

差分混沌键控和混沌相位调制相结合的通信系统

朱松盛<sup>1,2</sup>, 殷奎喜<sup>1</sup>, 刘学军<sup>1</sup>

(1 南京师范大学物理科学与技术学院, 江苏 南京 210097)  
(2 南京医科大学生物医学工程系, 江苏 南京 210029)

[摘要] 在差分混沌键控和混沌相位调制的基础上, 提出一种新的混沌通信系统, 并给出了调制解调框图. 除了具有混沌调制系统原有的宽带特性之外, 最主要的特点是使单位码元符号包含的信息比特提高为  $1 + \log_2 M$ , 从而能提供更快的传输速率. 并在高斯信道中进行了计算机数值仿真, 结果表明其误码率性能还优于差分混沌键控.

[关键词] 混沌通信, 差分混沌键控, 混沌相位, 误码率

[中图分类号] TN914.3 [文献标识码] A [文章编号] 1001-4616(2010)01-0040-04

A Differential Chaos Shift Keying and Chaotic Phase Modulation Combined Communication System

Zhu Songsheng<sup>1,2</sup>, Yin Kuixi<sup>1</sup>, Liu Xuejun<sup>1</sup>

(1 School of Physics and Technology, Nanjing Normal University, Nanjing 210097, China)  
(2 Department of Biomedicine Engineering, Nanjing Medical University, Nanjing 210029, China)

**Abstract** On the basis of differential chaos shift keying and chaotic phase modulation, a combined communication system is proposed. In addition to the broadband characteristics of original chaotic modulation methods, the main improvement is that the information bits of unit symbol included are increased to  $1 + \log_2 M$ . Then the system is simulated in Gauss white noise channel and the performance of the bit error rate versus the signal-to-noise-rate is obtained, which depends on the number of chaotic samples and chaotic phase number. The results show that the bit error rate is even decreased compared with DCSK.

**Key words** chaotic communication, DCSK, chaotic phase, BER

在混沌载波数字调制技术的研究中, 为了避免混沌同步的困难<sup>[1]</sup>, 主要采用的是非相干的解调方法<sup>[2]</sup>, 如非相干混沌相移键控 (Chaos Shift Keying CSK)、混沌通断键控 (Chaos on-off Keying COOK)、差分混沌键控 (Differential Chaos Shift Keying DCSK)<sup>[3]</sup>、Multilevel DCSK、FM-DCSK<sup>[4]</sup>等, 其中 DCSK 和 FM-DCSK 已接近相干 FSK 的性能, 并具有进一步显著提高性能的潜力<sup>[5]</sup>. 由于混沌信号本身的宽带频谱和良好的互相关、自相关特性, 使混沌数字调制能够很好地克服多径衰落<sup>[6]</sup>. 在当今频带资源日益紧张的情况下, 需要充分发挥混沌信号的宽带特性<sup>[7]</sup>. 本文提出的结合 DCSK 和混沌相位调制的方法能在单位符号内传送更多的比特, 从而能提供更快的传输速率, 并且经过仿真, 其误码率性能也优于差分混沌键控.

1 差分混沌键控

在差分混沌键控 (Differential Chaos Shift Keying DCSK) 调制方式中, 每个符号周期等间隔的划分为 2 个时段. 前半周期发送混沌参考信号, 称为参考段, 后半周期发送带有信息的调制信号, 称为信息段. 并且在信息段中根据信息发送参考信号本身或者取负后的参考信号. 其发送信号表达式为

收稿日期: 2009-09-01  
基金项目: 863 项目 (2007AA12Z238).  
通讯联系人: 朱松盛, 博士生, 研究方向: 移动通信技术. E-mail: zhu\_songsheng@163.com

— 40 —  
© 1994-2013 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$s(k) = \begin{cases} \sqrt{E_b} c(k), & 0 \leq k < L \\ b_i \sqrt{E_b} c(k-L), & L \leq k < 2L \end{cases}, \quad (1)$$

其中,  $c(k)$  是混沌信号,  $E_b$  是一个符号周期内的信号能量,  $b_i \in \{-1, 1\} (i = 0, 1, 2, \dots)$  是第  $i$  个发送符号,  $T/2$  是参考段和信息段的持续时间, 而  $L$  则是半个周期内的混沌采样数. 在接收端, 将符号周期后半段信号与前半段接收信号进行相关运算, 然后判决相关值的正负号还原比特信息.

