

一种信道中预去相关 CDM A系统的性能*

唐友喜* * 查光明 黄顺吉

(电子科技大学抗干扰通信技术国防科技重点实验室,电子工程系 成都 610054)

【摘要】 考虑预去相关发射技术的同步码分多址通信系统,在非选择性 Rician衰落并受加性白高斯噪声扰动影响的信道中的比特差错概率性能。结果表明,由于衰落的影响使得比特差错概率增加了;比特差错概率随非直通信号幅度的增加而增加。

关键词 码分多址通信系统; 预去相关; 非选择性 Rician衰落; 比特差错概率

中图分类号 TN911

近年来,在系统用户容量最大的限制条件下,通过加性白高斯噪声信道的码分多址(CDMA)通信系统最优化或准最优化的问题,得到了许多仔细地研究^[1-6]。文献[1]中的最佳多用户检测优化方法,由 K 个匹配滤波器及其后的 Viterbi 算法组成,其中 K 为系统内的用户数,该算法的复杂程度随着 K 的增长而指数增加。准最优化方法准最佳多用户检测接收机的算法复杂程度随 K 的增加而线性增加^[2-4]。最佳及准最佳多用户检测接收机能最佳或准最佳的抗多址干扰,从而使系统用户容量最大或准最大化。由于需要基站和用户间的通信来传递控制信息,采用功率控制的抗多址干扰方法被认为是一种失败的方法^[1]。最佳及准最佳接收机都要求每个接收机预先知道系统内所有用户的特征波形,这在有些应用中满足不了安全和成本的要求。文献[5]中的预去相关抗多址干扰最优化方法,在基站(发射端)联合对每信息比特发射信号的极性及发射功率进行变换,使得传统式 CDMA 接收机能刚好收到自己需要的满足一定强度的信号;预去相关法解决了最佳及准最佳接收机的不安全及成本高的缺陷。文献[6]中的抗多址干扰接收机改变了传统接收机的结构,并且对解调序列作了变换,它具有结构简单,实时算法快等优点,但由于它的解调序列不是扩频序列本身,因此其抗阻塞干扰、抗衰落的性能有可能不如解调序列是扩频序列本身的接收机。

预去相关法解决了文献[1,2]应用于 CDMA 前向通信的安全性和复杂性问题。衰落信道对预去相关 CDMA 通信系统性能的影响如何,这方面的工作还很少有人做。本文讨论非选择性 Rician 衰落信道中采用预去相关技术的同步 CDMA 通信系统的性能。

1 系统模型

加性白噪声信道中采用预去相关发射技术的同步 CDMA 通信系统模型如图 1 所示。其中, $B = (b_1, b_2, \dots, b_K)^T$ 为 K 个正使用用户的信息; $k = \text{diag}\{\sqrt{2k_1}, \sqrt{2k_2}, \dots, \sqrt{2k_K}\}$, 其中 k_i 为第 i 个用户每信息比特接收信号的能量, T 为信息比特 b_i 的持续时间; R 为 $K \times K$ 阶互相关矩阵,其中

$$R_{ij} = \int_0^T \overline{f_i(t)} \overline{f_j(t)} dt \quad (1)$$

1996 年 1 月 8 日收稿, 1996 年 11 月 11 日修改定稿

* 邮电部“八五”重点科研项目

** 男 33 岁 博士生

$y^* = (y_1^*, y_2^*, \dots, y_K^*)^T$, 其中 $y_i^* = \sum_{k=1}^K \overline{2k_k R_{ik}^{-1} b_k} \Gamma_i(t)$; $\Gamma_i(t)$ 为第 i 个用户的扩频序列 (特征序列); k_k 为载波角频率; $n(t)$ 为双边谱密度为 $N_0/2$ 的加性白噪声; $i \in \{1, 2, \dots, K\}$

第 i 个发射机发射信号的表达式 $S_i(t)$ 为

$$S_i(t) = y_i^* \Gamma_i(t) \cos k_i t = \sum_{k=1}^K \overline{2k_k R_{ik}^{-1} b_k} \Gamma_i(t) \cos k_i t \quad (2)$$

若考虑信道同时为非选择性 Rician 衰落信道, 则第 i 个用户相关检测器前的信号表达式^[4,7]为

$$r(t) = \sum_{i=1}^K S_i(t) + \sum_{i=1}^K f_i(t) + n(t) \quad (3)$$

其中 $S_i(t)$ 为第 i 个发射机发射信号的直达分量; $f_i(t)$ 为第 i 个发射机发射信号的衰落分量

$$f_i(t) = \lambda_i U_i^{(i)} \sum_{k=1}^K \overline{2k_k R_{ik}^{-1} b_k} \Gamma_i(t) \cos(k_i t + \theta_i^{(i)}) \quad (4)$$

