

DS/CDMA多用户通信系统在 AWGN信道下的仿真*

Simulation of DS/CDMA Multiuser Communication Systems in AWGN Channel

覃团发 徐娟** 陈光旨***

Qin Tuanfa Xu Juan Chen Guangzhi

(广西大学计算机与信息工程学院, 南宁市西乡塘路10号, 530004)

(College of Comp. and Info. Engi., Guangxi Univ.,

10 Xixiantanglu, Nanning, Guangxi, 530004, China)

摘要 采用 m 序列作为扩频序列, 利用蒙特卡罗方法和重要抽样技术对 DS/CDMA 多用户通信系统在加性高斯白噪声信道下的误码率进行仿真研究。仿真结果表明, 重要抽样技术仿真结果与蒙特卡罗方法仿真结果吻合得很好, 并且在低误码率的情况下, 与蒙特卡罗方法相比, 重要抽样技术能显著降低运算量。

关键词 仿真 码分多址 蒙特卡罗方法 重要抽样技术 加性高斯白噪声

中图分类号 TN 929.533

Abstract m sequences are used as spread spectrum sequences; Simulation of the bit-error-rate (BER) performance of DS/CDMA multiuser systems in an additive Gaussian white noise channel is investigated by using Monte-Carlo method and importance sampling technique. The results of simulation in computer show that importance sampling technique results are close agree Monte-Carlo method results. On the other hand, importance sampling simulation can significantly reduce the computational cost required by using Monte-Carlo simulation when the BER is very low.

Key words Simulation, code division multiple access, Monte-Carlo method, importance sampling technique, additive Gaussian white noise

码分多址 (CDMA) 数字蜂窝系统在系统容量、通信质量和保密性能等方面比 TDM 系统和 FDMA 系统都有很大的提高^[1], 它具有缓解有限频带与无限用户需求之间矛盾的潜力。第三代移动通信将采用 CDMA 体制, 最高速率将达到 2 Mb/s, 能较高质量地传输图像信息, 因此研究码分多址技术一直是令人感兴趣的。

由于通信系统的规模和复杂度以前所未有的速度增长, 使得对通信系统的分析、设计要耗费大量的时间、人力和物力。现代通信系统是十分复杂的, 体现在系统的构成复杂, 系统内各模块之间的联系复杂, 外部环境对系统的影响难于把握。这就使得系统分析、设计人员在对系统进行研究时, 如果仅靠数学

分析的方法, 得出的结论往往和实际相差较远, 有时还受限于现代数学发展水平, 甚至无法进行数学分析。在这种情况下进行计算机仿真就显得特别有意义。对通信系统进行计算机仿真一般有 3 种方法^[2]: 第一种方法以数学分析为基础, 通过对系统的近似, 给出系统闭式数学模型, 然后以此模型为基础, 对通信系统进行仿真。这种方法计算量不大, 但不能对复杂系统的性能进行准确估计。第二种方法是蒙特卡罗 (Monte-Carlo) 方法, 此方法能较好反映一些非理想情况, 但计算量很大。第三种方法是把纯仿真和数学分析结合起来使用, 它是两者的折衷, 目的是降低计算量, 如重要抽样技术。

由于 CDMA 通信系统是一个十分复杂的系统, 对 CDMA 系统进行计算机仿真研究是十分重要的, 而国内学者主要利用蒙特卡罗方法, 计算量十分巨大, 对于采用重要抽样技术来仿真 CDMA 系统未见报道。本文采用蒙特卡罗方法和重要抽样技术对 DS/CDMA 多用户通信系统在 AWGN 信道下的误码率进行仿真研究。

2000-06-23 收稿。

* 广西自然科学基金资助项目 (桂科自 9912005)。

** 上海铁道大学电信系, 上海市真南路 450 号, 200331 (Department of Telecommunication Engineering, Shanghai Tiedao University, 450 Zhennanlu, Shanghai, 200331)。

*** 广西大学物理系, 南宁市西乡塘路 10 号, 530004 (Department of Physics, Guangxi University, 10 Xixiantanglu, Nanning, Guangxi, 530004)。

1 系统模型理论

考虑一个异步 DS/CDMA多用户通信系统,调制方式采用二相相移键控(BPSK),接收方式采用相干接收机,信道为AWGN(加性白色高斯噪声)。假设系统模型由K个用户支路组成,则DS/CDMA多用户系统进入接收机的信号为

