

多用户多进制 FM-DCSK 误码率分析

刘 平, 李 宁, 邢军阳

(郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 多用户调频差分混沌键控已经得到了深入研究, 其非周期性、宽带性、不可预测性特别适合应用于多用户无线保密通信系统, 但是传统的二进制多用户调频差分混沌键控传输效率较低. 针对这种情况, 提出一种新的多用户多进制调频差分混沌键控通信系统, 解决了二进制系统传输效率低的缺点, 并且在选择合适的电平间隔后, 可以有效改善多用户多进制调频差分混沌键控通信系统的误码率. 另外, 给出了多用户多进制调频差分混沌键控调制系统的原理以及系统的误码率公式. 仿真结果表明, 误码率公式与理论分析相符合, 具有实际应用的价值.

关键词: 多用户; 多进制; FM-DCSK; 误码率

中图分类号: TN911.4 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2014.06.011

0 引言

混沌信号以其类随机性、良好的互相关、自相关等统计学特性在混沌扩频通信领域获得了飞速的发展^[1]. 比较突出的有混沌键控(CSK)、差分混沌键控(DCSK)、频率调制差分混沌键控(FM-DCSK)^[2-3]. Carroll 和 Pecora 提出了多路传送的混沌信号技术, 并且将混沌映射产生的扩频码用于传统的 CDMA 通信系统中^[4]. Kennedy 等^[5]提出了多路差分混沌键控系统(MA-DCSK). 多路频率调制差分混沌键控(MA-FM-DCSK)的性能已经被 Jako 等人深入研究^[6]. 笔者提出一种多进制和 Walsh 码相结合的多用户 FM-DCSK 混沌通信系统, 并且分析了在多用户情况下的系统性能, 给出了误码率公式.

1 MAMA-FM-DCSK 系统原理

假设在 MAMA-FM-DCSK 系统中有 N 个用户, 第 k 个用户的发送端原理图如图 1 所示.

在发送端输入的二进制序列经过分组映射后变成多进制码元序列. 对每一个 L 进制信息码元, 假设多进制 FM-DCSK 调制系统的扩频系数为 $2M$, 即在每个码元周期内, 参考段和信息段各包含 M 个混沌基函数 x_i^k . 根据发射多进制码元不同, 信

息序列为 $b_l^k x_{i-M}^k$, b_l 为传输码元, 在多进制系统中, $b_l \in (\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(L-1))$. 笔者讨论第 k 个用户的第 1 个发射码元. 用户 k 的发射信号为

$$s_i^k = \begin{cases} x_i^k, & 0 < i \leq M; \\ b_1^k x_{i-M}^k w_{i-M}^k, & M < i \leq 2M. \end{cases} \tag{1}$$

式中: M 为扩频系数; i 为第 i 个混沌基函数; b_1^k 为第 k 个用户发射的第 1 个发射码元; w_i^k 为长度为 M 的 Walsh 码序列.

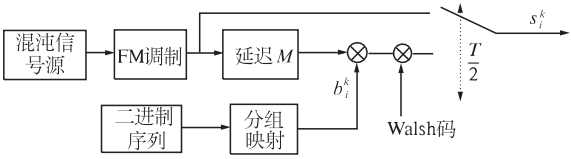


图 1 发送端原理图

Fig. 1 The schematic diagram of sending side

系统中有 N 个用户, 发送端发射的信号为

$$S_i = \sum_{k=1}^N s_i^k = \begin{cases} \sum_{k=1}^N x_i^k, & 0 < i \leq M; \\ \sum_{k=1}^N b_1^k x_{i-M}^k w_{i-M}^k, & M < i \leq 2M. \end{cases} \tag{2}$$

假定信道噪声为高斯白噪声, 发射端叠加高斯白噪声 ζ_i , 所以输入解调器的信号为

收稿日期: 2014-06-29; 修订日期: 2014-09-10

基金项目: 河南省重点科技攻关计划项目(112102310073)

作者简介: 刘平(1957-), 男, 河南郑州人, 郑州大学教授, 博士, 博士生导师, 主要从事开关电源、电路原理、射频电路及等离子体等方面的研究, E-mail: iepiliu@zzu.edu.cn

$$r_i = S_i + \zeta_i = \sum_{k=1}^N s_i^k + \zeta_i. \quad (3)$$

由于 ζ_i 为平稳随机高斯过程,所以对任意 $i \neq j$, ζ_i 和 ζ_j 是统计独立的;其双边功率谱密度为 $N_0/2$.

