CDMA 信道, 可以简化全网同步方法. 本文首先给出这种信道的模型, 然后推导在子系统内部由于碰撞冲突对传输性能的影响, 最后给出这种准时隙 ALOHA-CDMA 信道的检测概率, 并进行仿真分析.

1 信道模型及若干假设

在经典的 ALOHA 系统里, 数据分组开始发送的时间是完全随机的, 而时隙 ALOHA 系统数据分组在时隙的始端开始发送. 分析表明, 时隙 ALOHA 发生碰撞的概率大约只有经典的 ALOHA 的一半. 为了在保证系统运行效率和吞吐性能情况下, 简化卫星 VSAT 系统组网成本, 本文提出一种适用于 VSAT 系统内向信道的准时隙 ALOHA-CDMA 信道模型, 具体做法如下:

由 VSAT 系统的主站 (Hub) 向端站 (VSAT) 发出询问信号包, 询问信号 (同步信号) 相当于时隙 ALOHA 信道中的定时信息. 端站收发信机中的控制单元的动作与询问脉冲同步. 由于端站到主站传输路径的

收稿日期: 2007-12-12

基金项目: 教育部重点实验室基金 (NS206005)、江苏省重点实验室开放基金 (JK20050304) 资助项目.

通讯联系人: 邵建华, 博士生, 副教授, 研究方向: 编码、扩频通信和卫星通信. E-mail: shaojianhua@njnu.edu.cn

距离不同, 对于同一个询问信号, 端站信号发射的动作并不同步, 因此这种信道可视为一种准时隙的 ALOHA-CDMA 信道.

为了便于分析分组被正确传输的概率, 根据实际情况, 作如下假设:

假设 1 以主站发出的同步信号定义为时间原点, 将 VSAT 站经卫星到达 Hub 的时间记为 TOA , 则存在最大到达时间差 $D = \max(TOA) - \min(TOA)$;

假设 2 系统用户的分组数据长度均为 T_0 , 由 L bit 构成;

假设 3 每个子系统采用一个扩频码, 各子系统业务量相对独立且相等. 即在给定时间内, 各子系统内用户发出的分组数据相同;

假设 4 子系统内用户在时间 T 内发出的分组个数 $n_i(T)$ 服从强度为 λ_i 的泊松分布, 即:

$$P_{\text{ph}}[n_i(T) = k] = \frac{(\lambda_i T)^k}{k!} \exp(-\lambda_i T) \quad K = 0, 1, 2, \dots; \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

2 准时隙 ALOHA-CDMA 信道的误码率

设整个系统由 M 个子系统构成, 每个子系统采用伪随机序列 $C^{(i)} (i = 1, 2, \dots, M)$ 作为扩频序列:

$$C^{(i)} = \{C_1^{(i)}, C_2^{(i)}, C_3^{(i)}, \dots, C_N^{(i)}\}. \quad (2)$$

N 为伪随机码长度, $C_j^{(i)} = \pm 1$ 为 $C^{(i)}$ 的第 j 个码片 ($j = 1, 2, \dots, N$). 由于作为扩频图案的伪随机码的相关特性不理想, 所以子系统间的碰撞必定产生干扰.

考虑第一个子系统数据分组, 接收机输入信号为:

$$r(t) = \sqrt{2S}C^{(1)}(t)d^{(1)}(t)\cos\omega t + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{J_i} \sqrt{2S}C^{(i)}(t-t_j^{(i)})d_j^{(i)}(t-t_j^{(i)})\cos(\omega t + \Phi_j^{(i)}) + n(t), \quad (3)$$

式中, S 是信号功率, J_i 是服从 (1) 式泊松分布随机变量, t_j 是分组数据到达时间, $n(t)$ 是高斯白噪声. 解扩后输出信号为:

$$y(t) = \sqrt{S/2}C^{(1)}(t)d^{(1)}(t) \cdot T_d + \sqrt{S/2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{J_i} \left\{ \int_{t_j^{(i)}}^{T_d} [C^{(i)}(t-t_j^{(i)})d_j^{(i)}(t-t_j^{(i)})] \cos\Phi_j^{(i)} dt \right\} + \int_{t_j^{(i)}}^{T_d} n(t)C^{(1)}(t)\cos\omega t dt \quad (4)$$