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos(k\omega_c t + \phi_k + \theta_k) + n(t), \quad (1)$$

其中, P_k, b_k 和 a_k 分别为第 k 个用户的信号功率、信息数据和扩频序列, τ_k 和 θ_k 分别为第 k 个用户的信号延迟和信号相位, ϕ_k 是第 k 个用户调制时引入的相移, $f_c = k_0/2c$ 为载波频率; $n(t)$ 为信道噪声,它是均值为零,双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。

集中考虑第 1 个用户,假定接收机能相干地恢复第 1 个用户的载波相位,即 $\theta_1 = 0$,并且跟踪同步第 1 个用户在 $t = T$ 时的输出,设发送信号为 $b^{(1)}$,则相干接收机的输出为

$$y = Z + \frac{P_1}{2} b^{(1)} T + \sum_{k=2}^K \frac{P_k}{2} I^{(k)}(\tau_k, \theta_k, b_k), \quad (2)$$

其中 $b_k = (b^{(k)}, b_0^{(k)})$ 表示第 k 个用户一对连续的数据比特, $b_0^{(k)}$ 表示当前被检测的信息比特, $b^{(k)}$ 表示前一个比特。

$$Z = \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) a(t) \cos k_0 t dt \quad (3)$$

是均值为零,方差为 $N_0 T/4$ 的高斯噪声

$$I^{(k)}(\tau_k, \theta_k, b_k) = \cos \theta_k [b^{(k)} R^{(k)}(\tau_k) + b_0^{(k)} \hat{R}^{(k)}(\tau_k)] \quad (4)$$

为多址干扰,其中

$$R^{(k)}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t + T - \tau) a_1(t) dt \text{ 和 } \hat{R}^{(k)}(\tau) = \int_{-\tau}^T a_k(t - \tau) a_1(t) dt$$

为第 k 用户的互相关函数。参数 τ_k, θ_k 分别表示第 k 个用户的时间延迟和相位差。一般情况下, τ_k 和 θ_k 相互独立,且 θ_k 服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布, τ_k 服从 $[0, T]$ 上的均匀分布。

DS/CDMA多用户系统在 AWGN 信道下的误码率为:

$$d_e = Q \left[\frac{\sqrt{2P_1 T}}{N_0} - \sum_{k=2}^K \frac{\sqrt{2P_k}}{N_0 T} I^{(k)}(\tau_k, \theta_k, b_k) \right], \quad (5)$$

其中 $Q[x] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt, E_b = PT$ 为每比特能量。

2 系统仿真实论

在加性高斯白噪声信道下,当干扰用户的信噪比不是很大而扩频增益及用户个数很大时,多址干扰项的估计可利用中心极限定理,可得到对该 DS/CDMA 通信系统误码率的近似估计^[3-4]。而对于远-近效应严重的场合或多址干扰严重的场合,该方法则不适用^[4],利用(5)式来计算误码率也不可能,在此情况下,可通过计算机仿真来估计系统的误码率,对通信系统的误码率的估计我们采用两种方法:蒙特卡罗方法和重要抽样技术。

2.1 蒙特卡罗方法

蒙特卡罗方法是对系统中的噪声不进行任何加权,发送信源产生的信号序列 $s(n)$,经过发射模块处理,再和信道中的噪声混合,最后进入接收模块解调,取样判决,从而得到一个对发端信源所发送的数据信号估计的输出序列 $y(n)$ 将输出序列 $y(n)$ 与输入序列 $s(n)$ 相比,如果不一致,则产生一个误码,并计算误码数,因此,蒙特卡罗具有普遍性和应用上较为容易的优点。蒙特卡罗有一个严重的不足:对于 BER (Bit Error Rate) 系统,需要很大的仿真试验次数。容易证明,为了估计一个 BER 为 ρ_e , 相对精度 ϵ 为 10%, 蒙特卡罗仿真至少需要 $100/\epsilon^2$ 次仿真实验。

蒙特卡罗方法可以表示为

$$\hat{d}_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i. \quad (6)$$

N 为抽样总数, $\{e_i\}$ 表示为序列,如果误码率产生,则 $e_i = 1$, 否则 $e_i = 0$ 。蒙特卡罗方法是一个无偏估计,并由贝努利大数定理知,当 $N \rightarrow \infty$ 时, \hat{d}_e 收敛于 d_e 。

