

一种 DCSK 通信系统的延迟合并接收方案^{*}

陈宏滨 冯久超[†] 胡志辉

(华南理工大学电子与信息学院 广州 510641)

(2007 年 1 月 31 日收到, 2007 年 3 月 19 日收到修改稿)

提出一种多径衰落信道下 DCSK 通信系统的延迟合并接收方案. 理论分析和仿真结果证实了该方案的误码性能. 结果表明, 和原 DCSK 通信系统相比, 使用了延迟合并接收方案的 DCSK 通信系统误码性能有所提高. 不同接收路径延迟对应的误码性能基本相同. 各接收路径采用等增益合并方式时误码性能最好. 其理论上限随着接收路径数增加而逐渐降低.

关键词: DCSK 通信系统, 多径衰落, 延迟合并, 误码性能

PACC: 0545

1. 引言

混沌同步现象的发现激起了人们对基于混沌的通信的极大研究热情^[1,2], 已提出多种基于混沌的数字通信系统, 如混沌相移键控(chaos shift keying, CSK)^[3,4], 差分混沌相移键控(differential chaos shift keying, DCSK)^[5]等. 早期提出的 CSK 通信系统采用基于混沌同步的相干检测方法, 具有较好的误码性能, 但是实际通信环境中混沌同步很难实现, 阻碍了 CSK 通信系统的实际应用. DCSK 通信系统不需要混沌同步, 但是其误码性能明显不如 CSK 通信系统^[6,7]. 因此, 又有很多学者提出改进的混沌数字通信系统, 如调频差分混沌相移键控(frequency modulated differential chaos shift keying, FM-DCSK)^[8]等. 但是这些系统很少涉及多径衰落这一无线通信环境中普遍存在的干扰现象. 文献[9]中分析了 DCSK 通信系统在多径 Rayleigh 衰落信道下的误码性能, 结果表明 DCSK 通信系统在信道存在多径衰落的情况下, 误码性能不理想, 而系统本身抗多径衰落的能力有限. 分集接收是一种在无线通信系统中广泛使用的技术, 可以增强通信系统的抗多径衰落的能力^[10]. 本文提出一种多径衰落信道下 DCSK 通

信系统的延迟合并接收方案, 旨在进一步提高 DCSK 通信系统的抗多径衰落的能力. 和原 DCSK 通信系统相比, 不是直接根据接收信号解调, 而是将接收信号适当延迟, 形成多路接收信号. 各路接收信号先独立作相关然后合并, 接收机根据合并后的信号作出门限判决, 利用了混沌信号良好的互相关特性. 分析了方案的理论误码性能并进行了仿真. 结果表明, 和原 DCSK 通信系统相比, 使用了延迟合并接收方案的 DCSK 通信系统误码性能有所提高. 不同接收路径延迟对应的误码性能基本相同. 各接收路径采用等增益合并方式时误码性能最好, 其理论上限随着接收路径数增加而逐渐降低.

2. 系统模型

多径衰落信道下的 DCSK 通信系统模型^[9]如图 1(a)所示. 假设第 l 个发送符号为 b_l , 其等概地取值“+1”或“-1”. 在第 l 个发送符号周期内, 发送信号 s_k 为

$$s_k = \begin{cases} x_k, & k = 2(l-1)\beta + 1 \dots (2l-1)\beta, \\ b_l x_{k-\beta}, & k = (2l-1)\beta + 1 \dots 2l\beta, \end{cases} \quad (1)$$

^{*} 国家自然科学基金(批准号: 60572025), 教育部“新世纪优秀人才”基金(批准号: NCET-04-0813), 教育部重点项目(批准号: 105137), 广东省自然科学基金(批准号: 04205783), 华南理工大学博士学位论文创新基金资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: fengjc@scut.edu.cn