式中, T_d 为码元比特宽度. 设 Z 为码间干扰信号, 则:

$$Z = \sqrt{S/2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{J_i} \left\{ \left[\int_{t_j^{(i)}}^{T_d} C^{(1)}(t)C^{(i)}(t-t_j^{(i)})d_j^{(i)}(t-t_j^{(i)}) dt \right] \cos\Phi_j^{(i)} \right\}, \\ Z_i = \sum_{j=1}^J \left[\int_{t_j^{(i)}}^{T_d} C^{(1)}(t)C^{(i)}(t-t_j^{(i)})d_j^{(i)}(t-t_j^{(i)}) dt \right] \cos\Phi_j^{(i)}. \quad (5)$$

以 L 记每个数据分组所含的信息比特个数, 即 $L = T_0/T_d \gg 1$. 再令

$$R_{li}(\tau) = \int_{t_j^{(i)}}^{T_d} C^{(1)}(t)C^{(i)}(t-\tau) dt \quad 0 < \tau < T_d, \\ \hat{R}_{li}(\tau) = \int_{t_j^{(i)}}^{\tau} C^{(1)}(t)C^{(i)}(t-\tau) dt \quad 0 < \tau < T_d, \quad (6)$$

$R_{li}(\tau)$ 和 $\hat{R}_{li}(\tau)$ 分别为 PN 码 $C^{(1)}$ 和 $C^{(i)}$ 非周期偏相关函数. 设:

$$I_j^{(i)} = \int_{t_j^{(i)}}^{T_d} C^{(1)}C^{(i)}(t-t_j^{(i)})d_j^{(i)}(t-t_j^{(i)}) dt \quad (7)$$

不难得恒等式:

$$I_j^{(i)} = I_j^{(i)} [u(t_j^{(i)} + T_0 - T_d) - u(t_j^{(i)})] + I_j^{(i)} [u(t_j^{(i)} - T_d) - u(t_j^{(i)} - T_0)] + I_j^{(i)} [u(t_j^{(i)} + T_0) - u(t_j^{(i)} + T_0 - T_d)], \quad (8)$$

其中 $u(\cdot)$ 为单位阶跃函数. 令 (8) 中右边三项依次为 $V_{ij}^{(i)}, V_{2j}^{(i)}, V_{3j}^{(i)}$, 则:

$$V_{ij}^{(i)} = \left[d_j^{(i)} \int_{t_j^{(i)}}^{T_d} C^{(1)}(t)C^{(i)}(t-t_j^{(i)}) dt + d_{j+1}^{(i)} \int_{t_j^{(i)}}^{T_d} C^{(1)}(t)C^{(i)}(t-t_j^{(i)}) dt \right] \cdot$$

$$\begin{aligned} &[u(t_j^{(i)} + T_0 - T_d) - u(t_j^{(i)})], \quad 1 \leq k \leq L - 1 \\ V_{\mathfrak{Z}}^{(i)} &= \left[d_{j1}^{(i)} \int_{\mathfrak{T}_{ij}}^{\mathfrak{T}_i} C^{(1)}(t) C^{(i)}(t - \mathfrak{T}_j^{(i)}) dt \right] \cdot [u(t_j^{(i)}) - u(t_j^{(i)} - T_d)], \\ V_{\mathfrak{Z}}^{(i)} &= \left[d_{jL}^{(i)} \int_{\mathfrak{T}_{ij}}^{\mathfrak{T}_i} C^{(1)}(t) C^{(i)}(t - \mathfrak{T}_j^{(i)}) dt \right] \cdot [u(t_j^{(i)} + T_0) - u(t_j^{(i)} + T_0 - T_d)]. \end{aligned} \tag{9}$$

容易看出:

$$V_{\mathfrak{Y}}^{(i)} \cdot V_{2j}^{(i)} = V_{\mathfrak{Y}}^{(i)} \cdot V_{3j}^{(i)} = V_{\mathfrak{Z}}^{(i)} \cdot V_{3j}^{(i)}, \tag{10}$$

故:

$$\text{var}(Z_i) = E(Z_i^2) = E(J_i) \cdot [E(V_{1j}^{(i)})^2 + E(V_{2j}^{(i)})^2 + E(V_{3j}^{(i)})^2] \cdot E(\cos \varphi_j^{(i)})^2. \tag{11}$$