2.2 重要抽样技术

解决蒙特卡罗方法估计低 BER 系统仿真试验次数过大的问题的方法之一称为方差减少技术,是因为 BER 估计量方差的减少允许用更少的仿真试验次数来获得给定精度的 BER。重要抽样技术是一种方差减少技术,首先由 Shanmugan 和 Balabam 引入到通信系统^[5],已发展了多种抽样技术。如方差比例^[6]、均值平移^[7]等。

利用重要抽样技术计算误码率的公式为

$$\hat{d}_e = \frac{1}{N^*} \sum_{i=1}^{N^*} H(\bar{s}_i, \bar{n}_i) w(\bar{s}_i, \bar{n}_i). \quad (7)$$

N^* 为抽样总数, $H(\bar{s}_i, \bar{n}_i)$ 为误码指示函数,它满足

$$H(\bar{s}, \bar{n}) = \begin{cases} 1, & (\bar{s}, \bar{n}) \in K, \\ 0, & \text{其他,} \end{cases} \quad (8)$$

K 为误码发生区域, $w(\bar{s}, \bar{n}) = f^*(\bar{s}, \bar{n}) / f(\bar{s}, \bar{n})$ 称为权函数, $f(\bar{s}, \bar{n})$ 为原始概率密度函数; $f^*(\bar{s}, \bar{n})$ 为有

偏分布,即实际模拟的噪声概率密度函数,并有

$$\int_{K} f^*(\bar{s}, \bar{n}) d\bar{s}d\bar{n} = 1$$

(7)式表明,要快速且精确地估计误码率 d ,关键在于选择一个恰当的有偏密度函数 $f^*(\cdot)$ 最优分布 $f^*(\cdot)$ 为

$$f_{opt}^*(\bar{s}, \bar{n}) = \begin{cases} \frac{f(\bar{s}, \bar{n})}{d}, & (\bar{s}, \bar{n}) \in K, \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

利用最优有偏分布 $f_{opt}^*(\cdot)$ 将导致零方差,即每次试验得到的结果是准确的 d 值。由于 $f_{opt}^*(\cdot)$ 包含了未知的误码率 d ,因而直接利用 (9) 式计算 $f_{opt}^*(\cdot)$ 是不可能的。

由于均值平移的计算效率增益大于传统的方差比例^[7],拟采用条件均值平移的重要抽样仿真技术来仿真该系统

$$\text{令 } \frac{P_1}{2} b_1^{(1)} T = S \sum_{k=2}^K \frac{P_k}{2} I_1^{(k)}(f_k, h_k, b_k) = I,$$

$$\text{则 (2) 式变为: } y = Z + S + I. \quad (10)$$

我们按如下方案生成 y :

对于 $k = 2, 3, \dots, K$, 利用一个无偏的蒙特卡罗仿真模型,第 k 个用户相对于参考用户的时间差 f_k , 相位差 h_k 以及数据符号 b_k , 然后从一个均值为 $u = -(S + I)$, 方差为 $\sigma^2 = \frac{N_0 T}{4}$ 的高斯分布生成高斯随机变量 Z

根据重要抽样原则,重要抽样估计量为

$$\hat{P}_e = \frac{1}{N^*} \sum_{k=1}^{N^*} I_e(y^{(i)}) w(y^{(i)}), \quad (11)$$

其中 $I_e(\cdot)$ 为误码率指示函数, $w(y) = f(y) / f^*(y)$,

根据上述方案,可得权函数

$$w(y) = \exp\left[\frac{(S + I)^2 + 2Z(S + I)}{2\sigma^2}\right]. \quad (12)$$

3 仿真结果及分析

本文仿真研究采用 m 序列作为扩频序列,不同用户的扩频序列利用同一 m 序列的不同相位生成,扩频增益为 127,特征多项式

$$R_7(X) = X^7 + X^4 + X^3 + X^2 + 1$$

在用蒙特卡罗仿真时,参数 f_k, h_k, b_k , 及信道噪声 Z 均由无偏的蒙特卡罗方法生成。而在重要抽样仿真时, f_k, h_k 和 b_k 由无偏的蒙特卡罗方法生成,而 η 则利用由前面给出的条件均值平均的重要抽样方法生成