用户 k 的接收端原理图如图 2 所示. 图 2 中输入信号延迟半个码元周期后与未延迟信号以及 Walsh 码相乘,该组 Walsh 码与用户 k 在发送端叠加的 Walsh 码相同,则接收机的相关器的输出为

$$c_1^k = \sum_{i=1}^M r_i r_{i+M} w_i^k. \quad (4)$$

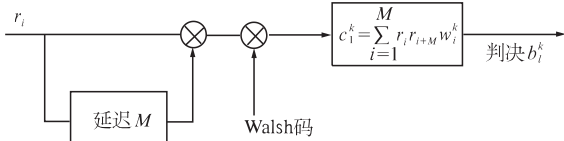


图 2 接收端原理图

Fig. 2 The schematic diagram of sending side

将式(2)和式(3)代入式(4)中,可以得到:

$$\begin{aligned} c_1^k &= \sum_{i=1}^M \left[\left(\sum_{l=1}^N x_i^l + \xi_i \right) \left(\sum_{u=1}^N b_1^u x_{i+M}^u w_{i+M}^u + \xi_{i+M} \right) w_i^k \right] \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N \sum_{u=1}^N b_1^u x_i^l x_{i+M}^u w_i^k + \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N x_i^l \xi_{i+M} w_i^k + \\ &\quad \sum_{i=1}^M \sum_{u=1}^N b_1^u x_i^u \xi_i w_i^k + \sum_{i=1}^M \xi_i \xi_{i+M} w_i^k \\ &= \alpha + \beta + \eta. \end{aligned} \quad (5)$$

根据 Walsh 码的正交性和 ζ_i 的统计特性,并且 FM-DCSK 调制中码元能量 E_b 恒定,即

$$E_b = 2M \langle (x_i^k)^2 \rangle = 2 \left[\sum_{i=1}^M (x_i^k)^2 - \lambda \right]. \quad (6)$$

$$\lambda = \sum_{i=1}^M (x_i^k)^2 - E_b/2. \quad (7)$$

所以 α, β, η 可以表示为

$$\alpha = b_1^k \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N x_i^l x_i^k + b_1^k E_b/2 + b_1^k \lambda; \quad (8)$$

$$\beta = \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N x_i^l \xi_{i+M} w_i^k + \sum_{i=1}^M b_1^u x_i^u \xi_i; \quad (9)$$

$$\eta = \sum_{i=1}^M \xi_i \xi_{i+M} w_i^k. \quad (10)$$

式(8)中第一项为多用户干扰项, β 和 η 为噪声干扰项, $b_1^k \lambda$ 为误差干扰项. 所以式(5)可以表示为

$$c_1^k = b_1^k E_b/2 + b_1^k \sum_{l=1, l \neq k}^N \sum_{i=1}^M x_i^l x_i^k + \beta + \eta + b_1^k \lambda. \quad (11)$$

令 $\varepsilon = b_1^k \sum_{l=1, l \neq k}^N \sum_{i=1}^M x_i^l x_i^k + \beta + \eta + b_1^k \lambda$, 则上式可以

表示为

$$Z = \begin{cases} \pm 1 \frac{E_b}{2} + \varepsilon, & \text{当发送电平为 } \pm 1 \text{ 时;} \\ \pm 3 \frac{E_b}{2} + \varepsilon, & \text{当发送电平为 } \pm 3 \text{ 时;} \\ \vdots & \vdots \\ \pm (L-1) \frac{E_b}{2} + \varepsilon, & \text{当发送电平为 } \pm (L-1) \text{ 时.} \end{cases} \quad (12)$$

其中, Z 为接收机相关器输出.

式(5)中多用户干扰和噪声干扰非常严重,引入 Walsh 码以后,由于 Walsh 码的正交性消除了大部分干扰,如式(11)所示. 对于二进制系统,相关器输出的判决门限为零;而多进制系统由于发送多个电平,如式(12)所示,所以其判决门限根据发送码元不同而不同^[7].

2 MAMA-FM-DCSK 系统性能分析

在本文的分析中,使用零均值 Logistic 映射产生混沌序列. 零均值 Logistic 映射为 $x_{k+1} = 1 - 2x_k^2$;其概率密度方程为 $\rho(y) = 1/\pi \sqrt{1-y^2}$;方差为 $1/2$.