上式中易知:

$$E(J_i) = 2T \cdot \lambda_s \quad E(\cos \varphi_j^{(i)})^2 = 1/2 \tag{12}$$

因

$$\begin{aligned} \text{var}(V_{1j}^{(i)}) &= E(V_{1j}^{(i)})^2 = \\ &\frac{1}{2T} \left\{ \int_T^{\mathfrak{T}} \left[\int_{\mathfrak{T}_{ij}}^{\mathfrak{T}_{ij}^{(i)}} C^{(1)}(t) C^{(i)}(t - t_j^{(i)}) dt \right]^2 + \left[\int_{\mathfrak{T}_{ij}}^{\mathfrak{T}_i} C^{(1)}(t) C^{(i)}(t - t_j^{(i)}) dt \right]^2 \right\} \cdot \\ &[u(t_j^{(i)} + T_0 - T_d) - u(t_j^{(i)})] d t_j^{(i)} = \frac{1}{2T} (L - 1) T_d (\overline{R_{1i}^2} + \hat{R_{1i}^2}), \end{aligned} \tag{13}$$

其中:

$$\begin{aligned} \overline{R_{1i}^2} &= \int_{\mathfrak{T}} R_{1i}^2(\mathfrak{T}) d\mathfrak{T} \\ \hat{R_{1i}^2} &= \int_{\mathfrak{T}} \hat{R}_{1i}^2(\mathfrak{T}) d\mathfrak{T} \end{aligned}$$

因此, 不难推出:

$$\begin{aligned} \text{var}(V_{\mathfrak{Z}}^{(i)}) &= \frac{1}{2T} T_d \cdot \overline{R_{1i}^2} \\ \text{var}(V_{\mathfrak{Z}}^{(i)}) &= \frac{1}{2T} T_d \cdot \hat{R_{1i}^2} \end{aligned} \tag{14}$$

故

$$\text{var}(Z_i) = \frac{1}{2} \lambda_s L T_d (\overline{R_{1i}^2} + \hat{R_{1i}^2}), \tag{15}$$

又

$$\text{var} \left[\int_0^{\mathfrak{T}_i} n(t) C^{(1)}(t) \cos \omega_c(t) dt \right] = \frac{1}{4} N_0 T_d, \tag{16}$$

所以干扰和噪声功率之和为

$$\text{var}(Z) = \frac{1}{4} S \cdot \sum_{i=1}^M \lambda_i T_0 (\overline{R_{1i}^2} + \hat{R_{1i}^2}) + \frac{1}{4} N_0 T_d \leq \frac{1}{4} SG \cdot \max_{1 \leq i, j \leq M} \{\overline{R_{1i}^2} + \hat{R_{1i}^2}\} + \frac{1}{4} N_0 T_d, \tag{17}$$

其中, 码间干扰功率为:

$$MAI = \sigma_{z(i)} = \frac{1}{4} S \sum_{i=1}^M \lambda_i T_0 \cdot (\overline{R_{1i}^2} + \hat{R_{1i}^2}) \leq \frac{1}{4} SG \max_{1 \leq i \leq M} (\overline{R_{ji}^2} + \hat{R_{ji}^2}), \tag{18}$$

式中, R_{ji} 是 $C^{(1)}$ 和 $C^{(i)}$ 非周期自相关函数, T_0 为分组数据长度. 令:

$$r_{ki}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-l-1} C_j^{(k)} C_{j+l}^{(i)}, & 0 \leq l < N - 1 \\ \sum_{j=0}^{N+l-1} C_{j-l}^{(k)} C_j^{(i)}, & 1 - N \leq l < 0 \\ 0 & \text{其它 } l \end{cases} \tag{19}$$

$$\mu_{ki}(n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} r_{ki}(l) \cdot r_{ki}(l+n), \quad (20)$$

则有:

$$\overline{R_{ki}^2} + \hat{R_{ki}^2} = \frac{T_d^2}{3N^3} [2\mu_{ki}(0) + \mu_{ki}(1)]. \quad (21)$$

则分组数据的误比特率 P_e 可由下式估计:

$$P_e = Q \left[\left[\frac{2}{\frac{1}{3N^3} G \cdot \max_{1 \leq i \leq M} (2\mu_{ki}(0) + \mu_{ki}(1)) + SNR_0^{-1}} \right]^{\frac{1}{2}} \right], \quad (22)$$

其中, G 是整个系统在分组长度 T_0 内发出的分组个数之均值.