对应用于时间间隔 $l T \leq t < (l+1) T$ 式 (4) 中 λ 为非负实常数。限定非负随机变量 $U^{(i)}$

$$E\{[U^{(i)}]^2\} = 1 \quad (5)$$

而不影响式 (3) 表示 Rician 衰落信道的普遍性。 $\theta_i^{(i)}$ 表示衰落分量相对直达分量的相移, 一般 $\theta_i^{(i)}$ 在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布^[4,7]。

从式 (3) 和式 (4) 可以看出, 当 $\lambda_i = 0$ 时, 式 (3) 的信道模型为加性白噪声信道模型。当 $\lambda_i \rightarrow \infty$ 时 (直达分量很小很小), 式 (3) 信道模型为 Rayleigh 非选择性衰落信道模型。

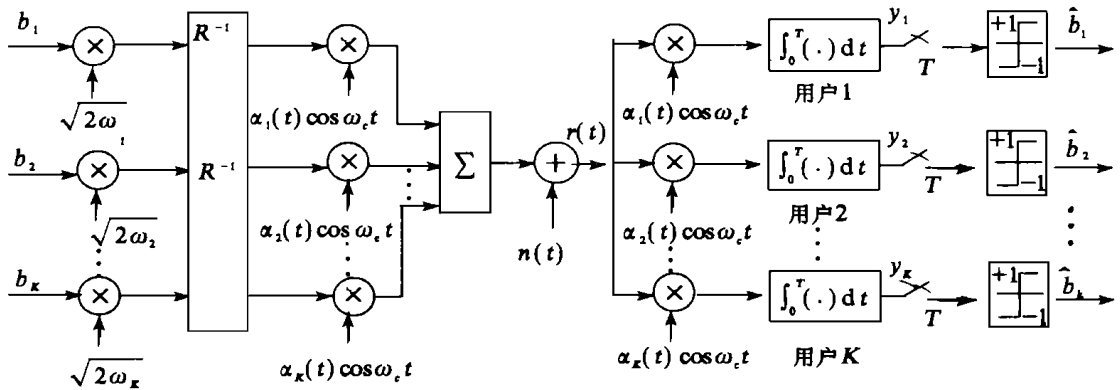


图 1 采用预去相关发射技术的同步 CDM A 通信系统模型

2 性能: 比特差错概率

当接收机相位锁定载波相位之后, 接收信号 $r(t)$ 通过相关接收机的输出为

$$y_i = \int_0^T r(t) \Gamma_i(t) \cos k_i t dt = y_{i,s} + y_{i,f} + Z \quad (6)$$

其中 $y_{i,s}$ 及 $y_{i,f}$ 分别对应直达分量及衰落分量的输出, Z 对应加性白噪声的输出。很容易得到 Z 为均值等于零, 方差等于 $N_0 T/4$ 的高斯随机变量。

将式 (2) 代入式 (6), 并考虑式 (1) R_{ij} 的定义

$$y_{i,s} = \sum_{j=1}^K \sum_{k=1}^K \overline{2k_k R_{jk}^{-1} b_k} R_{ij} = \frac{T}{2} H R^{-1} k b \quad (7)$$

其中 $H = (R_{i1}, R_{i2}, \dots, R_{iK})$ 显然 $H R^{-1}$ 为第 i 个元素等于 1, 其余元素等于零的 $K \times K$ 阶矩阵, 因

此

$$y_{i,s} = \sqrt{k_i/2b_i} T \quad (8)$$

同理可求得

$$y_{i,f} = \frac{\sqrt{k_i}}{2} b_i T \lambda_i U^{(i)} \cos \theta_i^{(i)} \quad (9)$$

若 b_i 等于 +1 及 -1 的概率相等, 则第 i 个接收机的比特差错概率为

$$P_{X,i} = P_r(\hat{b} = 1 | b = -1) P_r(b = -1) + P_r(\hat{b} = -1 | b_i = 1) P_r(b = 1) = P_r(\hat{b}_i > 0 | b_i = -1) = P\left\{ -\sqrt{k_i/2T} [1 + \lambda_i U^{(i)} \cos \theta_i^{(i)}] + Z > 0 \right\} \quad (10)$$

在 $U^{(i)}$ 及 $\theta_i^{(i)}$ 已知的条件下, 条件差错概率 $P_{e,i}(U^{(i)}, \theta_i^{(i)})$ 为

$$P_{e,i}(U^{(i)}, \theta_i^{(i)}) = Q\left\{ \frac{\sqrt{2k_i T/N_0} [1 + \lambda_i U^{(i)} \cos \theta_i^{(i)}]}{1} \right\} \quad (11)$$

其中 $Q(x) = 1 / \sqrt{2\pi} \int_x^\infty \exp\left\{-\frac{t^2}{2}\right\} dt$

为方便求 $\lambda_i U^{(i)} \cos \theta_i^{(i)}$ 的分布密度函数, 令

$$h = \cos \theta_i^{(i)} \quad (12)$$

$$g = \lambda U^{(i)} \quad (13)$$

因 $U^{(i)}$ 服从 Rayleigh 分布, 则 g 同样服从 Rayleigh 分布。联合式 (5), g 的二阶矩为

$$E(g^2) = \lambda_i^2 \quad (14)$$

由上式可得 g 的分布密度函数为

$$f_g(x) = \frac{2x}{\lambda_i^2} \exp\left\{-\frac{x^2}{\lambda_i^2}\right\} \quad x \geq 0 \quad (15)$$