根据文献[8],误差干扰项 λ 的方差为

$$\sigma_\lambda^2 = E_b^2/2M. \quad (13)$$

对于多进制系统,判决门限应该为 $(0, \pm 2 \frac{E_b}{2}, \dots, \pm (L-2) \frac{E_b}{2})$;所以相邻电平间隔为 $2d = E_b$. 当噪声抽样值 $|\varepsilon| > d$ 时,将发生错判. 例外情况是,当发送电平为 $+(L-1)$ 时, $\varepsilon > +d$ 时不会发生错判;当发送电平为 $-(L-1)$ 时, $\varepsilon < -d$ 时也不会发生错判. 由于每个电平都是等概率发送,所以多进制系统的平均误码率为

$$\begin{aligned} p_e &= \frac{L-2}{L} p(|\varepsilon| > d) + \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{L} p(|\varepsilon| > d) \\ &= (1 - \frac{1}{L}) p(|\varepsilon| > d). \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon &= b_1^k \sum_{l=1, l \neq k}^N \left[\sum_{i=1}^M x_i^l x_i^k \right] + b_1^k \lambda + \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N x_i^l \xi_{i+M} w_i^k + \\ &\quad \sum_{i=1}^M b_1^u x_i^u \xi_i + \sum_{i=1}^M \xi_i \xi_{i+M} w_i^k. \end{aligned} \quad (15)$$

由于 ξ_i 为均值为零,方差为 σ^2 的高斯白噪声; x_i 为混沌序列,当扩频系数 M 足够大时, x_i 近似为高斯随机过程. 所以, ε 也为高斯随机过程. 式(14)可以表示为

$$p_e = (1 - \frac{1}{L}) p(|\varepsilon| > d) = (1 - \frac{1}{L}) \operatorname{erfc}(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_n}). \quad (16)$$

式中: d 为电平间隔; σ_n 为干扰项 ε 的方差; $\text{erfc}(\cdot)$ 为互补误差函数.

由于对任意 $i \neq j$, ξ_i 和 ξ_j , x_i 和 x_j , ξ_i 和 x_i 都是统计独立的. ξ_i 双边功率谱密度为 $N_0/2$; x_i 的方差为式 $\frac{1}{2}$, w_i 的方差近似为 $1^{[9]}$. 所以

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 = & \text{var} \left[b_1^k \sum_{l=1}^N \left[\sum_{i=1}^M x_i^l x_i^k + b_1^k \lambda + \right. \right. \\ & \left. \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N x_i^l \xi_{i+M} w_i^k + \sum_{i=1}^M b_1^u x_i^u \xi_i + \sum_{i=1}^M \xi_i \xi_{i+M} w_i^k \right] = \\ & (b_1^k)^2 \sum_{l=1}^N \left[\sum_{i=1}^M \text{var}(x_i^l x_i^k) \right] + (b_1^k)^2 \sigma_\lambda^2 + \\ & \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^N \text{var}(x_i^l \xi_{i+M}) + (b_1^u)^2 \sum_{i=1}^M \text{var}(x_i^u \xi_i) + \\ & \sum_{i=1}^M \text{var}(\xi_i \xi_{i+M}) = (b_1^k)^2 \frac{1}{4} M(N-2) + \\ & (b_1^k)^2 \frac{E_b^2}{2M} + \frac{N_0}{4} MN + (b_1^u)^2 \frac{N_0}{4} M + \frac{N_0^2}{4} M. \quad (17) \end{aligned}$$

由于 b_l 等概率发送, 所以式 (17) 中第一项, 第二项和第四项是变动的, b_l^2 的平均值可以表示为

$$\overline{b_l^2} = \frac{2}{L} \sum_{i=1}^{M/2} (2i-1)^2 = \frac{L^2-1}{3}. \quad (18)$$

所以将式 (18) 代入式 (17) 得 ε 的方差的平均值 $\overline{\sigma_n^2}$:

$$\begin{aligned} \overline{\sigma_n^2} = & \frac{L^2-1}{3} \cdot \frac{1}{4} M(N-2) + \frac{L^2-1}{3} \cdot \frac{E_b^2}{2M} + \frac{N_0}{4} MN + \\ & \frac{L^2-1}{3} \cdot \frac{N_0}{4} M + \frac{N_0^2}{4} M. \quad (19) \end{aligned}$$

因为 $E_b = 2M \langle (x_i^k)^2 \rangle \approx 2M \text{var}(x_i)$, $\text{var}(x_i) = \frac{1}{2}$; 所以 $E_b = M$.