若采用 Gold 码作为扩频图案, 一般可近似为 $2\mu_{ki}(0) + \mu_{ki}(1) = N^2$, 则有:

$$P_e = Q \left[\left[\frac{2}{\frac{1}{3N} G + SNR_0^{-1}} \right]^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (23)$$

对于本文提出的准时隙信道, 假定有用信号中某信息比特与干扰信号发生重叠的概率为 q_c , 严格来说, q_c 是因比特的位置不同而异的. 但近似有 $q_c \approx T_0/D$, T_0 为数据分组长度, D 为 VSAT 站到主站传播时延的最大值和最小值之差. 则可将 (26) 近似为

$$P_e = Q \left[\left[\frac{2}{\frac{1}{3N} \cdot \frac{T_0}{D} G + SNR_0^{-1}} \right]^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (24)$$

3 主站的检测概率及仿真结果

若采用纠错编码可纠正 e 位错误, 则分组数据正确传输的概率 $P_W(G)$ 为:

$$P_W(G) = \sum_{i=0}^e \binom{L}{i} P_e^i (1 - P_e)^{L-i}. \quad (25)$$

仿真时, 数据分组长度 L 取 100 俘获比 α 取 0.05

图 1 是扩频处理增益 $N = 255$ $D/T_0 = 3.0$ 纠错位数 $e = 2$ 位, 接收机输入端信噪比 $SNR_0 = 10$ dB 等典型情况下, 准时隙 ALOHA-CDMA 与时隙 ALOHA-CDMA 接收机的检测概率比较. 由于在同等条件下准时隙所需要的时隙较大, 接收机的检测概率也较大.

图 2 是扩频处理增益 $N = 255$ $D/T_0 = 3.0$ 纠错位数 $e = 2$ 位, 接收机输入端信噪比 SNR_0 分别为 3 6 10 dB 时接收机的检测概率. 图 3 是扩频处理增益 $N = 255$ $D/T_0 = 3.0$ 接收机输入端信噪比为 6 dB 纠错位数 e 分别为 0 1 2 时, 接收机的检测概率. 当 $e > 2$ 时, 系统检测概率的改善程度已减小.

图 4 是 $D/T_0 = 3.0$ 纠错位数 $e = 2$ 位, 接收机输入端信噪比为 10 dB 扩频处理增益 N 分别为 127, 255 和 511 时接收机的检测概率. 扩频处理增益 N 的增加, 对于改善系统的检测概率非常明显, 在实际系统中, 如何加大扩频处理增益 N 将是研究的重点. 图 5 是扩频处理增益 $N = 255$ 纠错位数 $e = 2$ 位, 接收机输入端信噪比为 10 dB D/T_0 分别为 2.0 3.0 和 4.0 时接收机的检测概率. 对于固定的服务区域, D 是固定值, 要提高系统的检测概率意味着信息分组要短, 但显然信息分组的长度也是受到限制的. 一种可行的方案是取 $D/T_0 = 3.0$

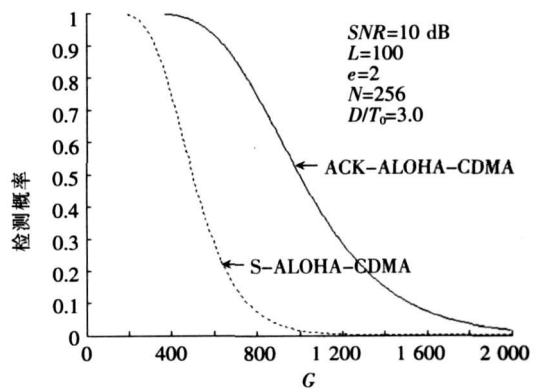


图 1 S-ALOHA-CDMA 与 ACK-ALOHA-CDMA 检测概率
Fig.1 Detecting probability for S-ALOHA-CDMA and ACK-ALOHA-CDMA