因 $\theta_i^{(i)}$ 在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布, 则 h 的分布密度函数为

$$f_h(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \frac{1}{1-x^2} & |x| < 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

联合式 (15) (16), 可得 gh 的分布密度函数

$$f_{gh}(x) = \int_1^{+\infty} \frac{2|x|t^2}{\pi \lambda_i^2 (t^2 - 1)} \exp\left\{-\frac{x^2 t^2}{\lambda_i^2}\right\} dt \quad (17)$$

再联合式 (11), (17), 第 i 个用户的误码率为

$$P_{e,i} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{gh}(x) Q\left\{ \frac{\sqrt{2k_i T}}{N_0} (1+x) \right\} dx \quad (18)$$

3 数值分析与讨论

在下面的数值分析中, CDMA 系统的特征码取长度 $N=31$ 的 Gold 码。式 (18) 实际上是三维积分, 当要求求解精度较高时 (例如 10^{-8}) 时, 计算量十分巨大。我们用蒙特卡罗法^[8]计算式 (18)。

图 2 示出了比特差错概率与比特信噪比 λ 的三维关系曲线。从图中可看出信噪比一定时, 比特差错概率随 λ 的增大而增大; 当信噪比大于 8 dB 且 $\lambda < 0.4$ 时, 这种增加趋势较快。当 λ 固定时, 误码率随信噪比增加而降低; 当 $\lambda < 0.4$ 时, 误码率随信噪比的增加降低的较快。

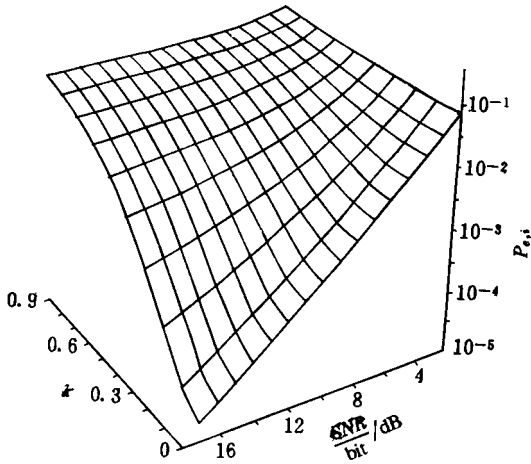


图 2 比特差错概率与比特信噪比及 λ 的关系

4 结 论

本文给出了采用预去相关发射技术的同步 CDM A 通信系统在非选择性 Rician 衰落信道中的比特差错概率。结果表明,由于衰落的存在使得系统性能变差了。当衰落信号的幅度趋于直达信号幅度时,系统的性能很差,这时采用分集或差分相干接收机是必需的。

参 考 文 献

- 1 Verdu S. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access. *IEEE Trans Inform Theory*, 1986, 32(1): 85-96
- 2 Lupas R, Verdu S. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access. *IEEE Trans Inform Theory*, 1989, 35(1): 123-136
- 3 Varanasi M K, Aazhang B. Optimally near-far resistant multiuser detection in differentially coherent synchronous channels. *IEEE Trans Inform Theory*, 1991, 37(7): 1006-1018
- 4 Varanasi M K, Vasudevan S. Multiuser detectors for synchronous CDM A communication over non-selective Rician fading channels. *IEEE Trans Commun*, 1994, 42(2/3/4): 711-722
- 5 Tang Z Y, Cheng S X. Pre-decorrelation detection technique for CDM A systems. *Proc. ICCT' 94*, Shanghai, 1994
- 6 Acar I, Tantaratana S. A linear receiver for synchronous CDM A channels. *Proc. IEEE MILCOM' 94*, 1994: 579-582
- 7 Geraniotis E. Direct-sequence spread-spectrum multiple-access communications over non-selective and frequency-selective Rician fading channels. *IEEE Trans Inform Theory*, 1986, 34(8): 756-764
- 8 Shanmugm K S, Balaban P. A modified Monte-Carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communications. *IEEE Trans Commun*, 1980, 28(11): 1916-1924

Performance of Pre-decorrelating CDMA Systems over A Fading Channel

Tang Youxi Cha Guangming Huang Shunji

(National Communications Lab, Dept. of Electronic Eng., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, the bit error rate of a synchronous CDM A communication system with a pre-decorrelating technique over non-selective fading channels is considered in additive white noise environment. Results show that the performance become bad because of fading. The bit error rate grows with the increase of the amplitude of non-direct signals.

Key words CDM A; communication systems; pre-decorrelating; non-selective Rician fading; bit error rate

编辑 徐培红