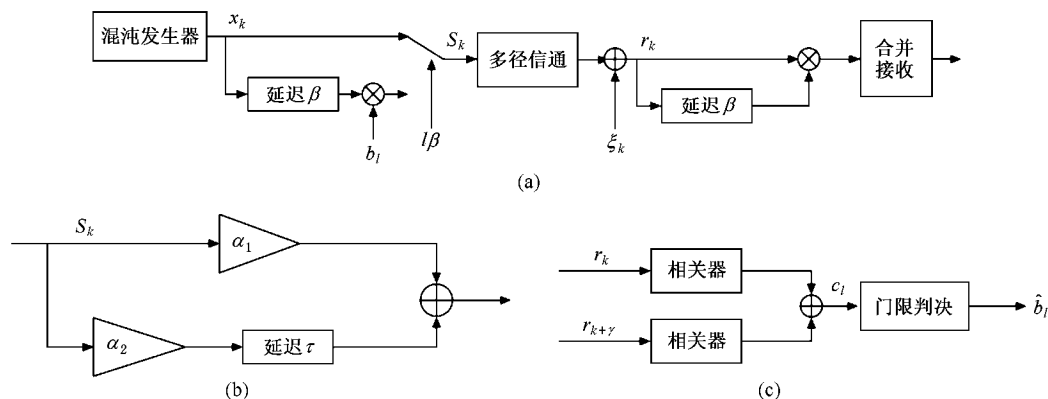


图 1 DCSK 通信系统模型

其中 x_k 是混沌载波, 2β 是扩频因子, Rayleigh 衰落信道如图 1(b) 所示, 为简单起见, 假设信道只有两条路径, 其输入为 s_k , 输出为 $\alpha_1 s_k + \alpha_2 s_{k-\tau}$, 其中 α_1 和 α_2 是独立的满足 Rayleigh 分布的随机变量, τ 是两条路径之间的时间延迟. 发送信号经过 Rayleigh 衰落信道传输后, 接收端收到的信号为

$$r_k = \alpha_1 s_k + \alpha_2 s_{k-\tau} + \xi_k, \quad (2)$$

其中 ξ_k 是均值为零的加性高斯白噪声(AWGN), 方差为 $N_0/2$. 假设接收端已知多径衰落信道的路径数(通过信道估计), 如图 1(c) 所示对接收信号进行延迟(移位)相关和加权增益合并(延迟合并接收, 为便于讨论, 假设接收路径数和信道路径数相等), 得到输出的判决变量为

$$c_l = \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} (w_1 r_k r_{k-\beta} + w_2 r_{k+\gamma} r_{k+\gamma-\beta}), \quad (3)$$

其中 $0 < w_1, w_2 \leq 1$ 是权值, γ 是两条接收路径之间的时间延迟. 第 l 个解调符号根据下面的规则确定:

$$\hat{b}_l = \begin{cases} +1, & c_l \geq 0, \\ -1, & c_l < 0. \end{cases} \quad (4)$$

3. 性能分析

下面推导本文方案在多径衰落信道下的理论误码率(BER)公式. 假设 $0 < \tau, \gamma \ll 2\beta$, 由(1)–(3)式得到

$$\begin{aligned} c_l \approx & \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_1 (\alpha_1 b_l x_{k-\beta} + \alpha_2 b_l x_{k-\beta-\tau} + \xi_k) \\ & \times (\alpha_1 x_{k-\beta} + \alpha_2 x_{k-\beta-\tau} + \xi_{k-\beta}) \\ & + \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_2 (\alpha_1 b_l x_{k+\gamma-\beta} + \alpha_2 b_l x_{k+\gamma-\beta-\tau} + \xi_{k+\gamma}) \\ & \times (\alpha_1 x_{k+\gamma-\beta} + \alpha_2 x_{k+\gamma-\beta-\tau} + \xi_{k+\gamma-\beta}). \end{aligned} \quad (5)$$

在 β 很大的情况下, 对给定的混沌映射, 有

$$\begin{aligned} \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} x_{k-\beta} x_{k-\beta-\tau} & \approx 0, \text{ 因此 } c_l \text{ 可简化为} \\ c_l \approx & \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_1 (\alpha_1^2 b_l x_{k-\beta}^2 + \alpha_2^2 b_l x_{k-\beta-\tau}^2) \\ & + \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_1 (\alpha_1 x_{k-\beta} + \alpha_2 x_{k-\beta-\tau}) \\ & \times (\xi_k + b_l \xi_{k-\beta}) \\ & + \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_1 \xi_k \xi_{k-\beta} \\ & + \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_2 (\alpha_1^2 b_l x_{k+\gamma-\beta}^2 + \alpha_2^2 b_l x_{k+\gamma-\beta-\tau}^2) \\ & + \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_2 (\alpha_1 x_{k+\gamma-\beta} + \alpha_2 x_{k+\gamma-\beta-\tau}) \\ & \times (\xi_{k+\gamma} + b_l \xi_{k+\gamma-\beta}) \\ & + \sum_{k=(2l-1)\beta+1}^{2l\beta} w_2 \xi_{k+\gamma} \xi_{k+\gamma-\beta}. \end{aligned} \quad (6)$$