2 混沌相位调制方法

混沌相位调制方法<sup>[8]</sup>的发送信号中每个符号位对应的混沌波形也包括参考信号段和信息承载信号段. 信息的调制是通过在信息承载段与参考段间的相位偏移来实现的. 那不同相位之间的相关性实际上就是混沌信号不同延时之间的自相关特性. 根据混沌信号的自相关特性, 不同相位上的信号在统计平均意义上可以看作是一组正交信号. 图 1 是  $M$  相调制的混沌相位调制方法的信号结构 ( $M$  取值为  $2^n, n = 0, 1, \dots$ ). 参考信号段平均分成  $M$  个相位点  $p_0, p_1, \dots, p_{M-1}$ , 在信息承载段, 根据传送的符号, 从参考段中选择 1 个相位作为信息段混沌信号的起始相位  $p_m$ , 然后循环发送参考段中的混沌信号  $p_m, p_{m+1}, \dots, p_{m+j}, \dots, p_{m+M-1}$ , 其中,  $p_{m+j} = p_{(m+j) \bmod M}, j = 0, 1, \dots, M-1$ . 这样在接收端通过检测接收信号信息段的相位, 就可以解调出所传送的信息. 在这种情况下, 每个符号所包含的比特数为  $\log_2 M$ .

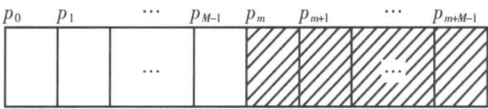


图 1 混沌相位调制信号结构

Fig.1 The signal structure of chaotic phase modulation

根据上述定义, 调制信号可以表示为

$$S(k) = \begin{cases} \sqrt{E_b} c(k), & 0 \leq k < L \\ \sqrt{E_b} (c((k-L+p_m) \bmod L)), & L \leq k < 2L \end{cases}, \quad (2)$$

其中,  $L$  是半个符号周期 ( $T/2$ ) 内所产生的混沌样值个数,  $p_m$  为混沌调制相位在离散时间下的表示, 相当于信号的一段延时. 通过调整相位数  $M$ , 可以进行多元通信, 提高传输的比特率. 在接收端, 同样是符号周期后半段信号与前半段接收信号进行相关运算, 然后判决相关值的最大值来还原发送信息.

3 DCSK 和混沌相位调制相结合的方案

由上述内容可发现两种混沌调制方式的相同之处是发送信号的格式都分为参考段和信息段; 不同的是用参考信号的正负号, 而另一种是用混沌相位来传送信息符号的, 而且混沌相位调制中信息段虽然相位不同, 但符号都是为正的. 因此, 两种调制方式可以结合在一起成为 DCSK 和混沌相位调制相结合的调制方式. 先将需发送的信息比特分为 2 组, 一组为单独的 1 比特, 表示为  $b_i \in \{-1, 1\}$ ; 另一组为  $s_i$  包含比特数  $\log_2 M$ , 即  $b_{i+1}, b_{i+2}, \dots, b_{i+\log_2 M}$ . 调制时分别轮流使用 2 组信息比特, 使得每个符号所包含的比特数提高为  $1 + \log_2 M$ . 那么, 这种相结合的调制信号可以表示为

$$S_c(k) = \begin{cases} \sqrt{E_b} c(k), & 0 \leq k < L \\ b_i \sqrt{E_b} (c((k-L+p_m) \bmod L)), & L \leq k < 2L \end{cases}, \quad (3)$$

其中,  $p_m$  包含了信息  $s_i$  (即  $\log_2 M$  个比特). 同样, 通过调整相位数  $M$ , 可以进行多元通信, 提高传输的比特率, 且每个符号所包含的比特数提高为  $1 + \log_2 M$ . 由于 2 组信息分别使用混沌相位和混沌信号的正负进行信息传送, 因此不会互相干扰.

3.1 调制

图 2 是混沌相位产生模块. 其中使用  $M$  个延时为  $T_p = T/2M$  的延时器提取参考信号的  $M$  个混沌相位,  $T$  为发送一个符号的时间长度. 在  $t < T/2$  时, 开关切换到输入信号一方, 缓冲信号参考段; 在  $t > T/2$  时, 开关切换到循环缓冲端, 产生不同的相位延迟.