将式 (19) 和电平间隔表达式 $2d = E_b$ 代入式 (16) 得新系统的误码率为

$$\begin{aligned} p_e = & (1 - \frac{1}{L}) p(|\varepsilon| > d) = (1 - \frac{1}{L}) \text{erfc}(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_n}) \\ = & (1 - \frac{1}{L}) \text{erfc} \left[\frac{2(L^2-1)(N-2)}{3M} + \frac{4(L^2-1)}{3M} + \right. \\ & \left. 2N(\frac{E_b}{N_0})^{-1} + (\frac{2(L^2-1)}{3})(\frac{E_b}{N_0})^{-1} + \right. \\ & \left. 2M(\frac{E_b}{N_0})^{-2} \right]^{\frac{1}{2}} = (1 - \frac{1}{L}) \text{erfc} \left[\frac{2(L^2-1)N}{3M} + \right. \\ & \left. 2N(\frac{E_b}{N_0})^{-1} + \frac{2(L^2-1)}{3}(\frac{E_b}{N_0})^{-1} + 2M(\frac{E_b}{N_0})^{-2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (20) \end{aligned}$$

当 M 较大时, $\frac{2(L^2-1)N}{3M}$ 趋近于零, 可以忽略

不计, 此时误码率可近似为

$$\begin{aligned} p_e = & (1 - \frac{1}{L}) \text{erfc} \left[2N(\frac{E_b}{N_0})^{-1} + \right. \\ & \left. \frac{2(L^2-1)}{3}(\frac{E_b}{N_0})^{-1} + 2M(\frac{E_b}{N_0})^{-2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (21) \end{aligned}$$

当 $L=2, N=1$ 时上式为单用户二进制 FM-DCSK 误码率, 单用户二进制 FM-DCSK 误码率由文献 [10] 给出.

3 仿真结果及分析

仿真结果表示在图 3~5 中, 其中仿真值表示仿真结果, 理论值表示利用式 (21) 仿真得到的理论结果, 传统多用户二进制 FM-DCSK 误码率公式由文献 [11] 给出.

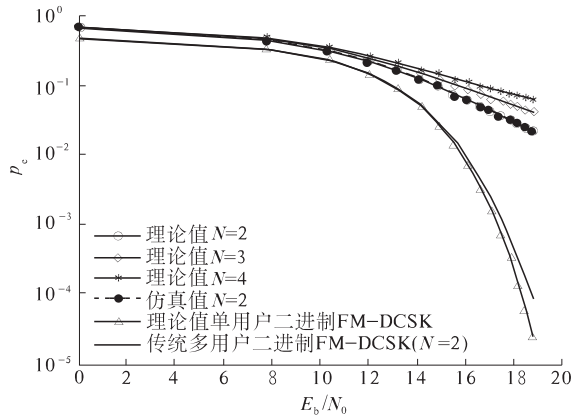


图3 N 不同时的误码率情况

Fig.3 The BER with different N

图 3 表示 N 不同时的误码率情况, 在本次仿真中 $L=4$, 扩频系数 $M=100$, 分别对 $N=2, 3, 4$ 进行仿真分析. 多用户多进制通信系统比单用户二进制通信系统误码率有较大的增加, 这是因为多进制判决门限增加, 且判决门限不为零, 增加了系统误码率. 另外, 随着用户数目的增加, 误码率也有明显的增加, 这是因为用户数目的增加, 多用户之间的干扰增加, 造成了误码率的上升.

图 4 为改变电平间隔后不同用户数目的误码率情况. 在图 4 的仿真中电平间隔 $d = E_b/2$, 当增加电平间隔至 $d = \sqrt{2}E_b/2$ 时, 仿真结果见图 4. 从图 4 可以看出, 适当增加电平间隔能显著地改善系统性能. 但是, 增加电平间隔将会在发送端需要更多的发射功率, 所以, 电平间隔不能无限制地增加.

图 5 为当用户数目 $N=3$ 时, 不同进制的误码率情况. 选取 $N=3$, 扩频系数 $M=100$, 分别对 $L=2, 3, 4$ 进行仿真. 从图 5 可以看出, 当 L 增加

是误码率明显上升,主要是由于 L 增加,判决门限数目增加,由此造成了误码率的上升.