根据文献[9]中的方法, 可得到

$$E[c_l | b_l = +1] = (w_1 + w_2) [\alpha_1^2 + \alpha_2^2] E[x_k^2], \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{var}[c_l | b_l = +1] = & (w_1^2 + w_2^2) [\alpha_1^4 + \alpha_2^4] \text{var}[x_k^2] \\ & + [\alpha_1^2 + \alpha_2^2] E[x_k^2] N_0 \\ & + \frac{1}{4} \beta N_0^2, \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $E[\cdot]$ 和 $\text{var}[\cdot]$ 分别代表求均值和方差, 对 logistic 映射, $E[x_k^2] = \frac{1}{2}$, $\text{var}[x_k^2] = \frac{1}{8}$, $E_b = 2\beta E[x_k^2]$. 同理可得

$$E[c_l | b_l = -1] = -E[c_l | b_l = +1], \quad (9)$$

$$\text{var}[c_l | b_l = -1] = \text{var}[c_l | b_l = +1]. \quad (10)$$

令 $T = \frac{\alpha_1^4 + \alpha_2^4}{(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2 \beta} + \frac{4N_0}{(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)E_b} + \frac{2\beta N_0^2}{(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)^2 E_b^2}$,
理论误码率的计算公式为

$$\begin{aligned} \text{BER} &= \frac{1}{2} \text{Prob}(c_l < 0 \mid b_l = +1) \\ &+ \frac{1}{2} \text{Prob}(c_l \geq 0 \mid b_l = -1) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{E[c_l \mid b_l = +1]}{\sqrt{2\text{var}[c_l \mid b_l = +1]}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\left[\left(\frac{w_1^2 + w_2^2}{(w_1 + w_2)^2}\right)T\right]^{-1/2}\right), \quad (11) \end{aligned}$$

其中 $\text{Prob}(\cdot)$ 表示求概率。

原 DCSK 通信系统在多径衰落信道下的理论误码率计算公式^[9]为

$$\text{BER}_d = \frac{1}{2} \text{erfc}((T)^{-1/2}). \quad (12)$$

因为 $\frac{1}{2} \leq \left(\frac{w_1^2 + w_2^2}{(w_1 + w_2)^2}\right) < 1$,根据(11)式和(12)式可知使用了延迟合并接收方案的 DCSK 通信系统的误码性能优于原 DCSK 通信系统的误码性能。由(11)式得到 BER 的理论上限为 $\frac{1}{2} \text{erfc}\left(\left(\frac{T}{2}\right)^{-1/2}\right)$,此时 $w_1 = w_2$,即各接收路径采用等增益合并方式时误码率最小。依此类推,当各接收路径采用等增益合并方式并且有 N 条接收路径时,BER 的理论上限是 $\frac{1}{2} \text{erfc}\left(\left(\frac{T}{N}\right)^{-1/2}\right)$,其中 $N \geq 3$ 且 $N \ll 2\beta$ 。因为 $\text{erfc}(\cdot)$ 是减函数,由此可知在两条衰落信道路径的情况下,本文方案误码性能的理论上限随着接收路径数增加而逐渐降低。另外

$$\frac{w_1^2 + w_2^2}{(w_1 + w_2)^2} = \frac{1 + \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2}{1 + 2\left(\frac{w_2}{w_1}\right) + \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2}$$