DCSK 和混沌相位调制相结合的一种实现结构如图 3 所示, 从图中可以看出, 这种实现结构是原来两种调制的叠加, 其中, 虚线右侧为 DCSK 部分, 而左侧则是混沌相位调制. 在  $t < T/2$  时, 开关切换到使得混

沌信号能直通的一方,即产生信号参考段;在 $t > T/2$ 时,开关切换到产生信息段的一方;发送的信息比特需要按照上述方法分为 2 组,并进行比特到符号的转换,然后相位选择开关根据所传送的符号选择相应的相位延迟.

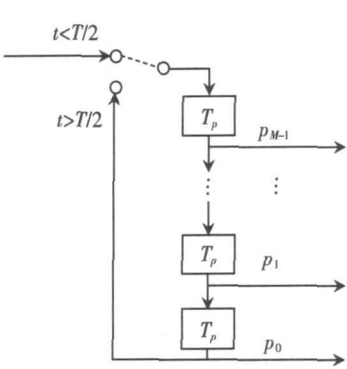


图 2 混沌相位产生模块

Fig.2 The module of chaotic phase generation

3.2 解调

这种结合系统的一种非相干解调方法如图 4 所示,其中同样需要使用混沌相位产生模块.产生的参考段信号的各个延迟相位分别与信息段信号进行相关,在 $t = T$ 时,得到 $M$ 个相关值后进行判决.

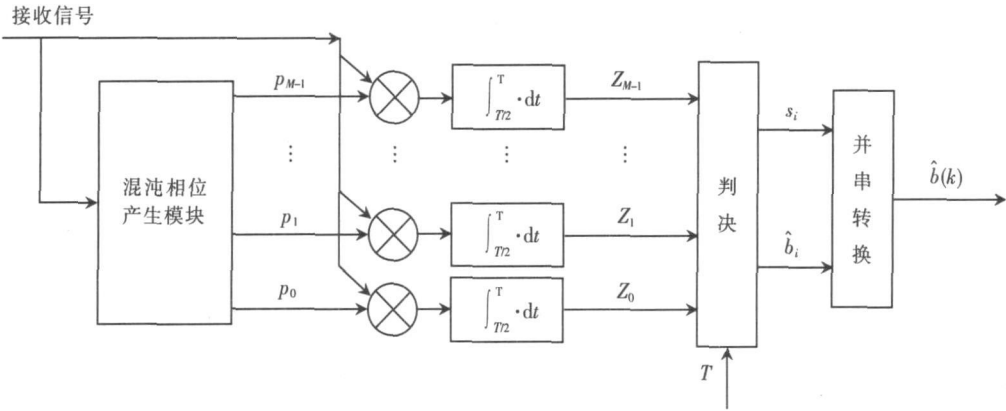


图 4 两种方法相结合的一种非相干解调方法

Fig.4 A non-coherent demodulation scheme of the combining method

判决是解调的关键所在,需选择其中绝对值最大的相关值对应的符号作为信息符号输出,并同时判断其正负号,得到另一个比特的输出 $b_i$ .即

$$\hat{s} = s_b \quad \text{当 } Z_i = \max_j |Z_j| \text{ 时}$$
$$b_i = \begin{cases} 1 & \text{当 } Z_j > 0 \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } Z_j < 0 \text{ 时} \end{cases}, \tag{4}$$

其中, $j (j = 0 \ 1 \ \dots, M - 1)$ 表示第 $j$ 个相关器.最后将这 2 组信号进行和调制时相反的并/串转换,输出即可.

第 $j$ 个相关器输出可以表示为

$$Z_j = \sum_{k=0}^{L-1} [S_c(k + p_j) + n(k)] [S_c(k + L) + n(k + L)], \tag{5}$$

将发送信号即式 (3) 代入上式可得

$$Z_j = bE_b \sum_{k=0}^{L-1} [c(k + p_j) c(k + p_m)] + \sqrt{E_b} \sum_{k=0}^{L-1} [c(k + p_j) n(k + L)] +$$
$$b_i \sqrt{E_b} \sum_{k=0}^{L-1} [c(k + p_m) n(k)] + \sum_{k=0}^{L-1} [n(k) n(k + L)], \tag{6}$$

混沌信号的循环移位并不影响其相关特性,因此公式中省略了求余运算.由于混沌信号的自相关特性和类

随机特性<sup>[9]</sup>, 在上式中, 只有第一项中  $j = m$  的相关器才能输出一个较大值 (“1”), 其余项都是类正交的 (即值几乎为零), 可看作系统噪声. 因此,  $Z_j$  经过上述的最大绝对值判断后获得  $s_s$ . 同时判断其正负号, 还原出全部传送的信息比特. 和混沌相位调制方法相比, 解调系统的复杂度几乎不变, 只是在判决电路中多正负号的判断即可.