图 1 示出了用户数为 1 时蒙特卡罗仿真误码率和理论值。由 (5) 式可知,当用户个数为 1 时,误码率 d 的理论值为

$$d = Q\left[\sqrt{\frac{2P_1 T}{N_0}}\right] = Q\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right], \quad (13)$$

E_b 为每比特能量,这说明 BPSK 调制的单用户系统,在高斯信道中采用与不采用扩频调制对系统的误码特性是没有影响的,同时也说明了扩频通信系统不具有抗宽带噪声的能力。

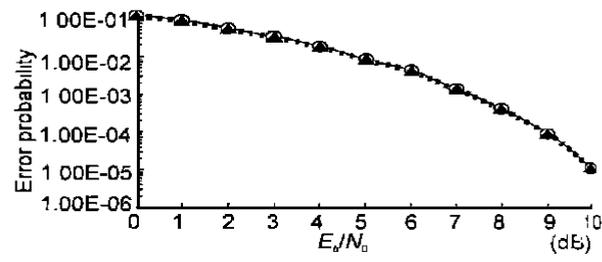


图 1 DS/CDMA 通信系统用户个数为 1 的误码率
Fig. 1 The BER is calculated in the situation which there is an user in a DS/CDMA communication system
—○— 蒙特卡罗 Monte-Carlo; ■▲■ 重要抽样 Importance sampling.

从图中可以看出,蒙特卡罗仿真与理论值吻合得很好,因此说明在蒙特卡罗仿真过程中,建立各模块的数学模型以及各模块之间的联系是正确的。由于蒙特卡罗仿真的决策过程是通过仿真一个连续的随机信息发射比特流和仅仅计算输出比特误码的相对频率来实现的,因而蒙特卡罗仿真结果可以作为重要抽样仿真结果比较的基准。图 2 分别给出了用户个数为 3 且无远-近效应时的 DS/CDMA 多用户系统的蒙特卡罗仿真和重要抽样仿真的误码率。结果表明蒙特卡罗仿真的 BER 和重要抽样仿真的 BER 吻合得很好,说明重要抽样技术是正确的。

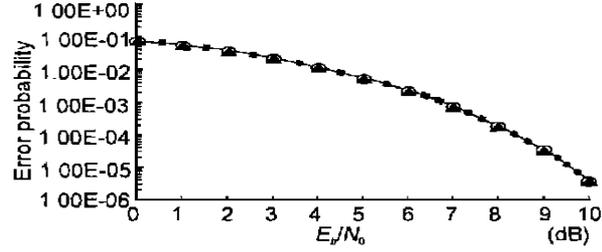


图 2 异步 DS/CDMA 通信系统用户个数为 3 且无远近效应时的误码率
Fig. 2 The BER is calculated in the situation which there are three users and doesn't exist near-far effect in an asynchronous DS/CDMA system
—○— 蒙特卡罗 Monte-Carlo; ■▲■ 重要抽样 Importance sampling.

图 3 分别给出了用户个数为 3 且有远-近效应时的 DS/CDMA 多用户系统的蒙特卡罗仿真和重要抽样仿真的误码率。其中第 1, 2 个干扰用户到达接收机前端的信噪比对于参考用户分别高出 20 dB, 10 dB, 结果表明所给的重要抽样技术是正确的。

考虑不同信噪比 SNR的重要抽样误码率的精度和计算效率增益, 误码率估计量的精确度为

$$Acc = \frac{Var^*(\hat{d}^*)}{\hat{d}} \times 100\%$$

$$计算效率增益定义为 nm_{MC} = \frac{L_{MC}}{L}$$

其中 L_{MC} 和 L 分别表示为获得估计值 \hat{d} 所需的蒙特卡罗仿真试验次数和重要抽样仿真试验次数。当 E_b/N_0 为 10 dB 时误码率 \hat{d} 为 7.96×10^{-6} , 精确度为 0.51%, 计算增益为 1.12×10^5 可见所给的条件均值平移的重要抽样方案的计算增益是巨大的。

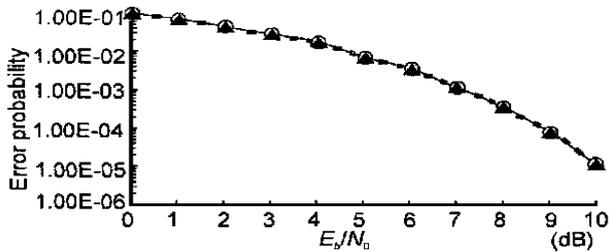


图3 异步 DS/CDMA 通信系统用户个数为 3 且有远近效应时的误码率

Fig. 3 The BER is calculated in the situation which there are three users and exists near-far effect in an asynchronous DS/CDMA system
—○— 蒙特卡罗 Monte-Carb; ■ ▲ ■ 重要抽样 Importance sampling.