是 $\frac{w_2}{w_1}$ 的减函数,因此本文方案的理论误码性能随着 $\frac{w_2}{w_1}$ 的增大而减小。

4. 仿真结果

我们在 MATLAB 环境下对本文方案进行仿真。用 logistic 映射产生混沌信号,它的动力学方程是

$$x_{k+1} = 1 - 2x_k^2, x_k \in (-1, 1), \quad (13)$$

选择合适的初值进行迭代,产生的混沌信号作为载

波。发送 10000 个信息比特符号,独立运行多次后结果取平均。(1)两条路径的平均增益相同,即 $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 0.5$,取 $\beta = 50$, $\tau = 2$, $w_1 = w_2 = 1$ 。当 $\gamma = 1, 2, 3$ 时,BER 随 E_b/N_0 变化的曲线如图 2 所示。(2)两条路径的平均增益不同,取 $E[\alpha_1^2] = 2/3$, $E[\alpha_2^2] = 1/3$, $\beta = 50$, $\tau = 2$, $w_1 = w_2 = 1$,当 $\gamma = 1, 2, 3$ 时,BER 随 E_b/N_0 变化的曲线如图 3 所示。从图 2 和图 3 可以看出,不同 γ 时的 BER 基本相同。文献[9]中取 $\beta = 50$, $\tau = 2$,并分别取 $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 0.5$ 和 $E[\alpha_1^2] = 2/3$, $E[\alpha_2^2] = 1/3$,得到两种情况下的仿真结果如图 4 所示。相同仿真条件下对比文献[9]中图 4 的仿真结果,我们发现本文方案的误码性能优于原 DCSK 通信系统的误码性能。从图 4 可以看出,原 DCSK 通信系统在取上述仿真参数及 $E_b/N_0 = 18$

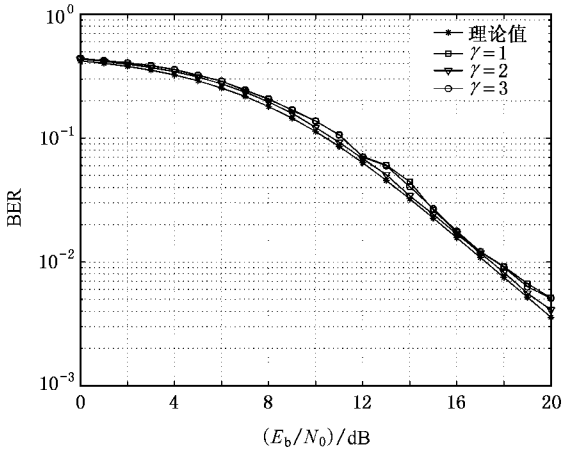


图 2 两条路径的平均增益相同,不同 γ 时 BER 随 E_b/N_0 变化的曲线 ($\beta = 50$, $\tau = 2$, $w_1 = w_2 = 1$)

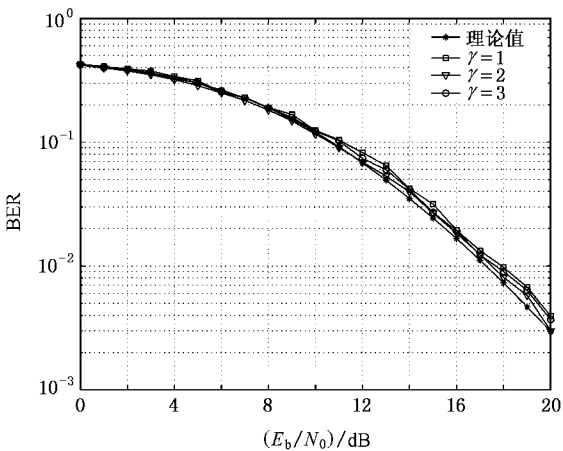


图 3 两条路径的平均增益不同,不同 γ 时 BER 随 E_b/N_0 变化的曲线 ($\beta = 50$, $\tau = 2$, $w_1 = w_2 = 1$)

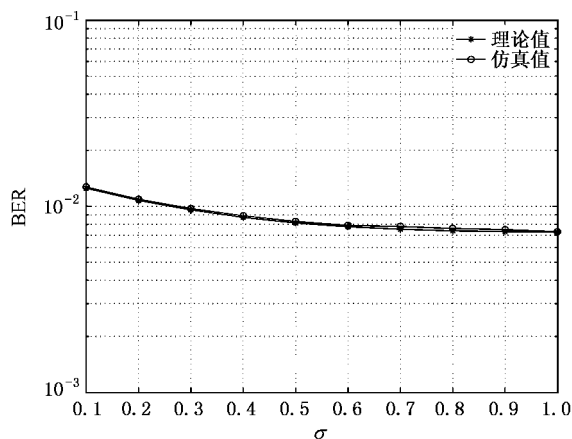


图4 两条路径的平均增益相同, BER 随 σ 变化的曲线($\beta = 50$, $\gamma = \tau = 2$, $w_1 = 1$, $w_2 = \sigma$, $E_b/N_0 = 18\text{dB}$)