4 仿真分析

主要分析在高斯白噪声信道中, 混沌样值个数、相位数在不同信噪比下对这种结合系统性能的影响. 每个符号对应  $L$  个混沌样值, DCSK 也取相同值, 即采用相同符号率, 且保证一个符号周期内的混沌信号的能量  $E_b$  是一个常数. 混沌信号的产生使用的是立方映射, 即

$$x_{n+1} = 4x_n^3 - 3x_n, \quad -1 \leq x_n \leq 1. \tag{7}$$

由于混沌相位调制的使用,  $L$  不能取值过小. 因为  $L$  过小, 若不能保证每个混沌相位点中混沌样值的个数大于或等于 2 (即  $LM \geq 2$ ), 导致不同混沌相位之间的正交性不够而不能正确解调. 对于 DCSK, 虽然  $L$  越小速率越高, 但定时恢复误差会增加, 因此实际 DCSK 系统中  $L$  同样也不会过小. 上述原因表明  $L$  较大的仿真比较是有意义的. 图 5 (a) 是  $L = 32$  时,  $M = 4, 8$  时误码率对信噪比的仿真图. 从图中可以看出, 当信噪比较低时, 结合的通信系统性能比 DCSK 略差, 这是低信噪比下混沌相位调制的性能不理想造成的.

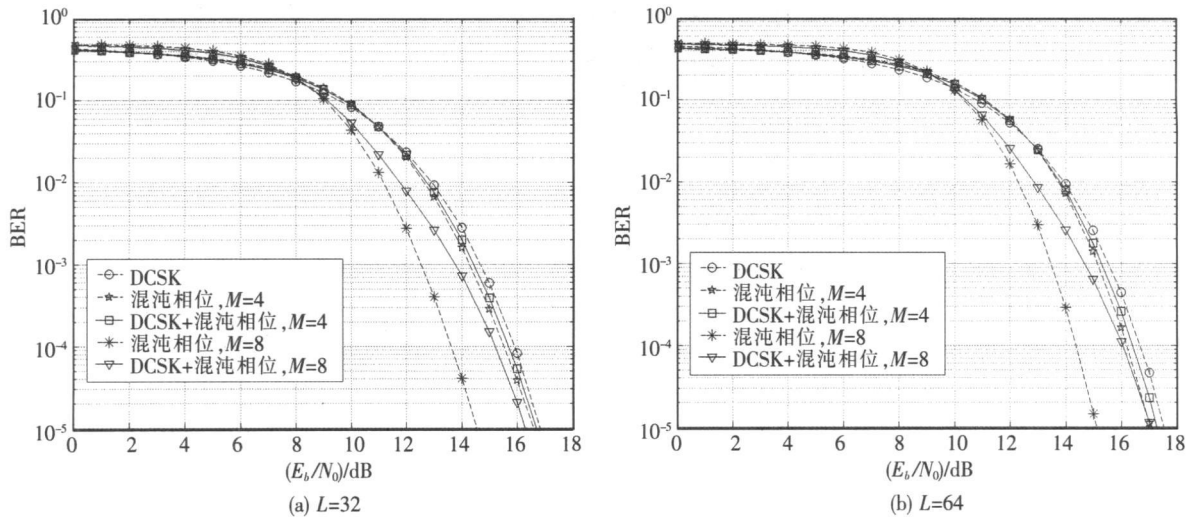


图 5 相同符号率下误码率相对于信噪比的仿真图

Fig.5 The simulation results of bit error rate versus signal noise rate with the same symbol rate

同样的, 图 5 (b) 是  $L = 64$  时,  $M = 4, 8$  时误码率对信噪比的性能. 当信噪比在中间时 ( $L = 32$  时, 12 dB 左右;  $L = 64$  时, 13 dB 左右), 误码率性能比 DCSK 好; 如果以误码率为  $10^{-2} \sim 10^{-4}$  时衡量, 所需信噪比相比差分混沌键控都要降低至少 1 dB. 这是由混沌相位调制的性能随着信噪比的增加而提高造成的. 最后, 随着信噪比的进一步增加, 误码率性能又逐渐接近 DCSK, 这是由于在高信噪比下, 误码率逐渐由 DCSK 占主导的原因. 再比较两图可以发现,  $L$  增大会降低系统误码率性能. 但同时  $L$  还要受制于  $M$  的取值 (至少  $L \geq M$ ). 实验表明当  $L > 16$  且  $L \geq 2M$  时, 不同相位之间的相关性才比较理想.