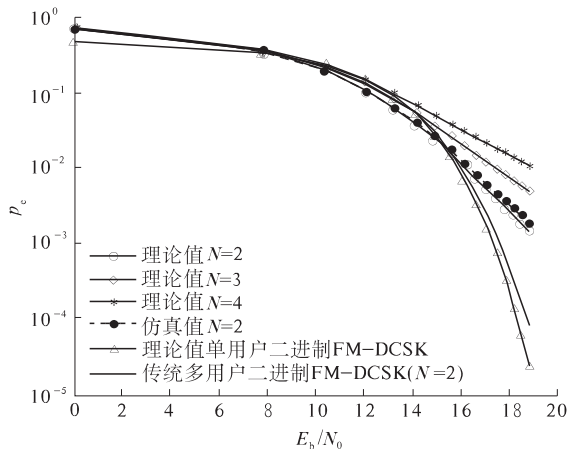


图 4 改变电平间隔后 N 不同时的误码率

Fig.4 The BER with different N and different level interval

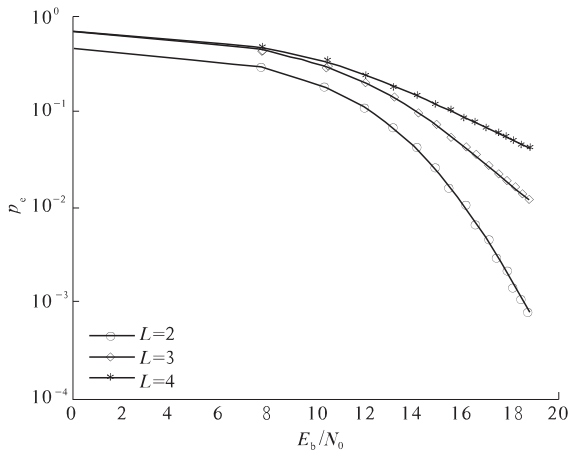


图 5 $N=3$ 时,不同进制的误码率情况

Fig.5 $N=3$, The BER with different multi-system

4 结论

笔者提出了一种新的多用户多进制 FM-DCSK 混沌通信系统,并且在系统中利用 Walsh 码,大大降低了多用户之间的干扰;详细地分析了新系统的原理性能,并给出了误码率公式;并且通过仿真验证了系统的性能.新系统在基本不增加系统复杂性的同时,大大提高了二进制码元传输效率;同时,其误码率相比传统多用户系统仅有略微增加.通过选取适当的电平间隔,误码率将得到显著的改善.由于篇幅限制,只讨论了理想信道下的误码率;当信道噪声影响到 Walsh 码的正交性时,

误码率将会显著增加,所以下一步工作将致力于实际环境条件下系统性能的研究.

参考文献:

- [1] KOLUMBAN G, KENNEDY M P, CHUA L O. The role of synchronization in digital communications using chaos (Part I): Fundamentals of digital communications[J]. IEEE Trans Circuits Syst I, 1997, 44(8): 927-936.
- [2] HERVE D, MICHAEL P K, MARTIN H. Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing chua's circuits[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1993, 40(10): 634-642.
- [3] KOLUMBAN G, KIS G, JAKO Z, Michael Peter Kennedy FM-DCSK: A Robust modulation scheme for chaotic communications[J]. IEICE Trans. 1998, E81(9): 1798-1802.
- [4] CARROLL T L, PECORA L M. Using multiple attractor chaotic systems for communication[J]. Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science. 1999, 9(2): 445-451.
- [5] KENNEDY M P, KOLUMBAN G, JAKO Z. Recent advances in communicating with chaos[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Monterey, CA, USA: IEEE Press, 1998: 461-464.
- [6] JAKO Z, KIS G, KOLUMBAN G. Multiple access capability of the FM-DCSK chaotic communications system[C]//NDES2000, Catania, Italy. 2000: 52-55.
- [7] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 6 版. 北京: 国防工业出版社, 2006: 205-207.
- [8] CHERNOV N I. Limit theorems and markov approximations for chaotic dynamical systems[J]. Probability Theory and Related Fields, 1995, 101(3): 321-362.
- [9] 周志波, 周童, 王进祥. 一种改进的多用户 DCSK 性能分析. 西安电子科技大学学报: 自然科学版. 2009, 36(4): 732-735.
- [10] GALIAS Z, MAGGIO G M. Quadrature chaos shift keying: theory and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2001, 48(12): 1510-1518.
- [11] 李辉. 混沌数字通信[M]. 合肥: 中国科技大学出版社, 2004: 47-48.

(下转第 51 页)