dB 时, 误码率仅达到 1.6×10^{-2} . 我们进一步用仿真实验验证了该结果. 3) 两条路径的平均增益相同, 即 $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 0.5$, 取 $\beta = 50$, $\tau = 2$, $\gamma = 2$, $E_b/N_0 = 18\text{dB}$ 时, 误码率仅达到 1.6×10^{-2} . 我们进一步用仿真实验验证了该结果. 3) 两条路径的平均增益相同, 即 $E[\alpha_1^2] = E[\alpha_2^2] = 0.5$, 取 $\beta = 50$, $\tau = 2$, $\gamma = 2$, $E_b/N_0 = 18\text{dB}$ 时, 误码率仅达到 1.6×10^{-2} . 我们进一步用仿真实验验证了该结果.

$N_0 = 18\text{dB}$. 当 $w_1 = 1$, $w_2 = \sigma$ ($0 < \sigma \leq 1$) 时, BER 随 σ 变化的曲线如图 4 所示. 从图 4 可以看出, 当 $\sigma = 1$ 即各接收路径采用等增益合并方式时误码性能最好, 而且误码性能随着 σ 的增大而减小.

5. 结 论

本文提出一种多径衰落信道下 DCSK 通信系统的延迟合并接收方案, 它是将接收信号适当延迟, 以形成多路接收信号, 将各路接收信号进行独立相关运算后再合并. 接收机根据合并后的信号作出门限判决, 这充分利用了混沌信号良好的互相关特性. 据此, 本文得到了系统的理论误码率. 仿真结果表明, 和原 DCSK 通信系统相比, 使用了延迟合并接收方案的 DCSK 通信系统误码性能有所提高; 不同接收路径延迟对应的误码性能基本相同; 各接收路径采用等增益合并方式时误码性能最好, 其理论上限随着接收路径数增加而逐渐降低.

- [1] Pecora L M, Carroll T L 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 821
- [2] Wu X J, Wang X Y 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 6261 (in Chinese) [武湘军、王兴元 2006 物理学报 **55** 6261]
- [3] Dedieu H, Kennedy M P, Hasler M 1993 *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II* **40** 634
- [4] Sun L, Jiang D P 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 3283 (in Chinese) [孙琳、姜德平 2006 物理学报 **55** 3283]
- [5] Kolumbán G, Vizvari G K, Schwarz W et al 1996 *Proc. Int. Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, Seville, Spain p87
- [6] Lau F C M, Tse C K 2003 *Chaos-based digital communication systems* (Heidelberg: Springer Verlag)

- [7] Feng J C, Tse C K 2007 *Reconstruction of Chaotic Signals with Applications to Chaos-based Communications* (Beijing: Tsinghua University Press) [in Chinese] [冯久超、谢智刚 2007 混沌信号的重构及在基于混沌的通信中的应用(北京:清华大学出版社)]
- [8] Kolumbán G, Kis G, Jákó Z et al 1998 *IEICE Trans. Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences* **E81-A** 1798
- [9] Xia Y X, Tse C K, Lau F C M. 2004 *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* **51** 680
- [10] Bottomley G E, Ottosson T, Wang Y P E 2000 *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* **18** 1536



A delay-combining reception scheme for DCSK communications system over a multipath fading channel^{*}

Chen Hong-Bin Feng Jiu-Chao[†] Hu Zhi-Hui

(College of Electronic and Information Engineering , South China University of Technology , Guangzhou 510641 , China)

(Received 31 January 2007 ; revised manuscript received 19 March 2007)

Abstract

A delay-combining reception scheme for DCSK communications system over a multipath fading channel is proposed. BER performance of the scheme is analyzed theoretically and simulated. The results indicate that in comparison with the original DCSK communication system, the one with delay-combining reception has better BER performance. When the delays of reception paths are different, the BER performance are almost the same. When equal gain combining is adopted for the reception paths, the scheme achieves the best BER performance. The theoretical upper bound of the BER performance decreases with the increase of the number of reception paths.

Keywords : DCSK communication system , multipath fading , delay-combining , BER performance

PACC : 0545

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China(Grant No. 60572025); the Program for New Century Excellent Talents in Chinese University , China(Grant No. NCET-04-0813); the Key Project Foundation of the Education Ministry of China(Grant No. 105137); the Natural Science Foundation of Guangdong Province , China(Grant No. 04205783); the Doctorate Foundation of South China University of Technology , China.

[†] Corresponding author. E-mail : fengjc@scut.edu.cn