5 结论

DCSK 和混沌相位调制有各自的优势, 本文在此基础上提出了结合两者的一种通信系统, 并分析研究了其在高斯信道中的误码率性能. 该系统主要的优势是单位符号的比特信息提高为  $1 + \log_2 M$ , 调节  $M$  能提供更快的传输速率. 而且仿真结果证明其误码率还优于差分混沌键控. 由于混沌样值个数  $L$  对系统性能的限制, 在实际系统中, 还是应根据带宽、符号速率和复杂度等要求选取合适的  $M$  和  $L$ , 来保证系统性能、传输速率和实现代价达到最佳.

(下转第 72 页)

force constants from density-functional perturbation theory[ J]. Phys Rev B, 1997, 55( 16): 10 355-10 368

[ 15] Gonze X, Beuken JM, Caracas R, et al First-principles computation of material properties the ABINIT software project [ J]. Comput Mater Sci, 2002, 25( 3): 478-492

[ 16] Troullier N, Martins J L. Efficient pseudopotentials for plane-wave calculations[ J]. Phys Rev B, 1991, 43( 3): 1 993-2 006

[ 17] Goedecker S, Teter M, Hutter J. Separable dual-space Gaussian pseudopotentials[ J]. Phys Rev B, 1996, 54( 3): 1 703-1 710

[ 18] Monkhorst H J, Pack J D. Special points for Brillouin-zone integrations[ J]. Phys Rev B, 1976, 13( 12): 5 188-5 192

[ 19] Blchl P E, Jepsen O, Andersen O K. Improved tetrahedron method for Brillouin-zone integrations[ J]. Phys Rev B, 1994, 49( 23): 16 223-16 233

[ 20] Peles A, Chou M Y. Lattice dynamics and thermodynamic properties of NaAlH<sub>4</sub>: density-functional calculations using a linear response theory[ J]. Phys Rev B, 2006, 73( 18): 184 302-184 312

[责任编辑: 顾晓天]

(上接第 43页)

[参考文献]

[ 1] Kolumb n G, Kennedy M P, Parlitz U, et al Transmission of digital signals by chaotic synchronization[ J]. Int J Bif Chaos, 1992, 2: 973-977.

[ 2] Kolumb n G, Kennedy M P, Chua L O. The role of synchronization in digital communication using chaos—Part II: Chaotic modulation and chaotic synchronization[ J]. IEEE Trans Circuits Syst I, 1998, 45( 11): 1 129-1 140.

[ 3] Kolumb n G, Viazari G K, Schwarz W. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication[ J]. Proceedings of International Workshops on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, 1996, 87-92.

[ 4] Kolumb n G, Kis G, Jk Z, et al FM-DCSK: a robust modulation scheme for chaotic communications[ J]. IEEE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 1998, E81-A( 9): 1 798-1 802.

[ 5] Kolumb n G, Kennedy M P, Jk Z, et al Chaotic communications with correlator receivers: theory and performance limits [ J]. Proceedings of the IEEE, 2002, 90( 5): 711-732.

[ 6] Riaz A, Ali M. Chaotic communications: their applications and advantages over traditional methods of communication[ C] // Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Computer Society, 2008, 21-24.

[ 7] Kolumb n G, Kennedy M P, Chua L O. Theoretical noise performance of correlator-based chaotic communication schemes [ J]. IEEE Trans Circuits Syst I, 2000, 47( 12): 1 692-1 701.

[ 8] 李辉. 混沌数字通信[ M ]. 北京: 清华大学出版社, 2006, 48-52.

[ 9] Abel A, Schwarz W. Chaos communications: principles, schemes and system analysis[ J]. Proceeding of the IEEE, 2002, 90( 5): 691-695.

[责任编辑: 顾晓天]