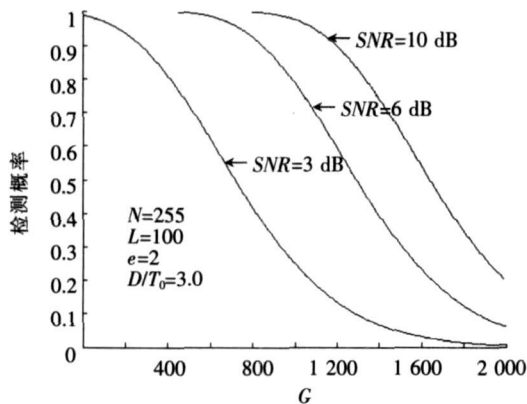


图 2 SNR=3,6,10 dB 时检测概率

Fig.2 Detecting probability for SNR=3,6,10 dB

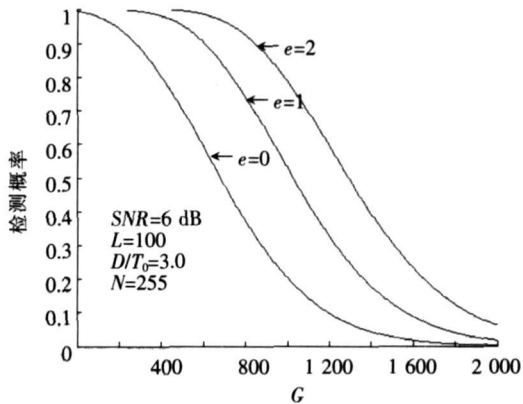


图 3 e=0,1,2 时检测概率

Fig.3 Detecting probability for e=0,1,2

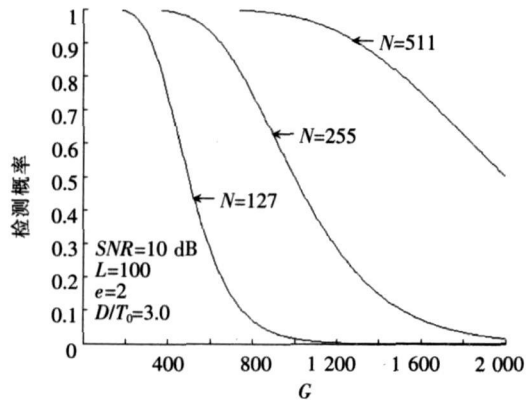


图 4 N=127,255,511 时检测概率

Fig.4 Detecting probability for N=127,255,511

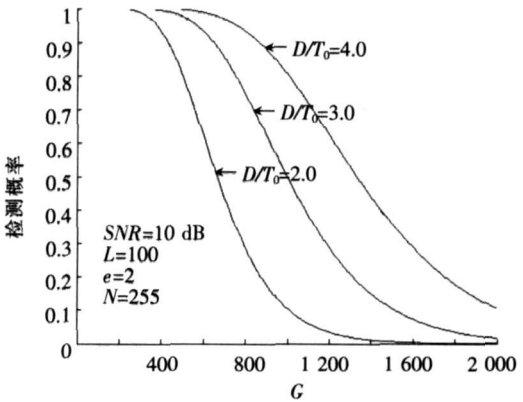


图 5 D/T0=2.0,3.0,4.0 dB 时检测概率

Fig.5 Detecting probability for D/T0=2.0,3.0,4.0 dB

4 结语

本文给出了这种准时隙 ALOHA-CDMA 信道的检测概率, 并进行了仿真分析. 结果表明, 采用纠错编码、增加扩频处理增益 (伪码长度) 等都是提高检测概率的有效手段, 在业务量较小时检测概率主要取决于接收机输入信噪比 SNR_0 . 准时隙 ALOHA-CDMA 的检测概率接近时隙 ALOHA-CDMA, 但由于省略了全网同步设备, 组网设备和成本可以简化. 这种准时隙 ALOHA-CDMA 信道, 对于卫星 VSAT 系统、地面分组无线网络等的应用具有重要的意义.

[参考文献]

[1] Leonard Kleinrock. Queuing System, Volume II: Computer Applications[M]. New York: John Wiley Sons Inc, 1976

[2] Komuro N, Habuchi H, Kanada M. Throughput analysis of nonorthogonal multilevel spread ALOHA systems[C]. San Louis Global Telecommunications Conference, 2002: 1825-1829.

[3] Toshimitsu K, Yamazoto T, Katayama M, et al. A novel spread slotted ALOHA system with channel bad sensing protocol[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1995, 12(4): 665-672.

[4] Abramson N. Fundamentals of packets multiple access for satellite networks[J]. IEEE Trans Commun, 1988, 36(3): 272-280.

[5] Ogoose Y, Arai T, Habuchi H, et al. A study of the three-valued CSK spread ALOHA system. Proceedings of APSITT 2005[C]. Yangon, Myanmar: 6th Asia-Pacific Symposium on Information and Telecommunication Technologies, 2005: 288-292.

[6] Jeffrey Q, Tong B L. Performance analysis of slotted aloha random access Ad-Hoc networks with multipacket reception[C]. Atlantic City: Military Communications Conference, 1999: 251-255.

[责任编辑: 顾晓天]