蒙特卡罗仿真一方面由于它应用上的普遍性和易于实现, 另一方面由于它具有较高的精确度和可信

度, 受到广泛的重视。然而, 对于低误码率的系统, 蒙特卡罗仿真就不可取了。重要抽样仿真由于它对信道噪声作了加权处理, 使得误码出现的频率大大增加, 是一种快速仿真方法

参考文献

- 1 维特比 A J 著, 李世鹤等译. CDMA 扩频通信原理. 北京: 人民邮电出版社, 1997.
- 2 Jeruchim M C, Balaban P, Shanmugan K S. Simulation of communication system. New York, Plenum, 1992.
- 3 Holtzman J M. A simple accurate method to calculate spread spectrum multiple access error probabilities. IEEE Trans Commun, 1992, 40 461~ 464.
- 4 Lataief K B. Efficient evaluation of the error probabilities of spread spectrum multiple access communications. IEEE Tran Commun, 1997, 45 239~ 246.
- 5 Shanmugan K S, Balaban P. A modified Monte-Carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communication systems. IEEE Tran Commun, 1980, 28 1910~ 1924.
- 6 Smith P J, Shafi M, Gao H. Quick simulation: A review of importance sampling techniques in communication systems. IEEE J Select Areas Commun, 1997, 15 597~ 613.
- 7 Lu D, Yao K. Improved sampling technique for efficient simulation of digital communication systems. IEEE J Select Areas Commun, 1988, Sac-6 67~ 75.

(责任编辑: 黎贞崇)

(上接第 19 页 Continue from page 191)

受控后的变量值 $x'_k(i)$ 仍在 $[x_{min}, x_{max}]$ 之内, 控制得到的周期轨道是原系统的内部轨道。若取 $\sum T_{qj} < 1$, 控制后的变量 $x'_k(i)$ 的值范围要缩小, 但仍能实现稳定的控制, 但所控的结果不是原系统的内部轨道, 而是产生了新的动力学行为。若取 $\sum T_{qj} > 1$, 则控制后的变量值超过 $[x_{min}, x_{max}]$ 范围, 系统的解产生发散。

参考文献

- 1 Ott E, Grebogi C, Yorke J A. Controlling chaos. Phys Rev Lett, 1990, 64 1196.
- 2 Gumez J, Matias M A. Control chaos in unidimensional. Phys Lett, 1993, A181 29.
- 3 Xiao Changming, Chen Guangzhi, Liu Zonghua et al.. Controlling an unstable period of the two-dimensional map with three parameters or directing it to targets. Guangxi Sciences, 1996, 3 (1): 16.
- 4 Lima B, Petini M. Taming chaotic dynamics with weak periodic perturbations. Phys Rev, 1990, A41 726.
- 5 Hunt E R. Controlling chaos by feedback of occasional

proportional. Phys Rev Lett, 1991, 67 1953.

- 6 Abad F H, Wang H O, Chen R C. A method of feedback of dynamic system state to control chaos. Physica, 1994, D570 154.
- 7 Sinha S, Biswas D. Adaptive dynamics on a chaotic lattice. Phys Rev Lett, 1993, 71 2010.
- 8 Fang Jinqing. Control and synchronization of chaos in nonlinear systems and prospects for application. Prog. in Phys (in Chinese), 1996, 16.
- 9 Fang Jinqing. Nonlinear feedback control of spatiotemporal chaos in coupled map lattices. Discrete Dynamics in Nature and Society, 1998, 1 283.
- 10 Auerbach D. Controlling extended system of chaotic elements. Phys Rev Lett, 1994, 72 1184.
- 11 Hu G, He K F. Controlling chaos in system described by partial differential equation. Phys Rev Lett, 1993, 71 3794.
- 12 Kaneko K. Pattern dynamics in spatiotemporal chaos pattern selectim, diffusion of defect and Pattern competition intermittency. Physica, 1989, 34D 1.

(责任编辑: 黎贞崇)